

621.39610  
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ  
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

*Посвящается 60-летию кафедры основ радиотехники  
Харьковского национального университета радиотехники*

**РАДИОТЕХНИКА**

**Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

**В Ы П У С К 1 4 6**



Харків  
Харківський національний  
університет радіоелектроніки  
2006

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

*Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22.08.2000*

*Ответственность за содержание статей несут авторы*

**Редакционная коллегия:** главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф., зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат. наук, проф., ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф., *В.М. Ажжжа*, чл.-корр. НАН Украины, *Б.М. Булгаков*, д-р физ.-мат. наук, проф., *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф., *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф., *А.И. Дюбня*, д-р физ.-мат. наук, проф., *В.В. Конин*, д-р техн. наук, проф., *А.А. Коноваленко*, академик НАН Украины, *Н.И. Кравченко*, д-р техн. наук, проф., *В.М. Климичев*, д-р физ.-мат. наук, проф., *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины, *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины, *Г.Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент, *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф., *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат. наук, проф., *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф., *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф., *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук, проф., *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф., *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

*Ответственный за выпуск* д-р техн. наук, проф. *А.И. Лучанинов*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиотехники, протокол № 24 от 30.06.2006.

*Адрес редакционной коллегии* Харьковский национальный университет радиотехники (ХНУРЭ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397

Выход настоящего сборника совпадает со значительным событием в жизни Харьковского национального университета радиотехники – 60-летним юбилеем кафедры основ радиотехники. Созданная в 1946 году на радиотехническом факультете Харьковского электротехнического института кафедра ОРТ прошла сложный путь развития (с 1950 г. кафедра ОРТ была в составе радиотехнического факультета Харьковского политехнического института, а с 1971 г. в – составе радиотехнического факультета Харьковского института радиотехники). Все эти годы наряду с выполнением своей основной задачи – подготовкой высококвалифицированных инженерных кадров – коллектив кафедры проводил интенсивные научные исследования в самых разнообразных областях радиотехники, находясь на самом передовом крае отечественной и мировой науки.

Сегодня на кафедре ОРТ научные исследования ведутся в нескольких направлениях:

- метеорная связь и синхронизация шкал времени;
- изучение динамики движения воздушных масс в тропо-стратосфере;
- спутниковая навигация;
- беспроводная передача энергии;
- теория и техника антенн и антенных измерений;
- системы абонентского радиодоступа.

Актуальность выбранных направлений обусловлена интенсивным развитием цифровых беспроводных сетей передачи информации и систем телекоммуникаций, которые в современном обществе стали самыми востребованными ресурсами.

Эти исследования в значительной мере позволяют повысить квалификацию преподавателей, что, в свою очередь, способствует улучшению качества подготовки молодых специалистов, расширению их профессионального кругозора.

В сборнике в подавляющем большинстве представлены статьи сотрудников кафедры основ радиотехники, отражающие историю развития того или иного научного направления, перспективные вопросы, требующие решений, и новые результаты оригинальных исследований.

Хочется надеяться, что материалы, представленные в сборнике, будут полезны не только специалистам в той или иной конкретной области, но и студентам радиотехнических специальностей, которые выбирают для себя направления исследований и которым в недалеком будущем предстоит их продолжить.

*Ответственный за выпуск профессор А.И. Лучанинов*

*Сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391*

Перепечатка и использование материалов в любой форме возможны только с согласия редколлегии

Харьковский национальный университет радиотехники, 2006

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>И. Е. Антипов, Б. Г. Бонорь, Ю. А. Коваль, Г. В. Нестеренко, В. В. Обельченко</i> Метеорная связь и синхронизация. История и современное состояние .....	5
<i>В. В. Хиленко, И. В. Богданова, К. Б. Никифорова</i> Оценка перекрестных помех в WDM-системах при проектировании ВОЛС .....	19
<i>А. Н. Олейников, В. Н. Олейников, В. В. Лизогуб, В. В. Жуков, Д. М. Сосновчик, А. И. Шкарлет</i> Радиометеорные исследования динамики атмосферы в Харькове .....	24
<i>Н. И. Кравченко</i> Определение линейной скорости ветра однопозиционной доплеровской метеорологической РЛС .....	44
<i>М. Л. Кочина, Л. Ф. Сайковская</i> Автоматизированный комплекс для диагностики функционального состояния пользователей ПК .....	49
<i>В. В. Обельченко, Ю. А. Коваль, И. Е. Антипов</i> Статистические характеристики радиометеорного канала синхронизации .....	55
<i>А. И. Цопа</i> Выбор линейных сигналов и анализ их спектральных характеристик в системах передачи информации с использованием xDSL технологий .....	66
<i>В. А. Назаренко</i> Фокальное пятно сфокусированной в зону Френеля линейной антенной решетки со случайными ошибками возбуждения и местоположения элементов .....	75
<i>П. Л. Токарский, Ю. А. Панченко</i> КПД решеток магнитных излучателей, расположенных над границей раздела двух сред .....	83
<i>В. М. Левыкин, М. В. Евланов, В. С. Сугробов</i> Параллельное проектирование информационного и программного комплексов информационной системы .....	89
<i>В. М. Шокало, А. А. Жалчило, Ю. А. Коваль, В. В. Бавыкина, Г. В. Нестеренко, Д. А. Шелковенков</i> Применение спутниковой навигации в научных исследованиях и учебном процессе кафедры ОРТ .....	99
<i>В. А. Усин, В. А. Марков, В. А. Губарь, В. А. Ковальчук, Л. В. Рожнятовская, А. В. Усина, А. Б. Филоенко</i> Основные тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч. 1. Методы измерений линейных и апертурных антенн .....	107
<i>В. А. Усин, А. В. Усина</i> Потенциальная точность ближнезонных методов определения характеристик антенн при использовании импульсных сигналов. Ч. 2. Точность определения ДН антенн .....	121
<i>И. Е. Алексеев, В. В. Воронин</i> Радиоуправляемые носители. состояние разработок и направления развития .....	127
<i>М. Ф. Лагутин</i> Комплексные исследования динамики метеорного притока радарам и лидарам на Украине .....	135
<i>В. П. Олейников, П. И. Сипченко, О. А. Соляник</i> Радиолокационные наблюдения динамических процессов в тропосфере .....	139
<i>П. Л. Токарский</i> Матричная модель диссипативной антенной решетки .....	156
<i>А. П. Бондарев</i> Шумовые и динамические свойства модифицированного устройства фазовой автоподстройки частоты .....	171
<i>В. П. Лысенко, Ю. В. Черняк</i> Методика корреляционной обработки сигналов, некогерентно рассеянных ионосферной плазмой .....	178
<i>Ю. Е. Гордиенко, В. В. Петров</i> Численная оценка потерь на излучение в СВЧ резонаторных датчиках с коаксиальной апертурой .....	187
<i>В. А. Алексеев, В. А. Яценко</i> Опыт создания переносных многокомпонентных газоанализаторов с использованием оптического абсорбционного метода .....	192
<i>В. М. Шокало, Д. В. Грецих, С. В. Помазанов</i> Достижения в исследовании крупноапертурных решеток .....	198
<i>В. В. Должиков, А. В. Сербин</i> Флуктуации поля в зоне Френеля круглой апертуры при наличии случайных фазовых ошибок .....	215
<i>В. М. Шокало, А. Е. Стрельницкий, А. А. Стрельницкий, Е. В. Бабанская</i> Прогнозирование производительности радиоканала локальной системы абонентского радиодоступа без учета влияния помех .....	231
<i>Б. В. Жуков</i> Результаты натурной реализации диагноза радиолокационной наблюдаемости по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками .....	242
<i>И. П. Келеберда, Н. С. Лесная, В. В. Сокол</i> Создание моделей обучаемого и учебного курса для построения индивидуальной траектории обучения .....	250
<i>И. Е. Антипов</i> О возможности использования метеорного радиоканала для организации односторонней пейджинговой радиосвязи .....	256
<i>Л. В. Гринченко, И. А. Милютченко</i> Анализ частотных характеристик фильтров 0 второго порядка .....	261
<i>М. И. Дзюбенко, А. С. Замковой, В. П. Пелипенко, В. В. Шевченко</i> Влияние вспомогательных разрядов на энергетические характеристики лазеров на красителях с ламповой накачкой .....	269
<b>РЕФЕРАТЫ</b> .....	275

## CONTENTS

<i>I. E. Antipov, B. G. Bondar, G. V. Nesterenko, Ju. A. Koval, V. V. Obelchenko</i> Meteor-burst communication and synchronization. The history and the day situation .....	5
<i>V. V. Khylenko, I. V. Bogdanova, K. B. Nykyforenko</i> Estimation of WDM-systems crosstalks when designing fiber-optic communication lines .....	19
<i>A. N. Olevnikov, V. N. Olevnikov, V. V. Uizogub, V. V. Zhukov, D. M. Sosnovchik, A. I. Shkarlet</i> Radiometric researches of an atmosphere dynamics in Kharkiv .....	24
<i>N. I. Kravchenko</i> Estimation wind linear velocity by means one positional Doppler radar .....	44
<i>M. L. Kochina, I. F. Sajkovskaja</i> The automatic complex for diagnostics of a functional condition of the personal computer users .....	49
<i>V. V. Obelchenko, Ju. A. Koval, I. E. Antipov</i> Statistical characteristics of the meteor burst synchronization channel .....	55
<i>O. I. Tsopa</i> Selection of line coding and analysis of line coding's spectrum characteristics in xDSL data transmission systems .....	66
<i>V. A. Nazarenko</i> Focal spot of the linear antenna array focused in Fresnel zone with random errors in elements excitation and location .....	75
<i>P. L. Tokorsky, Yu. O. Panchenko</i> Radiation efficiency of an array of magnetic dipoles located over an interface between two media .....	83
<i>V. M. Levykin, M. V. Evlanov, V. S. Sugrobov</i> Parallel information and software complexes designing .....	89
<i>V. M. Shokalo, A. A. Zhalilo, Y. A. Koval, V. V. Bavykina, G. V. Nesterenko, D. A. Shelkovenko</i> Application of satellite navigation to scientific researches and educational process at the faculty of Foundations of Radio Engineering .....	99
<i>V. A. Usin, V. A. Markov, V. A. Gubar, V. A. Kovaltchuk, L. V. Rogoztsovskaya, A. V. Usina, A. B. Filonenko</i> The main tendencies in development of near zone methods for measurement of antennas characteristics. P. 1. Methods of linear and aperture antennas measurements .....	107
<i>V. A. Usin, A. V. Usina</i> Potential accuracy of near field methods for antenna characteristics estimation using pulse signals. P. 2. The accuracy of definition of the antennas radiation pattern .....	121
<i>I. E. Alekseev, V. V. Voronin</i> Radiooperated carriers. The condition of the developments and directions of the development .....	127
<i>M. F. Lagutin</i> Complex investigation of meteors flow dynamic with radar and lidar in Ukraine .....	135
<i>V. N. Olevnikov, N. I. Slipchenko, O. A. Solyanik</i> Radar-tracking observation of dynamic processes in a tropo- and stratosphere .....	139
<i>P. L. Tokarsky</i> Matrix model of a dissipative antenna array .....	156
<i>A. P. Bondarev</i> Noise and dynamic properties of a modified phase-locked loop .....	171
<i>V. N. Lysenko, Y. V. Cherniak</i> The correlation processing technique of signals, incoherent scattered by ionosphere plasma .....	178
<i>Yu. Ye. Gordienko, V. V. Peitov</i> Numerical estimation of the radiation losses in the coaxial aperture microwave resonator sensors .....	187
<i>V. A. Alekseev, V. A. Yatsenko</i> Experience on creation of multicomponent gas analyzers using the optical absorption method .....	192
<i>V. M. Shokalo, D. V. Gretsikh, S. V. Pomazanov</i> Achievements in research of large aperture rectennas .....	198
<i>V. V. Dolzhikov, A. V. Serbin</i> Field fluctuations in the Fresnel zone of the circular aperture in the presence of random phase errors .....	215
<i>V. M. Shokalo, O. E. Strelnytskyi, O. O. Strelnytskyi, E. V. Babanskaya</i> Prediction of radio channel productivity of the in-plant system for a subscriber radio-access without consideration of hoise action .....	231
<i>B. F. Zhukov</i> The results of the natural realization the radar observation diagnostics by low atmosphere radio sounding data with known transmitter parameters .....	242
<i>I. N. Keleberda, N. S. Lesna, V. V. Sokol</i> Creation of learner and course models for constructing individual trajectory of education .....	250
<i>I. E. Antipov</i> About a possibility to use the meteor burst radio channel for creation of the unilateral paging radio communication .....	256
<i>I. V. Grinchenko, I. A. Milutchenko</i> Analysis of the frequency characteristics of second order filters .....	261
<i>M. Dzvubenko, A. Zamkovoy, V. Pelipenko, V. Shevchenko</i> An influence of auxiliary discharge on energetic characteristics of dye lasers with flashlamp pumping .....	269
ABSTRACTS .....	275

*И. Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук, Б. Г. БОНДАРЬ, канд. техн. наук, Ю. А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук, В. В. ОБЕЛЬЧЕНКО, канд. техн. наук, Г. В. НЕСТЕРЕНКО, канд. техн. наук.*

## **МЕТЕОРНАЯ СВЯЗЬ И СИНХРОНИЗАЦИЯ. ИСТОРИЯ И СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ**

Явление метеор, возникающее при попадании в атмосферу Земли мелкой космической частицы, приводит не только к видимому свечению на небесной сфере. Вызываемая частицей ионизация оказывается достаточной для отражения радиоволн метрового диапазона, благодаря чему создается возможность для радиосвязи между пунктами, удаленным друг от друга на расстояния до 2000 км. Метеорная радиосвязь известна уже более 50 лет и, несмотря на развитие спутниковой и сотовой систем связи, продолжает применяться и развиваться. Близкий к зеркальному характер отражения и, как следствие, малые потери в канале позволяют работать при небольшой средней мощности передающих устройств и небольшой потребляемой мощности. Для большинства известных систем метеорной связи импульсная мощность передатчика составляет сотни ватт – единицы киловатт, а средняя мощность (с учетом коэффициента заполнения) единицы – десятки ватт [1].

Достоинством метеорного радиоканала (МРК) является высокая степень взаимности (обратимости) времени задержки сигналов. Взаимность обусловлена тем, что радиоволны отражаются на высоте до 100 км, не проходя сквозь ионосферу, в которой их скорость зависит от направления распространения и направления силовых линий магнитного поля Земли. Это обстоятельство, а также хорошая стабильность времени задержки сигнала, позволяет использовать МРК для высокоточной синхронизации территориально разнесенных эталонов времени и частоты [1].

Метеорная связь и синхронизация были и остаются одним из научных направлений кафедры ОРТ Харьковского национального университета радиозлектроники (ХНУРЭ), истории развития и современному состоянию которого посвящена данная статья.

**Метеорная связь.** Годом начала освоения метеорной связи в мире можно считать 1955-й, когда в Канаде начала действовать первая экспериментальная радиолиния двусторонней связи «JANET» на трассе длиной 960 км. Линия работала на несущей частоте около 40 МГц, непрерывно излучаемая мощность составляла 500 Вт. Для накопления данных применялись магнитофоны с переменной скоростью движения ленты. Наиболее интенсивно исследования метеорного радиоканала проводились в СССР, США и Канаде – в странах с очень большой протяженностью и территориями со слабо развитой связью, особенно в полярных районах.

Научная работа на кафедре ОРТ (тогда ХПИ) началась в 50-х годах. Кафедру возглавлял по совместительству профессор Украинского физико-технического института (УФТИ) С. Я. Брауде, который на своей основной работе занимался вопросами распространения радиоволн и радиолокации. Поэтому он предложил для кафедры ОРТ научное направление, связанное с исследованиями ионосферы и распространением радиоволн в ней. Это предложение активно подхватил ассистент кафедры ОРТ Б. Л. Кашеев, недавно защитивший кандидатскую диссертацию по исследованию электронов.

Метеорные исследования на кафедре ОРТ начались с того, что во время радиолокационного зондирования ионосферы, в ходе которого снимались ее высотно-частотные характеристики, на отметчике ионосферной станции регулярно наблюдались кратковременные отражения на высоте 90-100 км, которым не находилось объяснения. После консультаций с проф. В. В. Федынским, стало ясно, что мы наблюдаем отражения от ионизированных метеорных следов. Это и положило начало исследованиям метеорных явлений радиометодами на кафедре. После выяснения вопроса об отражениях от метеоров в научной работе кафедры начался настоящий «метеорный бум». Проводившиеся исследования представляли большой интерес для отечественной науки, тем более что в то время в мире такие работы еще только начинались.

В 1955 г. началась подготовка к участию в программе Международного Геофизического Года (МГГ). Создавалась исследовательская аппаратура, и возник вопрос о выносном пункте наблюдения, так как в пределах города уровень помех не позволял вести наблюдения.

История выбора места для полигона достаточно необычна. Первоначально сотрудник кафедры Б. Г. Бондарь, исходя из своего электромонтерского опыта, предложил район за Мерефой в 35 км от Харькова. Там песчаные грунты, недалеко железнодорожная станция и автомобильная дорога, есть электросеть. В том же году собрали антенну, приемник, осциллограф – все с питанием от батарей и аккумуляторов и на автомобиле «Москвич 401» Б. Г. Бондаря отправились в поиск. Приехали, включили осциллограф и увидели импульсы радиолокатора. Нет, не годится – помехи!

Следующее предложение – район города Валки. Те же условия, но уже 60 км от Харькова. Поехали туда, попробовали – тоже импульсы радиолокатора.

Знакомый сотрудник областного управления сельского хозяйства посоветовал Б. Л. Кашееву местность за городом Балаклея в 80 км от Харькова. Условия там были намного хуже, чем в рассмотренных ранее пунктах. Дороги грунтовые, электросети нет, добираться было долго и сложно: пригородным поездом до ст. Балаклея, потом пересадка. Там и было выбрано место для полевой лаборатории.

В том же 1955 г. началось строительство Полевой лаборатории – здания лаборатории, метеорного домика, склада ГСМ. Первое время пришлось столкнуться с многочисленными трудностями: питание аппаратуры от автономных дизельных агрегатов и батарей, проезд от автодороги по бездорожью. Дом передающих устройств в углу участка был построен позже, когда появились большие антенны, это было уже в 1965 г.

В ходе работы над кандидатской диссертацией аспирант Б. Г. Бондарь в 1957 г. спроектировал и изготовил два комплекта передатчиков: 1  $kWt$  с модуляцией меандром на частоту 48,3 МГц и 1 передатчик на частоту 31,2 МГц мощностью 30  $kWt$ . В качестве пунктов размещения передающих устройств была выбрана Казань (Казанское военное училище связи, начальник которого, генерал-майор Сулима интересовался и поддерживал исследования метеорной связи). Приемный пункт выбрали в поселке Довгалевка на окраине тогдашнего районного центра Савинцы, чтобы избежать помех от работавшей на полигоне аппаратуры. Длина трассы составила около 980 км. В мае-июне 1958 г. автомобили ГАЗ-63 и ЗИЛ-150 с аппаратурой и одним движком Л-6 с генератором для подвижного пункта были переброшены по железной дороге в Казань и размещены на стадионе училища связи. Начался эксперимент по исследованию направленности метеорного распространения радиоволн и обусловленной этим вероятности одновременного приема сигналов в двух разнесенных на определенное расстояние пунктах. Для этого подвижной пункт на автомобиле ГАЗ-63 с движком Л-6 на прицепе перемещался по нескольким радиальным направлениям. Всего было обследовано 34 точки. На мобильной станции работали два человека: аспирант Б. Г. Бондарь и сменный лаборант. На стационарной точке также были два человека. На стационарной и подвижной станциях были установлены самолетные КВ радиостанции. С их помощью телеграфом поддерживались связь для корректировки программы и сообщения результатов исследований. Здесь Б. Г. Бондарю очень пригодилась восьмилетняя служба на Черноморском Флоте, в том числе радиотом, а также радиолюбительская практика. В стационарном пункте со связью помогали офицеры-связисты из училища. За все время измерений с июля по октябрь 1958 г. был единственный отказ – вышел из строя движок Л-6, который должен был работать не более четырех часов подряд, а работал по десять часов. Благо, это случилось уже к концу исследований, когда можно было закончить цикл измерений с питанием от электросети.

В качестве приемно-регистрирующей аппаратуры использовались два приемника и фоторегистрирующие устройства для записи на кинолентку, изготовленные под руководством доцента В. Ф. Чепуры. Фоторегистрирующее устройство представляло собой шлейфовый осциллограф, где закрепленное на рамке-шлейфе зеркальце отражало узкий пучок света, фиксирующийся движущейся киноленткой. Обработка этих записей вручную тогда заняла

много времени и сил, но была выполнена до конца по всем 34 пунктам. В результате были получены наиболее полные в мире результаты исследований направленности и рассеяния радиоволн метеорными следами [3; 4]. Были также проведены исследования многолучевого распространения радиоволн, рассеянных метеорными следами [3].

После длительного перерыва поколение аппаратуры метеорной связи под общим названием «Депеша» было разработано, создано и экспериментально исследовано сотрудниками ПНИЛ РТ в 1990 – 1991 гг. Эксперименты проводились на трассах Харьков – Ленинград в октябре 1991 г. и Харьков – Киев в декабре 1992 г. Исследовались узкополосные (до 10 кГц) радиометеорные каналы передачи информации. Передача велась на частоте 36.9 МГц при импульсной мощности 500 Вт. В качестве сигнала использовался двухчастотный сигнал (ДЧС). На трассе Харьков – Киев эта аппаратура обеспечивала передачу сообщений со средней скоростью около 20 бит/с.

Впервые в СССР был осуществлен обмен информацией (Харьков – Ленинград) с применением вертикальной поляризации и простейшей антенной системой типа «штырь». Тем самым была экспериментально доказана возможность использования простейших антенн в системах радиометеорной связи на таких объектах, как автомобили, суда и т. д. Работы проводились совместно с ЛНРТИ, ныне Роснейский институт радионавигации и времени (РПР-НИВ), г. Санкт-Петербург.

Дальнейшие исследования были направлены на максимизацию используемого в радиометеорном канале связи энергетически-информационного потенциала в отведенной полосе частот [5]. С этой целью были изготовлены макеты аппаратуры на частоты 57.3 и 42.5 МГц, получившие название «Депеша-М», причем в качестве переносчика сообщений использовались сигналы типа ДЧС, МЧМ, сигналы со спектральными характеристиками, максимально приближенными к прямоугольным. Это комбинированные сигналы типа МЧС-ЧМ и V-ЧМ-ЧМ. Исследования проводились на трассе Харьков – Балаклейская полевая лаборатория в режимах, близких к локационным.

Развал Советского Союза в значительной степени повлиял на тематику и направление работ ПНИЛ РТ в области метеорной связи. Остался незавершенным ряд работ, выполнявшихся в интересах силовых министерств СССР.

Сравнительно небольшие территориальные размеры Украины, а также стремление закрыть существовавший теоретический «пробел» побудили харьковских исследователей заняться изучением распространения радиоволн на короткие (до 400 км) расстояния, которые длительное время считались «зоной молчания». Для этих целей была разработана математическая модель метеорного радиоканала, учитывающая пространственное распределение метеорных радиантов по небесной сфере [6]. Астрономической основой модели явились результаты многолетних наблюдений, проводившихся в ПНИЛ РТ. Результаты исследований показали, что для получения наибольшего коэффициента заполнения на короткой трассе необходимо согласованно изменять ориентацию ДН антенн в обоих пунктах в течение суток. Это связано с суточным изменением расположения так называемых «горячих зон» областей максимальной концентрации полезных для связи метеоров. Это изменение несущественно для длинных трасс, но оказывает большое влияние на коротких. Результаты моделирования проверялись экспериментально на трех коротких трассах в пределах Харьковской области.

В рамках работ по созданию новых образцов аппаратуры метеорной связи в ПНИЛ РТ были разработаны малогабаритные транзисторные передатчики с питанием от автомобильного аккумулятора. При размерах, показанных на рис. 1, и массе 5 кг передатчик обладает выходной мощностью 500 Вт при скважности не менее 50.

Новое поколение аппаратуры метеорной связи с использованием современной микропроцессорной техники разрабатывались специалистами ПНИЛ РТ с начала 90-х годов. На микропроцессор возлагается задача накопления информации, поступающей от внешнего источника, разделение ее на пакеты определенной длины, формирование зондирующего сигнала.

ла, применяемого для обнаружения канала, прием, передача и подтверждение приема, а также восстановление исходного сообщения из принятых пакетов [7].



Рис. 1

В середине 90-х годов в ПНИЛ РТ была разработана простая, недорогая, универсальная аппаратура, пригодная как для радиометеорной связи на расстояние до 2000 км, так и в пределах прямой видимости [8]. В качестве основы комплекса была использована типовая радиостанция «ЛЕН», осуществляющая ближний УКВ радиообмен в штатном (телефонном) режиме. При этом применяется штыревая антенна. Для работы по метеорному радиоканалу станция дополнена усилителем мощности, частотным модулятором, демодулятором и контроллером на однокристальном микропроцессоре, который управляет обменом информацией по метеорному радиоканалу. Обмен осуществляется с мгновенной скоростью 2400 бит/с. Антенной является пятиэлементный «волновой канал».

В настоящее время исследования метеорной радиосвязи переместились, в основном, в теоретическую плоскость. Это связано с недостаточным финансированием науки, сложностью и дороговизной проведения экспериментальных исследований и возросшим уровнем помех. Также следует отметить, что развитие спутниковых систем связи и синхронизации ограничивает потенциальную сферу применения метеорных систем, особенно в густонаселенных районах.

С целью повышения эффективности использования метеорного радиоканала в [9] предлагается применять переменную скорость передачи данных. Скорость должна снижаться по мере рассеяния следа и ухудшения отношения сигнал/шум. Наиболее приемлемыми способами изменения скорости передачи следует считать такие, при которых ширина спектра сигнала остается постоянной, что позволяет рационально использовать выделенную полосу частот и не требует изменения полосы пропускания приемника.

Среди теоретических работ отметим [10], где рассмотрена возможность сверхдальнего метеорного распространения радиоволн путем их двукратного отражения от метеорных следов и одного отражения от земной поверхности. На основании приближенных оценок сделан вывод о том, что такое распространение возможно, но коэффициент заполнения на сверхдлинной трассе резко убывает с увеличением расстояния, и для расстояния 4000 км составляет менее 0,1 %.

Стремление оптимизировать затраты на научные исследования заставило рассмотреть возможность исследования метеорного радиоканала методом полуактивной локализации. В [11] показано, что в качестве передатчиков могут быть использованы существующие телевизионные станции, работающие на первом и втором частотных каналах.

**Метеорная синхронизация.** В развитых странах мира проблеме постоянного совершенствования базы и организационной структуры систем измерений времени и частоты уделяет-

ся постоянное внимание. Ведущими странами в этой области являются США, Англия, Германия, Япония. [12]. В США время-частотным обеспечением занимается Национальный институт стандартов и технологий (NIST) и Военно-морская обсерватория (USNO), где находится государственный эталон времени и частоты. На высоком уровне поддерживались службы времени и частоты в СССР [13].

Сравнение (привязка или синхронизация) территориально разнесенных эталонов времени и частоты необходимо для решения актуальных научно-технических и оборонных задач: системы координатно-временного обеспечения (например, спутниковые радионавигационные системы (СРНС) GPS и ГЛОНАСС); метрология времени и частоты; радиоастрономия; радиолокация; радиointерферометры со сверхдлинными базами (РСДБ); цифровая синхронная связь. Успешное создание этих и других систем определяется как стабильностью эталонов времени и частоты, так и точностью их сравнения. Высокие темпы совершенствования эталонов (относительная нестабильность современных эталонов составляет  $10^{-13} \dots 10^{-14}$ , а в перспективе  $10^{-15} \dots 10^{-16}$ ) определяют актуальность повышения точности методов сравнения.

Первые методы сравнения были предложены в период развития релятивистской теории А. Эйнштейном (задача синхронизации часов). В одном из этих методов в синхронизируемых пунктах принимаются радиосигналы от общего равноудаленного излучателя, в другом сигнал часов одного из пунктов принимается во втором пункте и ретранслируется обратно (по современной терминологии это дуплексный или ретрансляционный алгоритм). В работах по частной теории относительности упоминается и вариант использования перевозимых часов (ПЧ). Позднее арсенал методов сравнения и варианты их технической реализации существенно расширились. В основе всех методов сравнения лежит передача информации о шкалах времени. Следует выделить три метода, обеспечивающие в настоящее время высшую точность и широко применяемые для решения научно-технических задач. – ПЧ, радиометеорный метод синхронизации (РМС), СРНС и передача сигналов времени по спутниковым каналам связи. Перспективным является использование РСДБ, поскольку последние имеют не только высокую потенциальную точность, но в будущем могут стать основой нового типа эталонов времени с использованием высокостабильных (не хуже  $10^{-14}$ ) сигналов квазаров и пульсаров.

РМС превосходит другие методы по таким показателям, как производительность измерений (на получение единичного измерения требуется время порядка 10 с), автономность, оперативность, экономичность, скрытность, устойчивость к ионосферным возмущениям. К недостаткам РМС следует отнести то, что этот метод требует излучения радиосигналов в обоих пунктах измерений, то есть является активным.

Работы по РМС были начаты в ХПИ на кафедре ОРТ под руководством проф. Кашеева Б. Л. вскоре после первых зарубежных публикаций по этому вопросу [14] и уже в начале 70-х годов были проведены экспериментальные сеансы сравнения шкал в службе времени Госстандарта на трассе Харьков – Москва [15], а также разработаны первые экспериментальные образцы аппаратуры типа МЕТКА-1 (см. таблицу). Позднее к данному направлению подключился коллектив Казанского государственного университета (КГУ) под руководством проф. Сидорова В. В. [16]. Головными организациями, представляющими интересы потребителей, стали: организации Госстандарта – Всесоюзный (ныне Всероссийский) НИИ физико-технических и радиотехнических измерений (ВНИИФТРИ), а в Украине – Харьковский Государственный НИИ метрологии (ХГПИИМ), ныне переименованный в Национальный научный центр "Институт метрология" (ННЦ ИМ); от промышленности в интересах МО СССР

Ленинградский научно-исследовательский радиотехнический институт – ЛНИРТИ (ныне Российский институт радионавигации и времени (РИРВ)). В период становления и развития службы времени и частоты в Украине в качестве заказчика, помимо ННЦ ИМ, выступал Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений (НИИРИ).

На разных этапах выполнения и внедрения НИР имело место плодотворное сотрудничество с рядом ведомств, организаций и их представителями: Госстандарт СССР – Пушкин С. Б. (ученый-хранитель Государственного эталона, ВНИИФТРИ), Лейкин А. Я. (зам. директора

ХГНИИМ), Сопельников М. Д. (руководитель службы времени, ХГНИИМ), Тельпуховский И. А. (руководитель эталона-копии, Иркутск); АН СССР – Вытнов В. А. (руководитель службы времени Пулковской обсерватории); МО СССР – Кузнецов В. П., Гладских А. И., Белов Л. Я., Еремин Е. В.; РИРВ – Ильин Г. М. (генеральный конструктор направления), Плужников С. Н. и Кошелев В. К. (зав. секторами), Геворкян А. Г. (зав. отделением), Бонатов И. М. (зав. отделом); Госстандарт Украины – Ткачук А. А. (ученый-хранитель Государственного эталона Украины, ННЦ ИМ), Соловьев В. С. (зав. отделом ННЦ ИМ), Клейман А. С. (зав. лабораторией ННЦ ИМ), Дудич И. И. (руководитель вторичного эталона, Ужгород), Ахматов А. А. (руководитель вторичного эталона в УкрЦСМ, Киев); НИИРИ – Макаренко Б. П. (зам. директора), Малков А. Б. (зав. отделом), Кулишенко В. Ф. (зам. зав. отделом).

Параметры	Тип аппаратуры				
	МЕТКА-1	МЕТКА-5...7	МЕТКА-4	ФАЗА	МЕТКА-11
Алгоритм	РА	ОРА		ОРА+ВА	ВА
Рабочая частота, МГц	57,3				45,5
Импульсная мощность, кВт	50	20...40	3	10	2...4
Вид сигнала	Код из 6-ти импульсов	Код из 16-ти импульсов	Код из 4-х ЛЧМ	Код ФМ+ДЧС	
Длительность сигнала, мкс	5	16x2	4x50	15x26-ФМ, 2x500-ДЧС	10x13-ФМ, 5x265-ДЧС
Погрешность, нс	300	15...30	10...30	< 1	< 1
Ширина спектра, МГц	0,4	1	2,5	1	0,2
Внедрение	МО СССР: прототип аппаратуры 17-Н-91	Эталоны Госстандартов Украины и России: НАКУ КА	ОКР	ОКР (аппаратура 17-Н-830)	ОКР

Обозначения: ЛЧМ – линейно-частотно модулированный; ФМ – фазоманипулированный; ДЧС – двухчастотный сигнал; РА – ретрансляционный алгоритм; ОРА – опорно-ретрансляционный алгоритм; ВА – встречный алгоритм; НАКУ КА – Наземный автоматизированный комплекс управления космическими аппаратами

На кафедре ОРГ работы проводились в следующих направлениях [1, 17–22]:

- теоретические и экспериментальные исследования возможностей повышения точности РМС (исследования характеристик метеорного радиоканала, анализ и синтез алгоритмов синхронизации, поиск путей снижения погрешностей, совершенствование методик обработки результатов измерений);

- разработка, изготовление и внедрение экспериментальных образцов радиометеорных комплексов синхронизации (РМКС) для эталонов времени и частоты Госстандарта.

- разработка, изготовление и испытания макетов РМКС в рамках ОКР.

Разработка и изготовление экспериментальных образцов и макетов РМКС выполнялись высококвалифицированным коллективом, сформированным проф. Кацеевым Б. Л., во главе с зав. ПНИЛ РТ Дудником Б. С. Ведущими разработчиками аппаратуры являлись: Пестеренко Г. В. и Семенов С. Ф. (приемные устройства); Лемац Ю. А., Кундюков С. Г. и Байлак В. М. (измерительная часть); Татарец Л. П. (передающие устройства); Соляник О. А. (антенно-фидерные устройства). В теоретических и экспериментальных исследованиях, а также в испытаниях РМКС принимали участие преподаватели кафедры Коваль Ю. А., Бавыкина В. В., Моисеев В. П., Гарбузов Ю. В., Антипов И. Е.

В таблице приведены параметры РМКС, которые сыграли особую историческую и научно-техническую роль. Из ряда других можно отметить образцы аппаратуры: МЕТКА-3 (ЛЧМ сигнал и оригинальный принцип компенсации аппаратных погрешностей); МЕТКА-8 (ВА

и увеличенное число импульсов в коде); МЕТКА-10 (ЛЧМ сигнал и первое широкое использование ЭВМ).

Первый образец РМКС (МЕТКА-1), несмотря на сравнительно большую по современным меркам погрешность (0.2...0.3 мкс) и макетное исполнение, оказался весьма востребованным при решении актуальных оборонных задач МО СССР. В результате этого была поставлена перед ЛНИРТИ задача проведения ОКР по созданию промышленных образцов РМКС.

В разработке первого поколения промышленной аппаратуры 17-И-91, принятой в эксплуатацию постановлением правительства № 815-242 от 27.08.85 г., участвовали, кроме ЛНИРТИ, научные коллективы ХНУРЭ и КГУ. По мере расширения задач, решаемых, по мнению МО СССР, с помощью РМС (например, в ходе создания системы ГЛОНАСС), ЛНИРТИ совместно с ХНУРЭ (макеты МЕТКА-4 и ФАЗА) провело два ПИОКР и разработало в период 1989 – 1998 гг. второе поколение промышленной аппаратуры 17-И-830. В дальнейшем отделы РИРВ, специализирующиеся в разработке РМКС, отделились в АО "СИМФ-ТА" (синхронизация метеорная). Это, к сожалению, привело к приостановке в России работ по созданию промышленных РМКС.

Для служб времени Госстандартов Украины и России разработаны экспериментальные образцы аппаратуры типа МЕТКА-6 [17], отличающиеся высокой точностью и сравнительно небольшими габаритами (рис. 2). Отличительные особенности комплексов МЕТКА-6:

- аналоговое суммирование двух соседних импульсов кода и измерение временного положения путем аппаратурного усреднения по всем парам импульсов кода;

- применение пяти кодовых комбинаций для отличия излучаемых и принимаемых сигналов;

- стробирование принимаемых сигналов в соответствии с кодом ожидаемых для приема сигналов;

- высокоточный дискриминатор для оценки временного положения по нулевому переходу разности прямого и задержанного сигналов;

- наличие специального АРУ, позволившего расширить динамический диапазон приемного устройства до 50 дБ;

- ручное пилотирование аппаратурных задержек и возможность их компенсации в пределах  $\pm 90$  нс с дискретностью 10 нс;

- внутренний цифровой имитатор для диагностики измерительной части аппаратуры.

Метрологические характеристики аппаратуры типа МЕТКА-6 оценивались в локационных режимах "сам на себя" и "друг на друга"; по независимым измерениям с применением ПЧ и системы ГЛОНАСС; по рассеянию результатов наблюдений от среднего значения в каждом сеансе и от сеанса к сеансу на интервалах до месяца: при сравнении между собой результатов измерений в обоих пунктах. Диапазон изменений случайной погрешности и АСП, оцениваемой с помощью ПЧ, не превышал 20 нс.

В 1993 г. разработан и внедрен в Киеве (УкрЦСМ), НАКУ КА и Харькове (ННЦ ИМ) комплекс МЕТКА-6М, сопряженный с ЭВМ. В модернизированный вариант аппаратуры МЕТКА-6М включена ЭВМ для оперативной статистической обработки результатов измерений, их хранения и вывода на печать.

С 1985 г. действует многопозиционная радиометеорная система сравнения (МРМСС) сравнения эталонов Украины и России (рис. 3) [18], оснащенная образцами аппаратуры типа Метка-6, 6М. Аттестация служб времени в 1988 г. подтвердила высокие метрологические характеристики МРМСС.

В 1989 г. с применением варианта аппаратуры Метка-6 проведены циклы сличений Познань – Киев – С.-Петербург и ст. Зеленчукская (РАТАН АН) – Харьков (ретрансляционный пункт) – С.-Петербург.

Разработка РМКС показала, что применение для измерения огибающих простых сигналов (например, МЕТКА-6) и сложных сигналов (МЕТКА-3 и МЕТКА-4) не позволило дос-

тичь погрешностей меньших, чем 10 нс. Поэтому были рассмотрены возможности использования фазовых методов построения РМКС, для чего был создан макет аппаратуры ФАЗА (1986–89 гг.). В результате разработки РМКС ФАЗА была показана возможность реализации фазовых принципов построения радиометеорной аппаратуры.

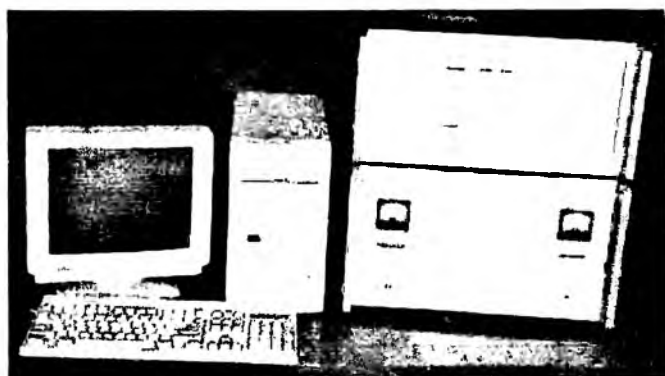


Рис. 2



Рис. 3

В аппаратуре ФАЗА использованы: составной сигнал, содержащий код из 15 фазоманипулированных (ФМ) по Баркеру импульсов и когерентный ДЧС; комбинированный метод сравнения – ОРМ для ФМ сигнала и ВМ для ДЧС; формирование сигналов и гетеродинов по принципу ФАПЧ по сигналам эталона; цифровой фильтр для оптимальной обработки ФМ сигнала на промежуточной частоте; фазовые принципы измерения временного положения на разностной и несущих частотах ДЧС; измерение амплитуд принимаемых сигналов и определение периода повторения в пределах секунды; передача информации о результатах измерений по метеорному каналу с помощью относительной фазовой манипуляции несущей ФМ импульсов; автоматическое пилотирование аппаратурных задержек и их компенсация в заданных пределах.

Аппаратура ФАЗА послужила прототипом не только для промышленной аппаратуры 17-Н-830, но и последнего экспериментального образца аппаратуры МЕТКА-11. Основное отличие комплекса МЕТКА-11 – наличие двух режимов: сравнение шкал времени и передача информации. Отличительные особенности аппаратуры МЕТКА-11: несущая частота в диапазоне 40 – 50 МГц; относительно небольшая ширина спектра 0,2 МГц; применение цифровой обработки и измерения временного положения сигналов; измерение полной АСП с помощью ИА и устройства с ЗРС. Указанные особенности РМКС МЕТКА-11 позволяют уверенно достичь погрешности измерений менее 1 нс, облегчают решение задачи электромагнитной совместимости комплекса с действующими системами метрового диапазона и расширяют возможности функционального использования аппаратуры. В РМКС МЕТКА-11 и ФАЗА для вхождения в связь и устранения неоднозначности фазовых измерений используются ФМ по коду Баркера импульсы, а для высокоточных фазовых измерений по огибающим и когерентным несущим – ДЧС. В состав аппаратуры МЕТКА-11 включена ЭВМ, выполняющая следующие функции: формирование грубой части шкалы времени с дискретностью 1 с; управление работой устройств цифрового блока; вычисление точной части значения временного положения принятого сигнала по его цифровым отсчетам; накопление и статистическая обработка результатов сравнения, приема и передачи информации; помехоустойчивое кодирование и декодирование информации; обмен информацией с оператором (отображение данных на экране дисплея и ввод данных с клавиатуры).

Основные технические решения как РМКС в целом, так и ряда устройств защищены изобретениями и патентами.

Экспериментальные исследования метеорного канала показали, что сигналы практически не искажаются, если их ширина спектра не превышает (10...15) % от несущей частоты. Для оценки нестабильности (оцениваемой скоростью изменения задержки сигналов

$V_T = d\tau/dt$ ) использовались результаты измерений задержки сигналов по фазе несущих частот и по фазе разностной частоты с использованием разработанных комплексов ФАЗА и МГТ-КА-11 (см. таблицу). Выборочные средние значения для  $|V_T|$  составили: в локационном режиме –  $(2.5...3)10^{-7}$ ; на трассе –  $(0.5...1)10^{-7}$ . Максимальные значения –  $(1...2)10^{-6}$  и  $(5...7)10^{-7}$  соответственно. Закон распределения  $|V_T|$  близок к экспоненциальному. В 5...10 % случаев имели место аномалии, которые можно объяснить необратимостью задержки сигналов на отдельных метеорных следах. Результаты экспериментального исследования кратковременной фазовой нестабильности задержки сигналов в метеорном радиоканале позволили обосновать выбор фазового принципа построения второго поколения промышленной радиометеорной аппаратуры. Анализ теоретических и экспериментальных исследований источников взаимности задержки канала (поляризационные явления при распространении в ионосфере и отражении от метеорного следа, а также релятивистские эффекты) показал, что измерения с использованием современной метеорной аппаратуры сравнения пока не позволяют подтвердить модельные оценки взаимности. При этом можно согласиться с верхней теоретической оценкой менее 1 нс.

Результаты исследования метеорного радиоканала были положены в основу линейной параметрической модели метеорного канала сравнения (ЛПМ МКС), состоящей из каскадного соединения линейного четырехполюсника с постоянными параметрами, идеальной линии с управляемой величиной задержки, идеального амплитудного модулятора и генераторов модулирующих функций. Анализ прохождения сигналов в ЛПМ МКС показал, что основной вклад метеорного распространения радиоволн в погрешность измерений связан с вариациями амплитуд импульсов и изменениями задержек на интервалах, соизмеримых с периодом повторения и более.

Проведен комплексный анализ основных алгоритмов сравнения (ВА; РА; ОРА) с учетом влияния конечного отношения сигнал/помеха, нестабильности задержки сигналов в канале и корреляции погрешностей в пунктах. Показаны преимущества ВА и выполнен синтез запатентованных более совершенных комбинированных и модифицированных алгоритмов.

Для выбора вида и параметров сигналов для РМС решены теоретические задачи: анализ пороговых отношений сигнал/помеха; оценка потенциальных точностных характеристик основных типов простых и сложных сигналов; анализ влияния коррелированных помех. Анализ показал преимущества сложных сигналов и позволил наметить основные направления уменьшения сигнальных погрешностей: увеличение базы сигналов; усреднение результатов измерений по всем импульсам кода; переход к фазовым измерениям. Анализ потенциальной точности для фазовых измерений проводился применительно к универсальному случаю когерентного дискретного составного частотного сигнала (КДСЧС), частным случаем которого является ДЧС. Получены соотношения для потенциальной точности КДСЧС. Показано, что потенциальную точность КДСЧС можно реализовать при оптимальной обработке и измерениях временного положения каждого из элементов по огибающим и фазам с последующим весовым усреднением результатов этих измерений. Предложены технические решения, реализующие такую обработку. Стремление достичь потенциальных для РМС наносекундных погрешностей и необходимость применять для этого различные виды сложных сигналов (ЛЧМ, ФМ, ДЧС) привели к разработке принципиально новых прецизионных устройств: устройства формирования сигналов и гетеродинов РМКС, привязанных к эталону; устройства обработки и оценки параметров принимаемых сигналов; устройства для измерения и компенсации аппаратурных погрешностей; имитаторы метеорного канала и др.

Наибольший удельный вес в результирующей погрешности измерения сдвига шкал в РМС имеют аппаратурные систематические погрешности (АСП). АСП возникают вследствие нестабильности задержек в трактах формирования, излучения, приема и измерения времени прихода сигналов, а также взаимности задержек в общих устройствах приема и передачи. АСП не зависят от алгоритмов сравнения и составляют для результатов измерения сдвига шкал в пунктах: Причинами АСП являются:

- изменения питающих напряжений и температуры, старение и замена элементов приводят к нестабильностям задержек сигналов в трактах аппаратуры;
- общие устройства приема и передачи (АФУ и антенные коммутаторы) обладают взаимными задержками сигналов;
- вариация амплитуд принимаемых сигналов приводит к их нелинейным искажениям и связанным с этим изменениям задержек.

На первом этапе развития РМС основное внимание уделялось первой из приведенных причин АСП. Для снижения АСП, вызванных нестабильностями задержек сигналов в трактах аппаратуры, предложены способы и устройства для контроля задержек сигналов в трактах (так называемое пилотирование задержек), а также способ компенсации АСП, получивший название "сквозной канал" и реализованный в РМКС МЕТКА-3. Однако эти способы не позволяют контролировать и учитывать второй и третий источники АСП (невозможности задержек сигналов в общих устройствах и изменения задержек сигналов при вариации амплитуд принимаемых сигналов).

Невозможность задержек АФУ в РМС была впервые обнаружена в 1991 г. при "локации друг на друга" двух подкомплектов аппаратуры МЕТКА-8. Изменение длин кабеля, смена АФУ и замена элементов в коммутаторе приводили к АСП до 20...30 нс. Невозможность задержек в АФУ обусловлена изменениями формы сигнала из-за отличий в режимах согласования кабеля при приеме и при излучении. Поскольку идеальное согласование АФУ, что явилось бы наиболее простым решением этой задачи, невозможно, были продолжены экспериментальные исследования, а также проведен теоретический анализ искажений формы сигнала при рассогласованиях в АФУ и связанных с этим аномалий в задержках. Возможность измерять полную величину АСП аппаратуры в каждом из пунктов для сигналов с симметричной формой обеспечивает запатентованный способ зеркальной ретрансляции сигналов (ЗРС).

Для оценки погрешностей был предложен обобщенный показатель качества (ОПК)  $\beta = \sigma \sqrt{P \Delta f_n B N k}$  ( $\sigma$  – одна из разновидностей оценки случайной погрешности;  $P$  – излучаемая импульсная мощность;  $\Delta f_n$  – ширина спектра сигнала;  $B$  – база сигнала;  $N$  – число импульсов в коде;  $k$  – число периодов, соответствующее единичному измерению). Предельное значение ОПК было оценено на основе информационной теории измерений и составило  $\beta_{\text{min}} = 10^{-2}$  (Дж)<sup>2</sup>. Подобные ОПК показатели можно применить для сравнения не только различных типов РМКС, но и систем сравнения, основанных на других принципах. Достоинство предложенного ОПК заключается в том, что с его помощью можно для определенных классов РМКС рассчитать диаграммы обмена энергии и (или) полосы частот на погрешность сличения. Дальнейшим развитием ОПК явилась обобщенная статистическая модель РМС с обучением, позволяющая учесть условия размещения аппаратуры в пунктах, реальную помеховую обстановку, сезонные и суточные изменения численности, протяженность и ориентацию трассы, качество исполнения аппаратуры. Статистическая модель РМС позволяет генерировать результаты сличений для измененных параметров трассы и аппаратуры (энергетика, вид и параметры сигнала, метод сравнения, техническая реализация отдельных блоков).

Учитывая неравноточность и некоторые специфические особенности измерений, были применены алгоритмы весовой обработки результатов измерений, различающиеся способами оценок весовых коэффициентов и этапами обработки. Поскольку гипотезы о нормальности закона распределения, как правило, не подтверждаются, рекомендовано применять робастные методы обработки результатов.

При создании Государственной службы единого времени и эталонных частот (ГСВЧ) Украины в основу были положены основные достижения организаций и предприятий Украины, входящих в прошлом в состав государственной службы единого времени и эталонных частот СССР [23]. При этом востребованными РМС для Украины, не располагающей собственными СРНС и предприятиями по выпуску ПЧ, оказались и работы ХНУРЭ по РМС [24]. Поэтому вопросы совершенствования РМС включены в космическую программу

В новых поколениях аппаратуры будут расширены функции ЭВМ. Помимо обработки результатов измерений ЭВМ позволит осуществлять диагностику и управление режимами работы аппаратуры, адаптацию к параметрам метеорного следа и помеховой обстановке, расширение функциональных возможностей аппаратуры.

Реальны следующие дополнительные функциональные возможности РМС:

- измерение разности частот и кратковременных нестабильностей эталонов частоты;
- измерение сдвигов шкал в пределах прямой видимости;
- сопряжение со связными спутниковыми системами для проведения сличений;
- передача информации; определение скорости ветра в метеорной зоне.

Наибольший интерес представляет разработка аппаратуры для сравнения и передачи информации.

Разработка новых поколений аппаратуры может не только повысить эффективность существующей МРМСС, но и расширить структуру системы за счет ведущих метеорологических центров стран СНГ и Европы.

Рассматривая перспективы применения РМС для решения задачи синхронизации цифровой сети связи Украины, можно отметить следующие преимущества РМС перед СРНС:

- существенно более высокая оперативность РМС что иллюстрирует рис. 6, где приведены семейство графиков хода шкал времени  $\Delta T(t)$  для ряда значений относительной нестабильности частот генераторов  $\Delta f/f_0 = \Delta T/\Delta t$  и графики зависимости погрешностей сравнения шкал времени от времени накопления результатов  $\sigma(t)$  для системы GPS и двух метеорных комплексов (МЕТКА-6 и МЕТКА-11) [25];

- более предпочтительные экономические показатели РМС – ориентировочная стоимость комплекта аппаратуры МЕТКА-6 составляет 5000 – 10000 долларов США, в то время как стоимость высокоточных приемников GPS лежит в пределах 25000 – 50000 долларов США;

- РМС является автономным методом, не зависящим от работоспособности и селективного доступа к зарубежным СРНС.

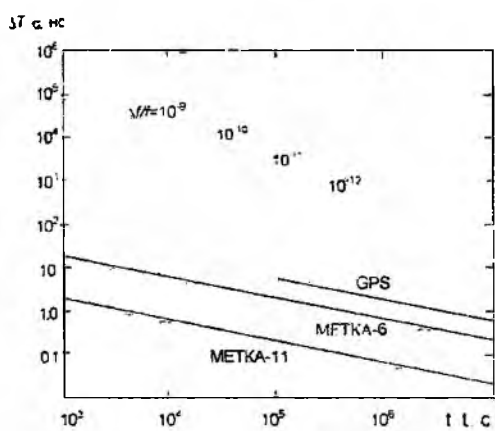


Рис. 6

В качестве примера оперативности РМС можно привести результаты сеанса сравнения водородного генератора пункта НАКУ КА (Евпатория) с эталоном НИЦ ИМ (Харьков) продолжительностью около трех часов, в течение которых была выявлена неточность установки частоты генератора пункта НАКУ КА  $\Delta f/f \sim 10^{-11}$ .

Наиболее перспективным направлением уменьшения погрешностей РМС является применение сложных сигналов и фазовых принципов построения аппаратуры. Из алгоритмов сравнения наиболее перспективен ВМ в сочетании с обменом результатами измерений между пунктами по радиометеорному каналу связи.

Рассматривая возможности применения РМС для синхронизации сети связи Украины [25], следует также учитывать, что первичный и вторичные эталоны

времени и частоты Украины (Харьков, Киев, Ужгород) оснащены аппаратурой МЕТКА-6. Это может упростить создание подсистемы синхронизации сети связи, позволит для отдельных пунктов осуществлять непосредственную синхронизацию в пределах прямой видимости и, главное, обеспечит синхронизацию на уровне современных эталонов времени и частоты. Применение комплексов типа МЕТКА-6 для синхронизации сети связи Украины потребует доработки аппаратуры (введение формирователя шкалы времени и режима грубого сведения шкал времени) и создания соответствующего математического обеспечения.

Анализ современного состояния РМС показывает, что возможности метода далеко не исчерпаны. Это относится не только к точности сличения, но и к таким характеристикам, как помехозащищенность, скрытность, дополнительные функциональные возможности.

Украины и программу создания Государственной службы единого времени и эталонных частот [23]. Особо следует отметить поддержку и помощь в этот период со стороны академика НАНУ Я.С. Яцкива. До последнего времени, в соответствии с Соглашением о сотрудничестве стран СНГ по обеспечению единого времени и частоты (Бишкек, 9.10.92г.), проводились регулярные (один раз в неделю) радиометеорные сравнения эталонов Украины и России на трассе Харьков – Москва. Проводились сеансы сравнения Государственного (ННЦ ИМ) и вторичных (Киев, Ужгород) эталонов Украины. Проведены экспериментальные сеансы сравнения в "треугольнике" Харьков – Киев – Москва (октябрь 1993 г.).

По результатам годичных измерений эталонов Украины и России в течение 2000 и 2001 гг. выполнен регрессионный анализ, выявивший относительный взаимный ход эталонов  $5 \cdot 10^{-14}$  при среднеквадратической погрешности остатков  $40 \text{ нс}$ . Результаты обработки измерений в 2001 г. приведены на рис. 4. На рис. 5 приведены сравнительные результаты измерений этих эталонов, выполненные РМС и GPS.

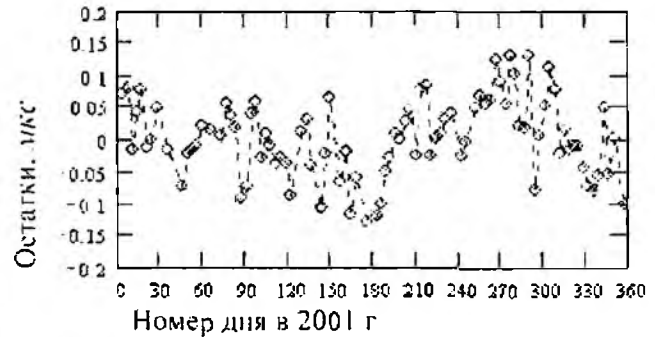
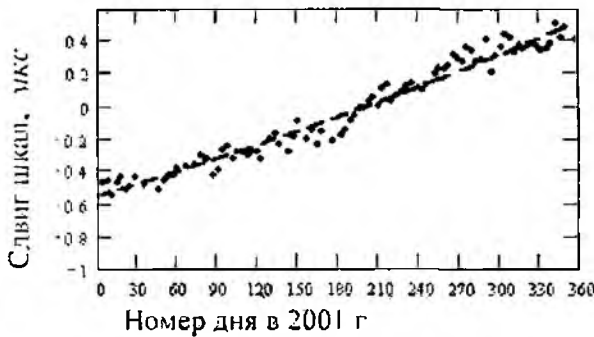


Рис 4

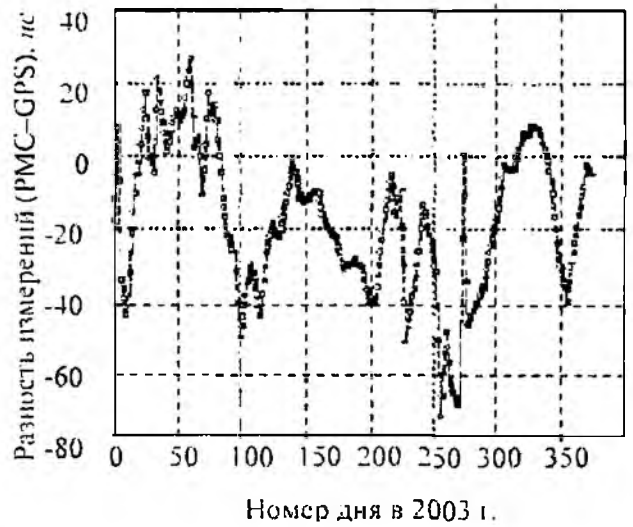
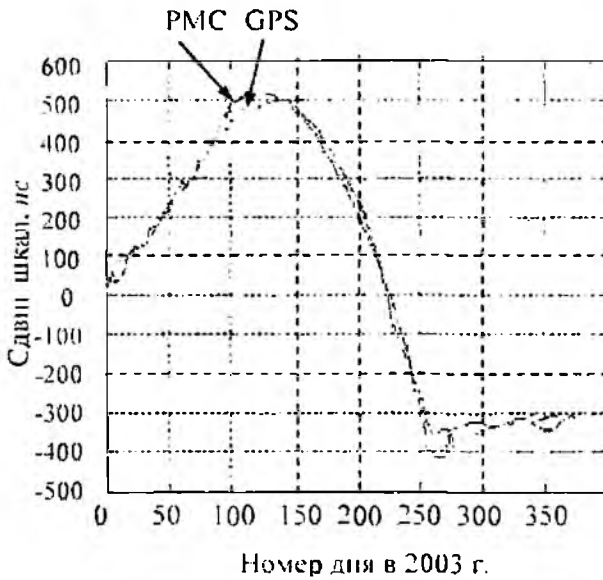


Рис 5

Анализ современного состояния РМС показывает, что возможности метода далеко не исчерпаны. Это относится не только к точности сличения, но и к таким характеристикам, как помехозащищенность, скрытность, дополнительные функциональные возможности.

Наиболее перспективным направлением уменьшения случайных погрешностей РМС является применение сложных сигналов. Наивысшую точность при этом обеспечивают КДСЧС, которые позволяют реализовать высокоточные фазовые методы измерений не только на разностных, но и на несущих частотах элементов. Из алгоритмов наиболее перспективен ВА в сочетании с обменом результатами измерений между пунктами по радиометеорному каналу связи.

Наиболее актуальной и сложной остается задача снижения АСП. Прогресс в этом направлении возможен при использовании разработанных алгоритмов.

Результаты работы систематически представлялись на конференциях (конференции по РРВ; "Метрология в радиоэлектронике"; Европейские форумы по времени и частоте: URSI в 1996 г.; "Метеорные частицы в атмосфере Земли" в 1996 г.; Международные радиоэлектронные форумы и др.).

Образцы РМКС демонстрировались на ВДІХ (1983–1985, 1987, 1988 гг.), специализированных выставках: удостоивались дипломов и медалей. Результаты работы используются в подготовке инженерных и научных кадров в ХНУРЭ. Поставлен учебный курс "Радионавигационные сети и системы синхронизации времени и частоты". Подготовлено учебное пособие [26] и учебник для вузов Министерства образования и науки Украины.

Всего по данному направлению опубликовано три монографии [1, 19, 22], более 100 статей, защищены одна докторская и семь кандидатских диссертаций, получено три патента и более 30 авторских свидетельств на изобретения. Отдельные достижения отмечены высокими правительственными наградами (Б. Л. Кащеев, Б. С. Дудник, С. Ф. Семенов).

**Список литературы:** 1. *Кащеев Б. Л., Бондарь Б. Г., Горбач В. И., Коваль Ю. А.* Метеоры сегодня. Киев: Техника, 1996. 196 с. 2. *Кащеев Б. Л., Бондарь Б. Г., Прошкин Е. Г.* Ионосферная станция // Изв. Вуз. МВО. Радиотехника. 1958. №1. С. 76-81. 3. *Бондарь Б. Г., Кащеев Б. Л.* Метеорная связь. Киев: Техника. 1968. 119 с. 4. *Чепура В. Ф., Бондарь Б. Г.* Исследования направленных свойств в рассеянии УКВ радиосигналов метеорными следами // Электросвязь. 1962. № 11. 5. *Горбач В. И., Нестеренко Г. В.* Про максимізування інформаційно-енергетичного потенціалу радіометеорного каналу // Інформаційний Бюлетень Української Астрономічної Асоціації. Київ: ВПЦ "Наукова книга". 1996. № 9. С. 46. 6. *Антипов И. Е.* Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс: Дисс. ... канд. техн. наук. Харьков, 1996. 148 с. 7. *Антипов И. Е., Бондарь Б. Г.* Устройство управления станцией метеорной связи на однокристалльном микропроцессоре // Тез. докл. на междунар. науч.-техн. конференции «Техника и физика электронных систем и устройств». Сумы 18-20 мая 1995. 8. *Антипов И. Е., Бондарь Б. Г.* Посадна система метеорного та локального УКХ зв'язку // Інформаційний Бюлетень Української Астрономічної Асоціації. Київ: ВПЦ "Наукова книга". 1996. № 9. С. 55-56. 9. *Антипов И. Е.* Повышение пропускной способности метеорного радиоканала путем применения переменной скорости передачи данных // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 137. С. 130-134. 10. *Антипов И. Е., Бондарь Б. Г.* О сверхдальнем метеорном распространении метровых волн // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2000. Вып. 113. С. 14-17. 11. *Антипов И. Е., Бавыкина В. В., Коваль Ю. А., Шкарлет А. И.* Оценка возможности приема ТВ сигналов через метеорные следы и ее экспериментальное подтверждение // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 52-56. 12. Мангелл А. Дж. Национальные эталоны времени и частоты // ТИИЭР. 1986. Т. 74. № 1. 13. *Болотов И. М., Геворкян А. Г.* Развитие научно-технических основ СЕВ. // Радионавигация и время. 1992. № 1. С. 50–52. 14. *Lattorre V., Jonson G.* Time synchronisation techniques // IEE INT. Conv. Rec. 1964. Part 6. P. 422-428. 15. *Кащеев Б. Л., Дудник Б. С., Лейкин А. Я.* Использование метеорного распространения радиоволн для привязки часов службы времени и частоты // Измерительная техника. 1971. №12. С. 38–42. 16. *Сидоров В. В., Кардоник Г. С., Плехов А. П.* Высокоточная синхронизация разнесенных радиотехнических систем. Казань: Изд-во КГУ, 1978. 17. *Дудник Б. С., Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А., Семенов С. Ф., Леман Ю. А., Ткачук А. А.* Новый комплекс аппаратуры для сличения эталонов времени и частоты по радиометеорному каналу // Измерительная техника. 1986. №4. С. 15–16. 18. *Пушкин С. Б., Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А., Семенов С. Ф.* Высокоточная радиометеорная система синхронизации эталонов времени Госстандарта СССР // Измерительная техника. 1989. № 4. С. 22-24. 19. *Коваль Ю. А.* Радиометеорная синхронизация эталонов времени // Харьковский ин-т радиоэлектроники. Харьков, 1992. 156 с. Деп. в УкрИНГДИ 17.08.92, № 1251. Ук. 92. 20. *Кащеев Б. Л., Дудник Б. С., Коваль Ю. А., Семенов С. Ф., Леман Ю. А.* Радиометеорные комплексы синхронизации эталонов времени и частоты с погрешностями менее 10 нс // Измерительная техника. 1992. №12. С. 31–32. 21. *Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А., Кундюков С. Г.* Фазовая радиометеорная аппаратура сличения шкал времени // Измерительная техника, 1998. № 5. С. 27–30. 22. *Кащеев Б. Л., Дудник Б. С., Коваль Ю. А. и др.* Радиометеорный канал передачи информации и практические приложения // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли" / Под ред. Б.Л. Кащеева, М.Ф. Лагутина, Е.Г. Прошкина. Харьков. ХНУРЭ, Бизнес информ. 2002. С. 219–305. 23. *Величко О. М., Миронов М. Т., Сидоренко Г. С.* та ін. Державна програма створення та розвитку

Державної служби єдиного часу і еталонних частот // Український метрологічний журнал. 1996. Вип. 24. *Величко О. М., Макаренко Б. І., Камінський В. Ю., Кащев Б. Л., Сафронів Ю. І., Сидоренко Г. С., Яцив Я. С.* Державна служба єдиного часу і еталонних частот – необхідний елемент розвитку наземної космічної інфраструктури України // Космічна наука і технологія. 1997. Т. 3. № 1/2. С. 7-15. 25. *Кащев Б. Л., Коваль Ю. А., Кундюков С. Г.* О возможности использования радиометеорного канала для синхронизации национальной сети связи Украины // Зв'язок. 1999. №5. С.32-36. 26 *Кащев Б. Л., Коваль Ю. А., Дудник Б. С., Жуков Е. Т.* Метеорная синхронизация шкал времени: Учеб. пособие. М.: МО СССР. 1989. 142 с.

*Харьковский национальный  
университет радиотехники*

*Поступила в редакцию 03.03.2006*

## ОЦЕНКА ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В WDM-СИСТЕМАХ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВОЛС

Ежегодно потребность в увеличении пропускной способности сетей связи удваивается из-за резкого роста речевого трафика и данных, обусловленного появлением Интернета и мобильных систем связи. Причем даже такие современные технологии как SDN и ATM уже в ближайшей перспективе не смогут обеспечить необходимый потенциал пропускной способности. Для решения этой задачи, наряду со строительством новых волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) с более высокими скоростями передачи, целесообразно модернизировать существующие системы, максимально используя емкость уже проложенных оптических кабелей.

Наиболее перспективной технологией для создания гибких разветвленных оптических сетей с практически неограниченными возможностями роста полосы пропускания считается технология волнового разделения и мультиплексирования (WDM – wavelength division multiplexing) [1]. В литературе встречаются названия "технология спектрального уплотнения" или "технология спектрального разделения каналов (СРК)".

Использование WDM-технологии позволяет: 1) многократно увеличить пропускную способность ВОЛС без прокладки новых кабелей и установки дополнительного оборудования. 2) организовать двустороннюю связь по одному оптическому волокну. 3) осуществлять передачу разных видов информации на различных несущих частотах в абонентских интегральных сетях связи многоцелевого назначения.

В зависимости от расстояния между спектральными каналами различают следующие разновидности WDM-технологии [2]:

- DWDM (dense WDM) – плотное мультиплексирование с разделением по длине волны, с межканальным расстоянием  $\leq 100$  ГГц;

- CWDM (coarse WDM) – грубое мультиплексирование с разделением по длине волны, с межканальным расстоянием менее 50 нм, но более 1000 ГГц (около 8 нм в окне 1550 нм и 5,7 нм в окне 1310 нм);

- WWDM (wide WDM) – широкое мультиплексирование с разделением по длине волны, с межканальным расстоянием более 50 нм. Устройства этого класса обычно отделяют канал в одном оговоренном окне передачи (например, 1310 нм) от канала в другом окне (например, 1550 нм).

Однако, хотя WDM-технология и повышает эффективность сетей, значительно наращивая их информационно-пропускную способность, ее применение требует тщательной подготовки. На этапах планирования, разработки, производства и ввода WDM-систем в эксплуатацию необходимо учитывать ряд присущих ей факторов – перекрестные помехи, хроматическую дисперсию, группу нелинейных эффектов (фазовая автомодуляция, перекрестная фазовая модуляция, четырехволновое смешивание) и др. [3, 4].

Среди них особую роль играют перекрестные помехи, представляющие нежелательный вклад (проникновение) мощности сигналов одних каналов в другие каналы. Причиной межканальных влияний в WDM-системе является наличие конечного переходного затухания между каналами из-за несовершенства конструкций мультиплексоров и демультиплексоров. Подробно параметры влияния в WDM-системах описаны в [5, 6].

Достаточно высокая стоимость комплекса работ по строительству новых или модернизации существующих ВОЛС уже на этапе проектирования обуславливает необходимость предварительной оценки взаимных влияний в WDM-системах с тем, чтобы обеспечить их соответствие требованиям международных стандартов.

Цель статьи – определение методов измерения параметров взаимных влияний в однонаправленных и двунаправленных многоканальных WDM-системах.

Когда по волокну передается только один канал, его состояние легко контролировать с помощью осциллографа путем наблюдения сигналов на физическом уровне. При этом мониторинг характеристик волокна может быть проведен с помощью оптического тестового оборудования, например оптического рефлектометра (OTDR - Optical Time Domain Reflectometer) путем наблюдения рефлектограмм волокна. Когда же в одном оптическом волокне передается объединенный сигнал от нескольких источников с разными длинами волн, контроль состояния сети требует более сложного измерительного оборудования и методик тестирования. Причем, все параметры, влияющие на качество передачи, должны измеряться для каждого канала на каждой используемой длине волны. Это достаточно сложная задача, особенно при плотном расположении каналов. Измерительное оборудование выбирается с учетом сложности тестируемых компонентов, типа системы связи и решаемых задач и требует специальной подготовки обслуживающего персонала.

Исходя из того, что уровень перекрестных помех можно оценить по результатам измерений уровня мощности сигналов в соответствующих интерфейсах системы, такой метод тестирования параметров демультиплексора (DEMUX) предлагается в [7]. Кроме того, приведенный метод используется для тестирования аналогичных параметров мультиплексоров (MUX) и других оптических компонентов WDM-систем. Суть метода состоит в том, что на вход тестируемого компонента (например, демультиплексора на  $N$  каналов) подаются оптический сигнал с известными параметрами, после чего измеряются параметры выходного сигнала и проводится сопоставительный анализ. Так, при подключении измерителя оптической мощности к источнику входных сигналов с перестраиваемой длиной волны можно измерить уровень входной мощности в каждом из  $N$  каналов на соответствующей длине волны. После чего, при подключении измерителя мощности последовательно к выходу каждого из  $N$  каналов демультиплексора, измеряется уровень выходной канальной мощности. Для строгой оценки межканальных влияний измерение мощности на выходе каждого канала нужно проводить на всех несущих длинах волн при поочередной подаче на вход демультиплексора канальных сигналов за счет пошагового изменения длины волны излучения перестраиваемого источника (рис. 1). При этом с целью повышения точности измерений и минимизации последствий

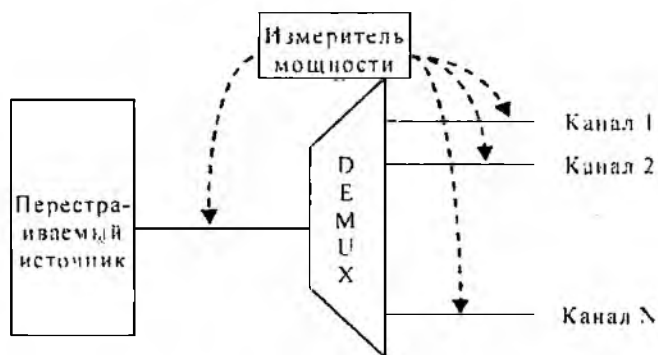


Рис. 1

дрейфа выходной мощности источника, мощность необходимо измерять каждый раз после перестройки источника на длину волны очередного канала. В этом случае требуется провести  $N$  подключений для измерения мощности выходного сигнала источника. Кроме того, для каждого канального сигнала на входе демультиплексора необходимо выполнить  $N$  подключений для измерения выходной мощности на каждом из  $N$  его выходов. Таким образом, общее количество

подключений в процессе измерения составляет  $N^2 + N$ , что для многоканальных систем приводит к достаточно большой трудоемкости процесса измерения. Перекрестные помехи по результатам измерений рассчитываются в соответствии с соотношениями, приведенными в [5, 6].

Как видим, использование измерителей мощности усложняет процесс измерений и увеличивает объем выполняемых работ, что особенно существенно при тестировании многоканальных компонентов.

В то же время следует отметить, что наиболее полную информативную картину о режиме передачи WDM-системы дает спектр ее группового сигнала. Спектральная картина представляет собой распределение мощности канальных сигналов в рабочем диапазоне длин

волн. Благодаря этому по виду спектрального распределения можно определить длины несущих волн каждого канала, мощность и ширину спектра сигнала в каждом канале и т.д.

В настоящее время разработаны и предлагаются на рынке оптические анализаторы спектра (ОАС, или же OSA – Optical Spectrum Analyzer) – измерительные приборы, обладающие высокой разрешающей способностью и позволяющие проводить как тонкий анализ спектральной структуры каналных сигналов, так и наблюдение всей панорамы спектра группового сигнала в рабочем диапазоне длин волн. С помощью ОАС можно также обеспечивать непрерывный мониторинг WDM-линии, сравнивая спектрограмму группового сигнала в требуемых точках линии с эталонной. Возможности ОАС позволяют, в том числе, измерить переходное затухание между каналами, определить характеристики мультиплексоров ввода-вывода, параметры оптических фильтров, и найти немало других метрологических применений. Кроме того, современные ОАС имеют большой динамический диапазон, что очень важно при измерении переходных затуханий, выражающихся через соотношения сигналов с достаточно большим различием в значении мощности, когда измеряемый уровень мощности помехи ниже уровня основного сигнала более чем на 50 дБ. Так, например, динамический диапазон анализаторов SMA 4791 и SMA 4792, производства компании “SunRise Telecom”, составляет соответственно +20 дБм минус 60 дБм и +10 дБм минус 70 дБм на канал [8].

Поэтому для измерения перекрестных помех демультиплексора и других оптических компонентов WDM-систем целесообразно использовать именно ОАС. В этом случае на вход прибора можно подать сразу весь входной групповой сигнал WDM-системы и измерить мощность составляющих его каналов за одно подключение. После чего провести по одному подключению к выходу каждого канала для измерения мощности всех спектральных каналов на выходе каждого из них. Результаты измерений используются для последующего определения параметров влияния. В этом случае в процессе измерений необходимо произвести всего N+1 подключение измерительного прибора.

Рассмотрим метод измерения характеристик демультиплексора с помощью оптического анализатора спектра на примере четырехканального DEMUX-устройства (рис. 2).

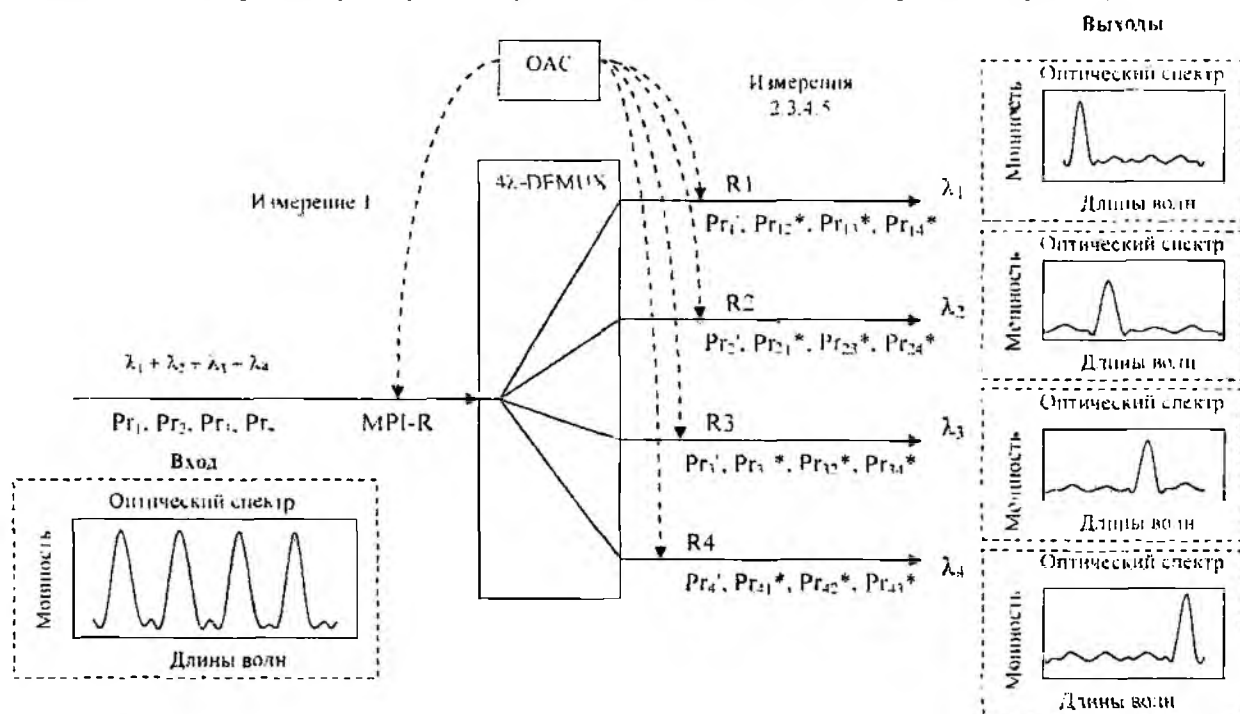


Рис.2

*Измерение 1.* При подключении ОАС к источнику входного группового сигнала в точке MPI-R (многоканальная контрольная точка непосредственно после оптического соединителя на входе линейного интерфейса демультиплексора) измеряются значения  $P_{Tj}(\lambda_j)$ , мВт

уровней входной мощности канальных сигналов на длинах волн  $\lambda_i$ . При этом измеренные величины обозначаются как  $Pr1, Pr2, Pr3, Pr4$  ( $r$  – receiver side – приемная сторона).

**Измерения 2,3,4,5.** При подключении ОАС последовательно к каждому из четырех каналов в точках  $R_i$  (одноканальная контрольная точка непосредственно перед оптическим соединителем на выходе каждого компонентного интерфейса демультиплексора) проводятся измерения значений  $Pr_i'(\lambda_i), \mu Bm$  – уровней выходной мощности информационных сигналов в каналах. Полученные при этом значения составляют  $Pr1', Pr2', Pr3', Pr4'$ .

Кроме того, технические возможности ОАС позволяют одновременно измерить не только мощность источника на несущей длине волны, но и мощность каждой спектральной составляющей остальных каналов. Таким образом, в процессе измерений 2, 3, 4, 5 проводится измерение  $Pr_{ij}^*(\lambda_j), \mu Bm$  – уровней выходной мощности мешающих сигналов остальных каналов с несущими  $\lambda_j$  в рабочем канале  $i$ . Полученные при этом значения составляют  $Pr12^*, Pr13^*, Pr14^*, Pr21^*, Pr23^*, Pr24^*, Pr31^*, Pr32^*, Pr34^*, Pr41^*, Pr42^*, Pr43^*$ .

По результатам измерений, используя выражения из [5, 6], рассчитывают коэффициенты потерь, вносимых каналом (т.е. собственные потери, optical channel insertion losses), коэффициенты переходных помех на дальнем конце (FEXT – optical far-end crosstalk) и изоляцию каналов.

Описанный метод измерения параметров взаимных влияний справедлив для однонаправленных N-канальных WDM-систем.

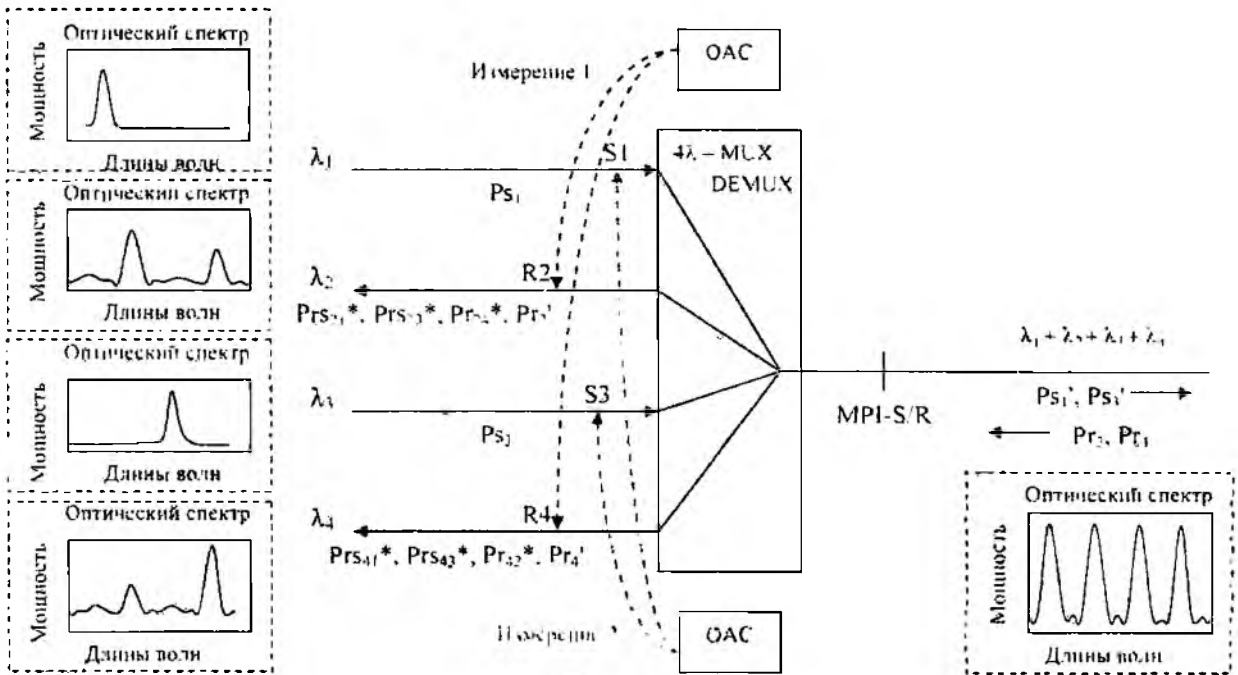


Рис 3

Как видно из рис. 3, двунаправленные WDM-MUX/DEMUX-устройства имеют входные каналы и смежные выходные каналы на той же стороне устройства; причем входные сигналы на рабочей длине волны будут мешать выходным каналам с той же длиной волны в противоположном направлении. Поэтому, кроме коэффициентов собственных потерь каналов и переходных помех на дальнем конце (измеряются тем же методом, что и для однонаправленных N-канальных WDM-систем) необходимо определить еще один параметр – коэффициент переходных помех (переходного затухания) на ближнем конце (NEXT – optical near-end crosstalk).

**Измерение 1.** При подключении ОАС в точках  $R_i$  (одноканальная контрольная точка непосредственно после оптического соединителя на выходе компонентного интерфейса MUX/DEMUX) измеряется  $Pr_{sij}^*(\lambda_j), \mu Bm$  – уровень выходной мощности мешающего сигнала на длине волны  $\lambda_j$  в рабочем канале  $i$  MUX/DEMUX. Полученные при этом значения составляют  $Prs21^*, Prs23^*$  ( $r$  – receiver side – приемная сторона,  $s$  – sender side – приемная сторона).

*Измерение 2* При подключении ОАС в точке  $S_j$  (одноканальная контрольная точка непосредственно после оптического соединителя на входе компонентного интерфейса MUX/DEMUX), измеряется  $P_{sj}(\lambda_j)$ , мВт – уровень входной мощности мешающего сигнала на длине волны  $\lambda_j$  в канале  $i$  MUX/DEMUX, т.е. измерение  $Ps1, Ps3$ .

По результатам измерений, используя формулы из [5, 6], рассчитывают коэффициенты переходных помех на ближнем конце MUX/DEMUX-устройства (NEXT – optical near-end crosstalk).

Для уменьшения влияния на измерения отраженного сигнала используется волоконно-оптическая согласованная нагрузка в виде волокна, одним концом погруженного в иммерсионную жидкость.

Для поддержания параметров передачи на уровне требований международных стандартов необходимо тестировать как отдельные элементы WDM-системы (активные и пассивные компоненты, подсистемы и оптическое волокно), так и всю систему в целом.

При необходимости определить переходное затухание на дальнем конце WDM-линии, кроме переходного FEXT-затухания компонентов необходимо также знать ее собственное затухание. Поскольку погонное затухание, указываемое в паспорте на оптическое волокно, обычно измеряется на длине волны 1550 нм, необходимо провести дополнительные измерения затухания в рабочем диапазоне длин волн WDM-линии, с целью использовать полученные значения для оценок и расчетов.

Итак, в статье предложены методы измерения параметров взаимных влияний в однонаправленных и двунаправленных WDM-системах.

При проектировании ВОЛС со спектральным уплотнением каналов переходные помехи (в будущей WDM-системе) предложено оценивать с помощью моделирования в лабораторных условиях многоволнового распространения сигналов в оптическом волокне согласно плану длин несущих волн. При этом для измерения перекрестных помех оптических компонентов WDM-систем целесообразно использовать оптические анализаторы спектра, позволяющие значительно снизить трудоемкость измерений и затраты времени на их проведение.

Таким образом, предлагаемую методику измерений и расчета параметров взаимных влияний WDM-систем целесообразно применять как при проектировании, так и при эксплуатации существующих линий для оценки их соответствия требованиям международных стандартов и обеспечения высокого уровня параметров качества передачи.

**Список литературы:** 1. *Каток В.Б., Богоданова І.В.* Системы спектрального уплотнения для волоконно-оптических линий связи // Зв'язок. 2000. № 2. С. 33-35. 2. *ITU-T Recommendation G.671 (06/2002)* Transmission characteristics of optical components and subsystems. 3. *Богданова І.В.* Нелинейные эффекты в многоканальных WDM-системах: причины, влияние и расчет // Вісник Українського будинку економічних та науково-технічних знань. 2004. № 1. С. 108-117. 4. *Богданова І.В.* Влияние хроматической дисперсии на пропускную способность многоканальных ВОСП // Вісник Українського будинку економічних та науково-технічних знань. 2005. № 1. С. 144-151. 5. *Каток В.Б., Богоданова І.В.* Методика расчета взаимных влияний каналов в ВОЛС со спектральным уплотнением // Зв'язок. 2000. № 5. С. 51-54. 6. *Каток В.Б., Богоданова І.В.* Анализ взаимных влияний между спектральными каналами в оптических волокнах при использовании систем спектрального уплотнения // Праці УНДІРГ. 2001. № 1. С. 24-30. 7. *Андрэ Жирар* Руководство по технологии и тестированию систем WDM / Пер с англ. под ред. А.М. Бродниковского, Р.Р. Убайдуллаева, А.В. Шмальяко. М.: ЕХГО. 2001. 8. *Оптическая "томография" – залог здоровья и успеха DWDM-сетей (по материалам компании "Оракул-Сервис")* // Сети и бизнес. 2004. № 6 (19). С. 44-47.

*Український науково-дослідницький  
інститут зв'язу. Одеса*

*Поступила в редакцію 25.04.2006*

*А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, В.В. ЛИЗОГУБ,  
канд. техн. наук, В.В. ЖУКОВ, канд. техн. наук, Д.М. СОСНОВЧИК, А.И. ШКАРЛЕТ*

## РАДИОМЕТЕОРНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИКИ АТМОСФЕРЫ В ХАРЬКОВЕ

### Введение

Радиолокационные исследования метеоров начались в конце 40-х годов XX века в лаборатории Джордrell-Банк (Манчестер, Великобритания). Именно здесь были выполнены фундаментальные работы по изучению рассеяния радиоволн на метеорных следах, по разработке методики радионаблюдений метеоров и определению параметров метеорных тел и верхней атмосферы Земли (А. Ловелл, Т. Кайзер, Дж. Гринхау, Дж. Дэвис, Э. Ньюфельд и др.).

В СССР разработка соответствующей радиолокационной аппаратуры относится к середине 50-х годов накануне крупнейшего в XX веке взаимодействия ученых многих стран по глобальному изучению географических проблем – Международного геофизического года (МГГ) (1957–1958 гг.). Международной программой изучения метеоров в период МГГ было предусмотрено изучение динамики атмосферы. По инструкции, изданной Специальным комитетом МГГ, определение скорости и направления ветра по дрейфу метеорных следов получила наименование «метод D2».

Летом 1957 г. к выполнению национальной программы МГГ по радионаблюдениям метеоров приступило семь научных коллективов.

Наибольших успехов в развитии радиолокации метеоров достиг коллектив Проблемной научно-исследовательской лаборатории (ПНИЛ), руководимой Б.Л. Кашеевым (Харьков, Украина). Уже в 1957 г. в Харькове начались измерения скорости метеорных тел: в декабре 1957 г. была определена скорость метеорного потока Гемнид, введена в действие аппаратура для измерения скорости дрейфа метеорных следов; в 1958 г. начаты регулярные измерения коэффициента амбиполярной диффузии на разной высоте. Несколько позже, в 1959–1960 гг. были начаты измерения индивидуальных радиантов метеоров и расчет орбит метеорных тел. Результатом этой работы явилось устранение за 1–2 года отставания нашей науки от достижений ученых Великобритании, США, Австралии в области радиолокации метеоров.

Международный геофизический год (МГГ) был продлен программой Международного геофизического сотрудничества (МГС) (1959 г.). Проводились регулярные наблюдения метеоров радиолокационным методом, и эту позицию исследователи метеоров в нашей стране не только не уступили в последующие годы, а наоборот, прочно выдвинули на передовые рубежи в мире.

В 1967 г. была опубликована монография [1], подводившая итоги работы харьковских исследователей метеоров радиолокационным методом.

В 1969–1970 гг. была проведена Советская экваториальная метеорная экспедиция (СЭМЭ) в Сомали, представляющая собой уникальный научный эксперимент. Разработанная харьковскими специалистами радиолокационная аппаратура (метеорная РЛС «Тропик») позволила в течение 320 круглосуточных циклов измерений получить уникальные данные о динамике верхней атмосферы над экватором, о тонкой структуре движения атмосферы, о южных потоках метеоров, о сравнительном потоке метеорного вещества в южное и северное полушария. Материалы экспедиции показали ошибочность существовавших взглядов на циркуляцию атмосферы над экватором: в действительности наблюдается довольно устойчивое движение воздушных масс на запад. В метеорной зоне над экватором была обнаружена квазидвухсуточная составляющая скорости ветра и связь появления этой составляющей с солнечным ветром (с секторной перестройкой межпланетного магнитного поля). Результаты этих исследований опубликованы в монографии [2] в 1974 г.

Следует отметить, что бессменным организатором, координатором, научным руководителем метеорных исследований в масштабах всей страны вплоть до июня 1978 г. был замечательный человек, крупный ученый и организатор науки Всеволод Владимирович Федынский.

С января 1982 г. по декабрь 1985 г. научные учреждения страны участвовали в выполнении программы Международного проекта исследования средней атмосферы (МАР). По предложению Межведомственного геофизического комитета АН СССР, одобренному Научным комитетом по солнечно-земной физике, в проект МАР был включен отдельный проект ГЛОБМЕТ (глобальная система метеорных наблюдений), предусматривавший комплексные исследования радиометеоров в различных частях Земного шара.

На период МАР 23 страны представили свои научные программы исследования средней атмосферы (15 – 120 км), из которых следует, что основным источником информации о поле скоростей ветра на высотах 80 – 100 км являются метеоры. Установление основных закономерностей динамики атмосферы на высоте 80 – 100 км, исследование структуры, энергетики и взаимосвязи процессов в различных областях атмосферы – вот круг задач, в решение которых существенный вклад вносят радионаблюдения метеоров. Однако для реализации этих возможностей требуется унификация параметров радиолокационной аппаратуры, методики наблюдений, алгоритмов обработки и интерпретации их результатов.

В период МАР и ГЛОБМЕТ проводились координированные наблюдения метеорного дрейфа по согласованной программе одновременно в Харькове, Обнинске и Казани. Результаты этих совместных измерений циркуляции атмосферы были опубликованы в изданиях Мирового центра данных МЦД Б2 [3].

#### **Методы радионаблюдения и измерения скорости дрейфа метеорных следов**

Метеорные тела с массой  $10^{-3} - 10^{-8}$  г, вторгаясь в плотные слои атмосферы Земли со скоростью 11 – 72 м/с, соударяясь с молекулами воздуха, разогреваются и испаряются. В результате ударной ионизации формируется ионизированный столб газа протяженностью несколько километров и радиусом 1 – 2 м, причем плотность ионизации оказывается достаточной для отражения радиоволн метрового диапазона. Явление возникновения области повышенной ионизации называется метеором, а сама область метеорным следом. Образовавшийся метеорный след перемещается в пространстве под действием движения нейтральных воздушных масс. На дрейф следа оказывает влияние также магнитное поле Земли, поскольку последнее включает в себя электрически заряженные частицы. Однако электродинамический анализ скорости перемещения метеорных следов [4, 5] показал, что дрейф метеорных следов адекватно описывает движение нейтральной атмосферы и влиянием магнитного поля можно пренебречь. Таким образом, метеорный след является естественным датчиком, наблюдая за перемещением которого, можно судить о скорости перемещения воздушных масс на высотах мезопаузы – нижней термосферы (80 – 105 км).

В настоящее время основным методом получения регулярных данных о динамических процессах в области мезопаузы – нижней термосферы является метод радиолокации метеорных следов. Этот метод позволил составить современное представление о ветровом режиме на высотах 80 – 105 км, включающем в себя устойчивые преобладающие движения атмосферы, регулярные приливные колебания с периодом 12 и 24 ч и нерегулярные составляющие. Подавляющее большинство метеорных радиолокационных станций (МРЛС), входивших в метеорную сеть радионаблюдений в восьмидесятых годах, давали осредненную оценку параметров динамических процессов по всей двадцатикилометровой высоте метеорной зоны, так как не измеряли высоту области отражения радиоволн. Все полученные данные относили к средней высоте метеорной зоны (чаще всего к 95 км). Потенциальные возможности радиометеорного метода гораздо шире и позволяют выявлять как тонкую структуру преобладающего ветра и приливов внутри метеорной зоны, так и процессы малых пространственных и временных масштабов, играющих важную роль в энергетическом балансе мезопаузы – нижней термосфера. Это, в первую очередь, турбулентные движения и внутренние гравитационные волны (ВГВ) – собственные колебания атмосферы Земли с периодом от 5.5 мин до единиц часов. О необходимости тщательного изучения ВГВ говорит тот факт, что приток тепла в нижнюю термосферу, обусловленный внутренними гравитационными волнами, сравним по величине с притоком тепла за счет поглощения солнечного излучения атмосфер-

ными газами [6]. Кроме того, механизм связи между различными слоями включает атмосферные приливы и внутренние гравитационные волны, вертикальная структура которых может характеризовать состояние нижних слоев атмосферы, что необходимо знать для уточнения закономерностей общей циркуляции атмосферы Земли. Решение перечисленных выше вопросов стало возможным с введением в практику радиометеорных исследований автоматических угломерных метеорных РЛС (АУ МРЛС), работающих в реальном масштабе времени и имеющих погрешность определения высоты отражающей области метеорного следа, не превышающую 1 км. При анализе мелкомасштабных атмосферных процессов по результатам измерений на МРЛС с угломерной системой на первый план выдвигается повышение достоверности оценок угловых координат отражающей области метеорного следа. Это требует оптимального выбора параметров системы пространственной обработки сигналов, решения задач фазометрических измерений радиопульсных сигналов и ряда методических вопросов вторичной обработки информации в угломерных МРЛС. Подобная аппаратура (АУ МРЛС) была разработана, внедрена и эксплуатируется до настоящего времени в Харьковском национальном университете радиоэлектроники.

В метеорной радиолокации в основу измерения скорости перемещения метеорного следа положен эффект Доплера. Величина смещения частоты отраженного сигнала относительно излученной частоты  $f_0$  пропорциональна радиальной составляющей скорости дрейфа метеорного следа  $V_r$ , т. е. проекции истинного вектора скорости ветра  $\vec{V}$  на направление зондирования метеорной РЛС.

$$f_D = 2V_r f_0 / c,$$

где  $c$  – скорость света,  $f_D$  – доплеровское смещение частоты (знак «+» при  $f_D$  соответствует приближению цели, знак «-» – удалению).

Структура поля скорости ветра принимается пространственно однородной и неизменной в течение времени наблюдения. Получая единичные оценки радиальных скоростей ветра из различных направлений производя круговой обзор пространства в фиксированных азимутах, можно определить статистически однозначную оценку истинного вектора скорости. Этот принцип измерения скорости ветра лежит в основе вероятностных методов радионаблюдения дрейфа метеорных следов, предложенный Маннингом и развитый в дальнейшем в работах [2, 7, 8] и др. Основными среди вероятностных методов радионаблюдения дрейфа являются псевдо-многолучевые методы Маннинга [9], Гринхау [10] и поисковый метод [11 – 13].

Метод Маннинга предусматривает поочередное облучение исследуемой области в двенадцати равноотстоящих друг от друга азимутах с интервалом 5 мин. Обработка совокупности измерений радиальных скоростей, полученных за полный оборот антенны, сводится к определению составляющих истинного вектора скорости ветра методом наименьших квадратов.

При использовании метода Гринхау зондирование атмосферы ведется в двух взаимноперпендикулярных направлениях с интервалом 15 – 30 мин. При этом вводится предположение о горизонтальности ветра.

Для повышения эффективности оценок скорости ветра был разработан поисковый метод радиолокации метеоров, внедрение которого в два-три раза повысило число регистраций без увеличения энергетических показателей МРЛС. Для этого метода характерен практически параллельный обзор пространства в нескольких направлениях, ориентированных по странам света дискретным сканированием луча антенной системы. При обнаружении метеорного отражения сканирование луча прекращается, и излучение ведется в направлении обнаружения метеора с повышенной частотой зондирующих импульсов. После окончания регистрации обзор пространства возобновляется. Обработка результатов проводится аналогично методу Гринхау. В настоящее время метеорные РЛС с поисковым методом обзора пространства работают в Харькове в Научно-учебном центре радиотехники (образованном в 2002 г. на базе ПНИЛ РТ) Харьковского национального университета радиоэлектроники ХНУРЭ и в Обнинске в Институте экспериментальной метеорологии (ИЭМ).

Описание метеорных радиолокационных станции разработанных на базе ХНУРЭ для исследования динамических процессов в области мезопаузы – нижней термосферы приведено в литературе [14-18]

### Пространственно-временные распределения параметров отражающих областей метеорных следов

В настоящее время отсутствуют полные количественные оценки зависимости координат отражающих областей метеорных следов от времени, от широты пункта наблюдения, распределения координат радиантов радиометеоров и других факторов. Изучение этого вопроса важно для исследования основных закономерностей и особенностей изменения параметров распределения координат метеорных следов и для обеспечения обоснованной высотной привязки результатов наблюдения на метеорных радиолокационных станциях, где не измеряется высота метеорных отражений, а используются псевдо-многолучевые методы радионаблюдения.

Ниже приводится анализ пространственно-временного распределения параметров метеорных отражений за период измерений с 1986 г. по август 1999 г.

На рис. 1 представлено распределение основных параметров отражающих областей метеорных следов (высоты, азимута, угла места и наклонной дальности) по результатам измерений в зональном направлении 10 июля 1999 г., проводимых на автоматическом угломере метеорной РЛС в Харькове. Гистограммы распределений азимута и угла места полностью укладываются в сектор обзора метеорной РЛС, определяемый диаграммами направленности приемной и передающей антенн, что дополнительно подтверждает достоверность полученных результатов. Статистическое обеспечение результатов измерений высокое и составляло от 5 до 6,5 тыс. метеорных отражений в сутки. Количество регистрации метеоров в час очень сильно зависит от времени суток: максимально утром с 8 до 9 ч (400 – 600 метеоров) и минимально вечером с 22 до 23 ч (50 – 60 метеоров).

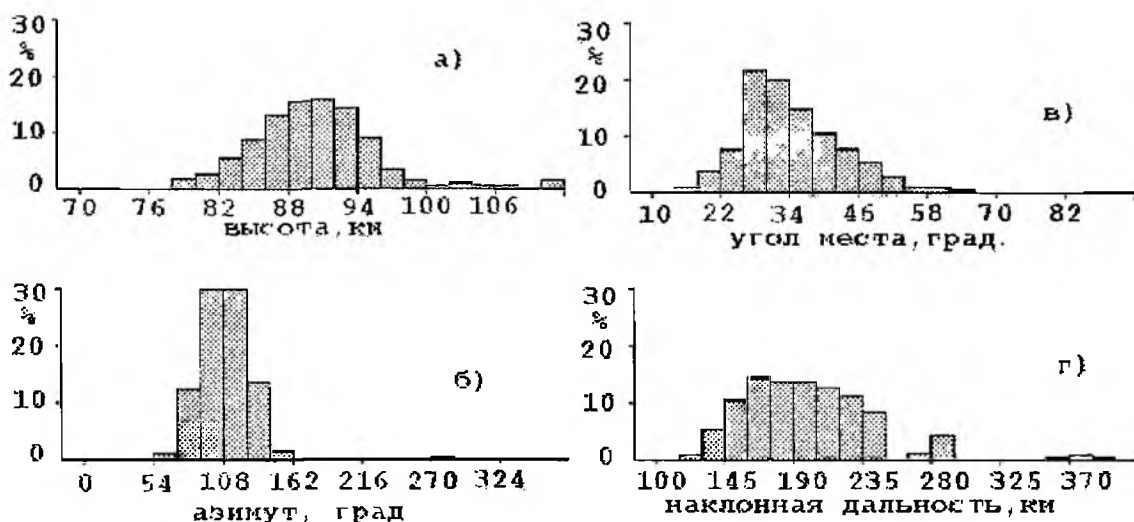


Рис 1

На рис. 2 представлены суточные вариации среднечасового числа метеорных отражений за июль и август 1998 г. При анализе динамических процессов большой интерес представляют вариации среднечасовых значений высоты отражающей области метеорных следов в течение суток.

На рис. 3 показаны усредненные за месяц среднечасовые значения высот метеоров для июля и августа 1998 г. Разница между максимальным значением среднечасовых высот, наблюдаемым утром в 9 ч. и минимальным, приходящимся на 21 – 23 ч, составляет 3,5 – 4 км.

На рис. 4 представлены изменения среднесуточных значений высоты в августе 1998 и 1999 гг. Как видно из графиков, вариации среднесуточных значений высоты за месяц меньше, чем изменения среднечасовых высот в течение суток и составляют порядка 1,5 км.

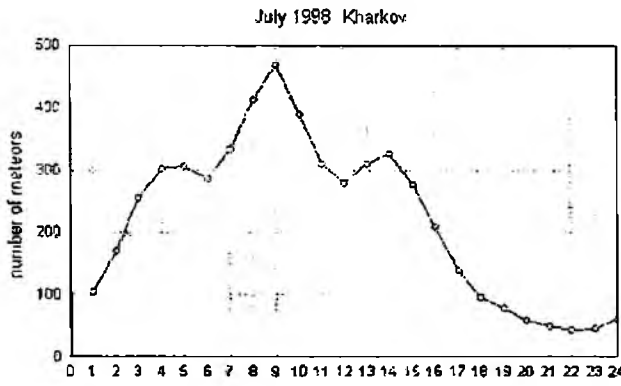


Рис. 2

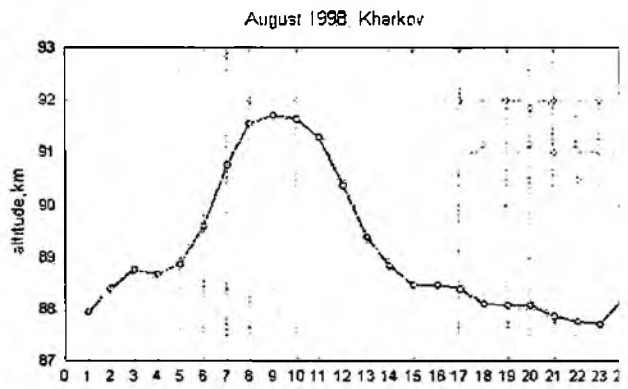
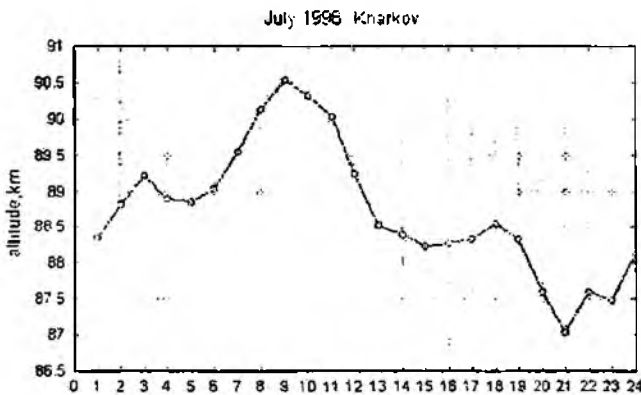


Рис. 3

Однако следует отметить, что сезонные вариации среднемесячных высот могут быть значительными. Так, например, по измерениям, выполненным в Харькове в 1988 г разница между максимальным и минимальным значением среднемесячных высот составила около 3 км (рис 5) Этот факт необходимо учитывать при анализе сезонных зависимостей параметров динамических атмосферных процессов, исследуемых на метеорных РЛС без измерения высоты и принимать среднегодовое значение высоты для среднеширотных пунктов наблюдения равным около 90, а не 95 км, как это делалось ранее

На рис. 6 показана зависимость изменения среднемесячных значений высот для августа за 12 лет с 1987 по 1999 г по измерениям, выполненным в Харькове. Высота области отражения метеорного следа зависит от множества факторов, одним из которых является солнечная активность. Если из полученного ряда измерений высоты исключить влияние солнечной активности, то обнаруживается тенденция уменьшения среднемесячного значения высоты метеорных отражений, что может служить свидетельством оседания верхних слоев атмосферы, зафиксированного ранее по многолетним вариациям температуры средней атмосферы [19]

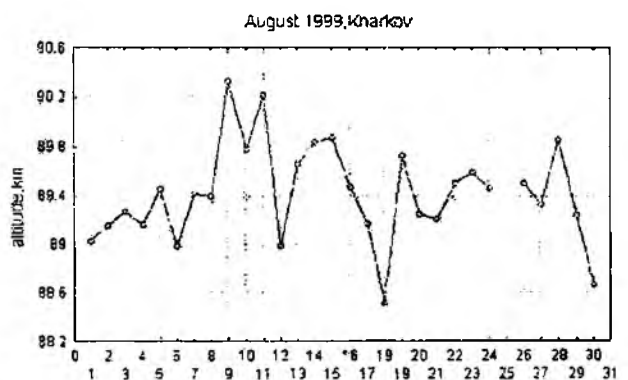
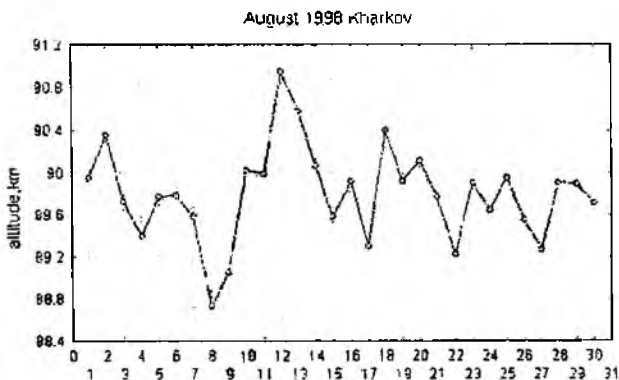


Рис. 4

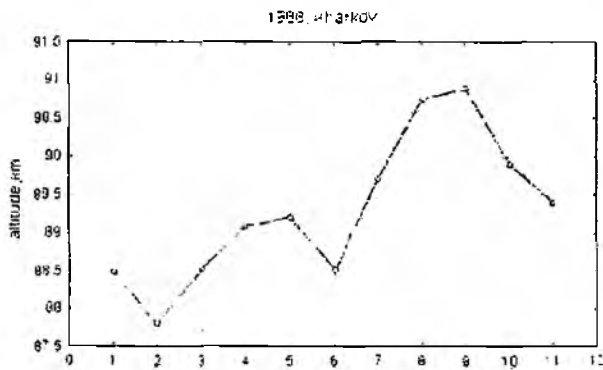


Рис 5

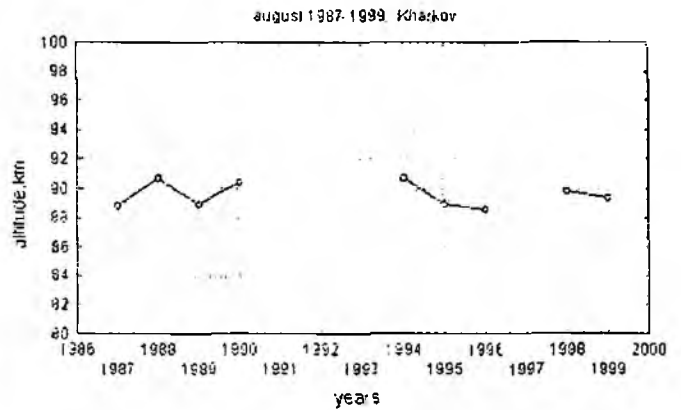


Рис 6

### Пространственно-временная структура преобладающего ветра и атмосферных приливов в области мезопаузы – нижней термосферы по радиолокации метеоров

Результаты измерений дрейфа метеорных следов получены на автоматическом угломере метеорной РЛС (АУ МРЛС) с ноября 1986 по август 1999 г. Ежегодно (1987 – 1991 гг.) измерения проводились в течение каждого месяца по 5 – 20 суток. Наиболее продолжительные циклы измерений проводились весной. Всего за год измерения продолжались в течение 100 – 105 суток. В 1994–1996 гг. круглосуточные измерения осуществлялись только в августе. В период с 1 июля по 31 августа 1998 и 1999 г. в рамках выполнения работ по программе INTAS №1669 проводились координированные измерения динамических параметров атмосферы. За два 62-суточных цикла с 1 июля по 31 августа 1998 и 1999 гг. было зарегистрировано более 700 000 метеорных отражений и измерены их координаты и радиальные скорости дрейфа.

Расчет преобладающей скорости ветра проводится в предположении о геострофичности ветра на высотах 80 – 100 км и неизменности его направления в течение часа в шестикилометровом высотном слое, что позволяет производить усреднение значений скорости ветра в указанных временном и высотном масштабах. Вся метеорная зона разбивается на двенадцать высотных уровней с частичным перекрытием соседних слоев. С целью выявления параметров приливных колебаний в каждом из выбранных высотных слоев проводится скользящий гармонический анализ [20].

На рис. 7 представлены среднемесячные значения скорости преобладающего ветра. Положительные значения зонального ветра указывают на восточное направление потока. В районе мезопаузы и нижней термосферы зональная составляющая скорости ветра направлена на восток. Реверс направления зонального ветра практически охватывает весь диапазон высотной зоны только весной, вблизи эпохи равноденствия. Западный ветер сначала появляется в верхней части метеорной зоны (конец февраля – начало марта) и постепенно, перемещаясь вниз, охватывает всю метеорную зону. Полностью восстанавливается восточная циркуляция на высотах 80 – 100 км в конце июля – начале августа. Эпоха осеннего равноденствия не всегда сопровождается повторяющимися от года к году изменениями направления. Осенью западный ветер чаще наблюдается в узком диапазоне (3 – 6 км) на высоте 87 – 94 км. В 1990 г. осенний реверс наблюдался во всей метеорной зоне. Скорость преобладающего ветра обычно не превышает 20 м/с, среднегодовые значения составляют всего 4–7 м/с (рис. 8). Высотный градиент среднегодовых значений преобладающего ветра по результатам, полученным в 1987 г., составил 0,15–0,05 м/с/км.

Результаты экспериментов показывают, что высотные вариации скорости преобладающего ветра хорошо описываются полугодовыми и годовыми гармониками. На рис. 8 приведены амплитуды и фазы этих гармоник. На высотах 86–94 км полугодовая гармоника преобладает над годовой. Там, где наблюдается минимум годовой гармоник, имеет место резкое изменение фаз как годовой, так и особенно полугодовой гармоник. Амплитуда годовых колебаний достигает максимального значения в восточном направлении на высотах ниже 86 км в начале зимы, а на высотах выше 88 км – в июле.

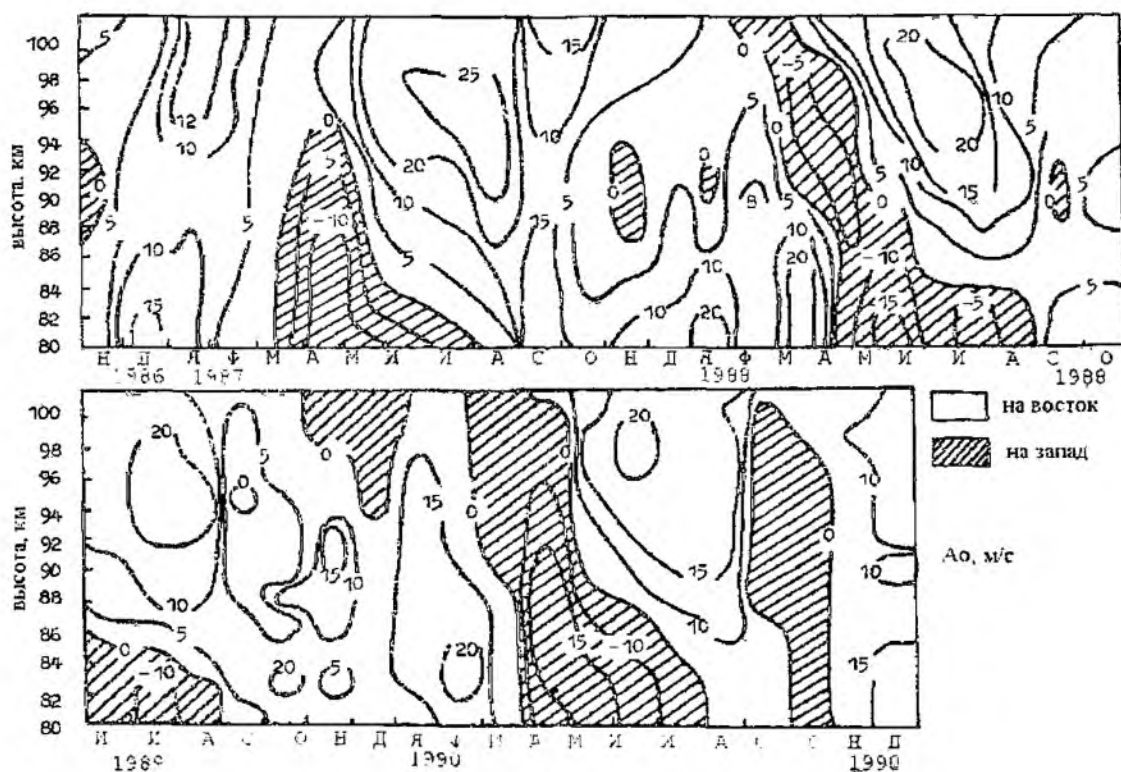


Рис 7

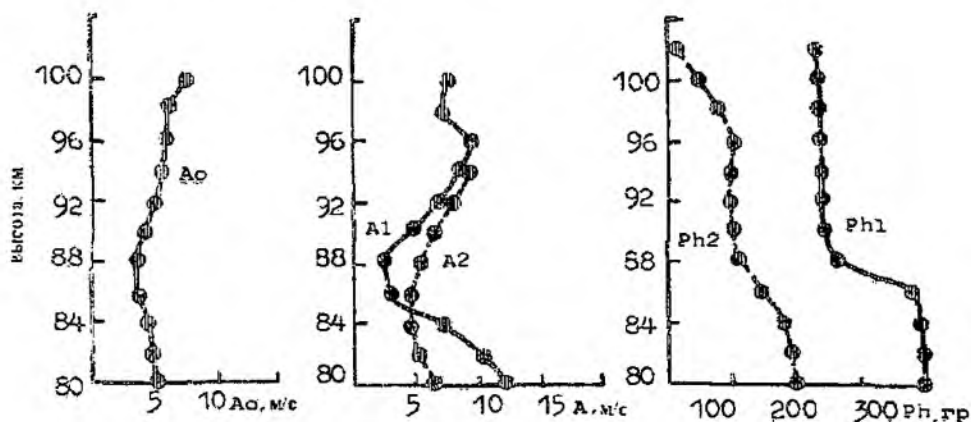


Рис 8

В метеорной зоне очень четко проявляются полусуточные приливные компоненты скорости ветра. На средних широтах обычно амплитуда полусуточного компонента превышает суточную. Известны георетические модели амплитуд и фаз полусуточных (Forbes J M and Vial F, 1989) и суточных (Forbes J M and Hagan M E, 1988) составляющих ветра. Сравнение результатов сезонных вариаций полусуточных приливов, полученных с помощью метеорологического радара в Киото (35 с. ш., 136 в. д.), среднечастотного радара в Саскатуне и результатов, полученных в Харькове, показывает, что амплитуды полусуточных приливов в Харькове почти такие же, как в Саскатуне (рис 9, а, б).

Сезонные вариации фаз полусуточного прилива хорошо согласуются по данным всех трех радаров. На рис 10 а, б представлены сезонные вариации высотной структуры амплитуд (а) и фаз (б) полусуточного прилива для 1987 г. По характеру изменения амплитуды и фазы полусуточного прилива с высотой можно выделить два основных периода – зимний, включая весну, и летний, включая осень. В зимние и весенние месяцы (с декабря по апрель

наблюдается значительный рост амплитуды полусуточного прилива с высотой, причем увеличение амплитуды происходит до некоторой высоты  $h$ , которая возрастает от 90 км в декабре до 96 км в марте, затем рост амплитуды прилива прекращается либо наблюдается ее уменьшение. Вертикальный градиент амплитуды полусуточного прилива в этот период может достигать значения  $2,6 \text{ м с км}$ .

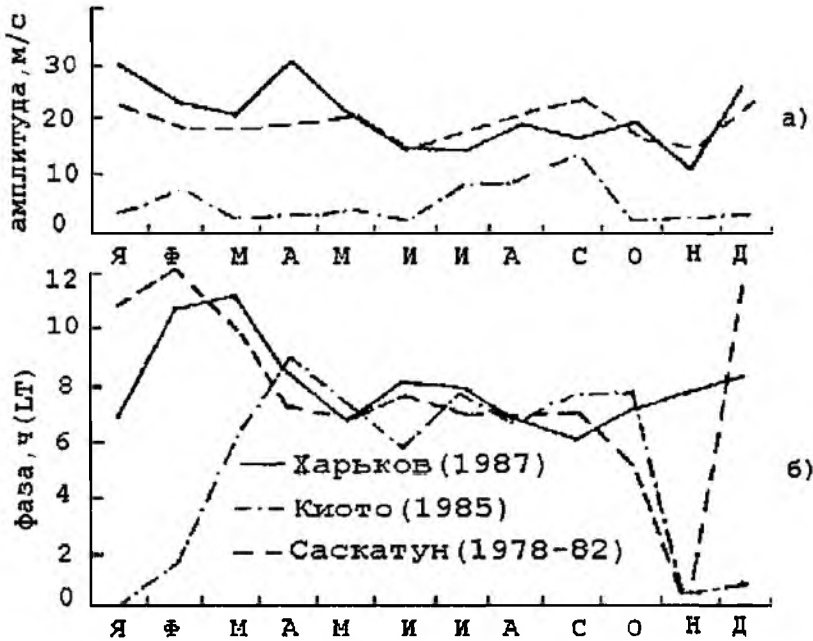


Рис 9

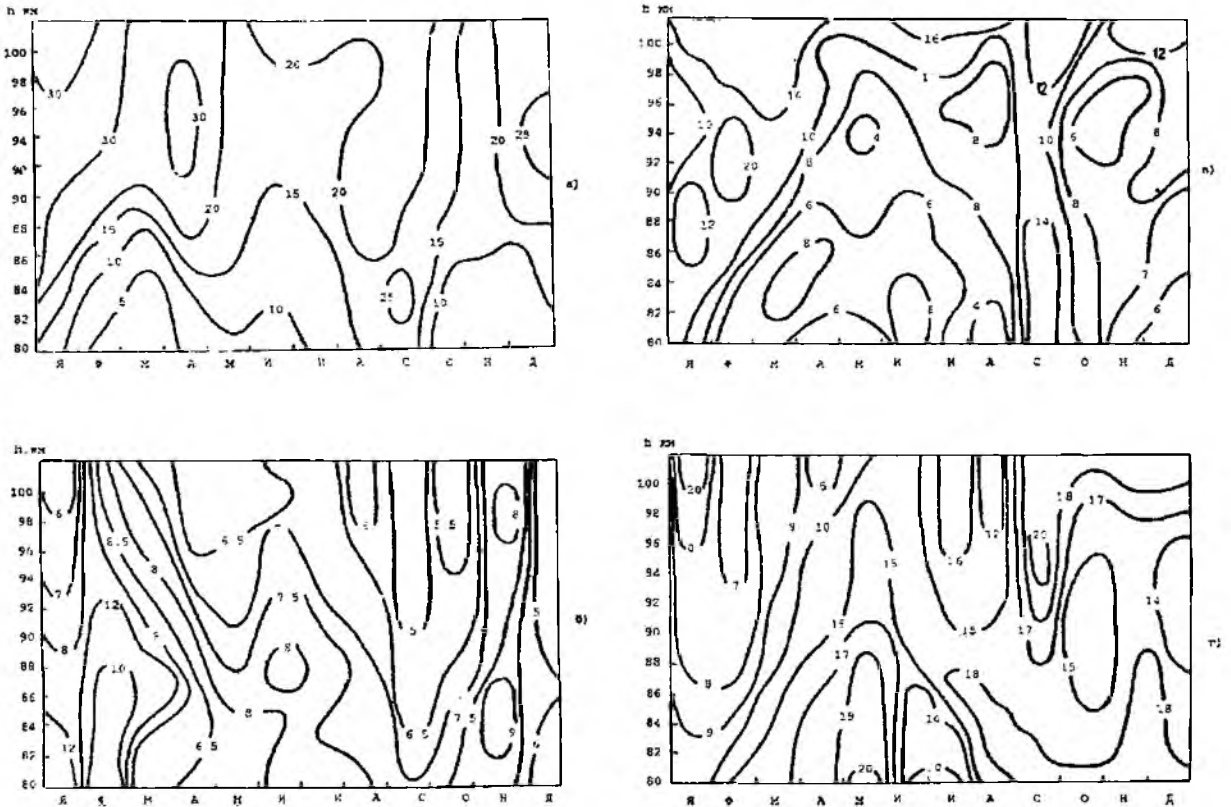


Рис 10

В летний период изменение амплитуды полусуточного прилива с высотой незначительно, вертикальный градиент амплитуды редко превышает  $0,5 \text{ м с км}$ . Максимального значения амплитуда полусуточного прилива достигает в декабре ( $45 \text{ м с}$ ) и августе ( $25 \text{ м с}$ ) на средних

высотах метеорной зоны. Зависимость фазы полусуточного прилива от высоты с высокой степенью точности может быть описана уравнением линейной регрессии:  $\varphi_{12} = a_{12} + b_{12} \cdot h$ .

В таблице представлены коэффициенты регрессионного уравнения, рассчитанные по среднемесячным значениям  $\varphi(h)$ . По найденным зависимостям определена вертикальная длина волны полусуточного прилива  $\lambda_{12}$ . Годичный ход  $\lambda_{12}$  имеет резко выраженный сезонный характер.

В таблице представлены коэффициенты регрессионного уравнения, рассчитанные по среднемесячным значениям  $\varphi(h)$ . По найденным зависимостям определена вертикальная длина волны полусуточного прилива  $\lambda_{12}$ . Годичный ход  $\lambda_{12}$  имеет резко выраженный сезонный характер.

Месяц	$a_{12}$ , град	$b_{12}$	$a_{24}$ , град	$b_{24}$	$\lambda_{12}$ , км	$\lambda_{24}$ , км
январь	816.6	-6.53	1034.9	-10.68	55	34
февраль	972.4	-7.13	875.9	-8.26	50	44
март	1050	-8.13	1173.7	-11.14	44	32
апрель	782.7	-5.72	1004.2	-8.84	63	41
май	541.7	-3.27	721.6	-5.1	110	71
июнь	437.5	-2	498.3	-3.29	180	109
июль	31.2	-1.43	32.34	2.27	250	158
август	465.5	-2.6	605.2	-4.21	140	86
сентябрь	535.5	-3.87	317	-0.37	93	200
октябрь	704.6	-5.26	207.5	0.23	68	200
ноябрь	823.7	-6.35	480.1	-2.2	56	161
декабрь	417.5	-2.9	789.8	-5.4	123	67

В зимний период (с ноября 1986 по апрель 1987 г.) вертикальная длина волны невелика – примерно 40 – 60 км, а летом плавно нарастает до максимума в июле – 250 км и так же плавно спадает до установившегося значения зимой. Вертикальный градиент фазы полусуточного прилива в течение всего года отрицателен.

В сезонных вариациях среднемесячных фаз зональной составляющей, как правило, можно выделить два основных режима, возникающих в летние и зимние месяцы, которые характеризуются, соответственно, большими и относительно малыми вертикальными длинами волн. Подобные сезонные вариации обнаружены и в южном полушарии, вблизи Аделаиды (Винсент и др., 1988). В обоих полушариях вертикальные длины волн в летние месяцы составляют более 100 км, а в зимние они становятся короче (40 – 60 км).

Многолетние исследования суточной составляющей зонального компонента скорости ветра на средних широтах показали, что амплитуда этих составляющих в диапазоне высот 80 – 105 км всегда меньше полусуточных. На экваторе эти амплитуды соизмеримы и зачастую для зонального и меридионального компонентов суточные составляющие превышают полусуточные. Фаза суточного прилива весьма неустойчива. На рис. 10 представлены высотные вариации амплитуды ( $a$ ) и фазы ( $\bar{\varphi}$ ) полусуточного ( $a, \bar{\varphi}$ ) и ( $b, \bar{\varphi}$ ) прилива для различных сезонов 1987 г. В целом по всей метеорной зоне среднегодовое значение амплитуды суточного прилива в два раза ниже амплитуды полусуточного прилива и за рассматриваемый период составляет 7 м/с. Среднемесячные значения амплитуды суточного прилива слабо изменяются с высотой, но имеют незначительную тенденцию к увеличению и знакопеременный вертикальный градиент.

Зависимость фазы суточного прилива от высоты удовлетворительно аппроксимируется линейной зависимостью. Коэффициенты линейной регрессии  $a_{24}$  и  $b_{24}$ , описывающие фазовысотную зависимость суточного прилива для различных месяцев года, приведены в таблице. Там же представлены среднемесячные значения вертикальных длин волн суточного прилива. Следует отметить, что в первой половине года (январь – май) отмечается резкое изменение фазы суточного прилива с высотой, что характерно для распространявшихся мод

суточного прилива. В осенние месяцы, по-видимому, преобладают удерживаемые моды суточного прилива, о чем свидетельствуют очень большие значения вертикальных длин волны суточного прилива.

Сравнение фазовысотных вариаций суточных приливов, полученных в различных пунктах наблюдений, неэффективно. Нет удовлетворительного совпадения модельных и экспериментальных значений амплитуд и фаз таких приливов.

На рис. 11 представлена высотная структура среднемесячных значений зональных ком-

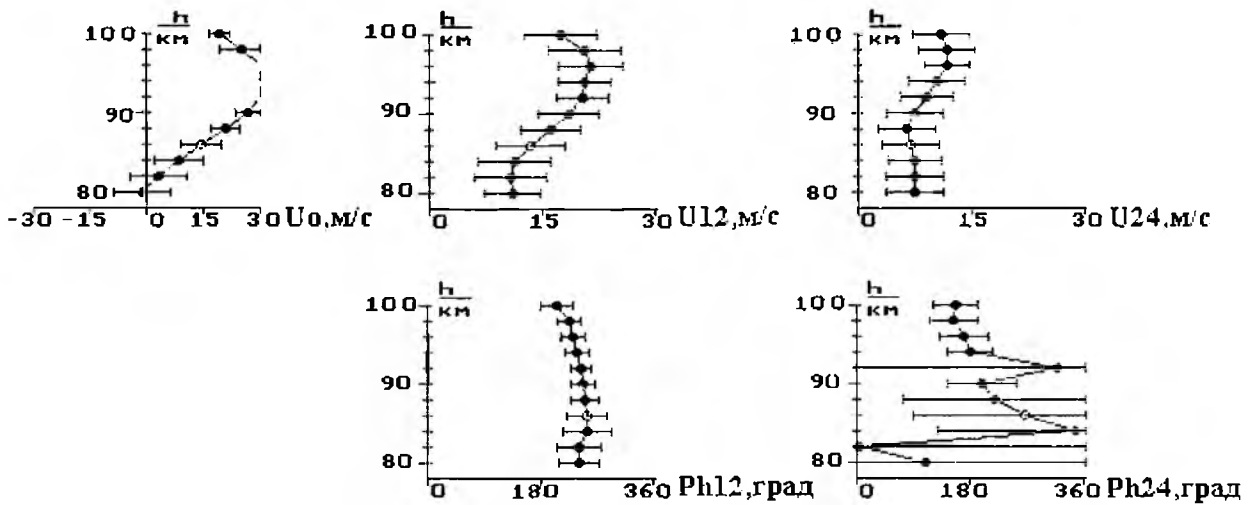


Рис. 11

понент преобладающей скорости ветра  $U_0$ , амплитуды  $U_{12}$  и фазы  $Ph_{12}$  полусуточного прилива и амплитуды  $U_{24}$  и фазы  $Ph_{24}$  суточного прилива и их среднеквадратические отклонения в июле 1999 г. над Харьковом. Зональная составляющая преобладающей скорости ветра имеет знакопеременный профиль скорости ветра по высоте. Отрицательные значения скорости ветра, соответствующие переносу с востока на запад, преобладали только на самых нижних высотах метеорной зоны в начале и середине июля. Разграничительным уровнем восточного и западного переноса является высота 82 – 83 км. Типичный профиль преобладающей скорости ветра для июля-августа – профиль с нарастанием скорости до значений 30–35 м/с до высот 88 – 92 км с градиентом по высоте 3 м/с км и последующим изменением знака градиента в верхней половине метеорной зоны (до значений – 1–1.5 м/с км).

В отличие от преобладающего ветра среднемесячное значение амплитуда зональной составляющей полусуточного и суточного прилива в июле – августе не столь значительно зависит от высоты. Для полусуточного прилива амплитуда колеблется в пределах 15–20 м/с в июле и 20 – 25 м/с в августе, а для суточного 7 – 13 м/с и 7–11 м/с в июле и августе соответственно. Амплитуда суточного прилива при общей тенденции к ее увеличению с высотой имеет знакопеременный градиент. Фаза зональной составляющей полусуточного прилива (время, указывающее момент, когда амплитуда полусуточного прилива достигает максимума в восточном направлении) устойчива во времени и слабо изменяется с высотой, что указывает на очень большую вертикальную длину волны (около 200 км в июле и 150 км в августе). Фаза суточного прилива весьма неустойчива во времени и имеет очень широкие пределы изменчивости. Для повышения достоверности среднемесячных значений высотных профилей фазы суточного прилива учитывались только те значения фазы, для которых амплитуда прилива превышала 3 – 5 м/с. Вертикальная длина волны суточного прилива, найденная по среднемесячному высотному профилю фазы, равна 30 км для июля и августа 1998 г.

## Пространственно-временная структура квазидвухсуточных колебаний скорости ветра в области мезопаузы – нижней термосферы по радиолокации метеоров

Впервые квазидвухсуточные колебания скорости ветра в области мезопаузы – нижней термосферы были обнаружены советской экваториальной экспедицией в Сомали (2 с.п., 45 в.д.), проводившейся с августа 1968 г. по июль 1970 г. [21, 22]. В работах [23 – 26] было показано, что их период может колебаться как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения, около значения 48 ч. Причина и условия возникновения квазидвухсуточных колебаний до сих пор фактически не установлены, что вызывает пристальный интерес к этому явлению. Эксперименты, проведенные в различных пунктах земного шара, показывают, что квазидвухсуточные колебания в области мезопаузы – нижней термосферы носят глобальный характер. Квазидвухсуточные колебания были зафиксированы, кроме экватора, в северном и южном полушариях [27, 28]. В [29] высказано предположение, что квазидвухсуточные колебания являются бегущей в зональном направлении планетарной волной, а в [30] приведены результаты теоретического исследования на основе численной модели атмосферных колебаний. Волновая природа квазидвухсуточных колебаний подтверждена рядом синхронных наблюдений, проведенных в пунктах, разнесенных по долготе: в Харькове и Хабаровске – в июле-октябре 1973 г. [27, 31, 32], в Обнинске и Хабаровске – в июне-июле 1980 г. [30], в Харькове, Обнинске и Коллме (Германия) – в июле-августе 1998 и 1999 гг.

На рис. 12 представлены двухсуточные колебания скорости зонального ветра с 8 по 24 августа 1973 г. Анализируя эти графики, можно заметить, что характер временных вариаций зонального ветра 17–21 августа в Хабаровске повторяется в Харькове 19–23 августа, то есть зональный ветер в Харькове на высотах метеорной зоны аналогичен ветру в Хабаровске со сдвигом более чем двое суток (62 – 65 ч). Такой временной сдвиг соответствует зональному волновому числу 4,8. По измерениям, выполненным в Харькове, Обнинске и Коллме летом 1998 г., был получен аналогичный результат – волновое число, рассчитанное по разности фаз двухсуточных колебаний, составило 4,4 – 4,5. Следует заметить, что по некоторым другим исследованиям, в частности [30, 33], зональное волновое число равнялось 3. Причины такого различия полученных результатов предстоит еще выяснить.

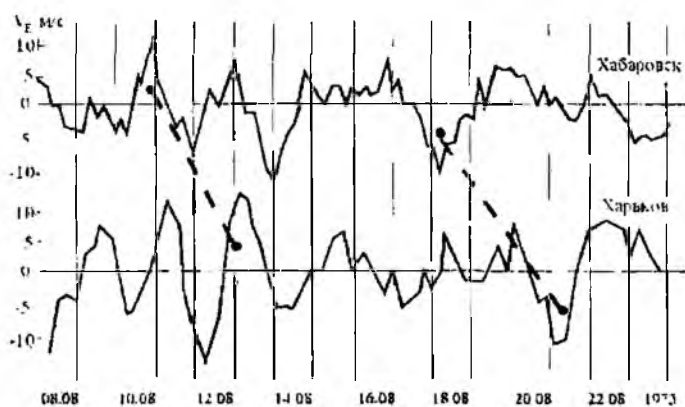


Рис. 12

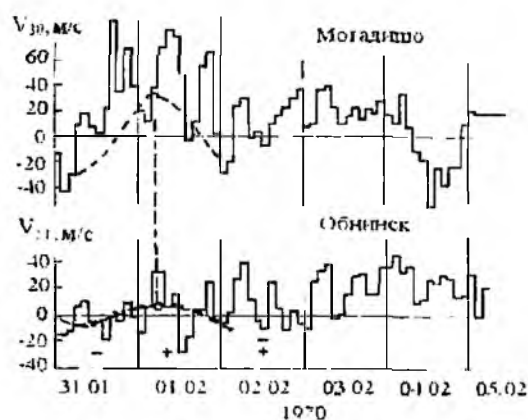


Рис. 13

В пунктах, разнесенных в меридианальном направлении, квазидвухсуточные колебания возникают, как правило, одновременно. Для иллюстрации на рис. 13 пунктирной линией представлены квазидвухсуточные колебания с одинаковой начальной фазой, зафиксированные одновременно в среднеширотном и экваториальном пунктах наблюдений, разнесенных на 53 градуса по широте для Могадিশа и Обнинска (8 – 24 августа 1973 г.).

Большой интерес представляет высотная структура квазидвухсуточных колебаний скорости ветра. Во время проведения исследований в экваториальной зоне в 1968 – 1970 гг. было установлено, что амплитуда квазидвухсуточных колебаний в пределах высот 80 – 100 км, как правило, возрастает с увеличением высоты, а поведение начальной фазы возникающей двухсуточной волны указывает на то, что процессы появляются раньше в верхних слоях метеор-

ной зоны. Тенденция увеличения амплитуды квазидвухсуточных колебаний с высотой, выявленная в экваториальной зоне, прослеживается и на средних широтах. В экваториальной зоне средняя амплитуда квазидвухсуточных колебаний превосходит значения амплитуды на средних широтах более чем в два раза. Характерной особенностью для экваториальной зоны является также превышение амплитуды меридиональной составляющей квазидвухсуточных колебаний над зональной составляющей скорости ветра.

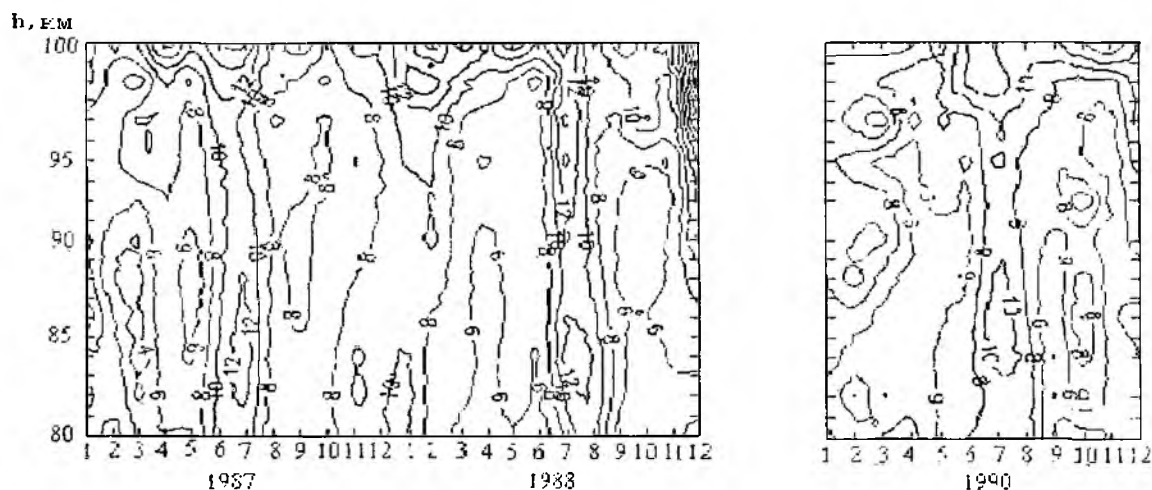


Рис. 14

На рис. 14 представлена высотная структура среднемесячных значений зональной составляющей квазидвухсуточных колебаний над Харьковом в 1987–1990 гг. Как видим, на средних широтах наибольшая интенсивность квазидвухсуточных колебаний отмечается летом в июле. Второй максимум активности квазидвухсуточных колебаний, но с меньшей амплитудой, иногда отмечается зимой в январе. Изменения амплитуды квазидвухсуточных колебаний от месяца к месяцу хорошо описываются суммой среднегодовой, годовой и полугодовой компонент. Например, для 1987 – 1988 гг. в Харькове среднегодовая зональная амплитуда на высотах 80–95 км составляла 6,5–8 м/с и нарастала с градиентом по высоте 0,1–0,2 м/с км. На высотах выше 95 км высотный градиент увеличивался и составлял 0,6–0,8 м/с км. Годовая и полугодовая компоненты составляют 2 – 3 м/с.

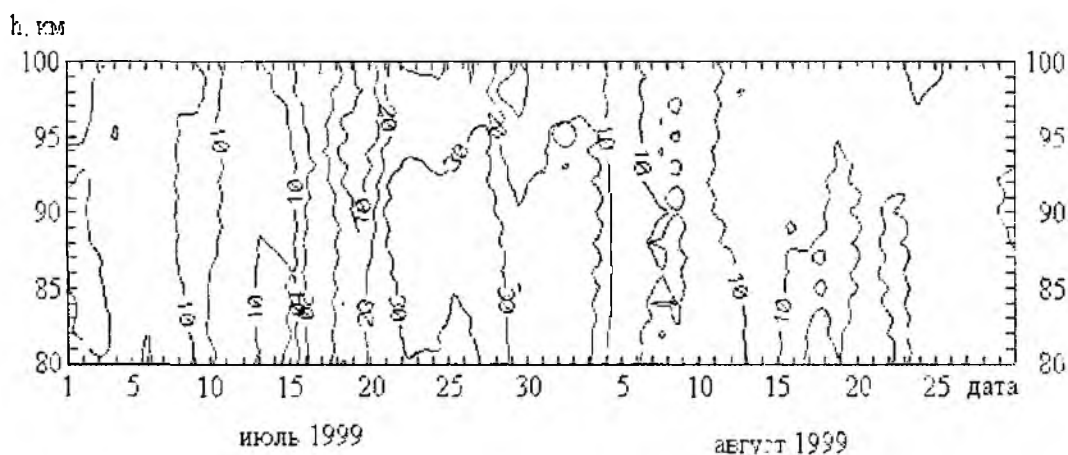


Рис. 15

На рис. 15 приведена высотная структура амплитуды квазидвухсуточных колебаний зональной скорости ветра для июля и августа 1998 г. в Харькове, когда наблюдалась аномально высокая амплитуда квазидвухсуточных колебаний (22–28 июля), доходившая до 38–39 м/с. Следует обратить внимание на один интересный факт [32]. Существует взаимосвязь между появлением квазидвухсуточных колебаний скорости ветра с большой амплитудой и момен-

том смены знака межпланетного магнитного поля, причем после момента смены знака должен быть интервал времени 5 – 6 дней с неизменным значением знака межпланетного магнитного поля

### **Пространственно-временная структура внутренних гравитационных волн в области мезопаузы – нижней термосферы по радиолокации метеоров**

В энергетическом балансе атмосферы Земли существенную роль играют внутренние гравитационные волны (ВГВ), к которым обычно относят колебания воздушных масс с периодом от 5,5 мин до единиц часов. Источники образования ВГВ весьма разнообразны. В нижних слоях атмосферы – это метеорологические образования типа фронтов, струйных течений, циклонов, а в верхней – это распад приливных движений, геомагнитные возмущения, полярные сияния, солнечные затмения и другие. Перенос энергии ВГВ значителен и может превышать приток энергии в верхние слои атмосферы за счет поглощения солнечного ультрафиолетового излучения. ВГВ влияют также на турбулизованность атмосферы на высотах выше 100 км, где ВГВ часто претерпевают разрушение и могут оказывать влияние на замедление или, наоборот, ускорение преобладающего движения атмосферы [6, 34–36]. Специальный анализ поля скорости ветра, полученного по результатам радионаблюдений метеоров с измерением радиальной скорости ветра, высоты и угловых координат отражающей области метеорного следа, позволяет выделить возмущения, создаваемые внутренними гравитационными волнами. Амплитуда ВГВ, вследствие уменьшения плотности атмосферы, увеличивается с ростом высоты, поэтому ВГВ наилучшим образом выявляются на высотах метеорной зоны (80 – 100 км), где они имеют достаточно большую амплитуду и еще мало искажены диссипативными процессами. Информация о координатах отражающей области метеорного следа дает возможность одновременно определять как горизонтальную, так и вертикальную структуру ВГВ.

Одна из концептуальных методик выявления ВГВ по радиометеорным данным была предложена Гавриловым Н.М. [37, 38]. В ней метеорная зона, обозреваемая метеорным радаром, делится на слои по высоте и зоны по дальности. В результате этой процедуры появляется возможность выявить горизонтальную и вертикальную структуры волн, а также увеличить эффективность выделения из шумов волновых составляющих. Далее на основе полученной информации о координатах и радиальной скорости дрейфа отражающей области метеорного следа в каждой зоне по дальности производится высокочастотная и низкочастотная фильтрация временных рядов горизонтальных скоростей. В зонах, разнесенных по дальности в одном высотном слое, производится спектральный анализ над профилями горизонтальной скорости ветра. В результате получаем амплитудный и фазовый спектры, соответствующие отдельным зонам, разнесенным по дальности на фиксированной высоте. На основании совокупности спектров для отдельных зон по дальности вычисляется усредненный спектр для каждого высотного слоя.

Отождествление возмущений в спектре скорости ветра с ВГВ проводится по совокупности следующих признаков:

- повторение максимумов в спектре на частоте предполагаемой волны в группе слоев по высоте и зонах по дальности,
- близкое к линейному изменение фазы волны по дальности и высоте,
- превышение амплитуды волновых составляющих над шумами,
- ширина максимумов в спектре должна быть уже полосы пропускания частотного фильтра.

Отобранные указанным образом реализации анализируются на предмет определения пространственно-временных и энергетических параметров ВГВ. Для коротких ВГВ ( $k_z$  гораздо больше  $k_x$ ) дополнительно проводится проверка дисперсионной структуры волны на основании неравенства  $C_x = N/k_z$ , где  $C_x$  – горизонтальная составляющая фазовой скоро-

сти распространения волны,  $N$  – частота Брента–Вайселя,  $k_z$  – вертикальное волновое число,  $k_x$  – горизонтальное волновое число.

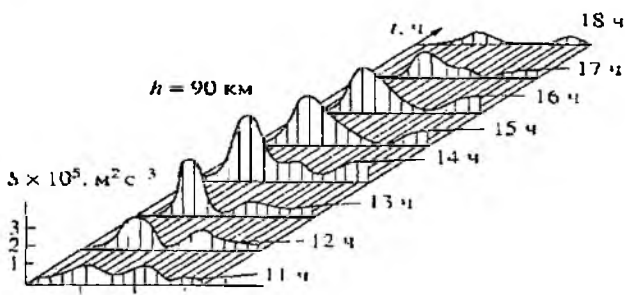


Рис 16

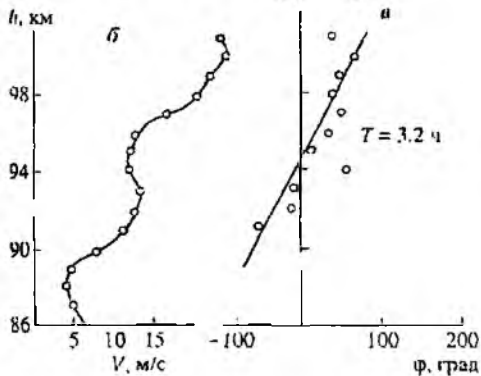
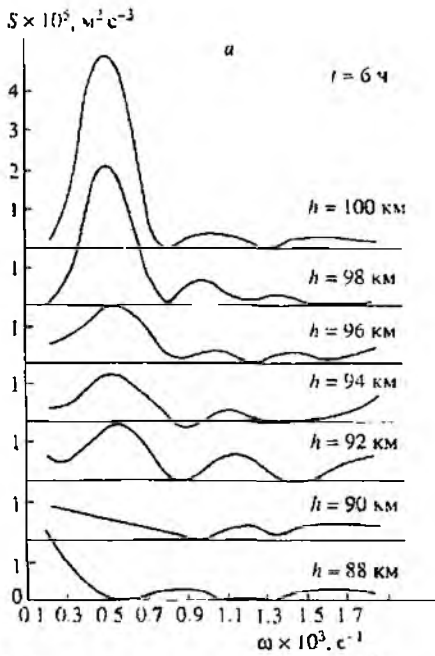


Рис 17

В процессе исследования ВГВ изучаются их индивидуальные параметры: период волны, ее амплитуда и фаза в зависимости от высоты, вертикальные и горизонтальные длины волн, фазовая скорость распространения волны, направление распространения энергии волны, время существования волны, особые случаи поведения волн (разрушение и генерация волн), пространственная структура волн и другие.

По приведенной выше методике были проанализированы результаты радиометеорных наблюдений скорости ветра, полученные на автоматическом углемере метеорной радиолокационной станции АУ-1 [16–18]. Длительность циклов наблюдений составляла 10–20 суток. Направление зондирования выбиралось зональным либо меридиональным, за исключением специальных экспериментов, о которых будет сказано.

Ниже представлены временные и пространственные вариации спектров скорости и вертикальные структуры амплитуд и фаз некоторых ВГВ.

На рис. 16 изображены временные вариации спектров скорости ветра, на которых наглядно виден момент появления и исчезновения ВГВ с периодом 2,7 ч, зафиксированный метеорным радаром на высоте 90 км 18 декабря 1983 г. Время существования волны обычно, как и в приведенном случае, составляет несколько периодов волны, чаще всего два–четыре.

На рис. 17 представлены высотные вариации спектров, а также амплитудно-высотные и фазовысотные характеристики ВГВ с периодом 3,2 ч (15 декабря 1983 г.). Амплитуда волны плавно нарастает с высотой при линейном изменении фазы волны. Анализ большого количества амплитудно-высотных характеристик ВГВ показывает, что амплитуда ВГВ имеет тенденцию увеличиваться с высотой, причем это увеличение носит колебательный характер. Причиной такого явления могут быть процессы, связанные с интерференцией распространяющихся в атмосфере волн (нисходящих, восходящих, отраженных и др.).

Фазовысотные характеристики ВГВ при наличии квазилинейного изменения фазы волны с высотой могут быть разделены на три основных вида: линейно нарастающие, линейно спадающие и с изломами. С физической точки зрения, такое изменение фазы волны с высотой соответствует волнам, энергия которых распространяется снизу вверх для первого вида и сверху вниз для второго. Количество волн, имеющих восходящее направление распространения энергии, обычно превосходит количество нисходящих волн. Волны со сложной фазовысотной структурой в некоторых циклах измерений составляли до 40 % реализации.

Как было сказано выше, в период с 1 июля по 31 августа 1998 и 1999 гг. в рамках выполнения работ по программе INTAS 96-1669 Experimental and theoretical investigation of tide modulation by planetary waves проводились координированные измерения динамических параметров атмосферы. За два 62-суточных цикла с 1 июля по 31 августа 1998 и 1999 гг. было зарегистрировано более 700 000 метеорных отражений и измерены их координаты и радиальные скорости дрейфа.

На основании этих данных был проведен статистический анализ параметров ВГВ. В качестве алгоритма анализа был использован модифицированный алгоритм выявления ВГВ [39–41], в котором вместо спектрального Фурье анализа был применен вейвлет анализ, что позволило выявлять короткие волны. За указанный период наблюдений было обнаружено более 1 300 волн и определены их пространственно-временные параметры.

На рис. 18 представлены гистограммы распределения вертикальной и горизонтальной длины ВГВ. Для удобства восприятия полученных результатов на рис. 18 положительные значения длин волн соответствуют распространению энергии ВГВ вверх и в западном направлении, а отрицательные значения – распространению энергии ВГВ вниз и на восток. Наиболее вероятные значения вертикальной длины волн  $\lambda_z$  составляют 10–30 км, для любого направления распространения энергии ВГВ. Преобладающим направлением распространения энергии волн является восходящее, что согласуется с [42, 43]. Соотношение между восходящими и нисходящими потоками составляет 63,6% к 36,4% соответственно. Доминирующие горизонтальные длины волн  $\lambda_x = 100–500$  км. В отличие от вертикального распространения волн, горизонтальное – не имеет ярко выраженного характера. Соотношение между западным и восточным направлением распространения составляет 49,5% к 50,5% соответственно.

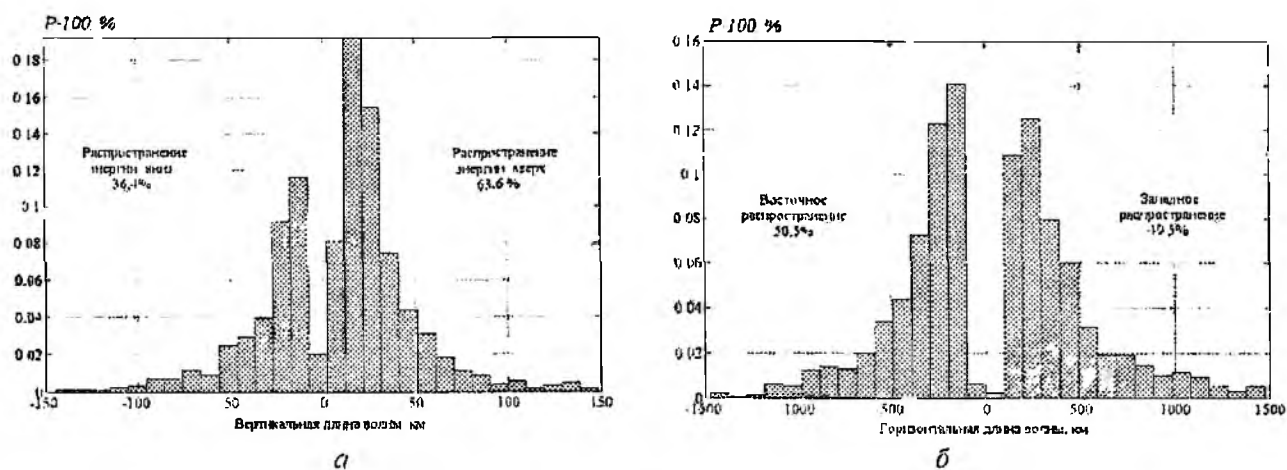


Рис. 18

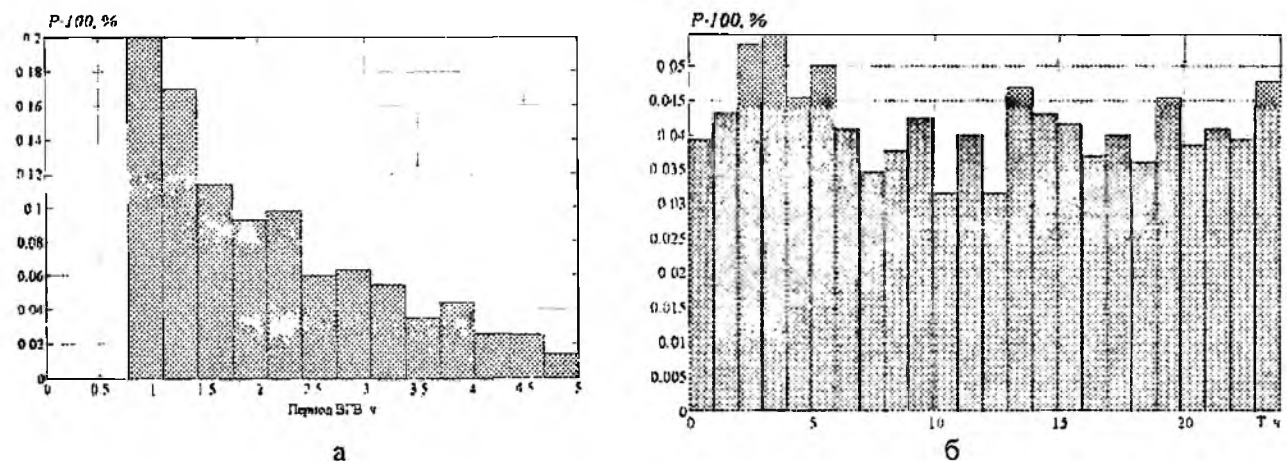
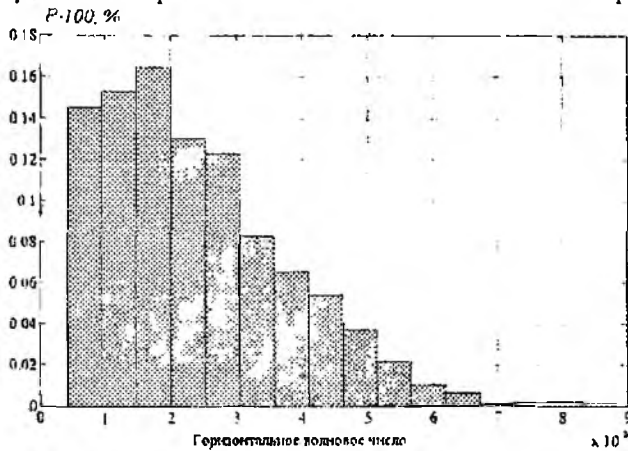


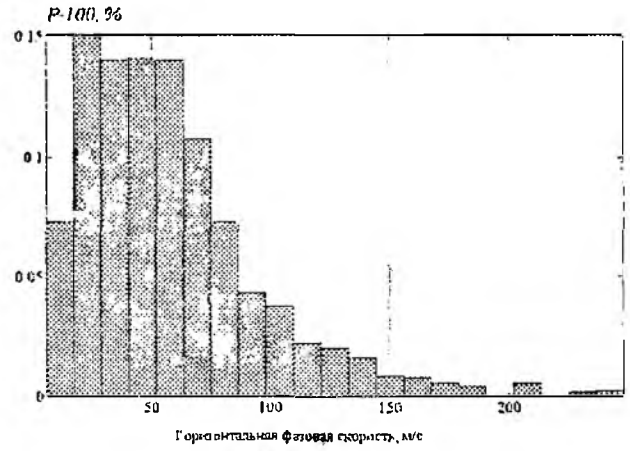
Рис. 19

На рис 19 представлены гистограммы распределения периодов ВГВ и моментов времени их появления в течение суток. Гистограмма моментов времени появления ВГВ в течение суток (рис 19, б) имеет один слабо выраженный максимум, который расположен в области ранних утренних часов наблюдений. Гистограмма распределения периодов ВГВ (рис 19, а) может быть описана экспоненциальной зависимостью. Преобладающими являются высокочастотные ВГВ с периодами 0,8–2 ч. Вероятность появления ВГВ с большими периодами, уменьшается с увеличением их периода.

Гистограммы распределения горизонтальной фазовой скорости и горизонтального волнового числа представлены на рис 20, а гистограммы распределения вертикальной фазовой скорости и вертикального волнового числа на рис 21.

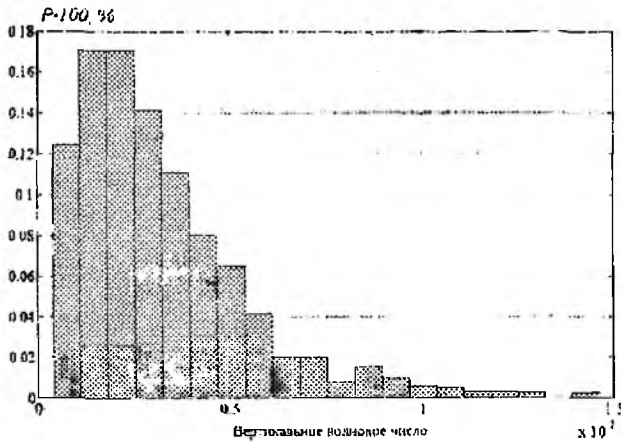


а

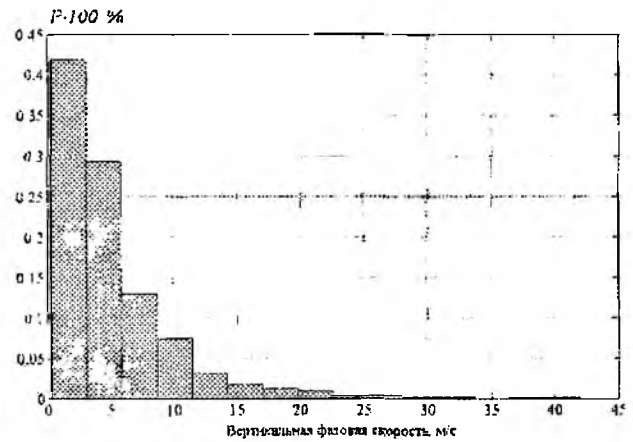


б

Рис. 20



а



б

Рис. 21

На рис 22 и 23 представлены зависимости горизонтальной и вертикальной фазовых скоростей от частоты, а также горизонтальных и вертикальных волновых чисел от частоты ВГВ. На рисунках видна тенденция увеличения фазовой скорости ВГВ при возрастании ее частоты как для горизонтальной, так и для вертикальной составляющих. Аналогичная ситуация наблюдается и для волновых чисел. Однако для вертикального волнового числа зависимость имеет слабо выраженный характер.

Полученные распределения пространственно-временных параметров ВГВ достаточно хорошо согласуются с результатами исследования других авторов. В более ранних работах [44 – 46] получены результаты касательно горизонтальной структуры ВГВ. Распределение горизонтальной фазовой скорости ВГВ, распределение горизонтального волнового числа, а также их зависимости от частоты ВГВ, имеют аналогичный характер и порядок чисел, как и полученные выше.

В работах [44, 47] распределение частот ВГВ имеет равномерный характер, в то время как полученное распределение периодов ВГВ, представленное на рис 19, показывает доминирование высокочастотных ВГВ (короткопериодические волны).

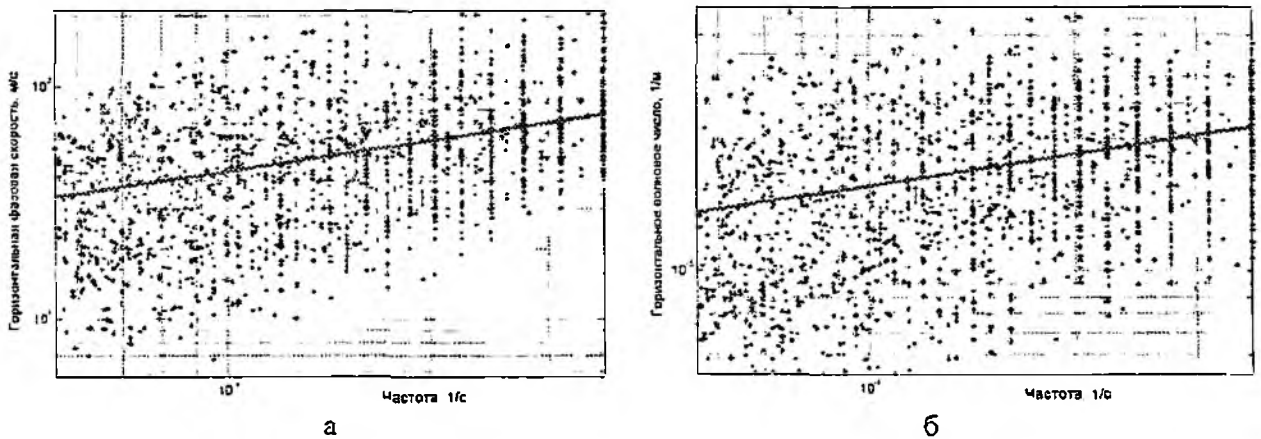


Рис. 22

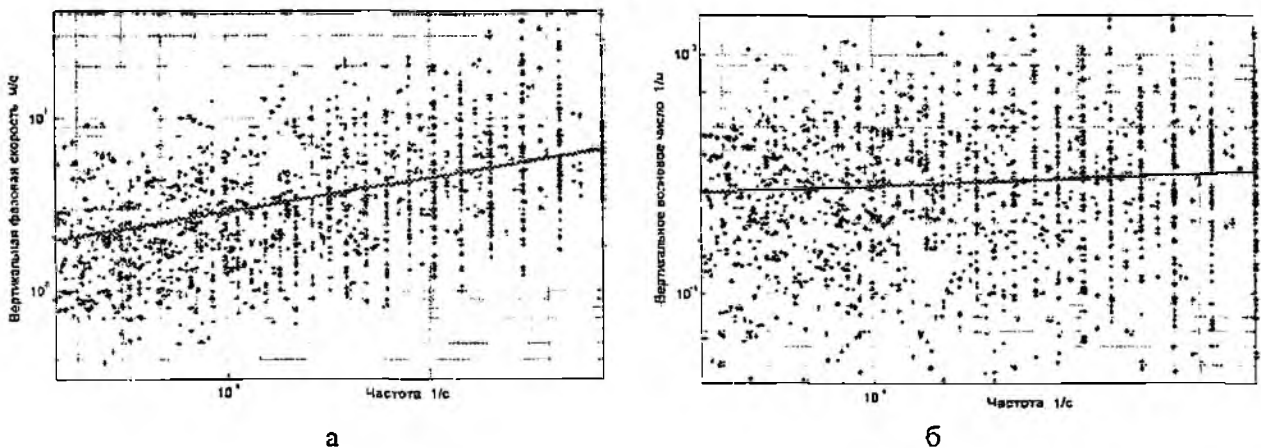


Рис. 23

## Выводы

Многолетние экспериментальные исследования, проведенные в Харькове в период 1986 по 1999 г на автоматическом угломере метеорной РЛС системы МАРС, позволили выявить следующие основные закономерности преобладающих и регулярных движений и пространственно-временной структуры ВГВ на высотах 80 – 100 км.

- основное направление зональной составляющей скорости преобладающего ветра во всей области высот с запада на восток, за исключением весенней и осенней перестройки зональной циркуляции, среднегодовые значения зональной скорости преобладающего ветра составляют 5 – 10 м/с, а среднемесячные не превышают 25 м/с,
- среднемесячные значения вертикального градиента зональной скорости преобладающего ветра до высот 94-98 км с апреля по август составляют 2 м/с км,
- весенняя перестройка зональной циркуляции начинается в верхней области метеорной зоны в конце февраля – начале марта и, смещаясь вниз, заканчивается в июле – начале августа, среднемесячные значения скорости во время перестройки не превышают 15 м/с;
- осенняя перестройка зональной циркуляции проявляется в уменьшении скорости до значений, близких к нулю, иногда переходя в отрицательную область,
- амплитуда годовой гармоник зональной компоненты преобладающего ветра превышает полугодовую гармонику в нижней области метеорной зоны, в высотном профиле фазы годовой гармоник на средних высотах метеорной зоны наблюдается скачок фазы, указывающий на противофазное изменение годовых колебаний в верхней и нижней областях метеорной зоны,

- амплитуда полусуточного прилива в зимне-весенний период имеет высокий вертикальный градиент, доходящий до 2,5 м с км, а в летне-осенний период не превышает 0,5 м с км; среднегодовое значение амплитуды 15 – 18 м с;

- вертикальная длина волны полусуточного прилива максимальна летом и доходит до 200 км, а в зимние месяцы 40 – 60 км;

- среднегодовое значение амплитуды суточного прилива составляет 7 м/с; ее вертикальный градиент незначительный, вертикальная длина волны суточного прилива с декабря по май изменяется в пределах 30 – 70 км, в остальное время года больше 100 км;

- вариации основных параметров динамического режима от месяца к месяцу изменчивы в большей степени, чем от года к году

- амплитуда ВГВ в высотном диапазоне существования волны, как правило, увеличивается с высотой, среднее значение амплитуды 12 – 15 м с;

- среднее значение зональной составляющей фазовой скорости распространения ВГВ – 70 – 80 м с;

- характерные размеры вертикальной и горизонтальной длин волн 10 – 20 и 100 – 800 км соответственно;

- время существования ВГВ составляет 2 – 5 периодов волны;

- преобладающим направлением распространения энергии волн является восходящее, соотношение между восходящими и нисходящими потоками составляет 63,6 % к 36,4 % соответственно;

- горизонтальное распространение энергии ВГВ имеет равновероятный характер между западным и восточным направлением.

- преобладающими являются высокочастотные ВГВ с периодами 0,8 – 2 часа, вероятность появления ВГВ с большими периодами, уменьшается с увеличением их периода;

- время появления ВГВ в течение суток имеет один слабо выраженный максимум, который расположен в области ранних утренних часов наблюдений;

- фазовая скорость ВГВ возрастает при увеличении частоты как для горизонтальной, так и для вертикальной составляющих;

- на высотах метеорной зоны наблюдаются случаи разрушения ВГВ, при этом резко падает амплитуда ВГВ и нарушается линейность фазовысотной характеристики ВГВ. Высота разрушения волны во многих случаях совпадает с максимумом в высотном профиле средне-часовой скорости ветра на момент разрушения волны;

- зарегистрированы случаи генерации ВГВ, расходящихся в вертикальном направлении вверх и вниз с высоты 90 – 94 км;

- исследование пространственной горизонтальной структуры волн в масштабе нескольких сотен километров, проводившееся путем радиолокации метеорной зоны в противоположных (север – юг) и ортогональных (север – восток) направлениях, позволили выявить одновременно существующие волны с одинаковыми параметрами в двух зонах облучения не более чем в 10 – 15 % случаев, что может быть объяснено локальностью области распространения волны.

**Список литературы** 1. *Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. М.: Наука, 1967. 260 с. 2. *Бабаджанов П.Б., Кащеев Б.Л., Нечитайленко В.А., Федынский В.В.* Радиометеорные исследования циркуляции верхней атмосферы. Душанбе: Дониш, 1974. 172 с. 3. *Кальченко Б.В., Лизогуб В.В., Лысенко И.А., Портнягин Ю.И., Степанов А.М., Фахрутдинова А.Н.* Режим ветра на высотах 90 – 100 км по данным координированных радиометеорных наблюдений в Обнинске, Казани и Харькове в 1982 г. // Результаты наблюдений в СССР дрейфа метеорных следов по программе средней атмосферы. Материалы Мирового центра данных Б. М.: Изд-во МЦД-Б, 1984. 163 с. 4. *Докучаев В.П.* О влиянии магнитного поля Земли на ветры в ионосфере // Изв. АН СССР Сер. Геофизика, 1959, №5, С. 783-787. 5. *Докучаев В.П.* Движение ионизированного газа в верхней атмосфере // Изв. ВУЗов. Радиофизика, 1961, №1, С. 5-39. 6. *Гаврилов Н.М.* Тепловой эффект внутренних гравитационных волн в верхней атмосфере // Изв. ВУЗов. Геофизика, 1974, №1, С. 83-84. 7. *Кащеев Б.Л., Верба Н.Д., Кальченко Б.В., Нечитайленко В.А.* Особенности методики определения

вектора атмосферного ветра произвольной ориентации в метеорной зоне // Геомагнетизм и аэронавигация 1971 №1 С 176-178 8. *Федынский В В, Кащеев Б.Л, Нечитайленко В.А* Определение вектора преимущественного ветра по радионаблюдениям метеоров // Докл АН СССР 1972 203 С.1047-1049 9. *Manning L.A., Villard O.G., Peterson A.M.* Meteoric echo upper atmosphere winds. Proc. Inst. Radio Eng 1950 V 2 P 877-883. 10. *Greenhow I.S* A radio echo method for the investigation of atmospheric winds at altitudes of 80-100 km. Sour. Atmosph Terr Phys 1952 V 2 P. 282-291 11. *Дафф О* Конструкция метеорной радиолокационной станции на ракетном полигоне Уайт Сендс // Термосферная циркуляция / Под ред. У. Узбба 1975 С 330-342 12. *Кащеев Б.Л, Крутоголов Г.К., Лизгуб В.В* Автоматическая метеорная РЛС для исследования циркуляции атмосферы // Кометы и метеоры. Душанбе Дониш. 1976 № 24 С 3-18 13. *Ласенко И.А., Петров Б.И., Портнягин Ю.И.* Некоторые результаты одновременных измерений скорости ветра в нижней термосфере в четырех направлениях // Исследование динамических процессов в верхней атмосфере. М. Гидрометеиздат, 1976 С.168-179. 14. *Б.Л. Кащеев, Г.Д. Крутоголов, В.В. Лизгуб, В.А. Нечитайленко.* Автоматическая метеорная РЛС для исследования циркуляции атмосферы // Кометы и метеоры Душанбе Дониш. 1976 №24 С. 3-18 15. *В.В. Лизгуб, С.Л. Семенуха, Ю.И. Суворов, О.А. Соляник.* Поисковый метод метеорной радиолокации // Метеорные исследования М. Радио и связь. 1987. № 13 С 43-48 16. *Б.Л. Кащеев, В.В. Жуков.* Автоматический угломер Сообщение 1 Принцип построения // Радиотехника 1978 Вып 47 С 3-9. 17. *В.В. Жуков, А.Н. Олейников, В.Н. Олейников.* Автоматический угломер Сообщение 2 Предварительная обработка сигналов // Радиотехника 1978 Вып 47 С 9-14 18. *В.Н. Олейников, А.Н. Олейников, В.В. Жуков.* Автоматический угломер Сообщение 3 Первичная обработка сигналов // Радиотехника 1979 Вып. 50 С 72-78. 19. *Семенов А.И., Шефов Н.Н., Гившивили Г.В. и др.* Сезонные особенности многолетних вариаций температуры средней атмосферы // Докл Академии Наук РФ Геофизика 2000 Т 374 N 6. С 816-819 20. *Олейников А.Н., Кащеев Б.Л.* Исследование атмосферных динамических процессов в области мезопаузы – нижней термосферы методом радиолокации метеорных следов // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред. Б.Л. Кащеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина Харьков Харьк Нац Ун-т Радиотехники, Бизнес-Информ, 2002 426 с. 21. *V.V. Fedynsky, P.V. Babadzhanov, B.L. Kashcheyev et al.* The circulation of the atmosphere in the lower thermosphere at the equator and midlatitudes of the northern hemisphere // Program and abstracts for the XV IUGG General Assembly, Moscow, M., 1971 P 484 22. *Б.Л. Кащеев, Б.В. Кальченко, В.В. Лизгуб и др.* Дрейф в метеорной зоне над экватором в 1968–1969 гг. // XIII Пленум комиссии по кометам и метеорам 1–5 ноября 1971 г. Киев Тезисы докладов М., 1971 С 29-30 23. *Бабаджанов П.Б., Кальченко Б.В., Кащеев Б.Л. и др.* О движении воздушных масс в нижней термосфере вблизи экватора // Докл АН СССР 1973. Т.208, N 6 С 1334-1337. 24. *Кальченко Б.В., Булгаков С.Б.* Исследование периодических компонент скорости ветра в нижней термосфере над экватором // Геомагнетизм и аэронавигация 1973 Т 13. N 6 С. 1125-1126 25. *Кальченко Б.В., Кащеев Б.Л., Федынский В.В.* Двухсуточные возмущения дрейфа метеорных следов // Докл АН СССР 1978 Т 242. N 5 С 1038-1041 26. *Muller H.G.* Long-period meteor wind oscillations // Phil. Trans Roy Soc 1972. V. A271. P. 585-598 27. *Clark R.R.* Meteor wind measurements of Durham // New Hampshire (43 N. 71 W) T Atmos Sci, 1975. V 32. P. 1689-1693. 28. *Craig R.Z., Vincent R.A., Fraser G.T., Smith M.T.* The quasi 2-day wave in the Southern Hemisphere mesosphere // Nature 1980 V. 287, N 5780 P. 319-320 29. *Glass M., Fellous T.L., Masebecuf M., Spizzichino A., Lysenko I.A., Porinyagin Yu I.* Comparison and interpretation of the results of simultaneous wind measurements in the lower thermosphere at Garchy (France) and Obninsk (USSR) by meteor radar technique // T. Atmos Terr Phys 1975 V 37 P 1077-1087 30. *Капдалов О.В., Макаров Н.А., Портнягин Ю.И.* Квазидвухсуточное колебание скорости ветра в нижней термосфере // Изв. АН СССР ФАО 1984 Т 20 N 3 С 227-233 31. *Кальченко Б.В., Кащеев Б.Л., Кастролин В.Д.* Синхронные наблюдения дрейфа метеорных следов в Харькове и Хабаровске // Метеорные исследования 1978 N 5 С 14-20 32. *Кальченко Б.В.* Квазидвухсуточные колебания скорости ветра в верхней атмосфере // Метеорные исследования 1984. N 9 С. 79-88. 33. *Muller H.G., Nelson L.A.* Travelling quasi 2-day wave in the meteor region T Atmos Terr Phys 1978 V. 44. P. 761-766 34. *Госсард Э., Хук У.* Волны в атмосфере. М.: Мир, 1978 532с 35. *Гаврилов Н.М., Кальченко Б.В., Кащеев Б.Л., Швед Г.М.* Обнаружение связи интенсивности внутренних гравитационных волн в верхней атмосфере с фазой прилива // Изв. АН СССР Физика атмосферы и океана 1981 Т 17 № 7 С 680-689 36. *Красовский В.И., Шагаев М.В.* Оптический метод регистрации акустико-гравитационных волн в верхней атмосфере // Докл АН СССР 1973 Т 213 № 3 С 553-555 37. *Гаврилов Н.М.* Алгоритмы для определения параметров внутренних гравитационных волн в метеорной зоне // Изв. АН СССР Физика атмосферы и океана 1981 Т 17. № 7. С. 762 38. *Гаврилов Н.М., Делов И.А.* Измерение параметров внутренних

гравитационных волн в метеорной зоне // Геомагнетизм и аэрономия. 1976. Т. 16. № 2. С. 293. 39. Олейников А.Н., Якоби К., Сосновчик Д.М. Радиометеорные исследования распределений пространственно-временных параметров ВГВ // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С.45-51. 40. Олейников А.Н., Сосновчик Д.М. Исследование распределений пространственно-временных параметров ВГВ методом радиолокации метеорных следов // 2-й Международный радиоэлектронный Форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2005. Сборник научных трудов. Т.1. Пленарные заседания Форума, семинары и круглые столы. Харьков: АН ГРЭ, ХНУРЭ. 2005. 275 с. 41. Oleynikov A.N., Jacobi C.H. and Sosnovchik D.M.: Parameters of internal gravity waves in the mesosphere-lower thermosphere region derived from meteor radar wind measurements, Ann. Geophysicae, 23, 1-7, 2005. 42. Хайнс К.О. Атмосферные гравитационные волны // Термосферная циркуляция / Под ред. У. Уэбба. 1975. С.120-177. 43. Andrews, D.G., Holton, J.R., Leovy, C.B., Middle Atmosphere Dynamics // Academic Press. New York, 1987. 44. Гаврилов Н.М., Медведев А.С. Статистическая модель внутренних гравитационных волн в метеорной зоне // Изв. РАН. Физика атмосферы и океана. 1997. Т.33. № 1. С. 77-81. 45. Gavrilov N.M., Fukuo S., Nakamura T., Tsuda T., Yamataka M. D. and Yamamoto M. Statistical analysis of gravity waves observed with the middle and upper atmosphere radar in the middle atmosphere: 1. Method and general characteristics // Geophys. J. Res., 101, 29 511-29 521, 1996. 46. Калов Е.Д., Гаврилов Н.М. Исследование сезонных изменений параметров гравитационных волн в метеорной зоне // Изв. АН СССР. ФАО. 1985. Т.21. №10. С.1036. 47. Кальченко Б.В., Кащеев Б.Л., Олейников А.Н. Радиометеорные исследования вертикальной структуры внутренних гравитационных волн и нерегулярных движений // Изв. АН СССР. ФАО. 1985. Т.21. №2. С.123.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 07.02.2006

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ СКОРОСТИ ВЕТРА ОДНОПОЗИЦИОННОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ РЛС

Одной из важных задач, решаемых доплеровскими метеорологическими РЛС (ДМРЛ), является измерение скорости ветра, знание которой необходимо для диспетчерских служб аэропортов обеспечения безопасности полетов авиации, для обнаружения опасных метеоявлений (смерчей, микрошквалов и др.), для синоптиков, прогнозирующих погоду. Заметим, что по принятой терминологии, ДМРЛ относятся к классу когерентно-импульсных РЛС.

Полагают, что скорость движения облаков равна скорости ветра. Поэтому задача определения скорости ветра  $V$  сводится к измерению скорости движения облаков. Облака относятся к распределенным локационным целям, размеры которых превосходят размеры импульсного объема ДМРЛ. Протяженный характер облаков практически исключает нахождение скорости движения облаков методом дифференцирования пути.

Частицы облаков, которыми являются гидрометеоры (капли дождя, снежинки, град, туман), создают отраженный сигнал. В каждый момент времени принимаемый сигнал на входе приемника представляет суперпозицию отражений от множества гидрометеоров, находящихся в пределах рассматриваемого импульсного объема. Как показывает опыт, значительная часть метеосигнала является когерентной. Мерой когерентности может служить коэффициент междупериодной корреляции, который для облаков близок к единице. В связи с этим появляется возможность осуществлять измерение скорости движения облаков фазовым (частотным) методом.

Если импульсный зондирующий сигнал представить в виде  $S_z(t) = E_z S(t) \cos \omega_0 t$ , то отраженный сигнал от точечного объекта можно записать в виде

$$S_{\text{отр}}(t) = E_{\text{отр}} S_z [t - \tau_z(t)] \cos \omega_0 [t - \tau_z(t)].$$

где  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$  – несущая частота зондирующего сигнала;  $S_z(t)$  – закон амплитудной модуляции;

$\tau_z(t) = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2}{c} [R_0 + V_r t]$  – запаздывание отраженного сигнала относительно зондирующего;

$R_0$  – расстояние от ДМРЛ до рассматриваемого объекта в момент времени  $t = 0$ ;  $V_r$  – радиальная скорость движения объекта (проекция его линейной скорости  $V$  на направление луча антенны),  $V_r = V \cos \xi$ , где  $\xi$  – угол между направлением ветра и лучом антенны. Частота

отраженного сигнала  $\omega_{\text{отр}}$  есть производная от его фазы  $\varphi(t) = \omega [t - \tau_z(t)] = \omega_0 \left[ t - \frac{2R(t)}{c} \right]$

по времени  $\omega_{\text{отр}} = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 \left[ 1 - \frac{2}{c} V_r \right] = 2\pi \left[ f_0 + \left( -\frac{2f}{c} V_r \right) \right] = 2\pi (f_0 + F_x)$ , где доплеровское

смещение частоты  $F_x = -\frac{2V_r}{\lambda}$ .

Когда объект удаляется ( $V_r > 0$ ), то  $F_x < 0$  и частота отраженного сигнала меньше частоты зондирующего сигнала. В противном случае (когда объект приближается)  $V_r < 0$ , то  $F_x > 0$  и частота отраженного сигнала больше частоты зондирующего сигнала.

Из приведенных соотношений видно, что, измерив частоту Доплера метеосигнала, можно найти значение радиальной скорости ветра. Потребителей же интересует величина линейной скорости ветра и его направление.

В настоящее время значение линейной скорости находят с помощью двух разнесенных на местности ДМРЛ, каждая из которых измеряет доплеровское смещение  $F_{x1}$  и  $F_{x2}$ .

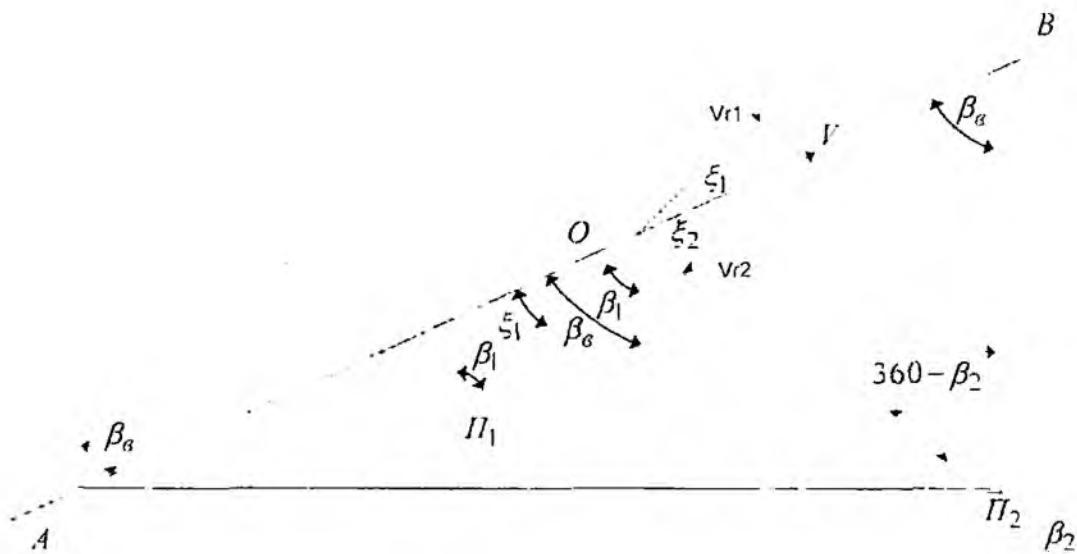


Рис 1

Получим расчетные соотношения, используя рис. 1, где в точках  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  размещены ДМРЛ. Направление ветра совпадает с прямой АВ. Азимут ветра  $\beta_a$  есть угол между направлением ветра и вертикалью. Азимуты анализируемого разрешаемого объема, обозначенного буквой  $O$ , измеренные ДМРЛ соответственно равны  $\beta_1$  и  $\beta_2$ .

Из рис. 1 видно, что угол между направлением ветра и лучом антенны РЛС пункта  $\Pi_1$   $\xi_1 = \beta_a - \beta_1$ , а между лучом РЛС пункта  $\Pi_2$   $\xi_2 = 180 - (\beta_a + 360 - \beta_2) = \beta_2 - \beta_a - 180$ . Тогда

$$F_{k1} = -\frac{2V_{r1}}{\lambda} = -\frac{2V}{\lambda} \cos \xi_1, \text{ поскольку } V_{r1} > 0. \quad F_{k2} = -\frac{2V_{r2}}{\lambda} = \frac{2V}{\lambda} \cos \xi_2, \text{ поскольку } V_{r2} < 0.$$

$$F_{k2} = \frac{2V}{\lambda} \cos(\beta_a - \beta_2 + 180) = -\frac{2V}{\lambda} \cos(\beta_a - \beta_2) = -\frac{2V}{\lambda} \cos(\beta_a - \beta_1 - \Delta) = \frac{2V}{\lambda} \cos(\xi_1 - \Delta),$$

где  $\beta_2 = \beta_1 + \Delta$ ,  $\Delta = \beta_2 - \beta_1$ . Тогда

$$\frac{F_{k2}}{F_{k1}} = \frac{\cos(\xi_1 - \Delta)}{\cos \xi_1} = \cos \Delta + \frac{\sin \xi_1}{\cos \xi_1} \sin \Delta = \cos \Delta + \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \xi_1}}{\cos \xi_1} \sin \Delta.$$

После преобразований можно получить

$$\cos \xi_1 = \frac{F_{k1} \sin \Delta}{\sqrt{F_{k1}^2 + F_{k2}^2 - 2F_{k1}F_{k2} \cos \Delta}} \cdot V = -\frac{\lambda F_{k1}}{2 \cos \xi_1} = -\frac{\lambda \sqrt{F_{k1}^2 + F_{k2}^2 - 2F_{k1}F_{k2} \cos(\beta_2 - \beta_1)}}{2 \sin(\beta_2 - \beta_1)}$$

Направление ветра, характеризуемое углом  $\beta_a$ .

$$\beta_a = \beta_1 + \xi_1 = \beta_1 + \arccos \left[ \frac{F_{k1} \sin(\beta_2 - \beta_1)}{\sqrt{F_{k1}^2 + F_{k2}^2 + 2F_{k1}F_{k2} \cos(\beta_2 - \beta_1)}} \right].$$

Покажем, что линейную скорость ветра можно определить с помощью одной ДМРЛ по двум измерениям частоты Доплера, сделанным для двух различных азимутов  $\beta_1$  и  $\beta_2$  (рис. 2) ДМРЛ находится в точке  $\Pi_1$ . Направление ветра совпадает с прямой АВ. Анализируются метеосигналы от отражателей разрешаемых импульсных объемов, обозначенных точками  $O_1$  и  $O_2$ , соответствующие азимуты которых  $\beta_1$  и  $\beta_2$ .

При получении расчетных соотношений для линейной скорости ветра  $V$  принимается обоснованное допущение о том, что в локальных областях скорость ветра постоянна.

Из рис. 2 видно, что угол  $\xi_1$  между направлением ветра и направлением луча антенны при первом измерении (когда анализируется метеосигнал разрешаемого объема  $O_1$ )

$\xi_1 = \beta_u - \beta_1$ . Тогда  $F_{x1} = -\frac{2V_{x1}}{\lambda} = -\frac{2V}{\lambda} \cos \xi_1 = -\frac{2V}{\lambda} \cos(\beta_u - \beta_1)$ , так как для выбранного направления вектора скорости  $V_{x1} > 0$ .

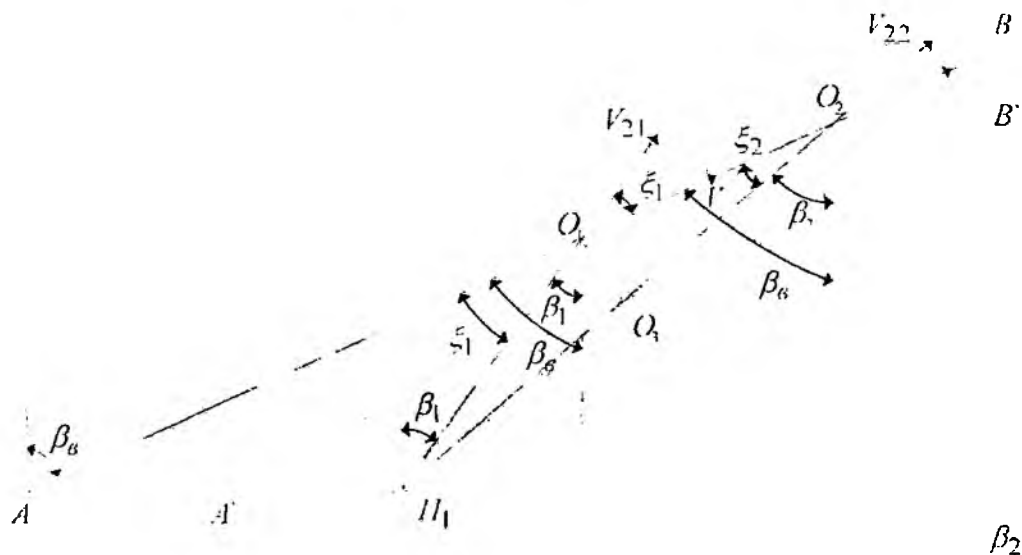


Рис. 2

Аналогично для второго положения луча антенны, когда ее азимут равен  $\beta_2$   $\xi_2 = \beta_u - \beta_2 = \beta_u - \beta_1 - \Delta = \xi_1 - \Delta$ , где  $\Delta = \beta_2 - \beta_1$ .  $F_{x2} = -\frac{2V_{x2}}{\lambda} = -\frac{2V}{\lambda} \cos \xi_2 = -\frac{2V}{\lambda} \cos(\xi_1 - \Delta)$

Тогда  $\frac{F_{x2}}{F_{x1}} = \frac{\cos(\xi_1 - \Delta)}{\cos \xi_1}$ ,  $\cos \xi_1 \left( \frac{F_{x2}}{F_{x1}} - \cos \Delta \right) = \sin \Delta \sqrt{1 - \cos^2 \xi_1}$ , а

$$\cos \xi_1 = \cos(\beta_u - \beta_1) = \frac{F_{x1} \sin(\beta_2 - \beta_1)}{\sqrt{F_{x1}^2 + F_{x2}^2 - 2F_{x1}F_{x2} \cos(\beta_2 - \beta_1)}}$$

$$V = -\frac{\lambda F_{x1}}{2 \cos \xi_1} = -\frac{\lambda \sqrt{F_{x1}^2 + F_{x2}^2 - 2F_{x1}F_{x2} \cos(\beta_2 - \beta_1)}}{2 \sin(\beta_2 - \beta_1)}$$

Таким образом, расчетные соотношения для линейной скорости ветра и его направления для обоих рассмотренных методов идентичны.

Так как расчетные соотношения для линейной скорости  $V$  не содержат расстояний  $HO_1$  и  $HO_2$  до разрешаемых объемов при разных положениях антенны ( $\beta_1$  и  $\beta_2$ ), метеосигналы которых анализируются, то жестких требований к выбору точки  $O_2$  при заданной  $O_1$  нет. Так, расчет  $F_{x2}$  можно проводить для точки  $O_3$ , которая лежит на направлении луча при азимуте  $\beta_2$  и расстояние до которой  $HO_3 = HO_1$ . Если учесть, что реально существует вертикальный градиент горизонтальной скорости ветра, то лучше обрабатывать метеосигналы с целью нахождения  $F_{x1}$  и  $F_{x2}$  для одинаковых расстояний.

В принципе в РЛС кругового обзора в каждом периоде повторения можно определять доплеровское смещение метеосигналов каждого разрешаемого элемента по дальности с последующим использованием информации для определения линейной скорости указанным выше методом.

Заметим, что если антенна ДМРЛ формирует карандашный луч (узкий в угломестной и азимутальной плоскостях) и измерения доплеровских частот метеосигналов осуществляется при угле места луча  $\xi$ , то

$$F_{\kappa 1} = -\frac{2V'}{\lambda} \cos(\beta_2 - \beta_1) \cos \xi, \quad F_{\kappa 2} = -\frac{2V'}{\lambda} \cos(\beta_2 - \beta_1) \cos \xi.$$

Тогда соотношение для расчета  $\cos(\beta_2 - \beta_1)$  остается прежним, а выражение для линейной скорости ветра  $V$  изменяется в  $\cos \xi$  раз:

$$V = -\frac{\lambda}{2 \cos(\beta_2 - \beta_1) \cos \xi} \frac{F_{\kappa 1}}{F_{\kappa 2}} = -\frac{\lambda}{2} \frac{\sqrt{F_{\kappa 1}^2 + F_{\kappa 2}^2 - 2F_{\kappa 1}F_{\kappa 2} \cos(\beta_2 - \beta_1)}}{\sin(\beta_2 - \beta_1) \cos \xi}$$

Рассмотрим вопрос выбора минимального разноса азимутов антенны  $\Delta = \beta_2 - \beta_1$  с точки зрения обеспечения требуемой точности измерения скорости  $V$ .

Считается [1], что среднеквадратическая ошибка измерения скорости ветра  $\sigma_v$  не должна превосходить 1 м/с. Тогда в первом приближении среднеквадратическая ошибка измерения доплеровского смещения частоты  $\sigma_{f_d} \leq \frac{2\sigma_v}{\lambda} \Big|_{\lambda = 0,1 \text{ м}} = 20 \Gamma\text{ц}$

Потенциальная среднеквадратичная ошибка измерения частоты  $\sigma_f$  прямоугольного радиоимпульса, обусловленная только действием неустраняемых шумов,  $\sigma_f \cong \frac{1}{q\tau}$ , где  $\tau$  — длительность сигнала, а  $q^2 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0}$  — параметр обнаружения ( $\mathcal{E}$  — энергия сигнала,  $N_0$  — спектральная плотность белого нормального шума).

Так, например, при ширине диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости  $\beta_{0,5} = 1,5^\circ$ , скорости вращения антенны  $n_a = 6$  об/мин время облучения объекта локализации в одном периоде обзора  $\tau_{обл} = \frac{\beta_{0,5}}{360} \frac{60}{n_a} \approx 0,05 \text{ с}$ .

Полагая, что длительность пачки коррелированных импульсных метеосигналов  $\tau_{сиг}$  в 2-4 раза меньше  $\tau_{обл}$ , имеем  $\tau_{сиг} \approx 0,025 \text{ с}$ . Тогда при  $q=5$ ,  $\tau_c=0,02 \text{ с}$ ,  $\sigma_f=10 \Gamma\text{ц}$ .

На точность измерения доплеровского смещения частоты оказывают влияние кроме шума такие факторы, как пассивные помехи от земной поверхности или местных предметов на ней [2], нестабильности несущей частоты и частоты повторения зондирующих импульсов, нестабильности параметров приемного устройства, случайный характер метеосигнала (коэффициент межпериодной корреляции которого меньше 1), погрешности оператора или устройства съема информации. Вследствие этого реальная точность измерения частоты  $F_d$  будет ниже потенциальной. Поэтому требования к точности измерения частоты  $F_d$  и соответственно скорости ветра можно считать достаточно высокими.

Рассмотрим влияние величины  $\Delta = \beta_2 - \beta_1$  на погрешности измерения скорости ветра и соображения по ее выбору. Заметим, что в нашем случае значения  $\beta_1$  и  $\beta_2$  не определяются (как в случае нахождения азимутов обнаруживаемых радиолокационных объектов), а являются данными о положении антенны, снимаемые со счетчика азимутных отметок. Когда интервал между соседними азимутальными отметками составляет величину порядка  $0,1^\circ$ , погрешностями при вводе значений текущих азимутов антенны можно пренебрегать.

С учетом сказанного, очевидно, что величину  $\Delta = \beta_2 - \beta_1$  нужно выбирать столь большой, чтобы регулярное различие оценок  $\hat{F}_{\kappa 1}$  и  $\hat{F}_{\kappa 2}$ , обусловленное разными углами между направлением ветра и направлением луча антенны, было в несколько раз больше погрешностей измерений доплеровского смещения частоты.

Расчеты показывают, что для РЛС сантиметрового диапазона приемлемым значением для  $\Delta$  есть величина порядка  $(10-15)^\circ$ .

ISSN 0485-8972 Радиотехника 2006 Вып. 146

Укажем, что дисперсия случайной погрешности результирующей оценки скорости ветра, полученной путем усреднения  $M$  оценок близлежащих элементов разрешения, уменьшается в  $M$  раз.

Таким образом, реализация рассмотренного метода позволит определять линейную скорость ветра с помощью лишь одной ДМРЛ. Предложенный способ может быть реализован в когерентно-импульсных РЛС кругового обзора, обеспечивая измерения линейной скорости ветра для каждого импульсного объема.

**Список литературы:** 1. Мельников В.М. Обработка информации в доплеровских МРЛС // Зарубежная радиоэлектроника. 1993. № 4. С. 29-34. 2. Кравченко Н.И., Мельчук Д.В. Точностные характеристики цифрового измерителя доплеровского смещения частоты метеосигнала при работе в условиях отражений от местных предметов // Радиотехника. 2002. Вып. 130. С. 97-109. 3. Кравченко Н.И. Заявка на изобретение способа определения линейной скорости ветра однопозиционной доплеровской РЛС (№ 200607319 с приоритетом от 3.07.2006)

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редакцию 07.02.2006*

## **АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ ПК**

### **Введение**

На заре всеобщей компьютеризации персональный компьютер (ПК) воспринимался как удобный и совершенный инструмент для решения задач программирования, управления большими базами данных, как необходимое звено в издательских системах, чрезвычайно удобная электронная пишущая машинка и увлекательная игрушка для досуга. Однако с начала девяностых годов в печати стали появляться публикации о том, что интенсивная и продолжительная работа с компьютером является причиной возникновения ряда патологических состояний. Поток обрушившейся в короткое время информации предъявляет повышенные требования к адаптационным механизмам человека, не подготовленного к такому явлению. Лавинообразный характер компьютеризации жизни сопровождается отсутствием научного прогнозирования негативных последствий для физического и психического здоровья пользователей [1, 2, 3].

С развитием научно-технического прогресса все чаще приходится сталкиваться с отрицательными последствиями воздействия новых технологий и технических средств на человека - так называемой экологической патологией. В последнее время в печати появилось большое количество работ, авторы которых усматривают прямую связь между рядом болезней и интенсивностью использования компьютера, являющегося неотъемлемым элементом современного офиса, учебного заведения и предметом личного пользования. Еще в 1984 г. решением ста профессиональных страховых объединений ФРГ работа за дисплеем была внесена в список 40 наиболее вредных и опасных работ [4, 5].

Использование компьютеров в различных сферах производственной деятельности выдвигает проблему оздоровления и оптимизации условий труда пользователей. Это связано с формированием при работе с ПК неблагоприятных для пользователя факторов, таких как высокая интенсивность труда, монотонность производственного процесса, гипокинезия и гиподинамия, специфические условия зрительной работы, наличие электромагнитных излучений, тепловыделения и шума от технологического оборудования [6,7].

Выполнение производственных операций с помощью ПК связано с восприятием изображения на экране и одновременным различением текста рукописных или печатных материалов, выполнением машинописных, графических работ и других операций. Кроме того, эта работа требует повышенных умственных усилий и большого нервно-эмоционального напряжения, решения в ограниченное время сложных задач, высокой концентрации внимания и особой ответственности за качество выполнения задания. Высокие требования, предъявляемые к организму, вызывают большое количество жалоб работающих на повышенное общее и зрительное утомление, объективно фиксируется ухудшение функционального состояния организма пользователей. Это не может не сказаться на качестве выполнения производственных заданий.

В связи с изложенным оценка функционального и психофизиологического состояния пользователей ПК в течение рабочего дня и рабочей недели, разработка оптимальных режимов труда и отдыха с учетом индивидуальных особенностей организма имеют в настоящее время особую актуальность. Анализ последних исследований показывает, что для решения этой проблемы предлагается ряд устройств, которые позволяют исследовать изменения функционального состояния пользователя ПК по вариабельности сердечного ритма [8], изменению электрокожного сопротивления [9], по изменению тремора мышц [10] и т.д.

В статье предлагается структурная схема автоматизированного комплекса, позволяющего исследовать как физиологические, так и психофизиологические показатели организма

пользователей ПК в динамике выполнения производственного задания и таким образом подойти к решению данного вопроса комплексно

### Основная часть

В основу работы автоматизированного комплекса для диагностики функционального состояния пользователей ПК положены методики, позволяющие оценить динамику состояния центральной нервной системы (ЦНС), зрительной системы и психофизиологических показателей. К физиологическим относятся такие показатели, как критическая частота слияния мельканий (КЧСМ), электрокожное сопротивление (ЭКС), скорость зрительно-моторной реакции (ЗМР), тремор мышц. Психофизиологическое состояние пользователей может быть оценено с помощью показателей тревожности, работоспособности, активности, настроения и самочувствия. Для получения достоверной информации о динамике показателей организма пользователей при контактах с электронными носителями информации исследования необходимо производить несколько раз в течение рабочего дня через определенные промежутки времени.

Предлагаемая структурная схема автоматизированного комплекса содержит три блока, в состав которых входят устройства для оценки отдельных функций организма и представлена на рис. 1.

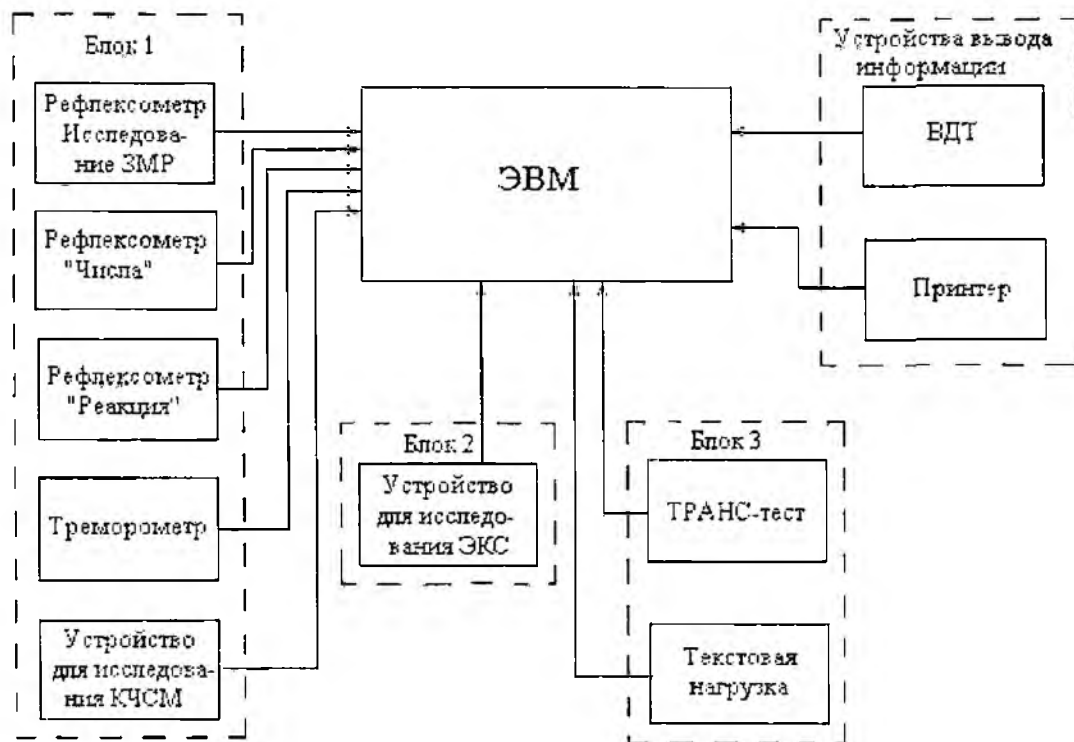


Рис 1

Первый блок предназначен для исследования функционального состояния ЦНС и различных областей зрительной системы. В зависимости от конкретных задач исследования в его состав могут входить рефлексометры разных типов, а также прибор для измерения КЧСМ и треморометр.

Второй блок предназначен для исследования физических характеристик организма. В предложенной в данной статье структуре комплекса для этих целей служит прибор для определения ЭКС (возможно использование других устройства, обеспечивающие измерение чисто физических показателей организма).

Третий блок предназначен для проведения психофизиологических исследований. Этот блок реализован в виде компьютерных программ, позволяющих как предъявлять требуемые тесты

или задания), так и рассчитывать соответствующие показатели. В предлагаемой структуре комплекса для этих целей служат тест ТРАНС и текстовый тест [11]. Текстовый тест позволяет, с одной стороны, смоделировать на компьютере производственное или учебное задание пользователя, с другой – рассчитать ряд показателей, характеризующих работоспособность. С помощью геста в автоматическом режиме можно определить скорость переработки информации, качество (по количеству допущенных ошибок), зрительную продуктивность и др.

В предлагаемой структуре комплекса все устройства подключаются к ЭВМ, которая позволяет осуществлять накопление, хранение и обработку полученной информации. Для визуализации результатов можно использовать монитор ПК или принтер.

Рассмотрим подробнее устройства, которые предлагается использовать в перечисленных блоках. Рефлексометры – приборы для определения степени проявления рефлекторных реакций. Они позволяют оценить скорость и адекватность реакции испытуемого на раздражители и экспериментально исследовать, как влияет на эти показатели утомление.

Одним из предложенных в структуре комплекса рефлексометров является прибор, позволяющий оценить скорость ЗМР испытуемого путем предъявления ему цветового сигнала. Для этих целей используется набор из четырех светодиодов – красного, желтого, синего и зеленого. В данном приборе программно генерируется псевдослучайное число, зависящее от времени реакции человека, количества ошибок и правильных реакций. В зависимости от этого числа определяется выдаваемый цвет. Если оператором не производится сброс, выдается световой импульс длительностью 20 мс и счетчик начинает отсчет для определения времени реакции испытуемого. По истечении выбранного ранее времени или произведенной реакции испытуемого устройство определяет правильность его действия. После этого цикла начинается новая генерация псевдослучайного числа. При каждой правильной реакции в память устройства вносится время, за которое испытуемый отреагировал нажатием на кнопку с момента появления сигнала. Прибор выполняет такие функции, как генерация испытательного сигнала, проверка действий испытуемого посредством клавиатуры и формирование пакета данных для вывода на устройство отображения информации.

Принцип действия рефлексометра «Числа» заключается в том, что на табло в случайной последовательности зажигаются числа от 0 до 9. В течение свечения цифры испытуемый должен успеть нажать кнопку с номером, соответствующим появившейся цифре. Если нажата нужная кнопка, то испытуемому засчитывается одно очко, в противном случае очко не засчитывается. Чем больше очков будет набрано, тем выше скорость ЗМР и лучше качество выполнения работы [12].

Рефлексометр «Реакция» предназначен для интегральной оценки скорости реакции испытуемого на световой и звуковой раздражитель. Задача испытуемого – при каждом предъявлении раздражителя, в качестве которого используется сигнал светодиода или тональный сигнал, как можно быстрее нажать кнопку «Реакция». Задающий генератор прибора вырабатывает последовательность импульсов с частотами 1 Гц и 1 кГц. Первая из них запускает генератор случайных интервалов, который формирует импульсы длительностью в одну секунду с различными интервалами между ними (4, 5, 6, и 7 с). В течение этого времени звучит сигнал или включается светодиод. По фронту импульса с выхода формирователя 1 запускается измеритель времени. В момент нажатия кнопки «Реакция» с выхода формирователя 2 на вход логического устройства поступает короткий импульс высокого уровня. Логический элемент определяет, совпал ли по времени импульс на выходе формирователя 2 с импульсом формирователя 1. При их совпадении останавливается измеритель времени, а если кнопка нажата раньше появления сигнала, то измеритель времени продолжает считать импульсы до следующего предъявления раздражителя. По окончании испытания фиксируется среднее время реакции и число ошибок. Меньшие значения этих показателей свидетельствуют о меньшей степени утомления [12].

Вследствие длительного эмоционального напряжения у человека может возникать непроизвольное колебательное движение (дрожание) всего тела или отдельных его частей.

(тремор), например пальцев рук, век и т.д. Чем более утомлен или раздражен человек, тем больше тремор, и наоборот. Это явление используется для оценки состояния пользователя в процессе выполнения производственного задания. Тремометр – прибор, предназначенный для оценки величины тремора. Для этого испытуемый щупом с металлической иглой на конце должен пройти по лабиринту сложной конфигурации, не касаясь его краев. Прибор фиксирует количество касаний и время прохождения по лабиринту [13]. Это исследование позволяет оценить состояние тонкой координации кистей рук испытуемого, которое существенным образом зависит от степени его утомления.

Зрение является важнейшей составной частью фотоэнергетической системы организма. Световой поток, попадая в глаз, благодаря фотохимическим процессам в сетчатке преобразуется в нервные импульсы, которые, распространяясь по многим информационным каналам, обеспечивают восприятие света, цвета, формы, ориентации и других пространственно-временных характеристик зрительного изображения. Импульсация распространяется по зрительному пути, активизирует проекционные центры зрительной коры и передается непосредственно в гипоталамус, гипофиз и стволовые структуры мозга, которые ответственны за деятельность вегетативной, нервной, эндокринной и других систем организма.

При оценке функционального состояния зрительной системы большое значение придается исследованиям пространственно-временных показателей зрительного восприятия, к которым относится критическая частота слияния мельканий (КЧСМ) импульсного света. КЧСМ – это минимальная частота мелькания прерывистого светового излучения в единицу времени, при которой глаз человека перестает различать мелькания, а источник света воспринимается им, как монотонное светлое пятно.

КЧСМ является методом оценки активности ряда процессов (электрофизиологических, энергетических, биохимических и др.), обеспечивающих зрительное восприятие по высокочастотным каналам зрительной системы. КЧСМ характеризует функциональное состояние зрительной системы в целом, не зависит от остроты зрения и рефракции. Метод КЧСМ был предложен также для исследования зрительного утомления, поскольку в этом случае показатели КЧСМ как на ахроматические, так и хроматические стимулы снижаются. КЧСМ-диагностика дает возможность суммарно охарактеризовать состояние зрительной системы, наиболее используемой при работе с ПК.

Для исследования функционально-энергетического состояния организма в структуру автоматизированного комплекса включен прибор, измеряющий ЭКС человека. Измерение ЭКС осуществляется при помощи двухэлектродной датчиковой системы, включающей два металлических (измерительный и индифферентный) электрода, в репрезентативных точках акупунктуры, отвечающих за зрительную систему и ЦНС [14]. Конструктивно прибор позволяет использовать методы диагностики, как по Накатани, так и по Фолю. При использовании метода Накатани выбирается последовательная классическая схема омметра с нелинейной шкалой для единиц сопротивления и источник электрического тока. Обычно подобная схема применяется в электротехнике для измерения средних и больших сопротивлений от нескольких сотен Ом до нескольких МОм. Пренебрегая слишком малым внутренним сопротивлением источника электропитания, протекание электрического тока через биологически активные точки (БАТ) можно описать формулой

$$I_{\text{БАТ}} = U_0 / (R_{\text{БАТ}} + R_{\text{д}}), \quad (1)$$

где  $U_0$  – номинальное напряжение электрического источника тока,  $I_{\text{БАТ}}$  – диагностический ток, протекающий через БАТ,  $\mu\text{кА}$ ,  $R_{\text{БАТ}}$  – величина электрического сопротивления БАТ,  $\text{кОм}$ .

Для обработки результатов измерений, описываемых формулой (1), существует разработанная Накатани R-карта (карта риодорака) и алгоритм для нахождения функциональной зависимости диагностического тока в цепи и сопротивления БАТ.

При использовании метода Фолья исследуется величина тока, протекающего через БАТ в процессе измерения. При этом потенциал, приложенный к БАТ, находится по формуле

$$U_{\text{БАТ}} = U_{\text{НО}} * R_{\text{БАТ}} / (R_{\text{Н}} + R_{\text{БАТ}}), \quad (2)$$

где  $U_{\text{БАТ}}$  – потенциал, приложенный непосредственно к БАТ,  $U_{\text{НО}}$  – величина падения напряжения на  $R_{\text{Н}}$  при разомкнутых щупах 1 и 2,  $R_{\text{БАТ}}$  – величина электрического сопротивления БАТ,  $R_{\text{Н}}$  – электрическое сопротивление резистора нагрузки стабилизатора тока [15]

Предложенные для использования в комплексе приборы такие, как рефлексометр для исследования ЗМР, треморометр, а также устройства для исследования КЧСМ и ЭКС разрабатываются на кафедре радиоэлектронных устройств Харьковского национального университета радиоэлектроники

Для оценки динамики психофизиологических показателей операторов в структуру комплекса включен тест ТРАНС, позволяющий проводить оценку таких показателей, как уровень тревожности, работоспособность, активность, настроение и самочувствие. Тест представляет собой таблицу из 40 строк, в каждой из которых содержится по два признака, противоположных по значению. Испытуемый должен выбрать в каждой строке и отметить один из двух признаков, наиболее соответствующий его состоянию в данный момент. Подсчет баллов, которые характеризуют степень выраженности показателей каждой шкалы, осуществляется с помощью специального ключа в автоматическом режиме. После заполнения испытуемым таблицы проводится подсчет баллов и определяются показатели шкал. При анализе результатов считают, что положительные результаты расчета показателей шкал свидетельствуют о хорошем психофизиологическом состоянии человека, а отрицательные – о плохом. Сравнение результатов, полученных, например, до и после работы, позволяет количественно оценить влияние исследуемого вида деятельности на психофизиологическое состояние испытуемых [11].

Для моделирования работы оператора ПК с текстовой информацией в структуру комплекса может быть включен текстовый тест. Испытуемый должен выделять в тексте заданную букву. Тест фиксирует время выполнения работы, количество ошибок и в автоматическом режиме рассчитывает показатели, указанные выше.

#### Заключение

Комплекс, структурная схема которого предложена в статье, позволит проводить оценку физиологического и психофизиологического состояния человека в процессе его работы, проследить динамику изменения состояния организма пользователей ПК, прогнозировать реакции организма на компьютерную нагрузку и разработать меры профилактики дозоэлогических и патологических состояний. Не только исследовать динамику функционального состояния организма пользователей в процессе выполнения производственного задания, но и оценить влияние на него разных видов нагрузки или разного оформления программных продуктов. Это, с одной стороны, позволит улучшить самочувствие пользователей, будет способствовать сохранению их здоровья, с другой – повысит эффективность их трудовой деятельности.

Данная структура автоматизированного комплекса может быть взята за основу при разработке устройств, используемых при медико-биологических, клинических исследованиях, при диагностике профессиональных заболеваний, а также устройств, используемых в учебном процессе в лабораторных работах по таким курсам, как «Физиология», «Методы медицинских исследований», «Биофизика».

**Список литературы.** 1 Демирчогуян И Г Компьютер и здоровье М.: Лукоморье, 1997. 254с 2 Видеодисплейные терминалы и здоровье пользователей Пер с англ Жснева ВОЗ.1989 150 с 3 Тринус К Мониторная болезнь // Компьютеры + Программы. 2000 №1 С 66-68 4 Глыба С Компьютерный зрительный синдром // Компьютеры + Программы. 2000. №1 С 70-71 5 Розенблюм Ю З, Фейгин Г А, Конюшина Г А Компьютерный зрительный синдром // Окулист. 2000 № 2 (6). С.8 6 Казарян Э.Э., Мамиконян В Р Влияние компьютеров на соматическое здоровье и орган зрения пользователей // Рефракционная хирургия и офтальмология. 2003 Т 3 (№1). С. 77-81. 7 Кочина М.Л., Будянская Э.Н., Яворский А В и др. Возможность ультрафиолетового повреждения глаз пользователей видеодисплейных терминалов // Клиническая и экспериментальная медицина. 2003. №3-4. С.167-171 8 Гжегоцький М.Р., Мисаковець О.Г., Петришин Ю С та ін. Визначення рівня втомлюваності користувачів персональних комп'ютерів // НПК «Современные информационные и электронные техноло-

нологии», Одесса, 2006 г., с. 195. 9. Усенко В.С., Гринюк В.А. и др. Особенности создания медицинской экспертно-терапевтической системы «РАМЕД-ЭКСПЕРТ» // ИИИК «Современные информационные и электронные технологии», Одесса, 2006 г., с. 194. 10. Шшикин Г.Г., Агеев И.М. и др. Приборный компьютеризированный комплекс для диагностики функционального состояния операторов радиозлектронных станций // Материалы 15-й Междунар. Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2005), Севастополь. С. 892-893. 11. Коробчанський В.О. Тігіснична психодіагностика до нозологічних станів у підлітковому та юнацькому віці: Посібник для докторантів, аспірантів, пошукувачів та лікарів. Харків: Контраст, 2005. 192 с. 12. <http://library.espec.ws/> 13. Джс. Дудел, М. Цилмерман, Р. Шницот, О. Грюссер и др. Физиология человека: Пер с англ. М: Мир, 1985. 14. Киреев В.В., Калков В.П., Бондаренко Г.А. и др. Использование корреляционного и спектрального анализа показателей электрокожного сопротивления в биологически активных точках для оценки влияния МРТ // Проблемы квантовой медицины в Украине и за рубежом. Материалы II Междунар. науч.-практ. конференции. Донецк, 1997. С.20-31. 15. Жуков В.В., Курик М.В. Прикладная метрология в электропунктурных измерениях // Информационная и негнтропийная терапия. 2003. №1: Материалы 9-й Междунар. конференции «Информотерапия: теоретические аспекты и практическое применение», Киев, 2003.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редакцию 15/04/2006*

В. В. ОБЕЛЪЧЕНКО, канд. техн. наук, Ю. А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук,  
И. Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук

## СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОМЕТЕОРНОГО КАНАЛА СИНХРОНИЗАЦИИ

В течение ряда лет с момента получения первых результатов измерений сдвигов шкал разнесенных эталонов времени для обработки этих результатов использовались классические традиционные методики [1]. С целью выяснения правомерности такого подхода было предпринято исследование статистических характеристик радиометеорного канала синхронизации на большом объеме статистических данных.

Для получения и анализа статистических характеристик радиометеорного канала синхронизации использован материал регулярных штатных сравнений в течение 2000 и 2001 гг. координированных шкал времени (UTC) государственных эталонов Украины UTC (UA) (Национальный научный центр «Институт метрологии», г. Харьков) и России UTC (SU) (Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений. Менделеево, Московская обл.) В этих пунктах с 1986 г. эксплуатируются разработанные в ХНУРЭ комплексы радиометеорной аппаратуры «МЕТКА-6» [2-4].

Анализ данного массива хотя и не дает полного представления о численности метеорных сеансов, ввиду не рационального размещения антенны среди городской застройки в Харькове, однако позволяет оценить важные относительные статистические характеристики радиометеорного канала синхронизации.

Было обработано 53 сеанса за 2000 г и 93 сеанса за 2001 г. Измерения проводились в среднем один-два раза в неделю. Начало измерений совпадало с началом суток. Средняя продолжительность сеансов составляла около одного часа. Основные статистические показатели радиометеорного канала синхронизации на трассе Харьков-Москва за 2000 г. приведены в табл. 1, а за 2001 г. – в табл. 2.

Таблица 1

Статистические показатели за 2000 г

Характеристика		Число	%
Число сеансов с числом измерений	1) минимальным, равным единице	2	3,7
	2) малым (от 2 до 10)	17	32,1
	3) близким к среднему (от 10 до 100)	28	52,8
	4) равным или большим 100	6	11,3
Число сеансов с числом метеорных следов	1) меньшим 4	32	60,4
	2) близким к среднему (от 4 до 6 включительно)	18	33,9
	3) большим 6	3	5,7
Общее число обработанных сеансов		53	100
Характеристика		Значение	
Число метеорных следов в сеансе	Максимальное	17	
	Среднее	4,8	
	Минимальное	1	
Общее число «полезных» метеорных следов во всех обработанных сеансах		179	
Число результатов измерений в сеансе	Максимальное	1230	
	Среднее	66,9	
	Минимальное	1	
Число результатов измерений, полученных на метеорном следе	Максимальное	256	
	Среднее	48	
	Минимальное	1	
Общее число результатов измерений		3546	

## Статистические показатели за 2001 г

Характеристика		Число	%
Число сеансов с количеством измерений	Категория 1. рис 1 – минимальным, равным единице	2	2,2
	Категория 2. рис 1 – малым (от 2 до 10)	17	18,3
	Категория 3. рис 1 – близким к среднему (от 10 до 100)	51	54,8
	Категория 4. рис 1 – равным или большим 100	23	24,7
Число сеансов с количеством метеорных следов	Категория 1. рис 2 – меньшим 4	56	60,2
	Категория 2. рис 2 – близким к среднему (от 4 до 6)	20	21,5
	Категория 3. рис 2 – большим 6	17	18,3
Общее число обработанных сеансов		93	100
Характеристика		Значение	
Число метеорных следов в сеансе	Максимальное	24	
	Среднее	4	
	Медианное	3	
	Минимальное	1	
Общее число «полезных» метеорных следов во всех обработанных сеансах		371	
Число результатов измерений в сеансе	Максимальное	1496	
	Среднее	96	
	Медианное	24	
	Минимальное	1	
Число результатов измерений, полученных на метеорном следе	Максимальное	254	
	Среднее	25	
	Медианное	5	
	Минимальное	1	
Общее число результатов измерений		8916	

Сеансы отличаются друг от друга продолжительностью, числом, так называемых, «полезных» метеоров, обеспечивающих измерение, числом измерений в течение таких метеоров и общим числом измерений

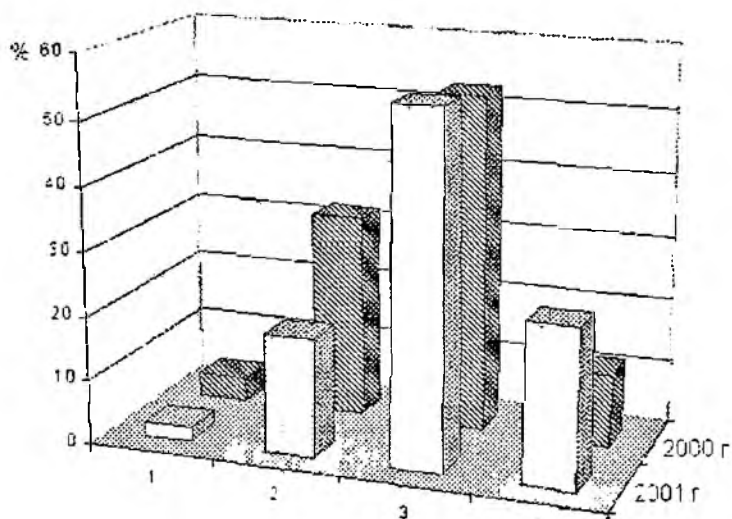
Результаты предварительного анализа сеансов по числу измерений на рис 1, где сеансы по числу измерений разделены на четыре категории – к 1-й категории отнесены сеансы с минимальным, равным единице числом измерений, ко 2-й категории – сеансы с малым (от 2 до 10) числом измерений, к 3-й – сеансы с числом измерений близким к среднему (от 10 до 100), к 4-й категории были отнесены сеансы с большим числом измерений, равным или большим 100

Самыми малочисленными являются первая и вторая категория сеансов. Превалируют сеансы со средним числом измерений

Классификация сеансов по числу «полезных» метеоров, позволили разделить все сеансы по числу таких метеоров на три категории (см нумерацию в табл. 1 и табл. 2) к 1-й категории были отнесены сеансы с числом метеорных следов меньшим 4; ко 2-й категории – сеансы с числом «полезных» метеорных следов близким к среднему, к 3-й последней категории были отнесены сеансы с числом метеорных следов большим 100. На рис 2 показаны распределения результатов согласно такой классификации. Больше число сеансов могут быть отнесены ко второй категории

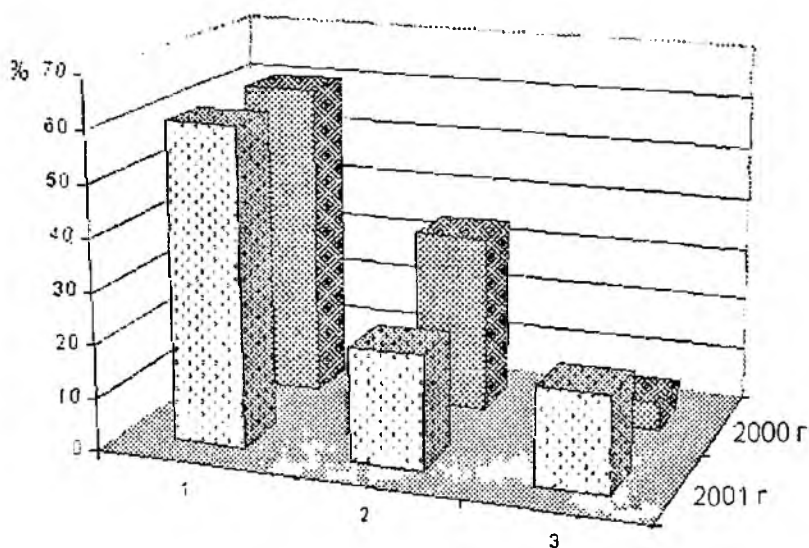
Результаты измерений, полученные от «полезного» метеорного следа образуют группу, число таких измерений в группе составляют объем группы. На рис. 3 показано, как связаны число «полезных» метеорных следов в сеансе и число сеансов

Число сеансов за 2000 и 2001 гг. различается, поэтому имеет смысл сравнивать распределение относительного числа «полезных» метеоров по сеансам к общему числу метеоров за год (рис 4)



Категории числа измерений в сеансе

Рис 1



Категории по числу «полезных» метеоров в сеансе

Рис 2

Представление о характере изменений результатов измерений во времени для метеорных следов, существующих длительное время, дает рис 5. Типичными для таких реализаций являются увеличение рассеяния к концу радиозохи от метеорного следа и в некоторых случаях изменение среднего значения во времени.

Вероятные причины такого поведения кроются в особенностях физики метеорных явлений: дифракции на образующемся метеорном следе, ветровом перемещении отражающей области, диффузном расширении метеорного следа, резонансе в метеорном следе, многолучевом распространении радиоволн и других аналогичных причинах.

Вид типичных реализаций результатов измерений, полученных на большом статистическом материале, позволяет сделать вывод, что имеет место существенная нестационарность процессов, связанных с метеорными явлениями, которая обусловлена эффектами формирования и разрушения метеорного следа, а также изменением притока метеорного вещества в течение суток и года.

Число сеансов, полученных за 2000 и 2001 гг., различается, поэтому имеет смысл сравнивать распределение относительного числа «полезных» метеоров по сеансам, как показано на рис 4.

Основные задачи исследования заключаются в проведении анализа данных и проверке статистических гипотез

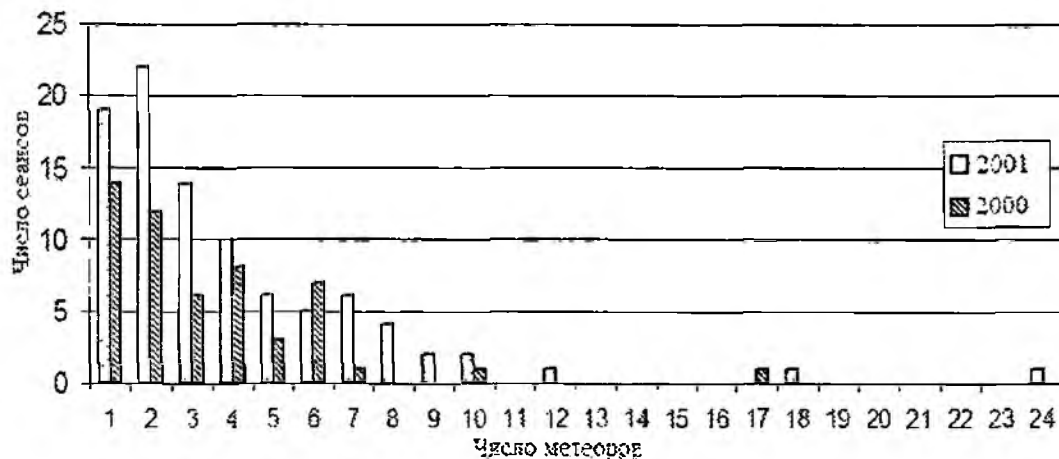


Рис 3

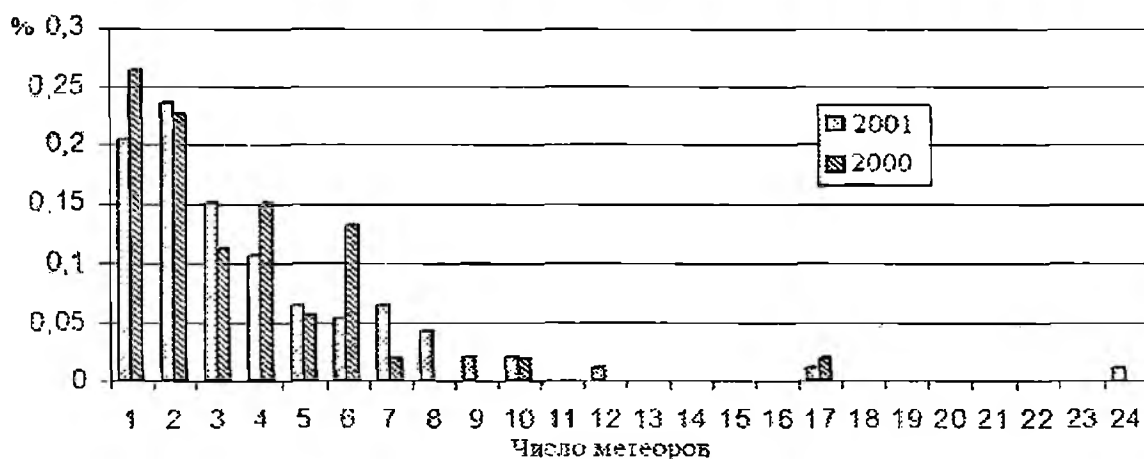


Рис 4

Результаты измерений шкал времени, полученные от каждого «полезного» метеорного следа за сеанс, рассматривались как группа, подлежащая статистической обработке, и обозначались  $x_{ji}$ , где  $j$  – номер метеорного следа в сеансе, обеспечившего сличение,  $i$  – номер сличения в этой группе. Принималось, что число «полезных» метеоров в сеансе –  $L$ , общее число измерений в группе составляет объем группы –  $n_j$ , а общий объем совокупной выборки результатов измерений шкал времени за сеанс определяется формулой  $n = \sum_{j=1}^L n_j$ . Для каж-

дой группы.  $x_{j1}, \dots, x_{jn_j}$ , где  $j = \overline{1, L}$ , были вычислены выборочные средние  $\bar{x}_j = \frac{1}{n_j} \sum_{i=1}^{n_j} x_{ji}$

и выборочные дисперсии  $s_j^2 = \frac{1}{n_j - 1} \sum_{i=1}^{n_j} (x_{ji} - \bar{x}_j)^2$ . При  $n_j = 1$  принималось  $\bar{x}_j = x_{j1}$ , а  $s_j^2 = 0$ .

Затем с помощью аппарата проверки статистических гипотез устанавливалось, являются ли некоторые различия рассчитанных оценок существенными (значимыми) или их можно считать случайными

Предполагалось, что результаты измерений, полученные от отдельных метеорных следов, распределены по гауссовому (нормальному) закону. Следует заметить, что в соответствии с критерием согласия  $\chi^2$  эта гипотеза на уровне значимости 0.05 в 93% случаев не противоречит материалу наблюдения, очищенному от случайных выбросов

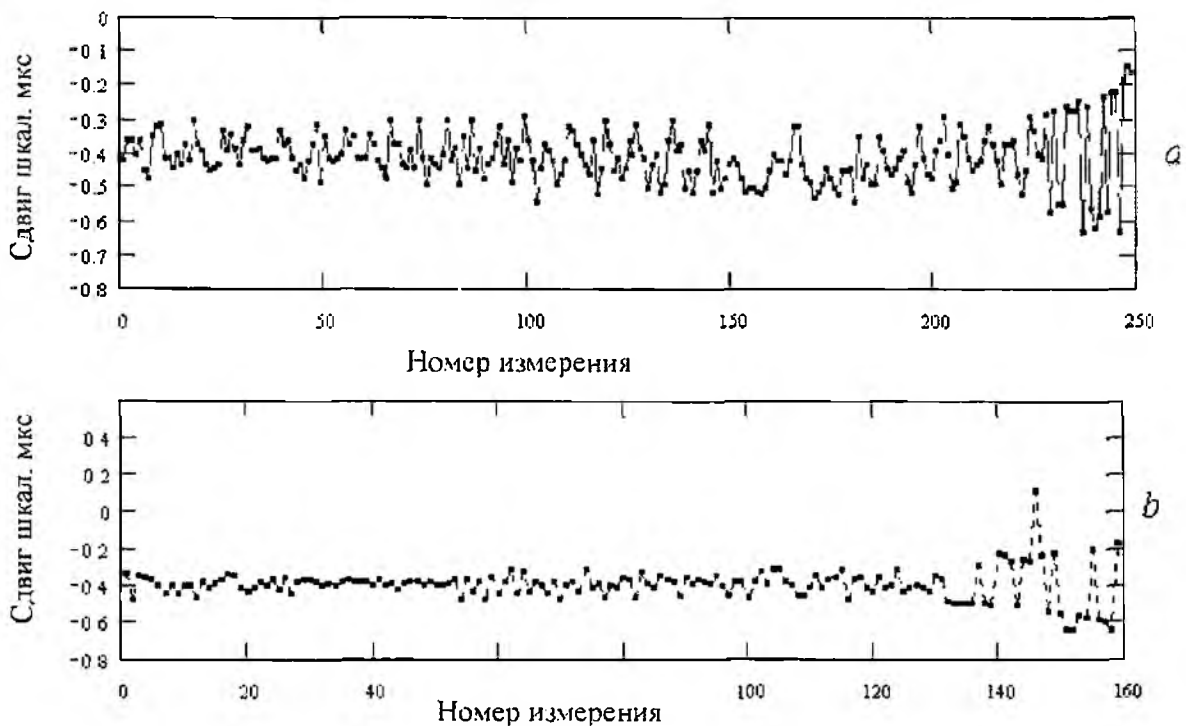


Рис 5

В работе использован аппарат проверки статистических гипотез, хорошо разработанный для выборок с гауссовым законом распределения [5]. Для проверки гипотезы  $H_0$  относительно одного из параметров нормального распределения рассчитывалась некоторая статистика  $d$ , вычисляемая по различным формулам, приведенным в табл. 3 или 4, в зависимости от вида проверяемой гипотезы (о равенстве средних либо о равенстве дисперсий), от числа групп (для  $L=1$ ,  $L=2$  и  $L \geq 3$ ) и от того, что известно о втором параметре. По заданной выборке вычислялось фактическое значение статистики  $d$  и сравнивалось с критическим значением  $d_\alpha$ . Уровень значимости гипотезы  $\alpha$  принимался равным 0.05. При  $d > d_\alpha$  делался вывод, что гипотеза  $H_0$  опровергнута опытом, а при  $d < d_\alpha$  гипотеза признавалась непротиворечивой имеющимся опытными данными.

Проверка однородности групп с нормальным распределением обычно выполняется путем сравнения средних значений и дисперсий выборок. Группы рассматриваются как однородные и равнозначные, если выполняются гипотезы равенства средних и выборочных дисперсий. Однородными не могут считаться группы, для которых гипотезы равенства средних отвергаются. Если же гипотеза равенства средних для всех групп, входящих в сеанс, принимается, а гипотеза равенства выборочных дисперсий не выполняется, то такие сеансы можно считать однородными, но не равнозначными.

При проверке групп на однородность использовалась статистическая гипотеза о равенстве средних. Для двух групп ( $L=2$ ) при неизвестных и неравных дисперсиях, что соответствует нашему случаю, рассчитывалась величина, указанная в табл. 3 (гипотеза 2).

При проверке равенства средних для случая, когда число групп  $L \geq 3$ , сравнивались значения оценки межгрупповой дисперсии  $s_{bg}^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{j=1}^L n_j (\bar{x}_j - \bar{x})^2$ , где  $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^L n_j \bar{x}_j$ , и

среднее значение внутригрупповых оценок дисперсий  $s_{ig}^2 = \frac{1}{n-L} \sum_{j=1}^L (n_j - 1) s_j^2$ . Критерий

основан на статистике  $s_{bg}^2 / s_{ig}^2$ , которая имеет распределение Фишера с  $L-1$ ,  $n-1$  степенями свободы (строка 3 табл. 3).

Основные соотношения при проверке статистических гипотез о равенстве средних

№	$L$	Гипотеза $H_0$ : условие	Критическая область (правило отклонения гипотезы $H_0$ )	Число степеней свободы
Проверка на однородность (равенство средних значений)				
Номер гипотезы	1	$\mu = \mu_0$ СКО не известно	$ \bar{x} - \mu_0  \sqrt{n} / s > z_p$	$f = n - 1$
	2	$\mu_1 = \mu_2$ $\sigma_1 \neq \sigma_2$ - не известно	$ \bar{x}_1 - \bar{x}_2  / \sqrt{s_1^2/n_1 + s_2^2/n_2} > t_p$	$f = n_1 + n_2 - 1$
	3	$\mu_j = \mu_2$ $\sigma_j = \sigma$ не известно	$s_{ог}^2 / s_{иг}^2 \geq F_\alpha$	$f_1 = L - 1$ ; $f_2 = n - L$

При проверке групп на равнозначность использовалась статистическая гипотеза о равенстве дисперсий. Для проверки равенства дисперсий двух групп  $H_1: \sigma_1^2 = \sigma_2^2$  используется отношение оценок дисперсий  $s_1^2 / s_2^2$ , которое имеет распределение Фишера с  $n_1 - 1$ ,  $n_2 - 1$  степенями свободы (строка 5 табл. 4). При проверке равенства дисперсий  $L \geq 3$  групп использовался приближенный критерий Бартлетта, который основан на сравнении оценок дисперсий групп  $s_j^2$  с их средним значением  $s_{иг}^2$ . Статистика Бартлетта приведена в табл. 4 гипотеза 6, где  $c = 1 + \left[ \frac{L}{\sum_{j=1}^L \frac{1}{n_j} - 1} + \frac{1}{n-L} \right] / [3(L-1)]$ , распределение статистики Бартлетта аппроксимируется  $\chi^2$  - распределением с  $f = L - 1$  степенями свободы.

Таблица 4

Основные соотношения при проверке статистических гипотез о равенстве дисперсий

Номер	$L$	Гипотеза $H_0$ : условие	Критическая область (правило отклонения гипотезы $H_0$ )	Число степеней свободы
Проверка на равнозначность (равенство дисперсий)				
Номер гипотезы	4	$\sigma = \sigma_0$ ; $\sigma_0 = 20$ нс	$s^2 / \sigma_0^2 > \chi_{\alpha}^2$ или $< \chi_{1-\alpha}^2$	$f = n - 1$ $P = 1 - 2\alpha$
	5	$\sigma_1^2 = \sigma_2^2$	$s_1^2 / s_2^2 > F_\alpha$ или $< F_\alpha^{-1}$	$f_1 = n_1 - 1$ $f_2 = n_2 - 1$
	6	$\sigma_j^2 = \sigma_1^2$	$\frac{2303L}{c} \sum_{j=1}^L (n_j - 1) \lg(s_{ог}^2 / s_j^2) > \chi_p^2$	$f = L - 1$

Использованные критерии сравнения при проверке статистических гипотез об однородности и равнозначности выборок приведены в табл. 3 и 4, где приняты следующие обозначения.

-  $z_p$  - квантиль порядка  $P$  гауссовского распределения с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией  $N(0,1)$ , определяемая из условия  $P\{|z| < z_p\} = P$ ,

-  $t_p$  - квантиль порядка  $P$  распределения Стьюдента с указанным числом степеней свободы, т. е.  $P\{|t| < t_p\} = P$ ,

-  $\chi_\alpha^2$  и  $\chi_{1-\alpha}^2$  - процентные точки  $\chi^2$ -распределения с  $L - 1$  числом степеней свободы, которые удовлетворяют условиям  $P\{\chi^2 < \chi_\alpha^2\} = P\{\chi^2 > \chi_{1-\alpha}^2\} = \alpha$ ,  $P = 1 - 2\alpha$ ,

-  $F_\alpha$  - процентные точки распределения Фишера с числом степеней свободы  $f_1$  и  $f_2$  и уровнем значимости гипотезы  $\alpha$ . При этом вероятность отклонить верную гипотезу не более  $\alpha$ .

Указанные квантили и процентные точки определялись непосредственно в пакете прикладных программ, использованных для статистической обработки.

Следует заметить, что статистическая проверка выборок результатов измерений от различных «полезных» метеорных следов на однородность и равнозначность проводилась по цензурированным выборкам, очищенным от аномальных измерений последовательным трех-этапным применением метода «трех сигма». Проверка статистической гипотезы о гауссовом (нормальном) распределении результатов измерений проводилась на всех этапах

Для проверки нормальности распределения результатов измерений сдвига шкал за сеансы в случаях, когда число измерений в сеансах составляло  $n \geq 25$ , был использован критерий  $\chi^2$  (критерий Пирсона). При этом контролировалось отклонение гистограммы экспериментальных данных от гистограммы с таким же числом интервалов, построенной на основе теоретического распределения, выдвигаемого в качестве гипотетического

За меру расхождения принималась статистика

$$\chi^2 = \sum_{k=1}^K \frac{(m_k - v_k)^2}{v_k},$$

где  $v_k = n \cdot f_k$  – количество наблюдений, которое теоретически должно быть в  $k$ -м интервале,  $f_k$  – значение функций теоретического распределения, в соответствующее середине  $k$ -го интервала,  $m_k$  – определенное по выборке число наблюдений в  $k$ -м интервале экспериментального распределения

Статистический вывод о согласованности эмпирического распределения гипотетическому делался по критерию  $\chi^2$  на основании сравнения вычисленной статистики ( $\chi^2$ ) с пороговой ( $\chi_{\alpha}^2$ ), где  $\chi_{\alpha}^2$  – процентное отклонение случайной величины, имеющей  $\chi^2$ -распределение с  $(l-1)$  степенями свободы, т.е.  $P\{\chi^2 > \chi_{\alpha}^2\} = \alpha$ . Здесь  $l=K-3$ , так как два параметра распределения (оценки математического ожидания и дисперсии) определялись по выборке. При  $\alpha$  достаточно малом и большом объеме выборки величина  $\chi^2$  практически никогда не будет превосходить порог  $\chi_{\alpha}^2$ . если только гипотеза о виде распределения, из которого извлечена выборка, верна. Таким образом, выбирается следующее правило проверки гипотезы: гипотеза отклоняется, если  $\chi^2 > \chi_{\alpha}^2$ , и принимается, если  $\chi^2 \leq \chi_{\alpha}^2$ . Вероятность отклонить верную гипотезу равна  $\alpha$ .

При проверке статистических гипотез в зависимости от числа групп в сеансе приходилось в соответствии с теорией (табл. 3 и 4) пользоваться различными формулами, алгоритмами и программами. Возможные ситуации, возникающие при этом, отражены в табл. 5. Все сеансы за 2000 и 2001 гг. разделены на три категории. Наглядная интерпретация распределения относительного числа сеансов по категориям в зависимости от числа групп в сеансах показана на рис. 6

Таблица 5

Сеансы различной категории

	Ситуация	2000 г.		2001 г.		Всего	
		Число	%	Число	%	Число	%
Гипотеза	1 Число метеоров $L=1$	14	26,4	19	20,4	33	22,6
	2 Число метеоров $L=2$	12	22,7	22	23,7	34	23,3
	3 Число метеоров $L \geq 3$	27	50,9	52	55,9	79	54,1
Всего		53	100	93	100	146	100

Необходимые расчеты были выполнены для всех 53 сеансов 2000 г. и для 93 сеансов 2001 г., (в дальнейшем в скобках будем указывать данные, относящиеся к 2001 г.), из кото-

рых 14 (19) состояли из одного «полезного» метеорного следа, 12 (22) – из двух, а 27 (52) сеансов содержали от трех до 17 (24) метеорных следов. Во всех случаях рассчитанные фактические значения статистик, соответствующих той или иной проверяемой гипотезе, сравнивались с критическими при принятом уровне значимости гипотезы и рассчитанном числе степеней свободы.

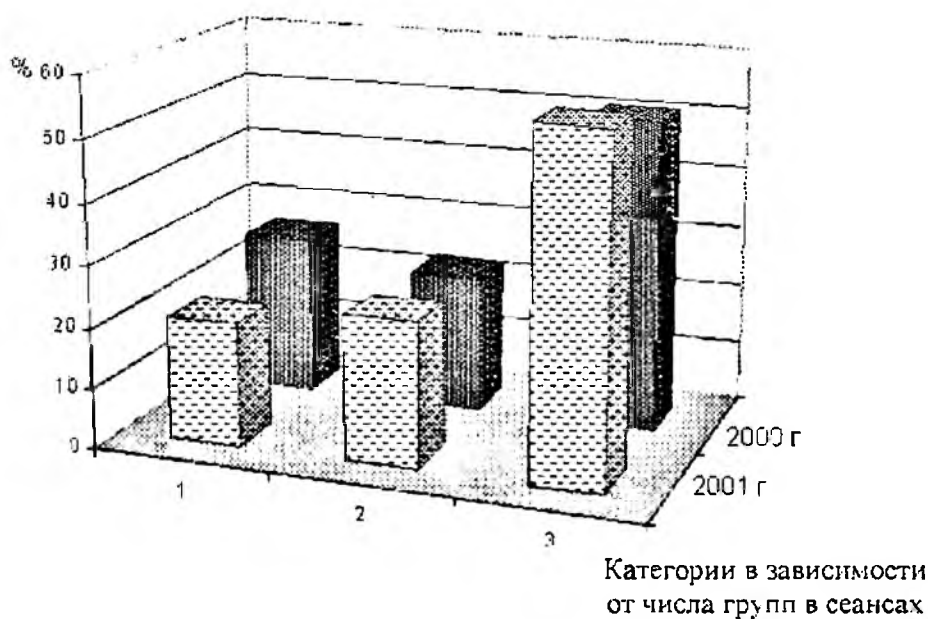


Рис 6

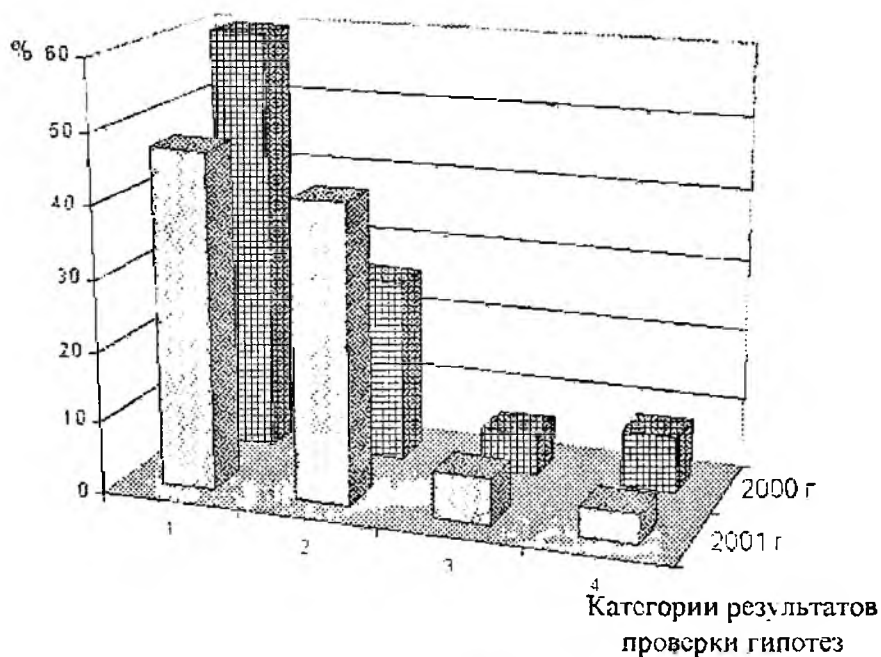


Рис 7

Графическая интерпретация результатов проверки статистических гипотез об однородности и равнозначности выборок результатов измерений, полученных от метеорных следов в течение сеанса, дана на рис 7, на котором отображены в процентах частоты появления сложившихся ситуаций Категории, принятые на рис 7, соответствуют четырем типам возникающих ситуаций и расшифровываются в табл 6. Использование вероятностной логики принятия или отклонения гипотезы позволяет сделать следующие выводы: в 36,3 % случаев данные групп нельзя считать равнозначными, в 6,2 % случаев группы не могут быть отнесены к одному и тому же закону распределению из-за того, что гипотеза о равенстве средних не

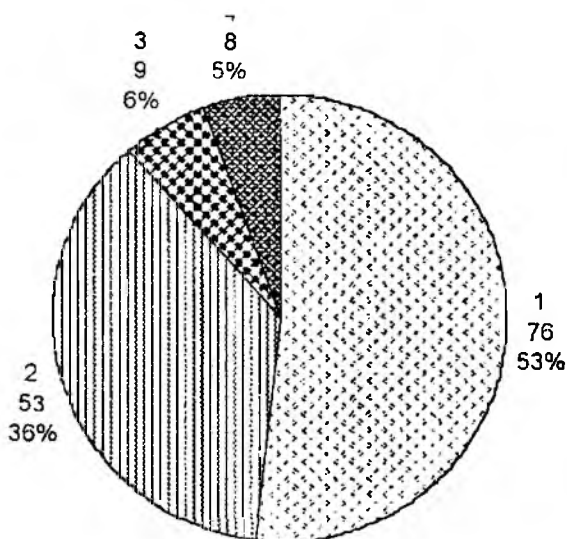


Рис 8

лению, причем, из них в 22 % случаев сеанс состоял только из одного «полезного» метеорного следа. Таким образом, в 47 % случаев результаты измерений шкал времени за сеанс нельзя считать однородной и равноточной выборкой

подтверждается, а в 5,5 % случаев отклоняются обе гипотезы о равенстве средних и о равенстве дисперсий

Итоговое распределение относительного числа сеансов по категориям в зависимости от результатов проверки гипотез о равенстве средних и дисперсий показано на рис. 8. В надписях на рис. 8 приняты следующие обозначения: верхняя цифра – категория, средняя – общее за два года число сеансов, нижняя – относительная доля в процентах.

Итак, по результатам двухлетних измерений только 76 сеансов (53,0 %) составляют группы, которые могут быть отнесены к одному и тому же распределению,

Таблица 6

Результаты проверки статистических гипотез

	Гипотеза		Сеансы 2000 г.		Сеансы 2001 г.		Итого за 2 года	
	Равенство средних значений	Равенство дисперсий	Число	%	Число	%	Число	%
Категории	1	принимается	32	60	44	47,3	76	53,0
	2	принимается	14	26	39	41,9	53	36
	3	отклоняется	3	6	6	6,5	9	6
	4	отклоняется	4	8	4	4,3	8	5
Всего			53	100	93	100	146	100

Кроме того, в работе для каждого сеанса рассматривалось распределение результатов измерений и проверялась гипотеза о нормальном законе распределения с параметрами (математическим ожиданием и дисперсией), оцененными по выборкам.

В дальнейшем при обсуждении результатов за 2000 г. итоговые значения приводятся первыми, а за 2001 год – вторыми и в скобках.

Как видно из рис. 3, большое число сеансов содержало малое число измерений. Так, 19 (19) сеансов, что составляет 35,8 (20,4) % от их общего числа, содержат число измерений меньше 10. Для таких сеансов проверять гипотезу о законе распределения по критериям согласия, требующим больших объемов выборок ( $\chi^2$  – квадрат критерий Пирсона, критерий Колмогорова), нецелесообразно. Остальные 34 (63) сеанса, что составляет 64,2 (67,8) %, имеют число измерений  $n \geq 14$ , причем 6 (23) сеансов содержат 100 и более измерений. Для этих 34 сеансов с числом измерений  $n \geq 14$  проверялось по  $\chi^2$ -критерию, удовлетворяет ли рассматриваемая случайная величина  $X$ , представляющая результаты измерения сдвига шкал за сеанс и имеющая эмпирический закон распределения  $F(x)$ , заданному закону распределения  $F_0(x)$ . По выборке результатов измерений за сеанс определялась контрольная статистика

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^K \frac{(M_i - np_i)^2}{np_i},$$

где  $K$  – число классов, на которые разбивается размах выборки,  $M_i$  –

число элементов выборки в  $i$ -м классе,  $p_i$  – теоретическая вероятность попадания в этот

этот класс,  $n$  – объем выборки. Критическое значение  $\chi^2_{\alpha}$  для заданного уровня значимости  $\alpha$  и  $m = K - 3$  степеней свободы находили, используя соответствующую функцию из использованного для статистических расчетов пакета прикладных программ. При  $\chi^2 < \chi^2_{\alpha}$  принималось, что гипотеза о гипотетически нормальном законе распределения не противоречит экспериментальным данным.

В результате оказалось, что только для 13 (44) сеансов из рассмотренных 34 (63) сеансов с достаточным числом измерений гипотеза о нормальном законе распределения может быть принята, что составляет 24,7 (47,3) % от общего числа сеансов. В табл. 7 приведены выполненные для всех сеансов результаты проверки статистических гипотез о законе распределения результатов измерений за сеанс. Распределения относительного числа сеансов по категориям в зависимости от результатов проверки гипотезы о нормальном законе распределения для 2000 и 2001 гг. показаны на рис. 9.

Графическая интерпретация итоговых результатов проверки статистических гипотез о законе распределения результатов измерений за сеанс по результатам двухлетних измерений приведена в виде круговой диаграммы на рис. 10.

**Таблица**  
Результаты проверки статистической гипотезы о нормальном распределении выборок

Категория	Гипотеза о нормальном законе распределения	2000 г		2001 г		Итого	
		Число	%	Число	%	Число	%
1	Не может быть проверена	19	35,8	30	32,2	49	33,6
2	Принимается	13	24,7	44	47,3	57	39,0
3	Отклоняется	21	39,5	19	20,5	40	27,4
	Всего	53	100	93	100	146	100

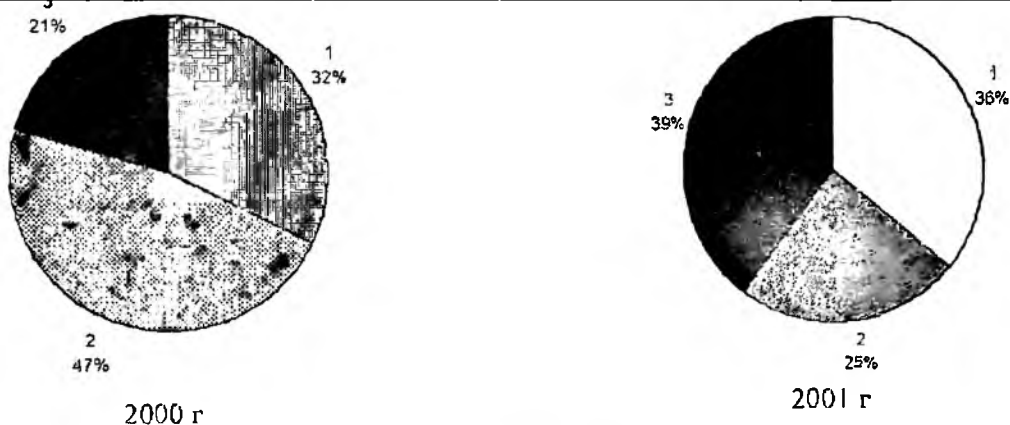


Рис. 9

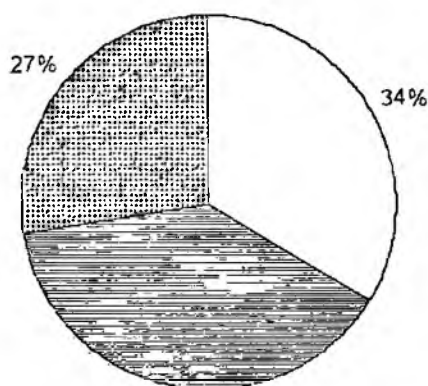


Рис. 10

**Список литературы:** 1. *Кащеев Б. Л., Бонюарь Б. Г., Горбач В. И., Коваль Ю. А.* Метеоры сегодня. Киев: Техника, 1996. 196 с. 2. *Кащеев Б. Л., Дудник Б. С., Коваль Ю. А. и др.* Радиометеорный канал передачи информации и практические приложения // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под ред. Б.Л. Кащеева, М.Ф. Лагутина, Е.Г. Прошкина. Харьков: ХНУРЭ, Бизнес информ, 2002. 418 с. 3. *Пушкин С. Б., Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А., Семенов С. Ф.* Высокоточная радиометеорная система синхронизации эталонов времени Госстандарта СССР // Измерительная техника. 1989. № 4. С. 22-24. 4. *Дудник Б. С., Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А. и др.* Новый комплекс аппаратуры для сличения эталонов времени и частоты по радиометеорному каналу // Измерительная техника. 1986. №4. С.15-16 5. *Уилкс С.* Математическая статистика / Пер. с англ. М.: Наука, 1967. 632 с.

*Харьковский национальный  
университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 03.03.2006*

## ВЫБОР ЛИНЕЙНЫХ СИГНАЛОВ И АНАЛИЗ ИХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ XDSL ТЕХНОЛОГИЙ

Повышение пропускной способности отечественной телекоммуникационной сети связано с использованием на существующих кабельных линиях связи (КЛС) xDSL технологий, которые основаны на применении многоуровневых линейных сигналов [1].

Как показано в [2], КЛС обладают ограниченной полосой пропускания и большой неравномерностью характеристик, особенно в области высоких частот. В результате прохождения линейных сигналов по КЛС происходит искажение сигнала, как по амплитуде, так и по форме, а задержка сигнала приводит к тому, что соседние импульсы, передаваемые по линии связи, перекрываются, что приводит к межсимвольной интерференции (МСИ). Для преодоления этого явления необходимо использовать различные методы кодирования и формирования спектра передаваемого сигнала в ограниченной полосе частот, а на приеме использовать корректоры МСИ [3].

Важность задачи выбора вида линейных сигналов определяется тем, что от этого существенно зависят показатели качества системы передачи, в том числе и пропускная способность канала связи. При выборе вида сигнала для реальных систем необходимо учитывать особенности передаваемых сообщений, специфику работы системы передачи, технические ограничения на некоторые ее параметры и характеристики.

При применении многоуровневых линейных кодов максимальная скорость передачи (бит/с) по каналу связи определяется теоремой Найквиста [4]

$$R_{\text{max}} = 2 \cdot \Delta f_c \cdot \log_2 M = \frac{\log_2 M}{\tau_{\text{H}}}, \quad (1)$$

где  $\Delta f_c$  – ширина полосы частот,  $\tau_{\text{H}}$  – длительность информационного символа,  $M$  – количество уровней в передаваемом линейном сигнале.

Теорема Найквиста не учитывает наличие шума в канале связи. Пропускная способность идеального канала связи (канала, в котором единственной причиной искажений является белый гауссовский шум  $P_{\text{ш}}$ ) с сигналами, у которых ограничена только средняя мощность  $P_c$ , определяется пределом Шеннона. Однако результаты ряда исследований [5] показывают, что пропускная способность  $C$  идеального гауссовского канала с ограниченной пиковой мощностью сигналов ниже пропускной способности, определяемой пределом Шеннона, и может быть представлена в виде

$$C = \Delta f_c \cdot \log_2 \left( 1 + \kappa_c \cdot \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right), \quad (2)$$

где  $\kappa_c$  – коэффициент, учитывающий ухудшение информационных свойств применяемого класса сигналов ( $0 < \kappa_c \leq 1$ ).

В табл. 1 приведены величины коэффициента  $\kappa_c$  для некоторых возможных классов сигналов [5].

Несмотря на то, что гауссовские (шумоподобные) сигналы можно технически реализовать (с некоторой погрешностью), их применение нецелесообразно из-за неэффективного использования мощности передатчика. Класс треугольных сигналов и близкие к ним обладают потенциально более высокими информационными свойствами, чем прямоугольные

сигналы и могут быть эффективно использованы при построении цифровых систем передачи (ЦСП). Как показано в [6], маска нормализованной амплитуды импульса линейного сигнала кода 2B1Q ( $M = 4$ ) технологии HDSL представляет собой импульс треугольной формы. Импульсы треугольной формы не имеют резких фронтов, а значит их спектр уже по сравнению со спектром прямоугольных импульсов, и сигнал менее подвержен искажениям при прохождении по КЛС, в том числе и искажениям формы сигнала, что важно для многоуровневой амплитудно-импульсной модуляции, которая применяется в DSL технологиях.

Таблица 1

Номер	Класс сигналов	$\kappa_c$
1	Гауссовские (шумоподобные)	$\approx 1$
2	Импульс типа «приподнятый косинус»	0.8-0.9
3	Треугольные	0,7
4	Синусоидальные	0,3
5	Прямоугольные (меандровые)	0.03

Исследованием проблемы задания формы сигналов для минимизации МСИ занимался Найквист, который показал, что если передаточная функция канала  $H(f)$  будет иметь прямоугольную форму, а каждый импульс принятой последовательности имеет вид  $h(t) = \text{sin c}\left(\frac{t}{T}\right)$ , то импульсы будут детектироваться без МСИ. Для систем передачи по КЛС главной задачей является максимальное сужение требуемой полосы. Найквист определил основные ограничения для такого сужения полосы. Для того чтобы система могла детектировать  $\frac{1}{T}$  символов в секунду без МСИ, ширина полосы ( $\Gamma_H$ ) пропускания должна быть

$$W_0 = \frac{1}{2 \cdot T} = \frac{R}{2} \quad (3)$$

Класс импульсов Найквиста – это множество импульсов, форма которых может быть описана функцией  $\text{sin c}\left(\frac{t}{T}\right)$ , умноженной на другую временную функцию. Наиболее популярными являются сигналы с характеристикой типа приподнятого косинуса или корня из приподнятого косинуса. Несмотря на близкие характеристики именно импульс типа приподнятого косинуса дает нулевую МСИ при взятии выборок сигнала в моменты времени

$$T, 2T, 3T, \dots, n \cdot T$$

Передаточная общесистемная функция  $H(f)$  типа приподнятого косинуса описывается выражением [7]

$$H(f) = \begin{cases} 1, & \text{для } |f| < 2 \cdot W_0 - W \\ \cos \left( \frac{\pi}{4} \cdot \frac{|f| + W - 2W_0}{W - W_0} \right), & \text{для } 2W_0 - W < |f| < W \\ 0, & \text{для } |f| > W \end{cases} \quad (3)$$

где  $W$  – максимальная ширина полосы,  $W_0 = \frac{1}{2 \cdot T}$  – минимальная ширина полосы по Найквисту.

Разность частот  $W - W_0$  определяет дополнительную ширину полосы по сравнению с необходимым минимумом, для оценки которого можно использовать коэффициент сглаживания  $P$ .

$$r = \frac{W - W_0}{W_0}, \quad (4)$$

На рис. 1 показана характеристика фильтра типа приподнятого косинуса при различных значениях коэффициента сглаживания  $r$  ( $r=0$ ,  $r=0,5$  и  $r=1$ ). Из рис. 1 видно, что для данной величины  $W_0$  коэффициент сглаживания  $r$  характеризует крутизну фронта характеристики фильтра

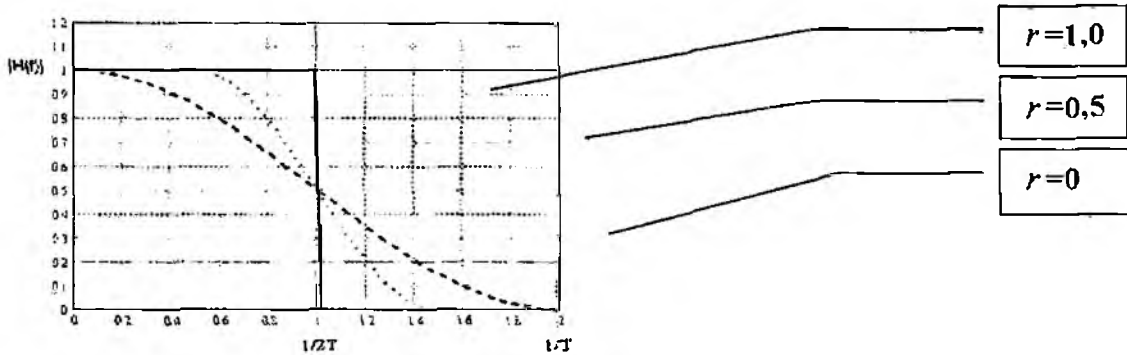


Рис 1

Импульсный отклик, соответствующий функции  $H(f)$ , определяемой выражением (3), можно определить [7]

$$h(t) = 2 \cdot W_0 (\sin c 2W_0 \cdot t) \cdot \frac{\cos(2\pi \cdot r \cdot W_0 \cdot t)}{1 - (4 \cdot r \cdot W_0 \cdot t)^2}. \quad (5)$$

Импульсный отклик  $h(t)$  при разных коэффициентах сглаживания  $r$  приведен на рис 2. Импульсная характеристика имеет максимальное значение при  $T = 0$  и переходит через ноль при всех других значениях  $n \cdot T$  кратных длительности символа. Чем больше коэффициент сглаживания фильтра  $r$ , тем короче «хвосты» импульсов и меньше их амплитуда, а значит меньше искажения вследствие МСИ

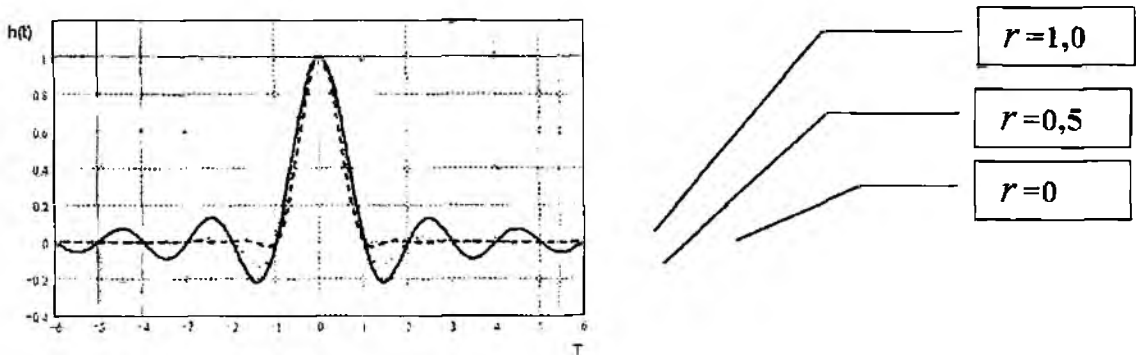


Рис 2

При передаче нескольких импульсов с разными уровнями амплитуды МСИ будет отсутствовать при взятии отсчетов во время кратное длительности символа  $n \cdot T$  (рис. 3).

С учетом (5) цифровой поток без МСИ имеет вид

$$s(t) = \sum_n A_n \cdot \sin c[2W_0 \cdot (t - n \cdot T)] \cdot \frac{\cos[2\pi \cdot r \cdot W_0 \cdot (t - n \cdot T)]}{1 - [4 \cdot r \cdot W_0 \cdot (t - n \cdot T)]^2}, \quad (6)$$

где  $A_n$  – многоуровневая дискретная случайная переменная,  $r$  – коэффициент сглаживания

Рассмотрим случайную последовательность десяти информационных импульсов символов  $A \{-3, -7, -1, +7, -3, -7, -5, +3, +1, -7\}$ , где алфавит состоит из восьмеричного набора символов  $\{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}$ . Импульсы модулируются с помощью восьмеричного кодирования РАМ-8, а форма импульсов определяется фильтром с характеристикой типа приподнятого косинуса для различных значений коэффициента сглаживания  $r$ .

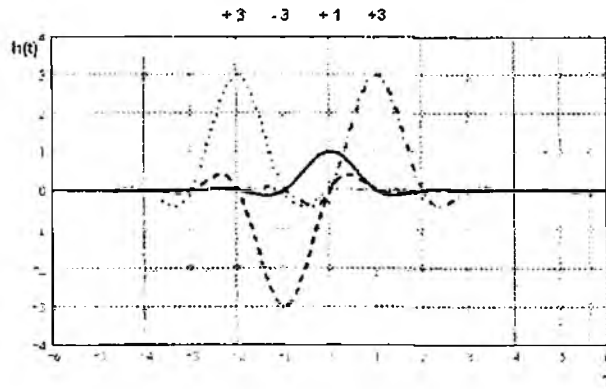


Рис 3

Моделирование производилось в среде MathCAD. На рис 4 переданные данные представлены импульсными сигналами, которые появляются в моменты времени  $t_0, \dots, t_{16}, t_{17}, \dots, t_{26}, \dots, t_n$ . Фильтрация приводит к расширению и сглаживанию входных импульсов (рис 5). Каждый выходящий импульс последовательности накладывается на другие импульсы, каждый импульс воздействует на основные лепестки трех предшествующих и трех последующих импульсов. В данном случае при моделировании используется утроенное время передачи импульса  $3T$ . Кроме того, сигнал на выходе фильтра запаздывает относительно импульсов входной последовательности.

Для количественной оценки степени МСИ при сравнении этих импульсов в зависимости от коэффициента сглаживания  $r$  целесообразно использовать глазковые диаграммы, приведенные на рис. 6



Рис 4

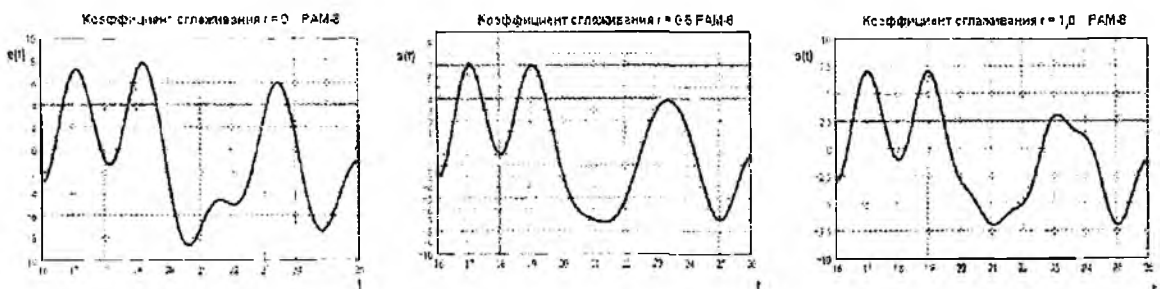


Рис 5

Оптимальное время взятия выборок соответствует максимально распахнутому глазу диаграммы, что дает максимальную защиту от воздействия помех. Диапазон разностей

амплитуд  $D_d$  на диаграмме является мерой искажений, вызванных межсимвольной интерференцией, а диапазон разностей времен перехода через ноль  $J_T$  является мерой неустойчивости синхронизации (джиттер). Максимальное раскрытие глаза диаграммы обеспечивается при коэффициенте сглаживания  $r = 1$ , однако, как показано на рис. 7, это приводит к существенному расширению спектра сигнала, что неприемлемо при передаче многоуровневых сигналов по КЛС.

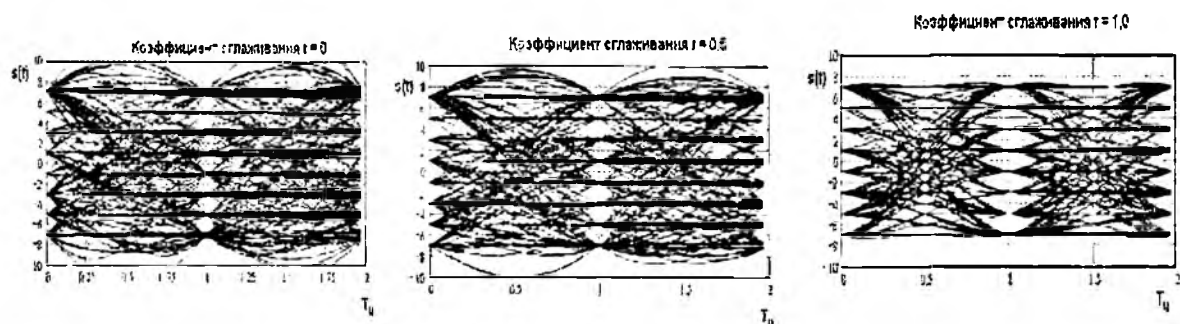


Рис. 6

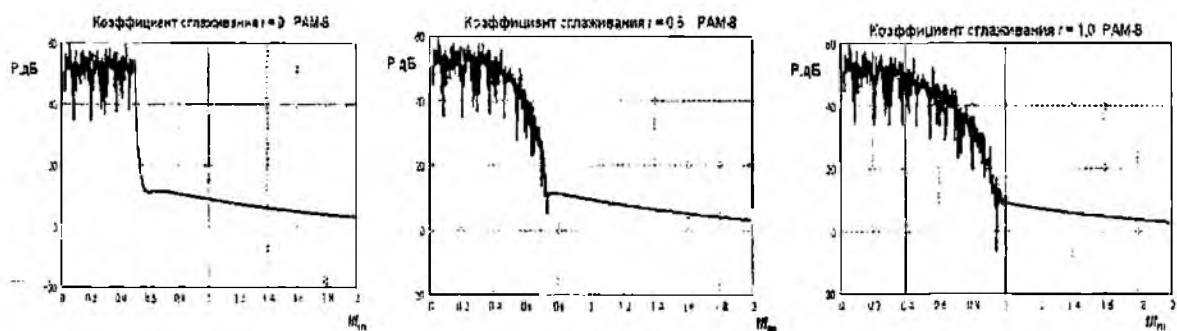


Рис. 7

Хотя компактный спектр и позволяет оптимальным образом использовать полосу пропускания, он оказывается очень чувствительным к ошибкам синхронизации, приводящим к увеличению МСИ. Поэтому величина оптимального значения коэффициента сглаживания определяется компромиссом между частотной и энергетической эффективностью и лежит в пределах  $r = 0,35 \div 0,5$ .

Комплексной характеристикой многоуровневого сигнала является его спектральная плотность мощности  $G_s(f)$ , которая дает распределение мощности линейного сигнала по диапазону частот

$$G_s(f) = \frac{1}{T} \cdot |F_s(f)|^2 \cdot G_I(f), \quad (7)$$

где  $F_s(f)$  – преобразование Фурье линейного сигнала  $s(t)$ ,  $G_I$  – спектральная плотность стационарной информационной последовательности  $\{I\}$ .

Выражение (7) показывает, что спектральная плотность мощности зависит как от спектральных характеристик линейного сигнала, так и от корреляционных характеристик информационной последовательности.

Рассмотрим структурную схему модели формирования (передатчика) многоуровневого линейного сигнала, приведенную на рис. 8. Передатчик включает в себя кодер-модулятор сигнала КМ, на вход которого поступает бинарная последовательность  $\{I\}$ . Кодер обеспечивает преобразование бинарной последовательности в символьную  $a[k]$ ,  $k \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$  последовательность. Сформированный многоуровневый код про-

проходит через фильтр передатчика (ФП) и через согласующий линейный трансформатор (ЛТ) подается на КЛС

При прохождении сформированного многоуровневого сигнала через выходные линейные цепи, его энергетический спектр изменяется в соответствии с выражением

$$G_{\text{вых}}(f) = G_s(f) \cdot |K_\phi(f)|^2 \cdot |K_T(f)|^2, \quad (8)$$

где  $G_s(f)$  и  $G_{\text{вых}}(f)$  – спектральная плотность мощности сигнала на входе и на выходе цепи соответственно,  $K_\phi(f)$  и  $K_T(f)$  – передаточные характеристики фильтра передатчика (ФП) и линейного трансформатора (ЛТ) соответственно.

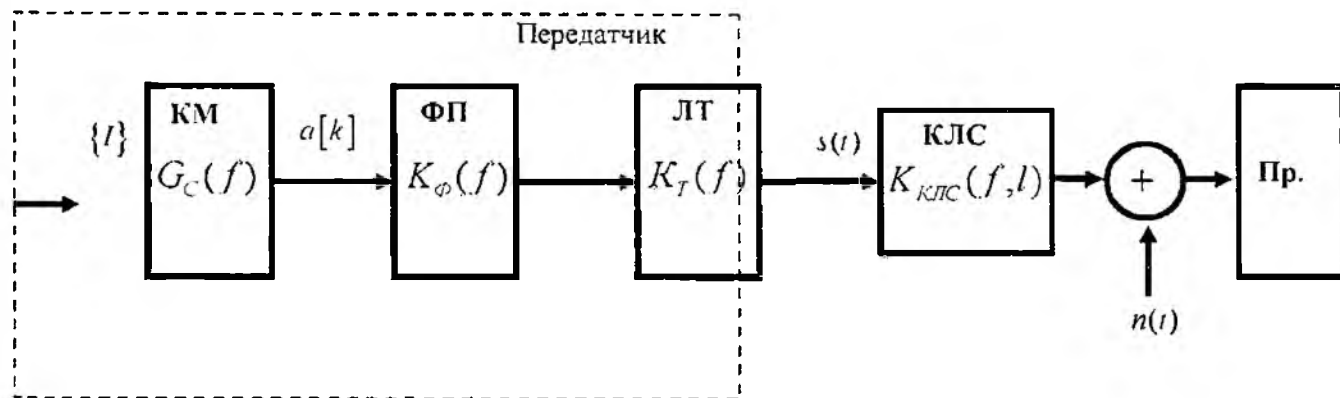


Рис 8

Преобразование Фурье  $F_s(f)$  для сигнала прямоугольной формы имеет вид [7]:

$$F_s(f) = \frac{U_c}{2 \cdot f_c} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2 f_c}\right)}{\left(\frac{\pi f}{2 f_c}\right)}, \quad (9)$$

где  $U_c$  – амплитуда импульсов,  $f_c$  – тактовая (или символьная для многоуровневых сигналов) частота линейного сигнала

Учитывая выражения (7-9) получим общее выражение для спектральной плотности мощности  $G_{\text{вых}}(f)$  многоуровневого сигнала:

$$G_{\text{вых}}(f) = \frac{1}{T} \cdot \left| \frac{U_c}{2 \cdot f_c} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{2 f_c}\right)}{\left(\frac{\pi f}{2 f_c}\right)} \right|^2 \cdot |K_\phi(f)|^2 \cdot |K_T(f)|^2 \quad (10)$$

Полученное выражение позволяет оценить спектральную плотность многоуровневого сигнала для различных кодов с учетом его дополнительной фильтрации в канале передачи и в выходном линейном трансформаторе

В качестве фильтра передатчика (ФП) можно использовать фильтр Баттерворта, амплитудно-частотная характеристика которого, по мере роста порядка  $n$ , приближается к характеристикам идеального фильтра. Однако при этом повышается сложность и стоимость реализации фильтра. В полосе пропускания фильтры Баттерворта создают меньшие амплитудные и фазовые искажения сигналов, чем другие типы фильтров с тем же порядком.

Линейный трансформатор (ЛТ) используется для развязки и согласования выходной цепи передатчика с симметричной КЛС. За счет подбора коэффициента трансформации можно обеспечить максимальную передачу по мощности от источника сигнала до нагрузки,

при определенном волновом сопротивлении  $Z_n$ . Линейный трансформатор действует подобно полосовому фильтру, что вызывает частотные и фазовые искажения сигнала, которые необходимо учитывать при проектировании систем передачи по КЛС. Верхняя частота среза такого фильтра определяется индуктивностью первичной обмотки линейного трансформатора  $L_1$ , а нижняя частота среза определяется индуктивностью рассеивания трансформатора  $L_2$ .

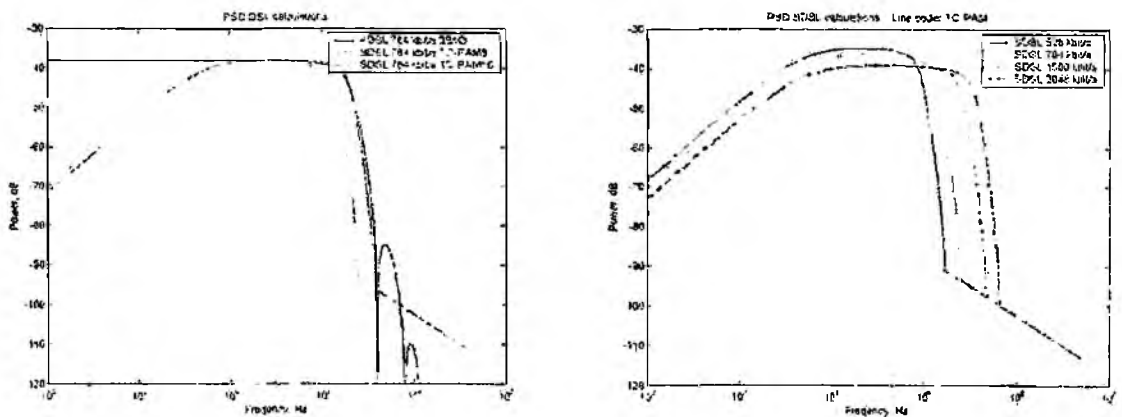
В табл. 2 приведены некоторые характеристики линейных сигналов для различных xDSL технологий, порядок фильтра передатчика и параметры линейного трансформатора, которые были использованы для моделирования и расчета спектральной плотности мощности многоуровневых линейных сигналов.

Таблица 2

Параметр	Технология			
	E1	IDSL	HDSL	SHDSL
Линейный код	HDB3	2B1Q	2B1Q	PAM
Амплитуда сигнала $U$ , В	3,6	2,5	2,7	2,6
Волновое сопротивление $Z_n$ , Ом	120	135	135	135
Мощность сигнала в линии $P$ , дБм	16,4	13,5	14,5	<14,5
Тактовая (символьная) частота сигнала $f_c$ , кГц	2048	80	392	342
Порядок фильтра передатчика $n$	2	2	4	6
Коэффициент передачи трансформатора	2	1,8	1,8	3,2
Индуктивность $L_1$ , мкГн	1,2	12,4	8,8-2,0	3,0
Индуктивность рассеивания $L_2$ , мкГн	0,4	35	30	20

На основе выражения (10) с учетом данных табл. 4 в среде MATLAB были получены спектральные плотности мощности многоуровневых сигналов различных линейных кодов для различных скоростей передачи. На рис. 9, а и б представлены некоторые результаты математического моделирования.

Спектр линейного сигнала кода 2B1Q содержит высокочастотные составляющие максимум энергии которых (до 80%) передается в первом «лепестке», ширина которого пропорциональна скорости передачи информации. Большая ширина спектра линейного сигнала вызывает необходимость решения проблем, связанных с групповым временем задержки, что существенно усложняет алгоритм обработки сигнала при приеме. В спектре сигнала также присутствуют низкочастотные составляющие, что требует защиты от низкочастотных наводок и импульсных помех. Спектр линейного сигнала 2B1Q имеет совпадающие участки с частотным диапазоном радиопередающих станций, что может приводить к возникновению радиочастотной интерференции.



а – для разных линейных кодов

б – для разных скоростей передачи

Рис. 9

В спектре линейного TC-PAM-16 ( $M = 16$ ) технологии SDSL отсутствуют явно выраженные спектральные «лепестки» и он на 30 % уже спектра линейного сигнала кода 2B1Q технологии HDSL при одинаковой скорости передачи. Ввиду отсутствия в спектре высокочастотных (выше 350 кГц) и низкочастотных составляющих (ниже 30 кГц), технология с линейным кодом TC-PAM-16 (TC-PAM-8) менее чувствительна к высокочастотным наводкам (перекрестные помехи, радиочастотная интерференция и др.) и импульсным шумам, также как и к низкочастотным помехам и наводкам.

На рис. 10 приведена осциллограмма и спектр линейного сигнала кодирования TC-PAM-16 цифровой системы передачи АЦУ-Е1, разработанной в ХНУРЭ, при скорости передачи данных 2056 кбит/с, которые были получены с помощью цифрового осциллографа DS5102-RIGOL и спектроанализатора GSP827 фирмы Good Will. Центр спектрограммы соответствует частоте 500 кГц, цена деления-100 кГц.

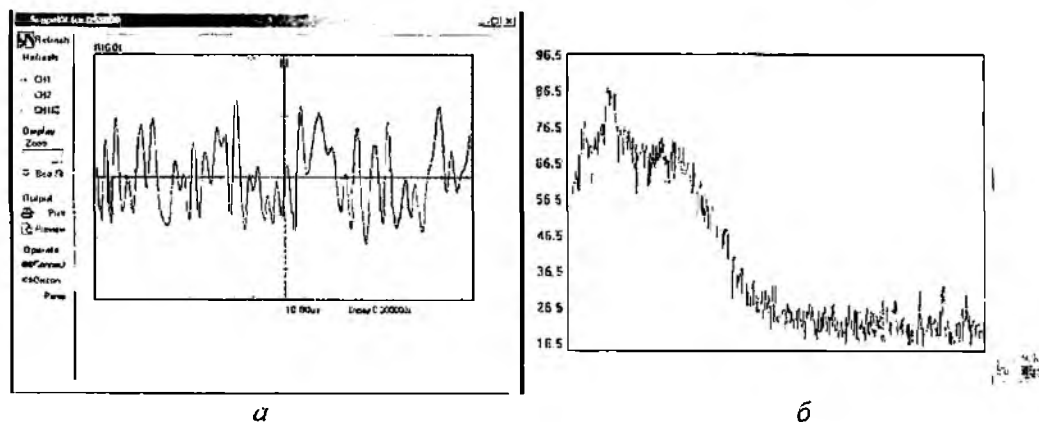


Рис. 10

В табл. 3 приведены численные значения эффективной ширины спектра, где сосредоточена основная мощность многоуровневого линейного сигнала кода TC-PAM-16.

Таблица 3

Параметр	Скорость передачи данных $R$ , кбит/с			
	270	780	1100	2056
Максимальный уровень спектральной мощности $P$ , дБ	78,30	91,30	84,50	89,60
Частота, при которой достигается максимум спектральной мощности $f_1$ , МГц	0,03376	0,109	0,114	0,115
Эффективная ширина спектра сигнала $\Delta f_e$ , МГц	0,110	0,270	0,330	0,420

Полученные результаты подтверждают высокую спектральную эффективность многоуровневых линейных кодов, и служат основой для обоснования различных вариантов построения ЦСП на основе xDSL технологий. Приведенные спектрограммы количественно и качественно совпадают со спектральными характеристиками линейного сигнала кода TC-PAM-16, полученными при математическом моделировании и приведенными на рис. 9, что подтверждает правильность предложенной математической модели.

С помощью разработанной модели, которая учитывает влияние физических элементов согласования с линией связи, были получены численные значения спектральной плотности мощности многоуровневых сигналов для разных схем кодирования при разных скоростях передачи информации. Эти данные были использованы при разработке различных ЦСП и систем абонентского доступа к сети Интернет.

Развертывание новых xDSL технологий на КЛС позволит более эффективно использовать полосу пропускания медных линий связи, а значит, и повысить пропускную способность различных сегментов телекоммуникационной сети.

**Список литературы:** 1. *Парфенов Ю. А., Мирошников Д. Г.* Последняя миля на медных кабелях. М.: Эко-Трендз, 2001. 212 с. 2. *Цопа А. И., Сидоров Г. И., Чечельницкий В. С., Тихонов В. А.* Оценка возможности создания и использования математических моделей кабельных линий при проектировании цифровых систем передачи // Радиотехника. 2002. Вып. № 127. С. 145-151. 3. *Цопа А. И., Сидоров Г. И., Тихонов В. А., Савченко И. В.* Исследование линейной коррекции межсимвольных искажений // Радиотехника. 2002. Вып. № 129. С. 90-97. 4. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. А. Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. 272 с. 5. *Пеннин П. И., Филиппов Л. И.* Радиотехнические системы передачи информации. Учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1984. 256 с. 6. *Transmission systems and media, digital systems and networks. Digital sections and digital line system Access networks Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers // ITU-T Recommendation G.991.2 (G.SHDSL), 11/2001.* 7. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 03.04.2006*

## ФОКАЛЬНОЕ ПЯТНО СФОКУСИРОВАННОЙ В ЗОНУ ФРЕНЕЛЯ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СЛУЧАЙНЫМИ ОШИБКАМИ ВОЗБУЖДЕНИЯ И МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ

### Общие соотношения

В статье приведены результаты исследования зависимости статистических характеристик фокального пятна от глубины фокусировки АР и статистических параметров случайных ошибок. Исследования основываются на развитой Я.С. Шифриным статистической теории антенн для дальней зоны [1]. Статья является продолжением исследований, опубликованных в работе [2], поэтому, чтобы не повторяться, все исходные соотношения, основные допущения и обозначения взяты оттуда. Ошибки местоположения будем считать "контролируемыми". Данное допущение несколько не уменьшает общности последующих рассуждений и не снижает ценности полученных результатов, поскольку, как было показано в [2], статистические характеристики поля даже для сравнительно малозлементных АР ( $M \geq 25$ , здесь  $M$  – количество элементов в решетке) с "контролируемыми" и "неконтролируемыми" ошибками местоположения практически совпадают, если СКО последних не превышает трети полупериода решетки (что соответствует  $\sigma \approx 0.3$ ). Очевидно, что при современных методах изготовления АР такие ошибки фактически никогда не встречаются.

Геометрические размеры фокального пятна – его продольный и поперечный размер – будем определять по "уровню половинной интенсивности поля". Для того, чтобы это сделать, необходимо решить относительно переменных  $\psi$  и  $R$  следующее уравнение

$$\frac{P_{сф}(\psi, R, R_{\phi})}{P_{сф}(\psi_M, R_{\phi M}, R_{\phi})} = 0,5 \quad (1)$$

где  $L$  – длина решетки,  $\psi_M$  – обобщенный угол, соответствующий направлению фазировки,

$\psi = \psi_{сф} = \frac{\pi L}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_{\phi})$  [2];  $R$  – расстояние до точки наблюдения,  $R_{\phi M}$  – расстояние фокусировки для данной реализации решетки<sup>1</sup>

При статистической оценке размеров фокального пятна в продольном и поперечном направлении можно рассматривать размеры "среднего фокального пятна", определяемые по "уровню половинной средней интенсивности поля" (по уровню  $0.5 \bar{P}$ ), и средние размеры фокального пятна, для нахождения которых необходимо определить размеры пятна отдельных реализации интенсивности поля

$$P_{сф}(\psi_{сф}, \chi_{сф}) \left( \chi_{сф} = \frac{\pi L^2}{4\lambda} \left( \frac{\cos^2 \theta}{R} - \frac{\cos^2 \theta_{\phi}}{R_{\phi}} \right) = \frac{\pi}{8} \left( \frac{\cos^2 \theta}{R_{\phi}} - \frac{\cos^2 \theta_{\phi}}{R_{\phi M}} \right), R_{\phi} = \frac{R}{2L^2/\lambda} \right)$$

по уровню  $0.5 P_{сф}$ , а затем произвести статистическое усреднение

### Размеры среднего фокального пятна

В этом пункте приведены результаты исследования зависимости геометрических размеров среднего фокального пятна в продольном и поперечном направлениях от значений параметров случайных ошибок при различных  $R_{\phi}$ ,

<sup>1</sup> В отсутствие ошибок  $R_{\phi M} = R_{\phi}$ . Случайные ошибки приводят к тому, что  $R_{\phi M}$  становится случайным и его необходимо определять для каждой реализации случайного процесса каким является распределение интенсивности поля. Заметим, что не следует путать величины  $R_{\phi M}$  и  $R_M$  (см. [2]).

Продольный размер среднего фокального пятна, его ближнюю и дальнюю границу  $R_n^{\alpha, \sigma}, \chi_{c\phi}^{\alpha, \sigma}$  для произвольных дисперсий фазовых ошибок  $\alpha$ , относительных радиусов корреляции фазовых ошибок  $c$ , ошибок местоположения  $\sigma$ , относительных радиусов корреляции ошибок местоположения  $c_\sigma$  и фокусных расстояний можно определить из уравнения

Все обозначения аналогичны обозначениям работы [2]

$$\frac{\bar{P}_{c\phi}(0, R_n^{\alpha, \sigma}, R_{\phi n})}{\bar{P}_{c\phi}(0, R_{\phi n M}, R_{\phi n})} = \frac{\bar{P}_{c\phi}(0, \chi_{c\phi}^{\alpha, \sigma}, \chi_{\phi})}{\bar{P}_{c\phi}(0, \chi_{\phi M}, \chi_{\phi})} =$$

$$\frac{R_{\phi n}^2}{R_n^2} \left\{ \frac{\sum_m^M \sum_n^M V_{mn}(0, [X_{c\phi}], \langle \bar{X}, [\sigma] \rangle \exp\{-j\chi_{c\phi}(\bar{x}_m^2 - \bar{x}_n^2)\}}{1 + \sum_{l=1}^{\alpha} \frac{\alpha^l}{l!} \sum_m^M \sum_n^M \exp\left\{-\frac{(\bar{x}_m - \bar{x}_n)^2}{c_l^2}\right\}} + \right.$$

$$\left. \frac{\sum_{l=1}^{\alpha} \frac{\alpha^l}{l!} \sum_m^M \sum_n^M V_{mn}(0, [X_{c\phi}], [C_l], \langle \bar{X}, [\sigma] \rangle \times \right. \tag{2}$$

$$\left. \times \exp\left\{-\frac{(\bar{x}_m - \bar{x}_n)^2}{c_l^2}\right\} \exp\{-j\chi_{c\phi}(\bar{x}_m^2 - \bar{x}_n^2)\}}{\right\} = 0.5$$

В общем случае, уравнение (2) аналитически решить не удастся и его приходится решать численно. Расчеты получаются довольно громоздкими, поскольку для всех  $R_{\phi n}$  (или  $\chi_{\phi}$ )  $\alpha, c, \sigma, c_\sigma$  их необходимо повторять заново. Задачу можно значительно упростить, если решить (2) графически. Это возможно, поскольку от  $R_{\phi n}$  (или  $\chi_{\phi}$ ) в (2) зависит только величина  $R_{\phi n}^2 / R_n^2$ . Сомножитель, заключенный в фигурные скобки, описывает нормированный средний квадрат модуля комплексного множителя решетки  $|f_n(0, \chi_{c\phi})|^2$  (нормировка производится на  $|f(0, 0)|^2$  в точке фокуса) и в координатах  $\chi_{c\phi}$  не зависит от расстояния фокусировки. Исходя из этого и учитывая, что при исследовании характеристик фокального пятна можно воспользоваться "приближением Френеля для малых углов" (т.е.  $\chi_{c\phi} \approx \chi_n - \chi_{\phi} = \frac{\pi}{8R_n} - \frac{\pi}{8R_{\phi n}}$  или  $R_n = \frac{\pi}{8(\chi_{c\phi} + \chi_{\phi})}$ ), перепишем (2) в виде:

$$\frac{|f_n(0, \chi_{c\phi})|^2}{\chi_{c\phi}^{\alpha, \sigma}} = \frac{0.5}{\left(\frac{\chi_{c\phi}}{\chi_{\phi}} + 1\right)} \tag{3}$$

Следует отметить, что  $\chi_{c\phi}$  может быть как отрицательным, так и положительным. Отрицательные  $\chi_{c\phi}$  отвечают точкам наблюдения, расположенным дальше точки фокуса, т.е. в данном случае из уравнения (3) находим координату, соответствующую дальней границе фокального пятна,  $\chi_{c\phi}^{\sigma}$ . Если  $\chi_{c\phi} < 0$ , то его значения меньше  $\chi_{\phi}$ . Положительные  $\chi_{c\phi}$  отвечают точкам наблюдения, расположенным ближе точки фокуса, и из (3) определяется  $\chi_{c\phi}^{\sigma}$ .

Приведем пример графического решения (3) для эквидистантной АР с фазовыми ошибками возбуждения элементов.

1. Строим ряд зависимостей  $\overline{|f(0, \chi_{сф})|^2}$  (в дБ) от  $\chi_{сф}$  для различных  $\alpha$  и  $c$ . При этом параметр фокусировки  $\chi_{сф}$  изменяется от 0 до  $\chi$ , соответствующего первому минимуму в продольном распределении поля. На рис 1, а эти зависимости изображены непрерывными линиями.

2. На том же рисунке для различных  $R_{фн} = \pi/(8\chi_{сф})$  строим графики функций:

$$\begin{aligned} Y_1(\chi_{сф}) &= -3.01 - 20 \lg \left( \frac{|\chi_{сф}|}{\chi_{сф}} + 1 \right) \\ Y_2(\chi_{сф}) &= -3.01 - 20 \lg \left( \frac{-|\chi_{сф}|}{\chi_{сф}} + 1 \right) \end{aligned} \quad (4)$$

На рис 1, а график функций  $Y_1$  обозначен штриховой линией, а график функции  $Y_2$  – штрихпунктирной. Очевидно, что функция  $Y_1$  соответствует положительным  $\chi_{сф}$ , а  $Y_2$  – отрицательным.

Точки пересечения  $Y_1$  и  $Y_2$  с  $\overline{|f_n|^2}$  и будут решениями уравнения (3) для данного  $R_{фн}$ , причем  $\chi_{сф}^{\delta}$  определяется в результате пересечения  $Y_2$  с  $\overline{|f_n|^2}$ , а  $\chi_{сф\sigma}$  – в результате пересечения  $Y_1$  с  $\overline{|f_n|^2}$ .

3. Пересчитываем  $\chi_{сф}^{\delta, \sigma}$  в  $R_{сф}^{\delta, \sigma}$  с помощью формулы  $R_{сф}^{\delta, \sigma} = \frac{\pi}{8(\chi_{сф}^{\delta, \sigma} + \chi_{сф})}$ , учитывая, что  $\chi_{сф}^{\delta}$  отрицательно.

Преимущества данного метода решения (2) перед численным бесспорны. Во-первых, значительно сокращается время расчета, что позволяет более полно исследовать влияние параметров случайных ошибок  $\alpha, \sigma, c, c_x$  на продольные размеры среднего фокального пятна. Очевидно, что при использовании графического метода совершенно не обязательно для каждой зависимости  $\overline{|f_n|^2}$  от  $\chi_{сф}$  строить графики функций  $Y_1$  и  $Y_2$ , достаточно нарисовать их с тем же масштабом, что и  $\overline{|f_n|^2}$  на прозрачной пленке и затем использовать ее в качестве трафарета при построении. Кроме того, передвигая трафарет вдоль вертикальной оси, можно определить размеры фокального пятна по любому другому уровню (например, по уровню 0,8, что соответствует (-0,9) дБ или по уровню 0,3 – (-5,23) дБ). Это возможно потому, что масштаб функций  $Y_1$  и  $Y_2$  (см (5)) не изменяется при изменении уменьшаемого. Во-вторых, графический метод очень нагляден и позволяет без труда оценить такие эффекты, которые с помощью численного метода без дополнительных расчетов оценить сложно. Например, используя рис 1, а, очень просто оценить максимальное фокусное расстояние,  $R_{фн макс}$ , при котором еще будет фокальное пятно. Действительно, данный рисунок показывает, что при  $R_{фн макс} > 0.105$  в отсутствие фазовых ошибок кривые, соответствующие функциям  $Y_1$  и  $\overline{|f_n|^2}$ , не пересекаются, т.е. ближней границы фокального пятна не будет. При увеличении дисперсии фазовых ошибок значение  $R_{фн макс}$  уменьшается.

Изложенная методика определения продольных размеров среднего фокального пятна была использована для построения рис 1, б, в. Эти рисунки показывают, как изменяется положение ближней и дальней границы фокального пятна, следовательно, его продольные размеры в зависимости от фокусного расстояния и параметров фазовых ошибок для "густой"

ЭАР с  $M = 201$  и  $d/\lambda = 0.5$ . Видно, что при дальней фокусировке пятно сильно ассимметрично, причем влияние фазовых ошибок на ближнюю границу сильнее, чем на дальнюю. При уменьшении  $R$  степень ассиметрии уменьшается. Увеличение дисперсии фазовых ошибок приводит к увеличению продольных размеров среднего фокального пятна (рис. 1, б). Зависимость  $R_{\text{фн}}^2$  от  $c$  при фиксированном  $\alpha$  и  $R_{\text{фн}}$  немонотонна (рис. 1, в). Увеличение радиуса корреляции сначала вызывает увеличение, а затем уменьшение размеров среднего фокального пятна.

Линейный поперечный размер среднего фокального пятна на фокальной сфере определяется по формуле

$$\Delta l_n = \frac{2}{\pi} R_{\text{ф}} \frac{\lambda}{L} \psi_{\text{сф}} \quad (5)$$

где  $\psi_{\text{сф}}$  – поперечный угловой размер среднего фокального пятна на фокальной сфере. Эта величина аналогична ширине средней ДН в дальней зоне (см. [1]).

### Средние размеры фокального пятна и их флуктуации

Как уже отмечалось, для того чтобы определить среднее положение границ фокального пятна, их флуктуации, необходимо решить уравнение (1) для каждой реализации АР, а затем произвести статистическое усреднение. Решить аналитически такую задачу для случая, когда в АР имеются оба типа ошибок (фазовые и местоположения элементов), достаточно сложно. Поэтому, для расчета статистических характеристик фокального пятна нами использовался метод численного моделирования. К его достоинствам можно отнести следующее. Во-

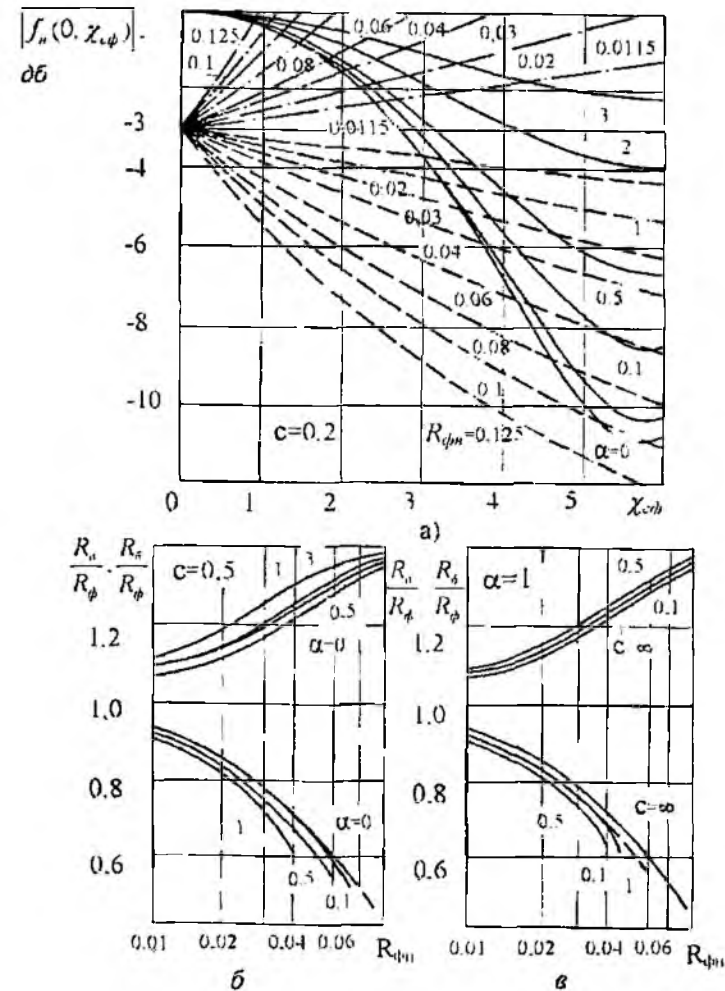


Рис 1

первых, он позволяет определять статистические характеристики функций, которые аналитическим путем установить невозможно. Во-вторых, с его помощью легко найти функции распределения исследуемых случайных величин. В-третьих, метод позволяет выбрать из множества реализации случайных величин "лучшую" по тем или иным критериям. Так, из множества реализации АР, имеющих случайные ошибки местоположения элементов или из множества реализации случайных неэквидистантных антенных решеток можно выбрать ту реализацию, у которой будут меньше размеры фокального пятна. Затем эту "лучшую" реализацию АР можно сравнить со "средней" АР по максимальному уровню боковых лепестков, по чувствительности к фазовым ошибкам и т.п. Кроме того, применительно к нашей задаче программы, созданные для реализации метода численного моделирования, могут быть использованы с минимальной доработкой и для АР с более сложной конфигурацией (например, плоских АР и т.п.).

Ниже, на рис 2, а – д, представлены результаты моделирования для случая "глубокой" фокусировки при наличии в АР некоррелированных фазовых ошибок и ошибок местоположения, причем последние считались "контролируемыми". Первый из рисунков иллюстрирует

зависимость  $\frac{\overline{\chi_{ГР}}}{\chi_{ГР}^0} \left( \frac{\Psi}{\Psi_{ГР}^0} \right)$ . Здесь  $\chi_{ГР}^0$  и

$\Psi_{ГР}^0$  определяют положение продольной (в направлении  $\psi = 0$ ) и поперечной (при  $\chi = 0$ ) границы фокального пятна в отсутствие ошибок  $\overline{\chi_{ГР}}$  – среднее значение положения продольной границы фокального пятна. Видно, что некоррелированные ошибки размещения элементов ( $\sigma^2$  изменяются от 0 до 1) и некоррелированные фазовые ошибки возбуждения ( $\alpha$  также изменяется от 0 до 1) практически не приводят к заметному изменению средних размеров фокального пятна.

На рис 2, б – д показаны зависимости относительных флуктуации границ фокального пятна  $-\sigma_{ГР}^{\Psi} / \overline{\Psi_{ГР}}$  при ( $\chi = 0$ ) и  $\sigma_{ГР}^{\chi} / \overline{\chi_{ГР}}$  (при  $\psi = 0$ ) от величин  $\sigma, \alpha$  и  $M$

Анализируя их, можно сказать следующее. Во-первых, увеличение  $\sigma^2$  и  $\alpha$  приводит к увеличению флуктуации границ фокального пятна, причем более "чувствительны к ошибкам" (рис.2, б, в) границы фокального пятна в продольном направлении. Во-вторых, в отсутствие фазовых ошибок возбуждения

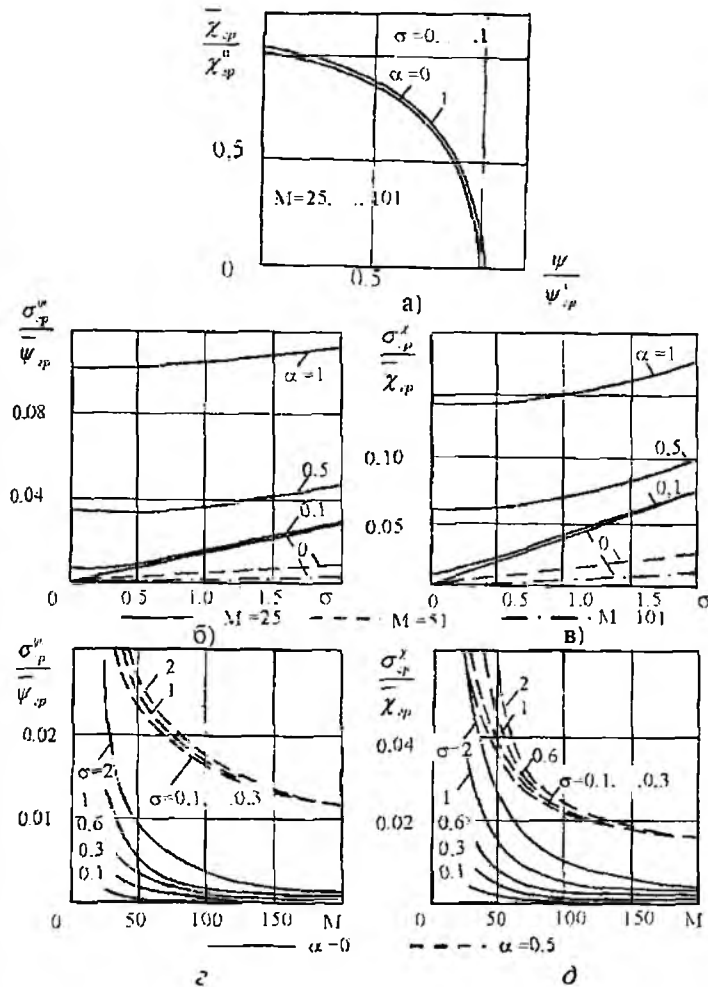


Рис. 2

зависимости относительных флуктуации продольной и поперечной границ фокального пятна от  $\sigma$  линейны. Эти зависимости можно приблизительно описать с помощью следующих простых соотношений

$$\frac{\sigma_{ГР}^{\Psi}}{\overline{\Psi_{ГР}}} \approx 17.1 \frac{\sigma}{M\sqrt{M}}, \quad \frac{\sigma_{ГР}^{\chi}}{\overline{\chi_{ГР}}} \approx 4.58 \frac{\sigma}{M\sqrt{M}} \quad (6)$$

Ошибка оценки  $\sigma_{ГР}^{\Psi} / \overline{\Psi_{ГР}}$  и  $\sigma_{ГР}^{\chi} / \overline{\chi_{ГР}}$  с помощью (6), по сравнению с результатами моделирования, не превышает 5% и немного уменьшается при увеличении числа элементов в решетке  $M$ . В-третьих, увеличение количества элементов в решетке вызывает уменьшение относительных флуктуации границ фокального пятна (рис 2, г, д)

#### Флуктуации координат точки фокусировки

Искажение фазового распределения и случайное изменение координат элементов сфокусированной АР приводят к флуктуациям координат точки фокуса  $R_{\phi}, \theta_{\phi}$  и соответственно к флуктуациям величин  $\chi_{\phi}$  и  $\Psi_{\phi}$ . Рассмотрим случай "глубокой" фокусировки  $R_{\phi} = R_M, \theta_{\phi} = \theta_M, \chi_{\phi} = \chi_M, \Psi_{\phi} = \Psi_M$ .

Для малых фазовых ошибок в отсутствие ошибок местоположения дисперсии величин  $\overline{\chi_{M}^2}$  и  $\overline{\psi_{M}^2}$  можно найти аналитически. Исходным для анализа будет, справедливое с точностью до членов второго порядка малости включительно, следующее соотношение для квадрата модуля комплексного множителя системы

$$\begin{aligned} \overline{|f_{c\phi}(\psi, \chi)|^2} &= \left[ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \cos(\psi x_m - \chi x_m^2) \right]^2 + \left[ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sin(\psi x_m - \chi x_m^2) \right]^2 - \\ &- \frac{2}{M^2} \sum_{m=1}^M \cos(\psi x_m - \chi x_m^2) \sum_{n=1}^M \varphi_n \sin(\psi x_n - \chi x_n^2) + \frac{2}{M^2} \sum_{m=1}^M \sin(\psi x_m - \chi x_m^2) \times \\ &\times \sum_{n=1}^M \varphi_n \cos(\psi x_n - \chi x_n^2) - \frac{1}{M^2} \sum_{m=1}^M \cos(\psi x_m - \chi x_m^2) \sum_{n=1}^M \varphi_n^2 \cos(\psi x_n - \chi x_n^2) - \\ &- \frac{1}{M^2} \sum_{m=1}^M \sin(\psi x_m - \chi x_m^2) \sum_{n=1}^M \varphi_n^2 \sin(\psi x_n - \chi x_n^2) + \left[ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \varphi_m \cos(\psi x_m - \chi x_m^2) \right]^2 + \\ &+ \left[ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \varphi_m \sin(\psi x_m - \chi x_m^2) \right]^2. \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь параметр фокусировки  $\chi_{c\phi}$  обозначен через  $\chi$ .

Величины  $\psi_M$  и  $\chi_M$  могут быть найдены из уравнений

$$\frac{\partial}{\partial \psi} \left\{ |f_{c\phi}(\psi, \chi)|^2 \right\} = 0, \quad \frac{\partial}{\partial \chi} \left\{ |f_{c\phi}(\psi, \chi)|^2 \right\} = 0 \quad (8)$$

При малых ошибках  $\chi_M$  и  $\psi_M$  также малы. Поэтому

$$\sin(\psi x_m - \chi x_m^2) \approx \psi x_m - \chi x_m^2 \quad (9)$$

$$\cos(\psi x_m - \chi x_m^2) \approx 1 - \frac{\psi^2 x_m^2}{2} - \frac{\chi^2 x_m^4}{2} + \psi \chi x_m^3 \quad (10)$$

Ограничиваясь в выражении (7) членами второго порядка малости, дифференцируя его по  $\psi$  и  $\chi$  и приравнявая производные нулю, находим

$$\psi_M = -\frac{6}{M^2} \sum_{n=1}^M x_n \varphi_n, \quad (11)$$

$$\chi_M = -\frac{45}{M^2} \sum_{m=1}^M \left( x_m^2 - \frac{1}{3} \right) \varphi_m \quad (12)$$

Средние значения случайных величин  $\psi_M$  и  $\chi_M$  равны нулю. Выражения для дисперсий данных величин имеют вид

$$\overline{\psi_M^2} = \left( \frac{6}{M^2} \right)^2 \alpha \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M x_m x_n \exp \left\{ -\frac{(x_m - x_n)^2}{c^2} \right\} \quad (13)$$

$$\overline{\chi_M^2} = \left( \frac{45}{2M^2} \right)^2 \alpha \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M \left( x_m^2 x_n^2 - \frac{2}{3} x_m + \frac{1}{9} \right) \exp \left\{ -\frac{(x_m - x_n)^2}{c^2} \right\} \quad (14)$$

где, как упоминалось в [2],  $x_m = \frac{2}{L} (m - (M+1)/2) d$  – координата  $m$ -го излучателя эквидистантной АР

Для некоррелированных фазовых ошибок выражения (13) и (14) примут вид

$$\overline{\psi_M^2} = 3\alpha \frac{M}{(M^2 - 1)} \quad (15)$$

$$\overline{\chi_M^2} = 11.25\alpha \frac{M^3}{(M^2 - 1)(M^2 - 4)} \quad (16)$$

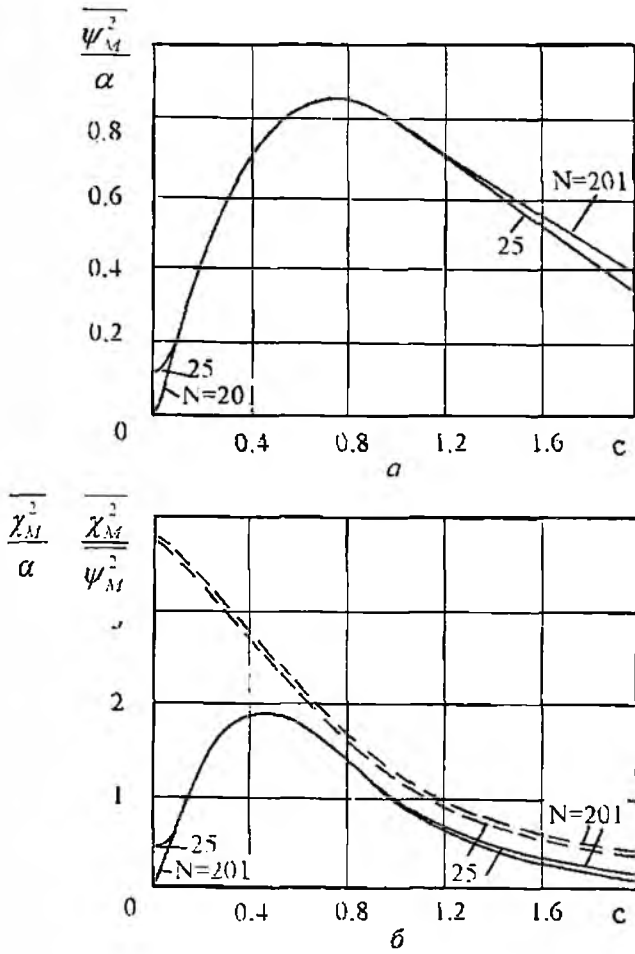


Рис. 3

Зависимости  $\overline{\psi_M^2}/\alpha$  и  $\overline{\chi_M^2}/\alpha$  от  $c$ , рассчитанные по формулам (13) и (14) для двух решеток с  $M=25$  и  $M=201$ , представлены в виде графиков на рис. 3, а, б.

Из рассмотренных рисунков видно, что величина  $\overline{\psi_M^2}/\alpha$  достигает максимального значения, равного 0.85 при  $c \approx 0.75$ , величина  $\overline{\chi_M^2}/\alpha$  – максимального значения 1.85 при  $c \approx 0.45$ . Причем, ни величина этих максимумов, ни их положение практически не зависят от числа элементов в решетке. Более заметно число элементов влияет на флуктуации положения точки фокуса при малых и при больших радиусах корреляции  $c$  чем больше  $M$ , тем меньше флуктуации.

Пунктирные кривые на рис. 3, б представляют зависимость отношения  $\overline{\chi_M^2}/\overline{\psi_M^2}$  от радиуса корреляции фазовых ошибок  $c$ . Данный график показывает, что при  $c$ , лежащих в интервале от 0 примерно до 1.1, флуктуации точки фокуса в продольном направлении больше, чем в поперечном. Наибольшее отношение  $\overline{\chi_M^2}/\overline{\psi_M^2}$  имеет

место при некоррелированных ошибках и равно примерно 3.75. Кроме того, следует отметить, что и отношение  $\overline{\chi_M^2}/\overline{\psi_M^2}$  слабо зависит от числа элементов  $M$ .

Для практики необходимы соотношения, связывающие дисперсии координат максимума интенсивности поля в фокальном пятне  $R_M, \theta_M$  с дисперсиями его обобщенных координат  $\chi_M, \psi_M$  соответственно. Используя выражения для параметра фокусировки  $\chi_M$  и обобщенного угла  $\psi_M$ , после простых преобразований получаем:

$$\sigma_{R_M}^2 = \left(\frac{\lambda}{\pi}\right)^2 \left(\frac{R_\Phi}{L}\right)^2 \overline{\chi_M^2}, \quad (17)$$

$$\sigma_{\theta_M}^2 = \left(\frac{1}{\pi L}\right)^2 \overline{\psi_M^2}. \quad (18)$$

Флуктуации поперечной координаты максимума интенсивности поля в фокальном пятне  $z_M$  характеризуются дисперсией  $\sigma_{z_M}^2$ , которая связана с дисперсией величины  $\psi_M$  очевидным соотношением:

$$\sigma_{z_M}^2 = \left(\frac{\lambda}{\pi}\right)^2 \left(\frac{R_\phi}{L}\right)^2 \overline{\psi_M^2}, \quad (19)$$

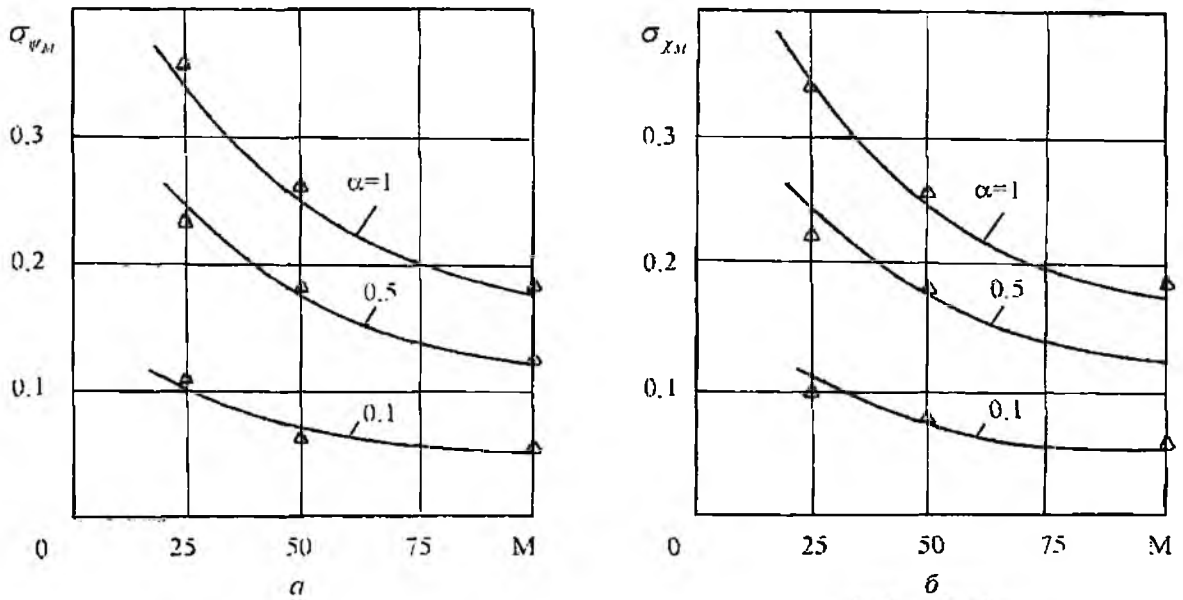
тогда для отношения дисперсий величин  $R_M$ ,  $z_M$  справедлива следующая формула.

$$\frac{\sigma_{R_M}^2}{\sigma_{z_M}^2} = 4 \left(\frac{R_\phi}{L}\right)^2 \frac{\overline{\chi_M^2}}{\overline{\psi_M^2}}. \quad (20)$$

Таким образом, рассматриваемое отношение дисперсий определяется параметрами системы  $R$ ,  $L$  и отношением дисперсий величин  $\chi_M$  и  $\psi_M$ . Если заданы параметры системы  $R_\phi$  и  $L$ , то график на рис. 3, б (пунктирная кривая) позволяет оценить отношение дисперсий величин  $R_M$  и  $z_M$ .

Для АР с некоррелированными фазовыми ошибками с произвольными дисперсиями и "контролируемыми" ошибками местоположения элементов, дисперсии флуктуации  $\chi_M$  и  $\psi_M$  находились методом численного моделирования.

Результаты моделирования представлены на рис. 4 треугольниками. Видно, что флуктуации величин  $\chi_M$  и  $\psi_M$  зависят от  $M$  и  $\alpha$ , но не зависят от дисперсии ошибок размещения элементов  $\sigma$ . На этом же рисунке приведены кривые, рассчитанные по формулам (15), (16). Сравнение результатов численного моделирования с данными кривыми показывает, что



формулы (15), (16) практически пригодны для расчетов величин  $\overline{\chi_M^2}$  и  $\overline{\psi_M^2}$  как при малых, так и при больших дисперсиях фазовых ошибок возбуждения  $\alpha$ .

**Список литературы:** 1. Шифрин ЯС. Вопросы статистической теории антенн. М: Сов. радио, 1970. 384 с. 2. Гладковский И.Д., Назаренко В.А. Поле сфокусированной в зону Френеля линзой антенной решетки со случайными ошибками возбуждения и местоположения элементов // Радиотехника: Всесоюз. журн. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 122. С. 39-46.

Харьковский национальный  
университет радиотехники

Поступила в редакцию 27.03.2006

## КПД РЕШЕТОК МАГНИТНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, РАСПОЛОЖЕННЫХ НАД ГРАНИЦЕЙ РАЗДЕЛА ДВУХ СРЕД

### Введение

Рамочные антенны являются одним из наиболее распространенных излучателей электромагнитных волн. Они относятся к излучателям магнитного типа и традиционно используются как антенны пеленгаторов и теле-, радиоприемников, а также как сенсоры электромагнитного поля (например, в металлоискателях). В последнее время область применения рамочных антенн заметно расширилась. Сейчас они широко используются в качестве антенн в мобильных телефонах и портативных радиостанциях [1 – 3], в системах связи КВ-диапазона [4], в системах дистанционного зондирования [5], в установках для измерения параметров сред [6], как элементы антенных решеток в системах беспроводной передачи энергии [7] и т.д. При этом очень часто магнитные антенны работают вблизи диссипативной среды, существенно влияющей на их параметры [8]. Несмотря на то, что изучению свойств одиночных магнитных антенн и решеток, выполненных на их основе, посвящено большое число публикаций (см. например работы [9 – 14]), ряд вопросов оказался недостаточно исследованным. К ним относится и влияние близлежащей среды на энергетические характеристики антенных решеток из магнитных антенн и, в частности, на их КПД.

Настоящая статья посвящена анализу взаимных проводимостей между магнитными диполями, расположенными над границей раздела двух сред, и КПД сканирующих антенных решеток, построенными на их основе. При выводе расчетных соотношений здесь использована методика, разработанная в работах [15, 16] для решения аналогичных задач исследования решеток электрических диполей.

### Постановка задачи

Введем в рассмотрение безграничное изотропное пространство, разделенное на две половины плоскостью, совпадающей с поверхностью  $z = 0$  декартовой системы координат. Будем полагать, что верхнее полупространство ( $z > 0$ ) заполнено однородной средой 1 с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1 = \epsilon_0$ , магнитной проницаемостью  $\mu_1 = \mu_0$  и удельной проводимостью  $\sigma_1 = 0$  (вакуум), а нижнее полупространство ( $z < 0$ ) – однородной средой 2 с произвольными параметрами  $\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2$ . В верхнем полупространстве в непосредственной близости от границы раздела двух сред размещена излучающая система из  $N$  элементарных магнитных диполей, центры которых расположены в точках  $Q_n(x_n, y_n, z_n)$ ,  $n = \overline{1, N}$ . Магнитные моменты  $\vec{p}_n^M$  всех диполей по отношению к плоскости раздела ориентированы либо вертикально  $\vec{p}_n^M = \vec{z}^0 j_n^M l_n$  (рис. 1, а), либо горизонтально  $\vec{p}_n^M = \vec{y}^0 j_n^M l_n$  (рис. 1, б), где  $j_n^M$  – комплексная амплитуда магнитного тока  $n$ -го диполя,  $l_n$  – его длина. Зависимость от времени здесь принята в виде  $e^{j\omega t}$ , где  $\omega$  – угловая частота.

Оценим КПД излучающей системы, полагая, что амплитуды и фазы токов диполей заданы, предполагая, что в самих диполях потери энергии отсутствуют. Тогда мощность  $P_m$ , отбираемая ими от внешних источников, полностью излучается во внешнее пространство. При этом она делится на две части  $P_m = P_z + P_d$ , одна из которых  $P_z$  уходит вместе с расходящимися сферическими волнами в верхнее полупространство, а другая  $P_d$  – пересекает границу раздела и рассеивается в нижнем полупространстве. Мощность  $P_z$  будем считать полезной, а  $P_d$  – потерянной, поэтому КПД излучающей системы в этом случае определяется отношением

$$\eta = P_z / P_m = P_z / (P_z + P_d). \quad (1)$$

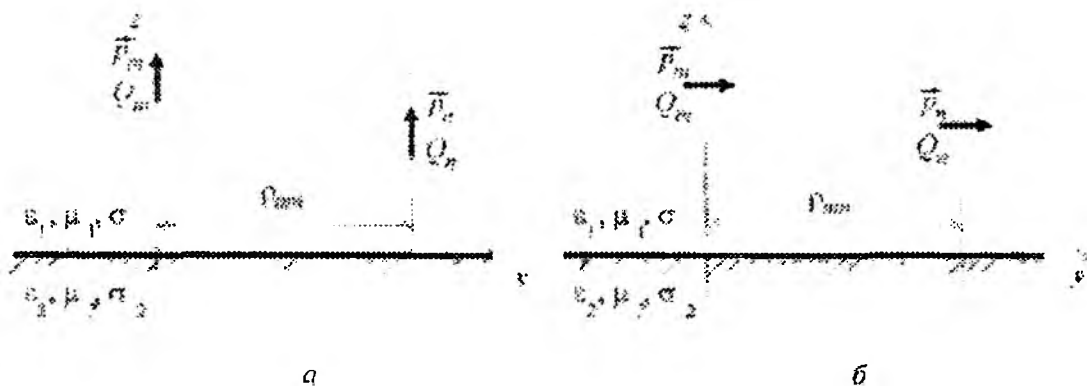


Рис 1

Выразим все мощности, входящие в (1), через комплексные амплитуды магнитных токов  $I_n^M$  на клеммах диполей, записав их в виде эрмитовых форм следующего вида

$$P_{in} = \frac{1}{2} \langle I^{M*} \mathbf{G} I^M \rangle, P_{\Sigma} = \frac{1}{2} \langle I^{M*} \mathbf{G}_{\Sigma} I^M \rangle, P_d = \frac{1}{2} \langle I^{M*} \mathbf{G}_d I^M \rangle, \quad (2)$$

где  $I^M$  и  $\langle I^M$  – матрица-столбец и матрица-строка с элементами  $I_n^M$  ( $n = \overline{1, N}$ ) соответственно,  $\mathbf{G} = \text{Re}(\mathbf{Y}) = \mathbf{G}_{\Sigma} + \mathbf{G}_d$ ,  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{G}_{\Sigma}$  и  $\mathbf{G}_d$  – матрица полных взаимных проводимостей между диполями, матрица взаимных проводимостей излучения и матрица взаимных проводимостей потерь между диполями соответственно; \* – знак комплексного сопряжения

Чтобы воспользоваться выражениями (1) – (2), необходимо определить значения взаимных проводимостей, проводимостей излучения и проводимостей потерь между излучателями в каждой из систем.

#### Расчетные соотношения

Представим напряженности электрического и магнитного поля  $n$ -го магнитного диполя в следующем виде

$$\vec{E}_n = \vec{E}_n^{(0)} + \vec{E}_n^{\infty} + \Delta \vec{E}_n, \quad (3)$$

$$\vec{H}_n = \vec{H}_n^{(0)} + \vec{H}_n^{\infty} + \Delta \vec{H}_n, \quad (4)$$

где первые слагаемые  $\vec{E}_n^{(0)}$  и  $\vec{H}_n^{(0)}$  описывают поле диполя в свободном пространстве, вторые  $(\vec{E}_n^{\infty}, \vec{H}_n^{\infty})$  – поле, отраженное от идеально проводящего экрана, а третьи  $(\Delta \vec{E}_n, \Delta \vec{H}_n)$  – поправки, учитывающие отличие реальной среды 2 от идеального проводника

Первые два слагаемых в равенства (3)-(4) достаточно хорошо изучены и могут быть достаточно просто рассчитаны с использованием известных формул, поэтому интерес представляют лишь поправки, учитывающие свойства реальной среды. Для их нахождения воспользуемся разложением искомого поля в спектр плоских волн [17]

$$\left. \begin{aligned} \Delta \vec{E}_{n,x,y,z} \\ \Delta \vec{H}_{n,x,y,z} \end{aligned} \right\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} \Delta e_{n,x,y,z} \\ \Delta h_{n,x,y,z} \end{aligned} \right\} e^{-j\Psi} dk_x dk_y, \quad (5)$$

где  $\Psi = k_x x + k_y y - j\gamma |z|$ ;  $\Delta h_{n,x,y,z}$  и  $\Delta e_{n,x,y,z}$  – спектральные составляющие напряженности магнитного и электрического поля. Последние нетрудно найти, используя граничные условия для тангенциальных компонент напряженности электрического и магнитного поля на плоскости  $z = 0$ , что в результате дает

а) для горизонтального магнитного диполя (ГМД)

$$\Delta \vec{h} = -j \frac{p_n^M e^{-j\Delta \Psi}}{8\pi^2 Z_{c1}} \left[ \frac{\kappa_x \kappa_y}{\kappa^2} \left( \frac{k_1}{j\gamma_1} T_{\epsilon} + \frac{j\gamma_1}{k} \tilde{T}_{\mu} \right) x^0 - \left( \frac{k}{j\gamma_1} \frac{\kappa_x^2}{\kappa^2} T_{\epsilon} - \frac{j\gamma_1}{k_1} \frac{\kappa_y^2}{\kappa^2} \tilde{T}_{\mu} \right) y^0 + \frac{\kappa_y}{k_1} \tilde{T}_{\mu} z^0 \right], \quad (6)$$

$$\Delta \vec{e} = \frac{\dot{p}_n^M}{8\pi^2} e^{-j\Delta\Phi_n^{(1)}} \left[ \left( \frac{\kappa_x^2}{\kappa^2} T_\varepsilon + \frac{\kappa_y^2}{\kappa^2} \tilde{T}_\mu \right) \vec{x}^0 + \left( \frac{\kappa_x \kappa_y}{\kappa^2} (T_\varepsilon - \tilde{T}_\mu) \right) \vec{y}^0 - \frac{\kappa_z}{j\gamma_1} T_\varepsilon \vec{z}^0 \right]; \quad (7)$$

б) для вертикального магнитного диполя (ВМД)

$$\Delta \vec{h} = -\frac{\dot{p}_n^M}{8\pi^2 Z_{c1}} e^{-j\Delta\Phi_n^{(1)}} \left( \frac{\kappa_x}{k_1} T_\mu \vec{x}^0 + \frac{\kappa_y}{k_1} T_\mu \vec{y}^0 + \frac{\kappa_x^2 + \kappa_y^2}{j\gamma_1 k_1} T_\mu \vec{z}^0 \right); \quad (8)$$

$$\Delta \vec{e} = -\frac{\dot{p}_n^M}{8\pi^2} e^{-j\Delta\Phi_n^{(1)}} \left( -\frac{\kappa_y}{j\gamma_1} T_\mu \vec{x}^0 + \frac{\kappa_x}{j\gamma_1} T_\mu \vec{y}^0 \right); \quad (9)$$

где  $k_{1,2} = \omega \sqrt{\mu_{1,2} \tilde{\varepsilon}_{1,2}}$  и  $Z_{c1,2} = \sqrt{\mu_{1,2} / \tilde{\varepsilon}_{1,2}}$  – волновое число и характеристическое сопротивление среды 1 или 2,  $\kappa_x, \kappa_y, \kappa = \sqrt{\kappa_x^2 + \kappa_y^2}$  и  $\gamma_{1,2} = \sqrt{\kappa^2 - k_{1,2}^2}$  – поперечные и продольные волновые числа;  $j\Delta\Phi_n^{(1)} = j\kappa_x(x-x_n) + j\kappa_y(y-y_n) + \gamma(z+z_n)$ ;  $T_\mu = 2\mu_1\gamma_2 / (\mu_1\gamma_2 + \mu_2\gamma_1)$ ;  $\tilde{T}_\mu = 2 - T_\mu$ ;  $\tilde{\varepsilon}_{1,2} = \varepsilon_{1,2}(1 - j\sigma_{1,2}/\omega\varepsilon_{1,2})$ .

В соответствии с (3), (4) представим взаимную проводимость между  $n$ -м и  $m$ -м диполями в виде суммы

$$Y_{nm} = Y_{nm}^0 + Y_{nm}^\infty - \Delta Y_{nm}, \quad (10)$$

где  $Y_{nm}^0$  – взаимная проводимость между магнитными диполями в свободном пространстве,  $Y_{nm}^\infty$  – взаимная проводимость между  $n$ -м диполем и зеркальным изображением  $m$ -го диполя в идеально проводящем экране,  $\Delta Y_{nm}$  – добавочный член, учитывающий реальные параметры среды 2

Первое слагаемое в (10) несложно рассчитать по формулам, полученным для электрических диполей, используя электродинамический принцип перестановочной двойственности, а для расчета второго слагаемого следует применить еще и метод зеркальных изображений. Поэтому сосредоточим внимание на нахождении добавочного члена  $\Delta Y_{nm}$ , воспользовавшись методом наводимых магнитодвижущих сил (МДС) [18].

$$\Delta Y_{nm} = -\frac{\Delta \vec{H}_n \cdot \vec{p}_m^*}{I_n^M \cdot I_m^{M*}} \quad (11)$$

Подставляя сюда напряженность магнитного поля  $\Delta H_n$  вертикального и горизонтально-го диполей из (5)-(9) и нормируя полученные выражения на коэффициент  $Y_{00} = k_1^2 I_m I_n / 6\pi Z_{c1}$ , найдем нормированные взаимные проводимости между

а) ГМД

$$y_{nm} = \frac{Y_{nm}}{Y_{00}} = y_{nm}^0 + y_{nm}^\infty + \frac{3}{2} \int_0^{\kappa_0} \left( \frac{k_1}{j\gamma_1} B \cdot T_\varepsilon + \frac{j\gamma_1}{k_1} A \cdot \tilde{T}_\mu \right) \cdot e^{-\gamma_1(z_n + z_m)} \frac{\kappa}{k_1^2} d\kappa; \quad (12)$$

б) ВМД:

$$y_{nm} = \frac{Y_{nm}}{Y_{00}} = y_{nm}^0 - y_{nm}^\infty + j \frac{3}{2} \frac{\mu_2}{\mu_1} \int_0^{\kappa_0} J_0(\kappa \rho_{mn}) T_\mu e^{-\gamma_1(z_n + z_m)} \frac{\kappa^3}{k_1^3 \gamma_2} d\kappa; \quad (13)$$

где  $\left. \begin{matrix} A \\ B \end{matrix} \right\} = J_0(\kappa \rho_{mn}) \begin{cases} \sin^2 \varphi_{mn} \\ \cos^2 \varphi_{mn} \end{cases} \pm \frac{J_1(\kappa \rho_{mn})}{\kappa \rho_{mn}} \cos 2\varphi_{mn}$ ,  $\varphi_{mn} = \arctg \frac{y_m - y_n}{x_m - x_n}$ ;

$\rho_{mn} = \sqrt{(x_m - x_n)^2 + (y_m - y_n)^2}$ ,  $J_n(x)$  – функция Бесселя 1-го рода  $n$ -го порядка

Для определения взаимных проводимостей излучения между магнитными диполями будем использовать метод вектора Пойнтинга [17], согласно которому их можно выразить через мощность  $P_{\Sigma}$ , излучаемую диполями в верхнее полупространство:

$$G_{\Sigma mn} = \frac{1}{I_n^m I_m^{m*}} (P_{\Sigma mn}^m + P_{\Sigma mn}^{m*}) = \frac{1}{2 I_n^m I_m^{m*}} \int_S \{ ([\vec{H}_m, \vec{E}_n^*] \vec{s}^n) + ([\vec{H}_n^*, \vec{E}_m] \vec{s}^n) \} ds, \quad (14)$$

где  $S$  – полусферическая поверхность, расположенная в дальней зоне излучателей для  $z > 0$ .

Взаимную проводимость излучения  $G_{\Sigma mn}$ , так же как и  $Y_{mn}$ , можно представить как

$$G_{\Sigma mn} = \text{Re}(Y_{mn}^0 + Y_{mn}^{\infty}) + \Delta G_{\Sigma mn},$$

где неизвестной оказывается только добавка  $\Delta G_{\Sigma mn}$ , обусловленная отличием параметров нижней среды от идеального проводника. Ее удобно разбить на два слагаемых по поляризации признаку [19]  $\Delta G_{\Sigma mn} = \Delta G_{\Sigma mn}^{\Theta\Theta} + \Delta G_{\Sigma mn}^{\Phi\Phi}$ , первое из которых есть мера мощности, излучаемой диполями в верхнее полупространство и переносимой  $E$ -волнами, а второе –  $H$ -волнами.

Найдем  $\Delta G_{\Sigma mn}$  для ГМД и ВМД. Подставляя поочередно выражения (6) и (8) в (14), и выполняя интегрирование методом стационарной фазы, получим следующие выражения для нормированных (относительно  $Y_{00}$ ) взаимных проводимостей излучения между двумя магнитными диполями

а) горизонтальной ориентации (ГМД)

$$\Delta g_{\Sigma mn}^{\Theta\Theta} = j \frac{3}{2} \int_0^{k_1} B(\kappa) \cdot \left[ \left( \frac{1}{2} |T_{\epsilon}|^2 - \text{Re}(T_{\epsilon}) \right) \cdot e^{-\gamma_1(z_n - z_m)} - \text{Re}(T_{\epsilon} \cdot e^{-\gamma_1(z_n + z_m)}) \right] \frac{\kappa}{\gamma_1 k_1} d\kappa, \quad (15)$$

$$\Delta g_{\Sigma mn}^{\Phi\Phi} = j \frac{3}{2} \int_0^{k_1} A(\kappa) \cdot \left[ \left( \text{Re}(\tilde{T}_{\mu}) - \frac{1}{2} |\tilde{T}_{\mu}|^2 \right) \cdot e^{-\gamma_1(z_n - z_m)} + \text{Re}(\tilde{T}_{\mu} \cdot e^{-\gamma_1(z_n + z_m)}) \right] \frac{\gamma_1 \kappa}{k_1^3} d\kappa. \quad (16)$$

б) вертикальной ориентации (ВМД)

$$\Delta g_{\Sigma mn} = \Delta g_{\Sigma mn}^{\Phi\Phi} = j \frac{3}{2} \int_0^{k_1} A(\kappa) \cdot \left[ \left( \text{Re}(\tilde{T}_{\mu}) - \frac{1}{2} |\tilde{T}_{\mu}|^2 \right) \cdot e^{-\gamma_1(z_n - z_m)} - \text{Re}(\tilde{T}_{\mu} \cdot e^{-\gamma_1(z_n + z_m)}) \right] \frac{\gamma_1 \kappa}{k_1^3} d\kappa \quad (17)$$

Проводимости потерь  $G_{dmm}$  есть меры мощности, излучаемой диполями в нижнее полупространство, поэтому их также можно найти методом вектора Пойнтинга. Поэтому для их определения воспользуемся формулой (14), где в качестве поверхности интегрирования  $S$  выберем плоскость раздела двух сред  $z = 0$ . Выражения для нормированных взаимных проводимостей потерь между двумя магнитными диполями, найденные таким способом, имеют следующий вид.

а) для ГМД

$$g_{dmm} = j \frac{3}{2} \int_0^{\infty} \left[ B(\kappa) \left( \frac{k_1}{\gamma_1} \tilde{T}_{\epsilon} T_{\epsilon}^* - \frac{k_1}{\gamma_1^*} \tilde{T}_{\epsilon}^* T_{\epsilon} \right) - A(\kappa) \cdot \left( \frac{\gamma_1}{k_1} \tilde{T}_{\mu} T_{\mu} - \frac{\gamma_1^*}{k_1} \tilde{T}_{\mu}^* T_{\mu}^* \right) \right] e^{-(\gamma_1 z_n + \gamma_1^* z_m)} \frac{\kappa}{k_1^2} d\kappa \quad (20)$$

б) для ВМД

$$g_{dmm} = \frac{3}{2} \frac{\mu_2}{\mu_1} \int_0^{\infty} \frac{\gamma_2 - \gamma_2^*}{|\gamma_2|} J_0(\kappa r) |T_{\mu}|^2 e^{-\gamma_1^* z_m - \gamma_1 z_n} \frac{\kappa^3}{k_1^4} d\kappa \quad (19)$$

Полученные выше выражения для взаимных проводимостей излучения и потерь между горизонтальными и вертикальными магнитными диполями, расположенными над границей раздела двух сред, дают возможность использовать соотношения (1), (2) для расчета КПД решеток из таких излучателей.

#### Численный анализ

Применим изложенный выше подход для анализа КПД приземной ФАР из магнитных диполей с фазовым сканированием луча. Для этого рассмотрим линейную эквидистантную

антенную решетку из четырех магнитных диполей, размещенную в вакууме ( $\epsilon_1 = \epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi \text{ Ф.м}$ ,  $\mu_1 = \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн.м}$ ) над средой с параметрами  $\epsilon_2 = 10\epsilon_0$ ,  $\sigma_2 = 0,01 \text{ (Ом.м)}^{-1}$ ,  $\mu_2 = \mu_0$ , которые примерно соответствуют параметрам влажной почвы. Диполи расположены вдоль оси  $z$  с шагом  $d = 0,5\lambda_0$  в точках  $z_{1,2,3,4} = (0,25, 0,75, 1,25, 1,75)\lambda_0$ .

Рассмотрим, как сказывается присутствие второй среды на КПД такой системы при сканировании луча. Будем полагать, что распределение токов в решетке равномерное по амплитуде и прогрессивное по фазе  $I_n^M = I_0^M e^{jn\xi}$ , где  $\xi$  – сдвиг фазы между токами соседних диполей. На рис 2 показаны зависимости КПД ФАР от направления фазирования луча  $\theta_0 = \arccos(\xi/k_0 d)$ , рассчитанные для двух четырехэлементных решеток, в одной из которых излучателями служат ГМД, а второй – ВМД. Здесь же для сравнения показаны аналогичные зависимости КПД таких же ФАР, составленных из горизонтальных и вертикальных электрических диполей (ГЭД и ВЭД). Расчет последних зависимостей выполнялся по методике, изложенной в работах [14, 15]. Все вычисления выполнялись для частоты  $f = 6 \text{ МГц}$ .

Проанализируем приведенные на рис 2 графики. Угол фазирования  $\theta_0$  определяет направление синфазного сложения полей отдельных излучателей, то есть направление главного максимума множителя решетки. На рисунке видно, что в диапазоне углов  $\theta_0 < 60^\circ$  величина и характер зависимости КПД всех решеток мало отличаются между собой. А наиболее существенные расхождения в кривых наблюдаются вблизи угла Брюстера  $\theta_0 \approx 102^\circ$ : наименьший КПД здесь имеет решетка ВЭД, а наибольший – решетка ВМД. И это естественно, поскольку поле излучения ВЭД состоит исключительно из Е-волн, которые, падая на границу раздела под углом Брюстера, проходят сквозь нее практически без отражения. Напротив, поле излучения ВМД состоит только из Н-волн, на которые явление Брюстера не распространяется,

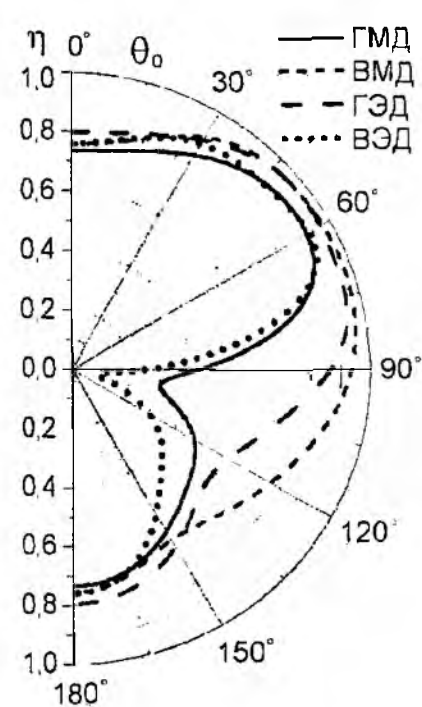


Рис 2

поэтому они меньше проходят через поверхность раздела, сохраняя тем самым высокий КПД ФАР. Решетки, составленные из ГМД или ГЭД, отличаются от предыдущих тем, что их поля излучения представляют собой смесь Е- и Н-волн. Поэтому величины их КПД в окрестности угла Брюстера занимают промежуточные значения между КПД решеток из вертикальных электрических и магнитных диполей. Поле ГМД по своей поляризационной структуре ближе к ВЭД, а ГЭД – к ВМД, и поэтому характеры зависимостей их КПД тоже оказываются весьма схожими.

Аналогичным образом, применяя изложенный подход, можно проследить зависимости КПД решеток от амплитудного распределения токов диполей, а, используя методы синтеза антенных решеток, найти оптимальное амплитудно-фазовое распределение возбуждения их входов, обеспечивающее оптимальные энергетические параметры ФАР.

#### Заключение

Полученные соотношения и результаты численных расчетов могут быть полезны при проектировании ФАР из магнитных антенн, расположенных вблизи границы раздела двух сред, и в частности при создании антенных систем КВ диапазона.

Список литературы: 1. Liang-Cheng Kuo, Huey-Ru Chuang Design of a 900/1800 MHz dual-band loop antenna mounted on a handset considering the human hand and head effects // IEEE AP-S Intern. Symp. 2003 Vol 3 P 701-704. 2. Wireless communications using integrated antennas // O.K.K. Kim, K. Floyd, B.

*et al.* Proc. of the IEEE 2003 Intern. Interconnect Technol. Conf. 2003. P. 111-113. 3 *Levin B.* Field of a rectangular loop // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 2004. Vol. 52, №4. P. 948-952. 4 *Boswell A., Tyler A.J., White A.* Performance of a small loop antenna in the 3-10 MHz band // IEEE Antennas and Propagat. Mag. 2005. Vol. 47, №2. P. 51-56. 5 *Shubitidz F., O'Neil K., Keli Sun, Paulsen K.D.* Investigation of broadband electromagnetic induction scattering by highly conductive, permeable, arbitrarily shaped 3-D objects // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2004. Vol. 42, №3. P. 540-556. 6 *Lenfer-Eriksen H.R., Meincke P.* Estimation of complex permittivity using loop antenna // Electronics Letters. 2004. Vol. 40, №5. P. 285-287. 7 *Strassner B., Kan Chang.* Highly efficient C-band circularly polarized rectifying antenna array for wireless microwave power transmission // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 2003. Vol. 51, №6. P. 1347-1356. 8 *An L.N., Smith G.S.* The horizontal circular loop antenna near a planar interface // Radio Sci. 1982. Vol. 17, №3. P. 483-502. 9 *Wait J.R.* The magnetic dipole over the horizontally stratified earth // Canadian J. of Physics. 1951. Vol. 29, №6. P. 577-592. 10 *Губанов В.С.* Входное сопротивление элементарных вибраторов расположенных над полупроводящей почвой // Антенны / Под ред. А.А.Пистолькорса. Вып. 17. М.: Связь, 1973. С. 56-60. 11 *Moorithy B.S.* Analysis of a circular loop antenna over a homogeneous earth // Bell Syst. J. 1970. Vol. 49, No. 6. P. 1215-1233. 12 *Ito S., Inagaki N., Sekiguchi R.* An investigation of the array of circular-loop antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 1971. Vol. 19, №4. P. 464-476. 13 *Lindell I.R., Alanen E.* Exact Image theory for the Sommerfeld Half-Space Problem. Part I: Vertical Magnetic Dipole // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. 1984. Vol. 32, №2. P. 126-132. 14 *Kassem A.S.A.* On array of two circular loop antennas above a dissipative half-space // Proc. of the Mediter. Electrotechn. Conf. (MELECON 85) Madrid. 1985. Vol. 3. P. 153-156. 15 *Токарский П.Л.* Взаимные сопротивления и КПД электрических диполей, расположенных вблизи поверхности раздела двух сред // Радиоп физика и радиоастрономия. 1998. Т. 3, № 4. С. 434-440. 16 *Токарский П.Л.* Взаимные сопротивления между горизонтальными электрическими диполями на границе раздела двух сред // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2001. Вып. 121. С. 15-18. 17 *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф.* Возбуждение электромагнитных волн. М.-Л.: Энергия, 1967. 376 с. 18 *Справочник по антенной технике Т1* / Под ред. Я.Н.Фельда и Е.Г.Зелкина. М.: ИПРЖР, 1997. 256 с. 19 *Токарский П.Л.* Импедансный подход к анализу поляризационных потерь в антенных решетках // Радиотехника и электроника. 1992. Т. 37, № 9. С. 1388-1395.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.06.2006*

## ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО И ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСОВ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

### Актуальность проблемы

В настоящее время использование методологий и технологий проектирования информационных систем (ИС) определяется исходя из выбранной до начала проектных работ модели жизненного цикла проектирования ИС. К таким моделям относят традиционные каскадную и спиральную модели жизненного цикла проектирования ИС, разработанные на их основе модели быстрого прототипа, последовательного наращивания функций и т.д. [1] Однако подобные модели предполагают раздельную организацию работ по созданию обеспечивающей части разрабатываемой или модернизируемой ИС. Между тем, подобная организация работ приводит впоследствии к серьезным задержкам создания единой обеспечивающей части ИС на этапе синтеза проектных решений по отдельным обеспечивающим комплексам – информационному, интерфейсному, расчетному, коммуникационному или комплексу технических средств [2]. При этом следует учитывать, что для подавляющего большинства моделей жизненного цикла ИС трудоемкость и время ее разработки являются одним из наиболее важных факторов, определяющих успех проекта. Поэтому проблема сокращения временных сроков и упрощения процессов проектирования ИС за счет устранения рассогласований в проектных решениях обеспечивающих комплексов ИС – одна из наиболее важных.

### Анализ последних достижений в данной области

Одним из путей сокращения времени проектирования ИС является организация параллельного проектирования ИС и ее компонентов. Основной идеей параллельного проектирования является одновременное осуществление работ различной направленности с организацией взаимосвязей, которые информируют исполнителей о проводимых работах и достигнутых результатах по каждому из направлений, а также позволяют координировать проектные работы с целью уменьшения несоответствий между отдельными обеспечивающими комплексами при их интеграции [2]. Концепция параллельного проектирования ИС базируется на представлении ИС как композиции отдельных обеспечивающих комплексов, которая осуществляется в соответствии с заранее заданными условиями и ограничениями. Организация работ по параллельному проектированию обеспечивающих комплексов ИС представляется в виде оперативной координации и интеграции работ, осуществляемых на основе общего формализованного описания ИС. Такое описание должно предусматривать использование различных средств и методов проектирования обеспечивающих комплексов ИС и представляет собой информационный ген ИС, в котором приведены знания о структуре, содержании и возможных направлениях развития ИС.

В качестве подобного общего описания выделяют визуальные модели (ВМ) ИС и ее компонентов. Подобные модели отражают такие точки зрения на ИС [3]

- статическая точка зрения, которая отражает представления об информационных структурах, предназначенных для длительного хранения данных и знаний;
- операционная точка зрения, которая отражает представления о совокупности операций над локальными и глобальными информационными структурами;
- динамическая точка зрения, которая отражает представления о поведении статических и операционных представлений ИС во времени.

Существующие технологии разработки и корректировки визуальных моделей предусматривают конвертацию отдельных типов ВМ друг в друга в соответствии с особенностями технологических цепочек. В качестве таких технологий и средств их реализации можно отметить технологии SSADM, SADT, язык UML и специализированное инструментальное средство моделирования ARIS [4-6]. Большинство технологий, реализующих объектно-

ориентированные ВМ, допускают использование в качестве вспомогательных моделей структурные ВМ бизнес-процессов объекта автоматизации и ВМ потоков данных [3]. Структурные ВМ применяются, главным образом, для определения границ бизнес-процессов изучаемого объекта автоматизации, а также для определения границ проектируемой ИС.

Однако практические решения проблемы трансформации моделей ИС в современных CASE-средствах носят, как правило, лишь частный характер. Это связано со статичным представлением ВМ ИС и организацией соответствующих способов хранения и отображения ВМ (ВМ хранятся в файлах и отображаются как статичные визуальные диаграммы) [7]. Лучшие результаты дает применение CASE-средства ARIS, где для хранения моделей используется объектная СУБД, что облегчает трансформацию моделей друг в друга [7]. Такой способ хранения моделей позволяет в лучшем случае отображать лишь синтаксические описания моделей ИС, не учитывая при этом их семантические особенности.

Наиболее перспективным способом интеграции ВМ является создание и эксплуатация метамодели ИС и ее компонентов [8]. Под метамоделью понимаются специализированные описания и формализованные представления, которые определяют не только синтаксис, но и семантику конкретных реализаций ВМ ИС и ее компонентов [8]. Такой подход к моделированию ИС позволяет организовать параллельную разработку обеспечивающих комплексов за счет использования семантически единого алфавита, которым описывается ИС.

### Выделение нерешенной части проблемы

Из рассмотренных выше особенностей создания и трансформации ВМ проектируемой ИС возникает проблема поиска общего алфавита описания отдельных ВМ ИС и ее компонентов, а также других способов представления ИС. В работах [9, 10] рассмотрено использование для аналитического описания подобного алфавита элементов теории категорий. Тогда всю совокупность ВМ, используемых для описания ИС, можно рассматривать как совокупность подкатегорий категории метамодели ИС. Взаимосвязи конкретной ВМ ИС и метамодели ИС в процессе проектирования ИС можно описать следующим образом

$$\begin{array}{ccc}
 MTez(m_a^A) \rightarrow MTez(m_a^B) & MTez(r_a^A) \rightarrow MTez(r_a^B) & \\
 \uparrow & \downarrow & , \quad \uparrow \quad \downarrow , \\
 Tez(m_v^A) \rightarrow Tez(m_v^B) & Tez(r_v^A) \rightarrow Tez(r_v^B) & 
 \end{array} \quad (1)$$

где  $m_a^A$  – элемент класса объектов категории А, которая используется для описания начальной метамодели ИС,  $m_a^B$  – элемент класса объектов категории В, которая используется для описания конечной метамодели ИС,  $m_v^A$  – элемент начальной ВМ функциональной структуры или обеспечивающего комплекса ИС,  $m_v^B$  – элемент конечной ВМ функциональной структуры или обеспечивающего комплекса ИС,  $r_a^A$  – элемент класса морфизмов категории А, которая используется для описания начальной метамодели ИС,  $r_a^B$  – элемент класса морфизмов категории В, которая используется для описания конечной метамодели ИС,  $r_v^A$  – элемент множества отношений, которые определены на элементах  $m_v^A$  начальной ВМ функциональной структуры или обеспечивающего комплекса ИС,  $r_v^B$  – элемент множества отношений, которые определены на элементах  $m_v^B$  конечной ВМ функциональной структуры или обеспечивающего комплекса ИС,  $Tez$  – тезаурус ВМ функциональной структуры или обеспечивающего комплекса ИС, который используется для описания элементов  $m_v^A$  или  $m_v^B$ ,  $MTez$  – тезаурус метамодели ИС, для которого тезаурус ВМ функциональной структуры или обеспечивающего комплекса ИС является частным случаем,  $Tez \subseteq MTez$

Отображения, представленные в (1) стрелками, реализуются в общем случае одноместными ковариантными функторами. обобщенная модель которого показана в работе [10]. Упростим эту модель следующим образом

$$\Phi_A^B = (A = (Ob^A, Mor^A), \Phi_{Ob^A}^{Ob^B}, \Phi_{Mor^A}^{Mor^B}, B = (Ob^B, Mor^B)), \quad (2)$$

где  $A$  – категория, которая используется для описания начальной метамодели ИС и всех ВМ, которые строятся на базе данной метамодели,  $Ob^A$  – класс объектов категории  $A$ ;  $Mor^A$  – класс морфизмов категории  $A$ ,  $B$  – категория, которая используется для описания конечной метамодели ИС и всех ВМ, которые строятся на базе данной метамодели,  $Ob^B$  – класс объектов категории  $B$ ,  $Mor^B$  – класс морфизмов категории  $B$ ;  $\Phi_{Ob^A}^{Ob^B}$  – база правил трансформации элементов класса объектов категории  $A$  в элементы класса объектов категории  $B$ ,  $\Phi_{Mor^A}^{Mor^B}$  – база правил трансформации элементов класса морфизмов категории  $A$  в элементы класса морфизмов категории  $B$ .

Существуют два основных подхода к воплощению модели (2) в виде конкретных технологий и средств конвертирования моделей ИС друг в друга. Первый подход заключается в экспериментальном доказательстве возможности отображения ВМ ИС, построенной на основе категории  $A$ , в ВМ ИС, построенную на основе категории  $B$ . Второй подход заключается в теоретическом доказательстве возможности существования ковариантного функтора в том случае, если тезаурусы категорий  $A$  и  $B$  имеют хотя бы один общий элемент. В работе [11] показано использование второго подхода при формировании обобщенного ковариантного функтора, описывающего процесс проектирования распределенных баз данных ИС, причем решение приведено в виде обобщенного алгоритма. Однако этот алгоритм сформулирован с учетом единой природы, а следовательно, и единого тезауруса категорных представлений моделей ИС и ее базы данных. В общем случае такое утверждение несправедливо, поскольку для проектирования обеспечивающей части ИС одновременно может использоваться структурный и объектный подходы к моделированию ИС.

#### Постановка задачи исследования

Практика разработки ИС различного назначения показывает, что наиболее серьезные противоречия при совместном использовании структурного и объектного подходов к моделированию ИС возникают при стыковке информационного и программного комплексов ИС.

Информационный комплекс представляет собой совокупность интегрированных информационных, программных, технических, организационных и лингвистических решений, обеспечивающих требуемые условия приема, длительного хранения информации и выдачи ее пользователям. Основу данного комплекса составляют решения по структуре базы данных ИС, организации запросов на выдачу данных и процедур ввода данных в базу. Программный комплекс следует рассматривать как объединение интерфейсного и расчетного комплексов. Представляет собой совокупность интегрированных программных, информационных, технических и лингвистических решений, обеспечивающих требуемые условия взаимодействия пользователей с проектируемой ИС и реализацию бизнес-логики, адекватную реальным бизнес-процессам объекта автоматизации. Основу данного комплекса составляют, как правило, программные продукты, реализующие ввод, обработку и отображение необходимой пользователю информации. Основные затруднения в ходе их стыковки возникают в ходе разработки и корректировки по результатам тестирования многочисленных локальных реализаций отдельных элементов программного комплекса, для чего требуется довольно большое количество времени.

Для описания информационного комплекса наиболее часто используют визуальные диаграммы «сущность – связь» (Entity-Relation Diagram, ERD). Данные диаграммы являются наиболее распространенными и присутствуют в реализациях подавляющего большинства структурных технологий визуального моделирования ИС [4, 6].

Для описания программного комплекса используются визуальные модели, среди которых наиболее значимой является диаграмма классов (ДК). Данная диаграмма также является одной из наиболее распространенных среди визуальных моделей программных систем и присутствует в большинстве объектно-ориентированных технологий визуального моделирования ИС [3, 5].

В соответствии с изложенным выше представлением метамодели ИС в виде категории и различных ВМ ИС в виде подкатегорий данной категории и EERD, и ДК можно рассматривать как конкретные категории. Тогда проблему параллельного проектирования информационного и программного комплексов можно сформулировать как задачу детализации модели ковариантного функтора (2), описывающего отображение ДК в ERD.

$$\Phi_{ДК}^{ERD} = (G_{\Sigma(ДК)} = (Ob^{ДК}, Mor^{ДК}), \Phi_{Ob^{ДК}}^{Ob^{ERD}}, \Phi_{Mor^{ДК}}^{Mor^{ERD}}, G_{\Sigma(ERD)} = (Ob^{ERD}, Mor^{ERD})), (3)$$

где  $G_{\Sigma(ДК)}$  – категория структурированных множеств, которая используется для описания ДК,  $Ob^{ДК}$  – класс объектов категории  $G_{\Sigma(ДК)}$ ;  $Mor^{ДК}$  – класс морфизмов категории  $G_{\Sigma(ДК)}$ ;  $G_{\Sigma(ERD)}$  – категория структурированных множеств, которая используется для описания ERD;  $Ob^{ERD}$  – класс объектов категории  $G_{\Sigma(ERD)}$ ,  $Mor^{ERD}$  – класс морфизмов категории  $G_{\Sigma(ERD)}$ ,  $\Phi_{Ob^{ДК}}^{Ob^{ERD}}$  – база правил трансформации элементов класса объектов категории  $G_{\Sigma(ДК)}$  в элементы класса объектов категории  $G_{\Sigma(ERD)}$ ,  $\Phi_{Mor^{ДК}}^{Mor^{ERD}}$  – база правил трансформации элементов класса морфизмов категории  $G_{\Sigma(ДК)}$  в элементы класса морфизмов категории  $G_{\Sigma(ERD)}$ .

При этом схема отображения ДК в ERD, аналогично выражению (1), будет иметь вид

$$\begin{array}{ccc} Алф(ДК) & \rightarrow & Алф(ERD) \\ \uparrow & & \downarrow \\ ДК & \rightarrow & ERD \end{array} \quad (4)$$

где  $Алф(ДК)$  – формализованное описание алфавита конкретной ДК,  $Алф(ERD)$  – формализованное описание алфавита конкретной ERD.

Следовательно, для отображения ДК в ERD необходимо

- разработать формализованное описание алфавита ДК,
- разработать формализованное описание алфавита ERD,
- выделить общие элементы формализованных описаний алфавитов ДК и ERD,
- исходя из описаний общих элементов определить условия отображения ДК в ERD,
- согласовать формализованные описания общих элементов алфавитов ДК и ERD;
- сформулировать общие правила отображения ДК в ERD.

При этом основное внимание уделяется проблемам разработки формализованных описаний ДК и ERD и выделению общих элементов данных описаний как базиса для последующего определения формализованного описания отображения ДК в ERD.

#### Изложение материала исследования

Описание ДК в общем случае можно рассматривать как кортеж вида

$$ДК = \langle T, R \rangle, \quad (5)$$

где  $T$  – множество типов ДК,  $R$  – множество наборов связей (отношений элементов) ДК. При этом множество  $T$  в свою очередь определяется как совокупность подмножеств

$$T = T^{const} \cup T^{var}, \quad (6)$$

где  $T^{const}$  – подмножество типов ДК, предопределенных в языке моделирования ДК (таким

языком в исследовании является UML),  $T^{user}$  – подмножество типов, определяемых пользователями ДК (проектировщиками программного комплекса).

Такое описание позволяет рассматривать совокупность классов, определенных в ДК проектировщиками программного комплекса как подмножество, входящее в подмножество  $T^{user}$ . Например, класс  $C_k$  из множества классов программного комплекса ( $C$ ) может быть описан так

$$C_k \in (C) \subseteq T^{user} = \langle n_{C_k}, H_{C_k}, O_{C_k} \rangle, \quad (7)$$

где  $n_{C_k}$  – имя класса  $C_k$ ,  $H_{C_k}$  – описание класса  $C_k$ ,  $O_{C_k}$  – множество объектов класса  $C_k$ .

В свою очередь описание класса  $H_{C_k}$  может быть представлено как кортеж вида

$$H_{C_k} = \langle A_{C_k}, F_{C_k} \rangle, \quad (8)$$

где  $A_{C_k} = \{a_{C_k}^j\}, j = 0, N$  – множество атрибутов класса  $C_k$ ;  $F_{C_k}$  – множество операций класса  $C_k$ .

Каждый атрибут  $a_{C_k}^j$  из множества  $A_{C_k}$  может быть описан кортежем вида

$$a_{C_k}^j = \langle n_{C_k}^j, T_j \rangle, \quad (9)$$

где  $n_{C_k}^j$  – имя  $j$ -го атрибута класса  $C_k$ ;  $T_j$  – тип  $j$ -го атрибута класса  $C_k$ .

Формализованное описание множества операций  $F_{C_k}$  класса  $C_k$  не является предметом рассмотрения данного исследования.

Множество объектов класса  $O_{C_k} = \{o_{C_k}^i\}, i = 1, 2, \dots$  в общем случае бесконечно, однако в каждой конкретной реализации ДК в виде программного комплекса это множество будет конечным, поскольку реализуется на ЭВМ с конечным объемом памяти. При этом каждый элемент данного множества определяется кортежем вида

$$o_{C_k}^i = \langle v_{C_k}^{ij} \rangle, \quad (10)$$

где  $v_{C_k}^{ij}$  – значение  $j$ -го атрибута  $i$ -го объекта класса  $C_k$ .

Множество наборов связей  $R$  ДК наиболее целесообразно рассматривать как множество отношений между классами  $C_a$  и  $C_b$ , поскольку классы являются наиболее многочисленными элементами множества  $T$ . Тогда каждый элемент множества  $R$  можно описать кортежем следующего вида

$$R_{C_b}^{C_a} \in R = \langle n_R, A_{C_a}^R, A_{C_b}^R, Pow_{C_a}^R, Pow_{C_b}^R, S_{C_a}^R, S_{C_b}^R \rangle, \quad (11)$$

где  $R_{C_b}^{C_a}$  – элемент множества наборов связей  $R$  ДК,  $n_R$  – имя связи  $R_{C_b}^{C_a}$ ,  $A_{C_a}^R$  – подмножество атрибутов класса  $C_a$ , который участвует в образовании связи  $R_{C_b}^{C_a}$ ,  $A_{C_b}^R \subseteq A_{C_b}$ ,  $A_{C_b}^R$  – подмножество атрибутов класса  $C_b$ , который участвует в образовании связи  $R_{C_b}^{C_a}$ ,  $A_{C_b}^R \subseteq A_{C_b}$ ;  $Pow_{C_a}^R$  – мощность связи  $R_{C_b}^{C_a}$  для класса  $C_a$ ;  $Pow_{C_b}^R$  – мощность связи  $R_{C_b}^{C_a}$  для класса  $C_b$ ;  $S_{C_a}^R$  – степень участия объектов класса  $C_a$  в образовании связи  $R_{C_b}^{C_a}$ ,  $S_{C_b}^R$  – степень участия объектов класса  $C_b$  в образовании связи  $R_{C_b}^{C_a}$ .

Мощность связи для класса  $C_k$  определяется как количество элементов множества объектов  $O_{C_k}$ , которые могут участвовать в образовании связи

В ДК среди всего множества связей выделяют такие подмножества, определяемые типами связей между классами

$$R = \{R_{C_a C_b}^{\alpha}\} = R^a \cup R^g \cup R^d, \quad (12)$$

где  $R^a$  – подмножество связей типа «ассоциация»,  $R^g$  – подмножество связей типа «обобщение»,  $R^d$  – подмножество связей типа «зависимость». При этом подмножество  $R^a$  также может быть представлено как совокупность подмножеств связей

$$R^a = R^{comp} \cup R^{agr} \cup R^{oth}, \quad (13)$$

где  $R^{comp}$  – подмножество связей типа «композиция»;  $R^{agr}$  – подмножество связей типа «агрегация»;  $R^{oth}$  – подмножество связей, типы которых не относятся ни к одному из перечисленных выше типов

Для подмножеств из выражения (12) должно выполняться условие

$$R^{comp} \cap R^{agr} \cap R^{oth} = \emptyset \quad (14)$$

Однако различие типов связей между классами требует выделения условий существования связей каждого из рассматриваемых типов. Определим эти условия. Так, связь типа «агрегация»  $R_{C_a C_b}^{C_a} \in R^{agr}$  будет существовать, если выполняется условие

$$a_{C_a}^j \in A_{C_a} = \langle n_{C_a}^j, T_j \rangle, T_j = C_b \in (C). \quad (15)$$

Связь типа «композиция»  $R_{C_a C_b}^{C_a} \in R^{comp}$  будет существовать, если

$$\begin{cases} a_{C_a}^j \in A_{C_a} = \langle n_{C_a}^j, T_j \rangle, T_j = C_b \in (C) \\ \exists o_{C_a}^j, j = 1, 2, \\ \exists v_{C_a}^j \\ v_{C_a}^j = o_{C_b}^j \end{cases} \quad (16)$$

Связь типа «обобщение»  $R_{C_a C_b}^{C_a} \in R^g$  будет существовать, если выполняется условие

$$\begin{cases} \exists C_a = \langle n_{C_a}, \langle A_{C_a}, F_{C_a} \rangle, O_{C_a} \rangle \\ o_{C_b}^j = \langle v_{C_a}^j \rangle \cup \langle v_{C_b}^j \rangle \\ F(o_{C_a}^j) = F(o_{C_b}^j) \\ F(o_{C_a}^j) \neq F(o_{C_b}^j) \end{cases} \quad (17)$$

где  $F$  – совокупность операций над объектами классов  $C_a$  и  $C_b$ , причем операции совокупности  $F$  не обязательно принадлежат данным классам

При этом для связей  $R_{C_a C_b}^{C_a} \in R^g$  характеристики  $Pol_{C_a}^R$  и  $S_{C_a}^R$  принимают значение 1.

Связь типа «обобщение»  $R_{C_a C_b}^{C_a} \in R^d$  будет существовать, если выполняется условие

$$\exists f_{C_b}^j \in F_{C_b} = f(o_{C_a}^j), \quad (18)$$

где  $f_{C_b}^j$  – операция, определенная при описании класса  $C_b$

Важной задачей является также получение формализованного описания ERD. Необходимо отметить, что подобные описания были предметом разработки большого количества научных исследований. Поэтому формализованное описание ERD разрабатывается в данном

исследованиями только для поиска общих элементов формализованных описаний алфавитов ДК и ERD, обуславливающих возможность отображения ДК в ERD

С учетом поставленных целей ERD можно формально описать кортежем вида

$$ERD = \langle E, R, D \rangle, \quad (19)$$

где  $E = \{E_i\}$  – множество сущностей ERD,  $i = 1, l$ ,  $R = \{R_j\}$  – множество связей, определенных на сущностях множества  $E$  и элементах этих сущностей,  $i = 1, n$ ;  $D = \{D_l\}$  – множество доменов, определенных в ERD,  $l = 1, p$ .

Каждая сущность из множества  $\{E_i\}$  может быть также описана кортежем вида

$$E_i = \langle n_{E_i}, Tit_{E_i}, B_{E_i} \rangle, \quad (20)$$

где  $n_{E_i}$  – имя сущности  $E_i$ ,  $Tit_{E_i}$  – заголовок сущности  $E_i$ ;  $B_{E_i} = \{e_{E_i}^k\}, k = 1, 2, \dots$  – тело сущности  $E_i$ ;  $e_{E_i}^k$  –  $k$ -й экземпляр сущности  $E_i$ .

Заголовок  $Tit_{E_i}$  сущности  $E_i$  в свою очередь может быть описан кортежем вида

$$Tit_{E_i} = \langle atr_{E_i}^j \rangle \subseteq Attr_{E_i}, \quad (21)$$

где  $Attr_{E_i}$  – множество атрибутов, используемых для формирования заголовков всего множества сущностей  $E$ ;  $atr_{E_i}^j$  –  $j$ -й атрибут, который используется для описания заголовка сущности  $E_i$ .

Каждый атрибут  $atr_{E_i}^j$  сущности  $E_i$  может быть описан кортежем вида

$$atr_{E_i}^j = \langle n_{E_i}^j, D_{E_i}^j \rangle, \quad (22)$$

где  $n_{E_i}^j$  – имя атрибута  $atr_{E_i}^j$ ;  $D_{E_i}^j$  – домен атрибута  $atr_{E_i}^j$ , причем  $D_{E_i}^j \in D$ .

Необходимо отметить, что любой атрибут в ERD может принимать только атомарные, неделимые (для ERD) значения. Каждый экземпляр сущности  $e_{E_i}^k$  может быть описан кортежем вида

$$e_{E_i}^k = \langle val_{E_i}^{kj} \rangle, \quad (23)$$

где  $val_{E_i}^{kj}$  – значение, которое принимает в экземпляре сущности  $e_{E_i}^k$  атрибут  $atr_{E_i}^j$ , используемый для описания заголовка сущности  $E_i$ . При этом  $val_{E_i}^{kj} \in D_{E_i}^j$ .

Связью  $R_j \in R$  в ERD принято называть именованную значащую ассоциацию между двумя сущностями или сущности с самой собой. В общем случае связь  $R_j \in R$  между сущностями  $E_m$  и  $E_n$  может быть описана кортежем вида

$$R_j = \langle n_{R_j}, Attr_{E_m}^{R_j}, Attr_{E_n}^{R_j}, Pow_{E_m}^{R_j}, Pow_{E_n}^{R_j}, S_{E_m}^{R_j}, S_{E_n}^{R_j} \rangle, \quad (24)$$

где  $n_{R_j}$  – имя связи  $R_j$ ;  $Attr_{E_m}^{R_j} \subseteq Attr_{E_m}$  – подмножество атрибутов сущности  $E_m$ , участвующих в образовании связи  $R_j$ ;  $Attr_{E_n}^{R_j} \subseteq Attr_{E_n}$  – подмножество атрибутов сущности  $E_n$ , участвующих в образовании связи  $R_j$ ;  $Pow_{E_m}^{R_j}$  – мощность связи  $R_j$  для сущности  $E_m$  (количество экземпляров  $e_{E_m}^k \in B_{E_m}$ , участвующих в образовании связи  $R_j$ );  $Pow_{E_n}^{R_j}$  – мощность связи  $R_j$  для сущности  $E_n$  (количество экземпляров  $e_{E_n}^k \in B_{E_n}$ , участвующих в образовании связи  $R_j$ );

$S_{E_m}^{R_i}$  – степень участия сущности  $E_m$  в связи  $R_i$ , которая определяет обязательность участия экземпляров  $e_{E_m}^k \in B_{E_m}$  в связи  $R_i$ ;  $S_{E_n}^{R_i}$  – степень участия сущности  $E_n$  в связи  $R_i$ , которая определяет обязательность участия экземпляров  $e_{E_n}^k \in B_{E_n}$  в связи  $R_i$

Анализируя множество связей  $R = \{R_i\}$  по степени обязательности участия сущностей в образовании данных связей, можно рассмотреть данное множество как совокупность подмножеств

$$R = R^{00} \cup R^{10} \cup R^{11}, \quad (25)$$

где  $R^{00}$  – подмножество связей, необязательных со стороны сущностей  $E_m$  и  $E_n$ ;  $R^{10}$  – подмножество связей, обязательных со стороны сущности  $E_n$  и необязательных со стороны сущности  $E_m$ ;  $R^{11}$  – подмножество связей, обязательных со стороны сущностей  $E_m$  и  $E_n$ .

Тогда условия принадлежности связи  $R_i$  к одному из рассмотренных выше подмножеств, выделенных по степени обязательности участия сущностей в образовании данной связи, определяются следующим образом

$$R_i \in R^{00} \text{ при условии } \begin{cases} S_{E_m}^{R_i} = 0; \\ S_{E_n}^{R_i} = 0; \end{cases}, R_i \in R^{10} \text{ при условии } \begin{cases} S_{E_m}^{R_i} = 1; \\ S_{E_n}^{R_i} = 0; \end{cases}, \quad (26)$$

$$R_i \in R^{11} \text{ при условии } \begin{cases} S_{E_m}^{R_i} = 1; \\ S_{E_n}^{R_i} = 1; \end{cases}, \quad (27)$$

причем

$$S_{E_k}^{R_i} = \begin{cases} 1 \text{ если } \exists e_{E_k}^l \in B_{E_k}; \\ 0 \text{ в противном случае.} \end{cases} \quad (28)$$

Анализируя наиболее распространенные типы связей, образующих множество  $R = \{R_i\}$ , выделенные по количеству участвующих в образовании экземпляров сущностей, данное множество можно описать следующим образом

$$R = R^{om} \cup R^{nm}, \quad (29)$$

где  $R^{om}$  – подмножество связей типа «один – ко многим»,  $R^{nm}$  – подмножество связей типа «многие – ко многим». Связь типа «один – к одному» в данном случае рассматривается как частный случай связи типа «один – ко многим»

Тогда условия принадлежности связи  $R_i$  к одному из рассмотренных выше подмножеств, выделенных по количеству участвующих в образовании экземпляров сущностей, определяются так

$$R_i \in R^{om} \text{ при условии } \begin{cases} Pow_{E_m}^{R_i} = 1; \\ Pow_{E_n}^{R_i} = k, k = 1, p; \end{cases}, R_i \in R^{nm} \text{ при условии } \begin{cases} Pow_{E_m}^{R_i} = k, k = 1, p; \\ Pow_{E_n}^{R_i} = l, l = 1, p; \end{cases}, \quad (30)$$

Для ERD в нотации IDEFIX нет возможности обозначать степень участия сущности со стороны "много", и, при переходе от логической модели данных к физической, подмножество связей  $R^{nm}$  отображается в подмножество связей  $R^{om}$ .

Чтобы получить детальное описание связей типа «один – ко многим», введем понятие первичного ключа  $PK_{E_i}$  для сущности  $E_i$ :

$$PK_{E_i} = Attr_{E_i}^{PK} \subseteq Attr_{E_i}, \quad (31)$$

где  $Attr_{E_i}^{PK} = \langle attr_{E_i}^{jPK} \rangle$  – подмножество атрибутов, образующих первичный ключ для сущности  $E_i$ . Элементы данного подмножества выделяются по следующему условию

$$\begin{cases} val_{E_i}^{kPK} = \{val_{E_i}^{kjPK}\} \subseteq \langle val_{E_i}^{kj} \rangle; val_{E_i}^{kjPK} \neq \emptyset; r(Attr_{E_i}^{PK}) \rightarrow \min: \\ val_{E_i}^{kPK} \neq val_{E_i}^{lPK} \text{ если } k \neq l; \\ val_{E_i}^{kPK} = val_{E_i}^{lPK} \text{ если } k = l. \end{cases} \quad (32)$$

где  $val_{E_i}^{kPK}$  – значение первичного ключа для экземпляра сущности  $e_{E_i}^k$ ,  $val_{E_i}^{kjPK}$  – значение  $i$ -го атрибута, который участвует в образовании первичного ключа, присутствующее в экземпляре сущности  $e_{E_i}^k$ ;  $r(Attr_{E_i}^{PK})$  – функция, определяющая мощность подмножества атрибутов  $Attr_{E_i}^{PK}$ , образующих первичный ключ сущности  $E_i$ .

По аналогии с определением первичного ключа введем понятие внешнего ключа  $FK_{E_m}$  для некоей сущности  $E_m$ . Такой ключ можно описать выражением

$$FK_{E_m} = Attr_{E_m}^{FK} \subseteq Attr_{E_m}, \quad (33)$$

где  $Attr_{E_m}^{FK} = \langle attr_{E_m}^{jFK} \rangle$  – подмножество атрибутов, образующих первичный ключ для сущности  $E_m$ . Элементы данного подмножества выделяются по условию

$$\begin{cases} \exists E_n, \text{ причем для } e_{E_n}^k \in B_{E_n} \exists e_{E_m}^l \in B_{E_m}; \\ \{val_{E_n}^{kPK} = val_{E_m}^{lFK}; val_{E_n}^{kPK} = \{val_{E_n}^{kjPK}\}; val_{E_m}^{lFK} = \{val_{E_m}^{ljFK}\}; \\ val_{E_m}^{ljFK} \in D^j; val_{E_n}^{kjPK} \in D^j; D^j \in D, j = 1, t; \end{cases} \quad (34)$$

где  $val_{E_n}^{kPK}$  – значение первичного ключа для экземпляра сущности  $e_{E_n}^k$ ,  $val_{E_m}^{lFK}$  – значение вторичного ключа для экземпляра сущности  $e_{E_m}^l$ ;  $val_{E_n}^{kjPK}$  – значение  $j$ -го атрибута, который участвует в образовании первичного ключа, присутствующее в экземпляре сущности  $e_{E_n}^k$ ;  $val_{E_m}^{ljFK}$  – значение  $j$ -го атрибута, который участвует в образовании внешнего ключа, присутствующее в экземпляре сущности  $e_{E_m}^l$ ,  $D^j$  – домен атрибутов  $attr_{E_n}^{jPK}$  и  $attr_{E_m}^{jFK}$ .

Тогда выражение (24) для связи из подмножества  $R^{om}$  можно преобразовать

$$R_i^{om} = \langle n_{R_i}, FK_{E_m}^{R_i}, PK_{E_n}^{R_i}, Pow_{E_m}^{R_i}, Pow_{E_n}^{R_i}, S_{E_m}^{R_i}, S_{E_n}^{R_i} \rangle, \quad (35)$$

при условии

$$\begin{cases} Pow_{E_m}^{R_i} \geq 1; \\ Pow_{E_n}^{R_i} = 1. \end{cases} \quad (36)$$

Связь  $R_i^{om}$  будет обязательной со стороны сущности  $E_n$ , если выполняется условие  $S_{E_n}^{R_i} = 1$ . Связь  $R_i^{om}$  будет идентифицирующей, если верно условие

$$\begin{cases} FK_{E_n}^{R_i} \subseteq PK_{E_n}^{R_i}; \\ S_{E_n}^{R_i} = 1. \end{cases} \quad (37)$$

При этом сущность  $E_n$  является слабой сущностью (ее первичный ключ не может быть определен без участия экземпляра сущности  $E_n$ ), а  $E_n$  – сильной сущностью (при условии, что она не является слабой сущностью в другой связи)

Рассмотрим в качестве общих элементов двух алфавитов классы ДК, с одной стороны, и сущности ERD – с другой. Описания указанных элементов имеют одинаковую структуру. Однако, детализируя описание классов и сущностей, можно увидеть, что некоторое подмножество  $A_C$  множества  $A_C$  атрибутов ДК не может быть адекватно отображено в множестве  $A_{ERD}$  атрибутов ERD. Это связано с тем, что атрибут в ERD обязан быть атомарной единицей, а в ДК атрибут может иметь тип  $T_j = C_k \in (C)$  и не являться атомарным.

Таким образом, ДК можно отобразить в ERD только в том случае, когда  $T_j$ , определенные для всей ДК, возможно отобразить в  $D'$ , определенные для всей ERD.

### Выводы и перспективы дальнейших исследований

Из сказанного следует вывод о возможности существования баз правил  $\Phi_{Ob^B}^{Ob^A}$  и  $\Phi_{Mor^A}^{Mor^B}$ , которые однозначно определяют бы соответствие заранее заданных элементов ДК и ERD. Данные базы правил основываются на общих элементах алфавитов ДК и ERD, а также на общих способах описания данных элементов. Кроме того, выделение общих элементов алфавитов описания ДК и ERD позволяет косвенно подтвердить возможность создания метамодели ИС и ее отдельных обеспечивающих комплексов, которая являлась бы унифицированным описанием ИС с различных точек зрения.

Рассмотренные в статье способы формализованного описания программного и информационного комплексов ИС на базе ДК и ERD являются базой для дальнейших исследований разработки описания правил и условий реализации отображения ДК в ERD и, как следствие, – разработки технологии параллельного проектирования программного и информационного комплексов ИС как наиболее важных компонентов подобных систем.

**Список литературы** 1. Кириллов В. Модель жизненного цикла автоматизированной системы: что выбрать? // Компьютеры + Программы. 1996. № 5. 2. Левыкин В.М., Евланов М.В., Пушкарёв А.Н. Технология проектирования обеспечивающих комплексов информационных управляющих систем // Радиотехника и информатика. 2003. № 1. С. 37-40. 3. Мацяшек Л.А. Анализ требований и проектирование систем. Разработка информационных систем с использованием UML. М.: Изд. дом «Вильямс», 2002. 432 с. 4. Маклаков С.В. Моделирование бизнес-процессов с BPMn 4.0. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. 224 с. 5. Богг У., Богг М. UML и Rational Rose. М.: Лорн, 2001. 582 с. 6. Калянов Г.Н. CASE-технологии. Консалтинг в автоматизации бизнес-процессов. М.: Горячая линия-Телеком, 2002. 320 с. 7. Черников А. Программирование бизнеса // Компьютерное обозрение. 2002. № 47. С. 40-46. 8. Фаулер М., Скотт К. UML в кратком изложении. Применение стандартного языка объектного моделирования. М.: Мир, 1999. 191 с. 9. Евланов М.В. Визначення лексики візуального моделювання інформаційних систем // Наук. вісник Інституту економіки та нових технологій. «Нові технології». Кременчук: ІЕНТ, 2004. № 1-2 (4-5). С. 204-208. 10. Левыкин В.М., Евланов М.В. Задача определения функторов между категорными моделями информационной системы // Проблемы бионики. 2003. Вып. 58. С. 62-67. 11. Левыкин В.М., Евланов М.В., Мухайрат Мохаммад. Концепция построения CASE-системы разработки информационных управляющих систем // АСУ и приборы автоматики. 2001. Вып. 114. С. 55-59.

*В. М. ШОКАЛО, д-р. техн. наук, А. А. ЖАТИЛО, канд. техн. наук,  
Ю А КОВАЛЬ, д-р. техн. наук, В. В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук,  
Г. В. НЕСТЕРЕНКО, канд. техн. наук, Д. А. ШЕЛКОВЕНКОВ*

## ПРИМЕНЕНИЕ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ В НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЯХ И УЧЕБНОМ ПРОЦЕССЕ КАФЕДРЫ ОРТ

Технологии и аппаратура СРНС становятся все более массово используемыми практически во всех областях деятельности, связанных с навигацией, геодинамическим и экологическим мониторингом, мониторингом подвижек и деформаций крупных сооружений, синхронизацией времени и частоты и т.п. По критерию эффективность/стоимость СРНС (GPS, ГЛОНАСС, в перспективе европейская система – GALILEO) не имеют конкурентов практически во всем спектре приложений, связанных с высокоточным определением местоположения.

Результаты многолетних исследований, проводимых на кафедре ОРТ ХНУРЭ по РМС времени и частоты, оказались востребованными в 80-х годах при создании СРНС ГЛОНАСС [1, 2] ЛНИРТИ (ныне – РИРВ), отвечающий за решение задач синхронизации наземного и космического сегментов ГЛОНАСС, разработал совместно с ХНУРЭ в этот период два поколения промышленной радиометеорной аппаратуры – 17-Н-91 (принята в эксплуатацию постановлением правительства СССР № 815-242 от 27 08 85 г.) и 17-Н-830 (прошла испытания в 1997–1998 гг.) Позднее, в рамках Национальной космической программы Украины, в ХНУРЭ продолжились работы по РМС (заказчик НИИРИ) [3].

С 2000 г. в учебном процессе и научных исследованиях и кафедры ОРТ нашли применение одноплатные GPS-приемники ACE II и G8 (см. табл. 1), а с 2002 г. – совместимый с G8 12-ти канальный GPS-приемник типа A12 (фирма Thales Navigation).

Таблица 1

	G8	ACE II	4000SSi	Acutime 2000
Фирма-производитель	Ashtech	Trimble		
Рабочая частота	L1 (1575.42 МГц)			
Количество каналов	8	8	12	12
Погрешность определения координат (C/A code / DGPS), м	40 / 3	25 / 2	10 / 0.5	40 / 1.5
Параметры импульса «1 секунда» длительность импульса, мкс погрешность синхронизации, мкс	1000 GPS ± 1	10 UTC ± 0,5	10 UTC ± 0.05	10 – 500000 UTC ± 0,05

После аппаратного сопряжения с ЭВМ и доработки ПО указанные GPS-приемники нашли применение в лабораторном практикуме по дисциплинам "Радионавигационные сети и системы синхронизации" и "Организационно-техническое обеспечение систем защиты информации". Для новых лабораторных задач разработан специализированный модем для сопряжения приемников G8 и A12 с GSM каналом. Параллельно с этим были проведены исследования погрешностей приемников при их использовании для измерения сдвига шкал времени [4]. Актуальность таких исследований объясняется применением СРНС для синхронизации в глобальном масштабе [5, 6], широким распространением одноплатных GPS-приемников и необходимостью оценок для них слагаемых погрешностей синхронизации, прежде всего систематической погрешности.

Результаты использования СРНС для регулярного сравнения национальной шкалы времени Украины UTC (UA) с международной шкалой координированного времени UTC и с национальной шкалой времени России UTC (SU) приведены в работе [7]. В работе [8] показано, что не исключенная систематическая погрешность привязки шкал времени односторонним методом, даже при использовании такого приемника, как Trimble 4000SSi, может составлять 0,5 мкс. Наличие существенных не исключенных систематических погрешностей

измерений при сравнении шкал времени было установлено и при исследованиях приемника сигналов GPS – ГЛОНАСС типа СН-3800 [9], что свидетельствует о необходимости проведения абсолютной или относительной калибровки приемников сигналов СРНС в случае их применения для высокоточного сравнения шкал времени

В основу исследований был положен метод «нулевой базы», основанный на размещении приемников и источника опорного сигнала в одном пункте [7]. Данный метод измерений позволяет исключить случайные погрешности, связанные с распространением радиоволн и неточностью определения координат пунктов, а также оценить систематические погрешности, вызванные аппаратурными задержками и отличными алгоритмами обработки информации. Измерения проводились в ННЦ ИМ с использованием шкалы UTC (UA). Структурная схема измерительного стенда представлена на рис. 1. Стенд позволяет измерять с дискретностью 1 нс интервалы времени между сигналами рабочей шкалы UTC (UA) и сигналами времени двух приемников ННЦ ИМ (геодезический прецизионный приемник 4000SSi и специализированный временной приемник Acutime 2000) и приемников ХНУРЭ (ACE II и G8). Основные технические характеристики исследуемых приемников представлены в табл. 1) Поскольку в приемнике 4000SSi существует возможность подключения внешнего опорного сигнала 5 МГц, измерения для этого приемника проводились для двух режимов: без внешнего опорного сигнала – 4000SSi/внутр, с внешним опорным сигналом от эталона – 4000SSi/внеш.

Благодаря наличию интерфейса канала общего пользования (КОП) и коммутатора, измерения полностью автоматизированы, а их результаты заносятся в память ПЭВМ.

Было произведено два цикла измерений. В первом цикле исследовались погрешности на сравнительно коротком интервале времени – по 1000 измерений для каждого из приемников с интервалом в 3 с. Во втором цикле проводились круглосуточные измерения на протяжении недельного периода. Для каждого из приемников по очереди с перерывом в 2 мин производилось по 10 измерений разности соответствующих шкал времени и выполнялось усреднение результатов измерений. Таким образом, за одни сутки накапливалось 240 усредненных измерений для каждого из приемников.

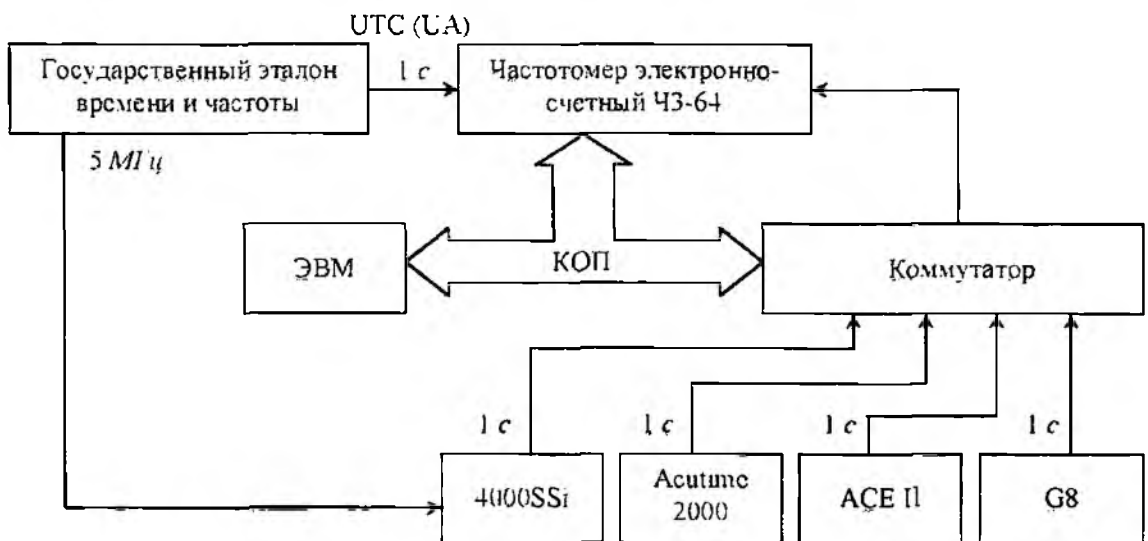


Рис. 1

В табл. 2 приведены результаты статистической обработки первого цикла измерений: оценки математического ожидания  $\overline{\Delta T}$  и оценки среднеквадратического отклонения (СКО)  $\sigma$

Таблица 2

Параметр	G8	ACE II	4000SSi/внутр	4000SSi/внеш	Acutime 2000
$\overline{\Delta T}$ , нс	810,7	1406,9	790,6	794,5	531,7
$\sigma$ , нс	55,43	92,4	16,6	0,55	22,9

Измерения первого цикла показали, что на коротких интервалах времени основной вклад в погрешность измерений вносят частотные нестабильности внутренних кварцевых генераторов приемников и различие их собственных частот. Об этом близкие к равномерному закону распределения гистограммы и существенное снижение оценки СКО до 0,55 нс для приемника 4000SSi при использовании внешнего высокостабильного источника.

Статистическая обработка результатов измерений второго цикла выполнялась как для каждого суточного сеанса измерений (первые 7 строк табл. 3), так и для полного недельного цикла (последняя строка табл. 3). В табл. 3 приведены результаты статистической обработки второго цикла измерений: оценки математического ожидания  $\overline{\Delta T}$  и оценки СКО ( $\sigma$ ), а также результат проверки гипотезы относительно гауссова закона распределения вероятностей результатов по критерию Колмагорова-Смирнова (оценка максимума модуля отклонения эмпирического закона от гипотетического – гауссова –  $P_{\text{норм}}$ )

Таблица 3

Номер суток	ACE II			G8			4000SSi/внеш		
	$\overline{\Delta T}$ , нс	$\sigma$ , нс	$P_{\text{норм}}$ , %	$\overline{\Delta T}$ , нс	$\sigma$ , нс	$P_{\text{норм}}$ , %	$\overline{\Delta T}$ , нс	$\sigma$ , нс	$P_{\text{норм}}$ , %
1	1466.4	104.4	> 20	835.5	40.9	> 20	795.5	19.1	< 1
2	1390.3	70.9	< 15	831.0	51.5	> 20	786.9	27.9	< 1
3	1453.3	69.2	< 5	849.3	37.1	> 20	768.8	0.65	< 1
4	1460.7	63.3	< 1	857.3	35.5	> 20	779.7	22.9	< 1
5	1459.0	69.2	< 1	856.3	39.3	> 20	806.2	14.3	< 1
6	1513.1	85.9	< 5	848.1	39.0	> 20	805.5	12.6	< 1
7	1469.3	61.8	< 1	854.9	32.7	> 20	798.2	17.0	> 20
1-7	1458.7	82.9	< 1	848.0	40.8	> 15	792,2	22.4	< 1

На рис. 11 представлены гистограммы распределений результатов измерений второго цикла. Во втором цикле измерений законы распределения гистограмм стали заметно отличаться от равномерных, ввиду проявления дополнительных источников погрешностей. Накопление результатов на длительных интервалах измерений позволяет снизить случайные ошибки. Например, оценки СКО математических ожиданий результатов семи суточных измерений  $\overline{\Delta T}$  составляют: для ACE II – 36,2 нс, для G8 – 10,4 нс, для 4000SSi/внеш – 13,8 нс.

Результаты оценок  $\overline{\Delta T}$  могут служить оценками систематических погрешностей измерений при сравнении шкал времени. Следует отметить существенное расхождение значений  $\overline{\Delta T}$  для различных типов приемников. Наиболее высокая стабильность результатов измерений получена у приемника 4000SSi, немного уступает ему приемник Acutime 2000. Существенно худшие параметры показали приемники ACE II и G8.

Проведенные исследования показали актуальность калибровки GPS приемников перед применением их для синхронизации мер времени и частоты. Для калибровки, кроме использованного метода «нулевой базы», можно использовать имитаторы сигналов СРНС [10] или альтернативные высокоточные методы измерения сдвига шкал времени, в частности – РМС.

О возможностях РМС для калибровки GPS приемников можно судить по результатам совместных измерений сдвигов шкал эталонов UTC(UA) и UTC(SU) в 2002 и 2003 гг. На рис. 4 в качестве примера приведены графики измерения сдвигов шкал двумя методами (рис. 4, а) и абсолютные значения разностей измерений GPS-РМС (рис. 4, б).

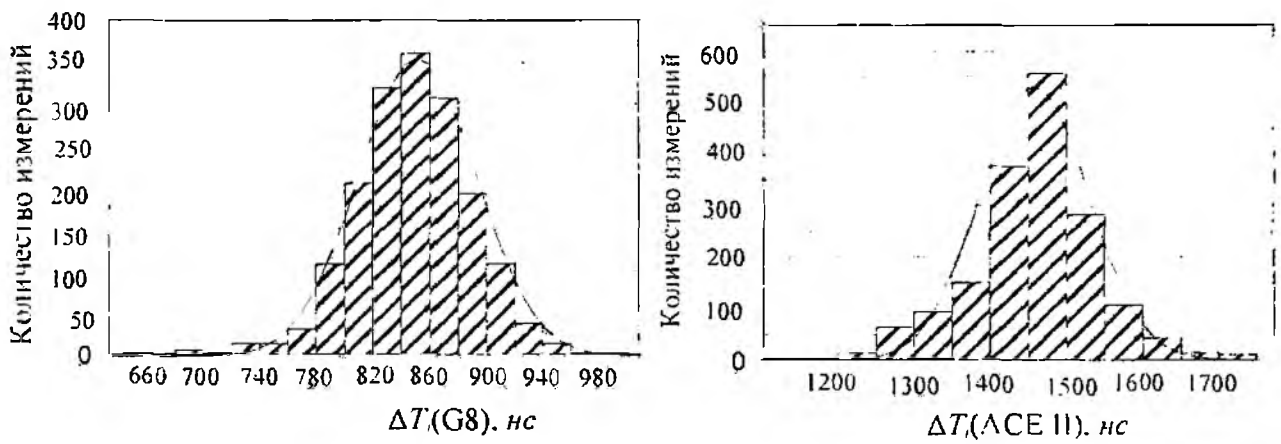


Рис. 3

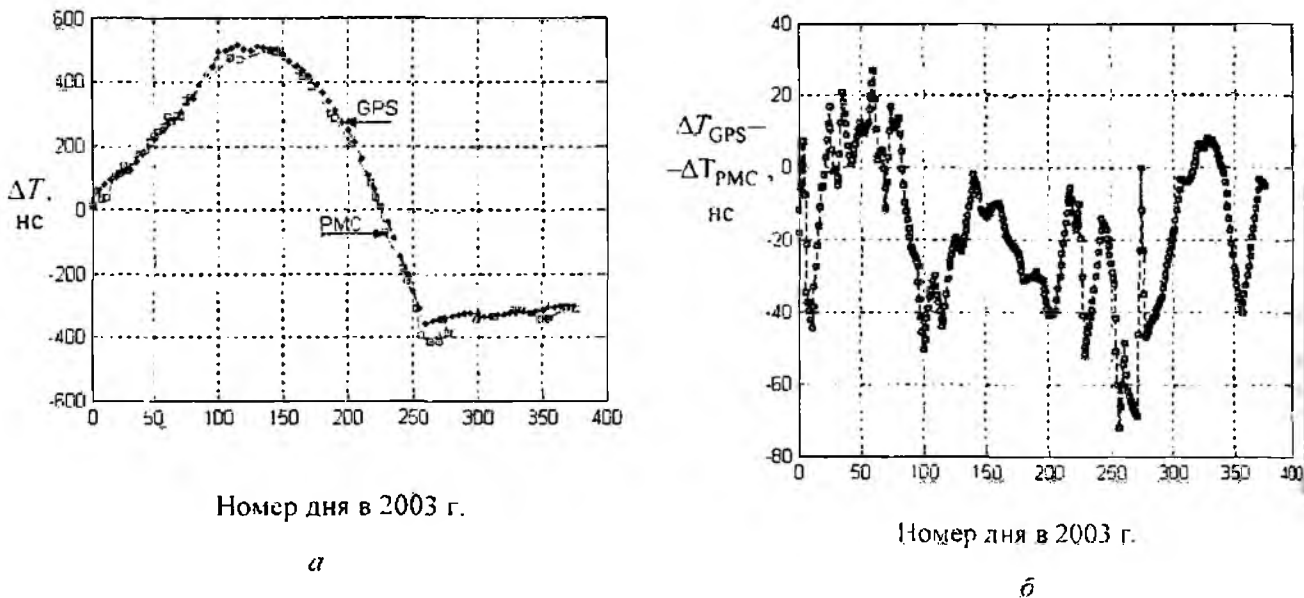


Рис. 4

Дальнейшим развитием работ по применению СРНС в научных исследованиях и учебном процессе явилось формирование на базе кафедры ОПТ научно-учебной лаборатории обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений. Создание лаборатории связано с развертыванием и успешным функционированием в Украине сети референчных перманентных IGS/EPN GPS-станций, работами по созданию национальной Системы космического навигационно-временного обеспечения Украины (СКНОВУ) и Государственной сети мониторинга ГНСС. Это обуславливает актуальность создания отечественной учебно-методической базы в области современных спутниковых навигационно-телекоммуникационных технологий.

В ходе работ по созданию лаборатории во взаимодействии с другими организациями Украины (ГАО НАН Украины и др.) предполагается разработать и внедрить отечественную технологию координатных определений высокой точности (дециметровой, сантиметровой и миллиметровой точности) по образцу европейской системы EUPOS. Это соответствует современной концепции развития дифференциальных сетевых WAD/VRS (Wide Area Differential/Virtual Reference Station) GPS подсистем оказания массовых информационных услуг геодезической съемки и различных приложений на основе сетей перманентных референчных станций с централизованной обработкой наблюдений станций и наблюдений приемников потребителей.

**Главные цели** создания лаборатории:

- ♦ создание новых высокоэффективных отечественных GNSS-технологий высокоточной

го определения местоположения (навигация, геодезическая и кадастровая съемка, геодинамика, проведение исследований и томографии ионосферы и тропосферы и др.),

- ♦ организация серийной (поточной) обработки наблюдений геодезических и навигационных GPS/GNSS приемников потребителей Украины с использованием покупного и собственного программного обеспечения (ПО), реализующего сетевые технологии обработки наблюдений,

- ♦ аттестация точностных и надежностных характеристик GPS/GNSS приемников

- ♦ специальная подготовка специалистов высшей квалификации в области спутниковой навигации и геодезии.

#### **Основные направления разработок и задачи лаборатории:**

1) создание аппаратно-программного комплекса для непрерывного наблюдения сигналов GPS/EGNOS и обработки и анализа измерительной информации,

2) создание методического обеспечения и реализация организационно-технических мероприятий по измерению, обработке и анализу (аттестации качества) измерительной информации GPS/GNSS приемников разных классов, серийной (текущей) обработке наблюдений геодезических и навигационных GPS/GNSS приемников потребителей, оценка качества навигационного обеспечения по сигналам GPS/EGNOS (в перспективе – и системы GALILEO) на территории Украины,

3) разработка отечественных сетевых дифференциальных широкозонных технологий точного определения местоположения, создание соответствующего программно-алгоритмического обеспечения обработки наблюдений сетей перманентных референциальных GPS/GNSS-станций и наблюдений потребителей,

4) разработка методических материалов и обучение заинтересованных групп GNSS-пользователей проведение тренингов, тематических семинаров и целевых курсов с привлечением ведущих специалистов Украины

В лаборатории запланированы и выполняются конкретные работы

- ♦ разработка и экспериментальная отработка спутниковых высокоточных навигационных SPA- и PPP-определений с использованием продуктов (координатно-временной информации) европейского центра CODE IGS и ГАО НАНУ,

- ♦ проведение спутниковых навигационных определений в следующих дифференциальных режимах

- традиционный DGPS – использованием RTCM SC-104 коррекций (субметровая точность местоопределения).

- широкозонной дифференциальной коррекции по сигналам EGNOS SBAS (метровая точность),

- мультиреференционной коррекции VBS (Virtual Base Station) OmniSTAR (субметровая точность местоопределения)

- ♦ прецизионное (сантиметровая точность) местоопределение по сигналам HP (High Performance) OmniSTAR (Нидерланды),

- ♦ прием, обработка и формирование дифференциальных коррекций с использованием широкозонных сообщений EGNOS SBAS (согласно документам SARPS ICAO) для учебных и исследовательских целей, проведение перманентных (или периодических) наблюдений спутников GPS и геостационарных спутников SBAS EGNOS, регистрация и преобразования наблюдений, их архивирование, исследование характеристик навигационного обеспечения с использованием сигналов и сообщений GPS и EGNOS – исследование точности, доступности, непрерывности и целостности навигационного обслуживания в заданных регионах Украины с применением ПО "PEGASUS" (Eurocontrol, ESA), ПО собственной разработки,

- ♦ послесеансная серийная (поточная) обработка и анализ "сырых" GPS/EGNOS-наблюдений геодезических и навигационных GPS/GNSS приемников потребителей Украины с использованием покупного ПО GrafNav/GrafNet (Waypoint Consulting Inc, Канада) и отечественного ПО ("ОСТАВА\_PPA" – разработка ГАО НАНУ), оказание услуг по обработке ин-

формации, проведение консультаций при координировании национального "Украинского Центра определения параметров вращения Земли (УЦПОЗ)" ГАО НАНУ,

- ◆ прецизионная синхронизация разнесенных эталонов частоты и времени,
- ◆ исследовательские работы по выполнению томографии ионосферы (построение региональных двумерных ионосферных карт TEC – Total Electron Content) и тропосферы (получение высокоточных текущих тропосферных задержек, выделение и отслеживание влажностной компоненты профиля показателя преломления тропосферы),
- ◆ поддержка и обеспечение проектирования измерительных систем (на основе сетей перманентных станций GPS/GNSS) прецизионной (мл-см) геодезической съемки, геодинимического мониторинга, мониторинга подвижек зданий и сооружений, точного (см-дм) определения координат мобильных (включая высокодинамичных) объектов

Для реализации запланированных работ приобретен комплекс специализированного GPS/EGNOS-оборудования приема и обработки навигационных сигналов GPS и широкозонных дифференциальных коррекций европейской системы EGNOS. В состав аппаратно-программного комплекса входят

- ◆ двухчастотная универсальная GPS/EGNOS/HP-станция (PROPAK-LB+HP-L1L2 Plus), NovAtel Inc (Канада), см рис 5, 6,
- ◆ одночастотный мобильный GPS/EGNOS навигационно-геодезический приемник Superstar II (SII) (комплект Development Kit) – NovAtel Inc. (Канада),
- ◆ программное обеспечение обработки GPS-наблюдений (GrafNav/GrafNet), Waypoint Consulting (Канада)

Для обеспечения работы универсальной двухчастотной базовой станции и одночастотного приемника приобретен также персональный компьютер с необходимыми характеристиками для решения задач управления работой станции, накопления измерительной информации, обработки наблюдений и др. В качестве внешнего генератора GPS/EGNOS-станции используются рубидиевые стандарты частоты и времени (СЧВ-74 и Ч1-69)

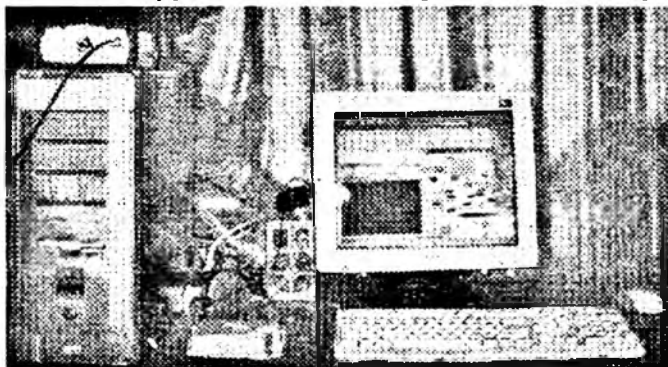


Рис 5



Рис 6

Развертывание GPS/EGNOS-станции приема и обработки навигационных сигналов GPS и широкозонных дифференциальных коррекций европейской системы EGNOS осуществлено на территории научно-учебного центра кафедры ОПТ. На крыше учебного корпуса создан основной антенный пост (см рис 6) с соблюдением основных требований и рекомендаций, предъявляемых к антенным сооружениям перманентных и базовых GPS/GNSS-станций. Планируется создать второй пост для выполнения работ по калибровке фазовых диаграмм направленности приемных GPS/GNSS антенн.

Кроме того, в состав аппаратно-программного GPS/EGNOS-комплекса лаборатории будут включены

- ◆ вычислительный кластер для обеспечения работы универсальной двухчастотной базовой GPS/EGNOS/HP-станции и обработки наблюдений других приемников,
- ◆ FTP-сервер для хранения и обеспечения доступа к измерительной информации базовой станции,
- ◆ WEB-сервер, обеспечивающий доступ к результатам обработки наблюдений

Указанное оборудование и программное обеспечение позволят обеспечить поддержку выполнения учебных и научно исследовательских работ

♦ существующего и планируемых к внедрению учебно-практических курсов по направлениям «Радионавигационные сети и системы синхронизации», «Спутниковые навигационные системы», «Интегрированные информационно-измерительные системы управления транспортом» (в обеспечение подготовки специалистов в рамках Комплексной программы ГИИС), «Спутниковая геодезия», «Спутниковые системы службы времени» и других,

♦ дипломных проектов и диссертационных работ,

♦ научно-исследовательских госбюджетных и хоздоговорных работ кафедр, учебных и научно-исследовательских подразделений университета по указанным направлениям

В результате создания научно-учебной лаборатории обработки и анализа GPS/GNSS наблюдений планируется

1) создание аппаратно-программного комплекса для наблюдения сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) и обработки и анализа измерительной информации в составе

♦ двухчастотной универсальной GPS/EGNOS/HP-станции (приемник PROPAK-LB-LIL2 Plus, антенна GPS-600-LB, аксессуары),

♦ одночастотного мобильного GPS/EGNOS навигационно-геодезического приемника FlexPak SSII;

♦ программного обеспечения обработки кодовых и фазовых GPS наблюдений (GrafNav/GrafNet)

2) Разработка методик и программного обеспечения обработки и анализа (аттестации качества) измерительной информации GPS/GNSS приемников разных классов, серийной (текущей) обработки наблюдений геодезических и навигационных GPS/GNSS приемников потребителей

3) Разработка исследовательского программно-алгоритмического обеспечения обработки наблюдений сетей перманентных референциальных GPS/GNSS-станций и наблюдений потребителей, реализующего современные сетевые дифференциальные технологии точного позиционирования

4) Получение результатов обработки и анализа GNSS/EGNOS наблюдений и оценки характеристик GNSS/EGNOS на территории Украины

5) Разработка методических материалов для проведения в ХНУРЕ обучения заинтересованных групп GNSS-пользователей путем тренингов, тематических семинаров и целевых курсов обучения с привлечением ведущих специалистов Украины

Использование перечисленных результатов позволит достичь значительного эффекта в различных практических приложениях

♦ в геодезических работах, земельно-кадастровых съемках, координатной поддержке аэрофотограмметрических съемок, поддержке ГИС-технологий в Харькове и Харьковской области,

♦ мониторинге деформаций сложных технических сооружений, экологическом мониторинге (отслеживания сдвигов, карстовых процессов и т.д.),

♦ атмосферных исследованиях (непрерывной томографии ионосферы и тропосферы),

♦ гидрографической съемке (на реках и в прибрежной зоне морей);

♦ исследованиях в таких областях, как геодинамика, изучение атмосферных процессов, метеорология и т.д.,

♦ решении задач аттестации навигационных систем аэрокосмических объектов и прецизионной орбитографии спутников

Для формирования задела по запланированным работам выполнены

♦ экспериментальная обработка наблюдений GPS-приемников Trimble 4000SSI, Trimble 4700, Trimble 5700, Ashtech ZXII, NovAtel OEM4-G2W, Septentrio PolaRx2 и некото-

рых других типов приемников с использованием экспериментального ПО "ОСТАВА\_PPA" (разработка ГАО НАНУ),

- ♦ оценка возможности установки на крыше учебного корпуса ХНУРЭ перманентной референционной GPS/EGNOS-станции (с опциями выдачи и приема нескольких типов высокоточных дифференциальных коррекций), влияние окружающей среды (в месте предполагаемой установки приемной антенны станции) оценивалось проведением и послесеансного анализа данных приемника Ashtech ZXII,

- ♦ научно-техническое обоснование и определение способов и средств оценки и мониторинга реальных параметров навигационного обеспечения по сигналам GPS/EGNOS и GALILEO в Украине на основе анализа европейского опыта, разработана методика контроля качества навигационного обеспечения по сигналам GPS/EGNOS на территории Украины,

- ♦ разработка алгоритмов и программного обеспечения определения местоположения потребителей с достижением дециметровой точности на всей территории Украины

### ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

СРНС	Спутниковые радионавигационные системы
РМС	Радиометеорный метод синхронизации
ЛНИРТИ	Ленинградский научно-исследовательский радиотехнический институт
ГЛОНАСС	Глобальная навигационная спутниковая система
РИРВ	Российский институт радионавигации и времени
НИИРИ	Научно-исследовательский институт радиотехнических измерений
ННЦ ИМ	Национальный научный центр "Институт метрологии"

Список литературы: 1. *Болотов И. М. Геворкян А. Г.* Развитие научно-технических основ СЕВ // Радионавигация и время 1992 № 1 С 50-52 2. *Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А., Кудюков С. Г.* Высокоточные радиометеорные системы сравнения эталонов времени и частоты // Радиотехника и информатика 1997 №1 С 9-18 3. *Ветичко О. М., Макаренко Б. І., Каминський В. Ю та ін.* Державна служба єдиного часу і еталонних частот – необхідний елемент розвитку наземної космічної інфраструктури України // Космічна наука і технологія 1997 Т 3 № 1/2 С 7–15 12 4. *Коваль Ю. А., Бавыкина В. В., Ткачук А. А. и др.* Исследование погрешности синхронизации мер времени и частоты с применением спутниковой радионавигационной системы GPS // Радиотехника. 2001 Вып. 122. С 95-105 5. *Шебанов А. А., Рабкин В. С., Горбунов В. И.* Синхронизация мер времени и частоты по сигналам спутниковых радионавигационных систем М.: Изд-во стандартов, 1992 128 с. 6. *Гужва Ю. Г., Геворкян А. Г., Богоданов П. П., Овчинников В. В.* Синхронизация часов по сигналам ГЛОНАСС // Радионавигация и время 1994. №1 С 11-14 7. *Сидоренко Г. С., Соловьев В. С., Ткачук О. О.* Використання сигналів супутникових радіонавігаційних систем для порівняння шкал часу // Космічна наука і технологія, 2001 Т 7 № 9. С. 77-82 8. *Соловьев В. С., Ткачук О. О., Клейман О. С та ін.* Оцінка похибок порівняння еталонних шкал часу за допомогою різних методів // Укр метрологічний журнал 1999 Вип. 3 С 5-8 9. *Дукьяненко Н. В., Клейман А. С., Ткачук А. А. и др.* Предварительные результаты метрологических исследований приемника сигналов GPS – ГЛОНАСС типа СН-3800 // Труды II Междунар науч-техн конф "Метрология – 99", Харьков, 5-7 октября 1999 г Т 1 С 93-95 10. *Соловьев Ю. А.* Системы спутниковой навигации М. Эко-Трендз. 2000 267 с

Харьковский национальный  
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 10.03.2006

*В.А. УСИН, о-р техн. наук, В.А. МАРКОВ, В.А. ГУБАРЬ, канд. техн. наук,  
В.А. КОВАЛЬЧУК, канд. техн. наук, Л.В. РОЖНЯТОВСКАЯ,  
А.В. УСИНА, канд. физ.-мат. наук, А.Б. ФИЛОНЕНКО*

## ОСНОВНЫЕ ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ БЛИЖНЕЗОННЫХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН.

### Ч. 1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ЛИНЕЙНЫХ И АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

#### Введение

Повышение требований к техническим характеристикам (ТХ) радиотехнических систем (РТС) различного целевого назначения обусловило широкое использование в них все более сложных антенных систем: фазированных антенных решеток (ФАР), активных ФАР, цифровых антенных решеток при соответствующем усложнении комплекса испытаний, проводимых с одним образцом, и обеспечении более жестких требований к точности и достоверности получаемых результатов.

Поэтому теория и техника измерений характеристик антенных устройств в последние десятилетия является одним из наиболее интенсивно развивающихся направлений теории и техники антенн. В отечественной и зарубежной периодике опубликованы сотни статей, изданы монографии [1 – 8], справочники [9, 10], обзоры [11 – 19], разработаны стандарты по антенным измерениям [20 – 22]. Однако в них отражены далеко не все достижения и тенденции в области антенных измерений, информация о которых может быть полезна специалистам, занимающимся разработкой и испытанием антенных устройств.

В настоящей статье рассмотрены новые методы определения характеристик антенн по измерениям поля в ближней зоне, основное внимание уделено вопросам повышения эффективности и расширения возможностей автоматизированных измерительных комплексов для оценки характеристик антенн.

#### Постановка задачи

Традиционные методы измерения диаграмм направленности (ДН) исследуемых антенн (ИА) непосредственно в дальней зоне становятся технически неприемлемыми из-за малой информативности и большой погрешности определения ДН, вызванной, прежде всего, влиянием подстилающей поверхности на результаты измерений. Это обусловлено тем, что поле волны, приходящей на раскрыт исследуемой антенны из дальней зоны (ДЗ), существенно отличается от поля плоской волны [23].

В качестве примера приведены результаты измерения амплитудного распределения (АР) (рис. 1) и фазового распределения (ФР) (рис. 2) в области расположения ИА на антенном полигоне при одной и той же схеме измерения в различное время года. АФР измерялось в вертикальной плоскости на горизонтальной поляризации (расстояние до источника сигнала 276 м,

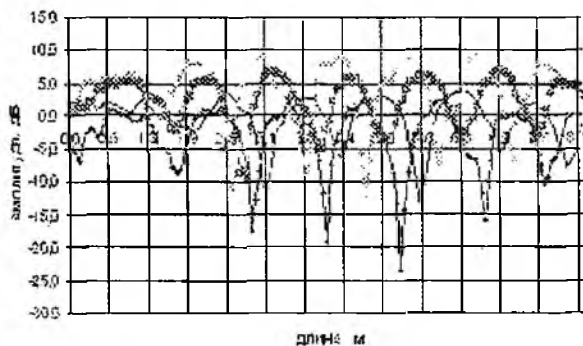


Рис 1

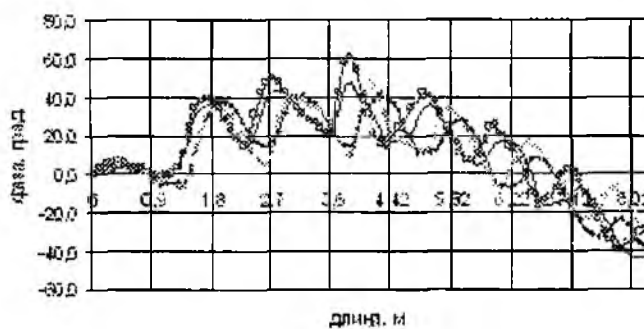


Рис 2

частота  $f=1$  ГГц, высота подъема передающей антенны 40 м, размер области измерения 8 м). В качестве приемной антенны использовался полуволновой вибратор.

Аналогичный вид (существенно отличающийся от поля плоской волны) имеют АФР в вертикальной и горизонтальной плоскостях на других частотах другой поляризации и т.д. Как видно, АФР в области размещения антенны (рабочей области) крайне неравномерное. Вследствие усредняющего действия апертуры ИА с приемлемой точностью можно определить лишь интегральные характеристики антенны (форму и направление главного максимума (НГМ) основного лепестка ДН, уровни первых боковых лепестков)

Поле, облучающее антенну из дальней зоны, имеет сложную интерференционную структуру, которая зависит от вида поляризации, высоты и размещения облучающей антенны, погодных условий, времени года, вида и состояния подстилающей поверхности. Это не позволяет провести настройку и контроль технического состояния антенн. В частности, для ФАР невозможно на системном уровне дать оценку технического состояния в целом, включая обтекатель и излучающие элементы, проводить отслеживание изменения АФР для его коррекции (возможен контроль только технического состояния элементов в каналах ФАР)

Существенным недостатком традиционного метода измерения параметров ИА в дальней зоне является сложность дефектоскопии, т.е. обнаружения причин, вызвавших отклонения параметров антенн от расчетных значений.

Эти обстоятельства послужили толчком к разработке принципиально новых методов определения параметров антенных устройств – голографических (амплифазометрических или апертурно-зондовых) методов [3, 7], которые основаны на измерении АФР ортогональных компонент электромагнитного поля в ближней зоне антенны с последующим расчетом параметров и восстановлением пространственной ДН и АФР на апертуре ИА. Голографический метод обеспечивает высокую точность измерений, детальную информацию о техническом состоянии для проведения настройки ИА, возможность проведения испытаний на заводе изготовителе и отсутствие зависимости от погодных условий.

Рассмотрим основные этапы голографического метода измерений

#### **Структурная схема автоматизированного измерительного комплекса (АИК)**

Основной объем измерений ближнего поля исследуемых антенн выполняется непосредственно вблизи ИА или в безэховой камере (БЭК) [3]

Реализация ближнезонных методов возможна только при использовании автоматизированных измерительных комплексов, структура которых должна в определенном смысле соответствовать структуре ИА

Рассмотрим структурную схему АИК для реализации голографического метода

В состав АИК должны входить

- механический сканер,
- устройство управления сканером,
- измерительный зонд (ИЗ),
- система измерения координат зонда,
- измеритель разности фаз и отношения уровней (амплифазометр),
- генераторное оборудование (измерительные генераторы (ИГ) СВЧ сигналов или синтезаторы частоты) соответствующего частотного диапазона,
- аппаратура для калибровки и аттестации комплекса (лазерный интерферометр, частотомер, эталонные аттенюаторы и фазовращатели),
- персональная ЭВМ (ПЭВМ),
- устройство сопряжения ПЭВМ с аппаратурой комплекса и антенными устройствами,
- эталонные антенны соответствующего частотного диапазона,
- тракт передачи опорного СВЧ сигнала,
- программное обеспечение для управления сканером и определения характеристик антенн по измеренному АФР поля в ближней зоне.

Обобщенную структурную схему АИК можно представить в следующем виде (рис 3)

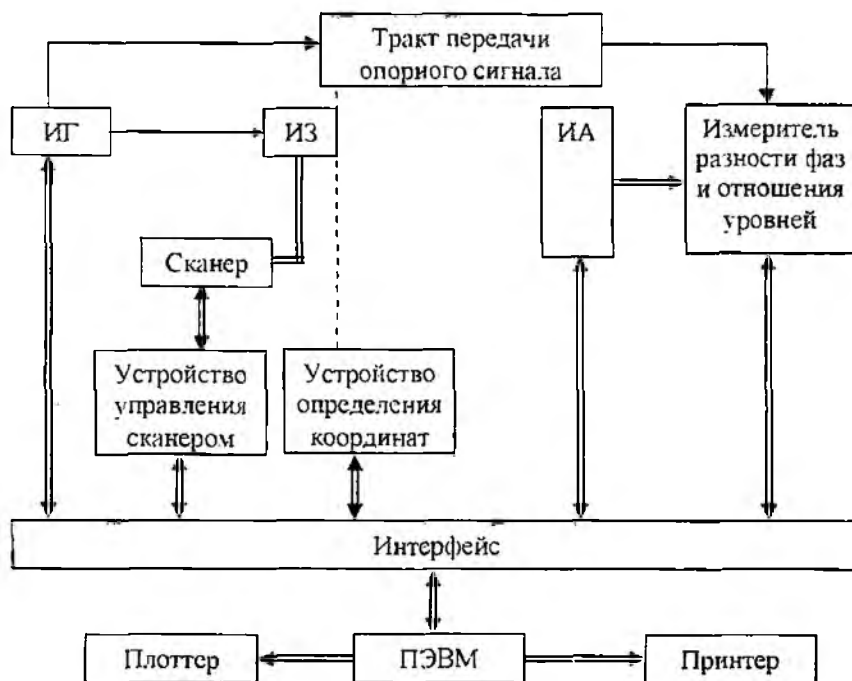


Рис 3

В качестве примера приведем характеристики автоматизированных измерительных комплексов ОАО «Укрспецтехника». Начиная с 1975 г. специалистами предприятия были разработаны, аттестованы и сданы в эксплуатацию ряд АИК [24]. Технические характеристики двух типовых АИК, разработанных ОАО «Укрспецтехника» в 1978-1990 гг. (главный конструктор Марков В. И.), приведены в таблице.

Параметры	АИК-1	АИК-2
Размеры рабочей зоны измерения АФР, м <sup>2</sup>	10 x 10	4 x 4,5
Среднеквадратическое отклонение (СКО) рабочей поверхности и сканирования от плоскости, мм	0,35	0,15
Скорость перемещения зонда, мм/с		
• по координате X	10 ÷ 50	10 ÷ 100
• по координате Y	150 ÷ 250	100 ÷ 200
Диапазон частот, ГГц	1 ÷ 6	1 ÷ 18
Суммарная среднеквадратическая ошибка измерения амплитуды в динамическом диапазоне, не более		
0 ÷ -20 дБ	0,2 дБ	0,2 дБ
-20 ÷ -50 дБ	0,5 дБ	0,5 дБ
Суммарная среднеквадратическая ошибка измерения фазы в динамическом диапазоне, град., не более:		
0 ÷ -20 дБ	3	3
-20 ÷ -50 дБ	6	6
Максимальный размер измеряемой матрицы АФР	512 x 512	512 x 512
Количество матриц АФР, измеряемых за один рабочий цикл	1 ÷ 16	1 ÷ 24

Программный комплекс обеспечивает:

- управление режимами работы АИК при измерении параметров ИА, сбор, регистрацию полученных результатов и занесение их в базы данных,
- расчет интегральных характеристик ИА: объемных амплитудных, фазовых, поляризационных и динамических ДН, пеленгационных характеристик, КУ, КНД, определение параметров ДН (ширину и координаты главного луча, уровни и координаты боковых лепестков, интегральный уровень фона в заданном секторе, крутизну пеленгационной характеристики (ПХ) и т.д.),

- вывод результатов измерений и обработки на дисплей или принтер, работу с файлами (экспорт и импорт в различных форматах) и графиками (наложение, совмещение, масштабирование, пример формы представления результатов приведен на рис 4-6),

- учет и компенсацию аппаратных погрешностей АИК (систематического отклонения зонда от измерительной поверхности, характеристик измерительного зонда и амплифазометра),

- выполнение технологических операций (для автоматизации процесса поверки АИК и последующей компенсации систематических составляющих погрешности аппаратуры, определения необходимости и частоты проведения калибровок с помощью введенных в состав аппаратуры АИК вспомогательных измерительных каналов)

На рис. 4 приведены сечения измеренного АР ближнего поля (рис 4, а), ФР (рис 4, б), топология ДН в дальней зоне (рис. 4, в) и объемное изображение ДН (рис. 4, г). На рис 5 изображены азимутальное сечение ДН (рис 5, а), угломестное (рис 5, б), топология АР ближнего поля антенны (рис 5, в) и пространственное распределение амплитуды. Протокол испытаний приведен на рис 6

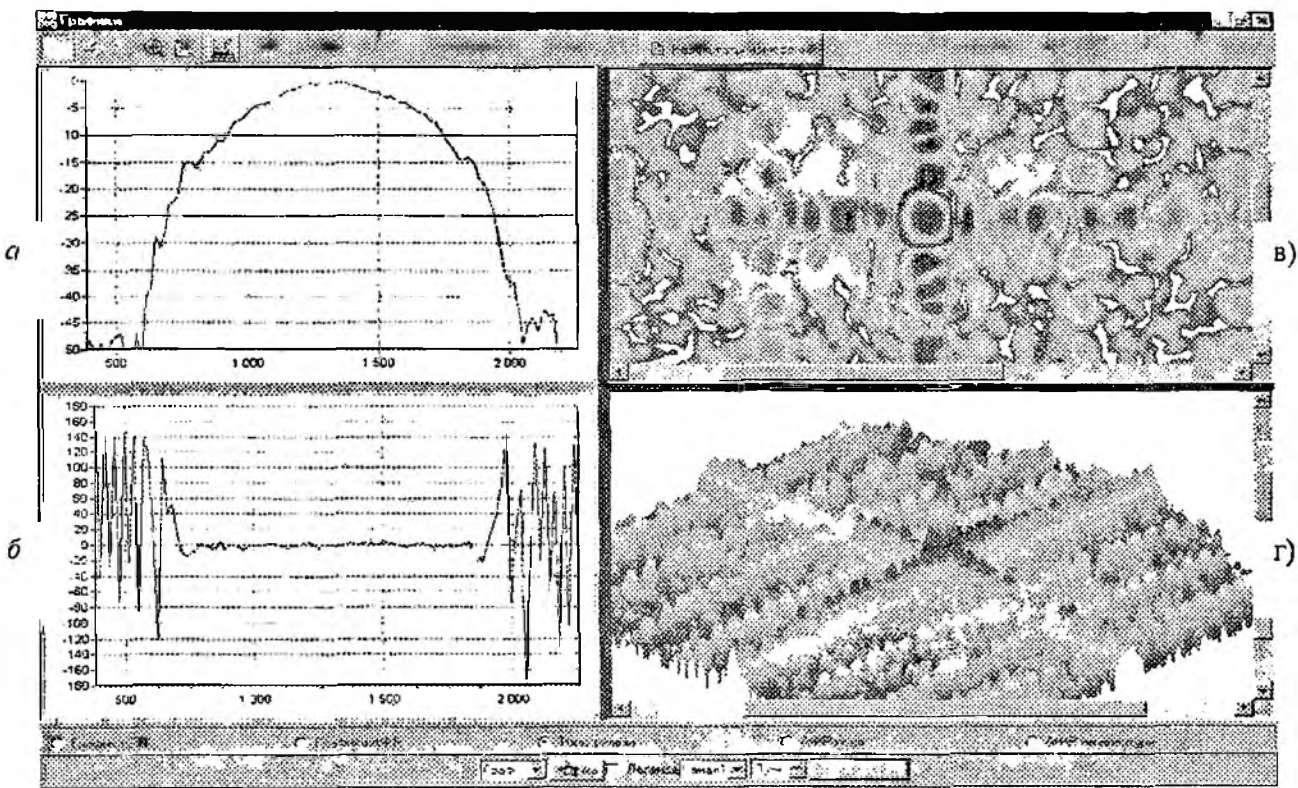


Рис 4

Отметим, что АИК для измерений ДН в дальней зоне строится по аналогичной структурной схеме – зонд неподвижен (подобно исследуемой антенне на рис 3), а ИА устанавливается на управляемое опорно-поворотное устройство. По таким схемам выполняются АИК для лабораторных измерений, которые применяют в учебном процессе ВУЗов [25 – 27] и др. Программное обеспечение в этом случае существенно проще, поскольку стоит задача ознакомить студентов с технологией проведения антенных измерений и высокая точность определения ДН, как правило, не нужна.

#### **Методология и техническое обеспечение проведения настройки и испытаний антенн**

На предприятиях СНГ и ведущих зарубежных фирм (Raytheon, RCA, Alenia Spazio, Hughes, Lockheed Martin, JPL, TWR, Matra Marconi) в течение последних десятилетий интенсивно используются десятки различных АИК – планарных, цилиндрических, сферических, плоско-полярных и специализированных, которые являются неотъемлемой частью проектов разработки современных антенн.

Принципиальные вопросы практической реализации голографического метода (ГМ) достаточно подробно изучены. Так, алгоритмы определения параметров антенн по измерениям

АФР поля в ближней зоне на различных поверхностях рассмотрены в [3], компенсация направленных свойств зонда и влияние отклонения зонда от измерительной поверхности на результаты измерений изложены в [3, 7]. Проанализированы источники методических [3, 7] и случайных погрешностей восстановления характеристик ближнезонными методами [28].

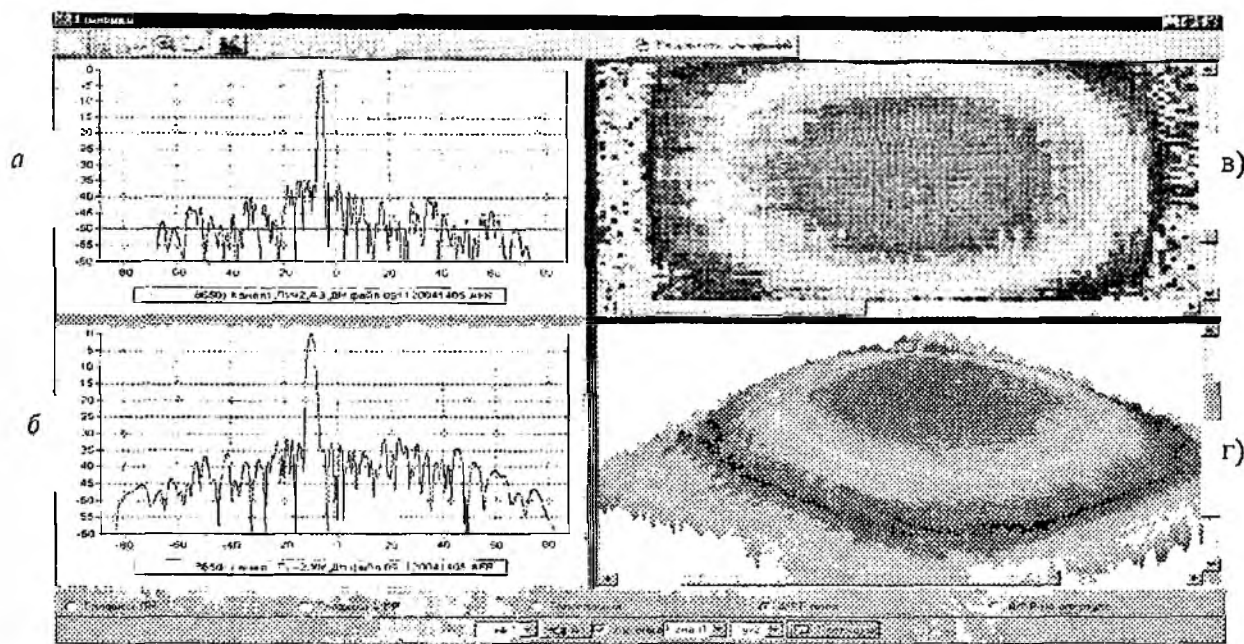


Рис. 5

Протокол

ПРОТОКОЛ

испытаний антенного устройства §=Антен заводской № 0001

Дата проведения испытаний 09.11.2004 Время 14:05:00

Рабочая частота: P11 Количество ДН в сеансе измерения 8 Форма луча Нормальный

Параметры ДН2 Таблица 2

Параметр	Измер. значение	Нормир. значение	Требования ТУ	Отклонение	Удовлетворяет ТУ (Да/Нет)
1 Угол откл. ДН (гр.)	-10.00				
2 Ширина ДН АЗ (гр.)	1.18	1.19	$1.2 \pm 0.2$	-0.009	Да
3 Ширина ДН УМ (гр.)	2.08	2.077	$2 \pm 0.2$	0.077	Да
4 Коорд. максимума					
4.1 по азимуту (гр.)	5.705		$5.736 \pm 0.2$	0.031	Да
4.2 по углу места (гр.)	-9.990		$-10.000 \pm 0.2$	0.010	Да
5 Значение КНД (дБ)	41.71	41.766	$> 39.500$	2.266	Да
6 Макс. УБП АЗ (дБ)	-34.980		$< -32$	-2.980	Да
7 Макс. УБП УМ (дБ)	-31.170		$< -27$	4.170	Да
8 Макс. сигнал (дБ)	72.48				
9 Угол альфа (гр.)	0				
10 Угол бета (гр.)	0				
11 Угол гамма (гр.)	-0.305				

Ответственный за проведение испытаний \_\_\_\_\_

Следующая ДН

Печать протокола

Закрыть

Рис. 6

Сегодня можно считать актуальными следующие основные направления развития аппаратного и программного обеспечения АИК:

- замена генераторов и амплифазометров на прецизионные векторные анализаторы,

- использование лазерных интерферометров для измерения реальных пространственных координат зонда,
- использование многозондовых систем,
- использование технических возможностей компьютеров, обеспечивающих высокую скорость обработки больших объемов измеренных данных, дружеский интерфейс, простоту использования АИК, развитые формы вывода результатов,
- использование более точных расчетных алгоритмов и замена обработки с использованием векторных формул Кирхгофа на разложение по спектру собственных волн,
- корректировка ошибок измерения и учет всевозможных искажающих факторов,
- использование амплитудных и комбинированных методов измерения

Таким образом, возможности голографических методов (ГМ) по измерениям характеристик антенн можно существенно расширить применением новых методов измерений, более сложных алгоритмов обработки, более совершенных зондов и др.

### Расширение возможностей применения АИК для оценки характеристик антенн

**Применение амплитудного метода.** Рассмотренные выше голографические методы требуют проведения достаточно точных измерений амплитуды и фазы ближнего поля на поверхности измерений. Известно, что проведение измерений амплитуды с заданной относительной точностью существенно проще, чем фазы, на точность измерения которой влияет стабильность линии передачи опорного сигнала генератора, неточности установки зонда в требуемое положение на поверхности сканирования, температурные нестабильности средств измерений и т.д. Сложности измерения фазового распределения существенно возрастают при проведении измерений в сантиметровом и особенно миллиметровом диапазоне волн.

Анализ погрешностей восстановления ДН показывает [28], что при среднеквадратическом отклонении (СКО) измерения фазы ближнего поля в четыре градуса ( $\sigma_\varphi = 4^\circ$ ), которую обеспечивают современные автоматизированные измерительные комплексы (АИК) ближнего поля (см. таблицу), точность определения ДН линейной антенны длиной  $L = 30\lambda$  на уровне  $-10 \text{ дБ}$  составляет  $0,2 \text{ дБ}$ , а погрешности на уровне  $-30 \text{ дБ}$  превышают  $3 \text{ дБ}$ . Следовательно, для определения ДН антенн с низким уровнем бокового излучения необходимо существенно повысить точность фазовых измерений в условиях влияния различных дестабилизирующих факторов. Для этого необходимо использовать дорогую и сложную аппаратуру, что значительно увеличивает общую стоимость испытательного оборудования и ограничивает частотный диапазон измерений.

Избежать трудностей можно, применяя амплитудный метод (АМ), позволяющий заметно расширить область применения существующих (относительно недорогих) комплексов измерения ближнего поля. Суть АМ состоит в восстановлении характеристик антенн по результатам измерения амплитудного распределения на двух поверхностях вблизи антенны и использовании априорной информации об антенне.

Алгоритм определения ДН является итерационным и схематически может быть описан следующим образом. Выбирается некоторое начальное фазовое приближение  $\varphi_{S_1}^{(1)}$  к измерениям амплитуды  $|\dot{E}_{S_1}|$  на поверхности  $S_1$ . Поле  $|\dot{E}_{S_1}| e^{j\varphi_{S_1}^{(1)}}$  пересчитывают по известным алгоритмам на поверхность  $S_2$

$$|\dot{A}_2|^{(1)} e^{j\varphi_{S_2}^{(1)}} = G \left\{ |\dot{E}_{S_1}| e^{j\varphi_{S_1}^{(1)}} \right\}, \quad (1)$$

где  $G$  – некоторое линейное преобразование, переводящее поле  $\dot{E}_{S_1}$  в поле на  $S_2$

Фазу поля  $\varphi_{S_2}^{(1)}$  принимают в качестве начального приближения ФР поля  $\dot{E}_{S_2}$ , амплитуду которого измерили на  $S_2$ . Далее поле  $|\dot{E}_{S_2}| e^{j\varphi_{S_2}^{(1)}}$  пересчитывают на  $S_1$

$$|\dot{A}_1|^{(1)} e^{j\varphi_{S_1}^{(1)}} = G^{-1} \left\{ |\dot{E}_{S_2}| e^{j\varphi_{S_2}^{(1)}} \right\}, \quad (2)$$

где  $G^{-1}$  – преобразование, обратное  $G$ . Вид преобразований  $G$  и  $G^{-1}$  определяется типом поверхности сканирования.

Полученное фазовое распределение  $\varphi_{S_1}^{(2)}$  используется в качестве следующего приближения фазы на  $S_1$  и т.д. При выполнении преобразований (1), (2) учитывается априорная информация о геометрии антенны.

Далее процесс циклически повторяется, при этом в каждом цикле находится величина невязки  $\mathbf{B}$ . В качестве невязки может быть использована норма отличия итерационных функций

$$\left| A_1 \right|^{(k)}, \left| A_2 \right|^{(k)} \text{ от измеренных амплитудных распределений } \left| E_{S_1} \right|, \left| E_{S_2} \right| \text{ в какой-либо метрике}$$
$$\delta_k = \left\| \left| A_1 \right|^{(k)} - \left| E_{S_1} \right|, \left| A_2 \right|^{(k)} - \left| E_{S_2} \right| \right\|, \quad (3)$$

где  $\delta_k$  – величина невязки, которая характеризует степень отличия измеренных и найденных в результате  $k$ -й итерации амплитудных распределений на  $S_1, S_2$ .

Итерационный процесс заканчивается при выполнении условий  $\delta_k \leq \epsilon$ , где величина  $\epsilon$  должна учитывать точность измерений  $\left| E_{S_1} \right|, \left| E_{S_2} \right|$ .

Этот метод успешно применяется при планарной и цилиндрической геометрии сканирования. Основными достоинствами метода является отсутствие фазовых измерений (соответственно снимаются требования к стабильности частоты генератора, выравниванию электрических длин измерительного и опорного каналов и фазовой стабильности подвижного СВЧ-тракта измерительного канала) и возможность восстановления ДН антенн даже при сравнительно больших ошибках позиционирования зонда. АМ позволяет восстановить ДН антенны с такой же или даже большей точностью, чем голографический метод, в случае искажения результатов измерений АФР из-за ошибок позиционирования зонда. Поэтому применение АМ может повысить точность восстановления фазы в апертуре антенны при ее измерении с большими ошибками.

**Комбинированный метод измерений в ближней зоне.** Опыт показал, что критическими факторами, с точки зрения получения требуемой точности, для ближнезонных методов являются ошибки измерения фазовых распределений, вносимые механическими сканирующими устройствами, подвижными трактами передачи СВЧ-сигналов, изменением температуры в стендовом зале за время измерения, а также технические возможности измерителя разности фаз. Поэтому для повышения точности был предложен и отработан метод измерения параметров антенн, сочетающий элементы амплитудного и голографического методов. Этот метод в ряде случаев существенно облегчает решение задачи достоверного восстановления ДН антенны при достаточно умеренных требованиях к точности измерений АФР поля на измерительной поверхности [29].

С точки зрения теории электромагнитного поля, задача восстановления поля антенны в дальней зоне по известному ближнему полю на поверхности, охватывающей антенну, относится к краевым задачам электродинамики. В наиболее простом случае измерений на плоскости, поле на плоскости в ближней зоне и поле в дальней зоне связаны (с точностью до несущественных множителей) преобразованием Фурье. При реализации АМ в результате обработки амплитудных измерений в ближней зоне требуется восстановить информацию о фазе ближнего поля (решить «фазовую проблему»). Суть большинства алгоритмов восстановления ФР заключается в увеличении объема измерительной информации за счет измерения АР поля на дополнительной поверхности и использовании априорных данных об антенне [30].

Результаты измерений амплитудного распределения на каждой измерительной поверхности представляют собой входные данные, используемые для реконструкции фазы. Результатом выполнения итераций являются комплексные амплитудно-фазовые распределения на плоскости апертуры и на каждой из двух из двух измерительных поверхностей. Величина отличия расчетных АР от измеренных на двух измерительных поверхностях (в выбранной

метрике) является основанием для принятия решения о продолжении или завершении итерационного процесса. Соответствующий критерий завершения процесса включает как абсолютную величину максимальной ошибки, так и предел сходимости ошибки. Если критерий завершения выполняется, программа заносит полученные значения амплитуды и фазы на апертуре и двух измерительных поверхностях в память и прекращает итерационный процесс. Если критерий не выполняется, процесс продолжается до его выполнения. ДН и параметры антенны рассчитываются по полученным амплитудно-фазовым распределениям на любой из этих поверхностей, используя стандартные методы.

Точность восстановления фазового распределения (ФР) зависит от многих факторов и, прежде всего, от близости «начальной оценки» АФР в антенне к действительному амплитудному и ФР на апертуре и наличия априорной информации о геометрии исследуемой антенны. Поэтому для ускорения сходимости итерационного процесса восстановления АФР в антенне в качестве начального фазового приближения целесообразно использовать результаты непосредственных измерений (пусть даже «грубых») фазы ближнего поля с помощью АИК.

Комбинированный метод (сочетание амплитудного и голографического метода) позволяет определить ДН антенны по измерениям ближнего поля на одной поверхности.

Отметим, что при этом итерационный процесс восстановления ДН сходится медленнее, чем при измерениях только амплитудных измерений на двух поверхностях.

Сказанное выше подтверждается экспериментами по определению характеристик линейной волноводно-щелевой антенны сантиметрового диапазона волн на АИК [29]. Поскольку высокую точность определения НГМ можно обеспечить при сравнительно грубых измерениях ФР [28], то совместное применение амплитудного и голографического методов обеспечивает высокую точность восстановления АФР на апертуре антенны и расчета её ДН. На рис. 7 приведена ДН, восстановленная по измерениям АР на одной поверхности и оценке НГМ, полученной на АИК.

Наличие информации о НГМ позволяет также достаточно точно оценить фазовое распределение на апертуре ФАР (рис. 8). На рис. 7, 8 точками отмечены расчетные значения ДН и ФР на апертуре ФАР, сплошными кривыми – восстановленные. Линейная составляющая ФР, соответствующая НГМ ДН, на рис. 8 скомпенсирована.

**Применение линейного зонда в ближнезонных измерениях.** Наиболее существенным недостатком голографического метода является большое время сканирования (шаг измерения по каждой из координат имеет порядок  $\lambda/2$ ). Сократить время измерений за счет повышения скорости перемещения зонда невозможно из-за увеличения динамических нагрузок на каретки сканера, что приводит к вибрации зонда, возрастанию фазовых искажений в подвижном тракте передачи сигнала, увеличению случайных погрешностей измерения АФР за счет уменьшения времени усреднения и ошибок позиционирования зонда. Система измерения и обработки существенно упрощается в случае измерения ближнего поля линейным зондом. При этом линейный зонд выполняет роль аналогового сумматора, а двумерные преобразования результатов измерений сводятся к одномерным.

Это следует из того, что при вычислении ДН по измерениям ближнего поля на плоской или цилиндрической поверхности необходимо вычислять интегралы вида [3]

$$S_{x_1}(k_x, k_y) = \iint_{V_{изм}} \dot{E}_{x_1}(x, y) e^{j(k_x x - k_y y)} dx dy, \quad (4)$$

где  $\dot{E}_x, \dot{E}_y$  – тангенциальные компоненты поля на поверхности измерений  
или

$$\dot{S}(\psi, \theta) = \int_{L_{изм}} \dot{E}_{z,\psi}(\psi, z) e^{jkz \cos \theta} dz, \quad (5)$$

где  $\dot{E}_z, \dot{E}_{\psi}$  – тангенциальные компоненты электрического поля на поверхности измерения,  $L_{изм}$  – область измерений ближнего поля по образующей цилиндра,  $\theta$  – сферическая координата точки наблюдения.

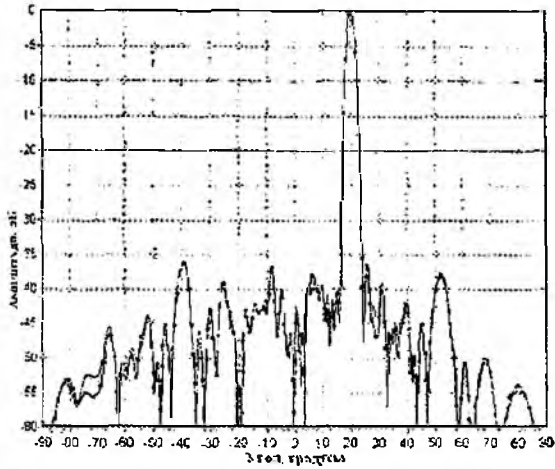


Рис. 7

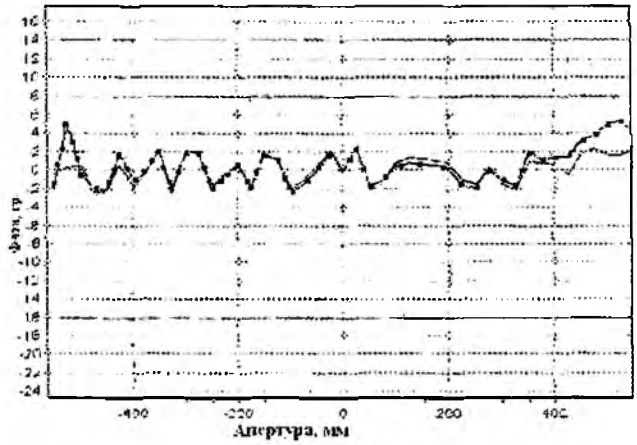


Рис. 8

Интегрирование по одной переменной ( $x$  или  $y$  в (4) или по  $z$  в (5)) можно выполнить с помощью линейного зонда длиной  $L_{изм}$ , равной размеру области измерения ближнего поля

Если АФР в линейном зонде выбрать равным  $Z(z) = e^{j\mu z \cos \theta}$ , то сигнал на выходе будет пропорционален спектру (5) в направлении  $\cos \theta = u$ , т.е. величине  $S(u, \psi)$ .

Требуемое АФР в раскрыте зонда наиболее просто реализовать в линейной эквидистантной ФАР с равномерным АР, а линейное ФР для фиксированного значения  $\theta$  (или значений  $k_x, k_y$  в (4)), можно обеспечить управляемыми фазовращателями (ФВ)

Использование линейных ФАР соответствует замене интегрирования в (5) суммированием и сигнал на выходе зонда может быть представлен в виде

$$S(u, \psi) = \sum_{i=0}^{N-1} E_{\psi}(id, \psi) e^{j k u d i}, \quad (6)$$

где  $i$  – номер элемента ФАР,  $d$  – шаг решетки,  $N$  – число элементов ФАР.

Расстояние между излучателями  $d$  должно соответствовать стандартному антенному критерию и обеспечивать вычисление спектра в требуемом угловом секторе значений  $\theta$ .

Если ФВ в антенной решетке являются непрерывными, то соотношение (6) выполняется точно. Однако на практике чаще всего применяют коммутационные ФВ, обеспечивающие изменение фазы на выходе дискретно с шагом  $2\Delta = 2\pi/2^v$  ( $v$  – разрядность ФВ). Это приводит к искажению результатов измерений ближнего поля антенны линейным зондом и ошибкам восстановления ДН. Для примера на рис. 9 показаны теоретическая (сплошная кривая)

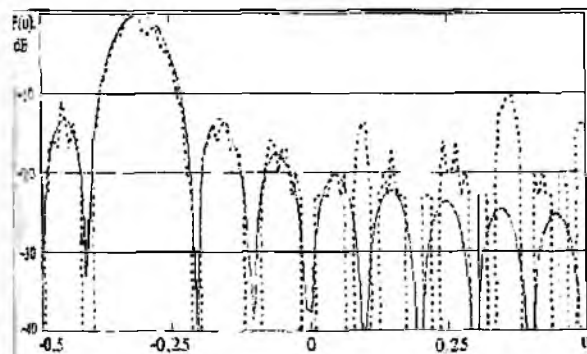


Рис. 9

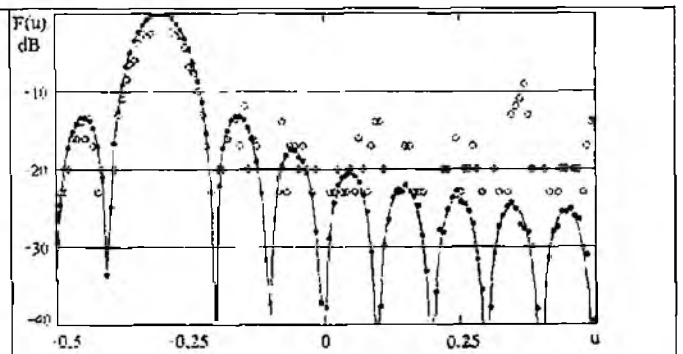


Рис. 10

и восстановленная (штрих) ДН линейной антенны длиной  $L = 10\lambda$  с равномерным АР и линейным ФР (обеспечивающим отклонение НГМ ДН на угол  $20^\circ$  от нормали). Параметры

зонда:  $N = 20$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $2\Delta = \pi/2$  ( $\nu = 2$ ) Как видно, ошибки дискретизации позволяют восстановить только главный лепесток ДН. Для антенн с низким уровнем боковых лепестков погрешности восстановления ДН будут выше.

Ошибки восстановления эквивалентного АФР можно уменьшить, проводя серию из  $k$  измерений. В каждом из них к требуемому ФР в линейном зонде добавляют некоторую постоянную фазу  $\xi \cdot k$ ,  $k = \overline{1, N}$ . Величину  $\xi$  выбирают так, чтобы фазовая добавка в серии измерений изменялась в интервале  $(-\pi, \pi)$ . В качестве отклика зонда используют усредненное по всем измерениям значение  $\overline{S}(u, \psi)$ , которое, как показано в [31], определяется

$$\overline{S}(u, \psi) = S(u, \psi) \frac{\sin \Delta}{\Delta} \quad (7)$$

Таким образом, усреднение результатов измерения ближнего поля антенны линейным зондом по начальной фазовой подставке эквивалентно использованию в ФАР непрерывных ФВ, т.е. устранению ошибок дискретизации. В качестве примера на рис. 10 приведена теоретическая ДН антенны (сплошная), ДН, восстановленная по одному измерению (кружки), и ДН, восстановленная при усреднении 60 измерений (точки). Остальные условия моделирования соответствуют рис. 9.

Таким образом, усреднение сигналов на выходе антенны позволяет эффективно применять ФАР с коммутационными ФВ в качестве линейных зондов.

**Расширенные зоны сканирования АИК.** Анализ научно-технической литературы показал, что Национальное бюро стандартов (НБС) США с 1974 года проводит измерения параметров антенн с апертурами, размеры которых значительно превышают рабочую зону сканирования автоматизированного измерительного комплекса, реализующего амплифазометрический метод.

В [32] приведено описание методики измерения параметров антенной решетки (АР) с размерами  $5,4 \times 2,1$  м. АР состоит из четырех модулей-субпанелей, которые работают в составе АР системы SEASAT и SIR-A. Размеры этой антенны больше размеров зоны сканирования ( $4,3 \times 3,6$  м) в установке НБС. Поэтому для определения характеристик антенны измеряли распределение ближнего поля в два приема и разработали методику «сшивания» двух массивов данных. Для получения распределения поля всей антенной решетки вначале измеряли распределение, которое создавалось ее нижними двумя третями, а затем вся АР разворачивалась на  $180^\circ$  вокруг оси, которая перпендикулярна к площади ее апертуры. После этого измеряли распределение оставшейся части поля. При измерениях некоторые ряды данных перекрывались для того, чтобы обеспечить возможность контроля и коррекции массивов данных, которые «сшиваются». Особое внимание уделялось тщательной установке ФАР, чтобы плоскость ее апертуры была параллельна площади сканирования. Для этого применялись теодолит и зеркало, укрепленное в плоскости сканирования, что позволило производить юстировку с высокой степенью точности. В результате поворот АР на  $180^\circ$  не вызывал заметных изменений в полученных результатах, что и позволило «сшивать» два массива данных.

С 1985 г. сканирующие системы стали применяться [33, 34] для измерений параметров антенн с апертурой до 11 м длиной до и 4 м высотой.

Испытуемая антенна последовательно перемещалась по рельсам в три фиксированных положения относительно сканера. В каждом из них проводились измерения распределения поля, затем проводилась совместная обработка полученных данных. На установке подтверждена возможность измерения уровня боковых лепестков до  $-60$  дБ относительно максимума диаграммы направленности (ДН). Для испытуемых антенных решеток рассчитывались ДН в Е- и Н-плоскостях для всех направлений в пределах передней полусферы. Сопоставление с аналогичными ДН, полученными непосредственно в дальней зоне, показало их практически полное совпадение.

Для измерения параметров антенны, размеры апертуры которой ( $8,2 \times 2$  м) превышают размер рабочей зоны сканирования стенда ОАО «Укрспецтехника» «АИК-ПКЧ» ( $5,6 \times 5,8$  м),

авторами статьи было предложено расширить зону сканирования за счет использования двухзондовой системы и доработки программного обеспечения для «сшивания» АФР Зонды были размещены на расстоянии 3,4 м один от другого (по горизонтали) на жесткой штанге, закрепленной на каретке сканера. При использовании двухзондовой системы производится измерение двух матриц АФР  $A_{kj}$  и  $B_{kj}$  ( $k=1-M, j=1-N; k'=1-M, j'=1-N$ ) в ближней зоне первым и вторым зондом. Для проведения нормирования АФР одной матрицы относительно другой обе матрицы должны перекрываться на  $L$  столбцах (для программного обеспечения стенда «АИК-ПКЧ»  $L=2$ ).

Для «сшивания» двух измеренных матриц отсчетов АФР ближнего поля рассчитывается комплексный коэффициент приведения  $q$ . Величину  $q$  находят из условия минимума СКО измеренных отсчетов АФР ближнего поля  $A_{kj}$  и  $B_{kj}$ , общих для обоих массивов, что приводит вторую матрицу  $B_{kj}$  к первой с минимальными отклонениями в зоне перекрытия, т.е. ищут

$$\min_q \left\{ \sum_{k=1}^L \sum_{j=1}^N \left| A_{M-k+1,j} - q \times B_{L-k+1,j} \right|^2 \right\}, \quad (8)$$

откуда

$$q = \frac{\sum_{k=1}^L \sum_{j=1}^N A_{M-k+1,j} \times B_{L-k+1,j}^*}{\sum_{k=1}^L \sum_{j=1}^N |B_{L-k+1,j}|^2}. \quad (9)$$

Таким образом, результирующая матрица  $A_{i,j}^p$  получается как результат объединения матриц

$$A_{i,j}^p = \begin{cases} A_{k,j} & \text{при } i=\overline{1,M}; j=\overline{1,N}; k=i, \\ q \times B_{k',j} & \text{при } i=\overline{(M+1),(M+M_1-L)}; j=\overline{1,N}; k'=\overline{(L+1)M_1}; k'=i-M+L \end{cases} \quad (10)$$

На рис. 11 приведен график разности  $\delta A$  между расчетными значениями эквивалентного АР поля в раскрыве антенны для случаев использования одного и двух зондов. По оси ординат отложен уровень амплитуды (в дБ), по оси абсцисс – номер столбца АФР.

На рис. 12 приведен аналогичный график разности  $\delta \Phi$  между расчетными значениями эквивалентного фазового распределения поля в раскрыве антенны для случаев одного зонда и двух зондов. На рис. 12 по оси ординат отложено значение фазы (град), по оси абсцисс – номер столбца АФР.

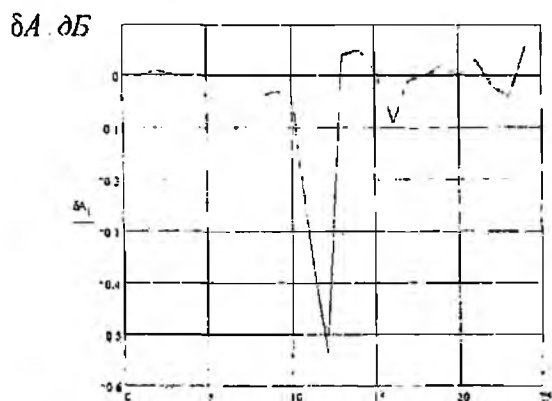


Рис. 11

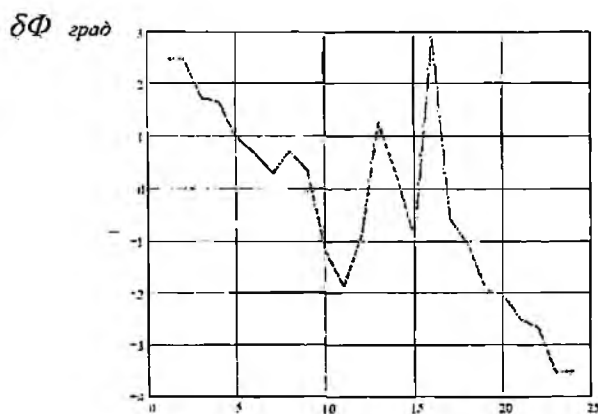


Рис. 12

Отметим, что разность между измеренными значениями эквивалентного амплитудного распределения поля, полученного в раскрыве антенны с помощью одного и двух зондов не превышает значения суммарной погрешности измерения амплитудного распределения поля в раскрыве антенны комплексом "АИК-ПКЧ". Это же относится и к измерению фазового распределения поля.

Результаты экспериментальной проверки метода «сшивания» АФР показали его практическую реализуемость для измерения параметров остронаправленных антенн с помощью сканирующего устройства, зона сканирования которого меньше апертуры исследуемой антенны.

### **Программное обеспечение антенных измерений в ближней зоне**

В аппаратурный состав АИК входят механические сканеры, опорно-поворотные устройства, векторные анализаторы, включающие в себя синтезаторы частоты (пришедшие на смену генераторам и измерителям разности фаз и отношения уровней), эталонные антенны для измерения КУ, ПЭВМ с устройствами вывода результатов (принтеры, плоттеры), устройства сопряжения ПЭВМ с аппаратурой АИК и ИК, аппаратура для проведения калибровки и поверки АИК (лазерные интерферометры, частотомеры, эталонные аттенюаторы, фазовращатели и т.д.)

Основными производителями АИК за рубежом являются фирмы NSI, MI-Technologies и Orbit-FR, а измерительных систем фирма Agilent Technologies. Основным производителем-поставщиком АИК в СССР был ВНИИРИ (Ереван), а ряд предприятий для своих изделий разрабатывали специализированные комплексы. Одним из таких предприятий был НИИ «Квант», отдел антенных измерений которого (занимавшийся разработкой АИК, автоматизированных измерительных линий для антенного полигона и проведением настройки и испытаний ФАР) вошел в состав ОАО «Укрспецтехника».

Взаимодействие всех элементов АИК в процессе измерений и непосредственное вычисление характеристик ИА осуществляется блоком программного обеспечения (ПО).

Специализированный блок ПО связан с испытуемой ИА и должен включать:

- программы контроля технического состояния ИА на уровне элементов и всей системы расчета АФР на апертуре антенны;

- технологические программы (синтез АФР на апертуре антенны по заданным параметрам, оценку реализуемости и устойчивости синтезированного АФР к ошибкам реализации, оценка погрешности определения характеристик антенн в зависимости от используемых методов измерения и расчета параметров для определения требований к измерительной аппаратуре, метрологическому обеспечению, методикам и ПО АИК);

- программы имитации всех режимов работы аппаратуры АИК и ИА, выдаваемых ими сигналов для проверки закладываемых технических решений и отладки ПО.

Использование технологических программ на этапе разработки антенн дает возможность в результате многовариантного моделирования провести

- оптимальный выбор формы апертуры и АФР и выдвинуть обоснованные требования к допускам изготовления и параметрам распределительной, излучающей и управляющей систем и к их элементам (фазовращателям, излучателям и т.д.);

- обосновать требования к техническим характеристикам АИК, его составу, параметрам измерительной аппаратуры и алгоритмам обработки данных, выбрать оптимальные технологии проведения настройки ИА, оценить степень точности и достоверность получаемых результатов.

ПО должно быть открыто для модернизации и независимого наращивания, легко адаптироваться к решению новых задач (управлению новыми типами ИА, модернизации аппаратуры АИК и т.д.). Открытая структура ПО позволяет оперативно включать в свой состав вновь разработанные специфические или универсальные программные модули и оперативно вносить требуемые изменения и дополнения по результатам проведенных исследований.

Один из вариантов блока ПО позволил провести настройку и оптимизировать характеристики многоканальной ФАР [35].

## Заключение

Рассмотренные в статье разновидности методов восстановления характеристик антенн по измерениям ближнего поля позволяют расширить частотную область применения существующих АИК, сократить объем и время проведения измерений. Этими методами можно пользоваться при исследовании характеристик антенн любого типа: линейных, апертурных, ФАР и др. Однако при оценке характеристик ФАР следует учитывать целый ряд дополнительных факторов: структуру ФАР, особенности построения схемы управления лучом, число каналов ФАР и др. Это приводит к необходимости доработки методов измерений и программного обеспечения.

**Список литературы.** 1. *Голография в микроволновой технике* / Бахрах Л.Д., Курочкин А.П. М.: Сов. радио, 1979. 320 с. 2. *Hollis J.S., Lyon T.J., Clayton J.L. Microwave Antenna Measurements* // Atlanta: Scientific Atlanta Inc., 1970. 3. *Методы измерения параметров излучающих систем в ближней зоне* / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий и др. Л.: Наука, 1985. 272 с. 4. *Методы измерения характеристик антенн СВЧ* / Н.М. Цейтлина. М.: Радио и связь, 1985. 5. *Hansen J.E. Spherical Near-Field Antenna Measurements* / London, U.K.: Peregrinus, 1988. 6. *Evans, Gary E. Antenna measurement techniques* / Boston: Artech House, 1990. 229 p. 7. *Slater, Dan. Near-field antenna measurements* / Boston: Artech House, 1991. 310 p. 8. *Микроволновая селективная голография* / Воронин Е.Н., Шашенков В.Ф. М.: Радио и связь, 2003. 535 с. 9. *The Handbook of antenna design* / A.W. Rudge et al. 2nd ed. London, U.K.: Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1986. 2 v. in 1 (xxi, 1654 p.) ill.; 23 cm. 10. *Antenna Handbook: Theory, Application and Design* / Y.T. Lo, S.W. Lee. New York: Van Nostrand Reinhold Company, 1988. ch. 32, 33. 11. *Джонсон Р.С., Экер Х.А., Холлис Дж.С.* Определение диаграммы направленности антенн по результатам измерений в ближней зоне // ТИИЭР. 1973. Т.61. №12. С. 5-38. 12. *Кумлер В.Х., Джиллести Э.С.* Антенные измерения-78 // ТИИЭР. 1978. Т.66, №4. С. 143-173. 13. *Турчин В.И., Цейтлин Н.М.* Амплифазометрический метод антенных измерений (обзор) // Радиотехника и электроника. 1979. Т.24. №12. С. 2381-2413. 14. *Курочкин А.П.* Состояние и перспективы развития методов измерений внешних параметров антенн (обзор) // Антенны / Под ред. А.А. Пистолькорса. М.: Радио и связь, 1982. №30. С. 46-65. 15. *Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е.* Современные методы антенных измерений // Зарубежная радиоэлектроника. 1984. №1. С. 26-42. 16. *Воскресенский Д.И., Воронин Е.Н., Камаров В.М., Нечаев Е.Е.* Измерение внешних характеристик антенн с учетом искажающих факторов (обзор) // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1984. №2. С. 4-19. 17. *Yaghjian A.D.* An overview of near-field antenna measurements // IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp. 30-45, Jan. 1986. 18. *Special Issue on Near-Field Scanning Techniques* // IEEE Trans. on Ant. and Prop., 1988. v. AP-36. 19. *Курочкин А.П.* Антенные измерения-97 // Антенны. 1997. Вып. 1(38). С. 5-24. 20. *Test Procedures for Antennas* ANSI/IEEE Std. 149-1979. 21. ГОСТ 8309-78. Антенны остронаправленные. Методика выполнения измерений для определения параметров по полю в раскрыве. 22. ГОСТ 8463-82. Антенны и комплексы аппаратуры измерительные. Методы и средства поверки. 23. *Усин В.А., Марков В.И., Рожнятовская Л.В.* Анализ структуры электромагнитного поля облучающего апертуру ФАР из дальней зоны излучения // 15-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'05). Севастополь, 12-16 сент. 2005 г. Матер. конф. В 2-х т. Т.1. С. 360-361. 24. *Автоматизированный измерительный комплекс для измерений характеристик антенных устройств в ближней зоне излучения* // Специальная техника и вооружение. 2002. № 1-2. С. 45-46. 25. *Усин В.А., Кириллов С.В., Шведова Н.А.* Автоматизированный измерительный комплекс для определения ДН антенн // Радиотехника. 1987. Вып. 83. С. 10-15. 26. *Проценко М.Б.* Автоматизированный измерительный комплекс для исследования поляризационных характеристик излучения антенн // Оптимизация производственных процессов. Сб. науч. тр. Севастополь, 1999. Вып. 1. С. 141-145. 27. *Токарский П.Л., Усин В.А., Щербина А.А.* Применение персонального компьютера при измерениях ДН антенн // Радиотехника. 2001. Вып. 123. С. 155-162. 28. *Ya S., Shifrin, V. A. Usin* Statistic theory of antenna measurements. Telecommunications and Radio Engineering, 2002. v.58. №8, pp. 34 - 83. 29. *Усин В.А., Ковальчук В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б.* Автоматизированный метод измерения характеристик антенн // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. № 5. С. 65-71. 30. *Yaccarino R.G., Rahmat-Samii Y.* Progress in phaseless near-field antenna measurement research at the university of California, Los Angeles. 2001. IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig. Vol. 39. pp. 416-419. July 2001. 31. *V.A. Usin, V.A. Kovalchuk, O.D. Anohina* Application of linear phased antenna array for the antenna near field measurement // Proc. of 5<sup>th</sup> International conf. on Antenna theory and techniques. Kyiv, Ukraine. May 2005. P.

405-407 32 Francis M H, Newell A C, Grimm K R, Hoffman J, Schrank H E Comparison of Ultralow-Sidelobe-Antenna Far-Field Patterns Using the Planar-Near-Field Method and the Far-Field Method // IEEE Antennas and PROPAGATION magazine, vol 37, No 6, December 1995, pp 7-15 33 Francis M H, Newell A C, Grimm K R, Hoffman J, Schrank H E Planar Near-Field Measurements of Low-Sidelobe Antennas // Journal Res Nat Inst Stand Technology, 1994, v 99, №2, p 143-167 34 Измерения ближнего поля антенных устройств в Национальном Бюро Стандартов США // Радиоэлектроника за рубежом 1981 Вып 10 (930), С. 2-5 35 Усин В А, Марков В И, Филоненко А Б Расчеты-эксперименты пилот метода настройки многоканальных ФАР // Электромагнитные волны и электронные системы 2004 Т 9 №3-4 С 94-100

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники  
Харьковский университет воздушных сил  
Харьковский национальный экономический университет  
ОАО Холдинговая компания «Укрспецтехника»*

*Поступила в редакцию 17.04.2006*

## ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ БЛИЖНЕЗОННЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ. Ч.2 ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДН АНТЕНН

### Постановка задачи

В первой части статьи [1] отмечено, что для определения параметров антенн в диапазоне частот целесообразно использовать импульсные сигналы, а измерения проводить в ближней зоне исследуемой антенны. При этом процесс определения ДН включает измерение временного импульсного отклика (ВИО) антенны  $h_0(\bar{x}, t)$  в каждой точке  $\bar{x}$  поверхности  $S$ , охватывающей антенну при подаче на вход антенны воздействия в виде  $\delta$ -функции; расчет частотной передаточной функции антенны  $K(\bar{x}, \omega)$  и, наконец, вычисление ДН антенны в требуемом диапазоне частот по найденному массиву отсчетов  $K(\bar{x}, \omega)$ .

В работе [1] проанализированы статистические характеристики  $K(\bar{x}, \omega)$ , обусловленные случайными ошибками измерения  $h_0(\bar{x}, t)$ . В данной статье оценим точность определения амплитуды и фазы ближнего поля антенн по измерениям импульсных сигналов в диапазоне частот и приведем методику оценки результирующей погрешности восстановления ДН.

Используемые в статье обозначения совпадают с приведенными в [1].

### Оценка точности определения амплитуды и фазы ближнего поля излучающих систем по измерениям параметров импульсных сигналов

Для статистической оценки точности определения параметров антенн по измерениям ближнего поля на монохроматическом сигнале частоты  $\omega$  (или на одной частотной составляющей многочастотного или импульсного сигнала) необходимо знать статистику амплитуды и фазы тангенциальной компоненты напряженности электрического поля на поверхности измерений  $S$  [2]. В работе [1] получены выражения для дисперсии комплексного спектра  $K(\bar{x}, \omega)$ . Найдем флуктуации амплитуды и фазы частотной характеристики, полагая ошибки определения спектра малыми, т.е. считая

$$\sigma_x^2(\bar{x}, \omega) \ll K^2(\bar{x}, \omega). \quad (1)$$

В соотношении (1) величина  $\sigma_x^2(\bar{x}, \omega)$  – дисперсия комплексной функции  $K(\bar{x}, \omega)$ , обусловленная всеми типами ошибок измерений. Выполнение условия (1) для всех значений  $\bar{x}$  и частот  $\omega$  является необходимым для восстановления ДН антенн с высокой точностью.

Обозначим амплитуду и фазу частотной характеристики  $K(\bar{x}, \omega)$  соответственно  $R$  и  $\Phi$ . Для этих величин получим

$$R = \sqrt{[R_0 \cos \Phi_0 + \operatorname{Re} \delta K(\bar{x}, \omega)]^2 + [R_0 \sin \Phi_0 + \operatorname{Im} \delta K(\bar{x}, \omega)]^2},$$

$$\Phi = \operatorname{arctg} \frac{R_0 \sin \Phi_0 + \operatorname{Im} \delta K(\bar{x}, \omega)}{R_0 \cos \Phi_0 + \operatorname{Re} \delta K(\bar{x}, \omega)}$$

Здесь  $R_0, \Phi_0$  – амплитуда и фаза частотной характеристики  $K(\bar{x}, \omega)$  в отсутствие ошибок измерений импульсного отклика антенны,  $\delta K(\bar{x}, \omega)$  – флуктуации  $K(\bar{x}, \omega)$ .

Для выбранной модели сигнала  $h_0(\bar{x}, t)$  частотная характеристика  $K(\bar{x}, \omega)$  вещественна и величина  $\Phi_0$  равна нулю или  $\pi$  [1]. Учитывая это и принимая во внимание соотношение (1), получим

$$R = R_0 + \cos \Phi_0 \operatorname{Re} \delta K(\bar{x}, \omega), \quad \Phi = \Phi_0 + \frac{1}{R_0} \cos \Phi_0 \operatorname{Im} \delta K(\bar{x}, \omega).$$

Отсюда следует, что средние значения и флуктуации амплитуды и фазы частотной характеристики  $K(\bar{x}, \omega)$  на частоте  $f$ :

$$\overline{R} = R_0, \quad \overline{\Phi} = \Phi_0, \quad \Delta R = \cos \Phi_0 \operatorname{Re} \delta K(\bar{x}, \psi'); \quad \Delta \Phi = \frac{1}{R_0} \cos \Phi_0 \operatorname{Im} \delta K(\bar{x}, \psi');$$

$$\operatorname{Re} \delta K(\bar{x}, \psi') = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 \left\{ a(t') h_0(\bar{x}, t') + e(t') + h'_0(\bar{x}, t') \varepsilon(t') \right\} \cos \psi' t' dt',$$

$$\operatorname{Im} \delta K(\bar{x}, \psi') = -\frac{1}{2} \int_{-1}^1 \left\{ a(t') h_0(\bar{x}, t') + e(t') + h'_0(\bar{x}, t') \varepsilon(t') \right\} \sin \psi' t' dt'.$$

Здесь  $a(t'_n), e(t'_n)$  – мультипликативные и аддитивные ошибки измерений ВЮ антенны  $h_0(\bar{x}, t)$ ,  $\varepsilon_n$  – ошибка фиксации момента регистрации сигнала,  $\psi' = \pi f T$ ,  $t' = \frac{2t}{T}$  – относительные частота и время,  $T$  – интервал измерений ВЮ антенны [1]

Учитывая независимость флуктуаций частотной характеристики, обусловленную различными источниками ошибок, получим, что дисперсии амплитуды и фазы  $K(\bar{x}, \psi')$  и корреляционный момент

$$\begin{aligned} \overline{(\Delta R)^2} \\ R_0^2 \overline{(\Delta \Phi)^2} &= \frac{1}{4} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \left\{ h_0(\bar{x}, t') h_0(\bar{x}, t'_1) \overline{a(t') a(t'_1)} + \overline{e(t') e(t'_1)} + \right. \\ &\left. + h'_0(\bar{x}, t') h'_0(\bar{x}, t'_1) \overline{\varepsilon(t') \varepsilon(t'_1)} \right\} \frac{\cos \psi' t' \cos \psi' t'_1}{\sin \psi' t' \sin \psi' t'_1} dt' dt'_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \overline{\Delta R \Delta \Phi} &= -\frac{1}{4 R_0} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 \left\{ h_0(\bar{x}, t') h_0(\bar{x}, t'_1) \overline{a(t') a(t'_1)} + \overline{e(t') e(t'_1)} + \right. \\ &\left. + h'_0(\bar{x}, t') h'_0(\bar{x}, t'_1) \overline{\varepsilon(t') \varepsilon(t'_1)} \right\} \cos \psi' t' \sin \psi' t'_1 dt' dt'_1 \end{aligned}$$

Задавая модель сигнала  $h_0$ , можно рассчитать значения  $\overline{(\Delta R)^2}$ ,  $\overline{(\Delta \Phi)^2}$  и  $\overline{\Delta R \Delta \Phi}$

Рассмотрим далее наиболее важный для практики случай, когда радиусы корреляции ошибок измерений малы, т.е.  $c_a, c_e, c_\varepsilon \ll 1$ . В этом случае получим

$$\overline{(\Delta R)^2} \\ R_0^2 \overline{(\Delta \Phi)^2} = \frac{1}{2} \left\{ \sigma_a^2 c_a T_a \int_{-1}^1 h_0^2(\bar{x}, t') \frac{\cos^2 \psi' t' dt'}{\sin^2 \psi' t'} + \right. \quad (2)$$

$$\left. + \sigma_e^2 c_e T_e \int_{-1}^1 \frac{\cos^2 \psi' t' dt'}{\sin^2 \psi' t'} + \sigma_\varepsilon^2 c_\varepsilon T_\varepsilon \int_{-1}^1 h_0'^2(\bar{x}, t') \frac{\cos^2 \psi' t' dt'}{\sin^2 \psi' t'} \right\},$$

$$\overline{\Delta R \Delta \Phi} = -\frac{1}{2 R_0} \left\{ \sigma_a^2 c_a T_a \int_{-1}^1 h_0^2(\bar{x}, t') \cos \psi' t' \sin \psi' t' dt' + \right. \quad (3)$$

$$\left. + \sigma_e^2 c_e T_e \int_{-1}^1 \cos \psi' t' \sin \psi' t' dt' + \sigma_\varepsilon^2 c_\varepsilon T_\varepsilon \int_{-1}^1 h_0'^2(\bar{x}, t') \cos \psi' t' \sin \psi' t' dt' \right\}.$$

В соотношениях (2), (3) величины  $\sigma_a^2, c_a$  – дисперсии и относительные радиусы корреляции  $i$ -го источника ошибок, а  $T_i = \int_{-1}^1 r_i(\tau) d\tau$  – интеграл от функции корреляции  $i$ -го источника ошибок в относительных координатах

Совокупность случайных величин  $\Delta R$  и  $\Delta \Phi$  подчиняется двумерному нормальному распределению, так как  $a(t'), e(t'), \varepsilon(t')$  и, следовательно,  $\delta K(\bar{x}, \psi')$  распределены нормально.

Корреляционный момент  $\overline{\Delta R \Delta \Phi}$  для принятой модели сигнала  $h_0(\bar{x}, t)$  равен нулю  $\overline{\Delta R \Delta \Phi} = 0$ , что означает при нормальном законе распределения независимость флуктуаций амплитуды и фазы частотной характеристики.

Для принятой модели сигнала отклика  $h_0(\bar{x}, t)$  легко получить

$$|\delta K(\bar{x}, \psi')|^2 = (\Delta R)^2 + R_0^2 (\Delta \Phi)^2 \text{ при } R \gg |\delta K(\bar{x}, \psi')|$$

Усредняя левую и правую части, получаем соотношение, связывающее дисперсию комплексной частотной характеристики с дисперсиями ее амплитуды и фазы

$$\sigma_K^2 = \overline{|\delta K(\bar{x}, \psi')|^2} = \overline{(\Delta R)^2} + R_0^2 \overline{(\Delta \Phi)^2} = \frac{1}{2} \left\{ \sigma_a^2 c_a T_a \int_{-1}^1 h_0^2(\bar{x}, t') dt' + \right. \\ \left. + 2\sigma_e^2 c_e T_e + \sigma_\phi^2 c_\phi T_\phi \int_{-1}^1 h_0'^2(\bar{x}, t') dt' \right\} \quad (4)$$

Как видно из (4) дисперсия комплексной частотной характеристики при малых радиусах корреляции постоянна и не зависит от частоты (значения  $\psi'$ ). Дисперсии реальной и мнимой частей комплексной частотной характеристики в общем случае не равны друг другу, поэтому модуль частотной характеристики распределен по трехпараметрическому закону (закону Бекмана) [3]

$$\omega(R) = \frac{R}{\sigma_{\text{Re}K} \sigma_{\text{Im}K}} \exp \left\{ -\frac{R^2 + R_0^2}{2\sigma_{\text{Re}K}^2} \right\} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n-1)! (\sigma_{\text{Im}K}^2 - \sigma_{\text{Re}K}^2)^n}{n! 2^n \sigma_{\text{Im}K}^{2n} R_0^n} R^n I_n \left( \frac{RR_0}{\sigma_{\text{Re}K}^2} \right)$$

Интегральный закон распределения модуля частотной характеристики для частоты  $\psi'$  находится интегрированием плотности вероятностей  $\omega(R)$ . Таблицы интегрального закона распределения приведены, например в [3]

Учитывая большое число источников ошибок, влияющих на точность определения частотной характеристики  $K(\bar{x}, \omega)$ , можно предположить, что их вклад в составляющие дисперсий реальной  $\sigma_{\text{Re}K}^2 = \overline{(\Delta R)^2}$  и мнимой  $\sigma_{\text{Im}K}^2 = R_0^2 \overline{(\Delta \Phi)^2}$  частей  $K(\bar{x}, \omega)$  примерно одинаков, как это принято в [4], т.е.  $\sigma_{\text{Re}K}^2 = \sigma_{\text{Im}K}^2 = \sigma_K^2 / 2 = \sigma^2$ . В этом случае при выполнении условия (1) амплитуда  $K$  распределена по закону [5]

$$\omega(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(R - R_0)^2}{2\sigma^2}} \left\{ 1 + \frac{\sigma^2}{8RR_0} \right\} \sqrt{\frac{R}{R_0}}, \quad R_0 > 0,$$

который с точностью до поправочного множителя  $\left\{ 1 + \frac{\sigma^2}{8RR_0} \right\} \sqrt{\frac{R}{R_0}}$  (близкого к единице при  $\sigma^2 \ll R_0^2$ ) совпадает с нормальным законом с параметрами  $N(R_0, \sigma^2)$ . При этих же условиях фаза распределена по нормальному закону со средним значением  $\Phi_0$  и дисперсией  $\sigma_\phi^2$

$$\omega(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi}} e^{-\frac{(\Phi - \Phi_0)^2}{2\sigma_\phi^2}}, \quad \sigma_\phi^2 = \frac{\sigma^2}{R_0^2}.$$

Указанное предположение  $\sigma_{\text{Re}K}^2 = \sigma_{\text{Im}K}^2 = \sigma^2$  выполняется достаточно точно при превалировании аддитивных ошибок над остальными видами погрешностей  $\sigma_e^2 \gg \sigma_a^2, \sigma_\phi^2$  и при использовании широкополосных сигналов.

Таким образом, нами получены статистические характеристики амплитуды и фазы ближнего поля антенны на каждой спектральной составляющей по измерениям временного импульсного отклика антенны  $h(\bar{x}, t)$

## Результирующая погрешность определения пространственных характеристик антенн по измерениям параметров импульсных сигналов

Основными источниками погрешностей ближнезонных методов определения параметров антенн являются методические, носящие преимущественно систематический характер, и инструментальные (чаще всего случайные) [6]

Методические погрешности существенно зависят от размеров области измерений ближнего поля, выбранного шага дискретизации, положения области измерений относительно антенны, типа зонда и др. В каждой отдельной реализации отклика  $\Delta F$  полученной в результате обработки ДН  $F$ , обусловленные методическими погрешностями, от реальной ДН  $F_0$  носят осциллирующий характер, предельные значения которых приведены в [6]

Случайные погрешности определения характеристик антенн зависят от точности измерений параметров многочастотного или импульсного сигнала в ближней зоне антенны. Выражения для расчета дисперсий уровней бокового излучения антенны, ширины главного лепестка, флуктуаций направления главного максимума по известной статистике ближнего поля приведены в [2]

При оценке результирующей погрешности определения характеристик антенн по измерениям поля в ближней зоне в широком диапазоне частот все составляющие погрешности должны рассматриваться как случайные величины, принимающие в каждой реализации различные значения. Поскольку не исключенная систематическая погрешность в каждой реализации принимает случайное значение, то она приобретает все свойства случайной величины и суммирование ее с другими случайными погрешностями должно проводиться по правилам суммирования составляющих результирующей погрешности [7]

Для того чтобы отдельные составляющие погрешностей можно было суммировать, они должны быть предварительно представлены своими среднеквадратичными значениями  $\sigma$  и все операции расчетного суммирования должны производиться только над среднеквадратичными значениями погрешностей

Приведем методику выбора условий измерений и оценки требований к точности измерений ближнего поля для восстановления с определенной точностью уровней бокового излучения, т.к. требования к параметрам измерительных систем в этом случае наиболее жесткие [2].

Систематические погрешности определения ДН  $\Delta F$ , обусловленные ограничением области измерений и дискретизацией [6], будем считать случайными, равномерно распределенными на интервале  $[-|\Delta F_{\text{огр}}|, |\Delta F_{\text{огр}}|]$ ,  $[-|\Delta F_{\text{д}}|, |\Delta F_{\text{д}}|]$  величинами, откуда  $\sigma_{\text{огр}} = |\Delta F_{\text{огр}}|/\sqrt{3}$ ,  $\sigma_{\text{д}} = |\Delta F_{\text{д}}|/\sqrt{3}$ . Здесь  $\Delta F_{\text{огр}}$  и  $\Delta F_{\text{д}}$  – максимальные значения погрешностей, обусловленные ограничением области измерений и дискретизацией их. Значения  $|\Delta F_{\text{огр}}|$ ,  $|\Delta F_{\text{д}}|$  находят по соотношениям, приведенным в [6]

Результирующая дисперсия восстановленной ДН

$$\sigma_F^2 = \sigma_{\text{д}}^2 + \sigma_{\text{огр}}^2 + \sigma_{\text{сл}}^2, \quad (5)$$

где  $\sigma_{\text{сл}}^2$  – дисперсия восстановления ДН, обусловленная случайными ошибками измерения параметров многочастотного или импульсного отклика антенны на поверхности измерений  $S$

Как отмечено в [2], сравнительно высокая относительная точность восстановления уровня боковых лепестков и высокая надежность обеспечивается при измерении тех уровней ДН, для которых выполняется условие  $[R_{\psi}(\psi_k)/\sigma] \gg 1$ . При этом амплитуда восстановленной ДН распределена по нормальному закону  $N(|F_n|, \sigma_F^2)$ . Вероятность того, что амплитуда восстановленной ДН  $|F|$  отличается от истинной ДН  $|F_n|$  не более чем на  $\pm V$

$$P_{\text{кр}} = P\{-V \leq |F| - |F_n| \leq V\}$$

находится по формуле

$$P_{кр} = 2\Phi(l^* / \sigma_F), \quad (6)$$

где  $\Phi(\alpha)$  – функция Лапласа

Методика определения требований к параметрам измерительных систем при заданных требованиях к точности восстановления ДН антенн заключается в следующем

1 Исходя из требований к точности определения ДН с заданной вероятностью по соотношению (6) находят допустимое значение дисперсии  $\sigma_F^2$

2 Используя априорные сведения о соотношении величин ошибок  $\sigma_{д}, \sigma_{отр}, \sigma_{сл}$ , обусловленных различными источниками, определяют допустимый вклад каждого источника ошибок в суммарное значение дисперсии  $\sigma_F^2$ . В простейшем случае можно положить вклады рассматриваемых источников в общую дисперсию  $\sigma_F^2$  равными. Тогда по графикам, приведенным, например в [6], находят размеры области измерений, шаг измерений и, наконец, на основе известной связи дисперсии  $\sigma_{сл}^2$  со статистическими характеристиками ошибок измерений АФР [2] находят требования к дисперсиям и радиусам корреляции ошибок измерений. В том случае, если радиусы корреляции неизвестны, требования к дисперсиям ошибок измерений определяют в предположении, что радиус корреляции имеет значение, при котором дисперсия максимальна.

Таким образом, по найденному значению  $\sigma_{сл}^2$  предъявляют требования к точности знания АФР на поверхности сканирования  $S$  (требования к величинам дисперсий  $\sigma_p^2, \sigma_\phi^2$  и радиусам корреляции  $c_p, c_\phi$  ошибок измерения амплитуды и фазы ближнего поля). Требования к точности измерений временных импульсных откликов антенны  $h_0(\bar{x}, t)$  находят по установленной связи статистических характеристик комплексной передаточной функции  $K(\bar{x}, \omega)$  с источниками погрешностей импульсных сигналов.

В заключение отметим следующее. До сих пор мы считали, что ДН антенны на отдельной частоте  $f$  находят по набору спектральных отсчетов функции  $h_0(\bar{x}, t)$ , соответствующих частоте  $f$  на поверхности  $S$ . Реально, в результате эксперимента мы измеряем не импульсную характеристику антенны, а результат ее свертки с зондирующим сигналом. Это приводит к тому, что расчет частотной характеристики  $K(\bar{x}, \omega)$  содержит постоянный (и неизвестный) множитель – спектр зондирующего сигнала  $U(\omega)$ . Для определения характеристик антенны на фиксированных частотах это не имеет значения, а учитывать спектр зондирующего сигнала необходимо при относительных сравнениях ДН на различных частотах. Это требует проведения калибровочных измерений сигнала  $u(t)$ , который подают на вход антенны, расчета значений  $U(\omega)$  и нормировки полученных ДН антенны на различных частотах.

### Заключение

Проанализированы статистические свойства частотной характеристики и показано, что при малых радиусах корреляции ошибок измерений ВАО реальная и мнимая части частотной характеристики антенны распределены по нормальному закону, причем дисперсии составляющих практически не зависят от частоты. Полученные результаты позволяют оценить точность определения параметров антенн на различных частотах.

Предложена методика оценки результирующей погрешности определения пространственных характеристик антенн по измерениям импульсных сигналов, учитывающая как методические, так и случайные ошибки измерений. Это позволяет предъявить требования к условиям измерений и их точности, обеспечение которых гарантирует близость восстановленной ДН к истинной в заданном диапазоне частот.

**Список литературы:** 1. *Усин В.А., Анохина О.Д., Усина А.В.* Потенциальная точность ближнезонных методов определения характеристик антенн при использовании импульсных сигналов. Ч.1. Точность определения частотной характеристики антенны // *Радиотехника*. 2004. № 137. С. 67-78 2. *Shifrin Ya.S., Usin V.A.* Statistic theory of antenna measurements // *Telecommunications and Radio Engineering*. 2002. Vol. 58, № 8. P. 34-83. 3. *Клюевский Л.Д.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Связь, 1969. 375 с. 4. *Шифрин Я.С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 383 с. 5. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1968. 503 с. 6. *Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий и др.* Л.: Наука, 1985. 272 с. 7. *Оценка погрешностей результатов измерений / П.В. Новицкий, И.А. Зограф Л.: Энергоатомиздат. 1985. 247 с.*

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники  
Харьковский национальный  
экономический университет*

*Поступила в редакцию 08/04/2006*

## РАДИОУПРАВЛЯЕМЫЕ НОСИТЕЛИ. СОСТОЯНИЕ РАЗРАБОТОК И НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ

### Введение

Многие стороны жизнедеятельности человечества связаны с использованием управляемых с помощью командных радиосистем носителей (надводных, воздушных, наземных), на которых устанавливаются либо датчики для извлечения разнообразной информации, либо механизмы для выполнения различных работ.

Диапазон применения современных радиоуправляемых систем чрезвычайно широк.

- военные и космические технологии;
- управление производственными процессами;
- бытовая техника;
- средства безопасности;
- игровые аттракционы.

В последнее время интерес к разработке и исследованию радиоуправляемых носителей (РУН) сильно возрос. Создаются такие системы и на кафедре ОРГ ХНУРЭ в лаборатории «Практического применения радиоуправляемых систем».

Цель работы:

- обобщить мировые достижения в области создания РУН;
- в обзорном порядке представить информацию о разработках лаборатории «Практического применения радиоуправляемых систем»;
- изложить круг вопросов, подлежащих решению в ближайшей перспективе.

### Достижения в разработке и перспективы применения радиоуправляемых носителей

#### Военные и космические технологии

17 ноября 1970 г., в 7:20 по московскому времени в районе Моря Дождей на Луне советский самоходный космический аппарат «Луноход-1» (рис. 1), управляемый с Земли, преодолел первые несколько метров.



Рис 1

Центр управления луноходом включал в себя пункт управления луноходом, который включал пульта управления командира экипажа, водителя лунохода и оператора остронаправленной антенны, рабочее место штурмана экипажа, а также зал оперативной обработки телеметрической информации.

Дальнейшее развитие РУН получили не только в космической, но и в авиационной технике.

Будущая мировая авиация на 50% будет беспилотной. Летчик стал «дорогим». В региональных конфликтах теряется огромное количество пилотов.

В мире наблюдается бум «беспилотников» и

обсуждается концепция войн летающих роботов.

В США рассматривается вопрос о включении к 2008 г. в перечень стандартного вооружения бригады сухопутных войск до 150-200 радиоуправляемых носителей оперативно-тактического назначения. Речь также идет о внедрении все более совершенных и продвинутых систем, которые совместно с имеющимися средствами могут значительно изменить характер ведения вооруженной борьбы, особенно в конфликтах малой и средней интенсивности [1].

Американское агентство по перспективным вооружениям (DARPA), работающее в рамках заданий Пентагона, провело совместно с ВВС и ВМС США испытание прототипа «со-

вместной беспилотной боевой воздушной системы» (J-UCAS) Она должна сбрасываться с БПЛА фирмы Boeing X-45A и нести 250-фунтовую «умную бомбу». Планируется показать скоординированные полеты одновременно нескольких подобных аппаратов, выполняющих конкретную боевую задачу

В Израиле, обремененном тяжелой борьбой с терроризмом, на выставке, посвященной конфликтам низкой интенсивности и ведению военных действий в городских условиях, в марте 2005 г. были показаны в числе других систем БПЛА "SPY THERE" и "BIRDY". Первая из них при взлете весит всего 5 кг и способна выполнять различные разведывательные задачи в течение одного часа. Все оборудование переносится двумя операторами. Распространение технологий БПЛА зашло настолько далеко, что даже такая страна, как Иордания, собственными силами ведет разработку нескольких подобных аппаратов для своей армии

Это лишь малая часть примеров о применяемых в мире радиоуправляемых системах. Всего, по оценкам американских экспертов, активно занимаются проблемами создания БПЛА 45 стран. Массовые поступления этих систем на вооружение частей Объединенных вооруженных сил НАТО ожидаются к 2007 г. А некоторые наши специалисты полагают, что «численность их парка в Центрально-Европейских войсках может достигнуть примерно 60 тысяч единиц, из которых около 60%, по-видимому, будут составлять малоразмерные аппараты»

Воздушная разведка является одной из наиболее сложных и рискованных боевых задач. На любом этапе военных действий мудрым считается максимально бережное отношение к опытному и хорошо натренированному летному составу. А ведь именно таким пилотам и инженерам обычно поручаются разведывательные полеты. Классный летчик ценнее любого беспилотного летательного аппарата, даже самого дорогого, и только в исключительных случаях могут быть хоть как-то оправданы потери личного состава при проведении воздушно-разведывательных операций. По данным иностранной печати, во время войны в Югославии в 2000 г. натовцы при решении разведывательных задач официально потеряли 48 БПЛА. США, в частности, – 17 машин: 3 Predator, 9 Hunter, 4 Pioneer. 14 беспилотных аппаратов Phoenix потеряли англичане. Таким образом, были спасены многие жизни летчиков.

В свое время именно эти требования определяли создание в КБ им. А.Н. Туполева достаточно эффективных для своего времени наземных комплексов и беспилотных самолетов-разведчиков «Рейс» и «Рейс-Д», а также «Стриж». Эти тяжелые машины неплохо справлялись с решением задач оперативно-тактической и тактической разведки на сравнительно большой глубине.

Известным НИИ «Кулон» совместно с ОКБ им. Яковлева был создан беспилотный комплекс воздушной разведки и наблюдения за полем боя «Строй-П» с дистанционно управляемым беспилотным аппаратом «Пчела-1», который неплохо зарекомендовал себя и в ходе двух чеченских кампаний. В ряде случаев, как, например, с системой «Рейс-Д», значительным дополнительным преимуществом является малая радиолокационная заметность БПЛА.

В странах СНГ накоплен большой опыт использования БПЛА для радиационной разведки. Первой такой машиной стал беспилотный самолет Як-9В. Самолеты этого типа долгое время осуществляли дозиметрический контроль в атмосфере при проведении ядерных испытаний. Под решение специальных задач в этой сфере создавались и уникальные беспилотные вертолеты Ка-27Е, которые принесли большую пользу российским Вооруженным Силам. Мы уже не говорим о такой области, как широкое использование «беспилотников» в качестве воздушных мишеней.

В конце 90-х годов в США создали удачный БПЛА Predator, который сейчас является основой для большого семейства беспилотных аппаратов. После долгой внутриведомственной борьбы в сентябре 2000 г. удалось задействовать две машины против «Талибана» и «Аль-Каиды» в небе над Афганистаном.

В Западной Европе – в Швеции, Бельгии, Италии, Франции, Великобритании, Германии и других странах успешно ведутся работы по созданию микроБПЛА для поля боя и решения тактических боевых задач.

При средней стоимости серийных аппаратов от 4,5 тыс. долларов становится совершенно реальным насыщение ими армий даже на ротном уровне. Французы поставили перед собой необычную цель – создать и принять на вооружение миниатюрные ручные БПЛА, которые могли бы усилить боевые возможности мотопехоты. Их не пугают расходы. МикроБПЛА *Mirador* по длине будет где-то в пределах 25 см, а его двигатель обеспечит 20-минутный полет. На этой базе будет создаваться БПЛА «*FELIN*» с параметрами: длина 40 см, масса 1,5 кг, радиус действия 1000 м и продолжительностью полета 20 мин. Говорят, что данный аппарат намереваются испытывать для определения возможности включения в снаряжение пехотинца.

Однако БПЛА в определенном смысле может стать и обоюдоострым оружием. Еще в 2002 г. министр обороны США Дональд Рамсфельд в секретном докладе предупредил о нарастающей угрозе со стороны крылатых ракет и БПЛА, против которых на данном этапе у США нет адекватной защиты. Он утверждал, что даже самые примитивные беспилотные платформы в руках террористов могут стать крайне опасными.

Санкт-Петербургское ОАО «НПП «Радар мм-с» неоднократно принимает участие в Международном аэрокосмическом салоне в Жуковском (Россия). На МАКС-2003 предприятие «Радар мм-с» демонстрировало новый дистанционно-пилотируемый вертолет, совместно разрабатываемый с Самарским Государственным университетом аэрокосмического приборостроения.

Два предприятия разрабатывают и реализуют концепцию построения мониторинговых комплексов (МК) с малогабаритным дистанционно-пилотируемыми вертолетами (ДПВ).

Суть концепции, сокращающей сроки разработки и построения такого ДПВ в составе МК, состоит в том, что за основу взят спортивный радиоуправляемый вертолет. Он оснащается авиамодельной авионикой и дополнительно устанавливаемой радиоэлектронной системой (телевизионная камера, передатчик, источник питания, антенна и спутниковая навигационная система GPS), баровысотомером, а также автономным радиомаяком для поиска вертолета при вынужденной его посадке.

На вооружение ВМС Израиля поступают радиоуправляемые катера под названием «Защитник». На недавно проведенных испытаниях катер, управляемый с берега, развивал скорость до 50 узлов и легко маневрировал в водах гавани близ израильской базы ВМС в Средиземном море.

Американская корпорация BBN Solutions LLC создала прибор, при помощи которого можно будет вычислять на поле боя направление, откуда ведет огонь вражеский снайпер. Новый прибор получил название «Бумеранг», он может быть смонтирован на наземном радиоуправляемом носителе. Пентагон уже выделил 6,3 млн. долларов на разработку, испытания и внедрение этой системы.

Прибор представляет собой антенну с семью микрофонами, блок с миникомпьютером для обработки информации, а также пульт управления. Звук от полета пули, выпущенной из снайперской винтовки, будет улавливаться микрофонами и передаваться на компьютер, который затем вычислит направление движения. Кроме того, антенна всегда «почувствует» воздушную волну от пули. На экране монитора находится изображение, похожее на компас, на нем стрелкой будет показано, откуда стрелял снайпер. Более точная информация – направление и возвышение – будет дублироваться цифрами.

Скорость обработки данных составляет около двух секунд. Этого времени достаточно, чтобы уничтожить позицию снайпера ответным огнем. Система будет откалибрована для определения выстрелов из стрелкового оружия, аналогичного АК-47. В настоящее время ее испытывают в Ираке, где «Бумеранг» в качестве эксперимента установили на 50 радиоуправляемых наземных носителях.

### **Безопасность**

В ФСБ России создан собственный мобильный радиоуправляемый носитель сверхлегкого класса, предназначенный для уничтожения взрывных устройств. «Вездеход-МЗ» будет использоваться при проведении антитеррористических мероприятий подобных случаям в Тушино и ресторане «Имбирь».

Мобильный радиоуправляемый носитель разрабатывался по техническому заданию УНТО ФСБ для обеспечения неотложных оперативных антитеррористических мероприятий по обнаружению и обезвреживанию взрывных устройств

Новое устройство позволяет проведение аудио-, видеоразведки объектов и территорий, а также поиск, обнаружение и дистанционное уничтожение взрывных устройств

Как считают эксперты, «Вездеход-МЗ» способен обезопасить сотрудников ФСБ, обезвреживающих взрывные устройства

Напомним, радиоуправляемый носитель, с которым работали взрывотехники во время инцидента на Тверской-Ямской улице, был произведен в Ирландии.

### **Управление производственными процессами**

Компания Alcatel (Paris CGEP PA; NYSE: ALA) объявила о подписании соглашения с Mitsubishi Heavy Industries America (MHI) Соглашение предусматривает поставку средств автоматического управления движением для новой автоматической системы перемещения пассажиров в радиоуправляемых поездах, работающих без машинистов (automated people mover – АРМ) Эта система будет построена для нового вашингтонского международного аэропорта (Washington's Dulles International Airport) Этот проект является частью амбициозной программы, направленной на значительное расширение пропускной способности аэропортов в американской столице и повышение качества обслуживания пассажиров [4]

### **Игровые аттракционы**

Вот уже несколько лет при кафедре САПР и ПК Волгоградского государственного технического университета (Россия) конструируются радиоуправляемые модели боевых танков В настоящее время они успешно продаются не только в России, но и за рубежом Впечатляющие размеры и звуковые эффекты придают моделям небывалую зрелищность

Встал вопрос об управляющей системе, решение которого отчасти легло на плечи студентов кафедры В идеале система должна управлять радиоуправляемыми моделями танков на беспрепятственном ограниченном поле

Для реализации управляющей системы была выбрана концепция мультиагентных систем Каждая команда представляет собой систему когнитивных агентов

Стратегии сражения складываются из комбинации количества тех или иных атакующих единиц и геометрического расположения команды относительно противника

Для реализации развития представления агентов о внешней среде в работе используется архитектура, предложенная Дж Холландом и основанная на базе системы классификаторов

В основе данной архитектуры лежит база правил, которая может пополняться при помощи генетических алгоритмов, что влечет за собой появление новых стратегий

Весь аттракцион в целом состоит из следующих компонент

- 1) модели танков,
- 2) система позиционирования (видеокамера + мощный компьютер для корректировки расположения моделей танков в виртуальном пространстве),
- 3) система управления боем,
- 4) станция, для передачи радиосигнала механическим моделям

На сегодняшний день уже реализована бета-версия описываемой системы Tank War 1.0b, которая была представлена на конференции «Технологии Microsoft в теории и практике программирования»

### **Медицина**

Пятилетний проект, на который правительство Японии выделило 5 млн. долл., реализовывался совместно специалистами-робототехниками Университетов Токио и Цукубы [4] Суть его заключалась в создании кибернетического организма (киборга) на основе гибридизации животного, на голову которого водружается некое подобие шлема, а вся электронная начинка (микропроцессор, элемент питания и радиопередатчик) крепится на спине подопытного в специальном «рюкзачке»

При подаче особым образом сформированных электрических импульсов, появляется возможность управлять движением животного – заставляя его бежать вперед, пятиться или поворачивать в нужную сторону

Кроме того, на тело животного можно также поместить насадку с видеокамерой, сенсорами и микрофонами. В комплект входит дистанционный пульт управления.

### Разработки лаборатории «Практического применения радиоуправляемых систем»

Учитывая актуальность развития техники РУН, в Харьковском национальном университете радиоэлектроники при кафедре ОРТ в лаборатории «Практического применения радиоуправляемых систем» сотрудники совместно со студентами разрабатывают и изготавливают радиоуправляемые носители для передачи видеoinформации, определения радиационного фона, обнаружения взрывоопасных предметов и их физическое провоцирование. Приведем некоторые примеры:

#### Наземный радиоуправляемый носитель

Носитель (рис 2) предназначен для использования при поиске и обезвреживании взрывоопасных предметов (ВОП) в городских условиях и открытой местности. Представляет собой самодвижущееся дистанционно управляемое шасси с комплектом оборудования.

Базовая комплектация радиоуправляемого носителя разведки и разминирования включает самодвижущееся шасси, систему дистанционного управления (по радиоканалу), обзорную видеокамеру с системой передачи изображения на видеомонитор, источник ИК-подсветки, лазерный целеуказатель, навесной трал, гнездо для огнестрельного средства (напр пистолета ПМ) с механизмом дистанционного спуска, пульт

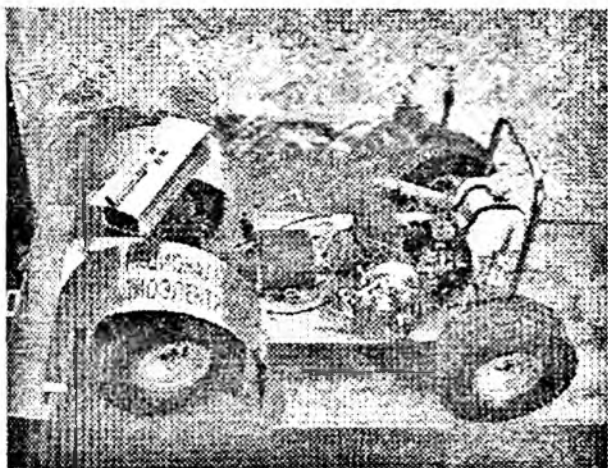


Рис 2

дистанционного управления, автоматическое зарядное устройство

Носитель может быть использован для решения следующих задач

- дистанционный визуальный осмотр в дневных и ночных условиях предметов и помещений с подозрением на наличие в них ВОП,
- визуальная идентификация (по возможности) типа ВОП, его взрывателя, массы заряда взрывчатого вещества, наличия или отсутствия осколочного корпуса,
- взятие проб воздуха для последующего их анализа на наличие взрывчатых и других веществ,
- приведение к срабатыванию оптических взрывателей и взрывателей с натяжными (разбрасываемыми) датчиками цели (растяжками) в помещениях и на открытой местности,
- доставка к ВОП различного рода разрушителей ближнего радиуса действия и локализаторов действия взрыва.

Носитель может быть также использован при задержании и обезвреживании преступников, для дистанционного ведения скрытного аудиовизуального контроля за различными объектами, при проведении поисково-спасательных операций и ликвидации последствий различных аварий

Основные ТТХ системы

- дальность управления не менее, м 800,
- габаритные размеры (длина, ширина, высота), мм 780x440x295,
- масса, кг 24 кг,
- скорость движения, км/час 0 – 45,

- автономность работы, ч до 1,5;
- минимальный радиус поворота, м 0,8;
- двигатель бензиновый, см<sup>3</sup> 40;
- центробежное сцепление

### Радиоуправляемый носитель для подклиренсного осмотра автомобилей

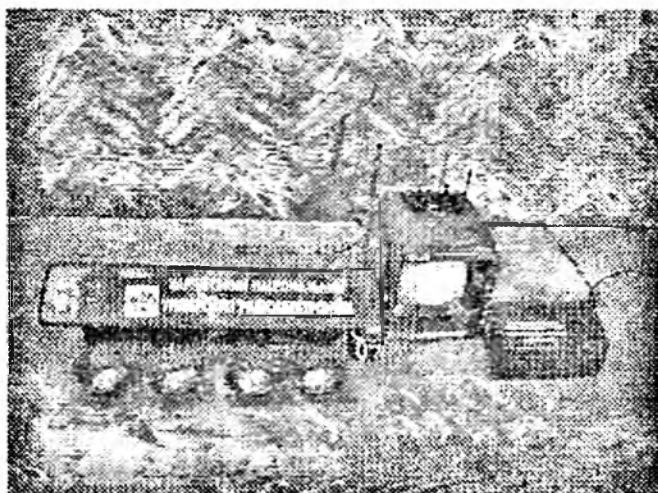


Рис 3

Малогабаритный колесный мобильный радиоуправляемый носитель (рис 3), специально приспособленный к осмотру подклиренсного пространства автомобилей

Это дистанционно управляемое, чрезвычайно малогабаритное устройство служит в качестве инструмента наблюдения подклиренсного пространства автомобилей на предмет обнаружения подозрительных предметов, являющихся, возможно, взрывными устройствами.

Это идеальное средство для ситуаций, когда имеется большая опасность для людей и когда невозможно применять более крупные манипуляторы.

Небольшие размеры делают носитель идеальным для решения задач в пограничных войсках, таможенных терминалах, службах ГАИ и других аналогичных подразделениях. Его высота настолько мала, что он может вкатываться под днище многих типов автомобилей.

Носитель оборудован радиоуправляемой системой и радиопередатчиками аудио и видео информации, что позволяет точно ориентировать его в пространстве.

Носитель может служить в качестве инструмента скрытого наблюдения. Возможна, также, установка дополнительной платформы для стрельбы альтернативными боеприпасами типа осветительных ракет или дымовых шашек.

### Надводный радиоуправляемый носитель

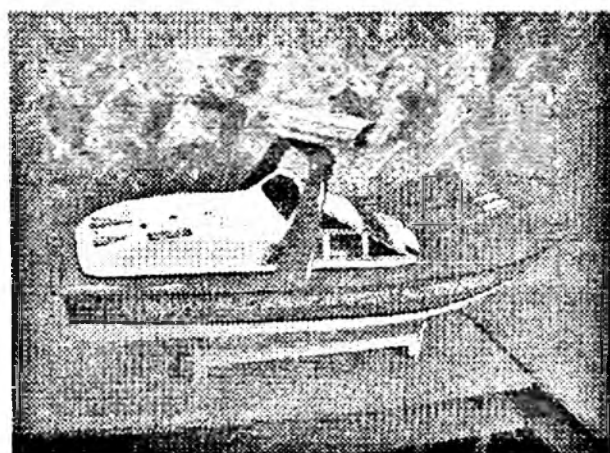


Рис 4

Носитель (рис 4) предназначен для использования при поиске и обезвреживании взрывоопасных предметов (ВОП) в условиях закрытых и открытых водоемов с волнением до трех баллов.

Представляет собой самодвижущееся дистанционно управляемое плавательное средство с комплектом оборудования.

Базовая комплектация радиоуправляемого носителя разведки включает самодвижущийся корпус, систему дистанционного управления (по радиоканалу), обзорную видеокамеру с системой передачи изображения на видеомонитор, источник ИК-подсветки, лазерный целеуказатель,

платформу для стрельбы альтернативными боеприпасами типа осветительных ракет или дымовых шашек.

Носитель может быть также использован при задержании и обезвреживании преступников, для дистанционного ведения скрытого аудиовизуального контроля за различными объектами, при проведении поисково-спасательных операций и ликвидации последствий различных аварий.

### Основные ТТХ системы.

– дальность управления не менее, м	800;
– габариты (длина, ширина, высота), мм	1580/500/420,
– масса, кг	15,
– скорость движения, км час	0 – 55;
– автономность работы, ч	до 1,
– минимальный радиус поворота, м	3;
– двигатель бензиновый, см <sup>3</sup>	40;
– центробежное сцепление	

### Радиоуправляемый тренажер машинистов подъемных кранов

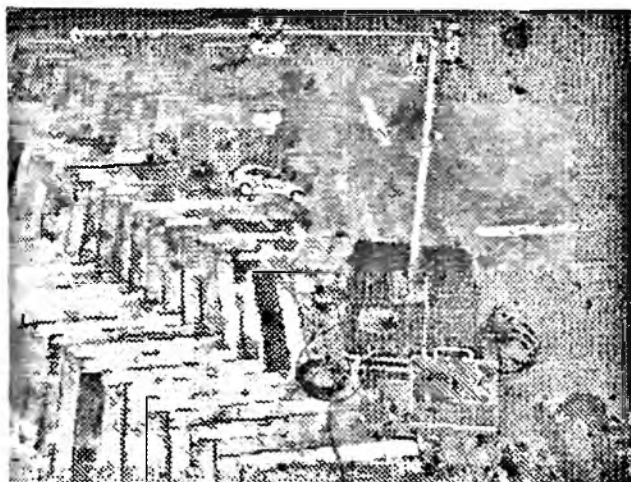


Рис 5

Тренажер (рис. 5) предназначен для обучения крановщиков подъемных кранов перемещению грузов с помощью беспроводного дистанционного управления в сложных визуальных обзорах, требующих одного и более сигнальщиков

Представляет собой металлоконструкцию полностью имитирующую узлы башенного крана.

Комплектация. основание с блоком питания, передающее устройство (27МГц), приемник, дешифраторы, сервомоторы, электрическое питание борт-220 В, передающее устройство-12 В (постоянный ток)

### Основные направления дальнейших исследований

Дальнейшие исследования РУН условно можно разделить на два направления:

- разработка командных систем РУН с различными функциями,
- создание датчиков для извлечения разнообразной информации

Первое направление сопряжено с разработкой защищенных командных систем [5]

Одна из причин – необходимость сохранения работоспособности РУН при воздействии целенаправленных помех противника

Вторая причина – достижение на трассе радиоканала РУН такого соотношения сигнал/шум, при котором РУН еще способен выполнить задание и вернуться на базу. Особенно сложно решить эту задачу при работе РУН в условиях закрытых помещений

Обе рассмотренные причины порождают множество задач исследований в зависимости от назначения РУН в этой статье не детализируются

Второе направление тоже отличается разнообразием решаемых задач. Одной из наиболее актуальной для Украины, на наш взгляд, является создание эффективных датчиков для обнаружения взрывоопасных (ВО) веществ

Современное состояние возможных методов обнаружения взрывных устройств характеризуется многообразием. Их анализ показывает, что каждый из них обладает ограничениями. При этом необходимо учитывать как априорную информацию об объекте поиска (размеры, материал корпуса и т.д.), так и свойства укрывающей среды. Сейчас в отечественных и зарубежных перспективных разработках наибольшее применение нашли следующие методы

- электромагнитные (индукционный, радиоволновой, магнитометрический, нелинейный),
- рентгеновской интроскопии,
- газоаналитические,
- механический (механического зондирования с использованием шупов).

В настоящее время нами совместно с Харьковским научно-исследовательским технологическим институтом приборостроения Национального космического Агентства Украины (зам. директора по научной работе проф. В.Н. Боршев) начаты работы по созданию газоаналитических датчиков широкого спектра ВО веществ.

### **Заключение**

Приведенный материал свидетельствует о том, что в лаборатории «Практического применения радиоуправляемых систем» ведутся актуальные разработки РУН, которые могут найти широкое применение в формированиях органов, отвечающих за безопасность государства.

Авторы статьи выражают благодарность научному консультанту доктору технических наук профессору В.М. Шокало.

**Список литературы:** 1. *Официальные документы ООН* – [www.un.org/russian/document/](http://www.un.org/russian/document/) 2. *Программа научно-исследовательских работ по гуманитарному разминированию: каталог оборудования для гуманитарного разминирования* – [www.demining.btrc.com/R&D](http://www.demining.btrc.com/R&D) 3. *Устройства для разминирования. описание принципа действия* – [www.ukdf.org.uk/fs22.htm](http://www.ukdf.org.uk/fs22.htm) 4. *ETODS* и другие роботы компании ОАО [www.oao.com/robotics](http://www.oao.com/robotics) 5. *Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации* / И.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.Е. Дронов и др. М.: АСТ. 2006. 403с.

*Харьковский национальный  
университет радиотехники*

*Поступила в редакцию 27.04.2006*

## КОМПЛЕКСНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИКИ МЕТЕОРНОГО ПРИТОКА РАДАРАМИ И ЛИДАРАМИ В УКРАИНЕ

В 85-летие со дня рождения Бориса Леонидовича Кашеева мы, его ученики и коллеги, с благодарностью вспоминаем, что нам довелось начинать и развивать радиометеорные исследования в Украине

50 лет назад по инициативе и под руководством Б.Л. Кашеева в Харьковском политехническом институте (ХПИ) на кафедре основ радиотехники (ОРТ) в рамках Международного геофизического года (МГГ) начал осуществляться радиометеорный проект

Неуемная энергия, научная интуиция, большая личная работоспособность и самодисциплина Б.Л. Кашеева создавали атмосферу деловитости и творческого поиска в достижении конечных результатов в изучении метеоров, сведения о которых были конкурентно-способны на международном уровне

В 1955-1956 учебном году два дипломника (в дальнейшем первые сотрудники метеорной лаборатории Дудник Б.С. и Лагутин М.Ф.) зарегистрировали кратковременные метеорные явления на РЛС "Редут" на территории ХПИ в ночных условиях декабря-февраля, на частоте 72 МГц. Стажировка сотрудников в Казанской астрономической обсерватории им. Энгельгардта, где уже велись измерения с применением специальной приставки к локатору, позволила модернизировать методику измерений и получить первые результаты о численности метеоров. Аналогичное усовершенствование станции "Пегматит" было проведено кафедрой ОРТ в Институте физики Земли (ИФЗ) Туркмении в 1957 г. Автор был командирован в ИФЗ для внедрения разработанной системы регистрации метеоров. С этого и началось многолетнее плодотворное сотрудничество с ашхабадскими астрофизиками и геофизиками И.С. Астаповичем, О. Овезгельдыевым, А. Хайбердыевым, А. Симоненко и др.

В 1958 г. в Харькове была завершена разработка метеорного радара нового поколения [1], установленного в Савинской полевой лаборатории Балаклейского района, которой в 2005 году Правительством Украины присвоен статус Национального достояния Украины и имя профессора Б.Л. Кашеева.

По программе МГГ в Украине были начаты систематические наблюдения численности радиометеоров [2] и их индивидуальных скоростей [3].

Автором были разработаны ретрансляторы метеорных сигналов, принимаемых с двух выносных пунктов на расстоянии 4-5 км от приемного пункта, что позволило начать измерения радиантов и скоростей, а следовательно, орбит индивидуальных метеоров триангуляционным методом.

В декабре 1959 г. было зарегистрировано 298 орбит метеорного потока Геминид  $7^m$  ...  $6^m$  звездной величины [4]. Алгоритмы обработки орбит метеоров разработала астроном А.Н. Симоненко, приглашенная для интерпретации результатов наблюдений в Савинскую лабораторию.

Годичный цикл исследований радиантов и скоростей индивидуальных метеоров (1959-1960 гг.), проведенный лично автором, лег в основу каталога орбит более чем 3000 метеоров до  $6^m$  звездной величины [5]. Среди орбит спорадических метеоров впервые в мировой практике были обнаружены малые потоки-ассоциации метеоров [6, 7, 8]. С учетом астрономических и физических факторов избирательности наблюдений метеоров ярче  $+7^m$  ...  $6^m$  зв. величины был оценен приток метеорного вещества на Землю, который составил величину порядка 80 тонн в сутки.

К концу семидесятых годов на материалах, полученных на метеорном комплексе первого поколения, были защищены докторские диссертации Б.Л. Кашеевым, В.Н. Лебединцом и кандидатские диссертации – И.А. Лысенко, Б.С. Дудником, В.В. Толстовым, М.Ф. Лагутиным, В.И. Тараном, Б.Г. Бондарем и др. Некоторым из них были сделаны предложения возглавить

научные направления в других вузах и научных учреждениях страны, где они впоследствии продолжили метеорные исследования

Так в Институте экспериментальной метеорологии (ИЭМ) В Н Лебединец возглавил отдел астрофизических исследований, где в кратчайшие сроки воспроизвел исследования орбит метеоров 7<sup>m</sup> звездной величины в Обнинске на однотипной станции. Результаты его теоретических исследований были опубликованы в двух монографиях, в которых уточнялась физическая теория интерпретации метеоров при оценке метеорной опасности. Углубление и развитие теории для метеорных частиц меньших размеров оказалось полезным для многих радиометеорных комплексов, особенно на этапе освоения аппаратуры нового поколения типа «Марс», созданной к тому времени под руководством Б Л Кашеева

В созданном Харьковском институте горного машиностроения, автоматики и вычислительной техники (ХИГМАВТ) кафедру радиопередающих устройств (РПУ) в 1964 году возглавил автор

Б Л Кашеевым были определены области метеорных исследований его учеников так, чтобы они не дублировали тематику проблемной научно-исследовательской лаборатории (ПНИЛ) радиотехники ХПИ

На уникальном радиолокационном комплексе «Марс» на порядок возросло число регистрируемых орбит метеоров и на два порядка увеличилась численность метеоров вплоть до -12<sup>m</sup> звездных величин. Начался самый передовой в мире этап метеорных исследований, который успешно продолжает Ю И Волощук

Реализация проекта ИЭМ Госкомгидромета по созданию глобальной модели ветров метеорной зоны позволила коллективу кафедры РПУ принять участие в модернизации аппаратуры в части создания устройств автоматической обработки дрейфов метеорных следов, которые устанавливались на всех пунктах наблюдения ИЭМ. Было разработано типовое РПУ, успешно применявшееся в совместных исследованиях ХИГМАВТ-а и ИЭМ. При непосредственном участии кафедры РПУ были созданы радиометеорные станции на о. Хейса, в ГДР, Обнинске и Ашхабаде

Впервые в мировой практике в составе 12 САЭ на ст. Молодежная начались исследования ветров и притока метеорного вещества [9] с участием кафедры РПУ. В Арктическом и Антарктическом регионах начали работать однотипные метеорные станции в тех пунктах наблюдения, где проводились одновременные ракетные исследования мезосферы и нижней термосферы. Исследования ветров метеорным методом в экваториальном регионе впервые были проведены под непосредственным руководством Б Л Кашеева

Однако нерешенной астрономической проблемой оставались неточности измерения и интерпретации величины убыли скорости радиометеоров, влияющие на точность определения внеатмосферной скорости метеоров, а, значит, параметров их орбит. Для решения этой проблемы в районе Ашхабада был развернут уникальный многобазисный комплекс для измерения торможения, скорости и орбит метеоров непрерывно-волновым методом [10]. Многобазисная система состояла из пяти РПУ мощностью 1 *КВт*, нагруженных на однотипные пятиэлементные антенны и установленные вдоль базы в 30 км. Пять узкополосных (1 *кГц*) профессиональных приемников типа Р-250 были сосредоточены в одном заэкранированном горам от прохождения приземной волны приемом пункте и подключены к общей антенне [11]. В этом пункте располагалась импульсная станция, измерявшая дальность до метеора и метеорные ветры [12]

На основе измерений радиометеоров был получен каталог орбит примерно 2000 метеоров с учетом экспериментальной оценки убыли скорости за счет измеренного торможения вдоль следа. Эти результаты были получены задолго до измерений, проведенных Роупером в Австралии аналогичным непрерывно-волновым методом

Для экспериментальных исследований притока вещества метеоров вплоть до +14<sup>m</sup> звездной величины были проведены измерения численности метеоров при коммутации по азимуту приемной антенны уникального Граковского радиотелескопа. В системе использо-

вался передатчик Тарановского радиоцентра, работавшего на частоте 19 МГц с мощностью в антенне 50 кВт [13].

Исследования притока метеорного вещества на основе анализа оригинальных радионаблюдений и оптических исследований показали [14], что его величина в 80 т за сутки может оказаться достаточной для образования в мезосфере слоя примесей, за счет испарения атомов металлов, таких как Na; Li; K; Ca; Ca<sup>+</sup>; Fe и др из метеороидов. [15, 16].

Проблема исследования глобального распределения мезосферной примеси антропогенного происхождения была сформулирована в связи с необходимостью проведения экспериментов в атмосфере, связанных с активным выбросом веществ-трассеров, а также ядерных взрывов в атмосфере и привнесенных другими космическими технологиями.

Для проведения комплексных исследований примесей в мезосфере на рассмотренных пунктах, где измерялся метеорный приток, были установлены перестраиваемые по частоте резонансные лидары, разработанные в Харьковском институте радиоэлектроники (ХИРЭ). В составе 23-32 Советских Антарктических экспедиций (САЭ) на ст. Молодежная впервые в мировой практике заработал лидар совместно с радиометеорной станцией.

На ст. Мирный в режиме контроля аэрозольной компоненты стратосферы впервые был использован лидар для изучения проблем стратосферного озона. Аналогичные лидары были установлены в Ашхабаде, Туапсе и Харькове. Исследования проводились на о. Хейса, на ст. Молодежная и на кораблях трансатлантических экспедиций [17]. Комплексные исследования волновых процессов радарами и лидарами существенно дополнили результаты оценки степени энергообмена в атмосфере между тропосферой и мезосферой.

Детальные исследования динамики мезосферного натрия в период действия ежегодных потоков (например, Геминид) показали, что высокая степень корреляции изменения концентрации натрия с ростом притока метеорного вещества связана с увеличением числа крупных частиц, присутствующих в конце потока, для которых показатель степени в законе распределения частиц по массе (S) превышает этот показатель для спорадических метеоров. На основе анализа данных сезонного поведения концентрация натрия, измеренного лидарами, сильно изменялась с ростом широты вплоть до 60°N и 60°S.

В результате лидарного мониторинга в средних и высоких широтах были обнаружены спорадические слои натрия, как в верхней части слоя, так и в нижней его части, где концентрация в высотном интервале 0,1-1 км возрастает на порядок. Мы предполагаем, что маловероятно попадание лазерным лучом непосредственно в метеорный след. Скорее всего, это явление обязано сгонке ионов примеси в слое E, и процессам рекомбинации метеорных ионов Na<sup>+</sup>. Наблюдающееся спорадическое движение слоя натрия вниз может отражать влияние волны Россби, регистрируемых на станциях некогерентного зондирования ионосферы.

Как видно из изложенного, у истоков радиолокационных и лазерных исследований метеорных явлений стоял Б.Л. Кащеев, умело стимулировавший развитие новых направлений в изучении метеорного вещества, поступающего в атмосферу Земли из Космоса.

Мы с благодарностью отмечаем ведущую роль Б.Л. Кащеева в истории развития фундаментальных и прикладных проблем метеорной астрономии и геофизики.

**Список литературы:** 1. Дудник Б.С., Кащеев Б.Л., Лагутин М.Ф. и Лысенко И.А. Система защиты от импульсных помех в аппаратуре, регистрирующей метеорную активность // Радиотехника и электроника. 1958. Т. 3. Вып. 11. С. 27-35. 2. Дудник Б.С., Кащеев Б.Л., Лагутин М.Ф., Лысенко И.А., Толстов В.В., Делов И.А. Изучение метеорной активности радиометодом на частоте 72 МГц // Изв. высш. уч. зав. сер. Радиофизика. 1958. №2. С. 47-56. 3. Кащеев Б.Л., Лагутин М.Ф., Лысенко И.А. Дослідження індивідуальних радіантів метеорів потоку Гемінід // Доповіді АН УРСР. 1961. №5. С. 623-626. 4. Делов И.А., Лагутин М.Ф., Лысенко И.А. Исследование некоторых параметров турбулентных движений методом радиолокации метеорных следов // Изв. Вузov "Радиофизика". 1964. Т. 7. №2. С. 225-231. 5. Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф. Метеорные явления в атмосфере Земли. М.: Наука. 1967. 310 с. 6. Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф. Радиолокационные определения орбит индивидуальных метеоров // Астрон. журн. 1961. №4. Т. 38. С. 361-369. 7. Лагутин М.Ф. Методика и ошибки определения орбит метеоров радиометодом // Метеоры. 1963. №2-3. С. 12-21. 8. Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф. Радиолокационные определения орбит метеоров радиометодом // Метеоры. 1963. №2-3. С. 12-21.

нец В.Н., Лагутин М.Ф. Особенности движения мелких метеорных тел // Докл. АН СССР 1965 Т. 164 С. 165-173 9. Лагутин М.Ф., Катасев Л.А., Лысенко И.А., Петручек Т.П. Численность метеоров по радиолокационным наблюдениям в Антарктиде // Астрон. вестник 1970 №3 Т. 4 С. 137-140 10. Лагутин М.Ф., Гутьмедов Х.Д., Квачкадзе Г.П., Смагин Д.М. Определение торможения при базисной радиолокации метеоров непрерывно-волновым методом // Изв. АН ТССР 1970 №3 С. 37-45 11. Лагутин М.Ф., Гутьмедов Х.Д., Хаибердыев А., Смагин Д.М. Результаты измерения орбит метеорных тел при непрерывно-волновом методе измерения радиоволн // Изв. АН ТССР 1971 №2 С. 111-119 12. Лагутин М.Ф., Смагин Д.М., Хаибердыев А. Измерение скоростей метеоров непрерывно-волновым методом // Изв. АН ТССР 1967 №6 С. 112-118 13. Лагутин М.Ф., Полчанинов В.С., Романенко А.И. К вопросу о наблюдении слабых метеоров непрерывно-волновым методом // Астрон. циркуляр 1973 С. 17-22 14. Овезгельдыев О., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф., Берклиев М., Саврухин А.В. Магнитосферная лаборатория в изучении актуальных вопросов межпланетной пыли // Изв. АН ТССР 1981 №1 С. 121-126 15. Лагутин М.Ф. К вопросу о происхождении атомов металлов в нижней ионосфере Земли // Астрон. вестник 1974 Т. 8 №3 С. 98-111 16. Лагутин М.Ф., Андриященко О.Н., Бабенко А.А. Влияние метеорного притока на высотное распределение натрия верхней атмосферы // Изв. АН ТССР 1976 №6 С. 44-53 17. Лагутин М.Ф., Зарудный А.А., Кузьменко В.Н., Тулинов Г.Ф. Резонансные лидары в глобальном мониторинге примесей верхней атмосферы Земли // Прикладная радиоэлектроника 2004 Т. 3 №1 С. 16-28

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.05.2006*

*В. И. ОЛЕИНИКОВ, канд. техн. наук, Н. И. СЛИЩЕНКО, канд. техн. наук,  
О. А. СОЛЯНИК, канд. техн. наук*

## **РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ТРОПОСТРАТОСФЕРЕ**

Атмосферные РЛС вертикального зондирования (РЛС ВЗ) являются техническим средством, обеспечивающим наилучшую точность, высотное и временное разрешение, вертикальный диапазон высот при измерении скорости ветра в тропосфере.

Радиолокационные станции вертикального зондирования (РЛС ВЗ) или ветровые профилометры (ВП) применяются для дистанционного бесконтактного определения параметров поля скорости ветра над точкой зондирования в тропосфере и нижней части стратосферы.

Для получения информации о динамике атмосферных движений используется явление отражения электромагнитных волн от турбулентных образований и образований другой природы в ясном небе. Временное положение отраженного сигнала и сдвиг по частоте, обусловленный эффектом Доплера, дают точную информацию о высоте и скорости перемещения атмосферных неоднородностей. Анализ параметров отраженных сигналов позволяет получать в реальном масштабе времени высотное-временное поле скорости ветра и интенсивности турбулентности. К достоинствам РЛС ВЗ относятся их способность функционировать вне зависимости от погодных условий: проводить мониторинг состояния атмосферы; работать в необслуживаемом режиме.

За последние 20 лет РЛС ВЗ из уникального оборудования для научных исследований перешли в разряд штатного метеорологического оборудования. В настоящее время отдельные РЛС ВЗ объединены в сети. В США действует сеть NOAA WPN (National Oceanic and Oceanic Agency Wind Profiler Network) состоящая из 32 РЛС ВЗ. Европейская координированная сеть ветровых профилометров CWINDE (Co-ordinated wind profiler network in Europe) включает 22 станции, метеорологическое агентство Японии имеет сеть профилометров из 25 РЛС ВЗ.

Модернизация украинской сети метеорологических наблюдательных пунктов требует разработки, создания и внедрения ветровых профилометров, способных в полной мере воплотить все достоинства этого вида РЛС.

Работы по созданию РЛС ВЗ в Украине ведутся в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ). Проведенные теоретические и экспериментальные исследования позволили создать три модели РЛС вертикального зондирования атмосферы.

- Стратосферно-тропосферная РЛС (СТ РЛС) [1-3];
- Радиолокационный тропосферный ветровой профилометр (РТВП) [4];
- РЛС пограничного слоя атмосферы (ПС РЛС) [4-6].

Эти разработки являются единственными в Украине и в странах СНГ.

### **Стратосферно-тропосферная РЛС**

Стратосферно-тропосферная радиолокационная станция метрового диапазона длин волн размещается на территории Балаклейского научно-исследовательского полигона ХНУРЭ ( $\varphi = 49^\circ 24' N$ ,  $\lambda = 30^\circ 51' E$ ).

Функциональная схема СТ РЛС представлена на рис. 1. Работа аппаратурных средств передающей и приемной систем станции находится под управлением и контролем персонального компьютера. Блок опорных частот (БОЧ) формирует набор высокостабильных когерентных частот, используемых в РЛС. Синхрогенератор обеспечивает совместную работу всех устройств комплекса. Зондирующий сигнал, усиленный в радиопередающем устройстве (РПУ), поступает в передающую антенную систему, представляющую собой фазированную антенную решетку (ФАР). Необходимое фазовое и амплитудное распределение в раскрыве ФАР обеспечивается делителями мощности и фазовращателями ФВ (П). Коммутация направления излучения передающей ФАР (зональное либо меридиональное) реализуется с по-

мощью коммутатора направления КН (П) диаграммы направленности (ДН) ФАР. Сигнал, отраженный от неоднородностей атмосферы, поступает в приемную ФАР. Коммутация направления ДН приемной ФАР осуществляется с помощью КН. Для компенсации потерь в фи-

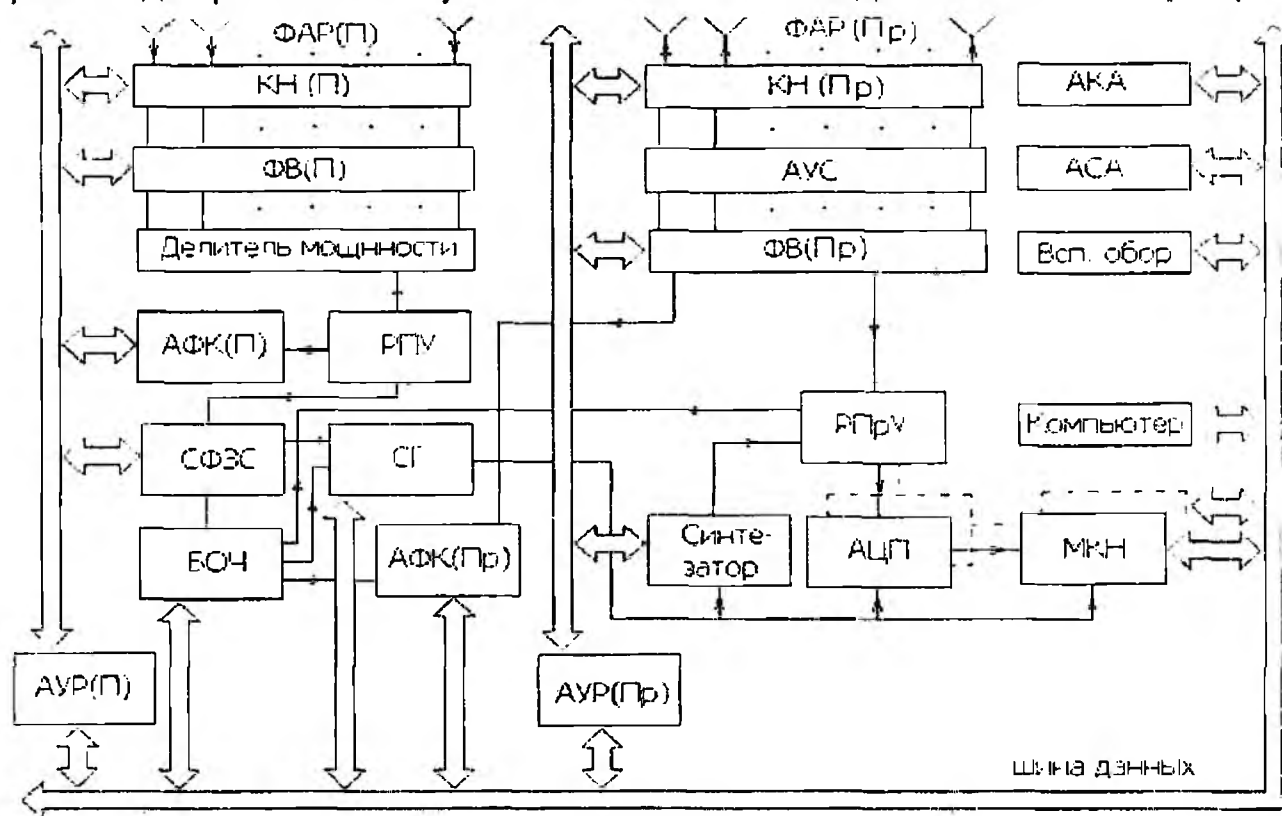


Рис. 1

дерах применены антенные усилители (АУС). Программно управляемые фазовращатели приемной антенной системы обеспечивают необходимое положение ДН антенны по углу места.

Принятый сигнал с выхода радиоприемного устройства поступает на фазовый детектор. Преобразование сигнала в цифровую форму и его когерентное накопление реализуется с помощью АЦП и многоканального когерентного накопителя (МКН).

Аппаратура функционального контроля (АФК) обеспечивает получение информации о работоспособности отдельных устройств передающей и приемной систем комплекса СТ РЛС.

Основные технические характеристики СТ РЛС ХНУРЭ:

Рабочая частота, МГц	57,3
Импульсная мощность, кВт	250
Длительность зондирующего импульса, мкс	1...3
Число положений лучей ДН	2
Разрешение по высоте, м	150...300
Диапазон измеряемых скоростей ветра, м·с <sup>-1</sup>	-50 ... +50
Диапазон измеряемых направлений ветра, град	0...360
Диапазон исследуемых высот, км	2...15
Время получения профиля скорости ветра, мин	1,0

Антенная система измерительного комплекса состоит из двух одинаковых ФАР по 64 излучателя в каждой, которые, в свою очередь, имеют по два ортогональных канала. Приемная и передающая ФАР размещены на двух горизонтальных площадках с расстоянием между фазовыми центрами 85 м.

Для уменьшения уровня сигналов, отраженных от местных предметов, приемная ФАР окружена экраном квадратной формы ( $48 \times 48 \text{ м}^2$ ) и высотой 6,7 м, что обеспечивает подавление лепестков ДН антенны в секторе углов, близких к горизонту, на 4...8 дБ.

Для реализации доплеровского метода измерения скорости ветра сканирование луча ДН осуществляется в двух плоскостях. Для каждого канала существует два положения луча: вертикальное и отклоненное от зенита на угол  $14^\circ$ . Управление положением лучей в приемной и передающей ФАР осуществляется с помощью ЭВМ.

Каждый канал ФАР состоит из восьми линеек по восемь излучателей в каждой. Излучатели располагаются в узлах плоской координатной сетки квадратной структуры. Расстояние между излучателями составляет  $1,03 \lambda$ . В качестве излучателя ФАР используется укороченная антенна обратного излучения (АОИ) [7].

Общий вид излучателя ФАР приведен на рис. 2, а зависимость входного КСВ от частоты - на рис. 3.

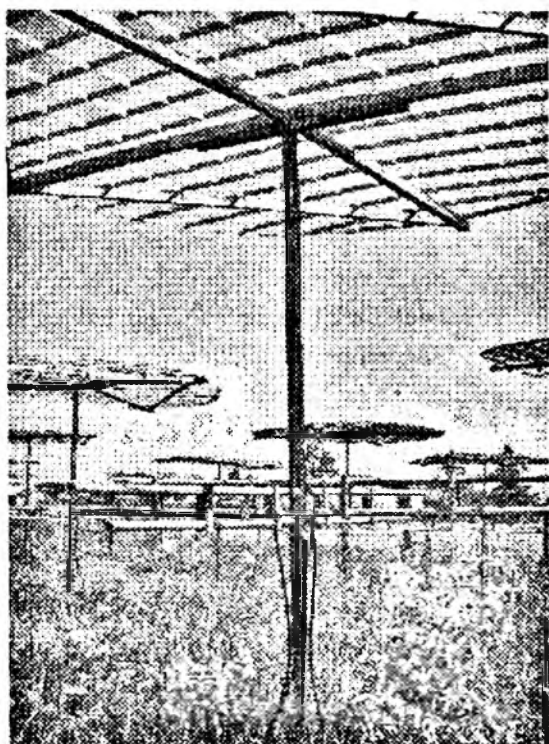


Рис 2

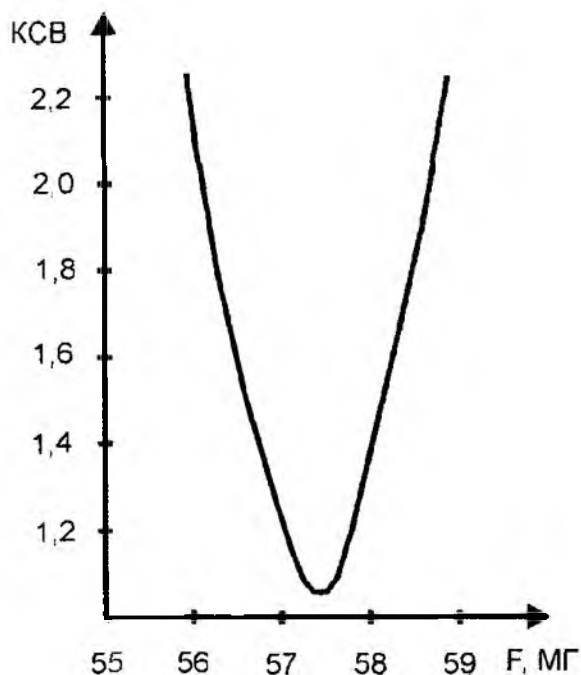


Рис 3

Система питания приемной ФАР изготовлена из радиочастотного кабеля. В антенне имеются два канала по 8 линеек питания в каждом. Частотная зависимость входного КСВ линейки питания приведена на рис. 4.

На рис. 6 приведена частотная зависимость входного КСВ линейки излучателей.

Для управления лучом ДН в тракты между сумматором приемной антенны и маршевыми кабелями включаются фазирующие отрезки кабелей.

Для согласования выхода передатчика с маршевыми фидерами антенны применены делители мощности. Контроль излучаемой мощности и степень согласования передатчика с антенной осуществляется направленным ответвителем, установленным в делителе. Фидерное устройство передающей ФАР позволяет работать с импульсной мощностью до 1 МВт. Суммарная ширина полосы антенны при КСВ=2 составляет более 2 МГц. Расчетная ширина ДН

на уровне  $-3$  дБ составляет  $6^\circ$ . Результаты измерений, проведенные по вземным источникам радиоизлучения Лебедь А и Кассиопея А, подтвердили эту величину. Проведенные измерения позволили оценить площадь эффективной апертуры антенны –  $1600 \text{ м}^2$ .

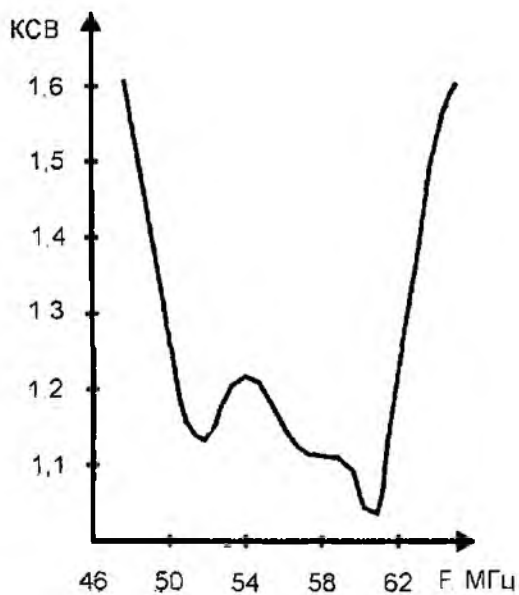


Рис 4

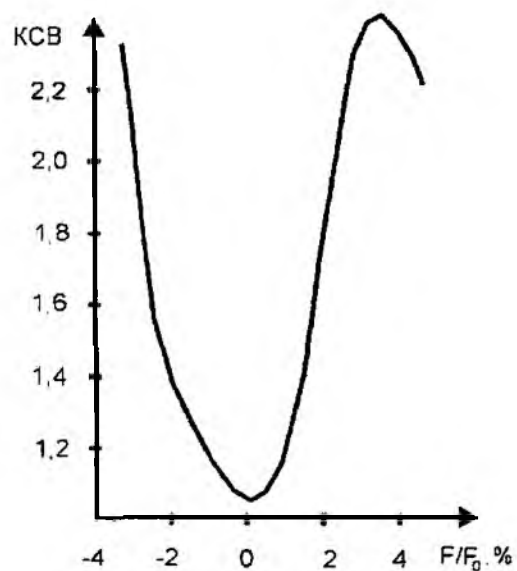


Рис 5

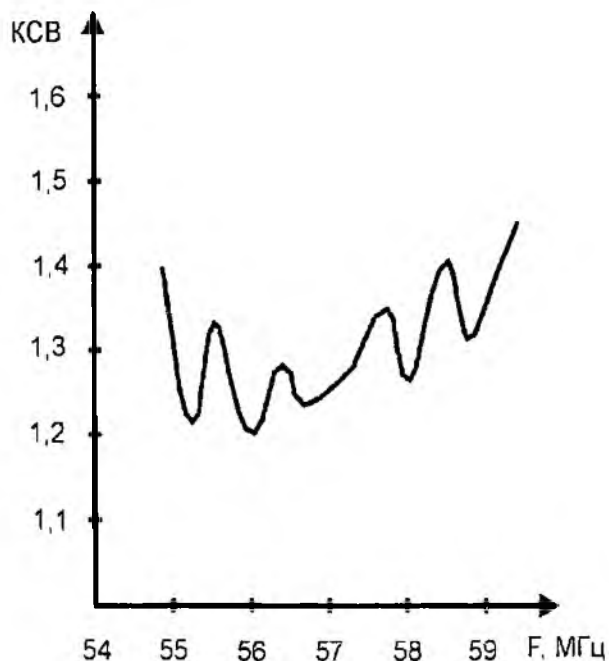


Рис 6

Для увеличения энергетического потенциала РЛС ВЗ и создания более гибкой системы управления лучом ДН была разработана и изготовлена антенная система СТ 256, внешний вид которой представлен на рис 7 [8]. Антенна представляет собой ФАР квадратной апертуры размером  $60,8 \times 60,8 \text{ м}^2$  и имеет по 8 независимых лучей ДН в двух ортогональных плоскостях. Имеется возможность соответствующей коммутацией отдельных элементов фидерной системы осуществить несколько видов амплитудных распределений в апертуре антенны.

Всего в состав антенны входит 256 скрещенных трехэлементных волновых каналов. Четыре волновых канала, объединенные с помощью соединительных фидеров и согласующих устройств, образуют излучатель антенной решетки. Каждая антенная решетка состоит из восьми рядов по восемь излучателей в каждом ряду.

Входное КСВ излучателей для полосы частот  $f = 57,3 \pm 0,5 \text{ МГц}$  не превышает величины равной 1,2. Создание необходимого амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенны осуществляется фидерной системой по параллельной схеме. В качестве диаграммообразующей схемы используется 8-миэлементная матрица Батлера, основным элементом которой являются  $3 \text{ дБ}$  мостовые устройства, выполненные из радиочастотного кабеля.

Входное КСВ излучателей для полосы частот  $f = 57,3 \pm 0,5 \text{ МГц}$  не превышает величины равной 1,2. Создание необходимого амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенны осуществляется фидерной системой по параллельной схеме. В качестве диаграммообразующей схемы используется 8-миэлементная матрица Батлера, основным элементом которой являются  $3 \text{ дБ}$  мостовые устройства, выполненные из радиочастотного кабеля.

Матрица Батлера имеет панель, на которой можно набрать необходимую комбинацию используемых лучей. Кроме того, каждая матрица имеет дополнительно три квадратных моста, с помощью которых можно осуществить, кроме равномерного распределения поля в апертуре антенны, распределение поля по закону косинуса и косинуса в квадрате. Распределение поля в апертуре антенны по закону косинуса может быть получено сложением двух смежных лучей. При этом максимум ДН оказывается в точке, где пересекаются два эти луча. Это распределение приводит к снижению коэффициента направленного действия (КНД) на 0,92 дБ относительно условия равномерного распределения поля в апертуре. При этом ширина ДН по нулям в полтора раза превышает ширину ДН антен-

ны относительно случая равномерного распределения поля, а уровень первого бокового лепестка ДН с  $-13$  дБ уменьшается до  $-23$  дБ. Путем объединения трех смежных лучей может быть получено возбуждение апертуры по закону косинуса в квадрате. Это позволяет обеспечить уровень первого бокового  $-32,4$  дБ, но при этом КНД снижается на 3,5 дБ, а ДН антенны еще больше расширяется.



Рис. 7

При заданном расстоянии между излучателями  $d = 7,6$  м матрица Батлера позволяет формировать восемь независимых лучей, пространственная ориентация которых приведена в таблице.

Номер луча	Угол отклонения от зенита, град	
	Без фиксированных фазовращателей	С фиксированными фазовращателями
4 л	-17,54	-14,97
3 л	-12,43	-9,92
2 л	-7,42	-4,94
1 л	-2,47	0
1 п	2,47	4,94
2 п	7,42	9,89
3 п	12,43	14,90
4 п	17,54	20,00

Каждая линейка излучателей имеет свою матрицу Батлера, выходы которой подсоединены к соответствующим излучателям линейки. Входы соответствующего пространственного луча каждой матрицы подключены к 9-й матрице, которая позволяет осуществлять сканирование в ортогональной плоскости.

Для экспериментального измерения параметров системы были использованы радиоастрономические методы [9, 10]. Измерения проводились по радиоисточникам Кассиопея А и Лебедь А в июле-августе 1997 г. Для точного ориентирования ДН антенны на радиоисточники были использованы фазирующие устройства.

Возбуждение ФАР матрицей Батлера без дополнительных фазовращателей не позволяет ориентировать один из лучей в зенит. Дополнительные фиксированные фазовращатели по-

звонят это осуществить. При этом два луча (3л и 2п), согласно данным, приведенным в табл. 1, позволяют регистрировать прохождения источников космического радиоизлучения Лебедь А и Кассиопея А, которые для территориального положения измерительного комплекса кульминируют относительно зенита под углами  $9,31^\circ$  и  $8,46^\circ$ , для цели контроля состояния антенной системы.

Регистрация таких прохождений приведена на рис. 8. На отрезке времени  $T = 0 \dots 50$

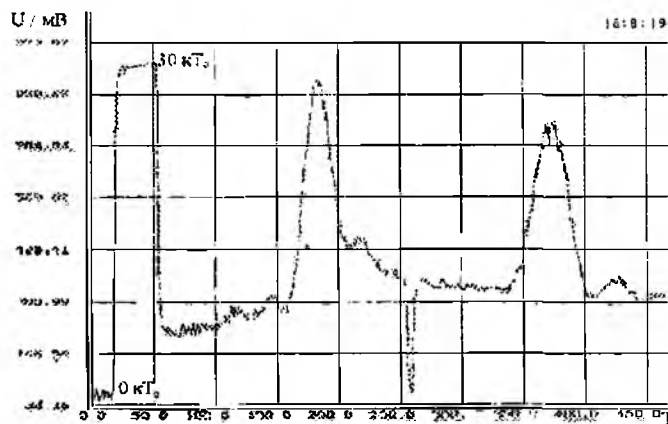


Рис. 8

мин проводилась калибровка приемной системы с использованием генератора шума, а затем проводилась регистрация прохождения радиоисточника Лебедь А. На отрезке времени  $T = 260 \dots 265$  мин проводилось переключение луча для регистрации прохождения радиоисточника Кассиопея А.

Проведенный цикл измерений (более 30 сеансов по 500 мин каждый) позволил оценить величину площади эффективной апертуры антенны –  $2600 \text{ м}^2$ . Ширина ДН в сечении запад-

восток по результатам измерений составила примерно  $4,4^\circ$  при расчетном значении  $5^\circ$ .

В радиопередающем устройстве СТ РЛС используется сеточная модуляция генераторных ламп, что позволяет в широких пределах менять параметры зондирующего импульса. В выходном каскаде применены генераторные тетроды средней мощности, включенные по схеме с общей сеткой. Использована коаксиальная конструкция контуров, обеспечивающая малое паразитное излучение. Суммирование мощностей двух выходных каскадов осуществляется на квадратном коаксиальном мосте.

Радиоприемное устройство СТ РЛС построено по супергетеродинной схеме с одним преобразованием частоты и имеет два канала – амплитудный с логарифмической характеристикой и фазовый. На выходе усилителя промежуточной частоты фазовые детекторы обеспечивают перенос принимаемого сигнала на нулевую частоту и формирование его квадратурных составляющих.

Система обработки данных в СТ РЛС построена с использованием предварительной пре-процессорной обработки сигналов, что резко снижает поток информации, поступающей в компьютер, и позволяет реализовать обработку результатов зондирования практически в масштабе реального времени. Процессорная часть первичной обработки информации и вторичная обработка выполняются с помощью персонального компьютера. Аппаратура цифровой обработки сигналов в СТ РЛС выполняет следующие функции: дискретизация аналогового сигнала, поступающего с выхода фазового детектора; когерентное накопление принятых сигналов для каждой высоты; передача накопленной информации в компьютер для дальнейшей обработки; формирование тактовых сигналов для ряда устройств СТ РЛС; управление положением диаграммы направленности антенны; контроль и управление устройствами РЛС.

#### Радиолокационный тропосферный ветровой профилометр

Радиолокационный тропосферный ветровой профилометр представляет собой доплеровскую когерентную импульсную РЛС дециметрового диапазона длин волн. Аппаратура радиолокационного ветрового профилометра позволяет измерять профиль скорости и направления ветра над месторасположением РЛС. Функциональная схема радиолокационного ветрового профилометра представлена на рис. 9.

В качестве приемопередающих антенн использовались две осесимметричные параболические антенны с отражающей сетчатой поверхностью диаметром  $D=5,5 \text{ м}$  и фокусным расстоянием  $F=2,2 \text{ м}$ . Антенны работают в азимутах  $0^\circ, 90^\circ$  с отклонением от зенита  $9^\circ$ . Уровень подавле-

ния первого бокового лепестка не менее 24 дБ. Внешний вид антенн приведен на рис. 10.

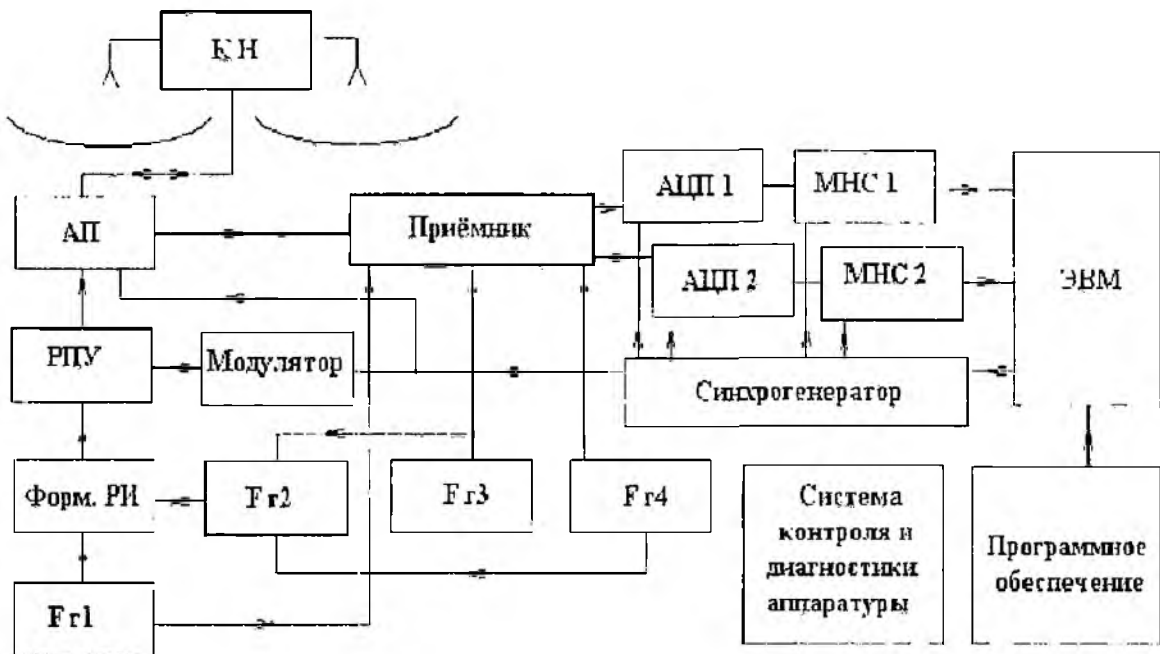


Рис.9

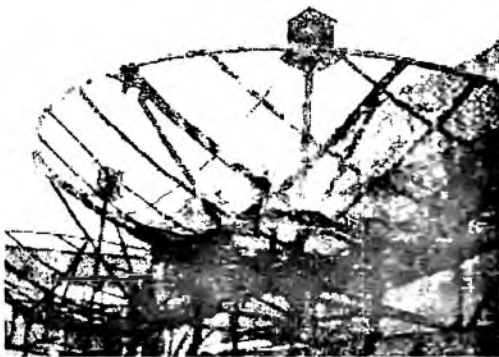


Рис.10

Для профилометра был разработан балансный антенный переключатель на полосковых линиях и *p-i-n* диодах. Развязка передатчика с приемником составила 65 дБ. КСВ в режиме приема и передачи не превышало величины 1.5. Потери в режиме передачи составили 0,2 дБ, а в режиме приема 1,2 дБ.

Каждая из антенн через коммутатор направления (КН) излучения и антенный переключатель (АП) прием – передача подключается к выходу передатчика или ко входу приемного устройства.

В РЛС используется передатчик с суммированием мощности двух выходных каскадов с помощью моста сложения. Передающее устройство (РПУ) работает в импульсном режиме. Модулятор формирует видеоимпульсы необходимой мощности для питания возбуждителя и усилителя мощности передающего устройства.

Формирование зондирующего сигнала осуществляется в формирователе радиоимпульсов на относительно низком уровне мощности. Структура приемной части комплекса определяется требованиями обеспечения максимального соотношения сигнал/шум. Это достигается согласованием полосы пропускания приемного устройства с длительностью зондирующих импульсов передатчика и снижением коэффициента шума малошумящего антенного усилителя. В РТВП обеспечена когерентность гетеродинных напряжений приемного и передающего трактов, что необходимо для когерентного накопления сигналов при обработке. Приемное устройство РТВП – супергетеродин с двойным преобразованием частоты.

Система формирования опорных частот генерирует набор колебаний высокостабильных когерентных частот, необходимых для обеспечения работы радиотракта и синхροгенератора. Синхροгенератор обеспечивает совместную работу всех устройств путем формирования управляющих сигналов в соответствии с программой работы комплекса. С выхода преобразователя приемника принимаемые отраженные сигналы подаются на вход усилителя промежу-

жуточной частоты. Усиленный сигнал подается на квадратурный канал обработки, включающий фазовые детекторы и когерентный гетеродин опорной частоты. Сигнал с выходов квадратурных фазовых детекторов приемного устройства поступает на вход двух АЦП, а далее – на многоканальные накапливающие сумматоры (МНС), производящие когерентное накопление отраженных сигналов на всех исследуемых высотных уровнях.

Радиолокационный ветровой профилометр имеет следующие характеристики:

Рабочая частота, <i>МГц</i>	490
Импульсная мощность, <i>кВт</i>	5
Средняя мощность, <i>кВт</i>	0,5
Длительность парциального зондирующего импульса, <i>мкс</i>	1, 2
Диаметр параболической антенны, <i>м</i>	5,5
Ширина ДН по половинной мощности, <i>град</i>	6
Угол отклонения ДН от зенита, <i>град</i>	8
Высотное разрешение, <i>м</i>	150
Диапазон измеряемых скоростей ветра, <i>м·с<sup>-1</sup></i>	-50...+50
Высотный диапазон измерения профиля скорости ветра, <i>км</i>	0,9...9,0
Время получения профиля скорости ветра, <i>мин</i>	0,2...10

Антенный переключатель РТВП собран по балансной схеме. Передающее устройство РТВП выполнено на базе промышленного передающего устройства. Для подавления некоторых видов помех в аппаратуре вертикального зондирования атмосферы применена череспериодная компенсация, которая осуществляется в накапливающем сумматоре в цифровой форме.

#### Атмосферная РЛС пограничного слоя

Низкопотенциальная атмосферная РЛС пограничного слоя обеспечивает измерение трех ортогональных компонентов вектора скорости ветра в пограничном слое атмосферы над месторасположением станции с высотным разрешением 75...150 м. Она представляет собой доплеровскую когерентную моностатическую РЛС дециметрового диапазона. В качестве антенны используется высечка из парабооида (диаметр 7,62 м, ширина 2,45 м) с рупорным облучателем. Зеркало закреплено на поворотном устройстве с электромеханическим приводом, который дает возможность ориентировать диаграмму направленности в азимутальной и угломестной плоскости.

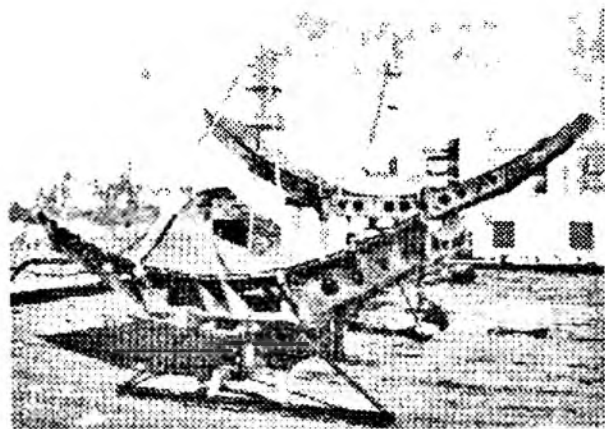


Рис 11

На рис. 11 приведен внешний вид антенн, используемых в данном комплексе. Приемная антенна (на заднем плане) имеет размеры апертуры  $2,45 \times 7,62 \text{ м}^2$  и снабжена электромеханическим приводом. Привод управления положением антенны обеспечивает ряд фиксированных положений ДН: вертикальное и наклонное относительно зенита на  $15^\circ$  по всем сторонам света. Передающая антенна неподвижная, с размером апертуры  $3,04 \times 4,8 \text{ м}^2$ . Для оптимального возбуждения антенн используются пирамидальные рупоры.

Для измерения параметров антенны с апертурой  $2,45 \times 7,62 \text{ м}^2$  использовалось радиоизлучение Солнца. Обработка результатов измерений позволила получить следующие результаты: ширина ДН на уровне половинной мощности в *H* плоскости –  $8^\circ 18'$  в *E* плоскости –  $2^\circ 45'$ , усиление  $G = 28,2...28,5 \text{ дБ}$ .

Коммутация сигналов приемника и передатчика осуществляется с помощью двух циркуляторов и антенного переключателя, выполненного на *p-i-n*-диодах. Предварительные каскады

передающего устройства выполнены на полупроводниковых элементах, оконечные каскады ламповые. Питание каскадов передатчика осуществляется импульсным тиристорным модулятором. Антенна через фидерный тракт и антенный переключатель балансного типа связана с приемным и передающим устройствами. Приемное устройство ПС РЛС супергетеродинного типа с двойным преобразованием частоты со схемой временного автоматического регулирования усиления во входных каскадах, исключающей перегрузку приемного устройства зондирующим импульсом передатчика. Сигналы гетеродина и несущей частоты передающего устройства формируются из одного высокостабильного колебания путем прямого синтеза, что обеспечивает когерентность всей системы.

ПС РЛС имеет следующие параметры:

Рабочая частота, $МГц$	912,0
Импульсная мощность, $кВт$	1,5
Средняя мощность, $Вт$	15
Длительность зондирующего импульса, $мкс$	1
Угол отклонения ДН от зенита, $град$	$\pm 17$
Высотное разрешение, $м$	75, 150
Диапазон измеряемых скоростей ветра, $м\ c^{-1}$	-50...+50
Диапазон измеряемых направлений ветра, $град$	0...360
Высотный диапазон измерения профиля скорости ветра, $км$	0,3...5,0
Время получения профиля скорости ветра, $мин$	1,0

### Обработка сигналов в атмосферных РЛС ХНУРЭ

Обработка сигналов во всех описываемых в данной статье атмосферных РЛС выполняется по сходным алгоритмам, при этом аппаратура цифровой обработки имеет незначительные отличия. Рассмотрим процесс обработки сигналов на примере СТ РЛС.

Когерентное накопление усиленных радиоприемным устройством профиломера сигналов осуществляется аппаратными средствами – специализированным многоканальным накапливающим сумматором. Когерентное накопление обеспечивает повышение соотношения сигнал/шум и осуществляет низкочастотную фильтрацию выборочной последовательности отсчетов фазы. Накопление представляет собой операцию вычисления  $N$  арифметических сумм значений отсчетов, пропорциональных начальной фазе принимаемого сигнала для каждой из  $K$  обрабатываемых высот в двух квадратурных каналах. Операция накопления производится  $N$  раз для получения  $N$  точек спектрального анализа. Определение спектральной плотности мощности (СПМ) отраженного сигнала производится по двум квадратурным последовательностям  $s_i$  усредненных и сглаженных выборок сигнала. Эта и последующие процедуры обработки осуществляются программными средствами. Для повышения статистической точности определения параметров спектра СПМ усредняется. Усреднение СПМ эквивалентно некогерентному накоплению и приводит к повышению соотношения сигнал/шум в  $\sqrt{M}$  раз при кратности усреднения спектров  $M$ .

Система цифровой обработки отраженных сигналов обеспечивает квантование по времени (высотным уровням) и дискретизацию сигналов  $I$  и  $Q$  двух квадратурных фазовых детекторов, накопление выборок квадратурных сигналов, выдачу накопленных сумм в компьютер. Использование современной элементной базы позволило при компактных размерах и невысоком энергопотреблении реализовать следующие технические характеристики системы:

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

Работа всех устройств СТ РЛС координируется с помощью сигналов программно управляемого синхрогенератора, обеспечивающего временное разрешение 500 нс.

Компьютер выполняет функции управления, диагностики и контроля исправности всей аппаратуры, сбора, обработки, документирования и отображения информации, а также состояния станции.

Анализ и параметризация отраженного от неоднородностей атмосферы сигнала производится в частотной области. Параметризация спектра, т.е. оценка его первых трех моментов – мощности, ширины сигнальной части спектра и доплеровского сдвига проводится методом наименьших квадратов, который обеспечивает наименьшую погрешность при различных значениях соотношения сигнал/шум и наличии не удаленных остатков земной помехи.

### Экспериментальные результаты зондирования атмосферы на СТ РЛС

Для иллюстрации возможностей комплекса СТ РЛС ХНУРЭ рассмотрим некоторые результаты измерений. На рис. 12 приведены вариации зональной и меридиональной компоненты профиля скорости ветра.

На графике представлена суперпозиция 10 сеансов измерений, полученных с интервалом 2 мин. Недостоверные участки профилей скорости ветра исключены. Незначительный разброс между отдельными профилями свидетельствует об устойчивом состоянии атмосферы в период времени наблюдения. Для проверки достоверности результатов измерений скорости ветра было проведено сравнение одновременно измеренных профилей горизонтальной скорости ветра, полученных с помощью станции аэрологического зондирования и СТ РЛС. Станция аэрологического зондирования располагалась в Харьковском аэропорту, а СТ РЛС – в Балаклейском научно-исследовательском полигоне ХНУРЭ. Аэрологическое зондирование проводилось системой «Метеорит – РКЗ».

На рис. 13 представлены усредненный за 1 ч профиль модуля скорости и направления ветра по результатам измерений на СТ РЛС в период с 15 до 16 ч местного времени (сплошная линия) и по результатам аэрологического зондирования – запуск зонда в 15 ч 30 мин 18 июля 1989 г. (штриховая линия). В целом отмечается достаточно хорошее совпадение данных. Отличия могут быть объяснены пространственно-временной изменчивостью поля скорости ветра, поскольку точки измерений пространственно разнесены на 75 км. Имеющиеся различия укладываются в границы пространственной и временной вариаций поля скорости ветра между точками измерений.

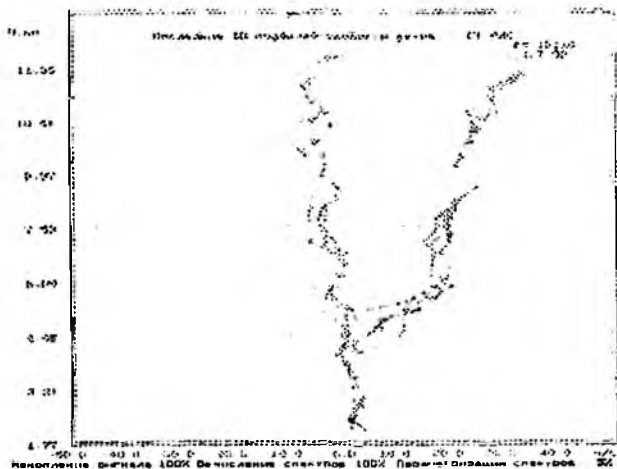


Рис 12

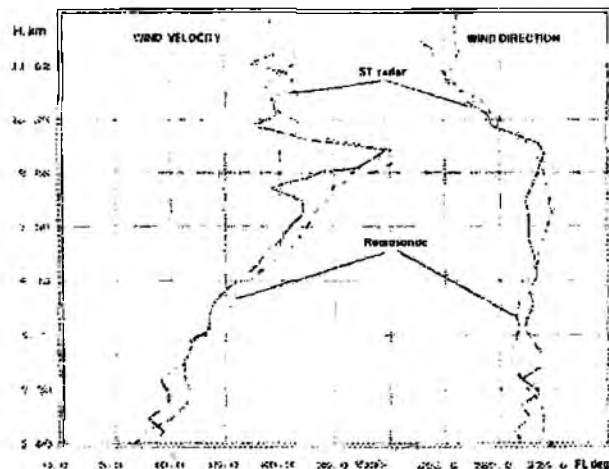


Рис 13

Метеорологические данные, получаемые на СТ РЛС, могут быть представлены в виде высотного-временного поля скорости ветра (рис. 14, 15). Столбец векторов отображает среднечасовой профиль скорости и направления ветра. Длина вектора пропорциональна значению модуля скорости ветра (масштаб в правой верхней части рисунка), а его направление соответствует

направлению движения ветра, принятому в метеорологии. Дискретность представления данных по высоте – 300 м, по времени – 1 ч. на рис. 14 представлены данные за 24 ч. Рассмотрим особенности результатов наблюдений на СТ РЛС прохождения холодного фронта воздуха в период с 25 по 27 октября 1992 г. (см. рис. 14, 15). Начало первого часа измерений соответствует 00 ч местного времени 25 октября 1992 г. Периоды прохождения фронтов связаны с нарушением стационарности в атмосфере, что приводит к резкому изменению профилей метеорологических элементов (температуры, направления и скорости ветра, влажности и др.). Поле скорости ветра накануне прохождения холодного фронта стабильное, наблюдается незначительный рост скорости ветра с высотой с небольшим правым вращением.

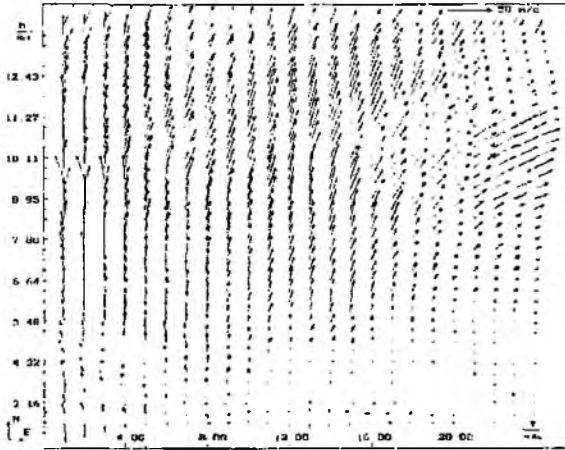


Рис. 14

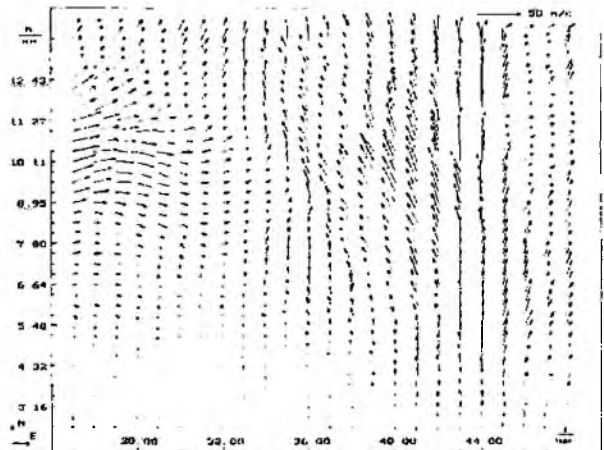


Рис. 15

На рис. 16, 17 приведены высотно-временное поле модуля скорости ветра и направления ветра за весь цикл наблюдения. Отчетливо видны все характерные признаки метеообразований. Наличие областей с вращением вектора скорости ветра позволяет обнаруживать шквалы в ясном небе, распространяющиеся на десятки километров от кучевых облаков и представляющие особую опасность для самолетов. Направление вращения векторов ветра является важным признаком барических систем – ложбин, гребней, циклонов и антициклонов. Спектральные свойства этих метеорологических образований отражают неоднородности их движения в тропосфере. Исследование этих свойств важно для получения более полной картины взаимодействия движений различных масштабов в атмосфере Земли.

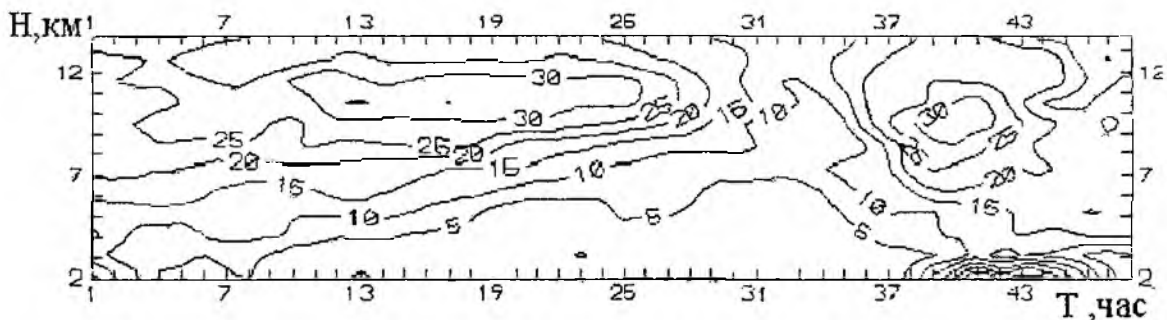


Рис. 16

На рис. 18 и 19 представлены соответственно высотно-временные поля ширины спектра скоростей и мощности спектра принятых сигналов (данные являются квадратичными средними меридиональной и зональной компонент соответствующих параметров), с помощью которых можно определить распределение влаги в атмосфере, высоту облачности.

Ширина спектра отраженных сигналов является информативным параметром для индикации турбулентности и сдвига ветра. Высотно-временное распределение этой величины способствует обнаружению опасных для самолетовождения метеорологических явлений. Анализ

турбулентных процессов, наблюдаемых на СТ РЛС, показывает, что участкам увеличения скорости ветра в высотном-временном поле, соответствуют аналогичные участки в высотном-временном поле ширины спектра. Прохождение холодного фронта нашло свое отражение в высотном-временном поле спектральной мощности, рис 19 Участку увеличения скорости ветра в зафронтальной области (37–43 ч, 6–12 км) соответствует аномальное увеличение спектральной мощности, коррелирующее с участком повышенной турбулентности (рис 18)

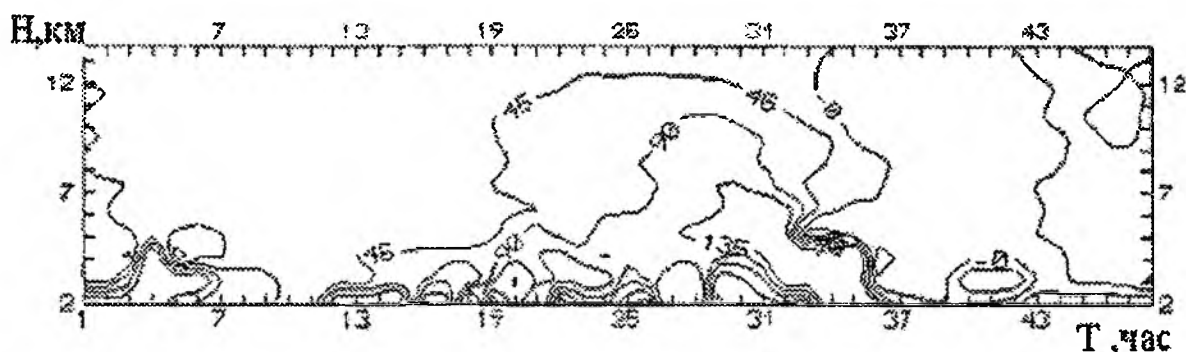


Рис 17

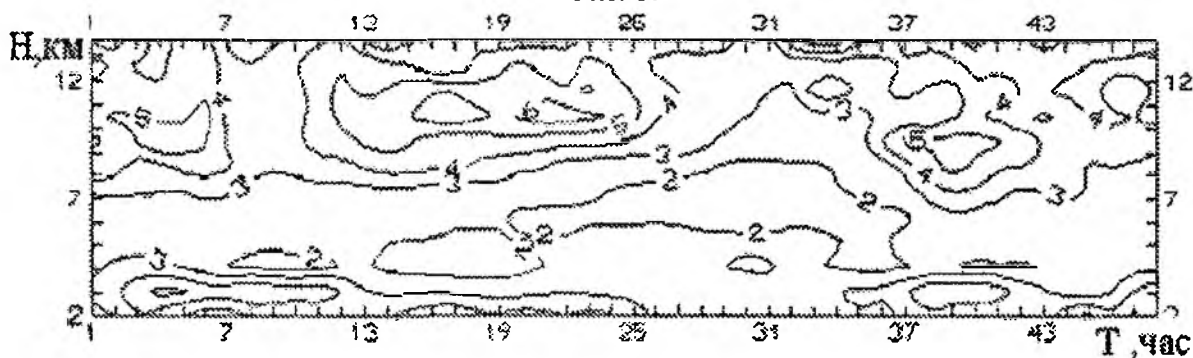


Рис 18

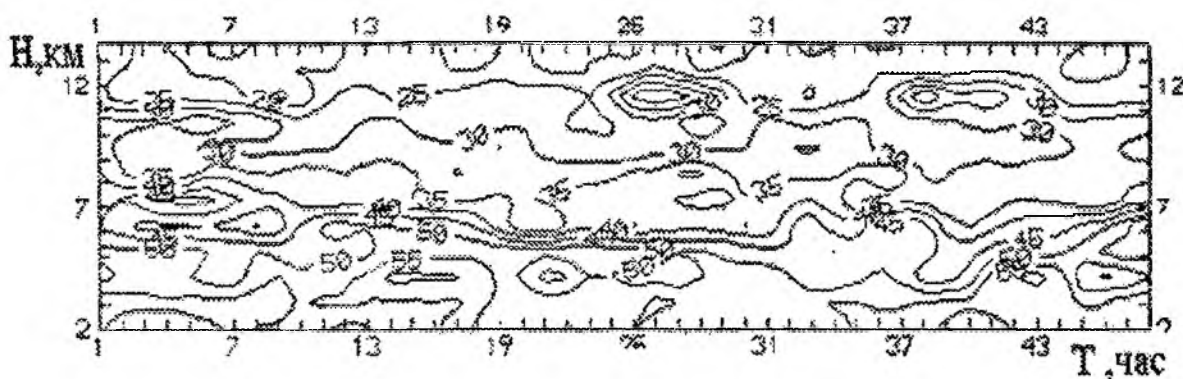


Рис 19

### Экспериментальные результаты, полученные на Т РЛС

Зондирование атмосферы осуществлялось с использованием простого сигнала  $\tau = 2 \text{ мкс}$  при скважности  $q = 40$ , т. е. с учетом потерь в фидере подводимая средняя мощность к антенне составила около  $80 \text{ Вт}$ . Характерной особенностью отраженного сигнала, наблюдаемого на профилометре с относительно низким энергетическим потенциалом, является то, что он практически сразу после зондирующего импульса находится под шумами. На рис. 20 приведен спектр доплеровских вариаций рассеянного сигнала на высоте  $4,16 \text{ км}$ .

Спектр получен методом быстрого преобразования Фурье, после обработки реализации сигнала, прошедшего предварительное когерентное накопление. Время накопления реализации входного сигнала составило около  $6 \text{ с}$ . В данном спектре присутствуют компоненты,

обусловленные шумом и атмосферной турбулентностью. Практически отсутствуют компоненты на частоте несущей, что говорит о достаточно хорошей компенсации отражений от земных объектов. Общий диапазон изменения мощности сигналов около 60 дБ, т.е. скорость затухания рассеянного сигнала в тропосфере составляет более 6 дБ км<sup>-1</sup>. Следует отметить, что на высоте 0,9 км отношение сигнал / шум на выходе фазового канала приемного устройства около единицы.

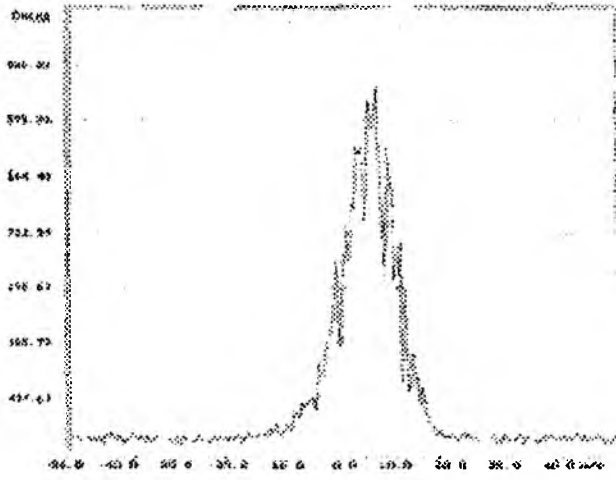


Рис. 20

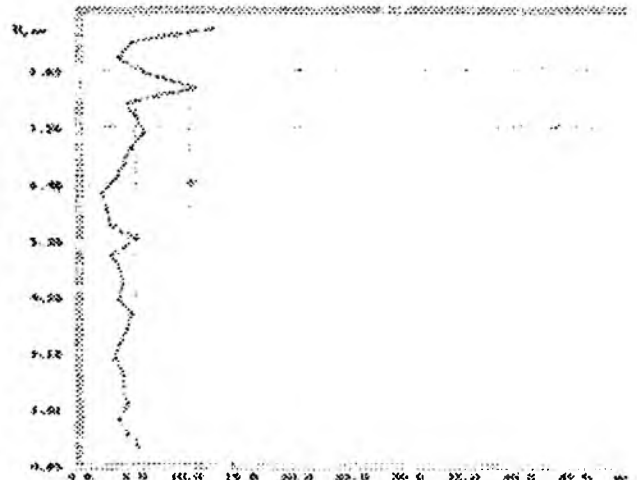


Рис. 21

На рис. 21 представлен профиль спектральной ширины спектра скоростей, обусловленных турбулентными неоднородностями атмосферы. По значению спектра скоростей  $\sigma_v$ , с учетом размеров рассеивающего объема, могут быть получены количественные оценки турбулентности в терминах скорости диссипации кинетической энергии  $\epsilon$ .

На рис. 22, 23 представлены профили меридиональной составляющей скорости ветра, полученные при различных значениях кратности некогерентного накопления СПМ 6 апреля 2001 г с 15 ч 02 мин до 16 ч 46 мин. Кратность некогерентного накопления СПМ, время получения одного профиля скорости ветра и максимальная высота достоверно измеренной скорости ветра соответственно:  $M = 1, T = 10$  с,  $H = 6,0$  км (рис. 22),  $M = 64, T = 640$  с,  $H = 9,2$  км (рис. 23).

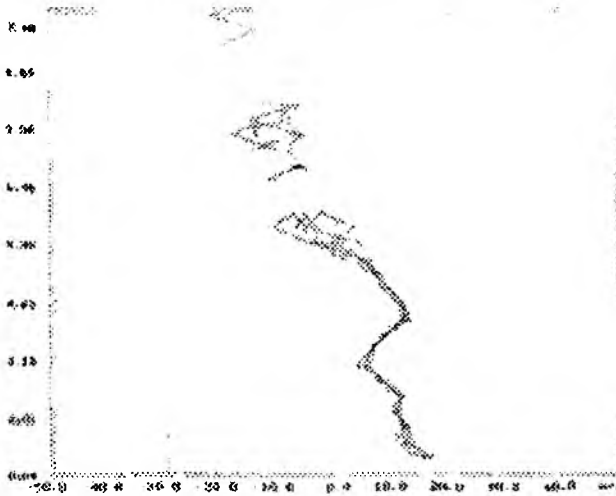


Рис. 22

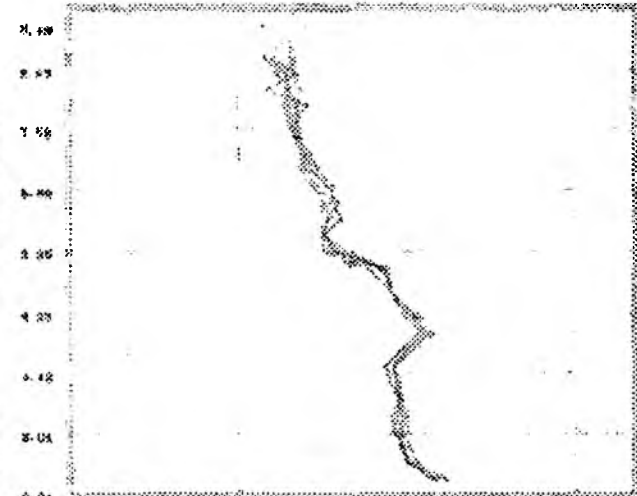


Рис. 23

Одним из источников возникновения возмущений в атмосфере является солнечный терминатор – граница раздела освещенной и неосвещенной области атмосферы во время захода и восхода Солнца. Изменение температурного распределения и, как следствие, давления в зоне терминатора приводит к генерации гравитационных и акустико-гравитационных волн [11, 12]. Для исследования короткопериодических колебаний в тропосфере произведена се-

рия измерений скорости ветра с высоким временным разрешением [13] При высоте зондирования 8,1 км с разрешением 300 м, временное разрешение станции для получения высотного профиля скорости ветра составляет 6 с

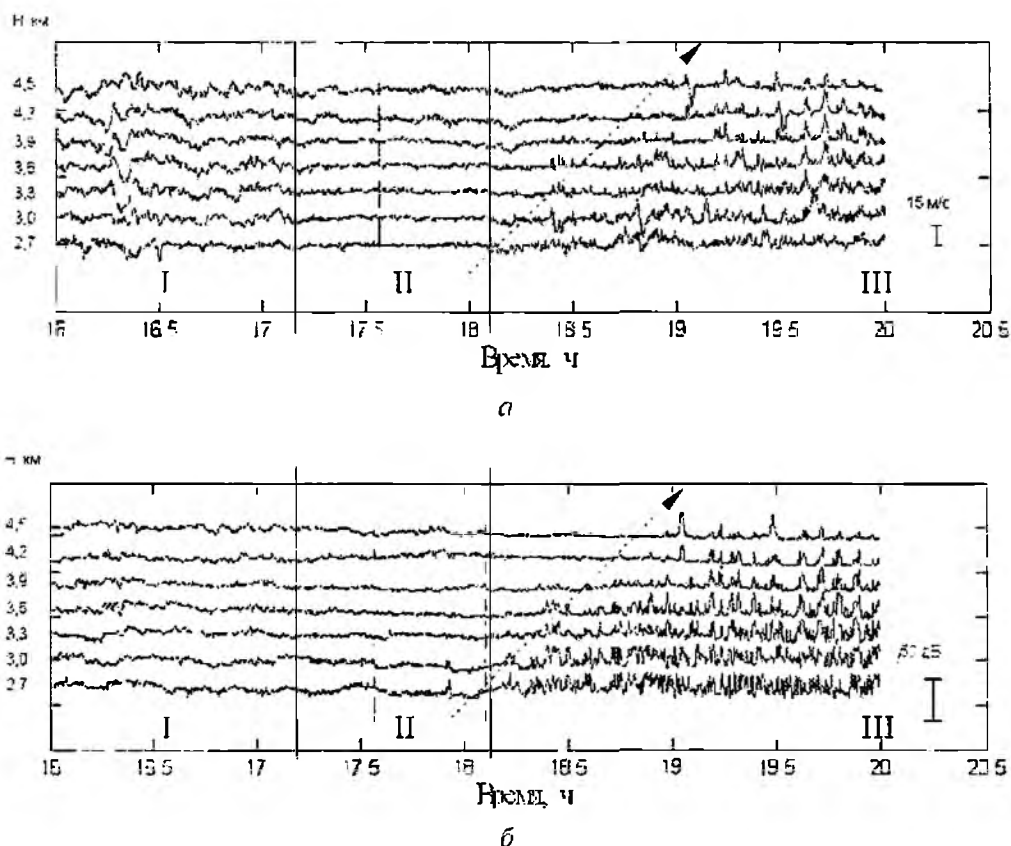


Рис 24

На рис. 24 представлены результаты измерений, проведенных 20 октября 2004 г (*а* – вариаций скорости ветра, *б* – спектральной мощности принятого сигнала) для высотных уровней в интервале от 2,4 до 4,5 км. Моменты времени захода Солнца обозначены пунктирной линией, штрихпунктирной – время наступления гражданских сумерек.

На них можно выделить три характерные временные области, связанные с изменением интенсивности динамических процессов в тропосфере

I – область до захода Солнца, которая характеризуется наличием достаточно сильных вариаций скорости ветра. В этой же области уровень принятого сигнала может варьироваться в пределах 10...20 дБ.

II – область во время захода Солнца – характеризуется относительно слабой интенсивностью динамических процессов.

III – область во время наступления гражданских сумерек (летний цикл измерений) или несколько позже (осенний цикл измерений) – активность динамических процессов в тропосфере снова возрастает. Заметно распространение возмущений в верхние слои тропосферы, обозначенное на рис. 1, 2 штрихпунктирными стрелками. Колебания в тропосфере, наблюдаемые после прохождения солнечного терминатора, носят быстро затухающий характер, либо проявляются в виде цугов колебаний.

Результат частотно-временного разложения вариаций зональной составляющей скорости ветра на высоте 3,6 км 20 октября 2004 г. представлен на рис. 25, а на рис. 26 приведены результаты вейвлет-разложения вариаций вертикальной составляющей скорости ветра 14 июля для различных высотных уровней.

После прохождения солнечного терминатора отмечаются сплошные спектры вариаций скорости ветра с выраженными модами, соответствующими периодам 2 и 5 мин. Согласно

проведенным измерениям 20 октября колебания с периодом 2 мин представляют собой цуги волн, период которых составляет 30...35 мин. Амплитуды возмущений для вертикальной составляющей скорости ветра составляют до  $1 \text{ м с}^{-1}$ , для зональной – до  $5 \text{ м с}^{-1}$ .

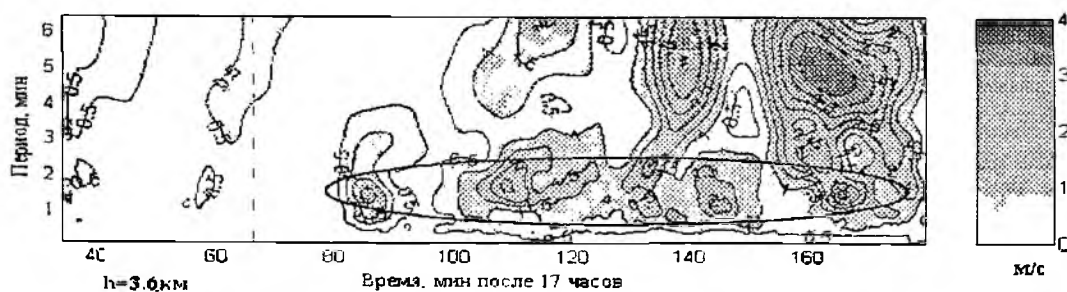


Рис 25

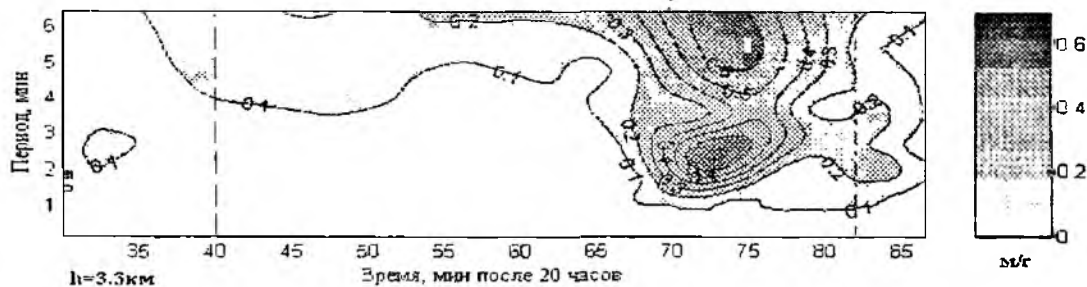
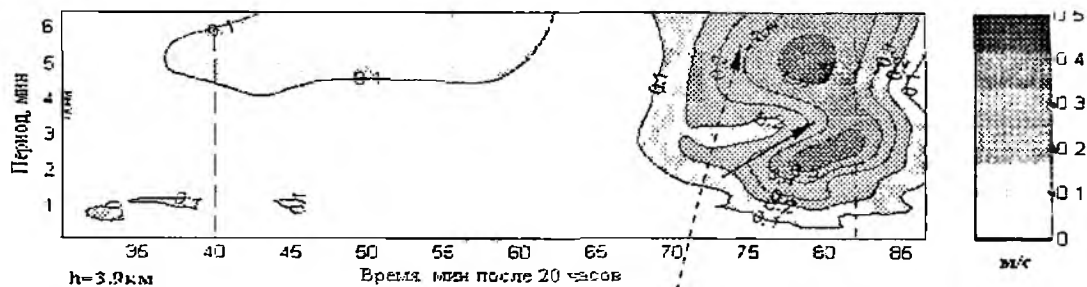
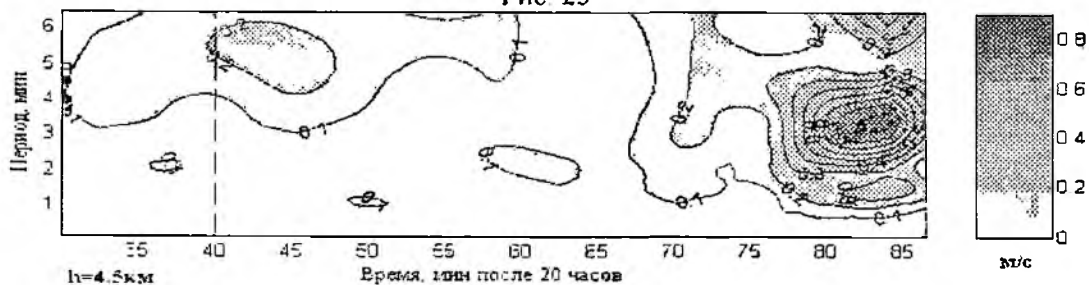


Рис 26

С ростом высоты задержка момента возникновения колебаний относительно времени захода Солнца увеличивается. При этом отмечается трансформация двухмодового спектра в одномодовый. Период колебаний скорости ветра в слоях выше 4 км составляет 2,5...3,5 мин. Кроме того, в слое 3,5...4 км наблюдалось смещение моды с периодом 2 мин в область 2,5 мин.

#### Экспериментальные результаты, полученные на станции пограничного слоя

Для отображения доплеровских вариаций отраженного сигнала от атмосферных неоднородностей и гидрометеоров данные представляются в координатах высота – время. Значения доплеровских частот для каждого высотного уровня кодируются шестью градациями яркости и образуют высотно-временное поле интенсивности доплеровских вариаций. На рис 27 изображено типичное высотно-временное поле интенсивности доплеровских вариаций отраженного сигнала при зондировании ясного неба. Наблюдаются области повышенной турбулентности типа термиком с временем существования 5...10 мин и вертикальной мощностью 1...2 км.

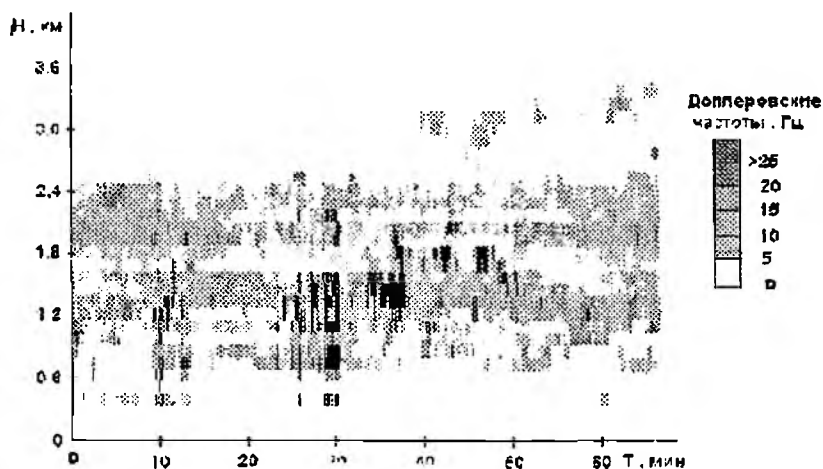


Рис 27

Рассмотрим поле высотно-временных доплеровских вариаций во время грозы (рис 28), полученных в результате измерений 01 07 96 (начало регистрации – 12 ч 10 мин местного времени) Кратковременный дождь отмечался с 6-й и 23-й минуты регистрации. Интенсивный ливневый дождь с грозой начал развиваться с 35-й минуты. Зафиксировано повышение верхней границы облачности, четко прорисовывается внутренняя структура грозового облака. Видны ядра повышенной турбулентной интенсивности и промежутки между ядрами интенсивности, которые, очевидно, вызваны мощными восходящими потоками воздуха.

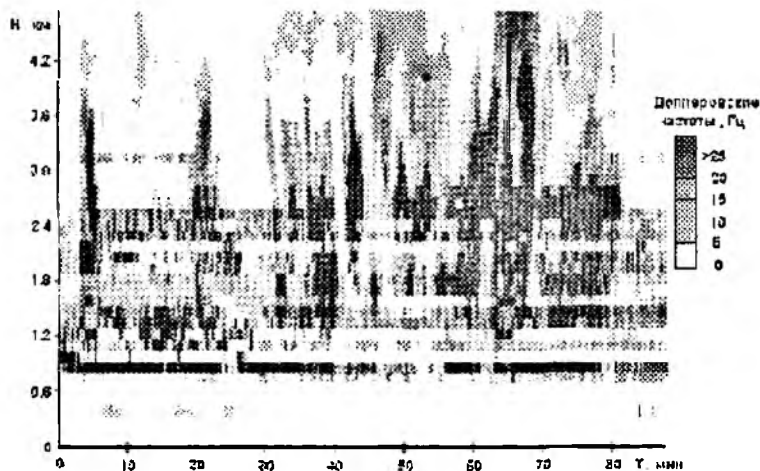


Рис 28

Спектральный анализ реализаций отраженных сигналов, полученных во время ливневого дождя, выявил значительное расширение спектра отраженных сигналов и их сильную изрезанность. При таких условиях вертикальные движения капель дождя и воздушных потоков сильно искажают значения получаемых горизонтальных скоростей ветра, что служит помехой при интерпретации экспериментальных данных.

Анализ результатов проведенных измерений показывает, что когерентные помехи, приходящие по боковым лепесткам ДН, являются основной трудностью при практическом использовании РС РЛС. Наряду с другими факторами это обстоятельство определяет выбор длины волны и места расположения антенных устройств РЛС. Наличие гидрометеоров в виде дождя представляет серьезную помеху при интерпретации результатов измерений горизонтальной составляющей скорости ветра.

#### Выводы

Результаты измерений, выполненных на атмосферных РЛС ВЗ, наглядно демонстрируют уникальные возможности радиолокационной аппаратуры для метеорологических примене-

ний. Способность РЛС ВЗ атмосферы проводить длительные непрерывные измерения, высокая информативность и наглядность получаемых данных делают эти средства перспективным методом исследования тропосферы и нижней стратосферы. Такие РЛС необходимы для проведения научных исследований и имеют большую практическую значимость для метеорологии, экологического мониторинга, а также метеорологического обеспечения авиации.

**Список литературы:** 1. *Кашцев Б.Л., Олейников В.Н.* Стратосферно-тропосферная радиолокационная станция для исследования атмосферных динамических процессов. Глобальная система метеорных наблюдений. Картографирование синоптических процессов в метеорной зоне. М.: ВИНТИ, 1987. С. 39-53. 2. *Кашцев Б.Л., Жуков В.В., Олейников В.Н.* Исследование атмосферных динамических процессов в нижней термосфере и тропостратосфере. Метеорные исследования. М.: ВИНТИ, 1988. № 14. С. 19-38. 3. *Радиолокационный ветровой профилометр «Харків»* / Б.Л. Кашцев, В.Н. Олейников, Н.И. Слипченко и др. // Радиотехника. 2001. Вып. 120. С. 42-49. 4. *Олейников В.Н., Соляник О.А., Карабанов А.Г.* Низкопотенциальная атмосферная РЛС вертикального зондирования // Радиотехника. 1998. Вып. 107. С. 24-27. 5. *Кашцев Б.Л., Олейников В.М., Соляник О.А.* Атмосферная радиолокационная станция пограничного шару // Информ. Бюл. Укр. астрон. ассоц. 1996. № 9. С. 70-71. 6. *Радиолокационный комплекс для исследования динамики тропосферы (СТ РЛС)* / Б.Г. Бондарь, А.Б. Дудник, Б.Л. Кашцев и др. // Тез. докл. Пятого Всесоюз. совещания по исследованию динамических процессов в верхней атмосфере Земли. Обнинск, ИЭМ. 1985. С. 112. 7. *Ehrenspeek H.W.* The short backfire antennas // Proc. IEEE. 1965. N 53. P. 1138-1140. 8. *РЛС вертикального зондирования атмосферы для мониторинга ветровых движений в тропостратосфере* / А.Г. Карабанов, В.Н. Олейников, Г.В. Нестеренко, Л.П. Татарец, О.А. Соляник и др. // Disasters Prevention and Liquidation of Consequences. Proceedings of the International Conference under Auspices of the Organization of the Black Sea Economic Cooperation and in cooperation with the ICBSS. May 23-25, 2000, Kharkov, Ukraine. P. 78-83. 9. *Кузьмин А.Д., Саламонович А.Е.* Радиоастрономические методы измерения параметров антенн. М.: Сов. радио. 1964. 184 с. 10. *Низкочастотные спектры дискретных источников космического излучения* / С.Я. Брауде, И.Н. Жук, О.М. Лебедева и др. Харьков. АН УССР. ИРЭ. 1970. 108 с. 11. *Vasyliiev V.P., Sergeev V.A.* Speed-resonant terminator wave generation in the Earth atmosphere // Earth, Moon and Planets. 2000. V. 36. №2. P. 81-93. 12. *Васильев В.П., Сергеев В.А.* Обнаружение особенностей минутнопериодических вариаций атмосферной рефракции // Оптика атмосферы и океана. 2001. №8. С. 672-676. 13. *Олейников В.Н., Соляник О.А., Муха В.Н.* Радиолокационные наблюдения короткопериодических колебаний в тропосфере, связанных с солнечным терминатором // Радиотехника. 2005. Вып. 140. С. 32 – 36.

*Харьковский национальный  
университет радиозлектроники*

*Поступила в редколлегию 12.05.2006*

## МАТРИЧНАЯ МОДЕЛЬ ДИССИПАТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

## Введение

Фазированные антенные решетки (ФАР), адаптивные и интеллектуальные антенные системы прочно вошли в состав многих радиоэлектронных средств (РЭС). Применение ФАР вместо одиночных антенн расширяет функциональные возможности РЭС, заметно повышает их показатели качества и улучшает характеристики. Интенсивное развитие теории и техники фазированных антенных решеток идет уже на протяжении более четырех десятилетий, и все это время основные усилия специалистов были направлены на разработку и исследования крупноапертурных ФАР, весьма сложных и дорогостоящих устройств, которые предназначались главным образом для радиолокационных станций систем противовоздушной и противоракетной обороны [1]. Однако в последние годы внимание исследователей все чаще привлекают небольшие антенные решетки, которые с успехом внедряются в системы связи [2], локальные абонентские сети с радиодоступом [3], бортовые РЭС летательных аппаратов [4] и наземных подвижных объектов [5] и пр. Широкому распространению таких ФАР способствуют новые возможности снижения их стоимости за счет использования для их производства новых прогрессивных технологий и недорогих материалов, что, однако, нередко приводит к появлению заметных тепловых потерь энергии в излучателях. Строго говоря, потери энергии в элементах конструкции излучающей системы, вызванные несовершенством электрофизических параметров материалов, используемых для ее изготовления, являются неизбежными. Сюда относятся естественные потери в проводниках, изоляторах, экранах, диэлектрических подложках и т.д. Другими источниками потерь в излучателях являются резистивные и поглощающие элементы, которые в последнее время все более часто специально вносятся в их структуру для достижения заданных параметров. Такой способ позволяет расширить рабочую полосу частот [6] антенной системы, ослабить взаимную связь между ее элементами [7], улучшить согласование с генератором [8]. В последнее время резистивные излучающие системы широко применяются при создании сверхширокополосных РЛС. Особенно часто они используются в подповерхностных радарх [9], которые успешно применяются для обнаружения противопехотных мин и неразорвавшихся снарядов [10], ранней медицинской диагностики новообразований [11], при неразрушающем контроле [12], для разведки залежей полезных ископаемых [13] и пр. Известно, что джоулевы потери в излучателях и системе возбуждения приводят к уменьшению ее коэффициента усиления ФАР и ее КПД, а также к росту уровня собственных шумов, что в итоге снижает энергетический потенциал РЭС. Минимизировать отрицательное влияние этих потерь на характеристики РЭС можно только в случае тщательного их учета при проектировании ФАР. Корректно решить эту проблему можно с помощью математической модели ФАР, принципы построения которой изложены ниже. Базой для ее создания послужила хорошо зарекомендовавшая себя матричная теория антенных решеток [14], которая нашла свое продолжение в работах [15 – 21].

## Многополюсная модель фазированной антенной решетки

Рассмотрим ФАР, состоящую из  $N$ -элементной излучающей системы (ИС) и схемы ее возбуждения с  $M$  входами. К этим входам подключены линии передачи, соединяющие их с генераторами или приемниками электромагнитных колебаний, изменяющиеся во времени по закону  $e^{j\omega t}$ . Будем полагать, что в излучателях ФАР имеются джоулевы потери, однако в ее составе отсутствуют нелинейные элементы. Тогда математическую модель ФАР можно представить системами линейных уравнений, которые осуществляют связь между фазовыми переменными, характеризующими электрический режим на ее входах, а параметры модели компактно описать матрицами. Всей ФАР поставим в соответствие проходной  $2(M-N)$ -полюсник, осуществляющий связь между  $M$  электромагнитными волнами, распространяю-

шимися в линиях передачи, и  $\Lambda$  сферическими волнами в свободном пространстве. Будем полагать, что одна группа из  $M$  входов многополюсника (МП), входящих в сечение «а» (рис.1. а), совпадает с реальными входами ФАР, которыми будем считать заданные плоскости отсчета фаз в линиях передачи. Вторая группа из  $\Lambda$  входов МП входит в сечение «е», образованное выбранными плоскостями отсчета фаз в  $N$  ортогональных каналах свободного пространства, которым соответствуют  $N$  ортонормированных функций направленности  $\bar{e}_n(\theta, \varphi)$  излучающей системы [14]. Условие их нормировки имеет вид.

$$\iint_{4\pi} \bar{e}_m^*(\theta, \varphi) \cdot \bar{e}_n(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \delta_{mn}. \quad (1)$$

где  $\delta_{mn}$  – символ Кронекера.

В качестве независимых переменных, характеризующих электрический режим на входах многополюсника, выберем комплексные амплитуды нормированных падающих и отраженных волн в линиях передачи ( $\dot{u}_{an}$  и  $\dot{u}_{ao}$ ,  $n = \overline{1, M}$ ) и в каналах сво-

бодного пространства ( $\dot{u}_{en}$  и  $\dot{u}_{eo}$ ,  $n = \overline{1, N}$ ). Поле излучения ФАР в дальней зоне есть суперпозиция волн в этих каналах:

$$\dot{E}(R, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \dot{E}'_n(R, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} \langle \dot{u}_{eo} \bar{e}(\theta, \varphi) \rangle e^{ikR} / R. \quad (2)$$

где  $\langle \dot{u}_{eo} \bar{e}(\theta, \varphi) \rangle$  – матрица-строка и матрица-столбец с элементами  $\dot{u}_{eon}$  и  $\bar{e}_n(\theta, \varphi)$  соответственно;  $k$  и  $Z_0$  – волновое число и характеристическое сопротивление свободного пространства.

Сам многополюсник будем характеризовать матрицей рассеяния  $S$ , связывающей падающие и отраженные волны на его входах. В матрично-блочном виде уравнение связи будет иметь вид

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{ao} \\ \dot{u}_{eo} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{aa} & S_{ae} \\ S_{ea} & S_{ee} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{an} \\ \dot{u}_{en} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \dot{u}_a \\ \dot{u}_e \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где  $\dot{u}_a$  и  $\dot{u}_e$  – матрицы-столбцы нормированных комплексных амплитуд отраженных волн в фидерных линиях и каналах свободного пространства соответственно, источники возбуждения которых находятся внутри МП. Заметим, что источники этих волн могут быть как детерминированными (генераторы электромагнитных колебаний), так и случайными (флуктуационный шум). В дальнейшем будем полагать, что все детерминированные источники возбуждения ФАР находятся вне эквивалентного многополюсника, а флуктуационный шум внутренних источников ФАР представляет собой узкополосный (с шириной полосы частот  $\Delta f \ll f$ ) нормальный случайный процесс, обладающий свойством эргодичности. Тогда комплексные амплитуды волн  $\dot{u}_{an}$  ( $n = \overline{1, M}$ ) и  $\dot{u}_{en}$  ( $n = \overline{1, N}$ ) являются случайными величинами с нулевыми средними значениями ( $\bar{u}_{an} = 0$ ,  $\bar{u}_{en} = 0$ ), энергетические характеристики которых удобно представить ковариационной матрицей:

$$K = \frac{1}{\Delta f} \begin{pmatrix} \overline{\dot{u}_a \chi \dot{u}_a^*} & \overline{\dot{u}_a \chi \dot{u}_e^*} \\ \overline{\dot{u}_e \chi \dot{u}_a^*} & \overline{\dot{u}_e \chi \dot{u}_e^*} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где \* – знак комплексного сопряжения.

Матрицы  $S$  и  $K$  эквивалентного многополюсника вместе с совокупностью  $N$  ортонормированных функций направленности  $\bar{e}(\theta, \varphi)$  полностью определяют структурную модель ФАР. Для нахождения этих матриц представим функциональную схему ФАР (рис.1. а) в виде каскадного соединения двух многополюсников (рис.1. б), один из которых, МП-I соответствует

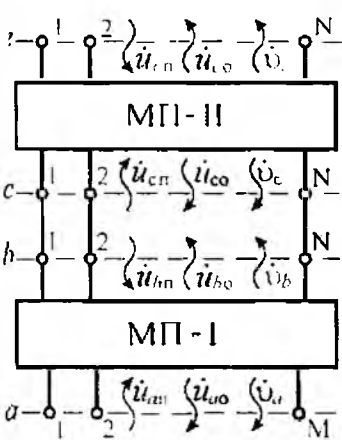
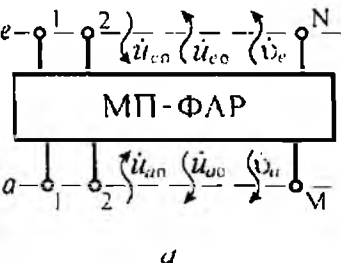


Рис.1

системе возбуждения, а второй, МП-II – излучающей системе. Если определить волновые матрицы каждого из этих многополюсников,  $S^D$  и  $K^D$  – для МП-I,  $S^{-1}$  и  $K^{-1}$  – для МП-II, то нетрудно найти и параметры объединенного МП, эквивалентного всей ФАР. Для нахождения волновых матриц  $S^D$  и  $K^D$  можно применить хорошо разработанный матричный аппарат теории линейных СВЧ-многополюсников [22 – 23]. Поэтому уделим внимание определению параметров МП-II, эквивалентного излучающей системе с джоулевыми потерями.

Волновые матрицы МП, эквивалентного диссипативной излучающей системе

Рассмотрим излучающую систему, имеющую  $N$  входов, к которым подключены линии передачи с известными волновыми сопротивлениями  $Z_{вн}$  ( $n = \overline{1, N}$ ). Будем полагать, что нам известны следующие ее параметры и характеристики:

а) матрица  $z$  нормированных собственных и взаимных сопротивлений, связывающая между собой нормированные токи и напряжения на входах ИС

$$i_n = z i_c, \quad (5)$$

которые являются линейными комбинациями падающих и отраженных волны в линиях передачи

$$u_c = i_{сП} + u_{сО}, \quad (6)$$

$$i_c = i_{сП} - u_{сО}, \quad (7)$$

а их нормировка выполняется по следующим правилам [14, 22].

$$z_{mn} = Z_{mn} / \sqrt{Z_{вн} Z_{вн}}, \quad i_n = I_n \sqrt{2Z_{вн}}, \quad u_n = U_{mn} / \sqrt{2Z_{вн}}, \quad (8)$$

где  $Z_{mn}$ ,  $U_n$  и  $I_n$  – ненормированные сопротивления, напряжения и токи соответственно,

б) парциальные функции направленности ИС в общей системе координат  $(R, \theta, \varphi)$ :

$$\bar{f}_n(\theta, \varphi) = \sqrt{G_n r_{nn} / 4\pi} \bar{F}_n(\theta, \varphi), \quad (n = \overline{1, N}), \quad (9)$$

где  $\bar{F}_n(\theta, \varphi)$  и  $G_n$  – нормированная относительно своего главного максимума функция направленности и максимальный коэффициент усиления ИС при возбуждении одного из ее входов ( $n$ -го), в то время как на остальных входах поддерживается режим холостого хода,  $r_{nn} = \text{Re}(z_{nn})$ .

Заметим, что матрицу  $z$  можно представить в виде суммы ее составляющих

$$z = r_{\Sigma} + r_d + jx \quad (10)$$

где  $x = \text{Re}(z)$ , а  $r_{\Sigma}$  и  $r_d$  – матрицы нормированных сопротивлений излучения и сопротивлений потерь соответственно, которые являются комплексными эрмитовыми матрицами [19].

Ортонормированные функции направленности  $\bar{e}_n(\theta, \varphi)$  ИС можно найти путем ортогонализации ее парциальных функций направленности  $\bar{f}_n(\theta, \varphi)$ , применив к ним следующее матричное преобразование:

$$\bar{e}(\theta, \varphi) = \langle \bar{f}(\theta, \varphi) \mathbf{J}_e, \quad (11)$$

где  $\mathbf{J}_e$  – квадратная ортогонализирующая матрица, которую нетрудно определить, подставив (11) в (1)

$$\iint_{4\pi} \bar{e}^*(\theta, \varphi) \cdot \langle \bar{e}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi = \mathbf{J}_{el}^* \left[ \iint_{-4\pi} \bar{f}^*(\theta, \varphi) \cdot \langle \bar{f}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \right] \mathbf{J}_e = \mathbf{J}_{el}^* r_{\Sigma} \mathbf{J}_e = \mathbf{E},$$

откуда находим

$$\mathbf{J}_{el}^* r_{\Sigma} \mathbf{J}_e = \mathbf{E} \quad \text{или} \quad \mathbf{J}_e \mathbf{J}_{el}^* = r_{\Sigma}^{-1}. \quad (12)$$

При выводе (12) учтено, что элементы матрицы сопротивлений излучения есть мера неортогональности парциальных функций направленности ИС [14, 19].

$$r_{\Sigma} = \iint_{4\pi} \langle \bar{f}^*(\theta, \varphi) \rangle \cdot \langle \bar{f}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \rangle$$

Необходимо отметить, что матрица  $\mathbf{J}_e$  определяется из уравнений (12) неоднозначно с точностью до унитарного множителя, что иногда оказывается полезным при использовании матричной модели ИС для оптимизации параметров антенных решеток [14]

Определим теперь матрицу рассеяния  $\mathbf{S}^A$  многополосника МП-II, поставленного в соответствие излучающей системе (рис 1. б) Она связывает амплитуды падающих и отраженных волн в заданных сечениях «с» линий передачи с амплитудами сходящихся и расходящихся сферических волн в сечениях «е» ортогональных каналов свободного пространства

$$\begin{pmatrix} \langle \dot{u}_{co} \rangle \\ \langle \dot{u}_{eo} \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{cc} & \mathbf{S}_{ce} \\ \mathbf{S}_{ec} & \mathbf{S}_{ee} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \langle \dot{u}_{cp} \rangle \\ \langle \dot{u}_{ep} \rangle \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \langle \dot{u}_c \rangle \\ \langle \dot{u}_e \rangle \end{pmatrix} \quad (13)$$

Когда ИС работает в передающем режиме, ее входы возбуждаются падающими волнами  $\langle \dot{u}_{cp} \rangle$ , а падающие волны в каналах свободного пространства отсутствуют ( $\langle \dot{u}_{ep} \rangle = 0$ ) и система уравнений (13) без учета флуктуационных волн сводится к виду

$$\langle \dot{u}_{co} \rangle = \mathbf{S}_{cc}^A \langle \dot{u}_{cp} \rangle, \quad (14)$$

$$\langle \dot{u}_{eo} \rangle = \mathbf{S}_{ec}^A \langle \dot{u}_{cp} \rangle \quad (15)$$

Подставляя  $\langle \dot{u}_{co} \rangle$  из (14) в выражения (6) и (7), имеем

$$\langle \dot{u}_c \rangle = (\mathbf{E} + \mathbf{S}_{cc}^A) \langle \dot{u}_{cp} \rangle, \quad (16)$$

$$\langle \dot{u}_e \rangle = (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{cc}^A) \langle \dot{u}_{cp} \rangle, \quad (17)$$

а подстановка  $\langle \dot{u}_c \rangle$  и  $\langle \dot{u}_e \rangle$  из (16) и (17) в равенство (5) превращает его в уравнение

$$\mathbf{z}(\mathbf{E} - \mathbf{S}_{11}^A) \langle \dot{u}_{cp} \rangle = (\mathbf{E} + \mathbf{S}_{11}^A) \langle \dot{u}_{cp} \rangle,$$

из которого нетрудно найти блок  $\mathbf{S}_{cc}^A$

$$\mathbf{S}_{cc}^A = [\mathbf{z} + \mathbf{E}]^{-1} [\mathbf{z} - \mathbf{E}] = \mathbf{E} - 2[\mathbf{z} + \mathbf{E}]^{-1} = \mathbf{E} - \mathbf{A}, \quad (18)$$

где  $\mathbf{A} = 2[\mathbf{z} - \mathbf{E}]^{-1}$ ;  $\mathbf{E}$  – единичная матрица

Для нахождения блока  $\mathbf{S}_{ec}^A$  запишем поле излучения антенной решетки в дальней зоне в отличном от (2) виде

$$\dot{E}(R, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} \langle \dot{i}_c \bar{f}(\theta, \varphi) \rangle \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (19)$$

после чего приравняем правые части равенств (2) и (17)

$$\langle \dot{u}_{eo} \cdot \dot{e}(\theta, \varphi) \rangle \frac{e^{-jkR}}{R} = \langle \dot{i}_c \cdot \bar{f}(\theta, \varphi) \rangle \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (20)$$

откуда получим связь между токами  $\langle \dot{i}_c \rangle$  на клеммах излучателей и амплитудами расходящихся сферических волн  $\langle \dot{u}_{eo} \rangle$

$$\langle \dot{i}_c \rangle = \mathbf{J} \langle \dot{u}_{eo} \rangle. \quad (21)$$

Подставляя (21) в выражение (17) и учитывая (18), находим искомый блок  $\mathbf{S}_{ec}^A$ :

$$\mathbf{S}_{ec}^A = \mathbf{J}_e^{-1} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{cc}^A) = \mathbf{J}_e^{-1} \mathbf{A} \quad (22)$$

Блок  $\mathbf{S}_{ce}^A$  матрицы рассеяния ИС нетрудно определить, используя свойство взаимности многополосника МП-II

$$\mathbf{S}_{ce}^A - \mathbf{S}_{ec}^A = \mathbf{A} \mathbf{J}_e^{-1}, \quad (23)$$

где  $t$  – знак транспонирования

Чтобы найти последний неизвестный блок  $S_{ee}^{-1}$  матриц рассеяния (13), поступим следующим образом. Представим многополюсник МП-II в виде эквивалентного соединения двух многополюсников МП-III и МП-IV, первый из которых проходной и недиссипативный, а второй состоит из отдельных согласованных сопротивлений с нулевой матрицей рассеяния  $S_{II} = 0$ . Последний моделирует потери ИС. Определим параметры многополюсника полученного недиссипативного  $3 \times 2N$ -полюсника МП-III, для чего запишем соотношение между падающими и отраженными волнами на его входах

$$\begin{pmatrix} u_{co} \rangle \\ u_{do} \rangle \\ u_{eo} \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{cc} & S_{cd} & S_{ce} \\ S_{dc} & S_{dd} & S_{de} \\ S_{ec} & S_{ed} & S_{ee} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{cp} \rangle \\ u_{dp} \rangle \\ u_{ep} \rangle \end{pmatrix}, \quad (24)$$

где  $u_{dp} \rangle$  и  $u_{do} \rangle$  – амплитуды падающих и отраженных волн в сечениях «d» линий передачи, соединяющих между собой МП-III с МП-IV

Здесь блоки  $S_{cc}$ ,  $S_{ce}$ ,  $S_{ec}$  и  $S_{ee}$  полностью совпадают с аналогичными блоками матрицы рассеяния  $S^I$  многополюсника МП-II, причем три из них уже известны. Найдем остальные блоки матрицы рассеяния МП-III, используя свойство унитарности его матрицы рассеяния. Начнем с блока  $S_{ed}$ , для чего составим уравнение

$$S_{cc}^* S_{cc} + S_{dc}^* S_{dc} - S_{ec}^* S_{ec} = E, \quad (25)$$

которое с помощью выражений (18) и (22) перепишем в виде

$$\begin{aligned} (S_{dc})_t^* \cdot S_{dc} &= E - (S_{cc})_t^* \cdot S_{cc} - (S_{ec})_t^* \cdot S_{ec} = \\ &= E - (E - A_t^*)(E - A) - A_t^*(J_{et}^*)^{-1} J_{et}^{-1} A = A_t^* \Gamma_d A \end{aligned}$$

По аналогии с  $\Gamma_e$  из (12) матрицу сопротивлений потерь  $\Gamma_d$  ИС в полученном равенстве представим в виде модального разложения

$$\Gamma_d = (J_{dt}^*)^{-1} J_d^{-1},$$

что дает возможность определить блок  $S_{ed}$

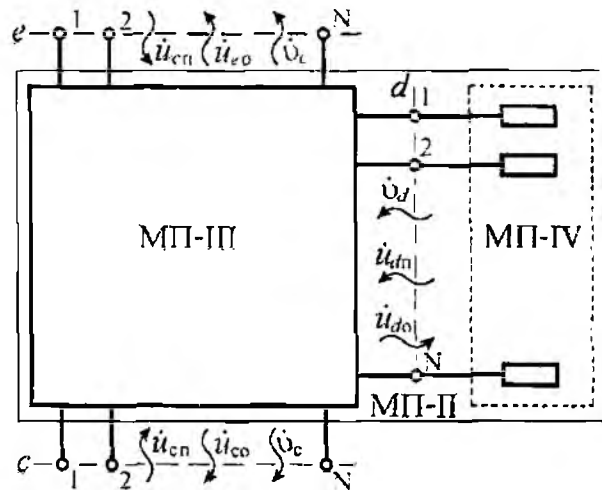
$$S_{dc} = J_d^{-1} A,$$

где  $J_d$  – квадратная матрица, подобная матрице  $J_e$  в (12)

Остальные блоки нетрудно найти, аналогичным образом используя свойство унитарности матрицы рассеяния МП-III и составляя уравнения подобные (25). В результате получаем выражение для матрицы рассеяния МП-III

$$S_{III} = \begin{pmatrix} E - A & AJ_{dt}^{-1} & AJ_{et}^{-1} \\ J_d^{-1} A & -J_d^{-1} AJ_{dt}^{-1} + J_{dt}^* J_{dt}^{-1} & -J_d^{-1} AJ_{et}^{-1} \\ J_e^{-1} A & -J_e^{-1} AJ_{dt}^{-1} & -J_e^{-1} AJ_{et}^{-1} + J_{et}^* J_{et}^{-1} \end{pmatrix} \quad (26)$$

Теперь, пользуясь правилами теории цепей СВЧ, можно выполнить объединение многополюсников МП-III и МП-IV. Поскольку  $S_{II} = 0$ , то матрица рассеяния многополюсника МП-II находится из (26) простым вычеркиванием в ней второй строки и второго столбца.



$$S^{-1} = \begin{pmatrix} E - A & AJ_{et}^{-1} \\ J_e^{-1}A & -J_e^{-1}AJ_{et}^{-1} - J_{et}^*J_{et}^{-1} \end{pmatrix} \quad (27)$$

Ковариационную матрицу спектральных плотностей шумовых волн  $K^A$  на входах многополюсника МП-II, поставленного в соответствие ИС, найдем из его матрицы рассеяния  $S^A$ , воспользовавшись соотношением [24]

$$K^A = k T_0 [E - S^A (S^A)^*],$$

которое является волновым аналогом формулы Найквиста и справедливо для любой многополюсной цепи, находящейся в тепловом равновесии при температуре  $T_0$ , где  $k$  – постоянная Больцмана. Подставляя сюда  $S^A$  из (27), находим

$$K^A = k T_0 \begin{pmatrix} V & -V(J_{et}^*)^{-1} + AWJ_e \\ -J_e^{-1}V + J_{et}^*WA^* & J_e^{-1}V(J_{et}^*)^{-1} - J_e^{-1}AWJ_e - J_{et}^*WA^*(J_{et}^*)^{-1} + J_{et}^*WJ_e \end{pmatrix}, \quad (28)$$

где  $V = Ar_{dl}A^*$ ,  $W = r_{dl} - r_d$ .

Для решеток, работающих в приемном режиме, большое значение имеет блок  $K_{cc}^A = k T_0 V$ , определяющий энергетические параметры шумовых волн, бегущих от входов ИС к согласованным приемникам. Недиагональные элементы  $K_{cc}^A$  свидетельствуют о наличии корреляции между шумовыми волнами в линиях, которая вызвана взаимодействием излучателей в решетке.

Выражения (11), (12), (27) и (28) полностью определяют выходные параметры модели ИС при корректном учете джоулевых потерь в излучателях. Воспользуемся этой моделью, чтобы получить несколько полезных соотношений для расчета параметров антенной решетки, работающей в приемном режиме. Вначале найдем связь между ЭДС, которые наводятся на разомкнутых входных клеммах ИС внешним полем, и амплитудами падающих волн в каналах свободного пространства. Холостой ход на входах ИС означает, что к ним подсоединен нагрузочный многополюсник с единичной матрицей рассеяния  $S_L = E$ . Отсюда следует, что  $\dot{u}_{cp} \rangle = \dot{u}_{co} \rangle = S_{ce}^A u_{ep} \rangle$ , а напряжения  $\dot{u}_c \rangle$  и есть ЭДС холостого хода  $\dot{e}_c \rangle$ , взятые с обратным знаком, то есть  $\dot{e}_c \rangle = -\dot{u}_c \rangle$ . Используя эти обстоятельства, запишем первое уравнение (5) в виде

$$\dot{u}_{co} \rangle = S_{cc}^A u_{cp} \rangle + S_{ce}^A \dot{u}_{ep} \rangle = S_{cc}^A \dot{u}_c \rangle + S_{ce}^A u_{ep} \rangle,$$

откуда с учетом (18) и (23) окончательно получаем

$$\dot{e}_c \rangle = -\dot{u}_c \rangle = -\dot{u}_{cp} \rangle - \dot{u}_{co} \rangle = -2\dot{u}_{co} \rangle = -2(E - S_{cc}^A)^{-1} S_{ce}^A = -2A^{-1}AJ_{et}^{-1}\dot{u}_{ep} \rangle = -2J_{et}^{-1}u_{ep} \rangle. \quad (29)$$

Рассмотрим теперь поле рассеяния ИС, которое, как известно [14], состоит из двух составляющих

$$\dot{E}^S = \dot{E}_0^S + \dot{E}_\Sigma^S,$$

где  $\dot{E}_0^S$  – неуправляемая составляющая, не зависящая от параметров нагрузок на входах ИС,  $\dot{E}_\Sigma^S$  – управляемая или переизлученная составляющая, обусловленная обратным излучением части принятой ИС мощности после прохождения ее через нагрузочный МП, зависящая от его параметров.

Нетрудно показать [14], что управляемая составляющая  $\dot{E}_\Sigma^S$  поля рассеяния ИС, к клеммам которой подключен нагрузочный МП с матрицей рассеяния  $S_L$ , определяется выражением

$$\tilde{E}_{\Sigma}^S(R, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} \langle u_{\text{еп}} \mathbf{S}_{\Sigma} \tilde{e}(\theta, \varphi) \rangle \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (30)$$

где

$$\mathbf{S}_{\Sigma} = \mathbf{S}_{ec}^{-1} (\mathbf{E} - \mathbf{S}_{cc}^{-1} \mathbf{S}_L)^{-1} \mathbf{S}_{ce}^{-1} + \mathbf{S}_{ee}^{-1}. \quad (31)$$

Выразим матрицу рассеяния  $\mathbf{S}_L$  нагрузочного МП через его нормированную матрицу сопротивлений  $\mathbf{z}_L$

$$\mathbf{S}_L = \mathbf{E} - 2(\mathbf{z}_L + \mathbf{E})^{-1},$$

и найдем оптимальные его параметры  $\mathbf{z}_{L, \text{opt}}$ , при которых управляемая составляющая поля рассеяния  $\tilde{E}_{\Sigma}^S$  обращается в нуль. Очевидно (30), что это становится возможным при соблюдении условия  $\mathbf{S}_{\Sigma} = \mathbf{0}$ . Поэтому, приравнивая правую часть равенства (31) нулевой матрице  $N$ -го порядка и подставляя в нее выражения для блоков матрицы рассеяния  $\mathbf{S}^A$  из (27), приходим к уравнению относительно  $\mathbf{z}_{L, \text{opt}}$

$$\mathbf{J}_e^{-1} \mathbf{A} \{ \mathbf{E} - (\mathbf{E} - \mathbf{A}) [\mathbf{E} - 2(\mathbf{z}_{L, \text{opt}} + \mathbf{E})^{-1}] \}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{J}_{el}^{-1} - \mathbf{J}_e^{-1} \mathbf{A} \mathbf{J}_{el}^{-1} + \mathbf{J}_e^{-1} \mathbf{r}_{\Sigma}^{-1} \mathbf{J}_{el}^{-1} = \mathbf{0},$$

решение которого имеет вид

$$\mathbf{z}_{L, \text{opt}} = 2\mathbf{r}_{\Sigma} - \mathbf{z} = \mathbf{r}_{\Sigma} - \mathbf{r}_d - \mathbf{j}\mathbf{x} \quad (32)$$

Проанализируем полученный результат, для чего представим  $N$ -входовую ИС, возбуждаемую внешним полем, в виде набора  $N$  эквивалентных генераторов с ЭДС  $\tilde{e}_c$  с внутренними сопротивлениями, описываемыми матрицей  $\mathbf{z}$  (рис. 3, а). Вначале рассмотрим ИС без потерь, у которой и  $\mathbf{z} = \mathbf{z}' = \mathbf{r}_{\Sigma} + \mathbf{j}\mathbf{x}$ . В этом случае условие (33), при котором  $\tilde{E}_{\Sigma}^S$  обращается в нуль, принимает вид

$$\mathbf{z}'_{L, \text{opt}} = \mathbf{r}_{\Sigma} - \mathbf{j}\mathbf{x} = \mathbf{z}'^*, \quad (33)$$

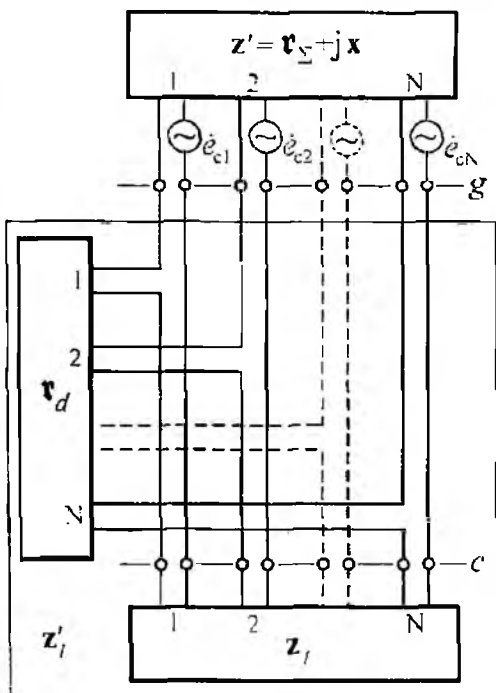
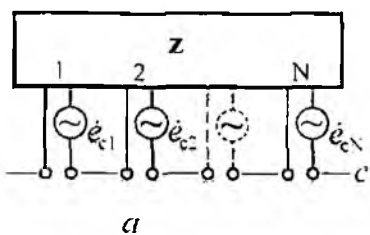
которое полностью совпадает с условием максимальной передачи мощности в нагрузочный МП. При этом и сама ИС система отбирает у внешнего поля максимальную мощность [14].

Вернемся к диссипативной ИС и перепишем (33) в виде  $\mathbf{z}_{L, \text{opt}} = \mathbf{z}'^* - \mathbf{r}_d$ , откуда следует

$$\mathbf{z}'_{L, \text{opt}} = \mathbf{z}_{L, \text{opt}} + \mathbf{r}_d = \mathbf{z}'^*. \quad (34)$$

Соотношение (34), устанавливающее взаимосвязь между матрицей сопротивлений  $\mathbf{z}_{L, \text{opt}}$  нагрузочного МП для ИС с потерями и матрицей  $\mathbf{z}'_{L, \text{opt}}$  нагрузочного МП для ИС без потерь, позволяет сделать следующие выводы:

Нагрузочный МП, подключенный к входам диссипативной ИС, обеспечивает отсутствие переизлученного ею поля только в том случае, когда он совместно с МП, состоящим из сопротивлений потерь ИС, эквивалентен оптимальному нагрузочному МП для ИС без потерь, а его матрица сопротивлений  $\mathbf{z}_{L, \text{opt}}$  в сумме с матрицей сопротивлений потерь  $\mathbf{r}_d$  ИС составляет матрицу сопротивлений  $\mathbf{z}'_{L, \text{opt}}$  оптимального нагрузочного МП для ИС без потерь. Другими словами, ИС воспринимает собственные сопротивления потерь как нагрузки, потребляющие мощность, отбираемую ею от внешнего поля. Отсюда следует, что при замене диссипативной ИС набором эквивалентных генераторов ЭДС, их внутренними сопротивлениями следует считать матрицу  $\mathbf{z}' = \mathbf{r}_{\Sigma} + \mathbf{j}\mathbf{x}$ , а матрицу сопротивлений потерь следует отнести к нагрузке (рис. 3, б). Следует отметить, что условие (32) максимального отбора мощности от внешнего поля для диссипативной ИС не совпадает с условием передачи максимальной мощности в нагрузочный многополюсник, которое, как известно, имеет вид  $\mathbf{z}_{L, \text{max}} = \mathbf{z}'^*$ .



б  
Рис. 3

Кроме того, если матрицы  $r_{\Sigma}$  и  $r_d$  являются комплексными эрмитовыми матрицами [18], физическая реализация оптимального МП и, следовательно, полная компенсация поля  $\vec{E}_{\Sigma}^S$ , невозможны.

Матрицы сопротивлений диссипативной излучающей системы

Найдем исходные параметры ИС – матрицы сопротивлений ИС  $z$ ,  $r_{\Sigma}$ ,  $r_d$  и набор векторных парциальных функций направленности ИС  $\vec{f}(\theta, \varphi)$ , которые необходимы для вычисления ее матрицы рассеяния. Наиболее точную информацию можно получить о них решением краевой электродинамической задачи относительно распределения полей или токов проводимости в ИС. Предположим, что такая задача решается с помощью метода моментов, при этом неизвестная функция распределения тока проводимости  $\vec{I}(s)$  на проводящих частях ИС представлена в виде разложения в ряд по базисным функциям подобластей:

$$\vec{I}(s) = \sum_{i=1}^K \tilde{I}_i \tilde{g}_i(\ell) = \langle \tilde{g}(\ell) \tilde{I} \rangle,$$

где  $\tilde{g}_i(\ell)$  – базисная функция, описывающая распределение тока на  $i$ -м сегменте ИС,  $\tilde{I}_i$  –  $i$ -й коэффициент разложения, имеющий смысл обобщенного тока на клеммах  $i$ -го сегмента ИС,  $K$  – полное количество сегментов ИС.

Применение метода моментов сводит систему интегральных уравнений относительно функции  $\vec{I}(\ell)$  к системе алгебраических уравнений  $K$ -го порядка относительно неизвестных коэффициентов разложения  $\tilde{I}_i$ .

$$\tilde{Z} \tilde{I} = \tilde{U} \quad (35)$$

где  $\tilde{U}$  – матрица-столбец обобщенных напряжений на клеммах сегментов,  $\tilde{Z}$  – матрица обобщенных взаимных сопротивлений. Если в качестве базисных функций  $\tilde{g}_i(s)$  выбрать кусочно-синусоидальные функции, то такой способ дискретизации интегрального уравнения превращается в известный из теории антенн [25] обобщенный метод наведенных ЭДС. В нем каждый сегмент ИС, распределение тока на котором описывается одной ( $n$ -й) базисной функцией, считается отдельным излучателем со своим входом, режим на клеммах которого задан величинами амплитуд тока  $\tilde{I}_n$  и напряжения  $\tilde{U}_n$ . Тогда  $\tilde{Z}_{mn}$  в (35) – это взаимные сопротивления между сегментами ИС, объединенные в матрицу  $\tilde{Z}$ , которую можно представить в виде суммы ее составляющих

$$\tilde{Z} = \tilde{R}_{\Sigma} + \tilde{R}_d + j\tilde{X},$$

$\tilde{R}_{\Sigma}$ ,  $\tilde{R}_d$  и  $\tilde{X}$  – матрицы сопротивлений излучения, сопротивлений потерь и реактивных сопротивлений решетки сегментов ИС относительно их клемм.

Упорядочим токи и напряжения в матрицах-столбцах  $\tilde{I}$  и  $\tilde{U}$  в (35) так, их можно было представить в следующем блочном виде.

$$\tilde{I} = \begin{pmatrix} \tilde{I}_\alpha \\ \tilde{I}_\beta \end{pmatrix}, \quad \tilde{U} = \begin{pmatrix} \tilde{U}_\alpha \\ \tilde{U}_\beta \end{pmatrix},$$

где в блоках  $\tilde{I}_\alpha$  и  $\tilde{U}_\alpha$  сосредоточены токи и напряжения на тех сегментах, клеммы которых совпадают с  $N$  входами самой ИС

Аналогично разобьем на блоки все матрицы сопротивлений сегментов

$$\tilde{Z} = \begin{pmatrix} \tilde{Z}_{\alpha\alpha} & \tilde{Z}_{\alpha\beta} \\ \tilde{Z}_{\beta\alpha} & \tilde{Z}_{\beta\beta} \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathfrak{R}}_\Sigma = \begin{pmatrix} \tilde{\mathfrak{R}}_{\Sigma\alpha\alpha} & \tilde{\mathfrak{R}}_{\Sigma\alpha\beta} \\ \tilde{\mathfrak{R}}_{\Sigma\beta\alpha} & \tilde{\mathfrak{R}}_{\Sigma\beta\beta} \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathfrak{R}}_d = \begin{pmatrix} \tilde{\mathfrak{R}}_{d\alpha\alpha} & \tilde{\mathfrak{R}}_{d\alpha\beta} \\ \tilde{\mathfrak{R}}_{d\beta\alpha} & \tilde{\mathfrak{R}}_{d\beta\beta} \end{pmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_{\alpha\alpha} & \tilde{\mathbf{X}}_{\alpha\beta} \\ \tilde{\mathbf{X}}_{\beta\alpha} & \tilde{\mathbf{X}}_{\beta\beta} \end{pmatrix},$$

в результате чего уравнение (35) превратится в матрично-блочное равенство

$$\begin{pmatrix} \tilde{U}_\alpha \\ \tilde{U}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{Z}_{\alpha\alpha} & \tilde{Z}_{\alpha\beta} \\ \tilde{Z}_{\beta\alpha} & \tilde{Z}_{\beta\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{I}_\alpha \\ \tilde{I}_\beta \end{pmatrix} \quad (36)$$

Предположим теперь, что все входы ИС поочередно возбуждаются током единичной амплитуды при остальных разомкнутых ( $I_{nm} = 1, n = 1, N, I_{mm} = 0, m = 1, N, m \neq n$ ) Все эти  $N$  парциальных распределений входных токов можно описать единичной матрицей  $\mathbf{I}_c = \mathbf{E}$   $N$ -го порядка, где каждый ее столбец представляет одно из парциальных распределений. Таким образом, можно считать, что токи на клеммах сегментов в (36), которые совпадают с входами ИС, заданы

$$\tilde{\mathbf{I}}_\alpha = \mathbf{I}_c = \mathbf{E} \quad (37)$$

Поскольку остальные сегменты ИС, образующие непрерывную излучающую структуру, имеют короткозамкнутые клеммы, то напряжения  $\tilde{U}_\beta = 0$ . Учитывая это, можно записать второе уравнение системы (35) в следующем виде

$$0 = \tilde{Z}_{\beta\alpha} \mathbf{E} + \tilde{Z}_{\beta\beta} \tilde{\mathbf{I}}_\beta,$$

откуда следует  $\tilde{\mathbf{I}}_\beta = -\tilde{Z}_{\beta\beta}^{-1} \tilde{Z}_{\beta\alpha}$ , после чего можно определить  $N$  распределений амплитуд токов на клеммах всех сегментов ИС в виде матрицы

$$\tilde{\mathbf{I}} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_\alpha \\ \tilde{\mathbf{I}}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix}, \quad (38)$$

где  $\mathbf{H} = \tilde{\mathbf{I}}_\beta = -\tilde{Z}_{\beta\beta}^{-1} \tilde{Z}_{\beta\alpha}$

Каждый столбец матрицы  $\tilde{\mathbf{I}}$  в (38) определяет парциальное распределение амплитуд токов на клеммах всех сегментов ИС при поочередном возбуждении одного из ее входов током единичной амплитуды и сохранении режима холостого хода на остальных входах. Теперь найдем матрицу  $\mathbf{Z}$  и ее составляющие  $\mathfrak{R}_d$  и  $\mathfrak{R}_\Sigma$ , которые характеризуют диссипативную ИС стороны ее входных клемм. Для этого воспользуемся свойством этих матриц образовывать вместе с распределением входных токов  $\tilde{I}_c$  квадратичные эрмитовы формы, которые определяют мощности, входящие в энергетический баланс в ИС

$$P_{in} = P_\Sigma + P_d = 0,5 \langle \tilde{I}_c^* \mathfrak{R}_\Sigma \tilde{I}_c \rangle + 0,5 \langle \tilde{I}_c^* \mathfrak{R}_d \tilde{I}_c \rangle = 0,5 \langle \tilde{I}_c^* \mathbf{R} \tilde{I}_c \rangle,$$

где  $P_{in}$ ,  $P_\Sigma$  и  $P_d$  – входная мощность, мощность излучения и мощность потерь соответственно,  $\mathbf{R} = \text{Re}(\mathbf{Z})$ .

Примечательно, что все эти мощности записывается однотипными выражениями вида

$$P = \langle I_c^* Z I_c \rangle, \quad (39)$$

где под символом  $Z$  подразумевается одна из названных выше матриц сопротивлений, а под символом  $P$  – соответствующая ей мощность.

С другой стороны, эти же мощности можно выразить аналогичным образом через токи на клеммах сегментов ИС и соответствующие им матрицы сопротивлений сегментов.

$$P = \langle \tilde{I}^* \tilde{Z} \tilde{I} \rangle. \quad (40)$$

Левые части в равенствах (39) и (40) одинаковы, поэтому приравняем и правые части этих равенств

$$\langle I_c^* Z I_c \rangle = \langle \tilde{I}^* \tilde{Z} \tilde{I} \rangle. \quad (41)$$

Последнее равенство справедливо при любых токовых распределениях в ИС при условии, что  $\langle I_c \in \tilde{I} = [\langle I_c \quad \langle \tilde{I}_\beta \rangle]$ . Поэтому вместо матриц-столбцов  $I_c, \tilde{I}$  в (41), определяющих одно распределение токов в ИС, можно использовать прямоугольные матрицы  $I_c$  и  $\tilde{I}$ , которые объединяют сразу несколько токовых распределений

$$I^* \cdot Z \cdot I = \tilde{I}^* \cdot \tilde{Z} \cdot \tilde{I}.$$

Подставим в последнее равенство выражения для матриц токов из (37) и (38).

$$E \cdot Z \cdot E = \begin{pmatrix} E & H_I^* \end{pmatrix} \cdot \tilde{Z} \cdot \begin{pmatrix} E \\ H \end{pmatrix}.$$

и, используя блочное представление матрицы  $\tilde{Z}$  (35), окончательно находим

$$\begin{aligned} Z &= \begin{pmatrix} E & H_I^* \end{pmatrix} \cdot \tilde{Z} \cdot \begin{pmatrix} E \\ H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E & H_I^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{Z}_{\alpha\alpha} & \tilde{Z}_{\alpha\gamma} \\ \tilde{Z}_{\gamma\alpha} & \tilde{Z}_{\gamma\gamma} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E \\ H \end{pmatrix} = \\ &= \tilde{Z}_{\alpha\alpha} + \tilde{Z}_{\alpha\gamma} H + H_I^* \tilde{Z}_{\gamma\alpha} + H_I^* \tilde{Z}_{\gamma\gamma} H \end{aligned} \quad (42)$$

Полученное соотношение представляет собой матричное преобразование внутренних параметров многополюсной модели диссипативной ИС, описываемых матрицами сопротивлений ее сегментов  $\tilde{Z}$ , в выходные параметры этой модели, которые представлены матрицами сопротивлений  $Z$  относительно входных клемм ИС. С помощью этого преобразования нетрудно получить выражения для расчета искомых матриц  $\mathfrak{R}_\Sigma$ ,  $\mathfrak{R}_d$  и  $Z$

$$\mathfrak{R}_\Sigma = \tilde{R}_{\Sigma\alpha\alpha} + \tilde{R}_{\Sigma\alpha\beta} H + H_I^* \tilde{R}_{\Sigma\beta\alpha} + H_I^* \tilde{R}_{\Sigma\beta\beta} H,$$

$$\mathfrak{R}_d = \tilde{R}_{d\alpha\alpha} + \tilde{R}_{d\alpha\beta} H + H_I^* \tilde{R}_{d\beta\alpha} + H_I^* \tilde{R}_{d\beta\beta} H;$$

$$\begin{aligned} Z &= \tilde{Z}_{\alpha\alpha} + \tilde{Z}_{\alpha\beta} H + H_I^* \tilde{Z}_{\beta\alpha} + H_I^* \tilde{Z}_{\beta\beta} H = \\ &= \tilde{Z}_{\alpha\beta} + \tilde{Z}_{\alpha\beta} H - H_I^* \tilde{Z}_{\beta\alpha} - H_I^* \tilde{Z}_{\beta\beta} \tilde{Z}_{\beta\beta}^{-1} \tilde{Z}_{\beta\alpha} = \tilde{Z}_{\alpha\alpha} + \tilde{Z}_{\alpha\beta} H \end{aligned}$$

Найденные матрицы можно привести к их нормированному виду  $z$ ,  $r_\Sigma$ ,  $r_d$ , используя соотношения (8)

Теперь найдем парциальные функции направленности  $f_n(\theta, \varphi)$  ( $n = \overline{1, N}$ ) ИС, для чего представим ее поле излучения в дальней зоне как сумму полей отдельных ее сегментов

$$\dot{E}(R, \theta, \varphi) = \frac{Z_0}{2} \frac{e^{-jkR}}{R} \langle \tilde{\Phi}(\theta, \varphi) \tilde{I} \rangle, \quad (43)$$

где  $\tilde{\Phi}(\theta, \varphi)$  – функции направленности сегментов ИС

$$\tilde{\Phi}(\theta, \varphi) = j \int_L \left( \bar{R}^0, \left[ \bar{R}^0, \left[ \bar{R}^0, \langle \bar{g}(\ell) \rangle \right] \right] \right) e^{jk_0(\bar{R}^0 \cdot \bar{R}')} \frac{d\ell}{\lambda},$$

$\bar{R}^0$  – единичный вектор направления  $(\theta, \varphi)$  на точку наблюдения,  $\bar{R}'$  – радиус-вектор точки истока,  $L$  – контур интегрирования,  $\lambda$  – длина волны.

Приравнивая правые части равенств (2) и (43), находим искомые парциальные функции направленности ИС, объединенные в матрицу-строку

$$\langle f(\theta, \varphi) \rangle = \frac{\sqrt{Z_0}}{2} \langle \tilde{\Phi}(\theta, \varphi) \begin{pmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{pmatrix} \{Z_B\}^{-1/2} \rangle. \quad (44)$$

Аналогично можно найти и ЭДС холостого хода на входных клеммах ИС в режиме приема. Действительно, напряжения, наводимые на клеммах сегментов ИС полем плоской волной с напряженностью  $\dot{E}'$ , приходящей из направления  $\theta', \varphi'$ , могут быть представлены в виде

$$\langle \tilde{I}' \rangle = j\lambda \langle \dot{E}' \tilde{\Phi}(\theta', \varphi') \rangle,$$

поэтому, используя (44), нетрудно получить выражение для расчета нормированных ЭДС холостого хода на входах излучателей

$$\langle \dot{e}_c \rangle = j \frac{2\lambda}{\sqrt{2Z_0}} \langle \dot{E}' \cdot f(\theta', \varphi') \rangle \quad (45)$$

Теперь найдены все параметры ИС, необходимые для расчета ее матричной модели

#### Применение смешанных матриц для описания модели ФАР

Прямое вычисление элементов волновых матриц ИС и непосредственное использование их элементов для численного анализа характеристик конкретных ФАР может привести к некоторой избыточности вычислительных операций, возникающих из-за необходимости расчета ортогонализирующей матрицы  $\mathbf{J}_e$ . Избавиться от такой избыточности можно, если для описания модели ИС использовать не волновые матрицы, а смешанные. Рассмотрим этот способ более подробно. В уравнение (13) подставим значения блоков матрицы рассеяния из (27), заменим амплитуды падающих волн  $\dot{u}_{en}$  на ЭДС холостого хода из (29), а затем умножим левую и правую части второго равенства слева на  $\mathbf{J}_e$ , в результате чего получим:

$$\begin{aligned} \langle u_{co} \rangle &= (\mathbf{E} - \mathbf{A}) \langle u_{cn} \rangle + \mathbf{A} \mathbf{J}_{el}^{-1} \left( -\frac{1}{2} \mathbf{J}_{el} \dot{e}_c + \dot{v}_c \right); \\ \mathbf{J}_e \langle \dot{u}_{eo} \rangle &= \mathbf{A} \langle u_{cn} \rangle - (\mathbf{A} - \mathbf{r}_{\Sigma}^{-1}) \mathbf{J}_{el}^{-1} \left( -\frac{1}{2} \mathbf{J}_{el} \dot{e}_c + \mathbf{J}_e \dot{v}_c \right). \end{aligned}$$

Выполнив здесь необходимые преобразования и приняв во внимание соотношение (21), приходим к матричному уравнению, эквивалентному (13)

$$\begin{pmatrix} \langle \dot{u}_{co} \rangle \\ \langle i_c \rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{cc}^I & \mathbf{D}_{ce}^I \\ \mathbf{D}_{ec}^I & \mathbf{D}_{ee}^I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \langle u_{cn} \rangle \\ \langle \dot{e}_c \rangle \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \langle \dot{v}_c \rangle \\ \langle i_{cш} \rangle \end{pmatrix}, \quad (46)$$

где  $\mathbf{D}_{cc}^I = \mathbf{S}_{cc}^I = \mathbf{E} - \mathbf{A}$ ,  $\mathbf{D}_{ce}^I = -\frac{1}{2} \mathbf{S}_{ce}^I \mathbf{J}_{el} = -\frac{1}{2} \mathbf{A}$ ;

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_{ce}^I &= \mathbf{J}_e \mathbf{S}_{ec}^I = \mathbf{A}, \quad \mathbf{D}_{ee}^I = -\frac{1}{2} \mathbf{J}_e \mathbf{S}_{ee}^I \mathbf{J}_{el} = \frac{1}{2} (\mathbf{A} - \mathbf{r}_{\Sigma}^{-1}); \\ \langle i_{cш} \rangle &= \mathbf{J}_e \langle \dot{v}_c \rangle, \end{aligned} \quad (47)$$

$\langle i_{cш} \rangle$  – матрица-столбец нормированных шумовых токов на клеммах излучателей

Матрица  $\mathbf{D}$  относится к смешанному типу, поскольку в уравнении (46) для описания электрического режима на входах МП используются разнородные независимые переменные, как волновые (падающие  $\langle u_{cn} \rangle$  и отраженные  $\langle u_{co} \rangle$  волны), так и классические (токи  $\langle i_c \rangle$  и ЭДС  $\langle \dot{e}_c \rangle$ ). Блок  $\mathbf{D}_{cc}^I$  связывает амплитуды падающих и отраженных волн в линиях на вхо-

дах излучателей, он идентичен блоку  $S_{cc}^{-1}$  матрицы рассеяния  $S^A$  и его элементы имеют тот же физический смысл. В блоке  $D_{ec}^{-1}$   $n$ -й столбец описывает распределение амплитуд нормированных токов  $i_c$  на клеммах излучателей при возбуждении  $n$ -го входа ИС падающей волной  $u_{cnn}$  единичной амплитуды, в то время как остальные входы нагружены на волновые сопротивления  $Z_{вm}$  питающих линий ( $u_{cnn} = 1$ ;  $u_{cmm} = 0$ ;  $n, m = \overline{1, N}$ ,  $m \neq n$ ). Блок  $D_{ce}^A$  связывает амплитуды отраженных волн  $u_{co}$ , бегущих в линиях к согласованным приемникам, с амплитудами наведенных нормированных ЭДС на разомкнутых входах ИС. Блок  $D_{ee}^A$  осуществляет связь между амплитудами нормированных токов  $i_c$  на клеммах излучателей, создающих во внешнем пространстве управляемую составляющую поля рассеяния  $E_{\Sigma}^S$  (30), с амплитудами тех же ЭДС  $e_0$ .

Независимые флуктуационные переменные  $\dot{u}_c$  и  $i_{cш}$  образуют смешанную ковариационную матрицу  $M^{-1}$ .

$$M^{-1} = \frac{1}{\Delta f} \begin{pmatrix} \overline{\dot{u}_c \langle \dot{u}_c^* \rangle} & \overline{\dot{u}_c \langle i_{cш}^* \rangle} \\ \overline{i_{cш} \langle \dot{u}_c^* \rangle} & \overline{i_{cш} \langle i_{cш}^* \rangle} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{cc} & M_{ce} \\ M_{ec} & M_{ee} \end{pmatrix}, \quad (48)$$

которая, что нетрудно показать используя равенство (47), связана с матрицей  $K^A$  соотношением

$$M^{-1} = \begin{pmatrix} E & 0 \\ 0 & J_e \end{pmatrix} K^{-1} \begin{pmatrix} E & 0 \\ 0 & J_{et}^* \end{pmatrix}. \quad (49)$$

Подставляя сюда  $K^{-1}$  из (28), находим блоки матрицы  $M^{-1}$ :

$$M_{cc}^{-1} = V, \quad M_{ce}^{-1} = -V - A W r_{\Sigma}^{-1};$$

$$M_{ec}^{-1} = -V + r_{\Sigma}^{-1} W A_t^*, \quad M_{ee}^{-1} = V + r_{\Sigma}^{-1} W r_{\Sigma}^{-1} - A W r_{\Sigma}^{-1} - r_{\Sigma}^{-1} W A_t^*. \quad (50)$$

Из выражений (46) и (55) видно, что смешанные матрицы  $D^A$  и  $M^A$ , определяющие параметры математической модели СИ, полностью и однозначно определяются нормированной матрицей собственных и взаимных сопротивлений ИС  $z$ .

#### Параметры ФАР в терминах волновых и смешанных матриц

Выше мы определили параметры многополюсника МП-II, поставленного в соответствие диссипативной системе излучателей. Если считать, что волновые матрицы  $S^D$  и  $K^D$  схемы возбуждения нам известны, то матрицы  $S$  и  $K$  объединенного МП, эквивалентного всей ФАР (рис. 1, а), нетрудно рассчитать по известным формулам, приведенным в [22, 23]. Те же формулы можно использовать и для расчета смешанных матриц  $D$  и  $M$  объединенного МП, формально заменив в них блоки матриц  $S^A$ ,  $K^A$ ,  $S$  и  $K$  на блоки матриц  $D^A$ ,  $M^A$ ,  $D$  и  $M$  соответственно. Найденные матрицы  $S$  и  $K$  вместе с функциями направленности  $\bar{e}(\theta, \varphi)$  полностью описывают структурную модель диссипативной ФАР, параметры которой выражены в терминах волновых матриц, а матрицы  $D$  и  $M$  вместе с функциями направленности  $\bar{f}(\theta, \varphi)$  – в терминах смешанных матриц. Эту модель с любой из названных системой параметров можно эффективно использовать для анализа и синтеза ФАР, излучатели которых имеются заметные джоулевы потери.

В заключение приведем соотношения для расчета наиболее важных параметров ФАР, используя представленные здесь матричные модели. С целью упрощения их записи будем

полагать, что ФАР содержит всего один вход ( $M = 1$ , рис 1, а), тогда матрицы  $\mathbf{S}$ ,  $\mathbf{K}$ ,  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{M}$  задающие параметры модели, будут иметь следующую структуру:

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} B_{aa} & \langle B_{ae} \rangle \\ \langle B_{ea} \rangle & \mathbf{V}_{ee} \end{pmatrix},$$

где  $\mathbf{V}$  – одна из упомянутых матриц.

Параметры ФАР для передающего и приемного режима ее работы в случае присутствия в схеме возбуждения невзаимных элементов будут отличаться друг от друга. В передающем режиме ФАР возбуждается электромагнитной волной с амплитудой  $u_{ап}$ , распространяющейся в линии передачи со стороны генератора, а стороннее поле в свободном пространстве отсутствует ( $\langle u_{еп} \rangle = 0$ ,  $\langle \dot{e}_c \rangle = 0$ ). Системы уравнений (13) и (46) без учета флуктуационных шумов для этого случая приобретают вид

$$\begin{cases} \dot{u}_{co} = S_{aa} u_{ап}; & \dot{u}_{ao} = D_{aa} u_{ап}; \\ \dot{u}_{eo} = S_{ea} u_{ап}; & \dot{i}_c = D_{ea} u_{ап}. \end{cases}$$

Пользуясь этими выражениями и определениями параметров передающей ФАР, нетрудно написать формулы для расчета

– коэффициента отражения на входе

$$\rho = S_{aa} = D_{aa},$$

– комплексных амплитуд нормированных токов на клеммах излучателей

$$\dot{i}_c = \mathbf{J}_e S_{ea} u_{ап} = D_{ea} \dot{u}_{ап},$$

– напряженности электрического поля излучения в дальней зоне

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} u_{ап} \langle \dot{e}(\theta, \varphi) S_{ea} \rangle \frac{e^{-jkR}}{R} = \sqrt{2Z_0} u_{ап} \langle \vec{f}(\theta, \varphi) D_{ea} \rangle \frac{e^{-jkR}}{R},$$

– КНД

$$D(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{|\langle \dot{e}(\theta_0, \varphi_0) S_{ea} \rangle|^2}{\langle S_{ea}^* S_{ea} \rangle} = 4\pi \frac{|\langle \vec{f}(\theta_0, \varphi_0) D_{ea} \rangle|^2}{\langle D_{ea}^* D_{ea} \rangle};$$

– коэффициента усиления

$$G(\theta_0, \varphi_0) = 4\pi \frac{|\langle \dot{e}(\theta_0, \varphi_0) S_{ea} \rangle|^2}{1 - S_{aa}^* S_{aa}} = 4\pi \frac{|\langle \vec{f}(\theta_0, \varphi_0) D_{ea} \rangle|^2}{1 - D_{aa}^* D_{aa}};$$

– КПД

$$\eta = \frac{\langle S_{ea}^* S_{ea} \rangle}{1 - S_{aa}^* S_{aa}} = \frac{\langle D_{ea}^* D_{ea} \rangle}{1 - D_{aa}^* D_{aa}};$$

– изучаемой мощности

$$P_\Sigma = \langle S_{ea}^* S_{ea} \rangle |u_{ап}|^2 = \langle D_{ea}^* D_{ea} \rangle |u_{ап}|^2,$$

где  $(\theta_0, \varphi_0)$  – направление главного максимума диаграммы направленности

В приемном режиме решетка возбуждается сходящимися сферическими волнами с амплитудами  $\langle u_{еп} \rangle$ , распространяющимися в каналах свободного пространства, а падающая волна в линии передачи отсутствует ( $\dot{u}_{ап} = 0$ )

$$\begin{cases} \dot{u}_{co} = S_{ce} u_{еп}; & \dot{u}_{co} = D_{ce} u_{еп}; \\ \dot{u}_{eo} = S_{ee} u_{еп}; & \dot{i}_c = D_{ee} u_{еп}. \end{cases}$$

Исходя из этих равенств и используя определения параметров приемной ФАР, нетрудно получить соотношения для расчета

– амплитуды отраженной волны на входе ФАР

$$\dot{i}_{ao} = \langle S_{ae} \dot{i}_{en} \rangle = \langle D_{ae} e_0 \rangle;$$

– комплексных амплитуд нормированных токов на клеммах излучателей

$$\langle i_c = \langle S_{ae} \mathbf{J}_e = \langle \mathbf{D}_{ae};$$

– КНД

$$D(\theta', \varphi') = 4\pi \frac{|\langle S_{ae} e(\theta', \varphi') \rangle|^2}{\langle S_{ae} S_{ae}^* \rangle} = 4\pi \frac{|\langle D_{ae} f(\theta', \varphi') \rangle|^2}{\langle D_{ae} D_{ae}^* \rangle};$$

– коэффициента усиления

$$G(\theta', \varphi') = 4\pi \frac{|\langle S_{ae} e(\theta', \varphi') \rangle|^2}{1 - S_{aa}^* S_{aa}} = 4\pi \frac{|\langle D_{ea} f(\theta', \varphi') \rangle|^2}{1 - D_{aa}^* D_{aa}};$$

– КПД

$$\eta = \frac{\langle S_{ae} S_{ae}^* \rangle}{1 - S_{aa}^* S_{aa}} = \frac{\langle D_{ae} D_{ae}^* \rangle}{1 - D_{aa}^* D_{aa}};$$

– напряженности переизлученного поля в дальней зоне

$$\bar{E}_{\Sigma}^S(R, \theta, \varphi) = \sqrt{2Z_0} \langle \dot{i}_{en} \mathbf{S}_{ee} \bar{e}(\theta, \varphi) \rangle \frac{e^{-jkR}}{R} = -\sqrt{\frac{Z_0}{2}} \langle e_0 \mathbf{D}_{ee} \bar{f}(\theta, \varphi) \rangle \frac{e^{-jkR}}{R};$$

– мощности внутренних шумов

$$P_{\text{шл}} = K_{aa} \Delta f = M_{aa} \Delta f.$$

## Заключение

Матричное описание ФАР наиболее полно соответствует вычислительным возможностям современных ЭВМ и позволяет применять для анализа и оптимизации их параметров хорошо разработанные алгоритмы и программы расчета цепей СВЧ. Предложенная модель может быть использована при исследовании любых антенных систем, однако наиболее она эффективна при анализе и оптимизации малозлементных ФАР, в излучателях и схеме возбуждения которых присутствуют заметные джоулевы потери мощности. Кроме того, ее можно с успехом применять для исследования решеток излучателей, потери в которых обусловлены наличием близко расположенных к поверхности реальной земли или слоистого диэлектрика. В этом случае собственные и взаимные сопротивления между излучателями решетки необходимо лишь находить из решения краевой электродинамической задачи, учитывающей наличие границы раздела и параметров сред, как это сделано, например, в работах [26 – 29].

**Список литературы:** 1. *Experience of Antenna Complexes Creation for the Radars of Distant Detecting and Space Area Monitoring* / G.A.Evstropov, V.A.Rogulyev, S.D.Saprykin et al. // Proc. of the 1V<sup>th</sup> Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT'03). Ukraine, Sevastopol, SSTU, 2003. P.47-51. 2. *Alexiou A., Haardt M. Smart Antenna Technologies for Future Wireless Systems. Trends and Challenges* // IEEE Commun. Mag. 2004. №9. P.90-97. 3. *Volski V., Delmotte P., Vandebosch G A E. Compact Low-Cost 4 Elements Microstrip Antenna Array for WLAN* // Proc. of the European Conf. on Wireless Technology (ECWT 2004) RA1. Amsterdam, The Netherlands. 2004. P.277-280. 4. *Lacomme P. New Trends in Airborne Phased Array Radars* // Proc. of the IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology 2003 (ISPAST 2003). Boston, Massachusetts, USA. 2003. P.17-22. 5. *Millimeter-Wave Radar Sensor for Automotive Intelligent Cruise Control (ICC)* / M. Russell, A. Crain, A. Curran et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. 1997. Vol.45, №12. P.2444-2453. 6. *Wong K.L., Wu J.Y. Bandwidth enhancement of circularly-polarised microstrip antenna using chip-resistor loading* // Electron. Lett. 1997. Vol.33. №21. P.1749-1751. 7. *Поповић Б.Д. Синтеза паралелних цилиндричних антена са минималном спрегом* // Глас Српска акад. Наук и уметн. Ол. Техн. Наука. 1980. Т.321, №16. С.55-66. 8. *HF vertically polarized broadband shipboard antenna MPS-10M* / Antenna Product Line Catalog. Antenna Product Corp., Mineral Wells, Texas (USA). 2004. P.92. 9. *Leat C J Resistively loaded helical antennas for ground-penetrating radar* // IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagat. 2002. Vol.148. № 4. P.204-210. 10. *Montoya T.P., Smith G.S. Land mine detection using a ground-penetrating radar based on resistively*

loaded Vee dipoles // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 1999. Vol.47, №12. P.1795–1806. 11. *Fear E.C., Meamey P.M., Stuchly M.A.* Microwaves for breast cancer detection? // IEEE Potentials. 2003. February/March. P.12-18. 12. *Daniels D.J.* Microwave techniques for NDE: antenna and front end design // IEE Colloq. on Radar and Microwave Techniques for Non-Destructive Evaluation 1995. P.311-313. 13. *Resistively loaded insulated antennas for narrow borehole radar / D.M.Claassen, R.Bansal, I.M.Mason, J.E.Hargreaves* // IGARSS'95 Int. Geoscience and Remote Sensing Symp. on Quantitative Remote Sensing for Science and Applications. 1995. Vol.3. P.1711-1713. 14. *Сазонов Д.М.* Основы матричной теории антенных решеток // Сборник научно-методических статей по прикладной электродинамике. М.: Высш. шк., 1983. Вып.6. С.111-162. 15. *Лучанинов А.И., Токарский П.Л.* Определение параметров системы излучателей для матричного описания антенной решетки // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1983. Т.26. №8. С.87-89. 16. *Токарский П.Л.* Матрица рассеяния антенной решетки с джоулевыми потерями в излучателях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1984. Т.27, №2. С.81-83. 17. *Токарский П.Л.* К анализу антенных решеток матричным методом // Радиотехника. Вып.68. 1984. С.78-81. 18. *Токарский П.Л.* Взаимные связи в системе излучателей с джоулевыми потерями // Радиотехника и электроника. 1986. Т.31, № 9. С.1717-1723. 19. *Токарский П.Л.* Матричная модель диссипативной антенной решетки для расчета ее поляризационных характеристик // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1996. Т.39. №10. С.10-18. 20. *Токарский П.Л.* Применение волновых матриц для анализа шумов диссипативных антенных решеток // Радиотехника Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып.122. С.56-58. 21. *Токарский П.Л.* Теория излучающих систем с джоулевыми и поляризационными потерями: Дис... докт. физ.-мат. наук. 01.04.03. Харьков, 2005. 400 с. 22. *Сазонов Д.М., Гридин А.И., Мишустина Б.А.* Устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1981. 295 с. 23. *Бабик Л.И.* Определение шумовых характеристик СВЧ-цепей // Радиотехника и электроника. 1980. Т.25, №11. С.2380-2384. 24. *Дикий В.Н., Зайцев Э.Ф.* О расчете шумов многополюсных цепей с заданными волновыми параметрами // Радиотехника и электроника. 1977. Т.22, №12. С. 2560-2566. 25. *Коротковолновые антенны / Г.З.Айзенберг, С.П.Белоусов, Э.М.Журбенко и др.:* Под ред. Г.З. Айзенберга. М.: Радио и связь, 1985. 536с. 26. *Токарский П.Л.* Взаимные сопротивления и КПД вертикальных вибраторов, расположенных над поверхностью земли // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1999. Вып.112. С.42-45. 27. *Токарський П.Л.* Моделювання вібраторних антенних решіток над реальним ґрунтом // Вісник ДУ «Львівська політехніка». Сер. Радіоелектроніка та телекомунікації. 2000. № 387. С.258-264. 28. *Токарский П.Л.* Энергетические характеристики решеток горизонтальных вибраторов над границей раздела двух сред // Электромагнитные волны и электронные системы. 2004. Т.9, №3-4. 29. *Токарский П.Л.* Взаимные сопротивления горизонтальных электрических диполей над слоем неидеального диэлектрика // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 137. С.95-99.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редакцию 30.06.2006.*

## ШУМОВІ ТА ДИНАМІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ МОДИФІКОВАНОГО ПРИСТРОЮ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

Пристрої фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) широко використовують у приймачах радіосигналів починаючи з другої половини двадцятого сторіччя і до наших днів. Пристрої ФАПЧ застосовують для кутової демодуляції в аналогових приймачах, для слідування за частотою несучого сигналу у цифрових радіоприймачах та у системах радіолокації. Попри широку дослідженість властивостей ФАПЧ [1, 2, 3], сучасні вимоги щодо зменшення потужності сигналів та зв'язку з рухомими об'єктами спонукали активізацію досліджень нелінійних режимів ФАПЧ [4], методів формування керуючих сигналів [5] та методів дослідження завадостійкості пристрою [6].

Однією з основних проблем проектування ФАПЧ є вибір ефективної смуги частот пристрою. Розширення смуги зменшує динамічну похибку, спричинену кутовою модуляцією або зміною частоти несучого сигналу, але збільшує статистичну похибку, викликану впливом шумів каналу. Звуження смуги ФАПЧ навпаки зменшує статистичну похибку, але збільшує динамічну. Коли сумарний вплив статистичної та динамічної похибок призводить до виходу за межі робочої ділянки характеристики фазового детектора (ФД), яка становить  $\pm \pi/2$ , відбувається зрив синхронізму в ФАПЧ – пристрій втрачає працездатність.

Ідея підвищення стійкості ФАПЧ до статистичної та динамічної похибок реалізована у запропонованому в роботі [7] пристрої (рис. 1, а) і полягає у зменшенні різниці фаз коливань на входах ФД за допомогою вузькосмугового фільтра (ВСФ), проходженні ФД у межах робочої ділянки, і наступному відновленні динамічного діапазону сигналу розузгодження за допомогою активного фільтра верхніх частот (ФВЧ). В роботі [8] модифікований пристрій ФАПЧ досліджений у лінійному режимі, тобто при малих рівнях шуму та дегермінованих збурень, і показана можливість незалежного регулювання динамічних властивостей та завадостійкості пристрою. Метою цієї роботи є аналіз впливу нелінійних явищ на шумові та динамічні властивості модифікованого пристрою ФАПЧ.

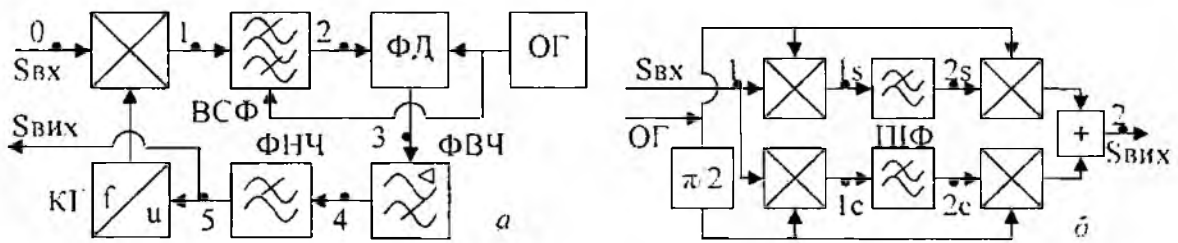


Рис. 1

Для моделювання процесів у пристрої прийняті такі припущення та позначення. Частота  $\omega_{ог}$  опорного генератора ОГ постійна, фаза нульова, тобто сигнал ОГ має вигляд  $S_{ог}(t) = \sin \omega_{ог} t$ . Сигнал керованого генератора КГ описує вираз  $S_{кг}(t) = \sin[(\omega_{кг} - \Delta\omega)t + \varphi_{кг}]$ , де  $\omega_{кг}$  – номінальна частота КГ,  $\varphi_{кг}$  – фіксована початкова фаза КГ,  $\Delta\omega = S\omega_5$  – відхилення частоти КГ від номінальної,  $S$  – крутість характеристики КГ,  $\omega_5$  – керуюча напруга КГ (у точці 5 на рис. 1, а). На вхід ФАПЧ діє суміш сигналу і шумової завади:

$$S_{вх}(t) = S_0(t) = \cos[(\omega_{кг} + \omega_{ог} - \Omega_0)t + j_n(t) + j_n(t)]. \quad (1)$$

де при фазовій модуляції (ФМ)  $\varphi_0(t) = \mu \sin(\Omega t)$ , при фазовій маніпуляції  $\varphi_0(t) = \mu \text{sign} \sin(\Omega t)$ ,  $\mu$  – індекс,  $\Omega$  – частота модуляції,  $\varphi_n(t)$  – перерахована у фазовий шум канална шумова завада,  $\Omega_0$  – відхилення миттєвої частоти  $S_{вх}(t)$  від очікуваної  $(\omega_{кг} + \omega_{ог})$ , тоб-

то початковий розлад частот. Позначимо  $\varphi = (\Omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_{in}(t) - \varphi_{out}(t)$  – миттєва фазова похибка синхронізації з несучим сигналом,  $\varphi_1(t)$  – фазовий зсув сигналу на вході ВСФ відносно опорного генератора,  $\varphi_2(t)$  – різниця фаз сигналів на входах ФД. Миттєву частотну похибку синхронізації з несучим сигналом позначимо  $\omega = \Omega_0 + \Delta\omega$ . ФД має трикутну характеристику і максимальний рівень вихідної напруги  $U_{\text{ФД}}$ . Тоді максимальне відхилення частоти КГ становить  $\Omega_{\text{ВА}} = \Delta\omega_{\text{MAX}} = S \times U_{\text{ФД}}$  – смуга утримання автономної системи. Це означає, що за відсутності збурень пристрій здатний синхронізуватися із вхідним сигналом, несуча частота якого знаходиться у діапазоні  $\Omega_0 \in [-\Omega_{\text{ВА}}, \Omega_{\text{ВА}}]$ . У відомих моделях ФАПЧ прийнято нормувати всі частотні параметри до смуги утримання  $\Omega_{\text{ВА}}$ , отже нормована початковий розлад становить  $\gamma = \Omega_0 / \Omega_{\text{ВА}}$ , нормована частотна похибка  $\mu = \omega / \Omega_0$ , а нормоване відхилення частоти КГ  $\Delta\gamma = \Delta\omega / \Omega_{\text{ВА}}$ . В петлю керування введено пропорційно-інтегруючий фільтр нижніх частот (ФНЧ) із коефіцієнтом передачі  $K(j\omega) = \frac{1 + j\omega mT}{1 + j\omega T}$ . ВСФ реалізовано як синхронно-фазовий фільтр (рис. 1, б), в квадратурних каналах якого використані однакові пропорційно-інтегруючі фільтри з комплексними коефіцієнтами передачі  $K_0(j\omega) = \frac{1 + j\omega m_0 T_0}{1 + j\omega T_0} = K_0(\omega) \cdot e^{j\kappa(\omega)}$ . Коефіцієнт передачі корегуючого активного ФВЧ становить  $K_1(j\omega) = \frac{1}{K_0(j\omega)} = \frac{1 + j\omega T_0}{1 - j\omega m_0 T_0}$ .

Знайдемо частотні характеристики коефіцієнту передачі фази зі входу на вихід ВСФ. Для цього додатково до прийнятих припущень покладемо  $\Omega_0 = 0$ ,  $u_5 = 0$ ,  $\varphi_n = \varphi_{\text{ЕЛ}} = 0$ ,  $\varphi_0(t) = \mu \sin(\Omega t)$ . Тоді напруги на входах фільтрів квадратурних каналів (точки 1s та 1c на рис. 1, б) становитимуть

$$U_{1s}(t) = \sin(\varphi_0) = \sin(\mu \sin \Omega t), \quad U_{1c}(t) = \cos(\varphi_0) = \cos(\mu \sin \Omega t), \quad (2)$$

і при індексах модуляції  $\mu < \pi/2$  можна вважати, що спектри цих сигналів містять постійну складову  $U_{1c0}$  і по одній гармоніці частоти модуляції з амплітудами  $U_{1sm}$ ,  $U_{1cm}$ :

$$U_{1s}(t) = U_{1s0} \sin \Omega t; \quad U_{1c}(t) = U_{1c0} - U_{1cm} \sin \Omega t. \quad (3)$$

Сигнал на виході ВСФ матиме частоту  $\omega_{\text{ЛЧ}}$ , а його фаза становитиме

$$\varphi_2(t) = \arctg \frac{U_{2s}}{U_{2c}} = \arctg \frac{K_0(\Omega) U_{1sm} \sin(\Omega t + \kappa(\Omega))}{U_{1c0} + K_0(\Omega) U_{1cm} \sin(\Omega t + \kappa(\Omega))}. \quad (4)$$

При дуже малих індексах модуляції ( $\mu < 0,1$ ) можна вважати  $U_{1c}(t) \approx 1$ ,  $U_{1s}(t) \approx \mu \sin \Omega t$ ,  $\text{tg} \mu \approx \sin \mu \approx \mu$ , і вираз (4) перетворюється на

$$\varphi_2(t) \approx \arctg K_0(\Omega) \mu \sin(\Omega t + \kappa(\Omega)) \approx K_0(\Omega) \mu \sin(\Omega t + \kappa(\Omega)) \quad (5)$$

тобто в лінійному наближенні коефіцієнт передачі фази ВСФ співпадає з коефіцієнтом передачі по напрузі в квадратурних каналах і використання активного ФВЧ з коефіцієнтом передачі  $K_1(j\omega)$  забезпечує тотожну рівність одиниці коефіцієнта передачі «фаза вхідного сигналу – напруга  $U_{\text{Д}}$ » в лінійному режимі.

Для розгляду нелінійних ефектів у ФВЧ, які описує вираз (4), найбільш наочним є подання квадратурних складових вхідної та вихідної напруг ВСФ на фазовій площині (рис. 2). На рис. 2, а (малий індекс і велика частота модуляції) практично виконується рівність  $\varphi_{2\text{max}} \approx m_0 \mu$ , яка впливає з виразу (5) при великих  $\Omega$ . При збільшенні індексу модуляції до 2 рад (рис. 2, б) співвідношення (5) порушується навіть при великих  $\Omega$ . Для амплітуд першої гармоніки квадратурних складових напруг продовжують виконуватися рівності  $U_{2sm} = m_0 U_{1sm}$  та

$U_{2cm} = m_0 U_{1cm}$ , але внаслідок значної відмінності постійної складової  $U_{0c}$  від одиниці, амплітудне значення фази  $\varphi_{2max}$ , обчислене за виразом (4) є значно більшим, від результату виразу (5). Причому це збільшення є нелінійним – відношення  $\varphi_{2max}/\mu$  залежить від значення  $\mu$  при фіксованій частоті модуляції. Однак, хоча фаза вихідного сигналу ВСФ з ростом  $\mu$  наростає швидше, але, як видно з рис. 2, б, не виходить за межі робочої ділянки ФД, тобто спотворення сигналу відсутні і миттєві значення напруги  $u_4(t)$  на виході ФД пропорційні миттєвим значенням різниці фаз  $\varphi_2(t)$ . Якщо початкова фаза сигналу КГ  $\varphi_{КГ} \neq 0$ , то зображення на рис. 2 будуть повернуті на фіксований кут, і співвідношення фазових девіацій не зміняться, тобто накладені припущення не обмежують загальності отриманих виразів.

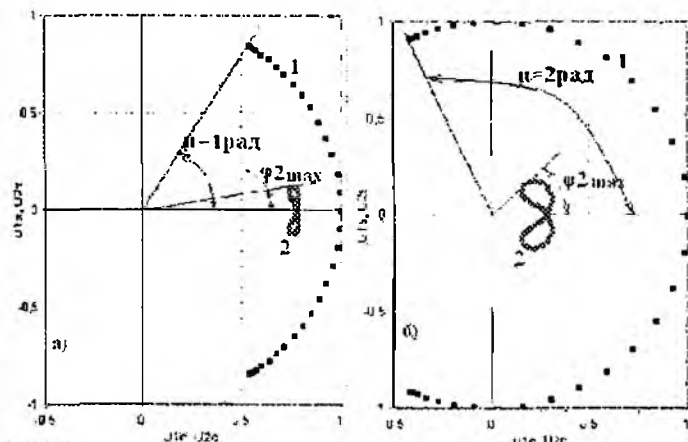


Рис 2

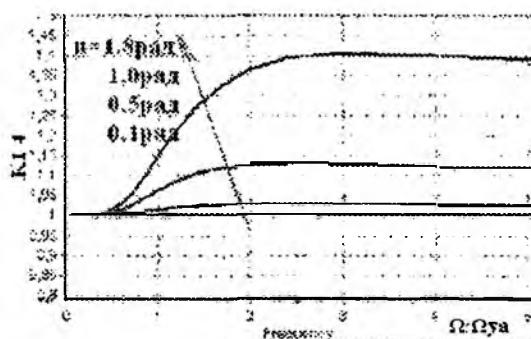


Рис 3

Позначимо  $K_{1-4} = U_{4LVLX} / \mu$  – модуль коефіцієнта передачі „фаза на вході ВСФ – напруга на виході ФВЧ”. Амплітудно-частотна характеристика  $K_{1-4}$ , наведена на рис. 3, розрахована для таких значень параметрів сигналу модуляції, ВСФ та ФВЧ.  $\Omega = (0,05 \dots 20) / T_0$ ,  $\mu = 0,1 \dots 1,8 \text{ рад}$ ,  $m_0 = 0,1$ ,  $T_0 = 1 \text{ с}$ . Для малих індексів модуляції, як видно з рис. 3, коефіцієнт  $K_{1-4}$  тотожно дорівнює одиниці в усьому діапазоні частот модуляції. При збільшенні  $\mu$  спостерігається збільшення коефіцієнта  $K_{1-4}$  в області верхніх частот, яке при  $\mu = 1,8 \text{ рад}$  та  $\Omega = 3 / T_0$  сягає величини 1,4. Така форма залежності означає, що в режимі синхронізму при малих змінах частоти і фази вхідного сигналу динамічні та фільтруючі властивості модифікованого пристрою ФАПЧ є такими самими, як у класичного. При великих і швидких змінах фази вхідного сигналу керуюча напруга КГ ( $u_5$ ) набуватиме більших значень, ніж у класичному ФАПЧ, і нелінійні ефекти у цьому випадку вимагають окремого дослідження, результати якого наведено нижче.

Шумові та динамічні властивості пропонованого пристрою ФАПЧ були досліджені шляхом імітаційного моделювання зі створенням спеціального програмного забезпечення в середовищі “Delphi”. Було прийнято гаусівський розподіл густини імовірності фазового шуму  $\varphi_n(t)$  з нульовим середнім значенням та середньоквадратичним відхиленням (СКВ)  $\sigma$ . На рис. 4 наведені результати моделювання для значень параметрів  $\gamma = 0,5$ ,  $\mu = 1 \text{ рад}$ ,  $\Omega = \Omega_{1,4}$ ,  $T\Omega_{1,4} = T_0\Omega_{1,4} = 10$ ;  $m = 0$ ;  $m_0 = 0,1$ ;  $\sigma = 0,1$ . З рис. 4 видно, що повна фазова похибка  $\varphi_1(t)$  на вході ВСФ складається зі

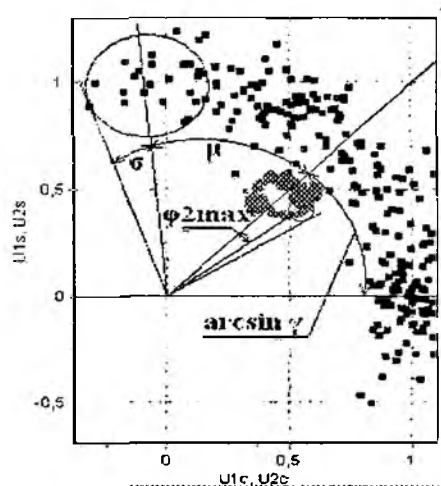


Рис 4

статичної  $\arcsin \gamma$ , викликаного ФМ динамічної  $\mu$  та статистичної  $\sigma$ .

Після проходження ВСФ статична складова фазової похибки  $\varphi_2(t)$  лишається незмінною порівняно з  $\varphi_1(t)$ , а динамічна і шумова зменшуються у відповідності з виразом (4) та рис 2

Це означає, що окремі складові фазової похибки синхронізації із вхідним сигналом можна значно збільшувати, а різниця фаз сигналів на входах ФД залишатиметься у межах робочої ділянки характеристики ( $\pm \pi/2$ ). Границі такого збільшення за відсутності ФМ ( $\mu = 0$ ) наведені на рис 5 для класичного (крива 1) та пропонованого (крива 2) пристроїв ФАПЧ. Інтенсивність шуму оцінена СКВ фазового шуму  $\sigma$  у вхідній суміші (1) та нормована до гранично припустимого для класичного пристрою СКВ  $\sigma_0$ . Порівняння показує, що розширення діапазону слідкування становить 25-200%, а підвищення завадостійкості сягає 2,5 разів. Аналогічного покращення шумових властивостей можна досягнути і у класичному пристрої ФАПЧ шляхом звуження смуги ФНЧ, але це відповідно погіршить динамічні властивості пристрою, які у пропонованому пристрої не погіршуються.

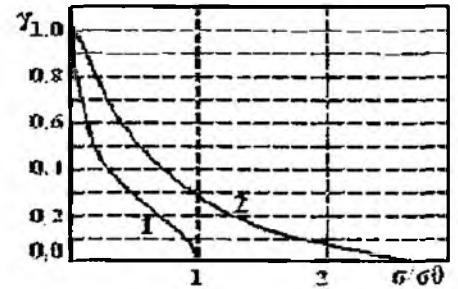


Рис 5

Для дослідження динамічних властивостей пристрою рис 1 а та порівняння їх із властивостями класичного ФАПЧ були змодельовані вхідні впливи трьох типів

- 1 Неперервне збільшення частоти вхідного сигналу від нуля до заданого значення при нульових початкових умовах
- 2 Стрибкоподібна зміна частоти вхідного сигналу при нульових початкових умовах
- 3 Фіксований початковий розлад  $\Omega_0$  при початковій частотній похибці  $\omega$  за межами смуги утримання  $\Omega_{0,1}$

Результати моделювання вхідного впливу типу 1 при зміні нормованого початкового розладу  $\gamma$  від 0 до 0,8 наведено на рис 6. Така зміна  $\gamma$  може відповідати випадку, коли джерело сигналу тривалий час було нерухомим, потім рухалося прискорено і набуло постійної швидкості. Параметри ВСФ та ФНЧ обрано такими  $T\Omega_{\text{вх}} = T_0\Omega_{\text{вх}} = 100$ ;  $m = 0$ ;  $m_0 = 0,1$ . Порівняння показує, що частотні похибки синхронізації ( $\Delta\gamma$ ) під час лінійної зміни частоти у класичному (рис 6, а) та пропонованому (рис. 6, б) пристроях ідентичні. Після встановлення початкового розладу  $\gamma = 0,8$  відбуваються коливальні перехідні процеси, які мають різний часовий зсув, але практично однакову амплітуду. Це дозволяє стверджувати, що динамічні властивості пропонованого пристрою не гірші, ніж у класичного. Крім того, впродовж усього часу моделювання фазова похибка синхронізації  $\varphi$  на рис 6 б дещо менша, ніж на рис 6, а, а різниця фаз  $\varphi_2$  сигналів на входах ФД майже вдвічі менша, що свідчить про більший запас стійкості синхронізації у модифікованому пристрої ФАПЧ порівняно із класичним.

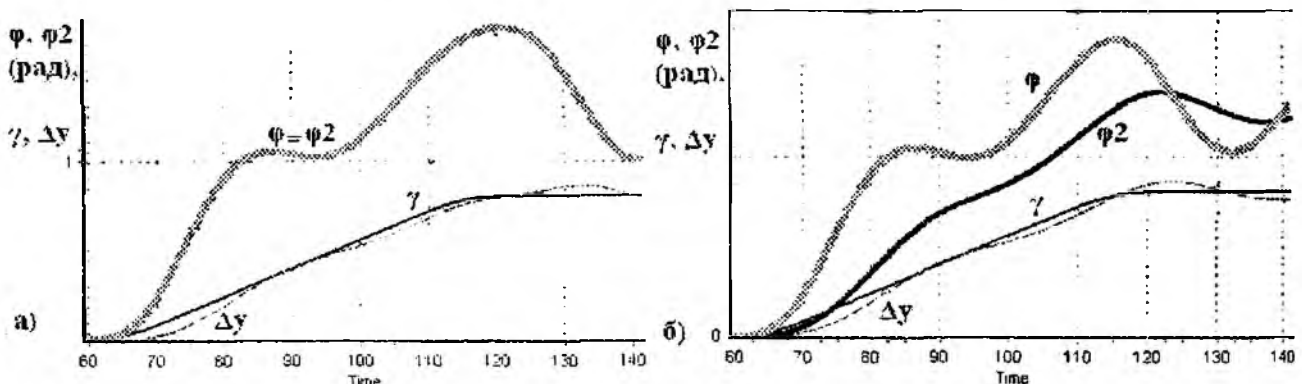


Рис 6

Такий запас стійкості проявився при моделюванні вхідного впливу типу 2. Цей тип впливу означає, що частота джерела тривалий час не змінювалася і пристрій ФАПЧ перебував у синхронному режимі, після чого частота джерела змінилася стрибком. Виявилось, що модифікований пристрій (рис. 1, а) переходить з одного синхронного режиму в інший при довільній величині стрибка частоти в межах смуги утримання  $\Omega_{\text{уд}}$ , і його порівняння із класичним ФАПЧ, в якого припустимий стрибок частоти обмежений, позбавлене сенсу. Результати моделювання при стрибку нормованої початкової розладу  $\gamma$  від 0 до 0,99 наведено на рис. 7, а. З рисунку видно, що в ході встановлення синхронізму через режим биттів різниця фаз здійснює чисельні перескоки через межу  $\pm\pi$ , але різниця фаз  $\varphi_2$  сигналів на входах ФД майже весь час знаходиться у межах  $\pm\pi$  без перескоків. Різниця фаз  $\varphi_2$  в режимі биттів знаходиться за межами ділянки однозначності характеристики ФД ( $\pm\pi/2$ ), але її знак, а відтак і знак керуючої напруги  $u_5$ , лишається незмінним, що приводить до поступового втягування в синхронний режим.

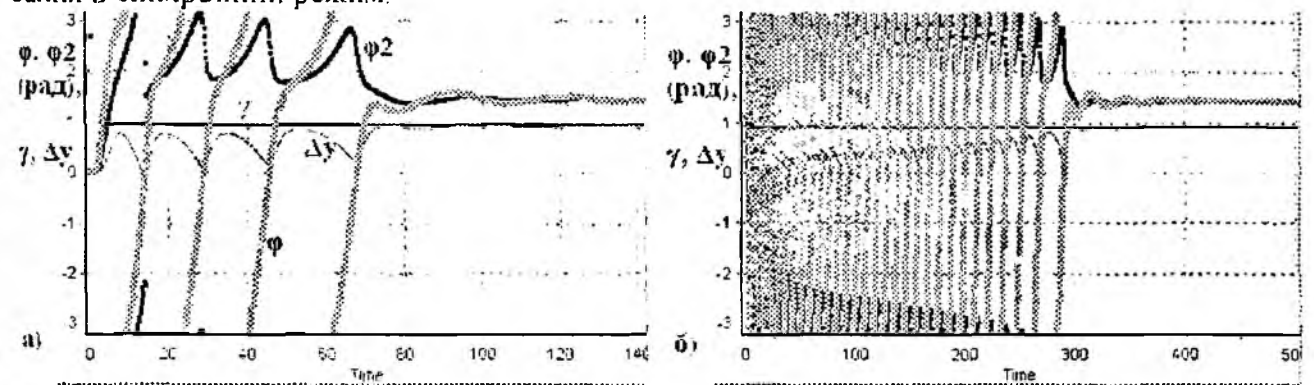


Рис 7

Вхідний вплив типу 3 найбільш відповідає математично строгому означенню смуги захоплення ФАПЧ як області простору параметрів, в якій усталений режим синхронізму встановлюється незалежно від початкових умов. Технічну відповідність цьому впливу у детермінованих пристроях вказати важко, а у пристроях із шумом він може означати раптову появу вхідного сигналу у момент, коли керуюча напруга  $u_5$  внаслідок підсилення випадкових впливів є значно більшою від максимальної вихідної напруги ФД ( $U_{\text{фд}}$ ). При моделюванні цього впливу були прийняті початкові умови  $\varphi = 0$ ,  $\omega = -2\Omega_{\text{уд}}$  (тобто  $\gamma = -2$ ). Результати моделювання при  $\gamma = 0.9$  наведені на рис. 7, б. Аналогічні результати для більших значень  $\gamma$  показали, що смуга захоплення модифікованого пристрою (рис. 1, а) дорівнює смузі утримання  $\Omega_{\text{уд}}$ , тобто пристрій є глобально стійким, синхронізм у ньому встановлюється за будь-яких початкових умов і розладів частот. Фазові портрети процесу захоплення у площині  $(\varphi, \gamma)$  наведені на рис. 8. Перетин фазових траєкторій в околі точки стійкої рівноваги (рис. 8, б) характерний для динамічних систем вище другого порядку, до яких відноситься пристрій рис. 1, а.

При заданих початкових умовах і параметрах пристрою ( $T\Omega_{\text{уд}} = 100$ ,  $m = 0$ ;  $\gamma = 0.9$ ) у класичному ФАПЧ встановлюється стійкий обертовий рух із середнім значенням частотної похибки  $\gamma \approx \gamma$  – режим биттів. У модифікованому ФАПЧ, як видно з рис. 7, б та 8, а, після великої кількості обертів фази (проковзувань циклу) встановлюється режим синхронізму. Щоправда, тривалість встановлення збільшується як з ростом  $\gamma$ , так і з ростом інерційності ФНЧ ( $T$ ). Шляхом перебору значень параметрів була виявлена область, в якій у процесі захоплення відбувається не більше двох проковзувань циклу – смуга „швидкого захоплення”, придатна для технічного використання. Границя цієї смуги позначена тонкою лінією на рис. 9. Для порівняння на рис. 9 наведена також залежність смуги захоплення класичного ФАПЧ від нормованої смуги пропускання ФНЧ ( $1/\Omega_{\text{уд}} T$ ). Порівняння показує, що при інерційності

ФНЧ  $\Omega_{\text{вд}}T = 40$  смуга „швидкого захоплення” модифікованого ФАПЧ практично дорівнює смузі утримання і у 2,5 рази більша від смуги захоплення класичного. Тільки при  $\Omega_{\text{вд}}T = 200$  і більше пропонується пристрій потребує більше двох проковзувань циклів для захоплення синхронізму

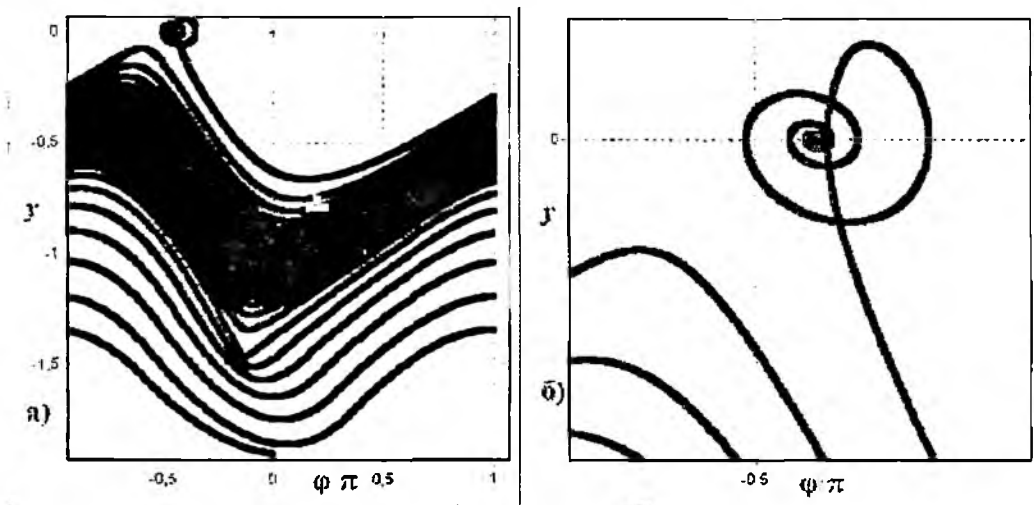


Рис 8

Для оцінки одночасного впливу зміни частоти вхідного сигналу і шумової каналної завади проведено моделювання процесів утримання та захоплення в шумах. Процес утримання ілюструє рис 10, а захоплення – рис 11.

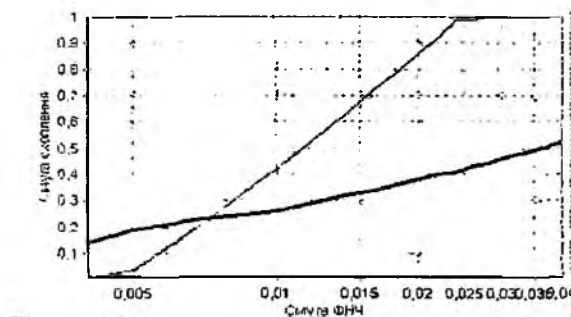


Рис 9

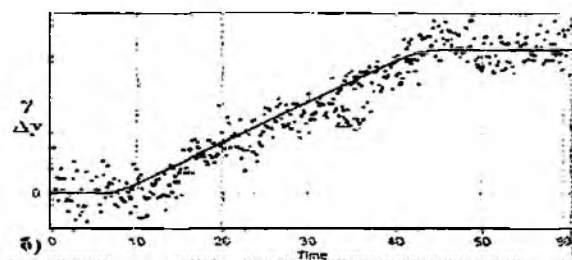
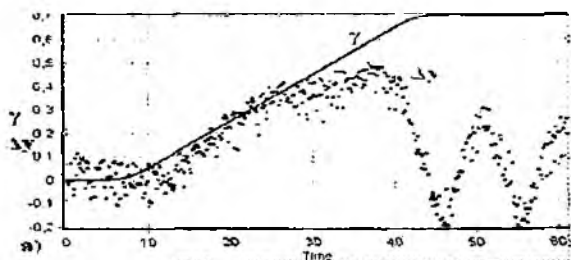


Рис 10.

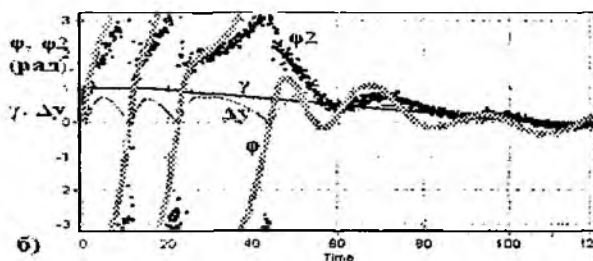
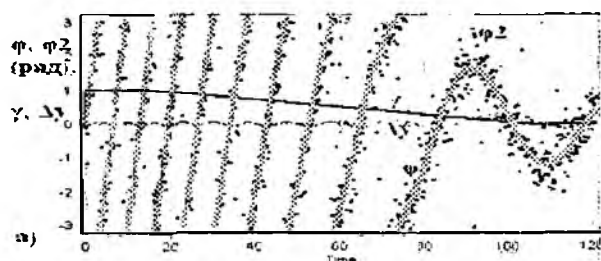


Рис 11

Порівняння показує, що при утриманні (рис. 10) динамічна і статистична похибки пристроїв практично співпадають, але діапазон слідкування за частотою несучого сигналу у пропонованому пристрої значно ширший. Процес схоплення (рис. 11) спостерігався при поступовому зменшенні розладу частот несучого сигналу і КГ від границі смуги утримання до нуля. Процес схоплення у модифікованому пристрої ФАПЧ відбувається значно швидше. Крім того, СКВ різниці фаз сигналів на входах ФД (зображена точками на рис. 11) помітно менший у модифікованому пристрої (рис. 11, б) ніж у класичному (рис. 11, а).

Наведені результати моделювання показують, що модифікований пристрій ФАПЧ зберігає працездатність при значно більших рівнях шумової завади, ніж класичний. При цьому не погіршується такий динамічний показник, як похибка слідкування за змінною частотою несучого сигналу. Цей результат становить наукову новизну роботи, оскільки одночасне покращення динамічних властивостей і зниження шумового порогу ФАПЧ тривалий час вважалося неможливим. Крім того, показана глобальна стійкість модифікованого пристрою ФАПЧ. Подальші дослідження необхідні для виявлення впливу внутрішніх шумів пристрою та нестабільності частоти вхідного сигналу на властивості пристрою та якість синхронізації.

Список літератури: 1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты // М. Связь, 1972. 448 с. 2. Белоусина Л.Н., Кивелева К.Г., Фрайман Л.А. Качественно-численный метод в исследовании трехмерных нелинейных СФС // Системы фазовой синхронизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна, Л.Н. Белоусиной. М.: Радио и связь, 1982. С. 21-44. 3. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы // М.: Сов. радио, 1977. 488 с. 4. Стеклов В.К., Мирошников В.В. Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки // Радиотехника, 2004, №138. С. 105-110. 5. Стеклов В.К., Склярченко С.Н., Костик Б.Я. Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями. Київ: Техніка, 2003. 328 с. 6. Бондарев А.П. Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації, 2004, №508. С. 3-18. 7. Бондарев А.П., Мартинів М.С. Пристрій фазового автопідстроювання частоти. Патент України на винахід № 66435, заявка № 4869869 від 01.10.1990. 8. Бондарев А.П. Моделювання пристрою синхронізації з підвищеною завадостійкістю // Вісник НУ «Львівська політехніка». Електроенергетичні та електромеханічні системи, 2003, № 479. С. 24-29.

Національний університет «Львівська політехніка»

Поступила в редакцію 15.06.2006

**МЕТОДИКА КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ,  
НЕКОГЕРЕНТНО РАССЕЯННЫХ ИОНОСФЕРНОЙ ПЛАЗМОЙ****Введение**

Исследования в области солнечной физики и солнечно-земных связей, анализ воздействия солнечной активности на надежность функционирования космических аппаратов и технологических объектов на поверхности Земли привели к необходимости наблюдения и прогнозирования т.н. космической погоды. Ее мониторинг можно осуществить, измеряя высотнo-временные параметры ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР) радиоволн. С помощью этого метода определяются экспериментально основные параметры ионосферы, такие как электронная концентрация  $N_e$ , ионная  $T_i$  и электронная  $T_e$  температуры, скорость дрейфа  $V_d$  ионосферной плазмы, ионный состав. По ним рассчитываются дополнительные параметры, которые необходимы для создания и развития ионосферных моделей и в прикладных разработках. Метод реализуется с помощью прецизионного измерительного устройства – радара НР, в состав которого входит система первичной обработки – коррелятор или спектроанализатор. От точности измерения высотных зависимостей параметров НР сигнала зависит информативность и достоверность измеренных параметров ионосферы. Из-за этого развитие методов и средств дистанционного измерения параметров ионосферной плазмы в спокойном и возмущенном состоянии является актуальной задачей радиофизики.

Цель работы – методическая, программная и аппаратная реализация методов измерения параметров ионосферной плазмы и экспериментальное подтверждение достоверности полученных результатов. Научная новизна заключается в разработке новых, корректных методов определения параметров ионосферы и измерении временных зависимостей электронной концентрации, температур заряженных частиц и других параметров во время сильных геомагнитных бурь и двух солнечных затмений.

**Аппаратурная реализация системы обработки**

В связи со значительным повышением производительности ЭВМ общего применения, простотой подключения к ним внешних устройств и наличия разветвленного программного обеспечения стало возможным реализовать коррелятор или спектроанализатор радара НР на программно-аппаратном комплексе, выполненном на основе ЭВМ, а не на специализированных устройствах [1, 2]. Компьютер управляет синхронизацией процессов ввода радиолокационных данных и вычисления высотных зависимостей значений корреляционных функций (КФ), так называемых профилей задержек [3], производит их коррекцию и определение по ним  $N_e$ ,  $T_i$ ,  $T_e$ ,  $V_d$  и ионного состава [4]. Для обработки НР сигнала в Институте ионосферы создан программируемый коррелятор, который состоит из многоканального аналого-цифрового преобразователя (АЦП), ЭВМ, параллельного интерфейса между АЦП и ПК и встроенного синхронизатора (ВС). Для связи АЦП и ВС используется встроенный в ЭВМ параллельный интерфейс. Так ширина спектра смеси НР сигнала и шума на входах АЦП не превышает 10 – 15 КГц, то, в соответствии с теоремой Котельникова, применяется частота квантования входного сигнала около 30 КГц.

Структурная схема коррелятора показана на рис. 1. На входы коррелятора А и В подаются, соответственно, синфазный и квадратурный сигналы с выхода первого частотного канала приемника, а на входы С и D подаются аналогичные сигналы со второго частотного канала. Возможно применение в качестве источника сигнала цифрового приемника.

Синхронность работы коррелятора и радара НР обеспечивается подачей на ВС импульса запуска передатчика (ИЗП), тактовой частоты и одного дополнительного синхроимпульса. В имеющихся программируемых корреляторах на цифровых процессорах TMS320C10 [2], объем буферного запоминающего устройства составляет 24 Кб, что ограничивает возможность применения новых алгоритмов обработки и восстановления ионосферной информации [3]. При-

менение аппаратных и программных средств ПК снимает такие ограничения, а производительности процессора с тактовой частотой 800 – 2000 МГц достаточно для обработки большого массива ионосферных данных на низкой частоте в широком диапазоне высот 60–1500 км

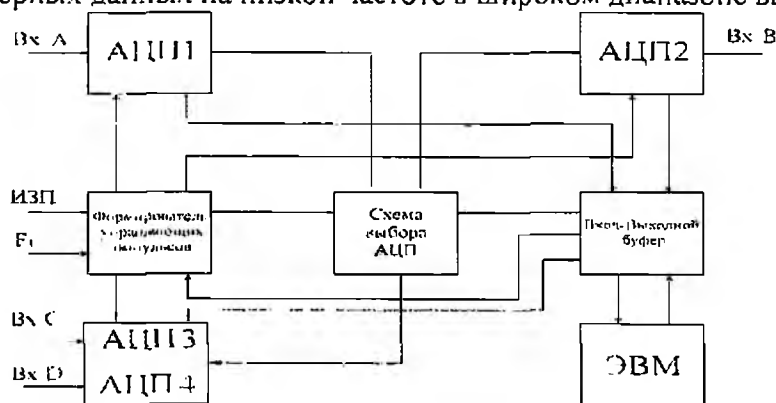


Рис 1

Управляющая программа обеспечивает синхронность преобразования в цифровую форму и обработки рассеянного ионосферной плазмой сигнала с моментами излучения составных двухчастотных сигналов. Таким образом, преобразуется от 680 до 1800 отсчетов входного аналогового сигнала в каждом канале на каждом периоде повторения зондирующих импульсов (ЗИ) длительностью  $T$ . После полного завершения очередного цикла ввода происходит расчет почти такого же количества авто и взаимно корреляционных функций для каналов А и В и мощности для каналов С и D за время, не превышающее период повторения зондирующих радиопульсов. Длительность одного сеанса измерения обычно составляет 1–1,5 минуты. Общее количество сеансов за сутки составляет 960–1440.

Разработанное программное обеспечение также позволяет записывать в течение нескольких суток отсчеты входных сигналов без обработки их в реальном времени ( $2 \times 1024$  числа на каждом периоде повторения зондирующих импульсов, около 8,5 Гбайт в сутки). Это позволяет применять различные методы обработки во время работы радара НР в сложной помеховой обстановке.

#### Алгоритмы обработки НР сигнала в основных режимах излучения зондирующих сигналов

В режиме излучения зондирующих импульсов (ЗИ) без внутриимпульсной модуляции большой длительности (рис 2а)  $T \approx 800$  мкс ( $T > \tau_{\text{корр}}$ ,  $\tau_{\text{корр}}$  – интервал корреляции рассеивающей среды) часто используется следующая оценка КФ, записанная ниже в интегральном представлении

$$R^*(t_j, \tau_k) = \frac{1}{N} \frac{1}{b-a} \sum_{n=1}^N \int u_n(x) u_n(x + \tau_k) dx \quad (1)$$

Здесь  $t_j$  – время запаздывания относительно переднего фронта зондирующего радиопульса,  $\tau_k$  – временная задержка КФ,  $j$  – номер отсчета сигнала на периоде повторения ЗИ,  $k$  – номер задержки,  $\tau_k = k \cdot \Delta\tau$ ,  $\Delta\tau$  – дискретность по задержке,  $\tau_{\text{корр}}$  – интервал корреляции НР сигнала,  $N$  – количество периодов повторения зондирующих радиопульсов.

Значения  $a$  и  $b$  зависят от вида оценки КФ. Если  $a = t_j$ ,  $b = t_j + T - \tau_k$ , получим наиболее “старую” оценку. Для нее характерно разрешение по высоте, равное  $\Delta H = cT$ , где  $c$  – скорость света. Дисперсия такой оценки ухудшается с ростом задержки  $\tau$ . Если для этого случая к выражению (1) применить прямое преобразование Фурье, то получим оценку спектральной плотности мощности (СПМ), эквивалентную спектру, вычисленному по значениям сигнала, взятых на интервале  $(t_j, t_j + T)$ .

Если  $a = t_j - m\Delta\tau - \tau_k$ ,  $b = t_j + m\Delta\tau$ ,  $m = 0, 1, 2, \dots$ , то получим оценку для  $m$  трапецеидального суммирования [3], варианты реализации и погрешности оценок которого получены в [3]. Для этой оценки дисперсия КФ не ухудшается с ростом задержки, а высотное разрешение при

небольших  $m$  равно  $\Delta H \approx ct/2$ . При больших длительностях импульса, для высот внешней ионосферы наиболее эффективна именно эта оценка

Если в выражении (1) поменять местами операции сложения и интегрирования, то получим оценку

$$R^*(t_j, \tau_k) = \frac{1}{N} \frac{1}{b-a} \int_{a_n=1}^b \sum u_n(x) u_n(x + \tau_k) dx \quad (2)$$

В разработанном корреляторе применяется именно такая оценка. Сумма, которая стоит под знаком интеграла, для каждого сеанса измерений вычисляется в режиме реального времени и записывается в базу данных. Подынтегральная сумма, деленная на  $N$ , является КФ парных выборок в моменты  $t_j$  и  $t_j + \tau_k$ . Предварительный расчет оценок (2) и вычисление по ним параметров ионосферы производится в период между сеансами. Для равенства результатов, полученных согласно выражениям (1) и (2), над суммами не должны производиться операции округления и усечения. Применение такой структуры данных позволяет после измерений вычислять различные оценки корреляционных и спектральных функций для больших и малых высот, а также применить метод восстановления высотных зависимостей мощности и КФ НР сигнала.

Определение тепловых и динамических параметров ионосферы требует вычисления комплексной КФ НР сигнала. Для этого в реальном времени определяются авто- и взаимно-корреляционные

$$[R_{AA}(t, \tau)]^* = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{A,n}(t) u_{A,n}(t + \tau), \quad (3a)$$

$$[R_{BB}(t, \tau)]^* = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{B,n}(t) u_{B,n}(t + \tau), \quad (3b)$$

$$[R_{AB}(t, \tau)]^* = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{A,n}(t) u_{B,n}(t + \tau), \quad (4a)$$

$$[R_{BA}(t, \tau)]^* = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{B,n}(t) u_{A,n}(t + \tau) \quad (4b)$$

функции парных выборок в синфазном (А) и квадратурном (В) каналах. По ним рассчитываются действительная и мнимая

$$[R_{Re}(t, \tau)]^* = \left( [R_{AA}(t, \tau)]^* - [R_{BB}(t, \tau)]^* \right) / 2 \quad (5)$$

$$[R_{Im}(t, \tau)]^* = \left( [R_{AB}(t, \tau)]^* - [R_{BA}(t, \tau)]^* \right) / 2 \quad (6)$$

части КФ входного сигнала коррелятора. В выражениях (3) – (6)  $t=t_j$ ,  $\tau=\tau_k$ .

В режиме зондирования периодической последовательностью одиночных и вдвоенных радиоимпульсов (рис. 2, б) длительностью  $T=65$  мкс или  $T=130$  мкс, комплексная КФ также вычисляется по измеренным в каналах А и В отсчетам сигнала. Составляющие КФ, из которых образуется комплексная КФ в этом режиме определяются согласно выражению

$$R(t_j, 0) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=0}^{M-1} u(t_{m+J} + t_j) u(t_{m-J} + t_j), \quad R(t_j, \tau_k) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=0}^{M-1} u(t_{m+J} + t_j) u(t_{m-J} + t_j - 3(k+6)) \quad (7)$$

Здесь  $\tau_k = \Delta t(k+6)$  – задержка для которой вычисляется КФ, численно равная временному интервалу между вдвоенными радиоимпульсами,  $\Delta t = 3\Delta t$ ,  $k=1-6$ ,  $M=5$ ,  $\Delta t = t_{m+1} - t_m = 13$  мкс – период квантования по времени.  $T$  и  $\Delta t$  измеряются, мощность и 6 значений комплексной КФ, которые для высот 100 – 500 км лежат в области ее наиболее информативных значений. Суммирование по времени и по множеству осуществляются в реальном времени.

Входной сигнал коррелятора представляет собой аддитивную смесь НР сигнала и шумов на выходе приемного устройства. Зависимости значений КФ НР сигнала  $R_{IS}(t, \tau)$  от времени запаздывания  $t_j$  (или высоты  $h=ct/2$ ) при фиксированных задержках  $\tau=\tau_k$

$$R_{IS}(t_j, \tau) = R(t_j, \tau) - R_{NS}(\tau), \quad (8)$$

где  $R_{NS}(\tau)$  – усредненная КФ шума, которая определяется при времени запаздывания, соответствующего большим высотам (более 2000 км), на которых рассеянный сигнал не обнаруживается радаром

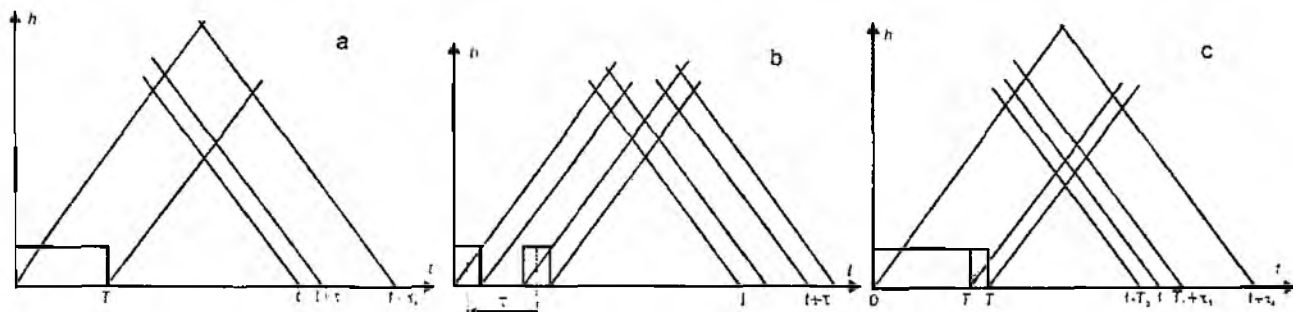


Рис 2

При расчете КФ сигнала учитывается, что мнимая часть КФ шума при идентичных характеристиках синфазного и квадратурного каналов равна нулю. То применяя цифровой приемник или синхронный детектор, включающие в обоих каналах идентичные фильтрующие цепи и имеющие один АЦП на входе, нет необходимости вычитать мнимую часть КФ шума. Если применяются аналоговые детекторы и два АЦП, то коэффициенты передачи в каналах могут отличаться. При определении скорости дрейфа необходимо разделить мнимую часть КФ на действительную. Если коэффициенты передачи по напряжению первого и второго каналов равны соответственно,  $K_A$  и  $K_B$ , то получится уменьшенное в  $(K_A^2 + K_B^2)/2K_AK_B$  значение. Для исключения такой погрешности действительная часть КФ нормируется на мощность шума  $R_{N1}(0) = 0,5[R_{NSA}(0) + R_{NSB}(0)]$ , мнимая часть – на  $R_{N2}(0) = \sqrt{R_{NSA}(0)R_{NSB}(0)}$ .

Отношение сигнал/шум  $q(t_j) = R_{IS}(t_j, 0)/R_{N1}(0)$ , сечение рассеяния неоднородностей электронной концентрации  $\sigma_e = \text{const} \cdot q(t_j) h^2$ ,  $h = ct_j/2$ ,  $\text{const}$  – аппаратная константа радара.

На радаре НР применяется антенный переключатель (АП), выполненный на газовых разрядниках. Время их восстановления достигает 1,5 мсек. Для коррекции искажений высотных зависимостей значений КФ измеряется характеристика восстановления (по мощности) АК  $K_{SW}(t_j)$ . В режиме зондирования радиопульсами большой длительности скорректированная КФ

$$R_{ISC}(t_j, \tau) = R_{IS}(t_j, \tau) \sqrt{K_{SW}(t_j)K_{SW}(t_j + \tau)} \quad (9)$$

В выражении (9) принято, что обе составляющие КФ  $R_{IS}(t_j, \tau)$  уже пронормированы на свои мощности шума (при  $\tau=0$  получается отношение сигнал/шум, а не мощность).

В режиме двойных импульсов определяется характеристика восстановления АП в функции от времени запаздывания и времени задержки  $K_{SW}(t_j, \tau_k)$ . Измеренные КФ НР сигнала делятся на этот коэффициент.

С помощью выражений (2) и (9) получаем интегральную оценку, которая применяется как для действительной, так и для мнимой составляющей КФ НР сигнала.

$$R^*(t_j, \tau_k) = \frac{1}{N} \frac{1}{h-a} \int_a^b R_{ISC}(x, \tau_k) dx, \quad R^*(t_j, \tau_k) = q^*(t_j, \tau_k) r^*(t_j, \tau_k) \quad (10)$$

Здесь  $q^*(t_j)$  – оценка отношения сигнал/шум,  $r^*(t_j, \tau_k)$  – оценка нормированной на мощность сигнала КФ (НКФ).

Для интегрирования, а при необходимости и сглаживания оценки, разработана сплайн-квадратурная формула на основе сглаживающих сплайнов Шенберга и Рейнша.

При зондировании ионосферы радиопульсами большой длительности из-за изменения мощности сигнала в импульсном объеме (в направлении распространения) возникает смещение полученных оценок КФ рассеивающей среды и рассчитанных по ней температур заряженных частиц. Применяя методику коррекции измеренных КФ, описанную в [3], которая учитывает длительность и форму зондирующего радиопульса, изменение мощности

рассеянного сигнала в импульсном объеме и алгоритм интегрирования КФ парных выборок можно получить достоверные результаты в этом режиме в диапазоне высот 200–1500 км. Обычно в таком режиме можно получить только параметры внешней ионосферы (выше максимума слоя F2).

Оценка нормированной КФ

$$r^*(t_j, \tau_k) = R^*(t_j, \tau_k) / q^*(t_j) K(t_j, \tau_k), \quad K(t_j, \tau) = \frac{\Delta P(t_j, \tau)}{\Delta P(t_j, 0)} \quad (11)$$

$$\Delta P(t_j, \tau) = \frac{1}{(\tau + \Delta T(t_j))} \int_{t_j - \tau - \Delta T(t_j)}^{t_j + \Delta T(t_j)} \int_0^{T - \tau} P_{im}(t - \tau) U(x) U(x + \tau) dx dt.$$

Здесь  $P_{im}(t) = R(t, \alpha t, 0)$ ,  $\Delta T(t) = m(t) \Delta \tau$ ,  $m = 0, 1, 2, \dots$ ,  $K(t, \tau)$  – высотная зависимость коэффициента коррекции, который рассчитывается либо с помощью восстановленного высотного профиля мощности либо с помощью мощностей, измеренных каналами C и D при использовании радаром составного сигнала с элементами длительностью 650 и 130 мкс. Коэффициент  $m$  можно увеличивать с высотой для компенсации роста дисперсии оценки КФ с уменьшением отношения сигнал/шум.

Оценка нормированной корреляционной функции (НКФ) дифференциального сечения рассеяния равна  $r_{\tau\tau}^*(t_j, \tau_k) = r^*(t_j + \alpha T, \tau_k)$ ,  $\alpha = \alpha_0(1 - |\tau_k|/T)$ ,  $\alpha_0 = 0.6 - 0.7$  при длительности зондирующего импульса около 800 мкс. В литературе обычно принимается  $\alpha_0 = 0.5$  ( $\tau$  – запаздывание (и пропорциональной ему высоты) отсчитывается от зондирующего импульса). Сравнение данных, полученных в режимах излучения импульсов длительностью 800 и 65 мкс, а также с модельными расчетами показали, что из-за изменения мощности сигнала в импульсном объеме это приводит к неправильному определению высоты максимума ионизации на 15–20 км (неопределенность по высоте). Применение составного сигнала снимает эту неопределенность.

Оценка спектра НР сигнала

$$S(t_j, f_l) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K_{\max}} |R_{\text{Re}}(t_j, \tau_k) \cos 2\pi f_l \tau_k - R_{\text{Im}}(t_j, \tau_k) \sin 2\pi f_l \tau_k|$$

Оценка огибающей НКФ

$$r_{\text{env}}^*(t_j, \tau) = \sqrt{\left[ r_{\text{Re}}^*(t_j, \tau) \right]^2 + \left[ r_{\text{Im}}^*(t_j, \tau) \right]^2} \quad (12)$$

Действительную и мнимую части НКФ можно представить так

$$r_{\text{Re}}(t_j, \tau) = r_{\text{env}}(t_j, \tau) \cos \Omega_d(t_j) \tau,$$

$$r_{\text{Im}}(t_j, \tau) = r_{\text{env}}(t_j, \tau) \sin \Omega_d(t_j) \tau.$$

Здесь  $\Omega_d = 2\pi f_d = 2\pi C_r V_z$ ,  $f_d$  – доплеровская частота,  $V_z$  – скорость дрейфа в радиальном направлении. Для радара с длиной волны около двух метров, эта частота не превышает 10–50 Гц для магнитоспокойных условий. При этом отношение  $r_{\text{Im}}(t_j, \tau) / r_{\text{Re}}(t_j, \tau) \ll 1$ . Учитывая это, получим

$$r_{\text{env}}(t_j, \tau) = r_{\text{Re}}(t_j, \tau) \sqrt{1 + \left[ \frac{r_{\text{Im}}(t_j, \tau)}{r_{\text{Re}}(t_j, \tau)} \right]^2} \approx r_{\text{Re}}(t_j, \tau) \left( 1 + 0.5 \left[ \frac{r_{\text{Im}}(t_j, \tau)}{r_{\text{Re}}(t_j, \tau)} \right]^2 \right) \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что знак  $r_{\text{env}}(t_j, \tau)$  определяет составляющая КФ  $r_{\text{Re}}(h_j, \tau)$ . Этот вывод дает возможность восстановить знак огибающей КФ на всем ее протяжении.

Для расчета температур обычно сравнение измеренной НКФ  $r_{\text{env}}(h, \tau)$  с рассчитанными в соответствии с теоретическим выражением корреляционными функциями тепловых флуктуаций электронной плотности  $r_T(\tau, J_e, J_e)$  [5]. Задача нахождения температур сводится к нахождению минимума невязки в соответствии со среднеквадратическим критерием.

$$f(h_j, T_i, T_e) = \min_{(T_i, T_e) \in T_i \times T_e} \sum_{k=1}^K \frac{1}{D[r(h, \tau_k)]} [r_{env}(h_j, \tau_k) - r_T(h_j, \tau_k, T_i, \beta)]^2 \quad (14)$$

Здесь подразумевается, что элемент  $T_i$  принадлежит множеству  $T_i$ , а элемент  $T_e$  – множеству  $T_e$ ,  $\beta = T_e/T_i$ ,  $D[r(h, \tau_k)]$  – дисперсия оценки НКФ, которая используется в качестве весового коэффициента

Для определения минимума нелинейной функции нескольких переменных, сначала она преобразуется в функцию одной переменной – номера КФ, а затем применяется метод координатного спуска, который позволяет решить задачу минимизации функции одной переменной без расчета производных. Рассчитаем  $N$  корреляционных функций рассеивающей среды

$$r_T(\tau, n) = r_T(\tau, T_i, \beta, n) \quad (15)$$

Эти функции охватывают возможные комбинации ионной температуры и отношения температур, взятых с шагом соответственно  $\Delta T_i$  и  $\Delta \beta$ , начальными значениями  $T_{i, нач}$  и  $\beta_{нач}$ . Максимальное количество элементов для ионной температуры положим равным  $L$ , для отношения температур –  $M$ . Максимальное количество рассчитанных КФ  $N = LM$ . При расчете КФ значения элементов выбирается согласно условию

$$\begin{cases} T_i(l) = T_{i, нач} + (l-1)\Delta T_i, l = 1, 2, \dots, L \\ \beta(l, m) = \beta_{нач} + (m-1)\Delta \beta, m = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (16)$$

Для этого алгоритма в выражении (14) заменим  $f(h, T_i, T_e)$  на  $f(h, n)$  и НКФ  $r_T(h, \tau_k, T_i, \beta)$  в соответствии с выражением (15). После определения теоретической функции с номером  $n^*$ , соответствующей минимуму, значения физических параметров можно найти согласно выражениям (16), где  $l$  и  $m$  определяются по полученным из (16) формулам

$$l = INT\left(\frac{n^* - 1}{M}\right) + 1, m = n^* - INT\left(\frac{n^* - 1}{M}\right) \cdot M \quad \text{Здесь } INT() \text{ – операция усечения числа до целого}$$

Электронная температура будет равна  $T_e = T_i \beta$ . Так как  $n^* = n_j$  локализована в интервале  $[n_{j-1}, n_j]$ , то погрешность в определении  $T_i$  и  $\beta$  не превышает шага по соответствующему параметру, а в благоприятном случае половины этого значения.

Методика определения электронной концентрации  $N_e$  основана на зависимости мощности НР сигнала от  $N_e$  [6]

$$N_e(h) = 1,24 \times 10^{10} \frac{\sigma_e(h)[1 - T_e(h)/T_i(h)]}{q(h_0)h_0^2[1 + T_e(h_0)/T_i(h_0)]} (f_0 F_2)^2,$$

где  $h_0$  – высота максимума слоя  $F_2$ ,  $q$  – отношение сигнал-шум,  $f_0 F_2$  – критическая частота слоя  $F_2$ , полученная автоматической ионосферной станцией.

Скорость дрейфа ионосферной плазмы определяется по частоте Доплера  $f_d(t) = 2\pi f_z(t) = \Delta\varphi(t, \tau_k)/\tau_k$ , где  $\Delta\varphi(t, \tau_k)$  – приращение фазы при  $\tau = \tau_k$  относительно фазы при  $\tau = 0$ . При разных задержках рассчитанная скорость одинакова с точностью до статистических флуктуаций. Оценка частоты в этом случае может быть взята как среднее при разных  $k$ , а оценка скорости дрейфа [7]

$$v^*(t_j) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{1}{K_{max}} \frac{\sum_{k=1}^{K_{max}} \Delta\varphi(t_j, \tau_k)}{\tau_k} \quad (17)$$

На радарх НР (Миллстоун Хилл (США), ИСЗФ РАН [8], Институт ионосферы) применяется также оценка скорости, полученная методом наименьших квадратов:

$$v^*(t_j) = \frac{\lambda}{4\pi} \frac{1}{K_{max}} \frac{\sum_{k=1}^{K_{max}} G_k \Delta\varphi(t_j, \tau_k)}{\sum_{k=1}^{K_{max}} G_k \tau_k^2} \quad (18)$$

Здесь  $G_k$  – весовые коэффициенты,

$$\Delta\varphi(t_j, \tau_k) = \arctg(\gamma_{Im}^*(t_j, \tau_k) / \gamma_{Re}^*(t_j, \tau_k)) \quad (19)$$

Заметим, что для среднеширотной ионосферы вертикальная составляющая скорости дрейфа обычно не превышает 100 – 200 м/сек. В используемом интервале задержек  $\tau$  отношение мнимой и действительной составляющих получается не более 0,3. В этом случае из выражения (19) получим

$$\Delta\varphi(t_j, \tau_k) \approx \gamma_{Im}^*(t_j, \tau_k) / \gamma_{Re}^*(t_j, \tau_k) \quad (20)$$

Применение выражения (20) при малых отношениях сигнал/шум более предпочтительно, т.к. из-за больших флуктуаций мнимой составляющей применение нелинейного равенства (19) в выражении (17) может вызвать смещение оценки скорости дрейфа.

### Применение составного зондирующего сигнала

Составной зондирующий сигнал предназначен для улучшения разрешения по высоте измеренной электронной концентрации в нижней ионосфере. Он состоит из двухчастотных элементов с большой (около 0,65 мс) и малой (около 0,13 мс) длительностями (рис 2, с), обеспечивающими необходимое разрешение по высоте и возможность определения 18 отсчетов КФ НР сигнала. Мощность НР сигнала, полученная при рассеянии зондирующего сигнала малой длительности используется также в качестве  $P_{mi}(t)$  для расчета коэффициента коррекции в выражении (11). Так температуры заряженных частиц изменяются медленнее, чем электронная концентрация, то можно получить параметры ионосферы с приемлемым высотным разрешением в диапазоне высот 80 – 1200 км и более. Мощность, рассеянная при излучении короткого радиопульса, измеряется дополнительным квадратурным приемным каналом, выходы которого подключены к входам С и D коррелятора. Квантование сигналов в основных и дополнительных каналах происходит одновременно, а ввод в ПК последовательно.

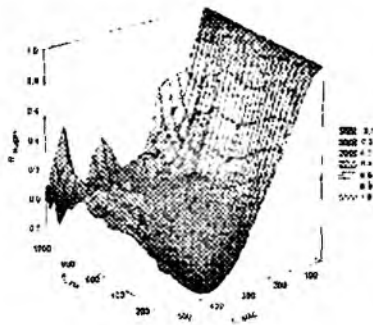


Рис. 3

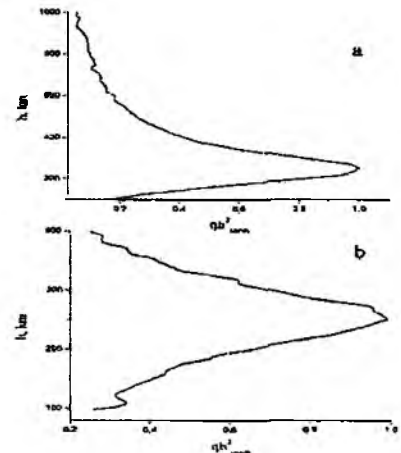


Рис. 4

### Результаты измерения основных параметров ионосферной плазмы

На рис 3 приведено высотное распределение НОФ, а на рис 4 высотные зависимости сечения рассеяния в основном (разрешение по высоте 90 км) и дополнительном (разрешение по высоте 10 км) каналах при зондировании ионосферы составным сигналом. На рис 4 хорошо видно слоистую структуру ионосферы, сглаженную при зондировании импульсом большой длительности.

На левой панели рис 5 показан суточный ход электронной концентрации, ионной и электронной температур во время отрицательной ионосферной бури, вызванной сверхсильной магнитной бурей 30 мая 2003 г. (индекс  $K_p$  изменялся от 8 до 4 в течение суток). Буря была вызвана солнечными вспышками в ночь с 27 на 28 мая 2003 г. На рисунках видно, что в ночное время в несколько раз упала электронная концентрация и резко увеличился нагрев ионосферной плазмы: ионная температура увеличилась до 1500 К, электронная температура – до 2500 К на высоте 308 км, примерно в 1,8 раза возросло отношение электронной и ионной температур (по сравнению с невозмущенной ионосферой, когда в ночное время это

отношение равно 1) На правой панели рис 5 показаны те же параметры для бури 09.11.2004 г.

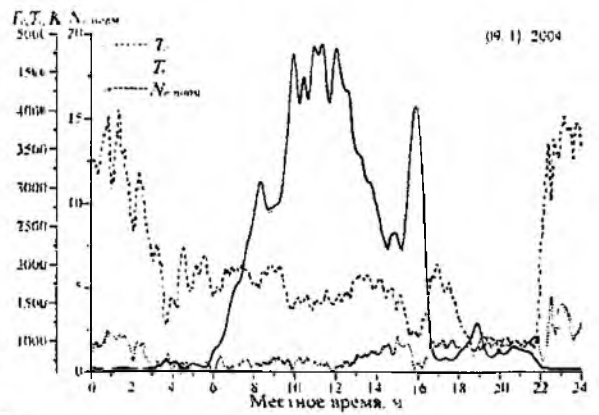
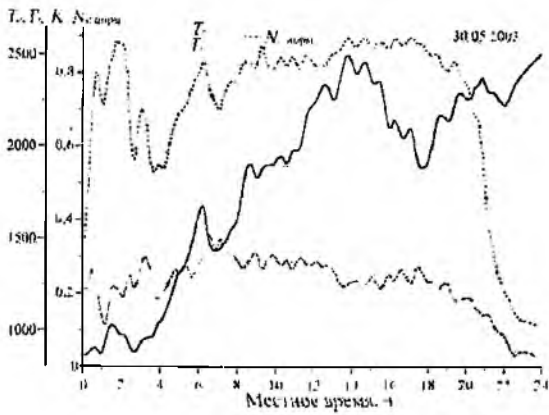


Рис 5

На рис 6 показаны суточные хода тех же параметров во время частичного затмения Солнца 31 мая 2003 г (степень покрытия диска Солнца лунной составляло около 0,46) и 29 марта 2006 г. Хорошо видна быстрая реакция значений электронной концентрации и температуры электронов на изменение фазы затмения Солнца. Уменьшение электронной температуры на высоте главного максимума ионизации составило 500 – 600 K. Температура ионов уменьшилась на величину 50 – 70 K. Нормированное значение  $N_e$  уменьшилось на ~10%. Отличие поведения основных параметров ионосферы от затмения 2006 г., которое происходило в магнитоспокойной обстановке, в дневной период объясняется тем в том, что в 2003 г. затмение совпало с восходом Солнца над измерительной установкой и окончанием магнитной бури. Временные зависимости строились в реальном времени. Время накопления равно 1 мин. Полученные зависимости дополнительно обрабатывались сглаживающими сплайнами. Одновременно измерялась скорость дрейфа ионосферной плазмы. Из данных исключены результаты воздействия отражений от космических аппаратов. При вторичной обработке производится суммирование высотных зависимостей КФ за время, равное 15 мин и вычисление по ним электронной концентрации, температур заряженных частиц, скорости дрейфа и ионного состава. При этом статистическая погрешность измерения, например температур в дневное время уменьшается от 50 – 70 K до 15 – 20 K (без сплайнового сглаживания).

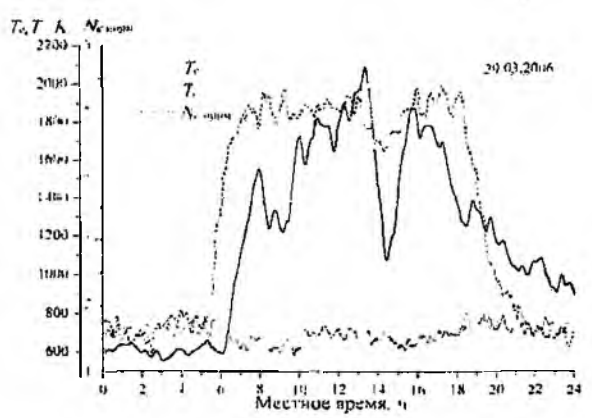
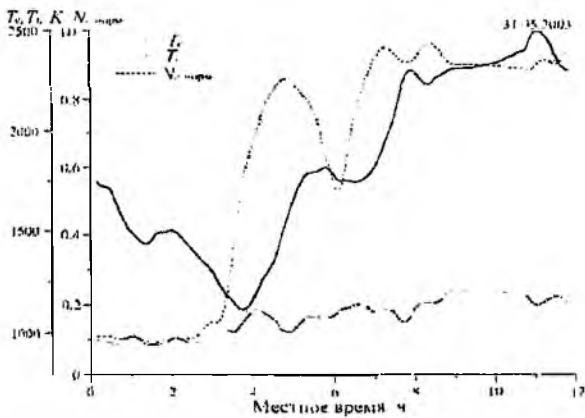


Рис 6

С использованием разработанной авторами аппаратуры и методик обработки НР сигнала также проводилось экспериментальное наблюдение волновых процессов в ионосфере, плазменного окружения крупных космических аппаратов, эксперименты по исследованию влияния низкочастотного акустического излучения на ионосферную плазму.

### Выводы

Разработана новая измерительная система – многоканальный программируемый коррелятор на персональном компьютере, методика и программы первичной обработки НР сигнала, образованного при зондировании ионосферы сигналами различной длительности. По измеренным во время ионосферных возмущений корреляционным и спектральным функциям

НР сигнала рассчитаны высотные зависимости основных параметров ионосферы в реальном масштабе времени. Разработанная методика коррекции измеренных КФ позволяет определить характеристики рассеивающей среды с точностью, достаточной для геофизического анализа. Получены достоверные данные о поведении ионосферы во время сильных магнитных бурь и двух солнечных затмений. Данные о поведении ионосферы во время ионосферных бурь и солнечных затмений можно применить для геофизического анализа и создания модели ионосферы в возмущенном состоянии.

**Список литературы:** 1. *Балл Г.А.* Аппаратурный корреляционный анализ случайных процессов. М.: Энергия, 1968. 160 с. 2. *Лысенко В.Н., Кочергин А.Г.* Измерение параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния с использованием аппаратуры обработки на цифровых процессорах // Тез. докл. XVII конференции по распространению радиоволн. Ульяновск: УлПИ, 1993. С. 72. 3. *Holt J.M., Rhoda D.A., Tetenbaum D. and van Eyken A.P.* Optimal analysis of incoherent scatter radar data // *Radio Science* 1992. Vol. 27, №3. P. 435 – 447. 4. *Лысенко В.Н.* Измерение параметров ионосферы средствами корреляционной обработки некогерентно рассеянного сигнала // *Радиофизика и электроника* 2002. Т. 7, №1. С. 82–88. 5. *The use of the Nyquist theorem in general quasi-equilibrium situations* // *Journ. of Geophysical Research* Vol. 84, 1979. P. 1930-932. 6. *Эванс Дж. В.* Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн // *ТИИЭР* 1969. Т. 57, №4. С. 139–175. 7. *Лысенко В.Н.* Измерение вертикальной составляющей скорости дрейфа плазмы и кинетических температур в ионосфере // *Геомагнетизм и аэриония* 2001. Т. 41, №3, С. 365 - 368. 8. *Шпынев Б.Г., Заруднев В.Е., Кушнарев Д.С., Медведев А.В.* Особенности корреляционной обработки сигналов некогерентного рассеяния на радаре НР ИСЗФ // Тр. XX Всерос. науч. конф. "Распространение радиоволн". Нижний Новгород: НИРИ РАН, 2002. С. 50–51.

*Институт Ионосферы НАН и МОН Украины*

*Поступила в редакцию 10.06.2006*

Ю. Е. ГОРДИЕНКО, д-р. физ.-мат. наук, В. В. ПЕТРОВ

## ЧИСЛЕННАЯ ОЦЕНКА ПОТЕРЬ НА ИЗЛУЧЕНИЕ В СВЧ РЕЗОНАТОРНЫХ ДАТЧИКАХ С КОАКСИАЛЬНОЙ АПЕРТУРОЙ

### Введение

В СВЧ микро- и нанодиагностике материалов, объектов и сред различного назначения находят применение резонаторные датчики апертурного типа с внешним включением образца. Их основными достоинствами являются отсутствие специфических требований к подготовке образца и возможность обеспечения экспрессности измерений [1–3]. Применение резонаторных измерительных преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой (РИП КИА) дополнительно к этим преимуществам позволяет повысить разрешающую способность и чувствительность датчика, а также перейти от градуировки по эталонам к теоретической [4].

Решение задачи о теоретической градуировке РИП КИА требует учета и эффективного подавления влияния мешающих факторов различной природы. При этом особое внимание необходимо уделить излучению из открытого конца резонаторного датчика, поскольку этот эффект является следствием волновой природы процессов в системе резонатор-образец. В частности, в работе [5] нами отмечено наличие значительной систематической погрешности при расчетах датчиков в квазистатическом приближении вследствие неучета потерь на излучение.

Цель данной работы – оценка влияния потерь на излучение на интегральные характеристики РИП КИА. Конкретно решаются следующие задачи: количественная оценка области значений электрофизических параметров объектов диагностики, в которой потери на излучение наиболее существенны, определение доли СВЧ энергии, излученной в зазор.

### Модель и метод решения

Для того чтобы оценить долю энергии СВЧ поля, излученную в зазор, необходимо рассмотреть поведение некоторых интегральных характеристик РИП КИА в двух случаях: когда излучение принципиально невозможно (структура с замкнутыми границами), и для реальной структуры, в которой могут возникать потери на излучение. Опыт показывает, что такими характеристиками являются фундаментальные сигналы измерительной информации (ФСИИ) – относительные изменения резонансной частоты и добротности системы:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{f_1 - f_0}{f_0}, \quad \frac{\Delta Q}{Q} = \frac{Q_1 - Q_0}{Q_0}, \quad (1)$$

где  $f_0$ ,  $Q_0$  – соответственно резонансная частота и добротность без образца,  $f_1$ ,  $Q_1$  – то же с образцом.

Анализируемые структуры приведены на рис. 1. Здесь I – область резонатора, II – зазор (может отсутствовать), III – исследуемый образец с комплексной диэлектрической проницаемостью  $\tilde{\epsilon}^{III} = \epsilon^{III} \epsilon_0 (1 - j\gamma \delta^{III})$ .

Расчет ФСИИ структуры на рис. 1, а, моделирующей реальную конструкцию электродинамической системы резонатор-образец, неограниченную в радиальном направлении в области образца, проводился с помощью приближения заданного поля (Given Field Method, GFM) [6]. Для этого путем оценки потока вектора Умова – Пойнтинга через плоскость апертуры вычислялась величина емкости, вносимой образцом. Далее, зная собственные сосредоточенные емкость и индуктивность резонатора, можно вычислить резонансную частоту и добротность РИП КИА, апертурно нагруженного на исследуемый образец. Выражение для емкости, вносимой экранированным двухслойным диэлектриком, рассчитанной таким методом, имеет вид [5]

$$\tilde{C} = \frac{4\pi\tilde{\epsilon}'' b^2}{\ln^2 \frac{a}{b}} \int_0^z \frac{\left[ J_0\left(\frac{\kappa a}{b}\right) - J_0(\kappa) \right]^2}{\kappa \gamma_{II}} \times$$

$$\times \left[ \operatorname{cth}(\gamma_{II} z) - \frac{\frac{\tilde{\epsilon}''}{\gamma_{II}} \operatorname{csch}^2(\gamma_{II} z)}{\frac{\tilde{\epsilon}''}{\gamma_{II}} \operatorname{cth}(\gamma_{II} z) + \frac{\tilde{\epsilon}'''}{\gamma_{II}} \operatorname{cth}(\gamma_{III} h)} \right] d\kappa \quad (2)$$

где  $\gamma_{II} = \sqrt{\kappa^2 - \tilde{\epsilon}'' \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2}$ ,  $\gamma_{III} = \sqrt{\kappa^2 - \tilde{\epsilon}''' \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2}$ .

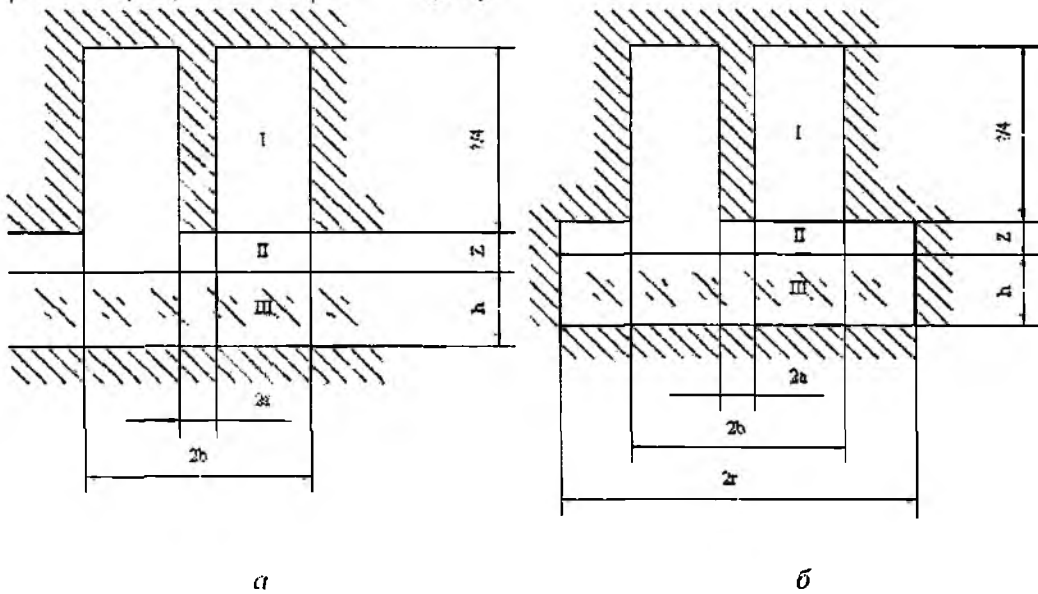


Рис 1

Приняв  $\tilde{\epsilon}'' = \epsilon'' = 1$ , получим выражение для вносимой емкости в конструкции с зазором между апертурой и образцом. В качестве  $f_0$  взята резонансная частота исследуемой электродинамической системы (резонатор – экранированный образец) при  $\epsilon''' = 1$ ,  $\operatorname{tg} \delta''' = 0$ .

Расчет закрытой структуры (рис 1б) выполнен путем решения методом конечных элементов (Finite Elements Method, FEM) задачи на собственные значения для уравнения Гельмгольца в осесимметричной области, границы которой представляют собой идеальный проводник. Ограничивающий радиус  $r_{\text{out}}$  в этой модели выбирается из требования отсутствия паразитных типов колебаний в области образца. По собственным значениям определяются комплексная резонансная частота  $\tilde{f} = f' + jf''$  и добротность системы  $Q = f'/2f''$ .

### Результаты и обсуждение

**Зависимость ФСИИ от электрофизических параметров образца.** Рассмотрим вначале конструкцию без зазора. На рис 2 для примера приведены зависимости  $\Delta Q/Q$  от электрофизических параметров образца, рассчитанные методами заданного поля и конечных элементов. Индекс “по gap” означает, что расчеты выполнялись для структуры без зазора. Для удобства по одной из осей отложен логарифм тангенса угла диэлектрических потерь в образце. Расчеты проводились при следующих значениях геометрических параметров резонатора  $a/b = 0,1$ ,  $z/b = 0,1$  (в конструкции с зазором),  $h/b = 0,3$ ;  $b/\lambda = 0,3$ ,  $\lambda = 8 \text{ мм}$ . Более высокое значение  $\Delta Q/Q$  при расчетах по методу заданного поля объясняется тем, что к потерям, вносимым в электродинамическую систему образцом, добавляются потери на излучение в объем образца.

Следует отметить, что наличие хорошего совпадения по результатам оценки ФСИИ различными подходами свидетельствует о высокой достоверности в обоих вариантах.

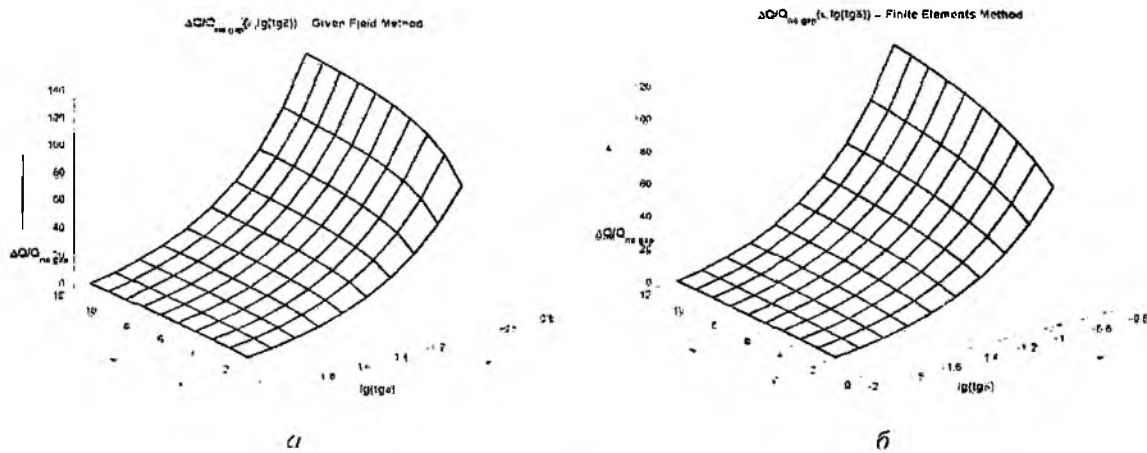


Рис. 2

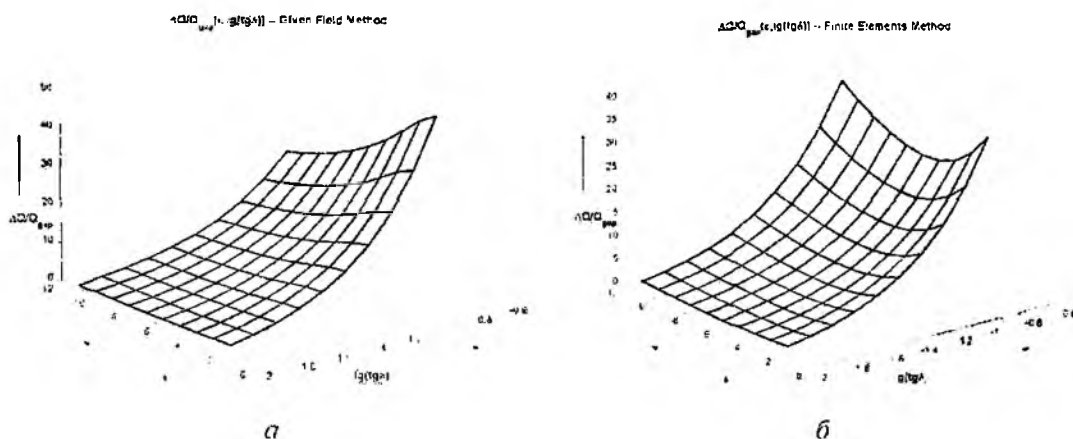


Рис. 3

На рис. 3 приведены графики  $\Delta Q/Q$  в тех же координатах, рассчитанные для конструкции с зазором. В отличие от рис. 2, очевидно как качественное, так и количественное различие результатов. В этом случае в области малых значений  $\varepsilon$  также справедливо соотношение  $\Delta Q/Q_{GFM} > \Delta Q/Q_{FEM}$ , что свидетельствует о значительной роли потерь на излучение в формировании ФСИИ. Однако с возрастанием  $\varepsilon$  сигнал, рассчитанный по FEM для закрытой структуры, становится значительно больше, чем рассчитанный по GFM. Существенное качественное различие полученных зависимостей в области больших значений диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь может трактоваться в общих рассуждениях наличием вклада волновых процессов, учитываемых при расчетах по GFM, в то время как в FEM рассматривается только колебательный процесс в закрытой системе.

Для оценки доли излученной энергии рассмотрим отношение ФСИИ, полученных методами конечных элементов и заданного поля. Так, для относительного изменения добротности эта величина имеет вид

$$\Delta Q_{gap} = \frac{\Delta Q}{Q}_{gap} = \frac{\Delta Q}{Q}_{gap}^{FEM} / \frac{\Delta Q}{Q}_{gap}^{GFM} ; \Delta Q_{no\_gap} = \frac{\Delta Q}{Q}_{no\_gap}^{FEM} / \frac{\Delta Q}{Q}_{no\_gap}^{GFM}$$

На рис. 4 приведены графики зависимостей этих величин от электрофизических параметров образца



возрастание потерь в образце и уменьшение его диэлектрической проницаемости приводит к возрастанию различия этих сигналов. В конструкции с зазором результат расчета по методу конечных элементов почти везде больше, но имеется область значений электрофизических параметров, при которых  $\Delta Q_{FEM} < \Delta Q_{GFM}$ . Таким образом, анализ рис. 4 свидетельствует о сложности определения заключения о влиянии излучения в зазор на ФСИИ РИП.

**Зависимость чувствительности от электрофизических параметров образца.** Чувствительность РИП КИА является его важной метрологической характеристикой. Для оценки влияния потерь на излучение на чувствительность рассмотрим зависимость

$$\frac{\partial}{\partial \varepsilon} \left( \frac{\Delta Q}{Q} \right) = \Gamma(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta)$$

На рис. 5 приведены графики, рассчитанные по GFM и FEM для различных структур. Значения геометрических параметров датчика такие же, как и для рис. 2.

Обращает на себя внимание отрицательный знак чувствительности, рассчитанной по GFM. Это вызвано тем, что с возрастанием  $\varepsilon$  потери на излучение снижаются, поскольку поле концентрируется в области образца непосредственно вблизи апертуры.

### Выводы

Среди полученных результатов наиболее интересными представляются следующие

1) наличие хорошего совпадения по результатам оценки различными подходами свидетельствует о высокой достоверности в обоих вариантах,

2) ФСИИ, рассчитанные по GFM в конструкции без зазора, выше рассчитанных по FEM. Это говорит о наличии излучения в объеме образца,

3) в конструкции с зазором зависимость  $\Delta Q_{FEM}(\varepsilon)$  имеет экстремальный характер, что может объясняться перераспределением емкостей в закрытой структуре,

4) в конструкции с зазором обращает на себя внимание снижение ФСИИ в зависимости от диэлектрической проницаемости образца и как следствие отрицательный знак чувствительности РИП КИА по  $\varepsilon$ . В отсутствие зазора этого не наблюдается. Таким образом, доля энергии потерь на излучение уменьшается с возрастанием  $\varepsilon$ .

**Список литературы** 1. C. Gao, X-D Xiang Quantitative microwave near-field microscopy of dielectric properties // Review Of Scientific Instruments. Vol. 69 No. 11 November 1998. P. 3846-3851. 2. Steven M. Anlage, Vlahacos C.P., Dutta S., Wellstood F.C. Scanning Microwave Microscopy of Active Superconducting Microwave Devices // IEEE Transactions On Applied Superconductivity. Vol. 7 No. 2 June 1997. P. 3686-3689. 3. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю. Многопараметрический модуляционный датчик с емкостной измерительной апертурой // Радиотехника. 1999. №111. С. 14-16. 4. Гордиенко Ю.Е. Ближнеполевая сканирующая сверхвысокочастотная микродиагностика объектов в технологии электроники // Нови технологии. 2002. №1. С. 3-6. 5. Гордиенко Ю.Е., Петров В.В., Хаммуд Ф.М. Оценка численно-аналитических моделей СВЧ резонаторных датчиков с коаксиальной измерительной апертурой // Радиотехника. 2005. №140. С. 156-162. 6. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ-датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. №107. С. 93-103.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.05.2006

## ОПЫТ СОЗДАНИЯ ПЕРЕНОСНЫХ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ ГАЗОАНАЛИЗАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОПТИЧЕСКОГО АБСОРБЦИОННОГО МЕТОДА

### Введение

Одной из основных причин возникновения аварийных ситуаций и травматизма при обслуживании и ремонтных работах на водопроводно-канализационной сети является повышенная загазованность колодцев, вызванная целым рядом случайных факторов, связанных с состоянием самого колодца, грунта, соседством с другими магистралями, погодными условиями.

Образующиеся газы могут оказывать вредное воздействие на организм человека, служить причиной аварийных ситуаций, разрушать материал оборудования [1].

Опасные и вредные факторы, специфичные для канализации и волопроводных сетей, определены в [2]. К ним относятся:

- образование взрывоопасных смесей;
- образование газообразных веществ общетоксичного и другого вредного воздействия (сероводород, метан, пары бензина, эфир, углекислый газ, озон и др.);
- газы, выделяющиеся при утечке из баллонов, бочек, цистерн (аммиак, хлор и другие сжатые, сжиженные и растворимые газы).

Количество и состав газов определяется, как интенсивностью естественного процесса разложения органики, так и характером вредных веществ, поступающих извне.

Опыт эксплуатации показывает, что наиболее часто в смотровых колодцах присутствуют метан, углекислый газ, сероводород [3, 4, 5, 6, 7]. Возможно также наличие и других газов, характеризующих специфические особенности промышленных выбросов предприятий, а также выбросов автотранспорта (окислы азота, окись углерода и др.) [3-7].

Образование взрывоопасной смеси метана с воздухом (гремучий газ) делает чрезвычайно опасным применение огня для отогревания деталей оборудования при зимних работах как в самом колодце, так и вне его, а также курение у открытых колодцев.

Сероводород даже при малых дозах вызывает слезотечение, а при значительных – паралич нервов обоняния, что особенно опасно, т.к. человек, не чувствуя запаха, теряет контроль над ситуацией в колодце, что может привести к параличу дыхания и смерти.

Не менее опасно присутствие двуокиси углерода, при продолжительном вдыхании которой наступает потеря сознания [3, 6].

Предельно допустимые концентрации (ПДК) некоторых газов в рабочей зоне приведены в табл. 1 [8].

При этом следует отметить, что в различном сочетании друг с другом и воздухом, газы настолько могут быть опасны, что при спуске в недостаточно хорошо проветриваемый колодец, рабочие после двух-трех вдохов, теряют сознание [6, 7].

Таблица 1

Газ	Химическая формула	П Д К
Сероводород	$H_2S$	10 мг/м <sup>3</sup>
Углекислый газ	$CO_2$	1,5 об.доли %
Метан	$CH_4$	2,0 об.доли %
Угарный газ	$CO$	20 мг/м <sup>3</sup>
Кислород	$O_2$	<об.доли %
Аммиак	$NH_3$	20 мг/м <sup>3</sup>

№ п/п	Наименование	Назначение	Принцип действия	Поддача пробы	Кол-во измеряемых компонентов
1	Сигнализаторы ЗОНД-1	Контроль микроконцентрации одиночных токсичных газов	полупроводниковый	Диффузионная	1
2	Сигнализатор ФОН-1	Контроль до взрывоопасных концентраций горючих газов	термохимический	конвекционная	
3	Сигнализатор-эксплозиметр СТХ-17	Измерение содержания в процентах НПКР водорода или метана.	термохимический	конвекционная	
4	Многокомпонентный газоанализатор 604Эх05	В качестве средства обеспечения безопасности персонала	электрохимический	принудительная	4
5	Многокомпонентный газоанализатор 604Эх06	В качестве средства обеспечения безопасности персонала	электрохимический	принудительная	4
6	Многокомпонентный газоанализатор MULTIWARN-II	В качестве средства обеспечения безопасности персонала	комбинированный	принудит. диффузионн.	5
7	Многокомпонентный газоанализатор "СПЕКТР-КС"	В качестве средства обеспечения безопасности персонала	комбинированный	принудительный	5

В силу вышеизложенного задача создания переносного многокомпонентного газоанализатора с автономным питанием для контроля загазованности колодезных смотровых колодцев является весьма актуальной. С этой целью были проанализированы современные технические средства приборного контроля загазованности колодцев.

Основные технические характеристики серийно выпускаемых сигнализаторов и анализаторов газов с автономным питанием, предназначенных для целей техники безопасности и охраны труда, приведены в табл. 2. При этом рассматривались только приборы, позволяющие производить дистанционный анализ, т.е. имеющие выносной датчик либо побудитель расхода.

#### **Оптический абсорбционный метод контроля газовых смесей**

При количественном анализе состава сложных газовых смесей в современной технике используется большое разнообразие физико-химических методов определения (механические, магнитные, тепловые, электрические, масс-спектрометрические, абсорбционные, электрохимические, хроматографические и др.) [9, 11].

В настоящее время наибольшее распространение при решении задач, аналогичных сформулированным в техническом задании, получили газоанализаторы, основанные на оптических абсорбционных методах, и потенциометрическом методе, который является разновидностью электрохимического.

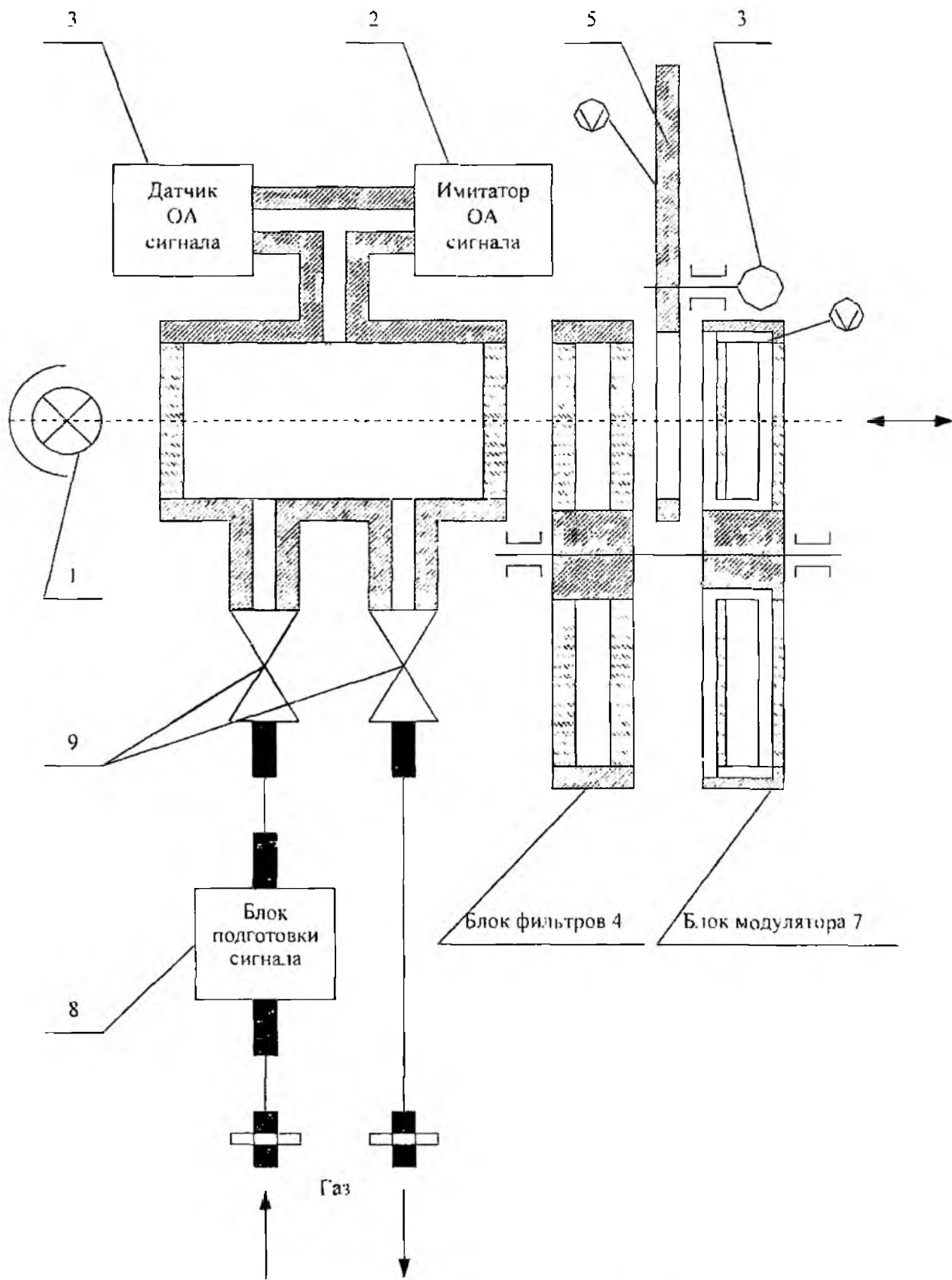
Таблица 2

Измеряемая компонента	Диапазон измерения [порог срабатывания сигнализатора]	Масса, кг	Габариты, мм	Диапазон температур	Цена	Изготовитель
CO H <sub>2</sub> S CH <sub>4</sub>	[20 мг/м <sup>3</sup> ] [10 мг/м <sup>3</sup> ] [300 мг/м <sup>3</sup> ]	0.85		-50°C	370 грн без зарядного устройства	ХОКБА Харьков
горючие газы и пары	[20% - НКПР], [25% - 45% - НКПР]	0.7		-10 ± 50°C	310 грн без зарядного устройства	ХОКБА, Харьков
горючие газы и пары	0.50% - НКПР	0.75		-10 ± 50°C	640 грн. без зарядного устройства	ХОКБА, Харьков
H <sub>2</sub> S CO CO O <sub>2</sub>	1.5-30 мг/м <sup>3</sup> ; 5.0-30 мг/м <sup>3</sup> ; 10-60 мг/м <sup>3</sup> ; 15-30 об. %	2.5		-30 ± 40°	1500\$	АО «Укрналит», Киев
H <sub>2</sub> S CO CO O <sub>2</sub>	1.5-30 мг/м <sup>3</sup> ; 5.0-30 мг/м <sup>3</sup> ; 10-60 мг/м <sup>3</sup> ; 15-30 об. %	2.5		-30 ± 40°	1500\$	АО «Укрналит», Киев
H <sub>2</sub> S CO <sub>2</sub> CO O <sub>2</sub>		1			6500 DM	фирма DRAGER Германия
H <sub>2</sub> S CO CO CH <sub>4</sub> O <sub>2</sub>	0-20 мг/м <sup>3</sup> ; 0-199 мг/м <sup>3</sup> ; 0-1.99 %; 0-1.99 %; 0-23 %	3.5	250х 120х 215	-20 ± 40°	2500 грн.	МНГО «Приоритет», Харьков

Оптический абсорбционный метод основан на способности газов поглощать инфракрасные лучи в строго определенных для каждого газа участках спектра благодаря наличию колебательно-вращательных полос поглощения [10]. Из газов, заданных первоначальным вариантом ТЗ, только кислород O<sub>2</sub> и сероводород H<sub>2</sub>S не могут определяться оптическим методом, остальные обладают специфическими полосами поглощения [10, 12]. Причем теоретически метод позволяет производить измерения в диапазоне от микроконцентрации до десятков процентов.

Требование измерения CO, NO и CO<sub>2</sub> на уровне микроконцентрации, т.е. на уровне порядка 10<sup>-6</sup> об. приводит к необходимости использования т.н. оптико-акустического метода, когда в качестве приёмника излучения используется оптико-акустический приёмник, причём анализируемая смесь подаётся непосредственно в лучеприёмную камеру. В такой схеме сразу решается несколько грудных проблем, не решаемых при других схемных решениях газоанализатора. Схема с таким приёмником теоретически [10] имеет очень высокую чувствительность, малые габариты и вес, хорошую избирательность.

Рассматриваемая схема является однолучевой, базирующейся на оптико-акустическом приёмнике (ОАП) с непосредственной подачей анализируемой смеси в лучеприёмную камеру. Избирательность анализа достигается за счёт применения селективной (в полосе поглощения контролируемого газа) модуляции. Оптическая схема приведена на рис. 1.



1 - источник ИК излучения, 6 - электродвигатель, 2 - опто-акустический, 7 3 - электретный микрофон, 4 - блок фильтров; 5 - обпоратор; 6 - электродвигатель; 7 - блок модулятора.; 8 - блок подготовки газа

Рис. 1

Источником излучения (1) является нихромовая проволока, нагреваемая электрическим током до температуры порядка  $700^{\circ}\text{C}$ .

Лучевой поток, сформированный рефлектором, пройдя через лучеприёмную камеру ОАП (2) и оптический фильтр (3), поочерёдно в течение периода вращения обтюрагора (4), отражается либо от зеркальной поверхности обтюрагора, либо от зеркальной задней стенки модуляционной кюветы (5), заполненной компонентом, подлежащим измерению.

При прохождении лучевого потока через модуляционную кювету из его спектра "вырезаются" спектральные составляющие, совпадающие с линиями поглощения газа, заполняющего модуляционную кювету. Таким образом, лучевой поток, отраженный от модуляционной кюветы, не содержит спектральных составляющих, совпадающих с полосами поглощения измеряемого газа, в то время как лучевой поток, отраженный от обтюрагора, их содержит.

Путём баланса схемы (перемещения модуляционной кюветы вдоль оптической оси) можно добиться равенства лучевых потоков, отраженных от обтюрагора и от модуляционной кюветы, во всей спектральной области работы прибора, за исключением областей поглощения определяемого компонента. Таким образом, лучевой поток, поступающий в лучеприёмную камеру ОАП, будет модулирован лишь в области расположения линий поглощения определяемого газа, т.е. осуществлена селективная модуляция лучевого потока.

Для улучшения селективности в этой схеме применяются интерференционные и газовые фильтры (3).

При заполнении лучеприёмной камеры газовой смесью, содержащей определяемый компонент, за счёт периодического нагрева и охлаждения газа при поглощении модулированного ИК излучения возникают колебания давления, амплитуда которых пропорциональна концентрации определяемого газа.

Колебания давления преобразуются электретным микрофоном в электрический сигнал, который поступает в электронный блок, где усиливается, фильтруется от шумов и подаётся на индикаторный прибор.

Измерение других компонентов осуществляется последовательным переключением поворотного устройства, в котором содержится набор оптических фильтров и модуляционных кювет.

Для проведения псевдокалибровки в камеру ОАП встроены имитатор сигнала пьезоэлектрический телефон. Псевдокалибровка проводится при перекрытом лучевом потоке путём подачи на имитатор переменного напряжения с частотой, равной частоте полезного сигнала.

В общем случае данная схема может быть описана следующим уравнением:

$$I_{\text{вых}} = I_0(t, T) + I(T) + I_{\text{пер}}(\text{CCO}_2, \text{CCO}, \text{CNO}) + I_{\text{ш}} \quad (1)$$

Где:  $I_{\text{вых}}$  - выходной сигнал;  $I_0(t, T)$  - сигнал возникающий за счёт нарушения оптического баланса потоков излучения отражённых от обтюрагора и модуляционной кюветы;  $I(T)$  - сигнал от измеряемого компонента;  $I_{\text{пер}}(\text{CCO}_2, \text{CCO}, \text{CNO})$  - сигнал, обусловленный присутствием неопределяемых на данном канале газами;  $I_{\text{ш}}$  - сигнал шумового происхождения (обусловлен, в основном, электретным микрофоном);  $t$  - время;  $T$  - температура анализируемой смеси;  $\text{CCO}_2, \text{CCO}, \text{CNO}$  - концентрации соответствующих газов в анализируемой смеси.

Как видно из уравнения, слагаемые могут зависеть от времени и температуры, а также состава анализируемой смеси.

Вклад каждого слагаемого различен при измерении каждого конкретного газа и зависит от диапазона измерения, конструктивных и иных параметров.

### **Результаты экспериментальных исследований многокомпонентного переносного газоанализатора**

В процессе выполнения работы был изготовлен действующий макет отдельных узлов и блоков, а также экспериментальный образец газоанализатора, и проведены его исследовательские, лабораторные и натурные испытания. В результате испытаний установлено:

#### **1. Оптическая схема № 1 (с модуляционными кюветами).**

При исследовании основное внимание уделялось определению таких параметров, как порог чувствительности (минимально обнаруживаемая концентрация), смещение нулевых пока-

заний в диапазоне температур, перекрёстная чувствительность (влияние не измеряемых компонентов и паров воды). Результаты приведены в табл. 3.

Таблица 3

Канал	Порог чувствительности	Смещение нуля	Перекрёстная чувствительность		
			к $\text{CO}_2$	к $\text{CH}_4$	к $\text{NO}$
$\text{CO}_2$	Лучше $\pm 0,02\%$ <i>об</i>	Лучше $\pm 0,05\%$ <i>об</i>	-	незначительная	незначительная
$\text{CH}_4$	Лучше $\pm 0,02\%$ <i>об</i>	Лучше $\pm 0,05\%$ <i>об</i>	$\sim 5\%$	-	незначительная
CO	$\pm 5 \text{ мг/м}^3$	$\pm 20 \text{ мг/м}^3$	$\sim 1\%$	незначительная	незначительная
NO	$\pm 10 \text{ мг/м}^3$	$\pm 30 \text{ мг/м}^3$	$\sim 0,2\%$	незначительная	незначительная
$\text{SO}_2$	$\pm 2 \text{ мг/м}^3$	$\pm 10 \text{ мг/м}^3$	незначительная	$\sim 1\%$	незначительная

### Выводы

Анализ приведенных результатов показывает:

- 1) Измерение на каналах  $\text{CO}_2$  и  $\text{CH}_4$  соответствует по всем параметрам требованиям ТЗ.
- 2) Измерение на канале CO по уровню чувствительности соответствует требованиям ТЗ, но смещению нуля в диапазоне рабочих температур и перекрёстной чувствительности к  $\text{CO}_2$  – не соответствует требованиям ТЗ.
- 3) Измерение на канале NO по уровню чувствительности и смещению нуля не соответствует требованиям ТЗ.
- 4) Измерение на канале  $\text{SO}_2$  по уровню чувствительности соответствует требованиям ТЗ, но смещению нуля и перекрёстной чувствительности к  $\text{CH}_4$  не соответствует требованиям ТЗ.

После доработки первой оптической схемы за счёт добавления нескольких новых и модификацией других узлов была получена возможность измерить оптическим способом следующие компоненты газов из заданных в ТЗ: окись углерода (CO), окись азота (NO), двуокись углерода ( $\text{CO}_2$ ), метан ( $\text{CH}_4$ ), двуокись серы ( $\text{SO}_2$ ), однако не удалось измерить кислород ( $\text{O}_2$ ) и сероводород ( $\text{H}_2\text{S}$ ). Данная проблема была решена за счёт использования электрохимических датчиков, которые на  $\text{O}_2$  и  $\text{H}_2\text{S}$  хорошо отработаны, имеют требуемую чувствительность и достаточную избирательность к не измеряемым компонентам.

**Список литературы:** 1. *Отчёт о научно-исследовательской работе “Обследование газового состояния водопроводной сети г. Харькова”*, Укркомундипрогрес, 1994. 74 с. 2. *ГОСТ 123 006-75*. ССБТ. Эксплуатация водопроводных и канализационных сооружений и сетей. Общие требования безопасности. 3. *Брежнев В И*. Техника безопасности и охрана труда в водопроводно-канализационном хозяйстве. М.: Стройиздат. 1969. 136 с. 4. *Брежнев В И*, *Трескунов В М*. Охрана труда при эксплуатации систем водоснабжения и канализации. М.: Стройиздат. 1983. 279 с. 5. *Алексеев М.И.* и др. Городские инженерные сети и коллекторы: Учебник для вузов. Л.: Стройиздат. Ленингр. отд. 1990. 384 с. 6. *Алексеев М.И.* и др. Эксплуатация систем водоснабжения и канализации: Учеб. пособие М.: 1993. 272 с. 7. *Нисис М.И.*, *Гришкур Е.Н.* Справочник по технике безопасности (санитарно-технические работы). Изд. 2-е. Киев. Будівельник. 1973. 17 с. 8. *Предельно допустимые концентрации вредных веществ в воздухе и воде*. М.: Химия. 1975. 456 с. 9. *Примак А.В.*, *Шербань А.Н.* Методы и средства контроля загрязнения атмосферы. Киев: Наук. думка. 1980. 296 с. 10. *Бреслер П.И.* Оптические абсорбционные газоанализаторы и их применение. Л., Энергия. 1980. 164 с. 11. *Другов Ю.С.* и др. Методы анализа загрязнения воздуха. М.: Химия. 1984. 12. *Горелик Д.О.*, *Конопелько Л.А.* Мониторинг загрязнения атмосферы и источников выбросов. Аэроаналитические измерения. М.: Изд-во стандартов. 1992.

В. М. ШОКАЛО, *д-р техн. наук, докт. техн. наук*, Д. В. ГРЕЦКИХ, *канд. техн. наук*,  
Д. С. ГАВВА, *канд. техн. наук*, С. В. ПОМАЗАНОВ

## ДОСТИЖЕНИЯ В ИССЛЕДОВАНИИ КРУПНОАПЕРТУРНЫХ РЕКТЕНН

### Введение

Среди научных направлений, которые исследует теория антенн, видное место занимают антенны с нелинейными элементами (АНЭ). К настоящему времени созданы не только основы общей теории АНЭ [1], но и разработаны методы анализа конкретных их типов [2-5]. Одной из распространенных разновидностей АНЭ являются ректенны, входящие в состав систем беспроводной передачи энергии (БПЭ) микроволновым лучом. Ректенны предназначены для преобразования энергии микроволнового луча в энергию постоянного тока. Они изобретены В. Брауном в 1963 году и с тех пор многие специалисты посвятили свои работы теоретическим и прикладным исследованиям ректенн (например, [6, 7]).

От характеристик ректенны в значительной мере зависит и качество всей системы БПЭ. Изучением характеристик ректенн занимались многие исследователи, в том числе и коллектив кафедры основ радиотехники (ОРТ) Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЕ). Исследования ректенн на кафедре ведутся с начала 80-х годов и охватывают широкий круг вопросов, связанных с разработкой теории ректенн, методов расчета и оптимизации их параметров, поиска путей улучшения их электрических и эксплуатационных характеристик.

В [8] представлен обзор, отражающий уровень работ по ректеннам дециметрового диапазона волн, достигнутый к 2000 году. Данная статья посвящена описанию работ последних лет о ректеннах сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн, исследования по которым постоянно расширяются.

### Общие сведения о системах беспроводной передачи энергии микроволновым лучом

Система БПЭ микроволновым лучом выполняется по схеме, приведенной на рис. 1. К мощному источнику микроволновой энергии подключается передающая антенна, фокусирующая микроволновый луч с заданным АФР по его сечению. В зоне Френеля устанавливается ректенна, извлекающая микроволновую энергию из поля падающей волны и преобразующая ее в энергию постоянного тока. Выход ректенны нагружен на потребитель электроэнергии.

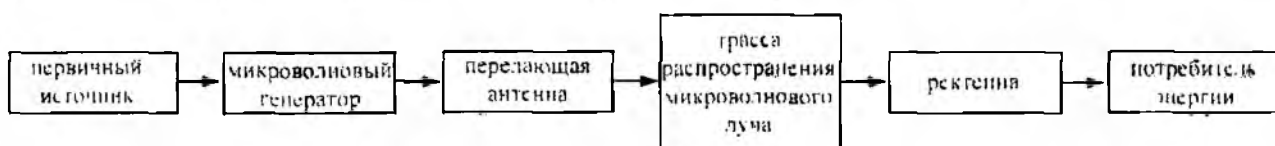


Рис. 1

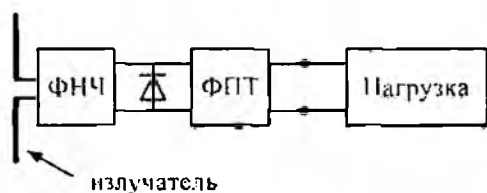


Рис. 2

Ректенна представляет собою несфазированную антенную решетку, состоящую обычно из большого числа приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ), каждый из которых состоит (рис. 2) из излучателя, выпрямительной схемы на диодах Шоттки, фильтра нижних частот (ФНЧ), фильтра постоянного тока (ФПТ) и нагрузки.

Мощность с выходов всех ПВЭ суммируется схемой сбора мощности постоянного тока. Мощность постоянного тока с выходов всех ПВЭ суммируется схемой сбора мощности.

Эффективность системы БПЭ принято оценивать такими характеристиками: результирующим КПД  $\eta_{\Sigma} = \bar{\eta}\eta_{\text{р}}\eta_{\text{с}}$ ,  $\bar{\eta}$  - КПД перехвата энергии микроволнового луча антенной ректенны;  $\eta_{\text{р}}$  - КПД выпрямления ректенны;  $\eta_{\text{с}}$  - КПД сбора мощности постоянного тока), удельной поверхностной мощностью  $P_{\text{с}}$  (мощность постоянного тока, снимаемая с единицы

площади апертуры ректенны) и уровнем побочного излучения  $\xi$ , появление которого обусловлено наличием нелинейных элементов в ректенне.

Беспроводная передача энергии считается одним из перспективных направлений развития альтернативных источников энергии. В настоящее время интенсивные исследования систем БПЭ ведутся в ряде стран – США, Франции, Канаде, Японии, России, Украине. Это обусловлено тем, что использование систем БПЭ открывает новые возможности для решения важных и актуальных задач развития космической гелиоэнергетики, связанных, в частности, с крупномасштабным использованием солнечной энергии путем создания солнечных космических энергостанций. Кроме того, системы БПЭ могут применяться для питания кораблей и орбитальных станций, не имеющих собственных энергоустановок. Одним из вариантов решения проблемы энергоснабжения аппаратуры связи, используемой на летно-подъемных средствах и аэрокосмических объектах, является применение систем БПЭ.

Хотя идея беспроводной передачи энергии была высказана Николой Тесла еще в конце XIX века, пионером практической разработки систем БПЭ следует считать В. Брауна, который в 1964 году впервые продемонстрировал питаемый СВЧ-энергией вертолет. В 1968 году Д. Глейзер предложил детально проработанный им проект солнечной космической энергостанции (СКЭС) [9]. Согласно этому проекту, предполагалась следующая структура СКЭС. На геостационарной орбите расположена передающая часть станции, включающая в себя солнечные батареи площадью  $50 \text{ км}^2$ , генераторы СВЧ, и питаемая ими передающая антенная решетка диаметром порядка 1 км. Последняя создает СВЧ-луч на частоте  $2,45 \text{ ГГц}$  для передачи энергии на Землю, где располагается ректенна диаметром порядка 7-8 км. Ректенна содержит несколько миллиардов ПВЭ полуволновых вибраторов, каждый из которых нагружен на дном Шоттки. Выпрямленный ток через схему сбора мощности (ССМ) поступает в наземную энергосистему, обеспечивая мощность постоянного тока на выходе порядка  $5 \text{ ГВт}$ .

Позднее, в рамках научно-исследовательской программы Министерства энергетики США (ДОЕ) и НАСА в 1977-1980 годах [10] анализировалась возможность создания 60 СКЭС, мощностью  $5 \text{ ГВт}$  каждая, с темпом создания двух СКЭС в год начиная с 2000 года (рис. 3).

Разработка концепции базового варианта СКЭС ДОЕ/НАСА привлекла внимание научно-технической общественности Японии. Параллельно одна группа, руководимая Адачи, прорабатывала вопросы формирования и оптимизации электромагнитного пучка СКЭС с точки зрения КПД передачи энергии и подавления боковых лепестков излучения [11]. Другая группа, возглавляемая Ито, изучала вопросы применения круглых микрополосковых антенн в приемной системе с целью подавления процессов переизлучения высших гармоник, которые могли приводить к серьезным помехам для систем навигации и связи [12]. В результате свой собственный вариант прототипа СКЭС было решено выбрать существенно меньшего уровня мощности, обладающего облегченной конструкцией, и в виде, допускающем его реализацию уже в ближайшем будущем (прототип СКЭС-2000) [13].

Перспективность осуществления СКЭС подтверждалась двумя экспериментами по передаче энергии в космосе [14]. Первый эксперимент, получивший аббревиатуру MNIX (Microwave Ionosphere Nonlinear Interaction eXperiment), был предложен Кайа и Мацумото и осуществлен в 1983 году, цель которого заключалась в исследовании нелинейных эффектов при прохождении мощного микроволнового пучка СКЭС сквозь ионосферную плазму. Результаты эксперимента могут быть кратко суммированы следующим образом: эффект теплового нагрева не был зарегистрирован; наблюдалось заметное возбуждение волн вблизи частот с 1,5-кратным значением локальной электронной циклотронной частоты; наземная приемная система фиксировала излучаемые микроволны, но не регистрировала рассеянных волн.

В феврале 1993 года был осуществлен второй эксперимент по передаче энергии в космосе, получивший аббревиатуру ISY-METS (International Space Year Microwave Energy Transmission in Space). Этот эксперимент по общему целевому назначению был близок к первому, однако проводился уже на существенной улучшенной материально-технической основе. Передача микроволновой энергии проходила в полном соответствии с показателями

наземных испытаний. Какого-либо заметного влияния плазменных волн на КПД передачи энергии отмечено не было.

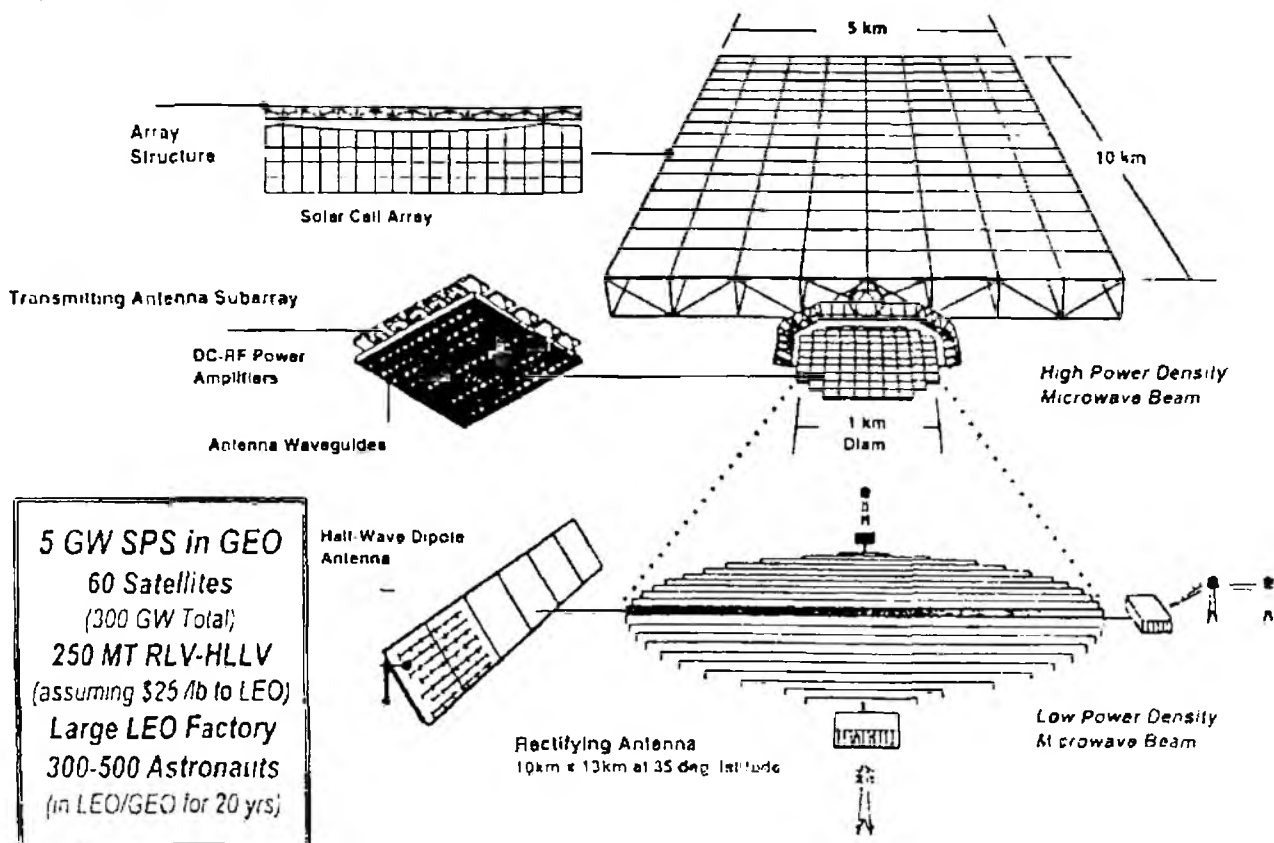


Рис. 3

Уже тогда, в 70-е годы, предложенный проект СКЭС представлялся технически реализуемым, однако стоимость его оказалась непомерно высокой. Этим объясняется то, что за прошедшие 36 лет существенного продвижения на пути создания СКЭС не было достигнуто. Однако крупные успехи современной полупроводниковой техники и быстрое развитие антенной техники (в частности, техники ФАР) позволяют надеяться на существенное снижение стоимости СКЭС и, соответственно, на заметное приближение сроков реализации этих проектов. Создание СКЭС стимулируется также все усиливающейся необходимостью перестройки структуры производства энергии для потребностей человечества — переходу к использованию возобновляемых экологически чистых источников энергии, каковым, в частности, является Солнце.

Несмотря на высокую стоимость проектов СКЭС все же в 2002 году на конференции в Нидерландах подчеркивалась актуальность изучения систем БПЭ. Здесь был обобщен опыт развития СКЭС, начиная с первоначального базового проекта П. Глейзера до сегодняшних дней. С тех пор было предложено много вариантов проектов спутников, собирающих солнечную энергию, используемую для нужд человечества на Земле и в космосе. Тем не менее, основной проект по существу остается тем же самым, как было предложено первоначально.

На конференции обращалось внимание в необходимости проведения крупномасштабных экспериментов по БПЭ в наземных условиях, для успешной передачи энергии с космоса. Исследователями, в том числе и специалистами кафедры ОРТ ХНУРЭ, было представлено большое число теоретических и экспериментальных результатов. В частности, рассматривались: фокусировка СВЧ-луча с помощью АФАР, состоящих из полупроводниковых усилителей и магнетронов; способы уменьшения дифракционных максимумов АФАР; способы уменьшения массогабаритных показателей передающих антенн и ректенн за счет перехода к

интегрированным антенным решеткам и работе на более высоких частотах; способы контроля СВЧ-луча; электромагнитная совместимость системы БПЭ с другими радиоэлектронными средствами, результаты и методы анализа ПВЭ и систем БПЭ.

Система СКЭС – далеко не единственное возможное приложение идеи беспроводной передачи энергии. Существует немало более «скромных» приложений этой идеи. В их числе можно, например, указать следующие: доставка энергии из труднодоступных богатых топливом районов в промышленные районы с большим энергодефицитом [15, 16]; подпитка космических аппаратов [17, 18–22], реактивных двигательных установок межорбитальных буксиров [23–26] (с поверхности Земли, с низкой или геостационарной орбиты); или высотных платформ [27–29] и ряда других приложений.

В работах [30, 31] определены пути применения и стратегия развития систем БПЭ. Предполагалось, что наиболее быстро будут завершены разработки БЛА (высотных стационарных платформ, самолетов, дирижаблей и др.). Спектр применений БЛА очень широкий. Разведка, экологические наблюдения, ретрансляция информации и т.д. По данным специалистов, система связи на основе БЛА будет в 2-3 раза дешевле спутниковой. Исследование БЛА охватывает широкий круг вопросов, связанных с формированием обьема этих аппаратов и определением рациональных областей их применения [32]. Созданию БЛА (программа SHARP – стационарная неподвижная высотная трансляционная платформа) посвящены работы канадских специалистов [27, 33]. Возможность практической реализации проекта SHARP подтверждена запуском масштабной модели БЛА [34, 35]. БЛА запитывался волнами СВЧ круговой поляризации, поэтому антенна состояла из двух ортогональных решеток, функционирующих самостоятельно при облучении линейно поляризованным полем. Широкие исследования по созданию БЛА типа высотных платформ проводятся и в Японии [36].

Считается, что современной альтернативой устаревающей спутниковой связи является система глобальной связи на высокоподнятых телекоммуникационных платформах (ВТП), т.к. глобальным коммерческим спутниковым проектам присущи очевидные недостатки в решении главной телекоммуникационной задачи, а именно – получение минимального отношения цена/услуга, поэтому одним из оптимальных решений были признаны стратосферные платформы на дирижабельной основе. Такие аэростатные комплексы удовлетворяют требованиям геостационарности (возможность продолжительного нахождения над одной точкой земной поверхности), и при этом обладают рядом неоспоримых преимуществ, в числе которых относительно оперативное дистанционное управление и возможность ремонта и переоснащения. Неудивительно, что в их разработке наиболее продвинулись там, где есть серьезный растущий спрос на значительное увеличение емкостей для передачи данных. К числу подобных стран относятся Япония, США, Великобритания и Россия, работающие в тесном сотрудничестве с Европейским космическим агентством и рядом известных университетов.

13 апреля 2004 года в центре "Укрчастотнагляд" состоялась научно-практическая конференция на тему "Перспективы создания систем связи на основе стратосферных платформ High Altitude Platform Station (HAPS)". В конференции приняли участие руководители и ведущие специалисты промышленности, научно-исследовательских и ведомственных учреждений Украины, в частности предприятий "Укркосмос", "Оризон-Навигация", ЗАО "УкрСат", "S&I Софт-Троник", ТОВ "Банкомсервис". Научно-исследовательского института телекоммуникаций, Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт", Национального аэрокосмического университета, Научного центра связи и информатизации Вооруженных сил Украины, Харьковского национального университета, Института проблем энергетике Национальной академии наук Украины, Internet-провайдера "Глобал Юкрейн".

На конференции были рассмотрены научные, практические вопросы и экономические аспекты внедрения HAPS в Украине. Определив перспективность применения стратосферных платформ для реализации теле и радиовещания, широкополосной связи, особенно для подвижных объектов и быстрого доступа к сети Internet, участники конференции сосредоточили свое внимание на внедрении этой системы. Были подчеркнуты имеющиеся в Украине

научные и промышленные потенциалы для разработки подсистем NAPS, организации-заказчики и потребители услуг этих систем.

Были сформулированы основные направления необходимых научно-исследовательских и исследовательских конструкторских работ. Принято решение о создании кооперации организаций разработчиков подсистем систем связи на основе стратосферных платформ.

ВТП располагаются на высоте 14-28 км (рис. 4) и функционируют по принципу сотовой связи в

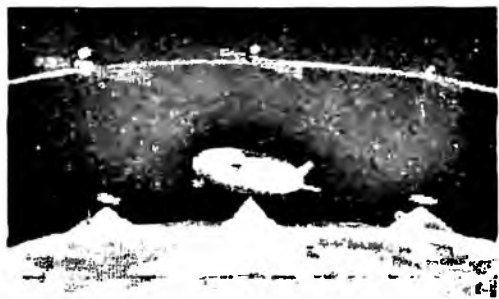


Рис. 4

микроволновом диапазоне. В одном из украинских проектов сота имеет радиус до 100 км. и 22 платформы покрывают связью всю Украину (рис. 5). Таким образом, одна сота является системой региональной связи, внутри которой существуют корпоративные и локальные системы абонентского радиодоступа (САРД).

За по-

следнее десятилетие исследования по проблеме БПЭ существенно расширились. Развитие систем БПЭ требует проведения ряда теоретических и экспериментальных исследований ПВЭ, нелинейных эффектов в ректеннах и т.д., направленных на дальнейшее их развитие и усовершенствование.

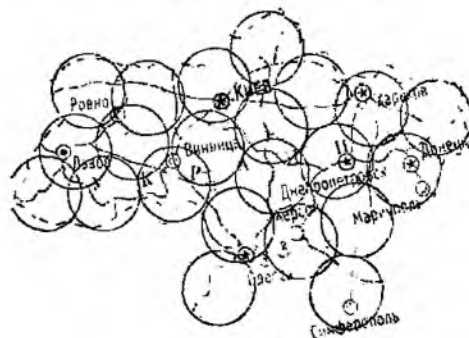


Рис. 5

### Современное состояние схемотехники ректенн.

#### Результаты разработки и исследований ректенн микроволнового диапазона

Основными параметрами ректенны являются КПД преобразования СВЧ-энергии в энергию постоянного тока и характер (уровень и пространственное распределение) поля, порождаемого ректенной на основной частоте и частотах гармоник. Эти параметры во многом определяются характеристиками ПВЭ, образующих ректенну.

Результаты разработки и исследований ректенн с рабочей частотой 2,45 ГГц, как уже оговаривалось, обобщены в работе [2]. С середины 80-х годов XX ст. начали интенсивно исследоваться ректенны на более высоких частотах микроволнового диапазона. В известных конструкциях ректенн для улучшения их характеристик применяют излучающие структуры сложной топологии. Например, в виде антенн логопериодического типа, позволяющих за счет своих свойств увеличить выпрямленное напряжение в нагрузке [37] или ПВЭ на основе логарифмической спиральной антенны [38], позволяющей работать в широкой полосе частот (2-18 ГГц) со случайными сигналами. На рис. 6 приведена 64-элементная ректенная решетка, работающая с волнами левосторонней и правосторонней круговой поляризации.

В работе [39] представлена конструкция ректенны (рис. 7) с правосторонней круговой поляризацией, ПВЭ реализованы на копланарной микрополосковой линии. Излучатели выполнены в виде двойной ромбической антенны. На рабочей частоте 5,8 ГГц удалось получить усиление ректенны порядка 11 дБ с КПД выпрямления 78 %.

В [40] исследован ПВЭ ректенны с GaAs диодами Шоттки, работающий на двух частотах 2,45 и 5,8 ГГц (рис. 8). Ректенна выполнена на копланарной микрополосковой линии с интегрированными ФНЧ и с двумя дополнительными Т-полосковыми фильтрами эффективно подавляющими гармоники второго порядка. Достигнут КПД выпрямления 84,4 и 82,7 % на частоте 2,45 и 5,8 ГГц соответственно.

В [41] разработан ПВЭ ректенны на частоте 5,8 ГГц (рис. 9). Данную ректенну предполагается использовать для питания многофункционального робота на космической платформе. В этом случае ректенна имеет сложную топологию и выполняется в виде цилиндрической решетки. Излучающая структура выполнена в виде круглой микрополосковой патч-антенны. КПД выпрямления такого ПВЭ составляет 76 %.

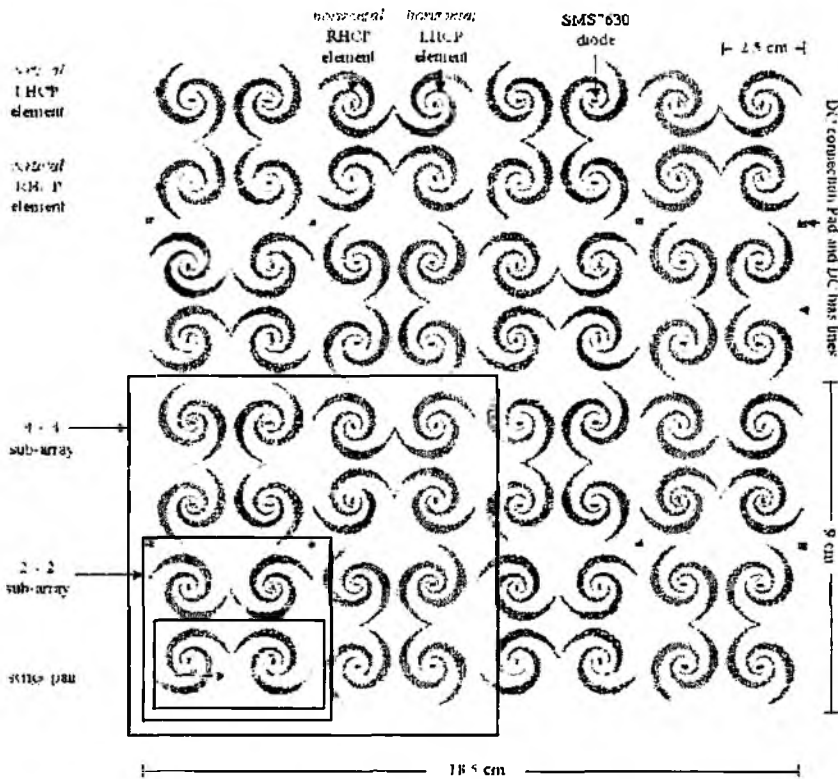


Рис. 6

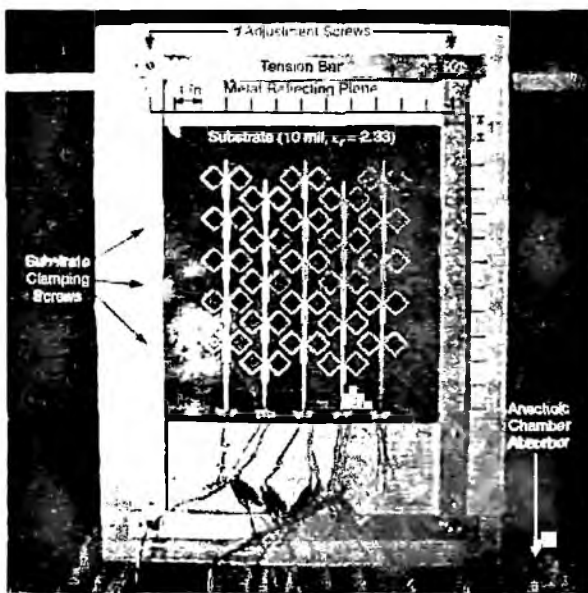


Рис. 7

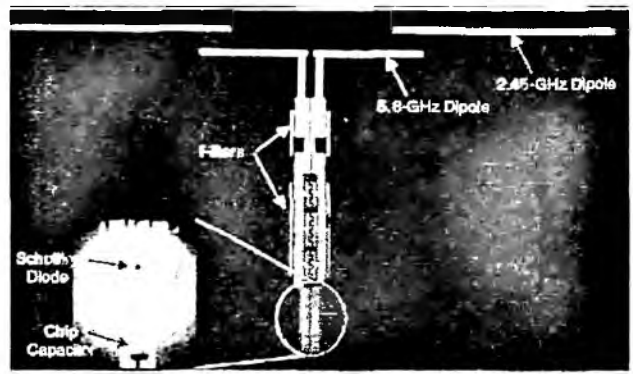


Рис. 8

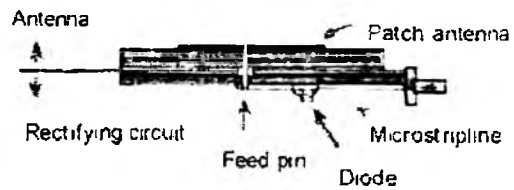


Рис. 9

В табл. 1 приведены результаты исследований ПВЭ ректенна сантиметрового диапазона.

Современный этап развития систем БПЭ характеризуется переходом к исследованиям в миллиметровом диапазоне волн [31, 46]. В миллиметровом диапазоне можно осуществить передачу энергии на большие расстояния с меньшими размерами апертур передающей и приемной антенн, за счет чего решить часть вопросов, связанных с развитием космической энергетики.

В [17] предложен летательный аппарат (ЛА), управляемый микроволновым двигателем. Ректенна имеет КПД преобразования 56 % при падающей плотности потока мощности  $4 \text{ кВт/см}^2$  и обеспечивает энергией постоянного тока основной двигатель ЛА. Луч на частоте  $35 \text{ ГГц}$  с низкой околоземной орбиты передается ФАР, размером  $1 \times 1 \text{ км}$  на ректенну диаметром 15 м. Расстояние передачи энергии примерно 1200 км.

Таблица 1

Тип излучателя ПВО	Рабочая частота, ГГц	КПД выпрямления	Выходная мощность постоянного тока, Вт	Поляризация	Удельная мощность, Вт/кг
Печатный диполь [42]	2.45	85%	5	линейная	4.000
Круглый излучатель [43]	2.45	81%	5	двойная	263
Печатный диполь [44]	2.45	70%	1	двойная	-
Печатная двойной ромбический [39]	5.61	78%	0.084	круговая	-
Круглый излучатель [41]	5.8	76%	3	линейная	-
Печатный диполь [40]	2.45; 5.8	84.4; 82.7	0.094 0.052	линейная	-
Квадратный излучатель [45]	8.51	66%	0.065	двойная	-

Проанализированные свойства позволяют рассмотреть проекты снабжения энергией ряда космических объектов с одной орбитальной станции и поставить вопрос о создании сверхдальних систем беспроводной передачи энергии с рабочей частотой 100 или 300 ГГц, функционирующих на трассе луна – космос [47].

С переходом от проектирования систем БПЭ сантиметрового диапазона к разработкам систем БПЭ миллиметрового диапазона волн в них проявляются следующие особенности: снижение КПД выпрямления диодов Шоттки, а следовательно, и КПД всей системы  $\eta$ ; уменьшение допустимой входной мощности  $P_d$  диодов Шоттки, т.е. и уменьшение величины  $P_s$ . Таким образом, актуальной задачей при разработке систем БПЭ миллиметрового диапазона волн является поиск таких схемных решений ПВО ректенн, которые обеспечивали бы приемлемое значение величины  $P_s$  и низкий уровень побочного излучения при реализации условий максимального КПД выпрямления диодов Шоттки.

Ректенны миллиметрового диапазона волн отличаются от ректенн дециметрового и сантиметрового диапазонов размерами диодов и пассивных элементов. Кроме того, изготовление печатных плат на высоких частотах сопровождается трудностями из-за потерь и точности травления. Используют две технологии изготовления ректенн [47]. Ректенна, изготовленная по гибридной технологии, представляет собой вытравленную тонкопленочную печатную плату с установленными на ней диодами Шоттки. По такой технологии рекомендуется изготавливать ректенны с рабочей частотой до 35 ГГц, т.к. на более высоких частотах соединение пайкой может ввести сопротивление, которое невозможно скорректировать. Другая развивающаяся в настоящее время технология объединяет СВЧ-схемотехнику и технологию интегральных схем

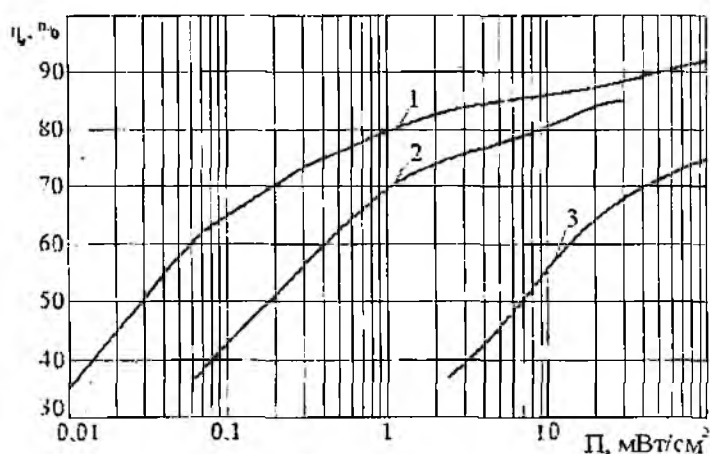


Рис. 10

и является основной на частотах выше 35 ГГц. В этом случае линейная и нелинейная части ректенны изготавливаются в едином цикле. Существенное различие между этими технологиями – степень вытравливания фильтров и антенных систем. Гибридная ректенна дешевле, чем аналог, выполненный по технологии микромодульных интегральных схем, т.к. последний требует, чтобы вся поверхность ректенны была выполнена из арсенида галлия или фосфида индия. В рамках данной работы исследуются особенности ректенн, изготовленных по этим технологиям.

Одной из особенностей ректенн микроволнового диапазона является уменьшение напряжения на входах диодов Шоттки при увеличении частоты, т.к. геометрические размеры излучателей уменьшаются. Следствием этого является и уменьшение КПД выпрямления. Это видно из рис. 10, на котором приведены измеренные КПД выпрямления ПВЭ ректенн на частотах 2.45 ГГц (кривая 1) [48], 5.8 ГГц (кривая 2) [49] и 35 ГГц (кривая 3) [50].

Одним из способов увеличения напряжения на входах диодов является объединение нескольких излучателей параллельно или последовательно. Этот подход использовался в работе [51]. Здесь был разработан чип ректенны (функционирующей на частоте 94.9 ГГц) на кремниевой подложке (рис. 11) и изготовленный по технологии функциональной электроники. Антенна состояла из 20 приемных элементов, расположенных в двух ветвях, которые нагружены на два диода Шоттки.

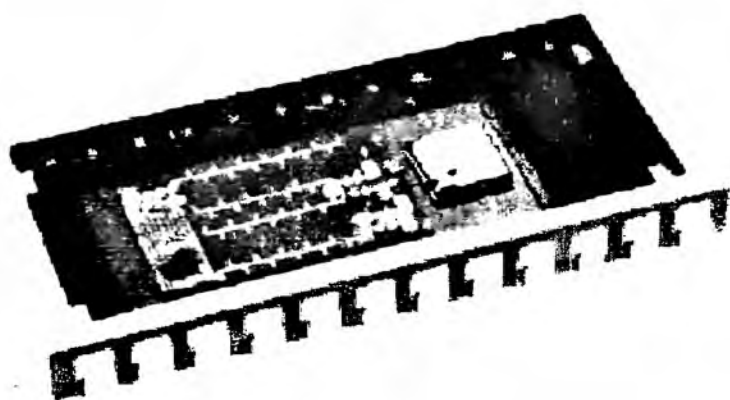


Рис. 11

рядка нескольких десятков процентов [47].

В хорошо согласованной ректенне выпрямительные диоды — это компоненты, наиболее сильно влияющие на параметры ректенны [47]. В работе [52] рассмотрено влияние параметров нелинейного элемента на характеристики ректенны. Использовалась модель микрополосковой ректенны на частоте 10 ГГц в виде бесконечной периодической решетки прямоугольных микрополосковых элементов с нелинейными элементами (НЭ), включенными между полосками. НЭ имел полиномиальную ВАХ  $i = \sum_{v=1}^p (a_v u^v + b_v du^v / dt)$ , где  $p$  — степень полинома;  $i, u$  — ток протекающий через НЭ и напряжение на его зажимах;  $a_v, b_v$  — коэффициенты определяемые электрофизическими свойствами НЭ. Численные исследования характеристик микрополосковой модели ректенны проводились для НЭ, имеющего квадратичную ВАХ ( $b_1 = 0; a_2 \neq 0, p=2$ ). Исследованы зависимости величины выпрямленного напряжения от параметров НЭ и падающей плоской ЭМВ. Установлено, что повышение КПД ректенны за счет выбора параметров НЭ и увеличения интенсивности облучающей волны сопровождается увеличением коэффициента отражения на высших частотных гармониках. Т.е. на основе численного эксперимента найдены значения коэффициентов ВАХ НЭ, при которых выпрямленное напряжение максимально. Здесь использовалась излучающая структура сложной топологии, но использовалась модель НЭ без учета его паразитных элементов.

В работах [50, 53] исследовался КПД выпрямления ПВЭ ректенн на частоте 35 ГГц. При расчете КПД использовалась эквивалентная схема корпусного диода Шоттки с учетом его паразитных элементов (рис. 12, а) (сопротивления потерь  $R_{ll}$ , индуктивности выводов  $L_k$ , емкости корпуса  $C_k$ ). На рис 12, б показана эквивалентная схема диода, по которой рассчиты-

Следует отметить, что в опубликованных работах не содержатся сведения об исследованиях, направленных на поиск оптимальных конфигураций излучателей ректенн микроволнового диапазона, при которых обеспечивается максимум КПД элемента ректенны.

Известно лишь, что в миллиметровом диапазоне волн предпочтительнее использовать одномерные излучающие структуры (тонкие микрополосковые линии) по сравнению с двумерными, т.к. в первом случае получается выигрыш по КПД по-

является увеличением коэффициента отражения на высших частотных гармониках. Т.е. на основе численного эксперимента найдены значения коэффициентов ВАХ НЭ, при которых выпрямленное напряжение максимально. Здесь использовалась излучающая структура сложной топологии, но использовалась модель НЭ без учета его паразитных элементов.

В работах [50, 53] исследовался КПД выпрямления ПВЭ ректенн на частоте 35 ГГц. При расчете КПД использовалась эквивалентная схема корпусного диода Шоттки с учетом его паразитных элементов (рис. 12, а) (сопротивления потерь  $R_{ll}$ , индуктивности выводов  $L_k$ , емкости корпуса  $C_k$ ). На рис 12, б показана эквивалентная схема диода, по которой рассчиты-

вался КПД выпрямления. Реактивные паразитные элементы физического диода исключены из этой модели, предполагалось, что они настроены в резонанс совместно с излучающей структурой и поэтому не влияют на эффективность выпрямления. При использовании этой модели на начальной стадии проектирования ПВЭ неизвестны геометрические размеры излучателя, обеспечивающие резонанс во входной цепи диода, следовательно, неизвестно и сопротивление нагрузки по постоянному току  $R_{dc}$ . Задачи поиска нужных геометрических размеров излучателей в составе решетки решаются пока трудоемким методом перебора. Строгие методы расчета нелинейного режима в этом случае применять нельзя, так как нелинейная емкость  $C(u)$  зависит от неизвестного уровня возбуждения.

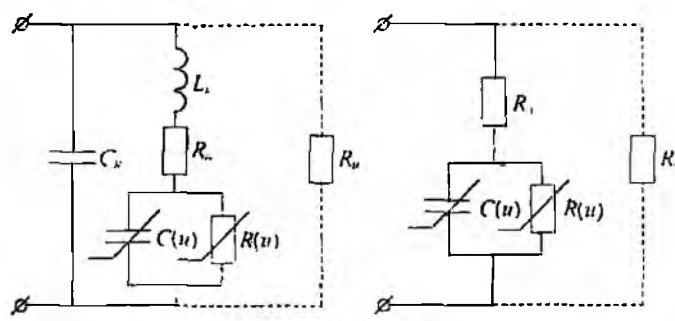


Рис. 12

В связи с этим одной из целей дальнейших исследований ПВЭ миллиметрового диапазона в ХНУРЭ было построение приближенной модели ПВЭ для расчета его характеристик на первоначальном этапе проектирования ректенн.

Исследование ректенн миллиметрового диапазонов волн велось в несколько этапов.

На начальном этапе основные усилия были направлены на тщательное изучение характеристик одиночных ПВЭ. Так как ПВЭ представляют собою один из классов антенн с нелинейными элементами, то при их анализе использовался разработанный на кафедре достаточно общий метод анализа подобных антенн [1]. Исходным в этом методе является обобщенная схема АНЭ, представляющая собой (рис. 13) комбинацию трех линейных и одного нелинейного многополюсника.

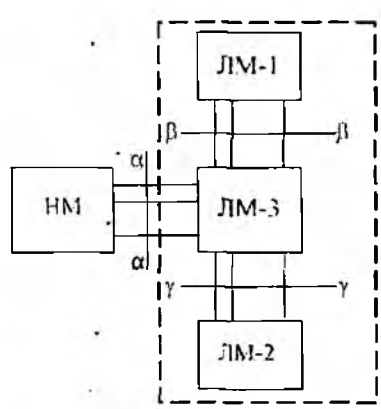


Рис. 13

Линейные многополюсники (ЛМ) описывают соответственно систему излучателей (ЛМ1), нагрузку (ЛМ2), остальные линейные элементы схемы (ЛМ3) и характеризуются матрицами  $S(\omega)$ ,  $S_n(\omega)$ ,  $Q(\omega)$ , связывающими сигналы на входах и выходах каждого из них (сечения  $\delta - \delta$ ,  $\beta - \beta$ ,  $\gamma - \gamma$ ). Нелинейный многополюсник (НМ) описывается оператором  $R$ , связывающим векторы напряжения и токов на его входах (сечение  $\alpha - \alpha$ ).

Определение параметров обобщенной схемы (матриц ЛМ и оператора  $R$ ) для конкретного типа АНЭ составляет первый этап их анализа. Используя полученную схему АНЭ, можно далее найти систему уравнений для определения токов или напряжений (переменных состояния) на клеммах НМ. Решение уравнений состояния при заданном внешнем воздействии представляет собой второй, наиболее трудный, этап анализа АНЭ. Последний, третий этап вычисление, по найденным на втором этапе переменным состояния, внешних параметров антенны (ее диаграмма направленности, КНД, побочного излучения, мощности в нагрузке и т. д.). Более подробно вся эта процедура изложена в [1], а применительно непосредственно к ПВЭ в монографии [2]. Следуя указанной процедуре, были изучены зависимости основных характеристик ПВЭ от типа излучателя (симметричный, петлевой, шунтовой вибраторы), схемы выпрямления (однопериодная или двухполупериодная), наличия или отсутствия ФНЧ, параметров ФНЧ и ФПТ, параметров диода, уровня мощности СВЧ луча, падающей на ПВЭ. По-

лученные результаты приведены в [2]. Они позволяют судить о свойствах и параметрах разных типов ПВЭ с рабочей частотой 2,45 ГГц, указывают пути повышения их КПД, снижения побочного излучения, улучшения эксплуатационных характеристик.

Для исследований ПВЭ в миллиметровом диапазоне в [54] предложена его приближенная модель, как ячейки периодичности ректенн микроволнового диапазона, основанная на методе гармонического баланса и учитывающая влияние паразитных элементов корпуса диодов Шоттки и их сопротивления потерь. Это позволяет на предварительных этапах проектирования ректенн существенно упростить решение неоднозначной задачи настройки входной цепи ПВЭ в резонанс и обоснованно принимать решение по выбору конфигурации излучающей системы крупноапертурной ректенной системы (КРС).

Приближенная эквивалентная схема ПВЭ с корпусным и бескорпусным диодом Шоттки, учитывающая влияние паразитных элементов корпуса и сопротивления потерь приведена на рис. 14, а и рис. 15, а соответственно. Излучатель ячейки представлен в виде эквивалентной ЭДС холостого хода  $e_{\text{дл}}$ , наведенной полем падающей волны в точке питания, и внутренним сопротивлением  $Z_u = R_u + X_u$ , равным входному сопротивлению излучателя. Другие элементы схемы обозначены так:  $R(u)$ ,  $C(u)$  – нелинейные сопротивление и емкость диода;  $C$ ,  $L_x$ ,  $R$  – паразитные емкость, индуктивность и сопротивление потерь диода;  $R_n$  – сопротивление нагрузки.

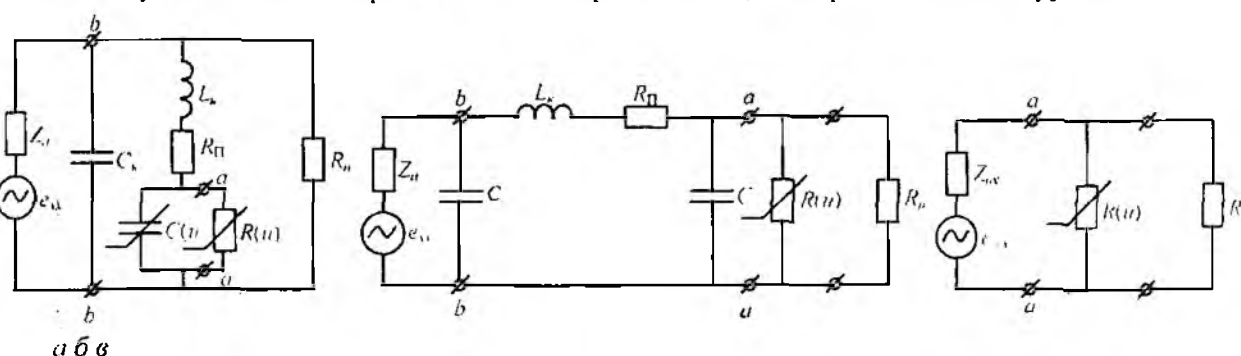


Рис. 14

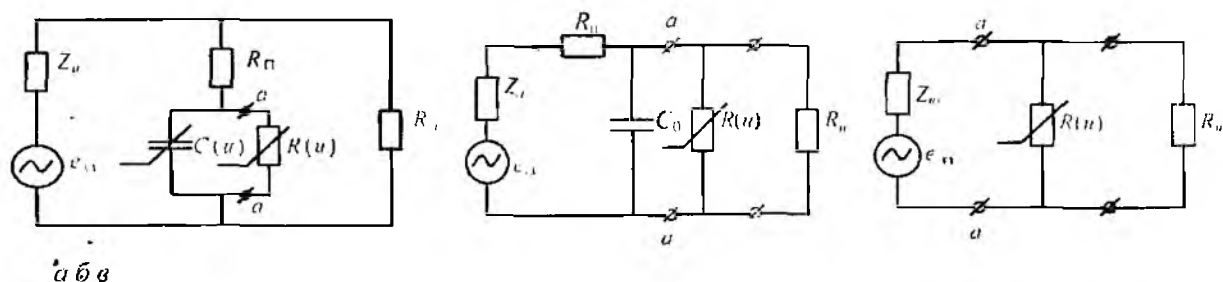


Рис. 15

Максимум КПД выпрямления диода Шоттки достигается в том случае, когда входная цепь выпрямителя настроена в резонанс и характеризуется эквивалентным активным сопротивлением  $R_{\text{вх}}$  (клеммы  $u-u'$  на рис. 1, а и рис. 2, а), подключенным параллельно резистивной нелинейности диода  $R(u)$ , а величина сопротивления нагрузки по постоянному току  $R_n \approx 2R_{\text{вх}}$ .

В общем случае величина  $R_{\text{вх}}$  зависит от уровня входного воздействия и значения  $R_n$ , потому что динамическая нелинейная емкость  $C(u)$  диода и сопротивление  $R_n$  являются элементами входной цепи. На этапе поиска резонансных размеров излучающих структур  $R_{\text{вх}}$  неизвестно, значит неизвестно и сопротивление нагрузки, что приводит к неопределенности задачи. Для однозначного определения резонансных размеров излучающей структуры на предварительных этапах проектирования предложено ввести два приближения: нелинейная емкость диода заменяется емкостью перехода при нулевом возбуждении ( $u = 0$ ), т.е.  $C(u) = C_0$  (справедливость этого предположения подтверждается экспериментальными данными); усредненное сопротивление диода на первой гармонике  $R(f_1)$  намного больше сопротивления потерь диода  $R_n$  (подтверждено численными исследованиями, проведенными в ра-

боте [55, 56]). В результате схема рис. 14, а и рис. 15, а преобразуется в схему рис. 14, б и 15, б. При этом (см. рис. 14, в), например для корпусного диода Шоттки

$$Z_{вт} = \left( \frac{Z_u \frac{1}{j\omega C_k}}{Z_u + \frac{1}{j\omega C_k}} + j\omega L_k + R_n \right) \frac{1}{j\omega C_0} \Bigg/ \left( \frac{Z_u \frac{1}{j\omega C_k}}{Z_u + \frac{1}{j\omega C_k}} + j\omega L_k + R_n + \frac{1}{j\omega C_0} \right) = R_{вт} + jX_{вт} \quad (1)$$

$$e'_{вт} = e_{вт} \frac{1}{j\omega C_0} \Bigg/ \left( \frac{1}{j\omega C_k} - \left( Z_u + \frac{1}{j\omega C_k} \right) \left( \frac{\frac{1}{j\omega C_k} + j\omega L_k + R_n + \frac{1}{j\omega C_0}}{\frac{1}{j\omega C_k}} \right) \right) \quad (2)$$

Определив при известных параметрах диода значение  $R_{вт}$ , при котором реализуется максимальный КПД выпрямления, можно найти значения  $Z_u$ , при котором входная цепь выпрямителя будет настроена в резонанс. Для этого в (1) необходимо положить  $X_{вт} = 0$ .

С помощью разработанной модели и известной из [54] модели ПВЭ, основанной на методе гармонического баланса, в [55, 56] были выявлены условия достижения максимального КПД в диодных выпрямителях СВЧ-КВЧ диапазонов частот. На частоте 35 ГГц получены такие данные: для случая корпусных диодов –  $\eta_0 = 55\%$ ,  $R_{вт} = 50 \text{ Ом}$ , для бескорпусных диодов –  $\eta_0 = 65\%$ ,  $R_{вт} = 80 \text{ Ом}$ .

Полученные результаты послужили ориентиром при выполнении дальнейших исследований, направленных на поиск рациональной конфигурации излучающей структуры ПВЭ, обеспечивающей достижение приемлемых значений его трех параметров  $\eta_0$ ,  $P_s$  и  $\xi$ . Исследовались ПВЭ, как ячейки периодичности антенных решеток, выполненных на основе симметричных вибраторов, квадруполь и периодических структур типа „коллинеарные провода” и „сетка” (рис. 1, 6). При исследованиях использовались разработанные на кафедре ОРТ ХНУРЭ программы, реализующие алгоритмы расчета микрополосковых бесконечных решеток произвольной конфигурации методом интегральных уравнений и микроволновых величинных схем методом гармонического баланса.

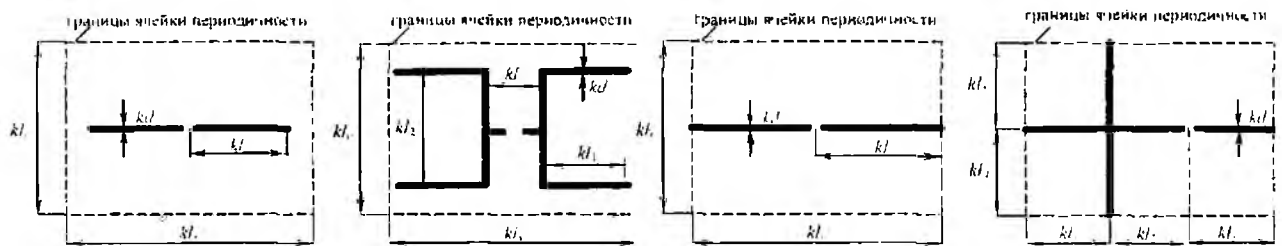


Рис. 16

В табл. 2 приведены данные расчетов на частоте 35 ГГц ячеек периодичности квадратной формы ( $k$  – волновой коэффициент,  $l$  – длина стороны ячейки) с корпусными диодами.

Исследования показали, что при использовании излучающих структур на основе вибратора и квадруполь можно достичь КПД выпрямления близкого к предельному (54 %) за счет высоких значений  $R_{вт}$ , но при этом параметры  $P_s$  и  $\xi$  значительно хуже, чем у излучающих структур типа „коллинеарные провода” и „прямоугольная сетка”. Значение  $P_s$  сетчатой решетки примерно в два раза больше, чем у решетки, выполненных на основе вибратора за счет меньшей площади ячейки и она выигрывает в КПД (т.к. имеет более высокие значения  $R_{вт}$ ) по сравнению со структурой „коллинеарные провода”.

Кроме того, сетчатые структуры совместно с паразитными элементами корпуса образуют естественный фильтр высших гармоник. Это позволяет среди рассмотренных структур добиться наилучшего (до -50 дБ) подавления побочного излучения. На основании перечисленных свойств целесообразно выбрать ПВЭ с сеточной излучающей структурой, как ячейку периодичности исследуемых далее КРС.

Таб. пиа 2

Тип антенной решетки	$kl_x \times kl_y$	$\eta_a, \%$	$P, \text{Bm/m}^2$	$\xi, \text{дБ}$	$R_{\text{вн}}, \text{Ом}$
Вибраторная	3,0×3,0	51,9	$3.10 \cdot 10^3$	-23,95	36,6
Квадрупольная	3,14×3,14	51,9	$2.83 \cdot 10^3$	-24,16	38,7
Коллинеарные провода	1,5×1,5	23,0	$5.49 \cdot 10^3$	-48,8	9,6
Сетка	1,5×1,5	35,0	$6.90 \cdot 10^3$	-50,0	14

Изучались и ПВЭ ректенн [56], выполненных на основе сетчатых структур с интегрированными в них бескорпусными диодами Шоттки на линейной и ортогональных поляризациях. В рассмотренных структурах ректенн можно получить КПД выпрямления порядка 63 %, который близок к предельному. Достаточно высокий уровень побочного излучения (-18.5 дБ) исследованных ПВЭ ректенн с бескорпусными диодами Шоттки препятствует практическому их использованию. Для устранения этого недостатка необходимо провести дальнейшие исследования ректенн, снабженных дополнительными фильтрами гармоник, например частотно-селективными поверхностями.

Рассмотрим теперь методы анализа ректенных решеток, представляемых как система связанных между собою (по СВЧ-полю и по постоянному току) ПВЭ.

### Модели крупноапертурных ректенн

Известно, что эффективность систем БПЭ характеризуется величиной результирующей КПД, который определяется как произведение следующих составляющих:

$$\eta_r = \eta_g \eta_a L \eta_z,$$

где  $\eta_g$  – КПД преобразования энергии первичного источника в энергию СВЧ-генератора;

$\eta_a$  – КПД тракта передачи между генератором и передающей антенной и самой антенны;

$L$  – затухание на трассе распространения СВЧ-луча;  $\eta_z$  – КПД, учитывающий потери при перехвате СВЧ-луча апертурой ректенны, при выпрямлении СВЧ-колебаний ректенной и сборе мощности постоянного тока в схеме сбора мощности постоянного тока.

Наиболее характерным для систем БПЭ является четвертая составляющая КПД, определяющая эффективность приема и преобразования энергии СВЧ-луча в постоянный ток. Действительно, функционирование систем БПЭ базируется на беспроводной передаче энергии с помощью сфокусированного СВЧ-луча. При этом распределение поля вдоль апертуры ректенны должно быть существенно неравномерным [57], что в свою очередь приводит к появлению в ректенне двух эффектов: зависимости характеристик ПВЭ от их места расположения на апертуре ректенны и уменьшению КПД сбора и всей системы в целом за счет неидентичности параметров ПВЭ как эквивалентных генераторов постоянного тока (ГПТ). Поэтому определение путей разрешения противоречия между повышением КПД перехвата и снижением КПД сбора ректенны должно лежать в основе построения систем БПЭ с высоким результирующим КПД.

Достиженные в этом направлении результаты опубликованы в [8]. Здесь показано, что сложность анализа ректенны с неравномерным амплитудным и квадратичным фазовым распределением состоит в том, что из-за его неравномерности крупноапертурная ректенна не может быть описана моделью в виде бесконечной периодической решетки. Поэлементный подход также оказывается неприемлемым в силу большой размерности задачи.

В работе [58] предложено упрощение, основанное на том, что гауссовское амплитудное и квадратичное фазовое распределения по раскрытию крупноапертурной ректенны есть медленно меняющиеся функции координат. В принятом приближении естественно предположить, что характеристики соседних приемно-выпрямительных элементов ректенны мало отличаются друг от друга в пределах их зоны взаимодействия. При регулярном расположении

ПВЭ это позволяет заменить гауссовское амплитудное распределение ступенчатой функцией, то есть разбить апертуру ректенны на  $N$  зон по количеству ступенек. Первая из них будет круговой, а остальные – кольцевыми [58]. Квадратичное фазовое распределение можно в пределах круговой и каждой кольцевой зоны аппроксимировать линейной функцией.

Каждой  $j$ -й зоне ( $j=1...N$ ) соответствует свой фазовый сдвиг  $\Phi_j$ , величину которого следует моделировать при расчетах импедансов излучателей ПВЭ изменением меридионального угла прихода  $\Theta_n$  электромагнитной волны. Импедансы излучателя также зависят и от азимутального угла  $\varphi_n$  при сферическом фронте волны. Приблизительно эту зависимость следует учитывать путем разбиения апертуры ректенны на  $N_c$  равновеликих по площади секторов. В результате апертура ректенны разбивается на  $N=N_c N_s$  подрешеток. Расчеты входного импеданса излучателей ПВЭ  $i$ -й подрешетки ( $i=1...N$ ) при известном значении фазы  $\Phi_j$  необходимо проводить для среднего угла  $\varphi_n$  того сектора, в котором находится подрешетка.

Изложенная методика может быть применена только в том случае, если образовавшиеся при разбивке апертуры подрешетки описываются моделью бесконечной решетки. При этом аппроксимация фазового распределения секциями должна осуществляться исходя из равенства ошибок аппроксимации на всех участках апертуры. Определенных рекомендаций следует придерживаться и при ступенчатой аппроксимации амплитудного распределения. Здесь значение аппроксимирующей функции в каждом секторе необходимо определять из равенства перепадов значений амплитуд поля на левой и правой границах зоны относительно значений этой величины в точке аппроксимации.

Таким образом, в ходе расчетов апертура ректенны разбивается на  $N$  подрешеток, параметры ПВЭ в каждой из которых вычисляются по методике [59-62] в приближении бесконечной ректенной решетки.

Нами усовершенствованы методы анализа и предложен метод синтеза систем БПЭ с соосными апертурами. Проведенные исследования были направлены на поиск вариантов построения систем миллиметрового диапазона волн с максимальным результирующим КПД.

Для достижения максимального КПД перехвата амплитудное распределение вдоль апертуры ректенны должно быть существенно неравномерным и описываться функцией Гаусса, но это, в свою очередь, приводит к уменьшению КПД выпрямления и сбора, что ограничивает эффективность системы БПЭ. Для устранения этого противоречия предложен один из способов увеличения КПД выпрямления и сбора крупноапертурных антенн-выпрямителей.

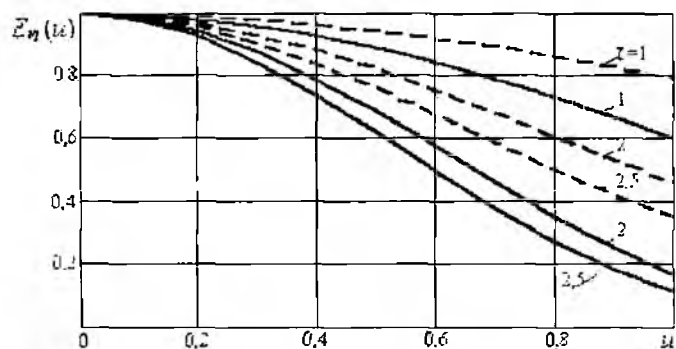


Рис 17

за счет синтеза поля облучения их апертуры с амплитудным распределением максимально близким к равномерному [63]. В результате решения этой задачи апертурным методом при заданной геометрии (радиусах  $R_1$ ,  $R_2$  апертур и расстояния между ними  $D$ ) и рабочей частоте системы БПЭ было найдено АР вдоль апертуры передающей антенны и нормированное поле вдоль апертуры ректенны. Расчеты показали следующее. С увеличением значения параметра  $\tau$ , что соответствует увеличению эффективности системы БПЭ, неравномерность поля облучения апертуры ректенны (рис. 17) монотонно возрастает. Тем не менее, полученное АР вдоль апертуры ректенны спадает к краям медленнее (пунктирная кривая) по сравнению с гауссовским (сплошная кривая), что приводит к увеличению результирующего КПД системы БПЭ.

Для расчета результирующего КПД системы БПЭ получена формула КПД перехвата и выведены новые, полезные для практических расчетов и исследований ректенн формулы расчета КПД выпрямления, сбора, и мощности побочного излучения на частотах гармоник. Формулы учитывают квадратичность фазового распределения и зависимость энергетических

параметров ректенн от степени нелинейности динамических характеристик ПВЭ. Полученные соотношения использованы при исследованиях эффективности систем БПЭ миллиметрового диапазона, в которых применяются крупноапертурные ректенны с сетчатой излучающей структурой, интегрированной с корпусными и бескорпусными диодами Шоттки. Установлено следующее:

- системы БПЭ с синтезированным полем возбуждения обеспечивают выигрыш в результирующем КПД по сравнению с общепринятым случаем возбуждения полем с гауссовским распределением; проигрывая в КПД перехвата до 10 % при больших числах Френеля, ректенна с синтезированным полем возбуждения имеет больший, примерно на ту же величину, КПД выпрямления и сбора;

Развитый аппарат анализа послужил основой для дальнейших исследований несимметрично возбуждаемых крупноапертурных антенн-выпрямителей, т.к. при создании систем БПЭ, предназначенных для подпитки подвижных объектов, возникает особенность, связанная с точностью наведения микроволнового луча на апертуру ректенны. К началу наших исследований не была рассмотрена часто встречающаяся на практике задача анализа КПД перехвата, выпрямления и сбора при изменяющейся величине несоосности апертур и неизменном АФР вдоль раскрыва передающей антенны.

На кафедре ОРТ ХНУРЭ построены математические модели для анализа энергетических параметров КРС при осевом смещении  $X_0$  передающей и приемной антенн и при неизменном АФР передающей антенны [64, 65].

Получены соотношения для расчета КПД перехвата в случае круглой апертуры передающей антенны, круглой и квадратной апертуры ректенны при относительном ее смещении  $b = X_0/R_2$ . Показано, что при смещениях менее 20 % КПД перехвата уменьшается незначительно, поскольку луч при соосном расположении антенн сфокусирован в центр приемной апертуры. С увеличением несоосности больше чем  $b > 0.4$  КПД перехвата быстро уменьшается и при  $b \approx 1$  равен примерно 0.45–0.5, что соответствует физическим представлениям о распространении электромагнитной волны между двумя апертурами в зоне Френеля.

Сравнивались результаты расчетов КПД перехвата при  $b = \text{var}$  для случаев неизменного АФР на передающей антенне, обеспечивающего  $\bar{\eta} = \max$  при  $b = 0$  и изменяющегося АФР, обеспечивающего  $\bar{\eta} = \max$  при  $b = \text{var}$ . Расчеты проводились в предположении квадратной апертуры ректенны. Из сравнения приведенных результатов можно сделать вывод, что в системах БПЭ при относительных смещениях апертуры ректенны  $0 < b < 1$  не следует изменять АР поля возбуждения до оптимальной формы, так как выигрыш в величине  $\bar{\eta}$  при этом фактически отсутствует.

Разработана методика расчета КПД выпрямления, сбора и мощности побочного излучения крупноапертурной ректенны радиуса  $R_2$  при ее осевом смещении  $X_0$  относительно апертуры передающей антенны радиуса  $R_1$  системы БПЭ. Из полученных результатов видна отличительная особенность случая несоосных апертур – зависимость амплитуды и фазы поля возбуждения ректенны от азимутального угла  $\varphi$ . Это обстоятельство существенно усложняет задачу расчета КПД ректенны, так как амплитудно-фазовое распределение по апертуре ректенны становится несимметричным.

Для расчета КПД выпрямления, сбора и мощности побочного излучения крупноапертурной ректенны при ее осевом смещении относительно апертуры передающей антенны системы БПЭ предложен следующий подход:

- апертура ректенны разбивается на  $N_z$  кольцевых зон и  $N_c$  секторов, границы которых при пересечении образуют  $N = N_z N_c$  подрешеток ПВЭ;
- определяется АФР всех подрешеток при их средних углах  $\varphi_n$ ;
- выделяется центральный ПВЭ каждой подрешетки, определяются его координаты и все электродинамические и энергетические параметры в предположении, что каждая подрешетка является бесконечной.

- выполняется расчет КПД выпрямления, сбора и мощности побочного излучения ректенны по полученным нами соотношениям.

При использовании разработанных моделей крупноапертурных ректенн сравнивались два варианта системы БПЭ миллиметрового диапазона волн (в первом случае ректенна с точными излучателями возбуждается гауссовским, а во втором случае синтезированным АР) при наличии и отсутствии ошибки соосности на частоте 35 ГГц. Оценено влияние парциальных КПД на результирующую эффективность систем БПЭ при различной степени несоосности апертур. Впервые получена совокупность данных, позволяющая прогнозировать степень ухудшения эффективности систем БПЭ при осевом смещении крупноапертурных ректенн (см. табл. 3 и рис. 18).

Таблица 3

АР	$b$	$\bar{\eta}$ , %	$\eta_g$ , %	$\eta_c$ , %	$\eta_{\Sigma}$ , %
Гаусс.	0	89,72	45,0 (34,2)	82,0	33,1
	0,4	80,2	39,7 (30,3)	77,4	24,6
Синт.	0	89,10	53,5 (40,3)	96,8	46,1
	0,4	79,6	49,6 (37,8)	88,1	34,8

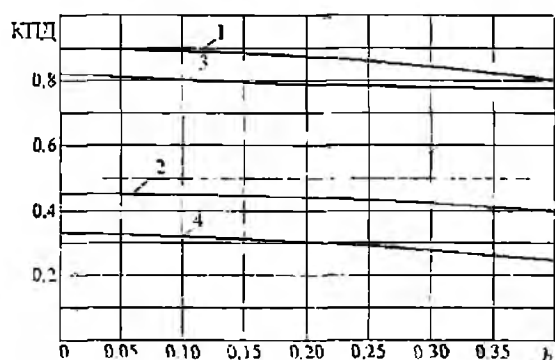


Рис. 18

Так, с увеличением несоосности  $b$  от нуля до 0,4 радиуса апертуры ректенны результирующий КПД плавно уменьшается. При значениях величины несоосности более 0,4 результирующий КПД будет резко уменьшаться, т.к. при таких величинах несоосности происходит резкий спад КПД перехвата.

Показано, что мощность побочного излучения заметно падает с увеличением степени несоосности. Это объясняется уменьшением извлекаемой ректенной мощности из поля падающей на ее апертуру мощности.

### Заключение

Обобщая полученные результаты можно констатировать, что выполненные на кафедре ОРЭ ХНУРЭ исследования существенно дополняют известные достижения и являются значительным шагом в развитии теории и техники систем БПЭ микроволновым лучом.

**Список литературы:** 1. *Справочник по антенной технике* В 5 т. Т. 1 / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон и др. Под ред. Я.Н. Фельда, Е.Г. Зедкина. М.: ИПРЖР, 1997. 256 с. 2. *Шифрин Я.С., Лучанинов А.И., Шокало В.М.* Приемно-выпрямительные элементы ректенных систем / ХИРЭ, 1988. 181 с. Деп. в Укр.НИИНИИ 20.02.89. №1626 Ук89. 3. *Lam W.W., Jou C.F., Chen H.Z., Stolt K.S., Luhmann N.C., Rutledge D.B.* Millimeter-wave diode-grid phase shifters // *IEEE Trans.* 1988 V. MTT-36. № 5. P. 902-907. 4. *Uehara K., Miyashita K., Natsume K.-I., Hatakeyama K., Mizuno K.* Lens-coupled imaging arrays for the millimeter and sub-millimeter-wave regions // *IEEE Trans.* 1992. V. MTT-40. № 5. P. 806-811. 5. *Лучанинов А.И., Шокало В.М.* Потенциальные возможности отражательных антенных умножительных решеток на нелинейностях емкостного типа // *Применение СВЧ энергии в технологических процессах и научных исследованиях.* Саратов: СПИ, 1992. С. 46-47. 6. *McSpudon J.O., Mankins J.C.* Space solar power program and microwave wireless power transmission technology // *IEEE microwave magazine.* December 2002. P. 46-57. 7. *Shifrin Y.S., Luchaninov A.I., Shokalo V.M., Shcherbina A.A.* Methods for increasing of large rectennas efficiency // *Turkish journal of Physics* 1996. Vol. 20 № 8. P. 856-861. 8. *Исследования по беспроводной передаче энергии в Харьковском национальном университете радиозлектроники / Шифрин Я.С., Шокало В.М., Лучанинов А.И., Коновальцев А.А., Грециких Д.В., Омаров М.А.* // Сб. науч. тр. по мат. 1-го междунар. радиозлектронного форума «Прикладная радиозлектроника: состояние и перспективы развития», Ч. 1. Харьков. МРФ-2002. 2002. С. 236-239. 9. *Glaser P.E.* Power from the Sun: its future // *Science.* 1968. Vol. 162. P. 857-861. 10. *Satellite power system concept development*

and evaluation program // Reference system report. Wash.: DOE/ER. 1978. (DOE/ER 0023). 11. *Uno T., Adachi S.* Optimization of aperture illumination for radio wave transmission // IEEE Trans. Antennas and Propagations. 1984. Vol. 32. № 6. P. 628. 12. *Itoh K., Akiba Y A.* Consideration on rectenna for microwave power reception from SPS. In proc. of the second ISAS energy symposium (ISAS Edition, 1982). 13. *Nagatomo M., Sasaki S., Naruo Y.* Summary report on conceptual study of solar power satellite system / In proc. of the 12<sup>th</sup> ISAS Space energy symposium (ISAS Edition, 1993), P. 115. 14. *Нагамото М., Сасаки С., Наруо Й., Ванке В.А.* Работы института космических исследований Японии в области космической энергетики // Успехи физических наук. 1994. Т. 164, №6. С. 631-641. 15. *Rogers T F.* Reflector satellites for solar power // IEEE Spectrum. 1981. Vol.18 №7. P. 38-43. 16. *Angelini A.M.* On the possibility of intercontinental power transmission via satellite // Space power. 1988. Vol 7, №2. P. 175-186. 17. *Alden A A.* 35-GHz extremely high power rectenna for the microwave lightcraft // CRC Contract Report No. CRC-VPRS-00-03, Ottawa: Communication Research Center, March 2001. 18. *Glaser P E.* Microwave power transmission for use in space // Microwave Journal. 1986. №12. P. 44-58. 19. *Arndt G.D., Kerwin E M.* Application of earth-orbit power transmission // Space power. 1986. №12. P. 44-58. 20. *Landis G.A.* A new space station power system // Acta astronautica 1988 Vol.17. № 9. P.975-977. 21. *Chang K., McCleary J C., Pollock M A.* Feasibility study of 35 GHz microwave transmission in space // Solar power. 1989. Vol.8. №3. P. 365-370. 22. *Hoffert M I., Miller G., Kadiramangalam M., Ziegler W.* Earth-to-satellite microwave power transmission // Journal of propulsion and power 1989 Vol.5, № 6. P.750-758. 23. *Minovith M A.* Solar powered, self-refueling, microwave propelled interorbital transportation system // AIAA Paper. 1983. № 1446. 24. *Brown W C.* Earth to space DC power transmission system utilizing a microwave beam as a source of energy for electric propelled interorbital vehicles // AIAA Paper. 1985. № 2045. 25. *Brown W C.* All electronic propulsion – key to future spaceship design // AIAA Paper. 1988. № 3170. 26. *Glaser P E.* Power from the Sun: its future // Science. 1968. Vol. 162. P. 857-861. 27. *Fisher A.* Secret of perpetual flight? Beam-power plane // Popular Science. 1988. Vol. 232, №1. P. 62-65. 28. *Morris C E.* Microwave powered, unmanned, high-altitude airplanes // Journal of aircraft. 1984. Vol. 21. № 12. P. 966-970. 29. *Brown W C.* Microwave powered, long duration, high-altitude platform // Internal. microwave symp. N.Y.: IEEE. 1986. P. 507-510. 30. *Glaser P E.* An overview of the solar power satellite option // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol.40. №6. P. 1230-1238. 31. *Brown W C., Eyes E E.* Microwave power transmission and its application to space // IEEE Trans MTT. 1992. Vol. 40, № 8. P. 1239-1250. 32. *Разработка, изготовление и испытания летательного аппарата с передачей энергии СВЧ лучом. Этап I. Исследование возможности создания ЛА различных типов и назначения с передачей энергии на борт с помощью СВЧ луча: Отчет о НИР / Московский авиационный институт; Руководитель А.К. Чурусов. 60500. Москва. 1993. 127 с.* 33. *Thomas W E.* A self-steering array for SHARP microwave-powered aircraft // IEEE Transaction on antennas and propagation 1992. -Vol. 40, № 12. P. 1565-1567. 34. *Sohlesak J J., Alden A., Ohno T.* SHARP (Stationary high altitude platform): rectenna and low altitude tests // Globecom 85: IEEE Glob. Telecommun. conf. New Orleans. 1985. Vol. 2. P. 960-964. 35. *Jull G W., Lillemark A., Turner R M.* SHARP (Stationary high altitude platform): telecommunication missions and systems // Globecom 85: IEEE Glob. Telecommun. conf. New Orleans. 1985. Vol.2. P. 955-959. 36. *Ito T., Fujino Y., Fujita M.* Fundamental experiment of a rectenna array for microwave power reception // IEICE Trans. Commun. 1993. Vol. E76-B, № 12. P. 1508-1513. 37. *Зайцев Н.М., Любченко В.Е., Юневич Е.О.* Антенно-связные диоды Шоттки в приемных устройствах миллиметрового диапазона // Радиотехника и электроника. 1998. №5. Т. 43. С. 568-570. 38. *Joseph A., Hagerty, Florian B., Helmbrecht, William H., McCalpin, Regan Zane, Zoya B., Popovic.* Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. Vol. 52, NO.3, March 2004, P.1014-1024. 39. *B. Strassner and K. Chang.* "A circularly polarized rectifying antenna array for wireless microwave power transmission with over 78% efficiency." in 2002 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Seattle, WA, 2002. P. 1535-1538. 40. *Suh Y H., Chang K.* A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45 and 5.8-GHz wireless power transmission // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2002 Vol. 50. №7. P. 1784-1789. 41. *Fujino Y., Kaya N., Saka T.* Development of a C band rectenna for microwave power transmission toward a space robot // Acta Astronautica. 2002. Vol. 50. № 5. P. 295-300. 42. *W.C. Brown.* "Performance characteristics of the thin-film, etched-circuit rectenna." in 1984 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., San Francisco, CA, 1984, P. 365-367. 43. *M. Onda, M. Fujita, Y. Fujino, N. Kaya, K. Tomita, and M. Yamada.* "A stratospheric stationary LTA platform concept and ground-to-vehicle microwave power transmission tests," in 37<sup>th</sup> AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit, Reno, NV, 1999. P.1-7. 44. *J.J. Schlesak, A. Alden, and T. Ohno.* "A microwave powered high altitude platform," in 1988 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., New York, NY, 1988. P. 283-286. 45. *P. Koert and J.T. Cha.* "35 GHz rectenna development," in Proc. 1st Annu. Wireless Power Transmission Conf., San

Antonio, TX, 1993. P. 457-466. 46. *Brown W.C.* Rectenna technology program: Ultra light 2.45 GHz rectenna and 20 GHz rectenna / NASA Contract NAS3-22764. 47. *Koert P., Cha J.T.* Millimeter wave technology for space power beaming // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1992. Vol. 40, № 6. P. 1251-1258. 48. *Brown W.C.* Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system // Raytheon Co., Wayland, MA, Tech. Rep. PT-4964. NASA Report No. CR-135194. NASA Contract No. NAS 3-19722, p. 66. Aug. 1977. 49. *McSpadden O., Fan L., Chang K.* Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1998. Vol. 46. P. 2053-2060. 50. *Yoo T.-W., Chang K.* Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz Rectennas // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 1992. Vol. 40, № 6. P. 1259-1266. 51. *Strohm M., Buechler J., Kasper E.* SIMMWIC rectennas on high-resistivity silicon and CMOS compatibility // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1998. Vol. 46, № 5. P. 669-676. 52. *Семенюхина Д.В.* Характеристики модели микрополосковой ректенны // Антенны. – 2001. – Вып. 4 (50). С. 49-53. 53. *McSpadden O., Yoo T., Chang K.* Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1992. Vol. 40, № 12. P. 2359-2361. 54. *Омаров М.А., Грецких Д.В.* Приближенная модель расчета КПД выпрямления крупноапертурных ректенн // Радиотехника. 2002. № 129. С. 43-45. 55. *Омаров М.А., Грецких Д.В., Шокало В.М.* Потенциальные возможности антенны-выпрямителей миллиметрового диапазона волн // Радиотехника. 2002. № 130. С. 24-28. 56. *Омаров М.А., Грецких Д.В., Сухомлинов Д.В.* Потенциальные характеристики ректенн КВЧ-диапазона // Радиотехника. 2003. № 131. С. 211-214. 57. *Gaubert G., Schwering F.* On the guided propagation of electromagnetic wave beams // IRE Trans. Antennas Propagation. 1961. V. AP-9. P. 248-256. 58. *Шокало В.М., Омаров М.А., Грецких Д.В., Лучанинов Ю.А.* Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 1. Модель крупноапертурной ректенны для расчета КПД выпрямления при соосном расположении передающей и приемной апертур и изменяющейся дальности передачи энергии // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 121. С. 3-10. 59. *Лучанинов А.И. и др.* Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 1. Модель, описание геометрии и система интегральных уравнений для токов ленточных микрополосковых излучателей сложной геометрии в составе бесконечной решетки // Радиотехника. 2001. Вып. 117. С. 78-84. 60. *Лучанинов А.И. и др.* Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 2. Решение системы интегральных уравнений // Радиотехника. 2001. Вып. 118. С. 3-7. 61. *Лучанинов А.И. и др.* Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 3. Особенности численной реализации алгоритма // Радиотехника. 2001. Вып. 119. С. 199-210. 62. *Лучанинов А.И. и др.* Алгоритм анализа эквидистантной решетки ленточных микрополосковых излучателей произвольной геометрии, адаптированный к расчету крупноапертурных антенн с нелинейными элементами. 4. Результаты решения тестовых задач. 2001. Вып. 120. С. 8-11. 63. *Эффективность* микроволновых систем беспроводной передачи энергии при неоптимальном КПД перехвата / Шокало В.М., Рыбалко А.М., Коновальцев А.А., Омаров М.А., Грецких Д.В. // Радиотехника. 2002. № 128. С. 139-144. 64. *Моделирование* крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 2. Расчет коэффициента полезного действия перехвата при несоосном расположении передающей и приемной апертур / Шокало В.М., Рыбалко А.М., Омаров М.А., Грецких Д.В. // Радиотехника. 2002. № 125. С. 3-7. 65. *Моделирование* крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 3. Расчет КПД выпрямления и сбора крупноапертурной ректенны при несоосном расположении передающей и приемной апертур / Шокало В.М., Коновальцев А.А., Омаров М.А., Грецких Д.В. // Радиотехника. 2002. № 127. С. 3-6.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.06.2006

## ФЛУКТУАЦИИ ПОЛЯ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ КРУГЛОЙ СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ ПРИ НАЛИЧИИ СЛУЧАЙНЫХ ФАЗОВЫХ ОШИБОК

### Введение

Значимость многих проблем, таких как радиосвязь и радиолокация на малых расстояниях, обеспечение электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (РЭС), защита биологических объектов от облучения электромагнитным полем, постоянно возрастает из-за повышения мощностей излучения РЭС, чувствительности их приемных устройств и особенно в связи с ростом электрических размеров их излучающих систем (ИС) – антенн. Последнее приводит к удалению границы дальней зоны и увеличению протяженности зоны Френеля. При этом автоматически растет число объектов, попадающих в эту зону и подвергающихся воздействию электромагнитного поля, что типично, например, для морских судов, летательных аппаратов. Кроме этого, постоянно растет количество ситуаций, когда взаимодействие электромагнитного поля с представляющим интерес объектом происходит именно в зоне Френеля. Это характерно для систем ближней радиолокации; беспроводной передачи энергии микроволновым лучом; компьютерных оптики и томографии; систем фокусировки электромагнитного поля в заданной точке пространства или биологической среды; систем медицинской диагностики и гипертермии, использующих сфокусированные ИС для получения высокого пространственного разрешения; информационных системах.

С увеличением размеров ИС значительно возрастает роль различных факторов, приводящих к «случайности» в распределении источников в системе. Усиление случайного характера источников в ИС приводит к усилению разброса ее характеристик, препятствует улучшению качества системы, ограничивает ее потенциальные возможности. Естественно, что при этом наиболее целесообразным подходом к анализу этих характеристик и их оценке является статистический подход.

Основы статистической теории ИС для дальней зоны изложены в опубликованной в 1970 году монографии Я.С. Шифрина [1]. Первые работы по статистической теории ИС в зоне Френеля появились в 70-х годах прошлого столетия. В дальнейшем Я.С. Шифриным и его сотрудниками был выполнен цикл работ по разработке основ статистической теории ИС в зоне Френеля, применительно к линейным излучающим системам [2 – 10]. Средние локальные характеристики поля круглой сфокусированной и несфокусированной апертурных ИС в зоне Френеля при наличии флуктуаций поля возбуждения были изучены авторами в [11 – 17].

Цель работы – изучение флуктуаций поля в зоне Френеля излучающей системы в виде круглой апертуры, как сфокусированной, так и несфокусированной. Рассмотрены флуктуации амплитуды и фазы поля, а также координат точки максимума интенсивности его при наличии флуктуаций фазы поля возбуждения.

### Исходные соотношения

Круглая апертура с радиусом  $R$  (рис. 1) возбуждается электрическим полем с напряженностью  $\vec{E}(\theta)$ . Поле возбуждения линейно поляризовано, и его амплитуда имеет осевую симметрию

Выражение для напряженности поля в зоне Френеля имеет вид [18]:

$$\vec{E}(P) = \frac{ik}{4\pi r} e^{-ikr} \int_S \vec{E}_0(\rho_1, \varphi_1) e^{i \left[ k\rho_1 \sin \theta \cos(\varphi - \varphi_1) - \frac{k\rho_1^2}{2r} (1 - \sin^2 \theta \cos^2(\varphi - \varphi_1)) \right]} \rho_1 d\rho_1 d\varphi_1. \quad (1)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число в свободном пространстве.

При этом в приближении малых углов обычно полагают, что  $\sin^2 \theta \cos^2(\varphi - \varphi_1) \ll 1$ .

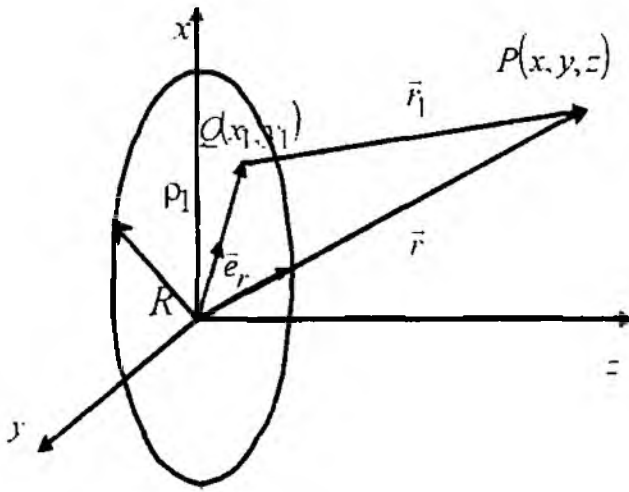


Рис. 1

Пусть апертура сфокусирована в точке на оси  $z$  с координатами  $(r_f, \theta = 0)$ , то есть  $E(\rho) = E_0(\rho) e^{ikr_f}$ . Введем ряд безразмерных переменных:  $\psi = kR \sin \theta$  — обобщенный угол;  $\zeta = \frac{\pi}{16\pi\chi_0} \left(1 - \frac{\chi}{\chi_0}\right)$  — обобщенная продольная координата, определяющая расстояние от точки фокуса вдоль фокальной оси, где  $\chi = r/r_0$ ,  $\chi_0 = r_f/r_0$  — безразмерные радиальные координаты точки наблюдения и фокуса соответственно и  $r_0 = 8R^2/\lambda$  — расстояние до границы дальней зоны,  $\eta = \rho_1/R$ . Связь обобщенной продольной

$\zeta$  и безразмерной радиальной координаты  $\chi$  показана на рис. 2.

Области значений, которые принимает обобщенная радиальная координата  $\zeta$  в зоне Френеля и дальней зоне для сфокусированной и несфокусированной ИС, приведены в табл. 1. В таблице величина  $\chi_0$  — относительная координата ближней границы зоны Френеля.

Таблица 1

Тип ИС	Зона Френеля, $\chi_n \leq \chi \leq 1$	Дальняя зона, $1 < \chi < \infty$
Сфокусированная, $\chi_0 < \infty$	$\frac{\pi}{16} \left( \frac{1}{\chi_0} - \frac{1}{\chi} \right) \leq \zeta \leq \frac{\pi}{16} \left( \frac{1}{\chi_0} - 1 \right)$	$\frac{\pi}{16} \left( \frac{1}{\chi_0} - 1 \right) \leq \zeta \leq \frac{\pi}{16\chi_0}$
Несфокусированная, $\chi_0 \rightarrow \infty$	$-\frac{\pi}{16\chi_n} \leq \zeta \leq -\frac{\pi}{16}$	$-\frac{\pi}{16} \leq \zeta \leq 0$

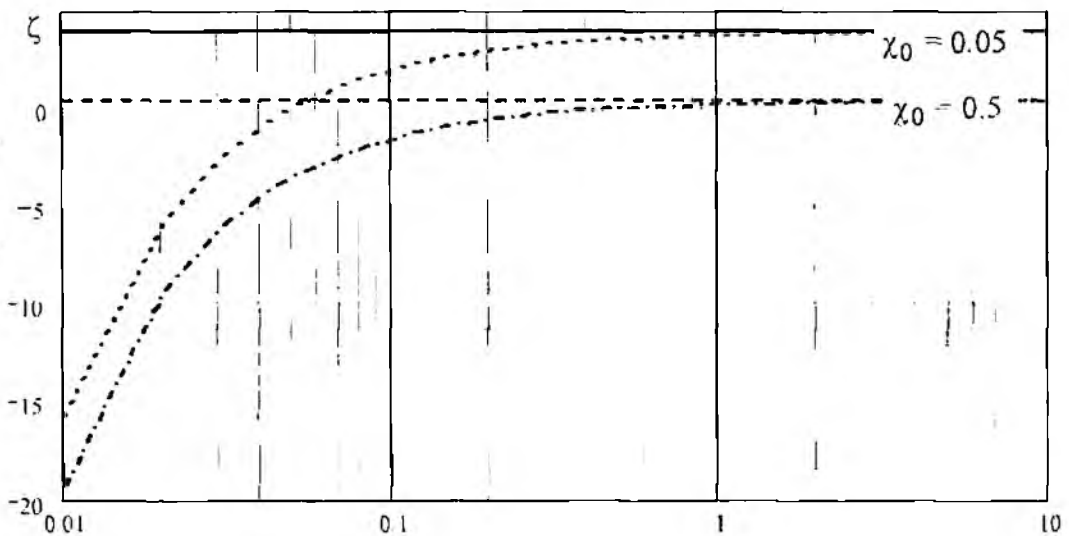


Рис. 2

Тогда для поля в переднем полупространстве в приближении малых углов на основании (1) получим:

$$E(\zeta, \psi) = i \frac{\bar{E}_0(0)}{8} e^{ikr} f(\zeta, \psi), \quad (2)$$

$$f(\psi, \xi) = \frac{1}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \xi \right) \int_0^{2\pi} \int_0^1 A_0(u) e^{[2\zeta u^2 + \Phi(u, \varphi_1)]} e^{i\psi \cos(\varphi - \varphi_1)} u du d\varphi_1, \quad (3)$$

– функция, описывающая пространственное распределение поля как в зоне Френеля, так и в дальней зоне, где  $A_0(u)$  и  $\Phi(u, \varphi_1)$  – функции, описывающие амплитудное и фазовое распределение поля возбуждения, нормированное на комплексную амплитуду поля в центре, то есть  $E_0(u, \varphi_1)/E_0(0) = A_0(u) e^{i\Phi(u, \varphi_1)}$ . В отсутствие флуктуаций  $\Phi(u, \varphi_1) = 0$ .

Функция  $\Phi(u, \varphi_1)$  считается нормальной, однородной случайной функцией со средним значением  $\overline{\Phi(u, \varphi_1)} = 0$ , дисперсией  $\overline{\Phi^2(u, \varphi_1)} = \sigma^2(u, \varphi_1) = \alpha$  и коэффициентом корреляции, выбранном в гауссовой форме

$$k = e^{-[u^2 + u^2 - 2u\eta \cos(\varphi_1 - \varphi)] / c^2},$$

где  $c$  – радиус корреляции в относительных единицах, связанный с радиусом корреляции фазовых флуктуаций  $\rho_0$ , соотношением  $c = \rho_0 / R$ .

Амплитудное распределение в дальнейшем полагается равномерным,  $A_0(u) = 1$ .

#### Флуктуации амплитуды и фазы поля.

**Поле в отсутствие фазовых ошибок.** В этом случае  $\Phi(u, \varphi_1) = 0$  и из (3) имеем

$$f_0(\zeta, \psi) = \frac{1}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \zeta \right) \int_0^{2\pi} \int_0^1 e^{i[2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)]} u du d\varphi_1. \quad (4)$$

Выполнив интегрирование по  $\varphi_1$  получим

$$f_0(\zeta, \psi) = \frac{2\pi}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \zeta \right) \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du,$$

где  $J_0(u\psi)$  – функция Бесселя первого рода.

Результат интегрирования по  $u$  запишем с использованием функций Ломмеля от двух переменных [19]:

$$\begin{aligned} f_0(\zeta, \psi) &= \frac{-2\pi}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \zeta \right) e^{i2\zeta} \frac{1}{4\zeta} [U_1(-4\zeta, \psi) + iU_2(-4\zeta, \psi)] = \\ &= F_0(\zeta, \psi) e^{i\psi_0(\zeta, \psi)} \end{aligned} \quad (5)$$

где  $F_0(\zeta, \psi) = |f_0(\zeta, \psi)|$  – амплитуда и  $\psi_0(\zeta, \psi) = \arg f_0(\zeta, \psi)$  – фаза поля в отсутствие ошибок.  $U_1(-4\zeta, \psi)$  и  $U_2(-4\zeta, \psi)$  – функции Ломмеля 1-го и 2-го рода соответственно.

Выражения для амплитуды  $F$  фазы  $\psi_0$ , при этом имеют следующий вид:

$$F_0(\zeta, \psi) = \frac{2\pi}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \zeta \right) \frac{[U_1^2(-4\zeta, \psi) + U_2^2(-4\zeta, \psi)]^{1/2}}{4|\zeta|} \quad (6)$$

$$\psi_0(\zeta, \psi) = \arctg \frac{U_1(-4\zeta, \psi) \sin 2\zeta + U_2(-4\zeta, \psi) \cos 2\zeta}{U_1(-4\zeta, \psi) \cos 2\zeta - U_2(-4\zeta, \psi) \sin 2\zeta} \quad (7)$$

Входящие в (6) и (7) функции Ломмеля вычисляются по формулам

$$U_1(-4\zeta, \psi) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n (4\zeta)^{2n-1} \frac{J_{2n}(\psi)}{\psi^{2n-1}}, \quad U_2(-4\zeta, \psi) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^{n+1} (4\zeta)^{2n} \frac{J_{2n}(\psi)}{\psi^{2n}}$$

**Амплитуда и фаза поля при наличии случайных фазовых ошибок.** Пространственное распределение одной реализации комплексного поля описывается выражением

$$f(\zeta, \psi) = \frac{1}{\chi_0} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \zeta \right) \int_0^{2\pi} \int_0^1 e^{i\Phi(u, \varphi_1)} e^{i[2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)]} u \, du \, d\varphi_1. \quad (8)$$

Ограничимся случаем малых фазовых ошибок, тогда в разложении  $\exp[i\Phi(u, \varphi_1)]$  можно ограничиться слагаемыми первого порядка по  $\Phi(u, \varphi_1)$  и

$$f(\psi, \zeta) \approx f_0(\psi, \zeta) + \delta f(\psi, \zeta),$$

где  $f_0(\psi, \zeta) = \overline{f(\psi, \zeta)}$  – среднее поле,  $\delta f(\psi, \zeta) = i \int_S \Phi(u, \varphi_1) e^{i[2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)]} dS$  – флуктуации комплексного поля.

Амплитуда и фаза случайного поля определяются общими выражениями:

$$|f(\psi, \zeta)| = P = \sqrt{[|f_0| \cos \Psi_0 + \text{Re}(\delta f)]^2 + [|f_0| \sin \Psi_0 + \text{Im}(\delta f)]^2} \quad (10)$$

$$\Psi_0(\psi, \zeta) = \text{arctg} \frac{|f_0| \sin \Psi_0 + \text{Im}(\delta f)}{|f_0| \cos \Psi_0 + \text{Re}(\delta f)} \quad (11)$$

За исключением точек, где невозмущенное поле обращается в нуль, можно считать, что  $|f_0| \gg |\delta f|$ . Влияние этого условия всегда можно обеспечить надлежащим выбором значения дисперсии фазовых ошибок. Тогда для модуля поля можно записать:

$$P(\psi, \zeta) \approx |f_0| + \cos \Psi_0 \cdot \text{Re}(\delta f) + \sin \Psi_0 \cdot \text{Im}(\delta f) \quad (12)$$

Учитывая, что  $\Psi_0$  значительно отличается от  $\pi/2$  для фазы случайного поля, получим:

$$\Psi(\psi, \zeta) = \Psi_0(\psi, \zeta) + \frac{1}{|f_0|} (\cos \Psi_0 \cdot \text{Im} \delta f - \sin \Psi_0 \cdot \text{Re} \delta f) \quad (13)$$

Из (12) и (13) следует, что

$$P[\psi, \zeta] = |f_0(\psi, \zeta)|, \quad \delta P = \cos \Psi_0 \cdot \text{Re} \delta f + \sin \Psi_0 \cdot \text{Im} \delta f \quad (14)$$

$$\overline{\Psi(\psi, \zeta)} = \Psi_0(\psi, \zeta), \quad \delta \Psi = \frac{1}{|f_0|} (\cos \Psi_0 \cdot \text{Im} \delta f - \sin \Psi_0 \cdot \text{Re} \delta f) \quad (15)$$

Флуктуации амплитуды и фазы поля на основании (9) и (14), (15) описываются следующими выражениями:

$$\delta P = \left\{ \sin \Psi_0 \int_S \Phi(u, \varphi_1) \cos [2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)] dS - \right. \\ \left. - \cos \Psi_0 \int_S \Phi(u, \varphi_1) \sin [2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)] dS \right\}. \quad (16)$$

$$\delta \Psi = \frac{1}{|f_0|} \left\{ \cos \Psi_0 \int_S \Phi(u, \varphi_1) \cos [2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)] dS + \right. \\ \left. + \sin \Psi_0 \int_S \Phi(u, \varphi_1) \sin [2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)] dS \right\}. \quad (17)$$

Из (16) и (17) следует, что флуктуации амплитуды и фазы поля распределены по нормальному закону. Их дисперсии определяются соотношениями:

$$\sigma_{\psi}^2(\psi, \zeta) = \overline{\delta P^2} = \frac{\alpha}{2} \{ T(\psi, \zeta) - \cos 2\Psi_1 \operatorname{Re} T_1(\psi, \zeta) - \sin 2\Psi_1 \operatorname{Im} T_1(\psi, \zeta) \} : \quad (18)$$

$$\sigma_{\varphi}^2(\psi, \zeta) = \overline{\delta \Psi^2} = \frac{\alpha}{2} \{ T_1(\psi, \zeta) + \cos 2\Psi_1 \operatorname{Re} T_1(\psi, \zeta) + \sin 2\Psi_1 \operatorname{Im} T_1(\psi, \zeta) \} . \quad (19)$$

где

$$T_1(\psi, \zeta) = \iint_{\psi} \int_{\zeta} e^{\frac{u^2 + u_1^2 - 2uu_1 \cos(\varphi - \varphi_1)}{c^2}} e^{i[2\zeta(u^2 - u_1^2) + \psi(u \cos(\varphi - \varphi') - u_1 \cos(\varphi - \varphi_1))]} uu_1 du du_1 d\varphi d\varphi' : \quad (20)$$

$$T_2(\psi, \zeta) = \iint_{SS} e^{\frac{u^2 + u_1^2 - 2uu_1 \cos(\varphi - \varphi_1)}{c^2}} e^{i[2\zeta(u^2 - u_1^2) + \psi(u \cos(\varphi - \varphi') + u_1 \cos(\varphi - \varphi_1))]} uu_1 du du_1 d\varphi d\varphi' \quad (21)$$

Выражение (20) преобразуем следующим образом. Внутренний интеграл по  $\varphi'$  и  $\varphi_1$  берется в явном виде

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{2uu_1 \cos(\varphi - \varphi_1)}{c^2}} e^{i\psi[u \cos(\varphi - \varphi') - u_1 \cos(\varphi - \varphi_1)]} d\varphi d\varphi_1 = 4\pi^2 \sum_{m=0}^{\infty} I_m \left( \frac{2uu_1}{c^2} \right) J_m(u\psi) J_m(u_1\psi) .$$

Тогда,

$$T_1(\psi, \zeta) = 4\pi^2 \int_0^1 \int_0^1 e^{i2\zeta(u^2 - u_1^2)} e^{\frac{u^2 + u_1^2}{c^2}} \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0,m}) I_m \left( \frac{2uu_1}{c^2} \right) J_m(u\psi) J_m(u_1\psi) uu_1 du du_1 \quad (22 \text{ а})$$

Если воспользоваться соотношением  $I_m \left( \frac{2uu_1}{c^2} \right) = \frac{c^2}{2} e^{\frac{u^2 - u_1^2}{c^2}} \int_0^{\frac{c^2}{u_1}} J_m(vu) J_m(vu_1) e^{-\frac{c^2 v^2}{4}} v dv$ , кото-

рое вытекает из представления второго экспоненциального интеграла Весбера [19], (20 а) можно привести к следующему виду:

$$T_1(\psi, \zeta) = 2\pi^2 c^2 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0,m}) \left[ \int_0^1 \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_m(\psi u) J_m(vu) u du \right] e^{-\frac{c^2 v^2}{4}} v dv . \quad (22 \text{ б})$$

Аналогичным образом для  $T_2(\psi, \zeta)$  получаем:

$$T_2(\psi, \zeta) = 4\pi^2 \int_0^1 \int_0^1 e^{i2\zeta(u^2 + u_1^2)} e^{\frac{u^2 + u_1^2}{c^2}} \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m (2 - \delta_{0,m}) I_m \left( \frac{2uu_1}{c^2} \right) J_m(u\psi) J_m(u_1\psi) uu_1 du du_1 : \quad (23 \text{ а})$$

$$T_2(\psi, \zeta) = 2\pi^2 c^2 \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m (2 - \delta_{0,m}) \left[ \int_0^1 \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_m(\psi u) J_m(vu) u du \right] e^{-\frac{c^2 v^2}{4}} v dv . \quad (23 \text{ б})$$

Соотношения (18) и (19) с учетом (22 а, б) и (23 а, б) описывают дисперсии амплитуды и фазы поля круглой сфокусированной апертуры как в зоне Френеля, так и в дальней зоне. Они позволяют изучить зависимости дисперсии амплитуды и фазы поля от координат точки наблюдения, расстояния фокусировки и параметров флуктуаций поля возбуждения  $\alpha$  и  $c$  в случае, если фазовые флуктуации малы.

Рассмотрим вначале ряд частных случаев расположения точки наблюдения, представляющих самостоятельный практический интерес:

а) точка наблюдения находится в фокусе.

В этом случае нужно положить  $\psi = 0$ ,  $\zeta = 0$ . Согласно (20) и (21)  $T_1(\psi)$  и  $T_2(\psi)$  вещественны и равны. При  $\psi = 0$  в сумме по  $m$  остается неравным нулю только слагаемое с  $m = 0$ .

и, следовательно,  $T_1(c) = 2\pi^2 c^2 \int_0^{\frac{c^2}{v}} \frac{J_0^2(v)}{v} e^{-\frac{c^2 v^2}{4}} dv$ .

Используя рекуррентное соотношение  $\frac{J_1(v)}{v} = J_0(v) - J_1'(v)$ , где штрих – знак производной, выражение для  $T_1(c)$  приведем к виду

$$T_1(c) = \pi^2 c^2 \left\{ 1 - \frac{c^2 \alpha}{2} \int_0^\infty J_0^2(v) v dv - \frac{c^2 \alpha}{2} \int_0^\infty J_1^2(v) e^{-\frac{c^2 v^2}{4}} v dv \right\}.$$

Интегралы в фигурной скобке есть экспоненциальные интегралы Вебера [3]. Выполнив интегрирование для  $T_1(c)$ , получим:  $T_1 = \pi^2 c^2 \left\{ 1 - e^{-\frac{2}{c^2}} \left[ I_0\left(\frac{2}{c^2}\right) + I_1\left(\frac{2}{c^2}\right) \right] \right\}$ .

Поскольку при  $\psi = 0$  и  $\zeta = 0$  фаза невозмущенного поля равна нулю, то

$$\sigma_r^2 = 0; \quad (25)$$

*б) точка наблюдения на фокальной сфере*

Отметим, что приведенные результаты в равной мере относятся как к сфокусированным ИС (дисперсия поля на фокальной сфере), так и к несфокусированной (сфокусированной на бесконечность) ИС. В последнем случае это дисперсии амплитуды и фазы поля круглой апертуры в дальней зоне.

Для фокальной сферы нужно положить  $\zeta = 0$  и затем вычислить внутренний интеграл, воспользовавшись выражением для определения интеграла от произведения функций Бесселя [4].

$$K_m(\psi, v) = \int_0^1 J_m(\psi u) J_m(vu) u du = \frac{\psi J_{m-1}(\psi) J_m(v) - v J_m(\psi) J_{m-1}(v)}{(\psi^2 - v^2)}.$$

В результате получим

$$T_1(\psi) = 2\pi^2 c^2 \sum_{m=1}^{\infty} (2 - \delta_{m,1}) \int_0^1 \left| K_m(\psi, v) \right|^2 e^{-\frac{v^2}{4}} v dv; \quad (26)$$

$$T_2(\psi) = 2\pi^2 c^2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m (2 - \delta_{m,1}) \int_0^1 \left| K_m(\psi, v) \right|^2 e^{-\frac{v^2}{4}} v dv. \quad (27)$$

Видно, что функции  $T_1(\psi)$  и  $T_2(\psi)$  вещественны и, следовательно, из (18) и (19), с учетом того, что  $\Psi_0(\psi)$  на фокальной сфере принимает значение либо нуля, либо  $\pi$ , имеем

$$\sigma_r^2(\psi) = 0.5\alpha [T_1(\psi) - T_2(\psi)], \quad \sigma_\psi^2(\psi) = 0.5 \frac{\alpha}{|f(\psi)|^2} [T_1(\psi) + T_2(\psi)].$$

С учетом (26) и (27) выражения в квадратных скобках упрощаются и  $\sigma_r^2(\psi)$  и  $\sigma_\psi^2(\psi)$  принимают вид

$$\sigma_r^2(\psi) = 0.5\alpha T^{(1)}(\psi, c) \quad (28)$$

$$\sigma_\psi^2(\psi) = 0.5 \frac{\alpha}{|f(\psi)|^2} T^{(2)}(\psi, c). \quad (29)$$

где

$$T^{(1)}(\psi, c) = 8\pi^2 c^2 \sum_{m=0}^{\infty} \int_0^1 \left| K_{2m+1}(\psi, v) \right|^2 e^{-\frac{v^2}{4}} v dv, \quad (30)$$

$$T^{(2)}(\psi, c) = 4\pi^2 c^2 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{m,0}) \int_0^1 \left| K_{2m}(\psi, v) \right|^2 e^{-\frac{v^2}{4}} v dv. \quad (31)$$

В соответствии с (24) и данными рис. 3 в фокусе (в направлении главного максимума в дальней зоне) дисперсия амплитуды равна нулю, а дисперсия фазы максимальна.

По мере удаления по фокальной сфере от фокуса  $\sigma_p^2$  сначала растет, достигая максимума при  $\psi \approx 2.5$ , а затем уменьшается и при этом слабо осциллирует. Такой характер остается

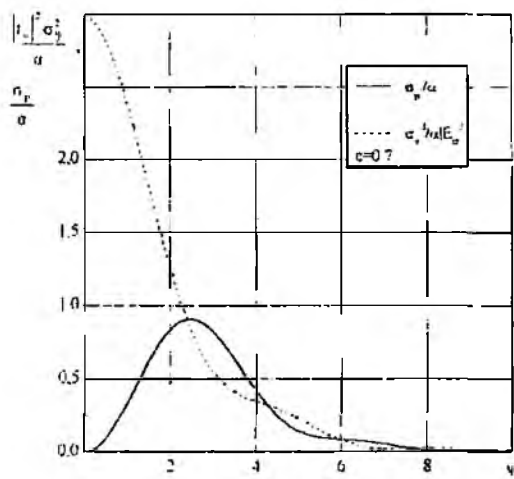


Рис. 3

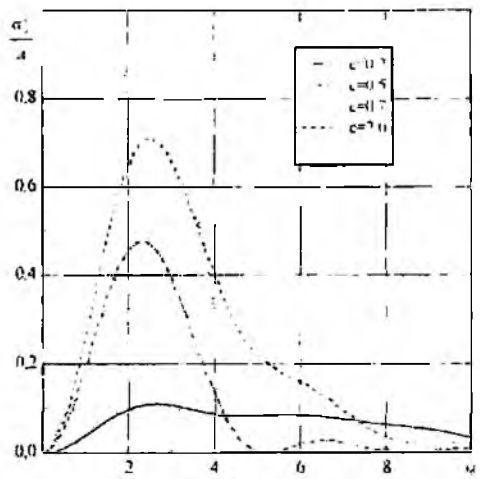


Рис. 4

при всех значениях радиуса корреляции (рис. 4). Дисперсия фазы максимальна в фокусе и при уходе от него уменьшается. Видно, что наибольшие значения обеих дисперсий лежат в пределах главного лепестка невозмущенной ДН (ДН в отсутствие флуктуаций). Они лежат в пределах  $\psi = 0 - 3.83$ . Характерно, что вблизи направления главного максимума излучения  $\sigma_w^2 |f_0|^2 / \sigma_p^2 > 1$ , а затем зависимость от  $\psi$  имеет осциллирующий около значения равного единице характер;

*в) точка наблюдения на фокальной оси*

В (22 а, б) и (23 а, б) необходимо учесть, что  $\psi = 0$ . Тогда в выражениях (22 а) и (23 а) в суммах нужно оставить только одно слагаемое с  $m = 0$ .

$$T_1(\zeta, c) = 4\pi^2 \int_0^1 \int_0^1 e^{i2\zeta(u^2 - u_1^2)} e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c^2}} I_0\left(\frac{2uu_1}{c^2}\right) uu_1 du du_1;$$

$$T_2(\zeta, c) = 4\pi^2 \int_0^1 \int_0^1 e^{i2\zeta(u^2 + u_1^2)} e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c^2}} I_0\left(\frac{2uu_1}{c^2}\right) uu_1 du du_1.$$

Величина, отличающаяся от  $T_1(\zeta, c)$  только постоянным множителем, вычислена в [5]:

$$T_1(\zeta, c) = \pi^2 c^4 \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{e^{i2\zeta}}{(1 - i2\zeta c^2)^{m+1}} \left[ e^{-i2\zeta} - e^{-\frac{1}{c^2}} \sum_{p=0}^m \frac{(1/c^2 - i2\zeta)^p}{p!} \right] \right\}^2 \quad (32)$$

Аналогично получаем для  $T_2(\zeta, c)$

$$T_2(\zeta, c) = \pi^2 c^4 \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ \frac{e^{i2\zeta}}{(1 - i2\zeta c^2)^{m+1}} \left[ e^{-i2\zeta} - e^{-\frac{1}{c^2}} \sum_{p=0}^m \frac{(1/c^2 - i2\zeta)^p}{p!} \right] \right\}^2 \quad (33)$$

Из (32) и (33) видно, что  $T_1$  и  $T_2$  можно записать следующим образом:

$$T_1(\zeta, c) = \pi^2 c^4 \sum_m (a_m^2 + b_m^2), \quad T_2(\zeta, c) = \pi^2 c^4 \sum_m (a_m + ib_m)^2.$$

где

$$a_m = \text{Re}\{S_m(\zeta, c)\}, \quad b_m = \text{Im}\{S_m(\zeta, c)\}.$$

$$S_m(\zeta, c) = \frac{e^{i2\zeta}}{(1 - i2\zeta c^2)^{m+1}} \left[ e^{-i2\zeta} - e^{-\frac{1}{c^2}} \sum_{p=0}^m \frac{(1/c^2 - i2\zeta)^p}{p!} \right].$$

Тогда (18) и (19) преобразуются к виду

$$\sigma_p^2(\zeta, \alpha, c) = \alpha \pi^2 c^4 \sum_{m=0}^{\infty} (a_m \sin \Psi_0 - b_m \cos \Psi_0)^2,$$

$$\sigma_\Psi^2(\zeta, \alpha, c) = \alpha \frac{\pi^2 c^4}{|f_0(\zeta)|^2} \sum_{m=0}^{\infty} (a_m \cos \Psi_0 - b_m \sin \Psi_0)^2.$$

Поскольку  $\Psi_0(\zeta)$  принимает значения нуль или  $\pi$ , то окончательно:

$$\sigma_p^2(\zeta, \alpha, c) = \alpha \pi^2 c^4 \sum_{m=0}^{\infty} [S_{2m}(\zeta, c)]^2 \quad (34)$$

$$\sigma_\Psi^2(\zeta, \alpha, c) = \alpha \frac{\pi^2 c^4}{|f_0(\zeta)|^2} \sum_{m=0}^{\infty} [S_{1m}(\zeta, c)]^2 \quad (35)$$

где

$$S_{1m}(\zeta, c) = \frac{\cos[(m+1)\text{arctg}(2\zeta c^2)]}{(1 + 4\zeta^2 c^4)^{\frac{m+1}{2}}} - e^{-\frac{1}{c^2}} \sum_{p=0}^m \frac{\cos[2\zeta + (m+1-p)\text{arctg}(2\zeta c^2)]}{p! c^{2p} (1 + 4\zeta^2 c^4)^{\frac{m+1-p}{2}}},$$

$$S_{2m}(\zeta, c) = \frac{\sin[(m+1)\text{arctg}(2\zeta c^2)]}{(1 + 4\zeta^2 c^4)^{\frac{m+1}{2}}} - e^{-\frac{1}{c^2}} \sum_{p=0}^m \frac{\sin[2\zeta + (m+1-p)\text{arctg}(2\zeta c^2)]}{p! c^{2p} (1 + 4\zeta^2 c^4)^{\frac{m+1-p}{2}}}.$$

$$|f_0(\zeta)|^2 = \frac{\pi^2}{\chi_0^2} \left( 1 - \frac{16\chi_0}{\pi} \zeta \right)^2 \frac{\sin^2 \zeta}{\zeta^2}.$$

На рис. 5 показаны зависимости нормированных дисперсий от обобщенной продольной координаты. Видно, что, по мере удаления от фокальной точки в сторону ИС, дисперсия амплитуды поля возрастает, достигая максимума при  $\zeta = -2$ , а затем, осциллируя, уменьшается.

Дисперсия фазы поля, имея максимальное значение в фокусе, по мере приближения к ИС уменьшается вначале монотонно, а затем – осциллируя. Характерно, что, как и в случае расположения точки наблюдения на фокальной сфере, наибольшие значения дисперсий имеют место в пределах фокального пятна (его ближней границе соответствует  $\zeta = -\pi$ ). Сказанное справедливо при любых радиусах корреляции (рис. 6). Более того, в пределах фокального пятна нормированная дисперсия фазы остается больше чем дисперсия амплитуды.

Эти результаты, перенесенные на нефокусированную ИС, означают следующее. В дальней зоне сфокусированной в бесконечность (синфазной) апертур, которой соответствуют значения  $\zeta$ , лежащие в интервале  $0 \geq \zeta \geq -\frac{\pi}{16}$  (табл. 1), в направлении максимального излучения, дисперсия амплитуды практически равна нулю. Имеет место только дисперсия фазы, величина которой почти не зависит от расстояния.

По мере углубления в зону Френеля  $\zeta < -\pi/16$  дисперсия амплитуды возрастает, достигая максимума при  $\zeta \approx -2$ , а дисперсия фазы убывает. Они сравниваются по величине при  $\zeta \approx -2$  и далее вплоть до ближней границы фокального пятна дисперсия амплитуды преобладает. Так как  $\zeta = -2$  соответствует значению  $\chi = r/r_n \approx 0,1$ , то максимум дисперсии ам-

плитуды имеет место при  $r = 0,1 r_{f_0}$ . Заметим, что вблизи этой точки для несфокусированной апертуры при  $\chi = 0.125$  интенсивность поля достигает максимального значения.

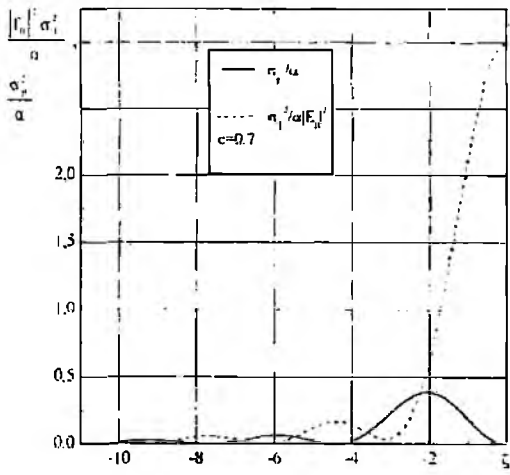


Рис. 5

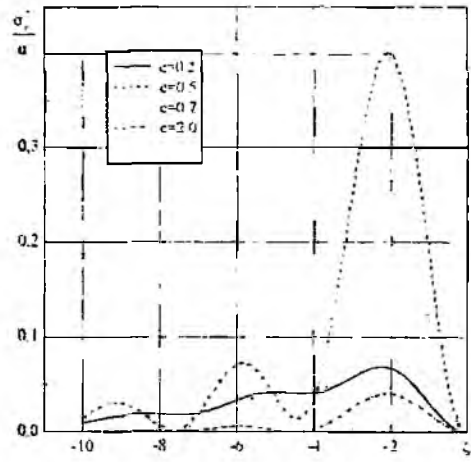


Рис. 6

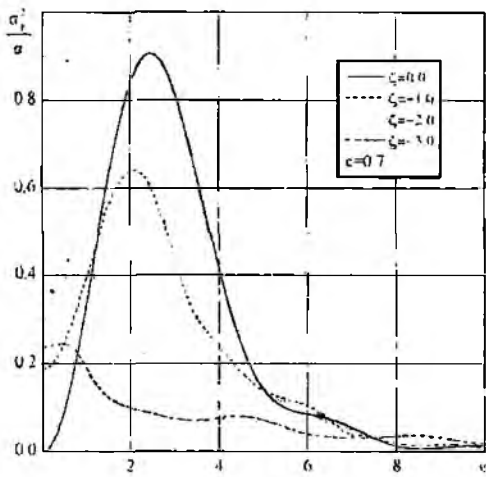


Рис. 7

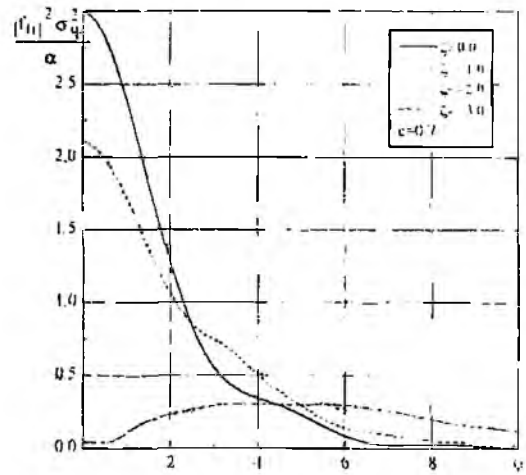


Рис. 8

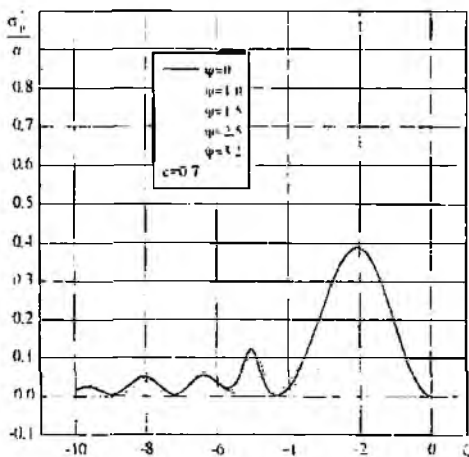


Рис. 9

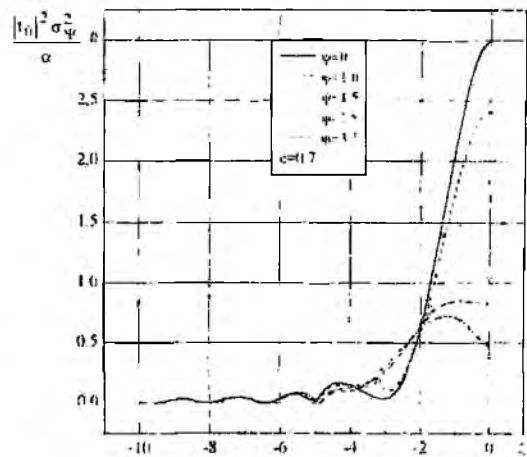


Рис. 10

Характер изменения величины нормированных дисперсий амплитуды и фазы при уходе из фокальной точки в произвольном направлении хорошо виден на рис. 7 - 10. Рис. 7, 8 иллюстрируют эволюцию угловых зависимостей  $\sigma_r^2 / \alpha$  и  $\sigma_\phi^2 |f_0|^2 / \alpha$  по мере уменьшения радиуса фер, то есть по мере удаления от фокальной сферы. Изменение характера радиальных зави-

снностей дисперсий амплитуды и фазы поля при уходе от направления максимального излучения показаны на рис. 9 – 10.

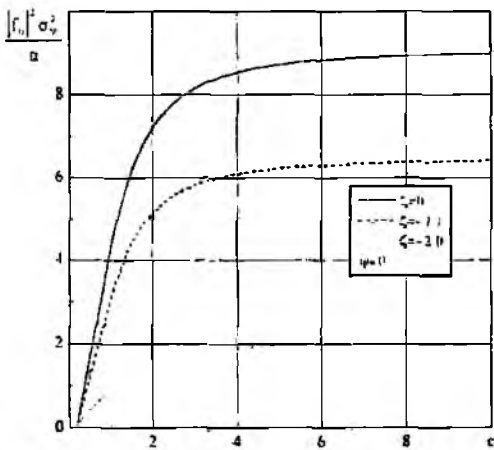


Рис. 11

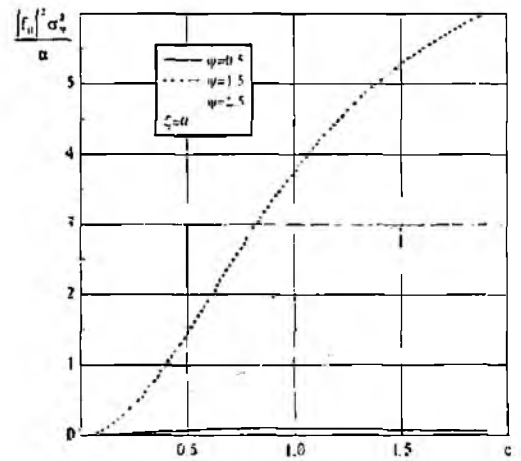


Рис. 12

Рассмотрим влияние радиуса корреляции фазовых ошибок на  $\sigma_a^2 / \alpha$  и  $\sigma_\varphi^2 |f_0|^2 / \alpha$  (рис. 11 – 14). Видно, что зависимости дисперсии фазы амплитуды от  $c$  различны. Дисперсия фазы монотонно растет с увеличением радиуса корреляции, стремясь к постоянной величине (рис. 11–12), зависящей от положения точки наблюдения. Зависимости дисперсии амплитуды от  $c$  имеют четко выраженный максимум (рис. 13–14). При этом максимум  $\sigma_a^2 / \alpha$  в любой точке фокальной сферы, кроме фокуса, имеет место при  $c = 0,85$ , а в любой точке на фокальной оси при меньших значениях –  $c = 0,6$ . Характерно, что максимальное значение  $\sigma_a^2 / \alpha$  на фокальной оси меньше, чем на фокальной сфере. То есть при смещении точки наблюдения из фокуса по фокальной сфере флуктуации амплитуды поля возрастают до большей величины, чем при смещении вдоль фокальной оси.

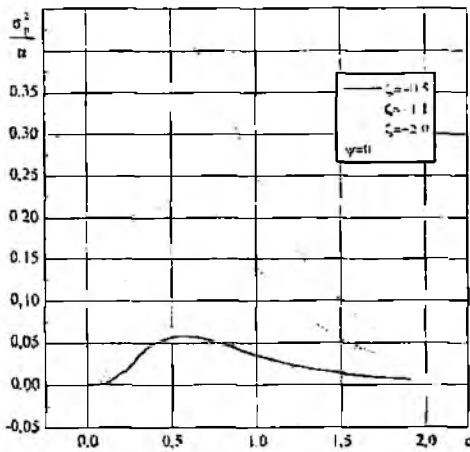


Рис. 13

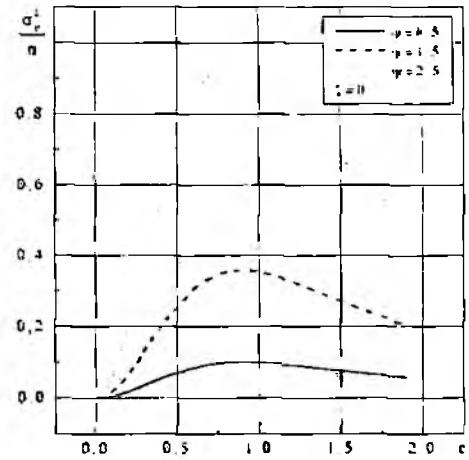


Рис. 14

### Флуктуации координат максимума интенсивности поля

Искажение фазового распределения вдоль антенны приводит к смещению направления главного максимума излучения в дальней зоне, а в зоне Френеля дополнительно и к смещению продольного положения максимума поля. Этот эффект является одним из наиболее неприятных следствий фазовых ошибок. В настоящем подразделе исследуются флуктуации координат точки максимума интенсивности поля (МИП).

Интенсивность поля одной реализации, создаваемого сфокусированной апертурой в точ-

ке  $P(0, j, r)$  зоны Френеля. при наличии флуктуаций фазы с точностью до несущественных в данном случае множителей согласно (1) определяется соотношением

$$|f(\psi, \zeta)|^2 = \left| \left( \frac{1}{\chi_0} - \frac{16}{\pi} \zeta \right) \int_S e^{i\Phi(u, \varphi_1)} e^{i\left[ \zeta u^2 + \psi \cos(\varphi - \varphi_1) \right]} ds \right|^2 \quad (36)$$

Флуктуации фазы приводят к флуктуациям фокального пятна. в частности к флуктуациям положения точки максимума интенсивности поля (МИП). Будем полагать, что флуктуации фазы малы. при этом можно считать, что угловая координата  $\psi$  точки МИП и ее продольное смещение относительно положения в отсутствие флуктуаций также малы.

Координаты точки МИП для отдельной реализации поля удовлетворяют уравнениям.

$$\frac{\partial}{\partial \psi} \left\{ |f(\psi, \zeta)|^2 \right\} = 0, \quad (37)$$

$$\frac{\partial}{\partial \zeta} \left\{ |f(\psi, \zeta)|^2 \right\} = 0. \quad (38)$$

Известно, что продольная координата точки МИП  $\zeta_{m0}$  в отсутствие флуктуаций не совпадает с координатой фокальной точки  $\zeta_0 = 0$  и в зависимости от расстояния фокусировки меняется в пределах 0 до  $-\pi/2$  [5]. Выражение для нее удобно записать следующим образом:  $\zeta_{m0}(\chi_0) = -\gamma(\chi_0) \cdot (\pi/2)$ . где параметр  $\gamma(\chi_0)$  меняется от нуля, при  $\chi_0 = 0$ . до единицы при  $\chi_0 = \infty$ .

Введем новую переменную, определяющую величину расстояния от точки наблюдения до точки МИП в отсутствие флуктуаций  $\zeta = \zeta - \zeta_{m0} = \zeta + \gamma(\chi_0) \cdot \pi/2$ . где  $0 \leq \gamma(\chi_0) \leq 1$ . Далее аргумент  $\chi_0$  у параметра  $\gamma$  будем пускать. Тогда (1) принимает вид

$$|f(\psi, \zeta_1)|^2 = \left| \left( \frac{1}{\chi_1} - \frac{16}{\pi} \zeta_1 \right) \int_S e^{i\left\{ \Phi(u, \varphi_1) + \left[ 2\zeta_1 u^2 + \psi \cos(\varphi - \varphi_1) \right] \right\}} e^{-i\gamma\pi u^2} ds \right|^2, \quad (39)$$

где  $\chi_1 = (\chi_0 + 8\gamma)$ .

Смещения угловой  $\psi_m$  и продольной  $\zeta_m$  координаты точки МИП обозначим через  $\Delta\psi_m$  и  $\Delta\zeta_m = \zeta_{1m} = \zeta_m - \zeta_{m0}$  соответственно. Разложив в (39) первую экспоненту подынтегральной функции в степенной ряд, отбросив слагаемые третьего и выше порядка малости и подставив полученное выражение в (37) и (38), для смещения координат точки МИП одной реализации получим

$$\Delta\psi_m = -\frac{\gamma}{\sin \frac{\gamma\pi}{2}} \int_S \Phi(u, \varphi_1) A_0(u) \cos(\varphi - \varphi_1) ds, \quad \Delta\zeta_m = -\frac{1}{C} \left[ B_0 + \int_S \Phi(u, \varphi_1) B_1(u) ds \right].$$

где

$$A_0(u) = \cos \frac{\gamma\pi}{2} (1 - 2u^2) u,$$

$$B_0 = -\frac{64\pi}{\chi_1} \frac{1 - \cos \gamma\pi}{(\gamma\pi)^2} \left[ 1 - \frac{1}{8\chi_1\gamma} (1 - 0.5\pi\gamma \cdot \text{ctg } 0.5\pi\gamma) \right],$$

$$B_1(u) = \frac{64}{\chi_1} \frac{\sin 0.5\pi\gamma}{0.5\pi\gamma} \sin \left[ 0.5\pi\gamma (1 - 2u^2) \right] \left\{ \begin{aligned} & 1 - \frac{1}{32\chi_1\gamma} \left[ 1 + \gamma\pi u^2 \text{ctg} \left[ 0.5\pi\gamma (1 - 2u^2) \right] \right] - \\ & \frac{\gamma\pi}{2} \frac{\sin \left[ \gamma\pi (1 - u^2) \right]}{\sin \left[ 0.5\pi\gamma (1 - 2u^2) \right]} \end{aligned} \right\}.$$

$$C = 1024 \frac{1 - \cos 0.5\pi\gamma}{(\gamma\pi)^2} \left\{ \begin{aligned} &1 - \frac{1}{4\chi_1\gamma} (1 - 0.5\pi\gamma \operatorname{cig}(0.5\pi\gamma)) + \frac{3}{6+4\chi_1^2\gamma} \left[ 1 - \frac{\gamma^2\pi^2}{12} (1 - \operatorname{cig}^2 0.5\pi\gamma) \right] - \\ &-\frac{2}{3} \gamma\pi \operatorname{ctg} 0.5\pi\gamma \end{aligned} \right\}.$$

Дисперсии этих величин соответственно:

$$\sigma_\psi^2 = \alpha \frac{4\gamma^2}{\sin^2 0.5\pi\gamma} \iint A_0(u) A_0(u') e^{-\frac{u^2+u'^2-2uu'\cos(\varphi_1-\varphi_1')}{c^2}} ds ds', \quad (40)$$

$$\sigma_\zeta^2 = \alpha \frac{36}{c^2} \iint B_1(u) B_1(u') e^{-\frac{u^2+u'^2-2uu'\cos(\varphi_1-\varphi_1')}{c^2}} ds ds' \quad (41)$$

Выполнив интегрирование по  $\varphi_1$  и  $\varphi_1'$ , имеем:

$$\sigma_\psi^2 = \alpha \frac{8\pi^2\gamma^2}{\sin^2 0.5\pi\gamma} \int_0^1 \int_0^1 A_0(u) A_0(u') e^{-\frac{u^2+u'^2}{c^2}} I_0\left(\frac{2uu'}{c^2}\right) uu' du du', \quad (42)$$

$$\sigma_\zeta^2 = \alpha \frac{4\pi^2}{c^2} \int_0^1 \int_0^1 B_1(u) B_1(u') e^{-\frac{u^2+u'^2}{c^2}} I_0\left(\frac{2uu'}{c^2}\right) uu' du du', \quad (43)$$

где  $I_n\left(\frac{2uu'}{c^2}\right)$  – модифицированная функция Бесселя  $n$ -го порядка

При произвольных расстояниях фокусировки  $\chi_0$  (произвольное  $\gamma$ ) провести интегрирование в (42) и (43) не удается из-за сложности подынтегральных выражений. Поэтому далее аналитически исследуется только случай глубокой фокусировки  $\chi_0 < 0.1$ . Результаты для больших значений фокусных расстояний получены численно.

В случае глубокой фокусировки аргумент тригонометрических функций в (42) и (43) мал и можно воспользоваться разложением их в степенные ряды. Предварительно преобразуем (42) и (43), используя следующее представление модифицированной функции Бесселя [20]:

$$I_n\left(\frac{2uu'}{c^2}\right) = \frac{c^2}{2} e^{-\frac{u^2+u'^2}{c^2}} \int_0^\infty J_n(uw) J_n(u'w) e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} w dw.$$

Тогда

$$\frac{\sigma_\psi^2}{\alpha} = 16c^2 \left[ \frac{\gamma\pi/2}{\sin(\gamma\pi/2)} \right]^2 \int_0^\infty \left\{ \int_0^1 \cos\left[\frac{\gamma\pi}{2}(1-2u^2)\right] J_1(uw) u^2 du \right\}^2 e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} w dw.$$

$$\frac{\sigma_\zeta^2}{\alpha} = 2\pi^2 c^2 \frac{1}{c^2} \int_0^\infty \left\{ \int_0^1 B_1(u) J_0(uw) u du \right\}^2 e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} w dw.$$

Ограничившись в степенных рядах для тригонометрических функций, входящих в  $A_0(u)$ ,  $B_1(u)$  и  $C$ , слагаемыми не выше второго порядка малости по  $\gamma\pi/2$ , получим:

$$\frac{\sigma_\psi^2}{\alpha} = 16c^2 \int_0^\infty \left\{ \left[ 1 + \frac{(\gamma\pi)^2}{12} \right] J_1^2 - \frac{(\gamma\pi)^2}{4} D_1(D_1 - 4D_2 + 4D_3) \right\} e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} w dw \quad (44)$$

$$\frac{\sigma_{\zeta}^2}{\alpha} = 18c^2 \frac{1 - \gamma \frac{64 \cdot 768}{\pi^2} \chi_0^3}{\left(1 - 768 \frac{\chi_0^2}{\pi^2}\right)^2} \int_0^{\infty} \frac{J_3^2(w)}{w} e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} dw \quad (45)$$

где

$$D_1 = \int_0^1 J_1(uw) u^2 du = \frac{J_2(w)}{w}, \quad D_2 = \int_0^1 J_1(uw) u^4 du = \frac{J_2(w)}{w} - \frac{2}{w^2} J_3(w).$$

$$D_3 = \int_0^1 J_1(uw) u^6 du = -\frac{1}{w} \left[ -J_2(w) + \frac{3}{w} J_3(w) - \frac{1}{w} J_5(w) \right].$$

$J_n(w)$  – функции Бесселя первого рода.

Выражения (44) и (45) приводятся к виду

$$\frac{\sigma_{\psi}^2}{\alpha} = 16c^2 \left\{ \left[ 1 + \frac{(\gamma\pi)^2}{48} \right] S_1 - \frac{(\gamma\pi)^2}{4} S_2 \right\}, \quad (46)$$

$$\frac{\sigma_{\zeta}^2}{\alpha} = 3c^2 \frac{1 - \gamma \frac{64 \cdot 768}{\pi^2} \chi_0^3}{\left(1 - 768 \frac{\chi_0^2}{\pi^2}\right)^2} \left\{ 1 - e^{-\frac{2}{c^2}} \left[ I_0\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_1\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_2\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_3\left(\frac{2}{c^2}\right) \right] \right\}. \quad (47)$$

где

$$S_1 = \int_0^{\infty} \frac{1}{w} I_2^2(w) e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} dw = \frac{1}{4} \left\{ 1 - e^{-\frac{2}{c^2}} \left[ I_0\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_1\left(\frac{2}{c^2}\right) + I_2\left(\frac{2}{c^2}\right) \right] \right\}.$$

$$S_2 = S_1 - \int_0^{\infty} \frac{4}{w^2} J_2(w) [J_3(w) - J_5(w)] e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} dw.$$

Последний интеграл точно вычислить затруднительно, однако полученное для него приближенное выражение

$$\int_0^{\infty} \frac{4}{w^2} J_2(w) [J_3(w) - J_5(w)] e^{-\frac{c^2 w^2}{4}} dw \approx \frac{1}{\sqrt{2}} S_1$$

имеет погрешность не более 6% для всей области значений радиуса корреляции  $c$ .

Подставив  $S_1$  и  $S_2$  в (46) и приняв во внимание, что для глубокой фокусировки ( $\chi_0 \ll 1$ ), согласно [15]  $\gamma \approx \frac{96}{\pi^2} \chi_0$ , с точностью до  $\chi_0^2$ , получим:

$$\frac{\sigma_{\psi}^2}{\alpha} \approx 4c^2 [1 + 9.46\chi_0^2] \cdot \left\{ 1 - e^{-\frac{2}{c^2}} \left[ I_0\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_1\left(\frac{2}{c^2}\right) + I_2\left(\frac{2}{c^2}\right) \right] \right\}. \quad (48)$$

$$\frac{\sigma_{\zeta}^2}{\alpha} \approx 3c^2 (1 + 155.6\chi_0^2) \left\{ 1 - e^{-\frac{2}{c^2}} \left[ I_0\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_1\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_2\left(\frac{2}{c^2}\right) + 2I_3\left(\frac{2}{c^2}\right) \right] \right\}. \quad (49)$$

Выражения (48) и (49) справедливы при любых  $c$  и малых ( $\chi_0 < 0.1$ ) расстояниях фокусировки. Из них следует, что с уменьшением расстояния фокусировки дисперсия продольной

и угловой координат МИП уменьшается. Последнее физически понятно, так как по мере приближения точки фокусировки и, следовательно, точки МИП к антенне (углубление в зону Френеля) влияние фазовых ошибок на распределение поля уменьшается.

Зависимость от радиуса корреляции более сложная. Для ее выяснения воспользуемся приближенными соотношениями для  $\sigma_\psi^2$  и  $\sigma_\xi^2$  для малых и больших  $c$ , полученными из (48) и (49) путем разложения входящих в них функций в степенные ряды:

$$\sigma_\psi^2 = 4\alpha c^2 \left( 1 + 9.46\chi_0^2 \left[ 1 - \frac{2c}{\sqrt{\pi}} \left( 1 - \frac{5}{16}c^2 - \frac{13}{256}c^4 \right) \right] \right), \text{ при } c \leq 1.2; \quad (50)$$

$$\sigma_\psi^2 = \alpha \left( 1 + 9.46\chi_0^2 \left( \frac{2}{c^2} - \frac{4}{3c^4} + \frac{7}{3c^6} \right) \right), \text{ при } c \geq 1.7;$$

$$\sigma_\xi^2 = \alpha 3c^2 \left( 1 + 155.6\chi_0^2 \left[ 1 - \frac{3c}{\sqrt{\pi}} \left( 1 - \frac{35}{48}c^2 + \frac{567}{4096}c^4 \right) \right] \right), \text{ при } c \leq 0.4; \quad (51)$$

$$\sigma_\xi^2 = \frac{1}{2c^4} \left( 1 - \frac{3}{2} \frac{1}{c^2} \right) \left( 1 + 155.6\chi_0^2 \right), \text{ при } c \geq 2.0;$$

Погрешность формул (15–16) при указанных значениях  $c$  не более 5%.

Из (50) и (51) имеем следующие асимптотические, при  $c \rightarrow 0$  и  $c \rightarrow \infty$ , выражения: при  $c \ll 1$

$$\sigma_\psi^2 = 4\alpha c^2 (1 + 9.46\chi_0^2), \quad \sigma_\xi^2 = 3\alpha c^2 (1 + 155.6\chi_0^2), \quad \frac{\sigma_\xi^2}{\sigma_\psi^2} = 0.75 (1 + 146.2\chi_0^2); \quad (52)$$

при  $c \gg 1$

$$\sigma_\psi^2 = \frac{2\alpha}{c^2} (1 + 9.46\chi_0^2), \quad \sigma_\xi^2 = \frac{\alpha}{2c^4} (1 + 155.6\chi_0^2), \quad \frac{\sigma_\xi^2}{\sigma_\psi^2} = \frac{1}{4c^2} (1 + 146.2\chi_0^2). \quad (53)$$

Из приведенных выражений видно, что  $\sigma_\psi^2$  и  $\sigma_\xi^2$  увеличиваются с ростом расстояния фокусировки. При малых  $c$  дисперсии углового и осевого (продольного) положения точки МИП с увеличением радиуса корреляции растут одинаковым образом пропорционально  $c$ . При больших радиусах корреляции они уменьшаются, при этом  $\sigma_\xi^2$  по сравнению с  $\sigma_\psi^2$  уменьшается существенно быстрее – как  $c^{-4}$ , в то время как дисперсия углового положения  $\sigma_\psi^2$  пропорциональна  $c^{-2}$ . Отметим, что у линейных антенн [2] дисперсии  $\sigma_\psi^2$  и  $\sigma_\xi^2$  при малых

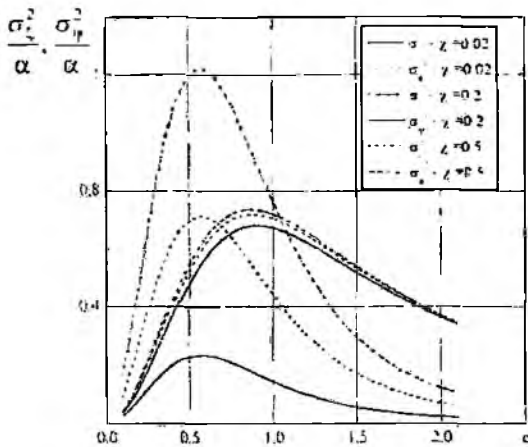


Рис. 15

с пропорциональны первой степени радиуса корреляции –  $\sigma_\psi^2 = 1.5\sqrt{\pi}\alpha c$ ,  $\sigma_\xi^2 = \frac{45\sqrt{\pi}}{8}\alpha c$ , а при больших они имеют такую же зависимость от  $c$ , как и у круглой апертуры.

Точные зависимости  $\sigma_\psi^2$  и  $\sigma_\xi^2$ , рассчитанные по (46) и (47) для более широкой области значений  $c$  представлены на рис. 15.

Видно, что величины  $\frac{\sigma_\psi^2}{\alpha}$  и  $\frac{\sigma_\xi^2}{\alpha}$  как функции радиуса корреляции имеют экстремумы. Численное исследование на основании (46) и (47) показало

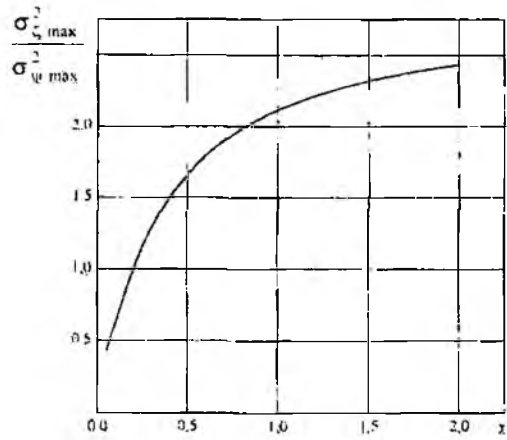


Рис. 16

ло, что  $\frac{\sigma_{\psi}^2}{\alpha}$  достигает максимума при  $c \approx 0.9$ , а  $\frac{\sigma_{\xi}^2}{\alpha}$  — при  $c \approx 0.57$ . Значения максимумов зависят от расстояния фокусировки  $\chi_0$  и равны  $0.68(1+9.46\chi_0^2)$  и  $0.22(1+155.6\chi_0^2)$  для  $\sigma_{\psi}^2/\alpha$  и  $\sigma_{\xi}^2/\alpha$  соответственно. Эти величины меньше, чем для линейных антенн, для которых соответственно при  $\chi_0 \rightarrow 0$   $(\sigma_{\psi}^2)_{\max} = 0.85\alpha$  и  $(\sigma_{\xi}^2)_{\max} = 1.91\alpha$ . С увеличением расстояния фокусировки отношение  $\sigma_{\xi}^2/\sigma_{\psi}^2$  увеличивается (рис. 16). Увеличение расстояния фокусировки при фиксированном значении радиуса корреляции приводит к монотонному росту  $\sigma_{\psi}^2$  и  $\sigma_{\xi}^2$  (рис. 17 и 18), значения которых стремятся к

постоянным величинам, значения которых зависят от радиуса корреляции. Заметим, что у  $\sigma_{\xi}^2$  зависимость от  $\chi_0$  более сильная, чем у  $\sigma_{\psi}^2$ , что хорошо видно из (52), (53) и рис. 19, 20. Так, при  $c = 0.6$  значение  $\sigma_{\xi}^2$  с ростом  $\chi_0$  от 0,01 до 2 увеличивается в 6,8 раз, в то время как  $\sigma_{\psi}^2$  в 1,1 раза. Это приводит к тому, что при увеличении  $\chi_0$  отношение  $\sigma_{\xi}^2/\sigma_{\psi}^2$  возрастает

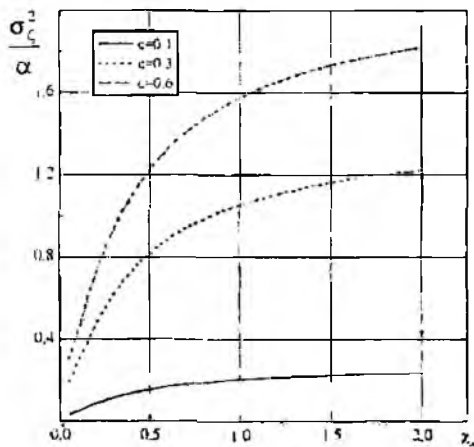


Рис. 17

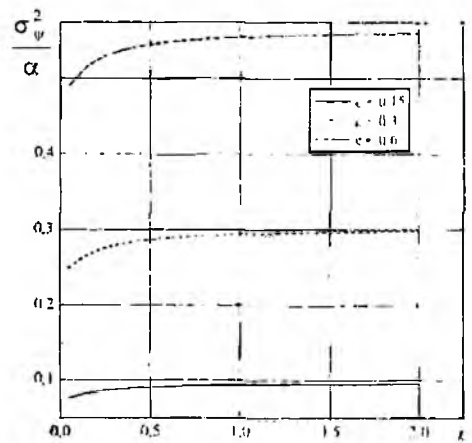


Рис. 18

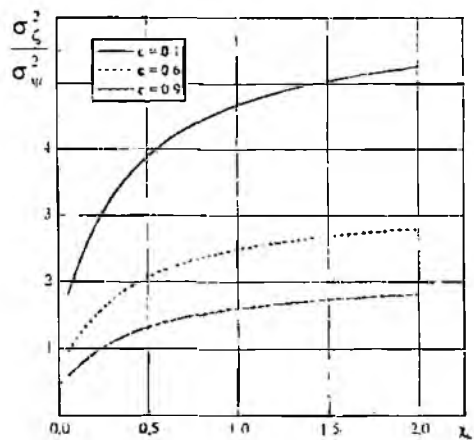


Рис. 19

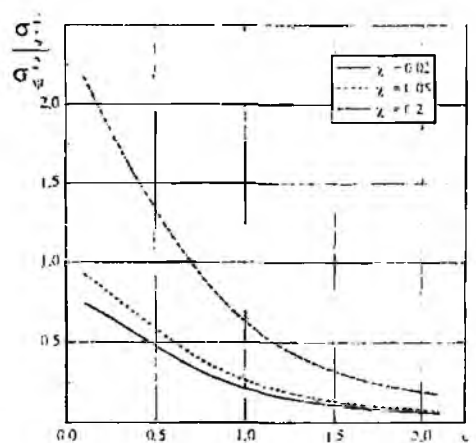


Рис. 20

(рис. 19). Начиная с некоторого  $\chi_{0, \text{мин}}(c)$  это отношение становится больше единицы, то есть дисперсия продольных флуктуаций становится больше дисперсии угловых флуктуаций точки МИП.

С ростом радиуса корреляции  $\sigma_z^2 / \sigma_\psi^2$  уменьшается (рис. 20). При этом характерно, что в случае очень глубокой фокусировки, при  $\chi_0 \leq 0,04775$ , отношение  $\frac{\sigma_z^2}{\sigma_\psi^2}$  всегда, при любых радиусах корреляции меньше единицы (формулы (52) и (53), а также сплошная кривая на рис. 20).

Дисперсии реальных физических координат точки МИП, то есть величин  $\theta$  и  $r$  могут быть определены из соотношений:

$$\sigma_\theta^2 = \left( \frac{\lambda}{\pi 2R} \right)^2 \sigma_\psi^2; \quad \sigma_r^2 = \frac{16}{\pi} r^4 \left( \frac{\lambda}{8R^2} \right)^2 \sigma_\zeta^2. \quad (54)$$

### Заключение

Результаты исследования пригодны при различных механизмах происхождения флуктуаций, соответствующих ансамблевой или временной статистике и порождаемых либо внутри антенны, либо неоднородностями среды. Они могут быть полезны при оценке реальных характеристик в зоне Френеля апертурных излучающих систем, как сфокусированных так и нет, используемых в радиотехнике, оптике, акустике, связи, и обосновании разумных требований к допускам, стабильности параметров элементов, входящих в состав этих систем.

**Список литературы:** 1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн М.: Сов. радио, 1970. 2 Шифрин Я.С., Бородавко Ю.М. О статистике поля линейной антенны в зоне Френеля // Радиотехника и электроника. 1988. Т.33, №9. С. 1870-1878. 3. Шифрин Я.С., Бородавко Ю.М., Назаренко В.А. Интегральные энергетические характеристики поля линейной антенны в зоне Френеля / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Харьков, 1988. Вып. 85. С. 3-10. 4. Шифрин Я.С., Назаренко В.А. Поле случайных антенных решеток в зоне Френеля // Радиотехника и электроника. 1991. Т.36, №1. С. 52-62. 5. Шифрин Я.С., Бородавко Ю.М., Назаренко В.А. // Интегральные энергетические характеристики поля линейной антенны в зоне Френеля при наличии случайных фазовых ошибок в распределении источников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Харьков, 1988. Вып. 85. С. 3-10. 6. Шифрин Я.С., Бородавко Ю.М. Статистика пол линейной сфокусированной антенны // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Харьков. 1996 Вып. 100 С. 68-82. 7 Шифрин Я.С., Бородавко Ю.М. Поле линейной антенны со случайными ошибками в распределении источников в зоне Френеля // Тез. докл. IX Всесюз. науч.-техн. Семинара «Статистические методы обработки сигналов и их практическое применение». Харьков, 17-18 окт. 1985. С. 63. 8. Шифрин Я.С., Бородавко Ю.М., Назаренко В.А. Статистика поля линейной антенны в зоне Френеля. Харьков, 1986. 162 с. Деп. В УкрНИИИТИ 08.07.86., № 1620. 9. Бородавко Ю.М., Назаренко В.А. Флуктуационные характеристики поля линейной антенны, сфокусированной в зоне Френеля // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Харьков, 1985. Вып. 72. С. 13-19. 10. Шифрин Я.С. Статистическая теория антенн // Справочник по антенной технике. М.: ИПЖР, 1997.- Т. 1. С. 148-206. 12. Должиков В.В. Средние характеристики круглой апертуры при наличии флуктуаций фазы // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2002. №10. С. 58-67. 13. Должиков В.В. Средние характеристики круглой сфокусированной апертуры со спадающим амплитудным распределением при наличии квазидетеминированных случайных фазовых ошибок // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 129. С. 35-43. 14. V.V. Dolzhikov, Longitudinal Field Strength Distribution in the Fresnel Zone of a Round Focused Aperture // Telecommunications and Radio Engineering: 1998. vol. 52, N 6. P 70-78. 15. Должиков В.В. Продольное распределение средней интенсивности поля круглой сфокусированной апертуры при наличии флуктуаций фазы // Вестник Харьк. нац. ун-та. Радиофизика и электроника: 2002. Вып. 2'2002. № 570. С. 30-35. 16. V.V. Dolzhikov and Y.P. Gorelov Mean Characteristics of a Circular Aperture with a Tapered Amplitude Distribution // Telecommunications and Radio Engineering. 2002. vol. 58. N 11/12. P 1-10. 17. А.В. Сербин. Средний КНД и коэффициент дефокусировки в зоне Френеля круглой сфокусированной апертуры // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006 Вып. 1. С. 00-000. 18. Silver S. Microwave Antenna Theory and Design. New York: Mc Graw-Hill, 1949. 312 p. 19. Ватсон Г.Н. Теория бесселевых функций – М.: ИЛ, 1949. 20. Абрамовиц А., Стиган И. Справочник по специальным функциям М.: Наука, 1979.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.07.2006

**ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ РАДИОКАНАЛА ЛОКАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА БЕЗ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ ПОМЕХ****Введение**

Производительность (спектральная эффективность) – это важнейшая характеристика системы абонентского радиодоступа (САРД) равная отношению скорости передачи  $C$  к полосе пропускания  $B$  [1]. В статье описаны: новый подход к определению такого местоположения клиентского адаптера (КА) относительно точки доступа (ТД), при котором реализуется производительность радиоканала САРД не хуже заданной величины; а также предложенные средства повышения спектральной эффективности радиоканала САРД без учета влияния помех.

**Актуальность работы**

На рис. 1 приведен пример зависимости производительности САРД с протоколом IEEE 802.11b, измеренные в одной из учебных лабораторий университета. Экспериментальная зависимость от координат носит сложный интерференционный характер с убывающей по мере удаления от точки передачи амплитудой. Точка передачи на рис. 1 – это точка при  $C/B=21 \text{ бит/с Гц}$ .

Практическая ценность полученного экспериментального материала состоит в возможности использования опытных данных для размещения КА сети в координатных точках с производительностью не хуже заданной. Большой недостаток этого процесса состоит в сложности и длительности выполнения измерений. Выход состоит в переходе к полному или частичному решению модельных задач с использованием рассмотренного в [2, 3] подхода, что и составляет цель данной статьи.

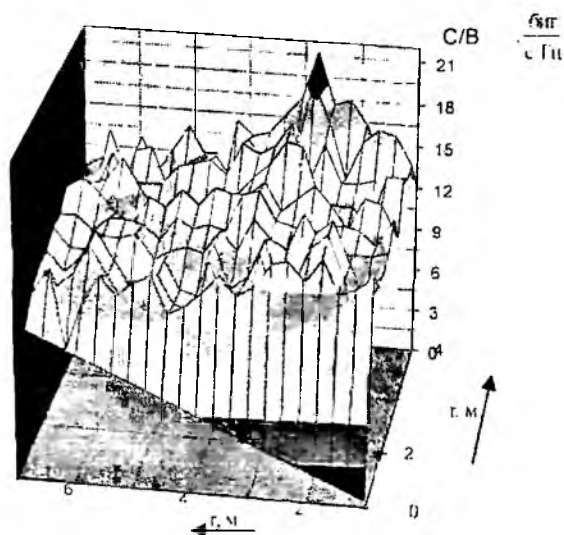


Рис. 1

**Дальностные зависимости соотношения сигнал/шум радиоканала сети стандарта IEEE 802.11b**

В общем случае производительность САРД определяется зависимостью отношения сигнал/шум в радиоканале от трех пространственных координат. Полагая, что высоты КА и ТД равны, перейдем к более простой плоскостной задаче и запишем выражение для производительности радиоканала в виде

$$\frac{C(r, \theta_1, \theta_2)}{B} = \log_2 \left[ 1 + \frac{S(r, \theta_1, \theta_2)}{N(r, \theta_2)} \right] \quad (1)$$

где  $\theta_1, \theta_2$  – соответственно угол излучения и угол приема радиоволн в местных для антенн ТД и КА системах координат.

Учитывая возможность работы САРД как в дальней, так и в ближней зонах, запишем соотношения сигнал/шум в формуле (1) следующим образом:

$$\frac{S(r, \theta_1, \theta_2)}{N(r, \theta_2)} = \frac{S(r_0)}{N(r_0)} \cdot \alpha\left(\frac{r_H}{r}\right) \cdot F_1^2(r, \theta_1) \cdot F_2^2(r, \theta_2), \quad (2)$$

где  $\frac{S(r_0)}{N(r_0)}$  – экспериментально измеренное на эталонном расстоянии  $r_0$  [1] соотношение сигнал/шум в максимуме интенсивности излучения;  $\alpha(r_H/r)$  – функциональная зависимость затухания сигнала на трассе; через  $r_H$  в выражении (2) обозначено расстояние  $r_0$ , если  $r < r_0$  или  $r_0$ , если  $r_0 \leq r \leq r_H$  и  $r_H = r_H$ , если  $r \geq r_H$ ;  $r_0$  – расстояние ближней зоны [2] ( $r_0 = 10L$ ,  $L = 2h$ ,  $h$  – высота антенны КА над отражающей поверхностью);  $r_H$  – расстояние, с которого начинает выполняться формула Введенского.  $F_1^2(r, \theta_1)$ ,  $F_2^2(r, \theta_2)$  – нормированные интенсивности передающей и приемной антенн радиоканала САРД.

Выражение (2) записано с учетом упрощающего предположения, что при всех значениях  $r$  и  $\theta_2$  шумовая температура антенны КА не изменяется и примерно равна 290° К, т.е.

$$N(r, \theta_2) \approx N(r_0) = \text{const}. \quad (3)$$

Известно, что при изменении расстояния  $r$  в пределах ближней зоны и зоны Френеля изменяются и угловые зависимости интенсивностей  $F_1^2(r, \theta_1)$ ,  $F_2^2(r, \theta_2)$ . Это обстоятельство существенно усложняет процесс определения производительности. Для его упрощения предлагается применять еще одно приближение, суть которого состоит в том, что в пределах каждой из зон излучения угловые зависимости интенсивностей принимаются постоянными. Т.е. при изменении  $r$  от ближней до дальней зоны используются всего три функциональные зависимости интенсивностей  $F_{1,2}^2(r_j, \theta_{1,2})$ , где  $r_j$  усредненное расстояние зоны излучения:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{при } r < r_0 & r_j = r_0 / 2 = 5L; \\ \text{при } r_0 < r < r_H & r_j = 0,5(r_H - r_0) = L(L/\lambda - 5); \\ \text{при } r \geq r_H & r_j = r_H = 2L^2/\lambda. \end{array} \right. \quad (4)$$

Введенное приближение (4) позволяет значительно упростить выражение (3.2)

$$\frac{S(r, \theta_1, \theta_2)}{N(r_0)} = \frac{S(r_0)}{N(r_0)} \cdot \alpha\left(\frac{r_H}{r}\right) \cdot F_1^2(r_j, \theta_1) \cdot F_2^2(r_j, \theta_2). \quad (5)$$

Проведем исследования, направленные на изучение возможности применения приближений (3), (4) при определении производительности САРД. Вначале положим, что антенны радиоканала направлены друг на друга так, что достигаются максимальные интенсивности приема и передачи, т.е.  $F_1^2(r_j, \theta_1) = 1$  и  $F_2^2(r_j, \theta_2) = 1$ . Тогда (5) запишется в виде

$$\frac{S(r)}{N(r_0)} = \frac{S(r_0)}{N(r_0)} \cdot \alpha\left(\frac{r_H}{r}\right). \quad (6)$$

На рис. 2 – 4 изображена зависимость  $S/N$  от расстояния, измеренная на открытой местности и рассчитанная по соотношению (6).

Нетрудно видеть, что результаты расчетов находятся в пределах доверительных интервалов, рассчитанных так же, как и в работе [2].

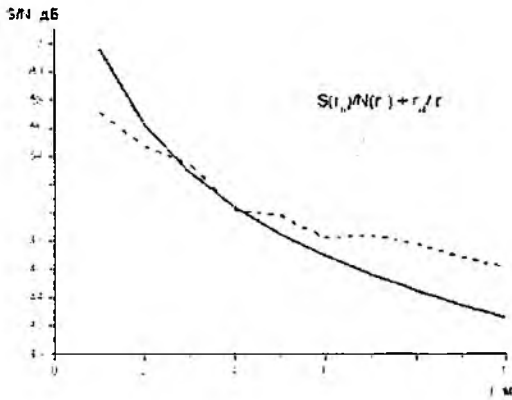


Рис. 2

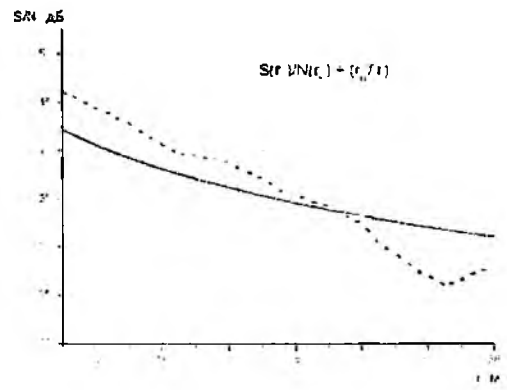


Рис. 3

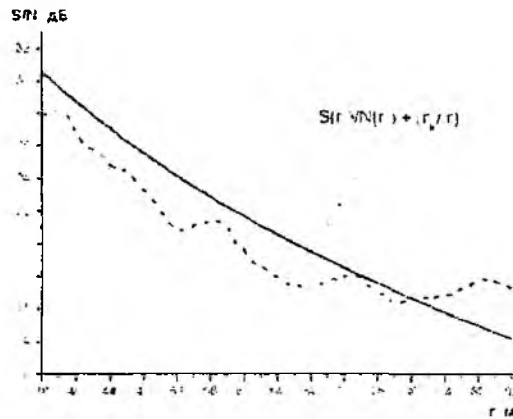


Рис. 4

Кривые разовых измерений соотношения сигнал/шум для помещения представлены на рис. 5, 6.

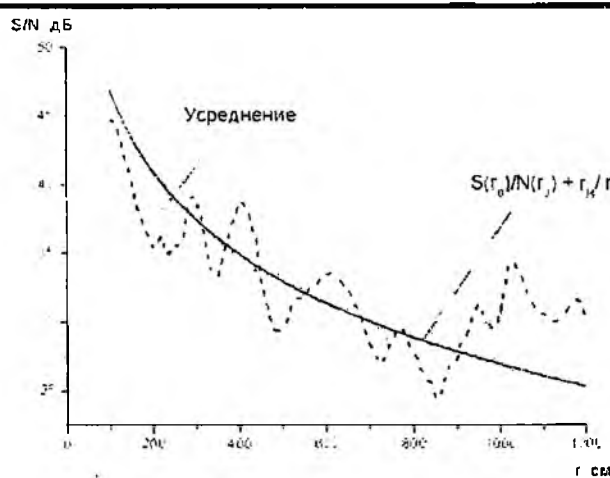


Рис. 5

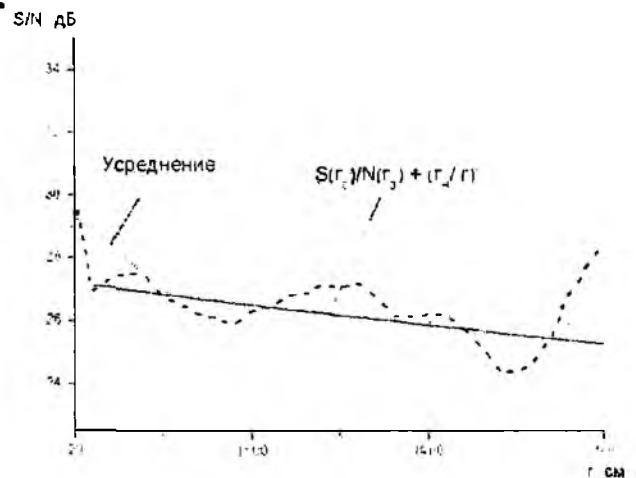


Рис. 6

И в том, и другом случае наблюдается хорошее совпадение расчетных и экспериментальных кривых. Таким образом, возможность применения условия (3) при расчете локальных САРД доказана. Изучим теперь угловые характеристики интенсивности излучения антенн клиентских адаптеров и точек доступа.

Экспериментальные угловые характеристики интенсивности поля антенн САРД стандарта IEEE 802.11b

Исследовались угловые зависимости интенсивности поля (УЗИП) клиентских адаптеров, установленных на корпусах персональных ЭВМ или ноутбуков. Пара таких устройств образует канал связи, в котором применялись клиентские адаптеры (PC card) фирмы Lucent Technologies типа PC-24E-N-ET. Характерной особенностью этих адаптеров является наличие программного обеспечения, позволяющего проводить контроль параметров канала связи (уровня сигнала, уровня сигнал/шума) с помощью специального пользовательского интерфейса.

Схема экспериментальной установки показана на рис. 7. Измерения проводились на частоте близкой к 2.45 ГГц. Системный блок компьютера, который считался передатчиком, устанавливался неподвижно, а системный блок персонального компьютера, который считался приемником, устанавливался на поворотном столе, проградуированном по углу. Измерения проводились в помещении антенной лаборатории. При этом ставилась задача выявить (качественно) степень неравномерности угловой зависимости интенсивности поля, т.е. и возможность произвольного расположения компьютеров при организации радиосети. Результаты измерений представлены на рис. 8 – 12. Диаграммы интенсивности излучения антенны PC card характеризуется большой неравномерностью. Более сильная неравномерность присуща PC card, установленной на корпусе персонального компьютера (рис. 8).

Причем в вертикальной плоскости провалы в диаграмме достигают уровня порядка -30 дБ, что ставит под сомнение возможность организации работы сети при произвольном расположении ее компьютеров на разных этажах помещения без тщательной проверки уровня излучения в выбранном направлении передачи информации.

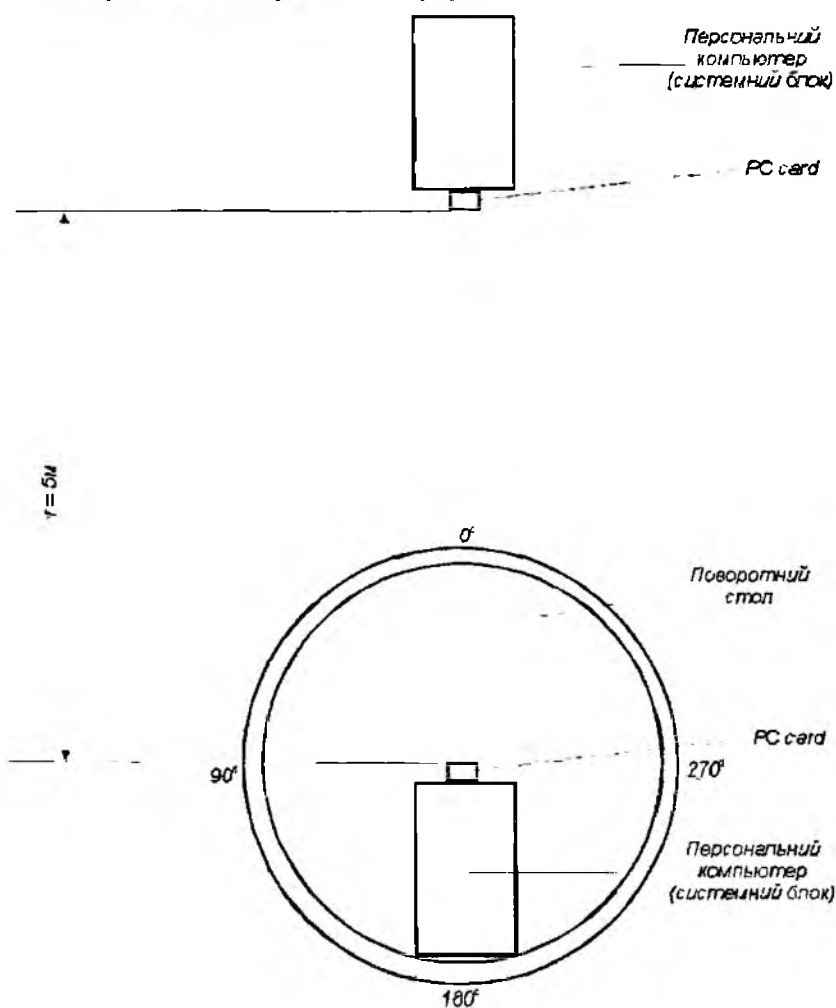


Рис. 7

Для случая установки на ноутбуке неравномерность ДН клиентского адаптера примерно на 10 дБ меньше (рис. 9), чем при применении его на персональном компьютере.

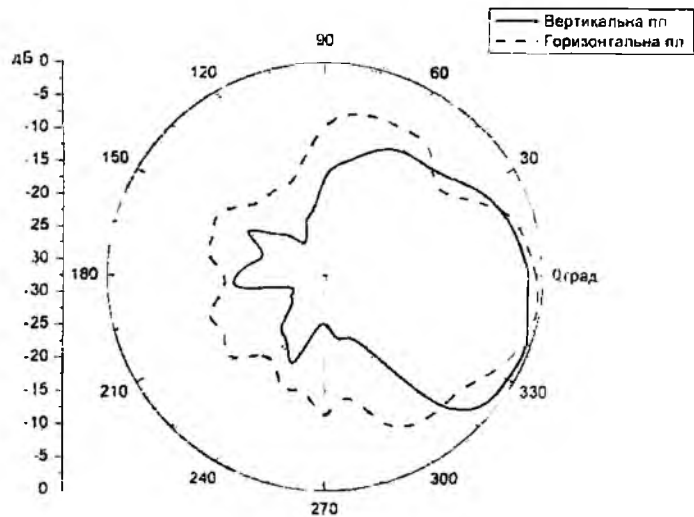


Рис. 8

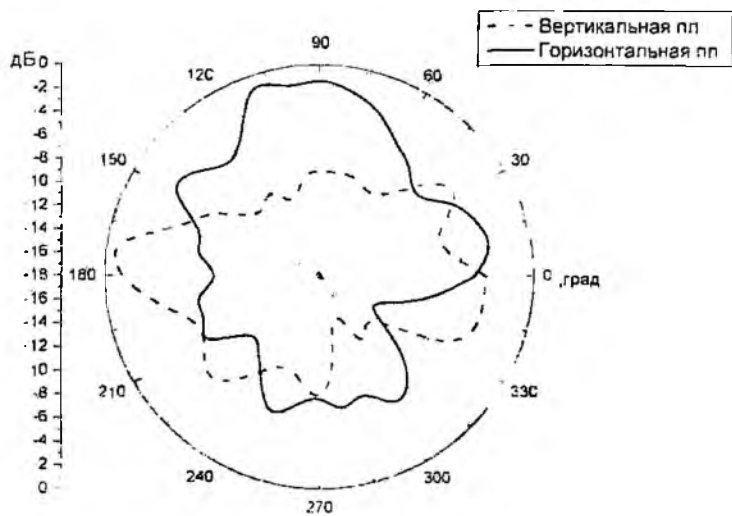


Рис. 9

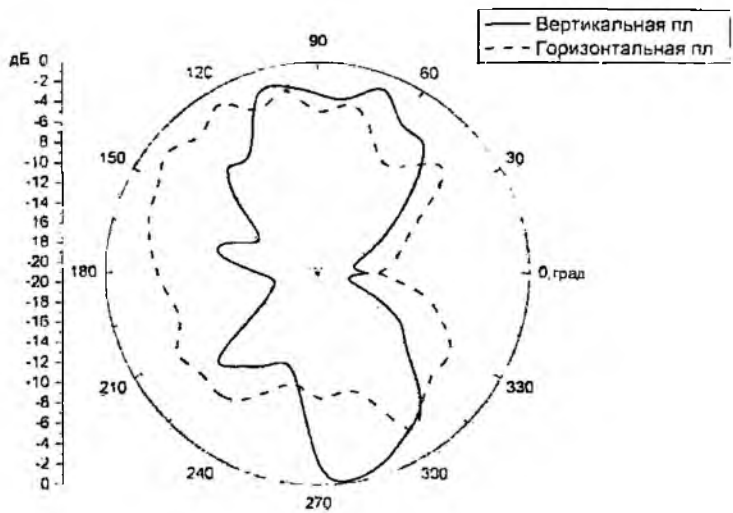


Рис. 10

Изучались также характеристики направленности точек радиодоступа, имеющих две (рис. 11) и одну (рис. 12) антенну. Эксперимент показал, что угловые зависимости интенсивности точек радиодоступа также существенно неравномерны и это нельзя не учитывать при территориальном планировании сетей с радиодоступом.

Можно назвать две основные причины, определяющие неравномерность диаграммы - это конечные размеры экрана, на котором устанавливаются абонентские адаптеры и влияние многолучевого распространения электромагнитных волн, возникающего в результате многочисленных переотражений в лаборатории. По-видимому, вклады этих причин в суммарный результат равноценны. К такому выводу можно прийти, анализируя совместно данные рис. 9 и экспериментальные результаты исследования клиентского адаптера в полевых условиях (на стадионе ХНУРЭ), где влияние многолучевости существенно меньше, чем в помещении (рис. 10).

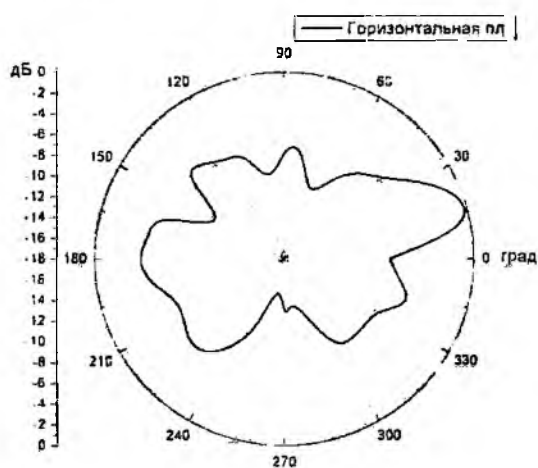


Рис. 11



Рис. 12

### Проектирование радиоканала САРД с производительностью не хуже заданной

Зачастую при построении локальных САРД необходимо, чтобы радиоканал обеспечивал не конкретное значение производительности, а ее величину не хуже заданной  $(C/B)'$ . В этом случае удобно воспользоваться понятием кривых постоянной производительности  $C(r, \Theta)/B = \text{const}$ . Они ограничивают двумерное пространство на плоскости  $(r, \Theta)$ , внутри и на границе которого  $C/B \geq (C/B)'$ . Строятся кривые постоянной производительности таким образом. Вначале рассчитываются по формуле (3.1) кривые  $C/B = f(r)$  при различных углах  $\Theta$ . Проводится заданный уровень  $(C/B)'$ . Рассчитанные кривые аппроксимируются полиномами, которые приравниваются заданному значению  $(C/B)'$ . Для каждого из этих уровней находят корни  $r_1, r_2, r_3, \dots, r_n$ . Кривая, проходящая через точки  $(r_1, \Theta_1), (r_2, \Theta_2), \dots, (r_n, \Theta_n)$  и является кривой постоянной производительности.

На рис. 14 – 16 построены семейства кривых постоянной производительности для случаев открытого пространства и помещения. Эти кривые получены с использованием расчетных значений  $C/B = f(r)$  и измеренных на усредненных расстояниях ближней и промежуточной зон УЗИП. На каждом из построенных семейств нанесены экспериментальные точки производительности САРД. Нетрудно заметить, что между кривыми постоянной производительности и данными натурного эксперимента наблюдается хорошая согласованность. На основании этого факта можно сделать вывод, что введенное упрощение (5) применимо при проектировании радиоканалов САРД.

Кривые на рис. 14 – 16 сильно изрезаны, особенно для случая помещения. Это обусловлено, прежде всего, неравномерностью опытных УЗИП (см. рис. 8 – 12). Наличие сильной неравномерности экспериментальных УЗИП для КА с ненаправленной антенной (рис. 17)

приводит к необходимости проведения большого числа вычислений при построении кривых постоянной производительности.

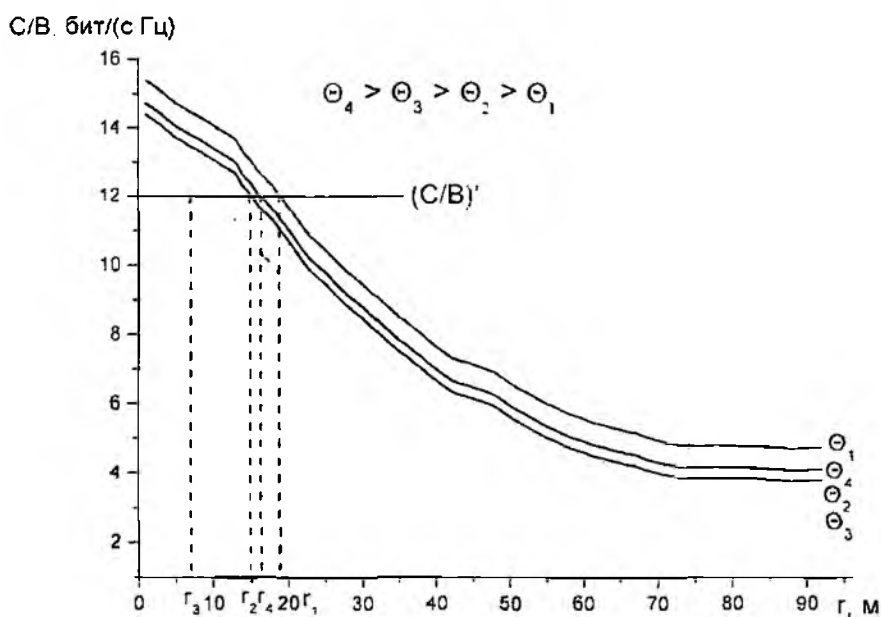


Рис. 13

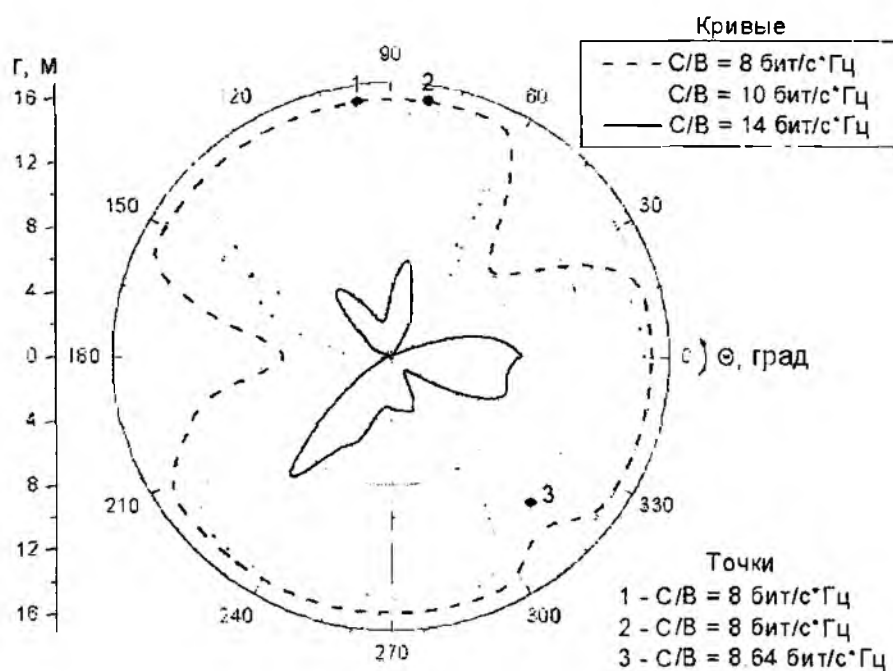


Рис. 14

### Повышение производительности с помощью пассивных ретрансляторов

Производительность радиоканала САРД падает с увеличением длины трассы за счет расходимости луча и переотражений. Одним из известных путей компенсации потерь за счет расходимости луча является применение направленных антенн. Для случая САРД с протоколом IEEE 802.11 такие антенны серийно выпускаются и представляют собой вырезку параболического цилиндра (рис. 18).

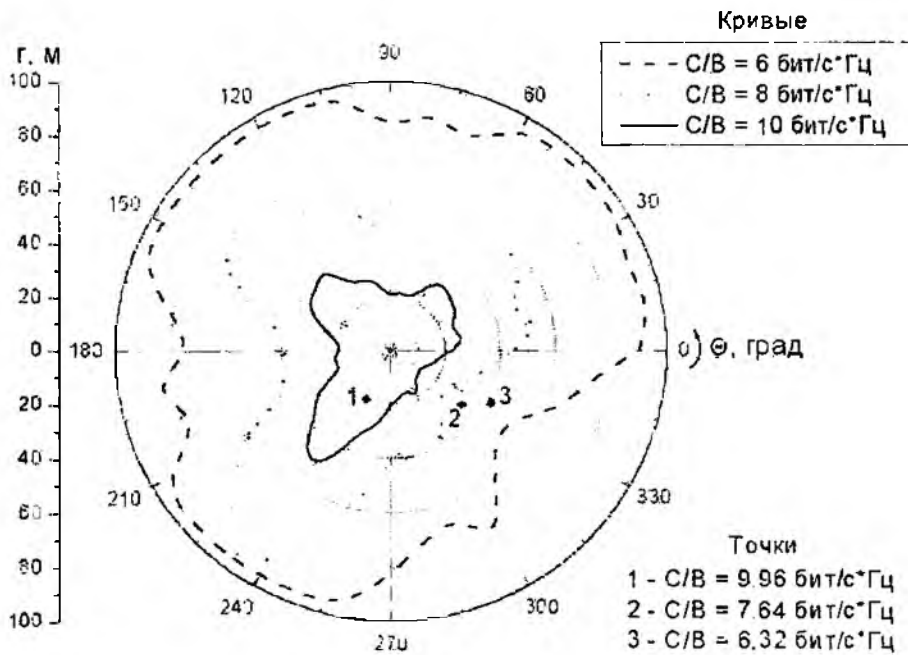


Рис. 15

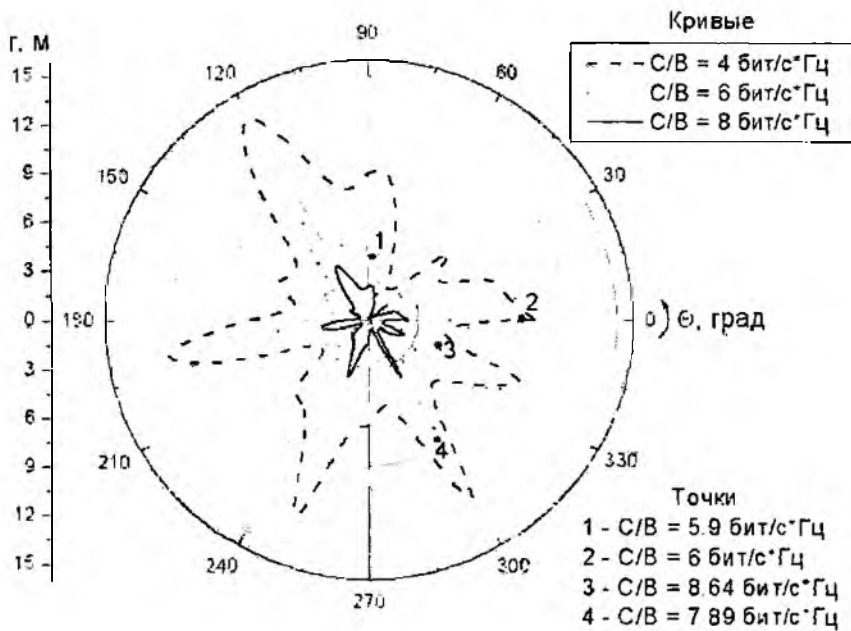


Рис. 16

На рис. 19 представлены результаты измерений уровней сигналов в помещении для двух случаев:

– в радиоканале используются радиокарты с ненаправленными антеннами (см. рис. 17 и кривую 1 на рис. 19)

– в радиоканале используются радиокарты с направленными антеннами (см. рис. 18 и кривую 2 на рис. 19)

Нетрудно видеть, что на всем протяжении трассы наблюдается довольно значительный прирост сигнала, а следовательно, и производительности. Однако влияние загущения стен существенно сказывается и дальность действия радиоканала с направленной антенной резко убывает при добавлении нескольких стен.



Рис. 17

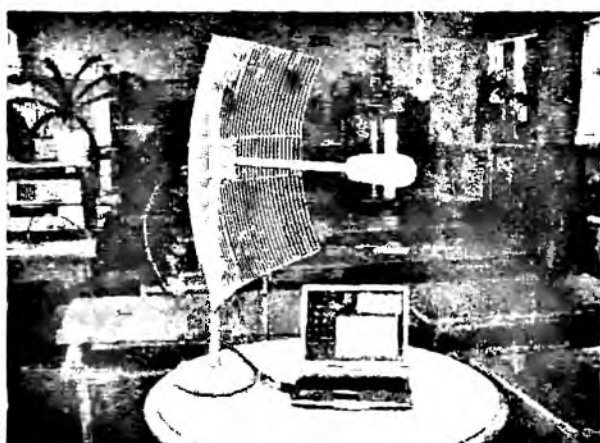


Рис. 18

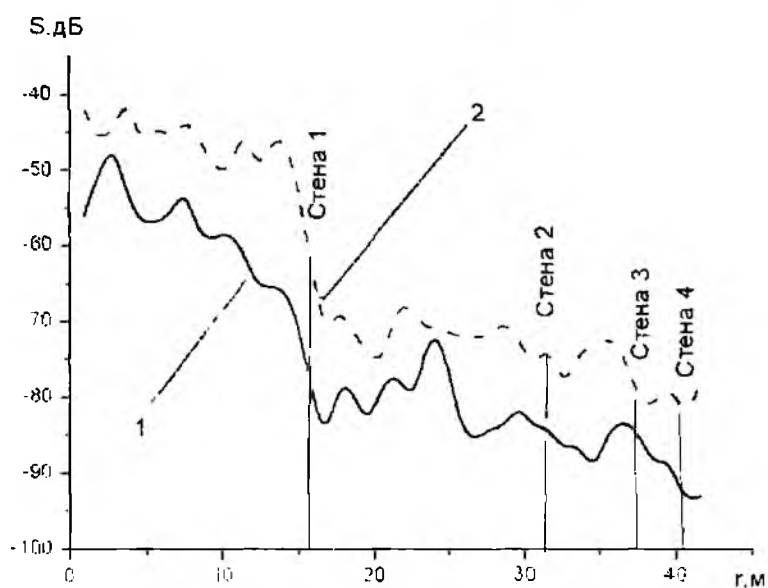


Рис. 19

Частично компенсировать потери на трассе распространения можно за счет применения пассивных ретрансляторов (ПР). Идея эта не нова, но в настоящее время отсутствуют сведения об исследовании пассивных ретрансляторов в условиях многолучевости.

Дважды была экспериментально проверена возможность реализации этой идеи: в первом случае рабочая частота составляла 2,45 ГГц, а во втором – 10 ГГц. Известны два способа усиления сигнала с помощью ПР:

- с использованием фазосдвигающего кольца, выполненного в виде второй зоны Френеля (рис. 20):

- с использованием экранирования четных зон Френеля (рис. 21).

ПР располагается на стене (рис. 21) с затуханием (7–8) дБ, в случае измерения по схеме, приведенной на рис. 20 роль поглощающей стены играл лист материала «Экран 320». В начале экспериментально исследовалась целесообразность применения того или иного способа. По результатам измерений сделан вывод, что использование фазосдвигающего кольца позволяет достичь большего усиления, чем экранирование четных зон, но при этом толщина кольца равна половине длины волны, что затрудняет применение данного способа на рабо-

чей частоте 2,45 ГГц. В связи с этим в локальных САРД с протоколом IEEE 802.11b необходимо применять ПР с экранированием четных зон. На рис. 22 приводятся данные об экспериментальных исследованиях затухания в радиоканале САРД с протоколом IEEE 802.11b без использования ПР и с его применением. ПР представляет собой вторую зону Френеля, заполненную металлом и рассчитанную по методике [4]. Эксперимент проводился с использованием направленных и ненаправленных антенн. В случае использования ненаправленной антенны «выигрыш» составляет 2 дБ, а в случае использования направленной антенны 6 дБ (см. рис. 22, кривая 2).

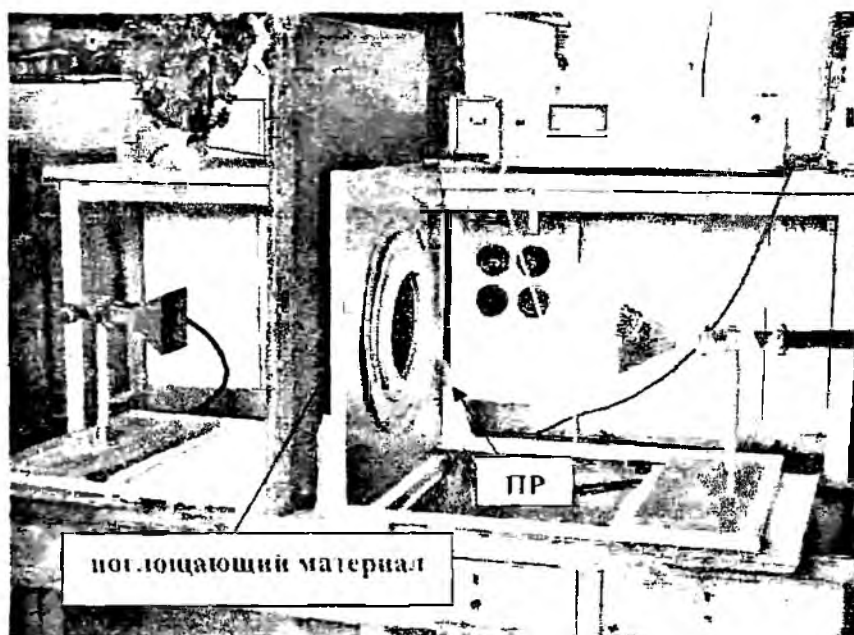


Рис. 20

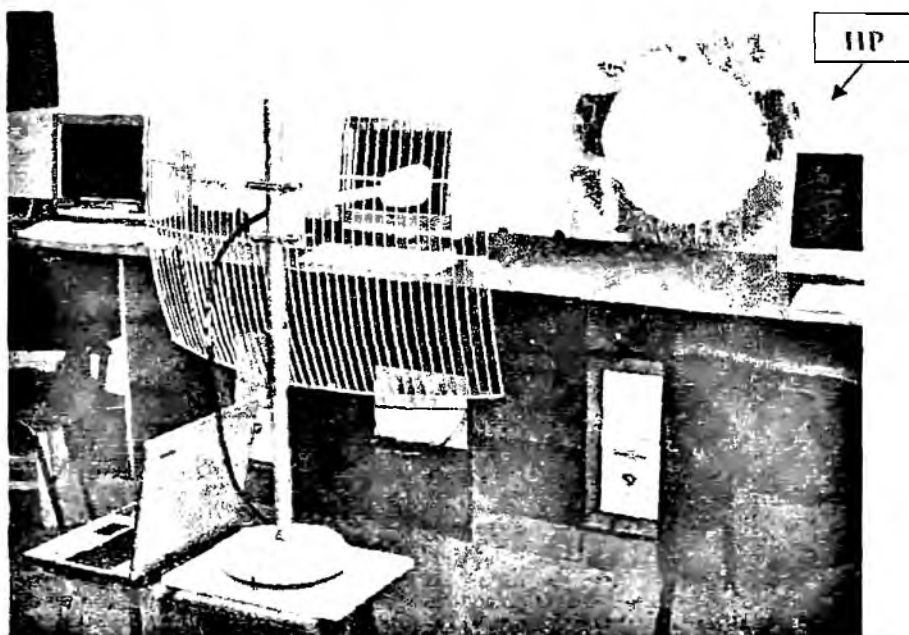


Рис. 21

Проведенные опыты позволяют сделать вывод о том, что в условиях многолучевости ПР не теряют своих фокусирующих свойств и могут быть использованы для построения развитых сетей с протоколом IEEE 802.11b.

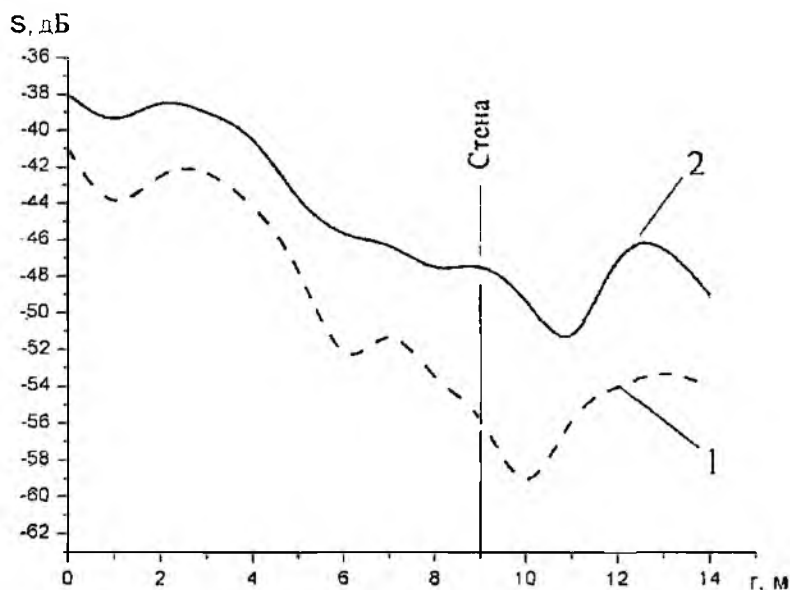


Рис. 22

## Выводы

1. Предложен способ реализации радиоканала САРД с производительностью не хуже заданной, основанный на построении кривых постоянной производительности путем расчета по моделям [2,3] затухания сигнала в радиоканале и экспериментальном исследовании угловой его интенсивности.

2. Показана возможность упрощения построения кривых постоянной производительности за счет введения двух приближений (3, 5). Экспериментально доказана их справедливость.

3. Изучена возможность использования пассивных ретрансляторов для увеличения спектральной эффективности САРД в условиях закрытых помещений с поглощающими стенами и при наличии многолучевости.

**Список литературы:** 1. *Бернард Скляр*. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд / Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с. 2. *Шокало В.М., Лихограй В.Г., Стрельницкий А.Е., Стрельницкий А.А., Роздоловский Ю.М., Бабанская Е.В.* Моделирование и измерение ослабления сигнала в радиоканале локальных САРД. Ч. 1 // Радиотехника: Всеукр.межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып.143. С. 143-150. 3. *Шокало В.М., Лихограй В.Г., Стрельницкий А.Е., Стрельницкий А.А.* Моделирование и измерение ослабления сигнала в радиоканале локальных САРД. Ч. 2 // Радиотехника: Всеукр.межвед. науч.-техн. сб. 2006. №144. С. 166-171. 4. *Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г.* Пассивные ретрансляторы для радиорелейных линий. М.: Связь, 1973. 208 с.

Харьковский национальный  
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 09.08.2006

## РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ДИАГНОЗА РАДИОЛОКАЦИОННОЙ НАБЛЮДАЕМОСТИ ПО ДАННЫМ РАДИОПРОСВЕЧИВАНИЯ АТМОСФЕРЫ ЭТАЛОННЫМИ ИСТОЧНИКАМИ

### Введение

На основании анализа алгоритмов диагноза условий распространения УКВ радиоволн в [1] было высказано предположение о возможности создания более простого алгоритма, если существуют совокупности радиотрасс, на которых, по крайней мере приближенно, совпадают условия распространения. Экспериментальные исследования [2] подтвердили, что над морем при разнообразных состояниях пограничного слоя атмосферы наблюдается приближенное совпадение множителей ослабления на совокупностях трасс, имеющих общий участок вдоль поверхности.

В работе обосновывается метод диагноза радиолокационной наблюдаемости над акваториями по данным радиопросвечивания эталонными источниками, приводятся методика его реализации и результаты сопоставления данных диагноза с результатами непосредственных радиолокационных наблюдений в УВЧ и СВЧ диапазонах, представляются алгоритм функционирования системы диагноза и прогноза, в составе которой могут использоваться все известные методы зондирования, диагноза и прогноза, а также перспективные направления повышения надежности прогноза.

Приближенное совпадение множителей ослабления, выполняющееся на совокупностях трасс с общим участком вдоль поверхности [1,2], может быть положено в основу нового метода оперативного диагноза РН и РЛН над акваториями по данным радиопросвечивания пограничного слоя атмосферы эталонными источниками.

### Обоснование метода оперативного диагноза по данным радиопросвечивания

Для решения задачи диагноза приближенное совпадение множителей ослабления на диагностируемой и зондируемой трассах  $V_d \approx V_z$  целесообразно замеснить на следующее точное равенство, аналогичное использовавшемуся в [1, 2],

$$V_d / V_z = C, \quad (1)$$

где  $V_d$  и  $V_z$  – множители ослабления соответственно на диагностируемой и зондируемой трассах; значение  $C$  в диапазоне безразмерных [1] высот  $y_d \geq 0.5$  диагностируемой трассы принимается равным единице, а в диапазоне высот  $y_d < 0.5$  значения  $C$  могут быть определены расчетным путем с помощью выражения (5) [1].

Учитывая общепринятое определение множителя ослабления [3, 4] как отношения мощности на входе приемного устройства в реальной атмосфере к мощности на входе приемного устройства в свободном пространстве, выражение (1) можно записать в виде

$$P_d / P_z = (P_d / C^n P_z)^{1/n}, \quad (2)$$

где  $P_d, P_z, P_d^0, P_z^0$  – соответственно уровни мощности радиосигнала на входах приемных устройств зондирующей и диагностируемой систем в реальной атмосфере и в свободном пространстве,  $n=1$  для связных и  $n=2$  для локационных диагностируемых систем. Согласно (2), основное выражение, связывающее энергетические параметры связной зондирующей и радиолокационной диагностируемой систем приобретает вид

$$P_d \geq P_z = \left( \frac{P_d G_d G_z \lambda_d^2}{C^2 4\pi} \right) \cdot \left[ \frac{(4\pi)^3 P_{\min}}{P_z G_z \lambda_z^2 \sigma} \right]^{1/2} \left( \frac{R_d}{R_z} \right)^2. \quad (3)$$

В этом выражении  $P_d, G_d, G_z, \lambda_d$  – соответственно излучаемая мощность, коэффициен-

ты усиления передающей и приемной антенн, а также длина волны зондирующей системы.  $P_t'$ ,  $G_d'$ ,  $\lambda_n$ ,  $P_{\text{мин}}'$  – соответственно мощность излучения передатчика, коэффициент усиления антенной системы, длина волны и пороговая чувствительность диагностируемой РЛС при заданном отношении сигнал/шум для цели с известной ЭПР  $\sigma$ ;  $R_1$  и  $R_2$  – протяженности диагностируемой и зондируемой трасс, рассчитываемые для стандартной атмосферы с помощью выражений в рамках метода эквивалентного радиуса [1]

$$R_1 \approx 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) + \Delta R \text{ и } R_2 \approx 4.12(\sqrt{h_p} + \sqrt{h_n}) + \Delta R, \quad (4)$$

где  $h_1$  и  $h_2$  – высоты передающего и приемного пунктов зондирующей системы,  $h_p$  – высота РЛС,  $h_n$  – высота цели.  $\Delta R$  – длина общего участка вдоль поверхности Земли для зондируемой и диагностируемой трасс. В соответствии с [1] в неравенстве (3) предполагается близость рабочих частот зондирующей и диагностируемой систем.

Необходимая и достаточная для диагноза информация о состоянии ПСА заключена в левой части неравенства (3), представляющей собой измеренную дистанционную или высотную зависимость мощности принятого радиосигнала на входе приемного устройства зондирующей системы. Правая часть неравенства (3) очевидным образом не зависит от состояния атмосферы, что позволяет проводить ее заблаговременный расчет в интересующем диапазоне протяженностей диагностируемых трасс для конкретных типов целей ( $\sigma$  и  $h_n$ ). Знак неравенства в (3) свидетельствует о том, что при фактических условиях распространения обнаружение заданной цели диагностируемой РЛС на удалении  $R_n$  возможно, если на входе зондирующей системы мощность  $P_t$  сигнала эталонного источника, удаленного на расстояние  $R_1$ , превышает расчетную величину, определяемую правой частью неравенства (3).

#### **Методика проведения экспериментальных исследований, обработки и представления результатов оперативного диагноза**

Экспериментальные исследования с целью проверки реализуемости метода диагноза и сопоставления данных диагноза с результатами непосредственных РЛН самолета и корабля были проведены в диапазонах волн 4 и 35 см. В процессе зондирования условий распространения передающие устройства обоих диапазонов волн зондирующей системы размещались на борту самолета, выполнявшего радиальные полеты на высоте 2000 м (маршрут *ВГ*) относительно общего приемного пункта *Л*, размещенного на берегу вблизи береговой черты на высоте около 20 м (см. рис. 1). Результаты зондирования в рамках неравенства (3) использовались для диагноза РЛН самолета при высоте его полета 100 м (маршрут *АБ*) РЛС обоих диапазонов волн, размещенных в непосредственной близости от приемного пункта *Л*. При этом для минимизации временного интервала между нахождением самолета на трассах с общим участком вдоль поверхности Земли (см., например трассы 1-2 и 1-3 на рис. 1) полеты осуществлялись в режиме приближения самолета к приемному пункту *Л*. В этом случае самолет приближался вдоль маршрута *М-Е* (совокупность зондируемых трасс), затем быстро снижался из точки *Е* в точку *Д* до высоты 100 м и продолжал приближение к пункту *Л* вдоль маршрута *Д-С* (совокупность диагностируемых трасс). Очевидно, результаты зондирования в интервале удалений от точки *М* до точки *Е* вдоль маршрута *МЕ* могли использоваться для целей диагноза в области пространства, ограниченного касательными *К'о'К''о''* (см. рис. 1).

Кроме того, на расстоянии 47 км от пункта *Л* вдоль трассы полетов размещался корабль водоизмещением 1000 т, высота которого составляла около 10 м, что позволило оценить возможности диагноза, когда высота диагностируемого пункта была меньше нижней границы применимости метода эквивалентного радиуса, составляющей [1] около 20 м.

Оперативный диагноз РЛН по данным радиопросвечивания на трассах с общим участком вдоль поверхности Земли основан на сравнении измеренных уровней мощности радиосигналов в реальной атмосфере с их расчетными значениями для зондирующей и диагности-

руемой систем в свободном пространстве. Поэтому расчет правой части неравенства (3) про- изводился на основании паспортных данных зондирующей и диагностируемых систем.

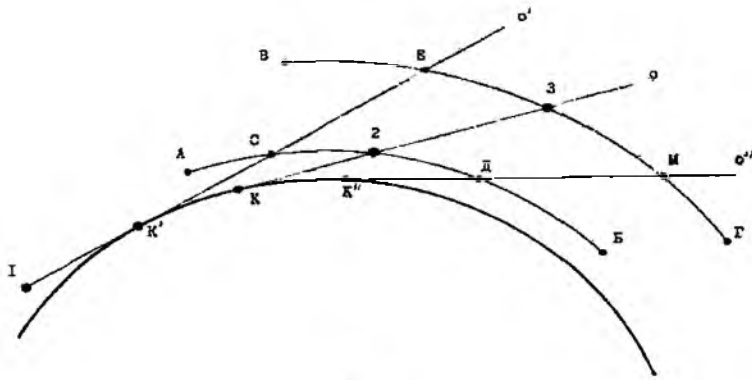


Рис. 1

В процессе проведения исследований использовались РЛС с известными амплитудными характеристиками приемных трактов, поэтому в качестве значения  $P_{\min}$  в правую часть неравенства (3) вводилась величина пороговой чувствительности. В этом случае для каждой РЛС диагностировалась максимальная дальность обнаружения самолета и величина отношения сигнал/шум для корабля. Результаты расчета правых частей неравенства (3) для самолета представлены сплошными линиями на рис. 2 для волны  $\lambda = 4$  см и на рис. 3 для волны

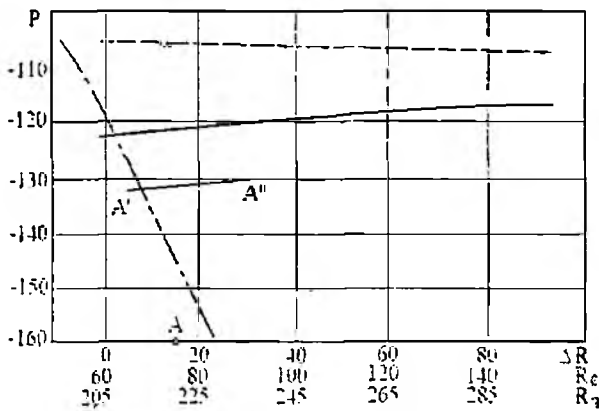


Рис. 2

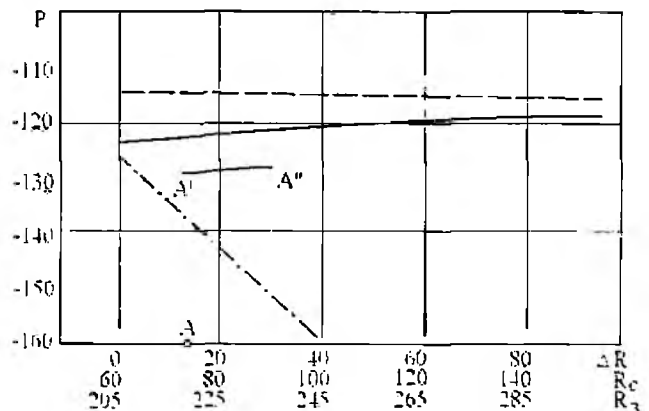


Рис. 3

$\lambda = 35$  см, а линиями  $A'-A''$  – для корабля. Штрих пунктирные линии на этих рисунках представляют дистанционные зависимости уровней мощности радиосигнала на входах приемных устройств соответствующих диагностируемых систем для стандартной атмосферы, а штриховые для свободного пространства. По осям абсцисс отложены протяженность общего участка вдоль поверхности Земли –  $\Delta R$ , длина диагностируемой трассы “РЛС – самолет”  $R_c$ , длина зондируемой трассы –  $R_s$ . Точка А на оси абсцисс соответствует протяженности трассы “РЛС – корабль”. Сопоставление сплошных и штрихпунктирных линий на рис. 2 и 3 показывает, что при стандартной атмосфере обе РЛС должны обеспечивать дальность обнаружения самолета практически в пределах прямой видимости; корабль, находящийся в области тени, не должен обнаруживаться. При благоприятных условиях распространения (см. сплошные и штриховые линии на рис. 2 и 3) РЛН и самолета и траулера возможно за пределами прямой видимости. Таким образом, в каждом диапазоне волн диагноз РЛН самолета, приближающегося к РЛС на высоте 100 м, заключался в определении удалений самолета, на которых уровень прямого сигнала на входе зондирующей системы, измеренный в процессе полета на высоте 2000 м, совпадал с рассчитанным, согласно правой части (3).

Непосредственно процесс диагноза максимальной дальности обнаружения самолета заключался в совмещении в едином масштабе измеренной и рассчитанной дистанционных зависимостей уровня мощности сигнала таким образом, чтобы диагностируемая и зондируемая трассы имели общий участок вдоль поверхности земли, определении точки пересечения обеих зависимостей ( $P_s \approx P_p$ ) и соответствующего ей удаления самолета в масштабе протяженностей диагностируемой трассы. Диагноз РЛН корабля в виде ожидаемого отношения «сигнал-шум» производился для протяженности трассы  $R_d \approx 47$  км и заключается в определении превышения измеренного уровня мощности над рассчитанным  $[(P_s - P_p) \times 2] \text{ дБ}$ , где коэффициент 2 обусловлен переходом от прямых сигналов к локационным.

Результаты непосредственных радиолокационных наблюдений каждого объекта позволили оценить реализуемость и информативность метода диагноза по данным радиопросвечивания атмосферы, а также определить область его использования.

Метод эквивалентного радиуса позволяет оперативно распространить результаты диагноза на всю область тропосферы, в которой производилось зондирование (см. на рис. 1 область тени, ограниченную касательными  $K'o'K''o''$ , а также освещенную область, примыкающую к радиогоризонту). В этом случае диагноз РЛН объекта с известными параметрами представляется в виде трехмерных диаграмм «высота дальность отношение сигнал/шум», на которых каждая точка является отношением левой и правой частей неравенства (3):  $P_s(R_s)/P_p(R_s) \geq 0$ .

### Результаты экспериментальных исследований

Примеры измеренных дистанционных зависимостей уровней мощности радиосигналов в диапазоне волн  $\lambda = 4$  см на входах приемных устройств зондирующей системы и РЛС представлены на рис. 4, а и рис. 4, б соответственно. На рис. 4, а линия  $C'C''$  соответствует расчетной дистанционной зависимости максимальной дальности РЛН самолета для высоты полета 100 м, а линия  $A'A''$  — аналогичной расчетной зависимости для корабля, по оси абсцисс отложены дальность зондируемой трассы  $R_s$ , дальность диагностируемой трассы для самолета  $R_d$  и корабля  $R_k$ .

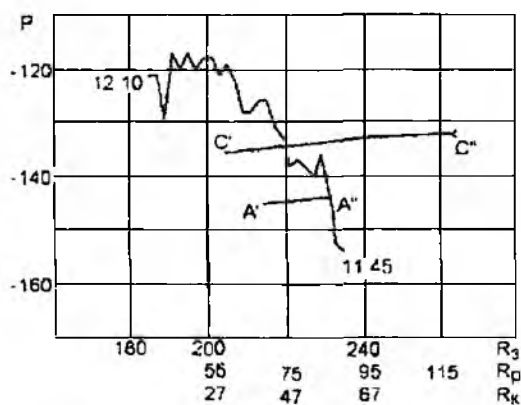


Рис. 4, а

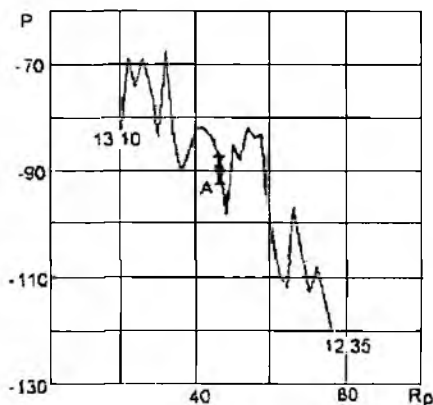


Рис. 4, б

Совместное рассмотрение измеренной и расчетных дистанционных зависимостей на рис. 4а приводит к следующему диагнозу РЛН: ожидаемая дальность обнаружения самолета (74 – 78) км; ожидаемое отношение сигнал/шум корабля (15-25) дБВт. Результаты непосредственной РЛН (см. рис. 4, б): дальность обнаружения самолета составила около 75 км, а отношение сигнал/шум для корабля (см. точку А на рис. 4. б) находилось в интервале (25 – 35) дБВт. Таким образом, для данных условий распространения наблюдалось приближенное совпадение результатов диагноза и непосредственного РЛН самолета, а результаты диагноза РЛН корабля примерно на (10 – 15) дБВт ниже его фактической РЛН. Аналогичные результаты были получены и в диапазоне волн  $\lambda = 35$  см

Результаты сопоставления максимальных дальностей обнаружения самолета по данным диагноза  $R_d$  и непосредственных радиолокационных наблюдений  $R_p$  приведены на рис. 5. *а* для диапазона волн  $\lambda = 4$  см и на рис. 5. *б* для диапазона волн  $\lambda = 35$  см соответственно.

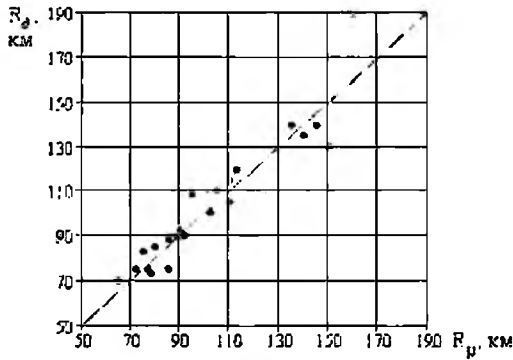


Рис. 5. *а*

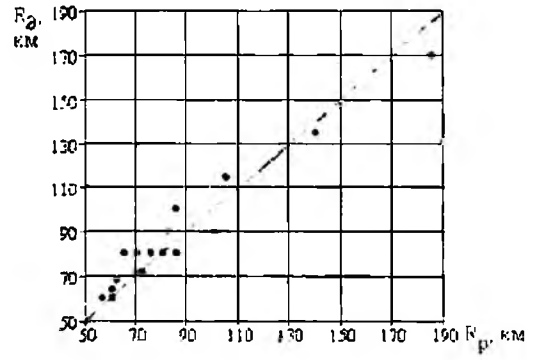


Рис. 5. *б*

Они показывают, что в случае диагноза максимальной дальности РЛН самолета при разнообразных условиях распространения в обоих диапазонах волн экспериментальные данные группируются вокруг условия  $R_d = R_p$  (сплошные линии на рис. 5. *а*, *б*). Максимальные отклонения экспериментальных данных от условия  $R_d = R_p$  не превышали  $\pm(15-20)$  км.

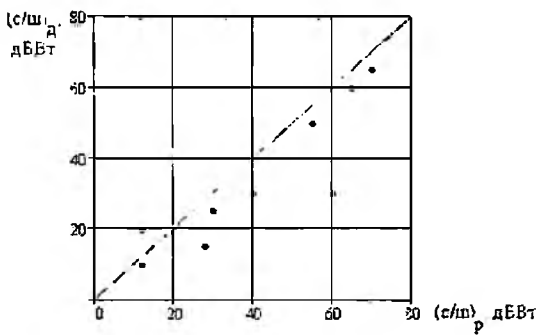


Рис. 6. *а*

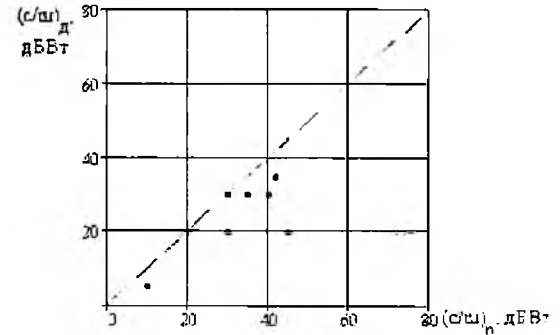


Рис. 6. *б*

Результаты сопоставления величин отношения сигнал/шум корабля по данным диагноза  $(с/ш)_д$  и непосредственных радиолокационных наблюдений  $(с/ш)_р$  в диапазонах волн 4 и 35 см приведены соответственно на рис. 6. *а* и рис. 6. *б*. Как следует из результатов расчета правых частей неравенства (3) (см. кривые  $A'-A''$ , на рис. 3, *а* и рис. 3, *б*) данные на рис. 6 были получены только при повышенной или аномальной рефракции. Они показывают, что при диагнозе отношения сигнал/шум для объекта, высота которого составляла около 10 м, ошибки диагноза могли достигать  $-30$  дБВт в обоих диапазонах волн. В сантиметровом диапазоне радиоволн такие величины ошибок могли быть обусловлены расположением корабля внутри приводных инверсий, а в дециметровом диапазоном совместным влиянием близости поверхности раздела и крайних мощных приводных инверсий. Действительно, в дециметровом диапазоне высоте 10 м соответствует ее безразмерное значение  $y \approx 0,42$ , что приводит, согласно [1], к постоянной ошибке диагноза  $(10 - 12)$  дБВт. Ошибки диагноза, превышавшие данную величину, могли быть вызваны мощными приводными инверсиями, высота которых по данным синхронных метеозондирований достигала  $(50 - 80)$  м в период проведения экспериментальных исследований.

Следует отметить, что при условиях распространения близких к стандартным корабль не наблюдался РЛС обоих диапазонов волн, что соответствовало данным диагноза (см. рис. 2, 3).

Выполненная в рамках методики [5] оценка среднеквадратической погрешности данного метода диагноза дальности РЛН самолета привела к выражению  $\sigma(R_d) = \pm 0,76 R_p$ . Так как

для диагностируемой трассы дальность радиогоризонта  $R$  является известной величиной, то выражение для оценки погрешности диагностируемой дальности с учетом погрешности метода диагноза может приведено к виду

$$R_1 = R + (\Delta R \pm 0,76R_1), \quad (5)$$

где  $\Delta R$  – протяженность общего участка вдоль поверхности Земли. Из последнего выражения следует, что среднеквадратическая погрешность диагноза превышает погрешность самого метода эквивалентного радиуса, где  $\sigma_r = (4,5 - 5,6) \text{ дБ}$  [1], и возрастает с увеличением протяженности зондируемой трассы или высоты эталонного источника.

Несмотря на то, что данный метод диагноза позволяет получать количественные оценки РН и РЛН, не следует ожидать совпадения данных диагноза с результатами РЛН, так как и данные зондирования и результаты непосредственного РЛН представляют собой случайные выборки нестационарных процессов. Поэтому результаты диагноза целесообразно рассматривать как рекомендации, направленные на более оптимальное использование имеющихся радиотехнических систем при существующих условиях распространения радиоволн.

С этой точки зрения, более информативным является представление результатов диагноза в виде трехмерной диаграммы ожидаемой РЛН, пример которой представлен на рис. 7, где по оси абсцисс отложено расстояние до объекта, по оси ординат его высота, левая пунктирная линия соответствует дальности радиогоризонта, правая максимальной дальности зондирования в функции от высоты объекта, а ожидаемое отношение сигнал/шум объекта с заданной ЭПР отображено на диаграмме в виде градиаций различной контрастности. Подобная форма представления результатов диагноза представляется более информативной по сравнению с используемой в системе IREPS [6]. Приведенные на рис. 7 данные позволяют считать, что при фактических условиях распространения следует ожидать наличия двух зон наблюдаемости: первая в пределах прямой видимости, а вторая в зоне тени, причем наиболее вероятной причиной проникновения радиополя за горизонт можно считать возникновение приподнятого инверсионного слоя.

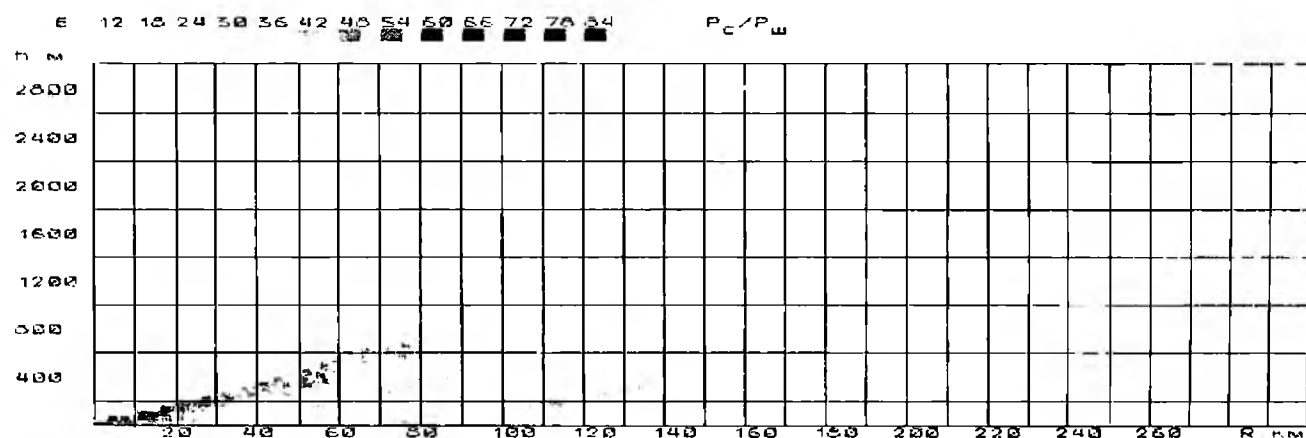


Рис. 7

Таким образом, метод диагноза РН и РЛН по данным радиопросвечивания ПСА эталонными источниками обладает высокой оперативностью, обеспечивает количественные оценки диагностируемого параметра над акваториями в широком диапазоне высот и протяженностей трасс. Данный метод приводит к заниженным оценкам РН и РЛН, когда диагностируемый объект расположен внутри приводных инверсий, а к завышенным – когда источник зондируемой трассы располагается между двумя приподнятыми инверсиями, образующими приподнятый волновод типа “шепчущая галерея” [7]. Однако данным anomальным условиям присущи специфические дистанционные зависимости, что позволяет выявлять их возникновение. Поэтому диагноз по данным радиопросвечивания эталонными источниками может

считаться перспективным для решения задачи оптимального применения радиотехнических средств над акваториями, включая прибрежные зоны.

### Система диагноза и прогноза условий распространения радиоволн, РН и РЛН

Выполненный в [1] анализ алгоритмов диагноза, реализуемых по данным известных и перспективных методов зондирования параметров ПСА свидетельствует о возможности объединения известных методов решения комплексной проблемы "зондирование-диагноз-прогноз" в рамках системы, упрощенный алгоритм работы которой приведен на рис. 8.

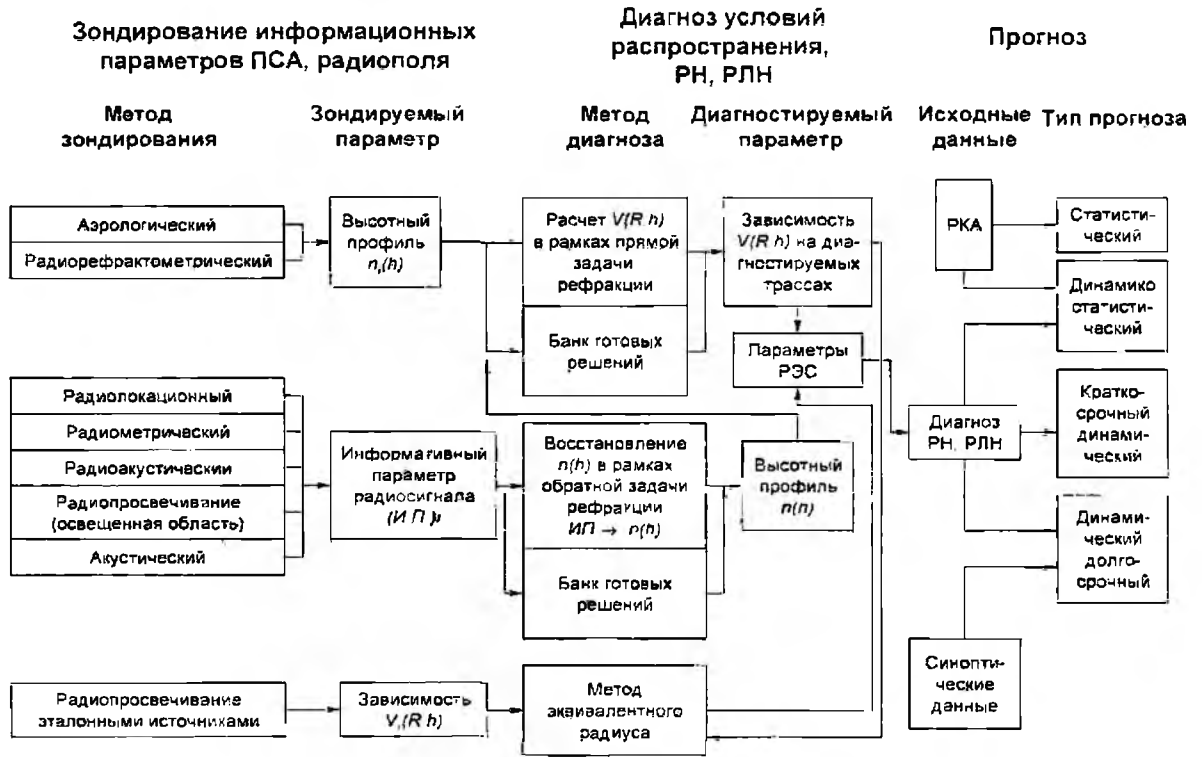


Рис. 8

В эту систему органически вписывается и метод диагноза по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками. Он может использоваться самостоятельно (см. рис. 4, а и 7) или применяться для оперативного представления данных диагноза, полученных в рамках любого из известных методов, в виде диаграмм радионаблюдаемости (см. рис. 7).

В системе на рис. 9 включены известные и перспективные направления решения наиболее сложного завершающего этапа, а именно прогноза радио- и радиолокационной наблюдаемости, задачей которого является предсказание условий распространения в интересующем временном интервале на заданной трассе или в области пространства. До настоящего времени прогнозирование рассматривается как самостоятельная задача, в которой используется статистический подход на базе банка радиофизических или метеорологических данных, созданных в результате многолетних экспериментальных исследований в конкретных регионах планеты, примером чего является радиоклиматический атлас (см. РКА на рис. 9).

Данные статистического прогноза могут считаться обоснованными над обширными акваториями Мирового океана, где масштабы горизонтальной стратификации ПСА существенно превышают протяженность радиотрасс. Для закрытых акваторий и, тем более, прибрежных районов, где масштабы горизонтальных неоднородностей соизмеримы или даже меньше протяженностей радиотрасс, а атмосферные процессы более изменчивы, ценность статистического прогнозирования становится проблематичной.

Если использовать данные диагноза в качестве начальной информации об условиях распространения, то процесс прогнозирования можно рассматривать как заключительный этап единого процесса "зондирование – диагноз – прогноз". В этом случае возможны динамико-статистический и динамический подходы к решению проблемы среднесрочного и долгосрочного прогноза. В первом случае к данным диагноза привлекаются статистические данные РКА для региона, в котором расположена прогнозируемая радиотрасса, а во втором, наиболее перспективном, – данные о движении атмосферных масс в районе прогнозируемой трассы, получаемых из доступных источников, например стандартных метеорологических измерений и карт погоды, в том числе прогностических [8, 9].

### Выводы

Результаты экспериментальных исследований над морем подтвердили, что метод диагноза по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками реализуем, обеспечивает возможность оперативного получения информации о ожидаемой РЛН, позволяет представлять данные диагноза для конкретных радиотрасс в виде максимальной дальности обнаружения или отношения сигнал/шум, а также для всей области зондирования в виде трехмерных диаграмм «дальность – высота – отношение сигнал/шум».

Ограничения метода, связанные с возрастанием погрешности диагноза, наблюдаются вблизи поверхности раздела, а также при расположении диагностируемого пункта внутри мощных приповерхностных волноводов или эталонного источника внутри приподнятых волноведущих структур.

Метод диагноза по данным радиопросвечивания эталонными источниками органически комплексирован с известными методами зондирования ПСА и традиционным методом диагноза в рамках универсальной системы диагноза прогноза. Он может применяться самостоятельно или использоваться для оперативного распространения данных, полученных в рамках традиционного метода, на интересующую область пространства.

Новизна заключается в обосновании нового метода диагноза условий распространения радиоволн УКВ диапазона над акваториями, включая прибрежные зоны.

Практическая значимость заключается в реализации оперативного диагноза в прибрежной зоне акватории, определении целесообразности использования метода эквивалентного радиуса для оперативного распространения в пространстве данных диагноза.

Единый подход к проблеме «зондирование – диагноз – прогноз» позволил предложить перспективное направление повышения надежности прогноза, базирующееся на данных диагноза и прогнозе метеопараметров атмосферы для района расположения радиотрасс.

**Список литературы:** 1. Жуков Б.В., Андриенко Ю.А. Диагноз условий распространения УКВ по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками // Радиотехника. 2006. Вып. 144. С. 281-288. 2. Жуков Б.В., Андриенко Ю.А. Результаты экспериментальных исследований множителя ослабления на морских трассах с общим участком вдоль поверхности раздела // Радиотехника. 2006. Вып. 145. С.20-27. 3. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк. 1970; Пер. с англ. Под общей ред. К.И. Трофимова. Т.1. Основы радиолокации / Под ред. Я.С. Ицхоки, М., Сов. радио. 1976. 456с. 4. Аренберг А.Г. Распространение дециметровых и сантиметровых волн. М.: Сов. радио. 1957. 303с. 5. Рабинович С.Г. Погрешности измерений. Л.: Энергия, 1978. 261с. 6. Hines, H.V., Richter J.H. Integrated refractive effects prediction system (IREPS). In: URSI Commission F Colloque Quert. Open Symposium La Baule (France), 28 april-6mai 1977, с.г. La Baule, 1977. P.55-60. 7. Андрианов В.А., Арманд Н.А. Дифракция радиоволн вокруг Земли при наличии в атмосфере отражающего слоя // Радиотехника и электроника. 1965. 10, №3. С.413-418. 8. Динамика атмосферы и океана / А. Гил, пер. с англ.: В 2-х т. М.: Мир. 1986. Т. 1. 394 с. 9. Стехановский Д.И., Зубков А.Е., Петровский Ю.С. Навигационная гидрометеорология. М.: Транспорт, 1971. 274 с.

## СОЗДАНИЕ МОДЕЛЕЙ ОБУЧАЕМОГО И УЧЕБНОГО КУРСА ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ИНДИВИДУАЛЬНОЙ ТРАЕКТОРИИ ОБУЧЕНИЯ

В последнее время в образовании используют современные компьютерные, информационные и коммуникационные технологии, которые направлены на обеспечение высокого качества учебного процесса и удовлетворение возрастающего спроса на образовательные услуги, что послужило основой для дистанционного обучения (ДО) с помощью сети Интернет.

Вследствие этого в Украине принята «Программа развития системы дистанционного обучения на 2004 – 2006 года», в которой отмечается необходимость удовлетворения образовательных потребностей и профессиональной подготовки граждан на протяжении всей жизни. В соответствии с этой программой, обучаемыми могут быть преподаватели, научные сотрудники, соискатели, сотрудники коммерческих структур и др. с различным базовым уровнем знаний и целью обучения, которым нужны учебные материалы согласно их персональным характеристикам (владение определенными языками общения, квалификация, возраст, комплектация компьютера и др.). Многими поставщиками образовательных услуг (учебное заведение, авторизованный центр обучения, коммерческая структура и т.п.) внедряются новые информационные технологии для поддержки учебного процесса в составе систем дистанционного обучения (СДО) на базе Learning Space, Prometheus, Moodle и др. с учетом ограниченной категории обучаемых, и согласно данным категориям наполняются информационные ресурсы учебными материалами, которые предоставляются по гиперссылкам. В связи с узкой тематической направленностью информационных ресурсов и отсутствием средств для поиска учебных материалов в существующих СДО большинство обучаемых обращаются к сети Интернет для получения дополнительных учебных материалов с целью углубления или восстановления знаний в соответствии со своей профессиональной деятельностью, что препятствует широкому распространению указанных СДО.

Определяющим фактором развития обучения с помощью Интернет является разработка международными организациями стандартов технологий ДО, что обеспечило создание сетей информационно-обучающих ресурсов (ИОР) [1] и формирование их в информационно-образовательную среду (ИОС). ИОР состоят из учебных материалов и их метаданных – информации для организации и сопровождения учебного процесса (размещение учебного материала, классификация, язык изложения, программно-аппаратные требования, стоимость, тип и уровень интерактивности, семантическая насыщенность и др.). Во время использования поисковых средств, предусмотренных для работы в Интернет, для получения учебных материалов в ИОС не учитываются метаданные этих материалов и персональные характеристики обучаемого, что обуславливает низкую эффективность таких средств из-за обезличивания процесса поиска [2, 3]. Поэтому возникла необходимость исследовать процесс построения индивидуальной траектории обучения с использованием метаданных учебных курсов в распределенной компьютерной сети Интернет и создать модели и алгоритмы в информационной технологии построения такой траектории с учетом выбора оптимальных альтернатив обучающих курсов персонально для каждого обучаемого. Для того чтобы реализовать подобную систему, необходимо решить такие задачи:

- выбрать технологии описания информации, которые позволили бы обрабатывать информацию машинными методами. При этом такое описание должно быть исчерпывающим, а следовательно, легко расширяемым в соответствии с постоянно изменяющимися требованиями;

- создать модели обучаемого и обучающего ресурса таким образом, чтобы данные, оформленные в соответствии с этой моделью, могли быть проанализированы;

- на основании накопленных данных проанализировать нечеткие методы, пригодные для выявления скрытых данных с целью оптимизировать процесс обучения для конкретного человека;

- на основе проведенного анализа построить оптимальную траекторию обучения для конкретного обучаемого с учетом знаний, которыми он уже обладает.

Эти проблемы определили актуальность исследований, направленных на разработку моделей и алгоритмов в области подбора учебных материалов в процессе обучения. Применение указанных моделей и алгоритмов обеспечит повышение качества предоставляемых образовательных услуг за счет индивидуализации процесса как «классического», так и дистанционного обучения [4, 5].

Решением задачи описания информации для обработки машинным методом является использование языка OWL, разработанного консорциумом W3C в рамках проекта Semantic Web. Этот язык дает возможность публиковать и совместно использовать совокупности терминов, называемых онтологиями и служащих выразительными средствами этого представления. Онтология определяет термины, используемые для описания и представления знаний той или иной предметной области. Она необходима для людей, для приложений, систем баз данных и различных других информационных систем, которые совместно используют специфическую информацию в какой-либо предметной области.

Онтологии включают доступные для компьютерной обработки определения основных понятий предметной области и связи между ними. Они обеспечивают возможности повторного использования знаний, могут быть использованы для более точного поиска информационных ресурсов в веб, для управления знаниями в этой среде. Таким образом, онтологии и язык OWL являются достаточным средством для представления информации, которая будет понятна человеку, и при этом, может быть обработана машиной.

Онтологическая модель обучаемого должна включать в себя информацию о человеке, как о части социума и как субъекте обучения. В качестве первой части разумно использовать уже существующий стандарт vCard, за счет чего достигается большее удобство в перенесении информации об обучаемом из уже существующих систем. Вторая часть должна включать в себя информацию об уже изученных курсах, и курсах, которые должны быть изучены. Онтологическая модель графически представлена на рис. 1.

Класс vCard представляет собой данные персональной информации об обучаемом. Основные его функции – однозначная идентификация обучаемого, а также описание контактной информации. В нем содержатся следующие свойства:

nickname, ник пользователя;

org, название организации;

adr, адресная информация, в свою очередь подразделяется на:

1) robox, почтовый ящик;

region, региональный код;

extadd, расширенный (полный) вариант написания адреса:

street, улица;

country, страна проживания;

pcode, почтовый код;

tel, информация о телефонах для связи, состоит из свойств:

phone, номер телефона;

phone\_type, тип телефона (может быть «мобильный», «домашний», «факс», «рабочий», «пейджер», и т.п.);

geo, географический регион;

logo, персональный логотип;

n, класс, содержащий информацию об имени;

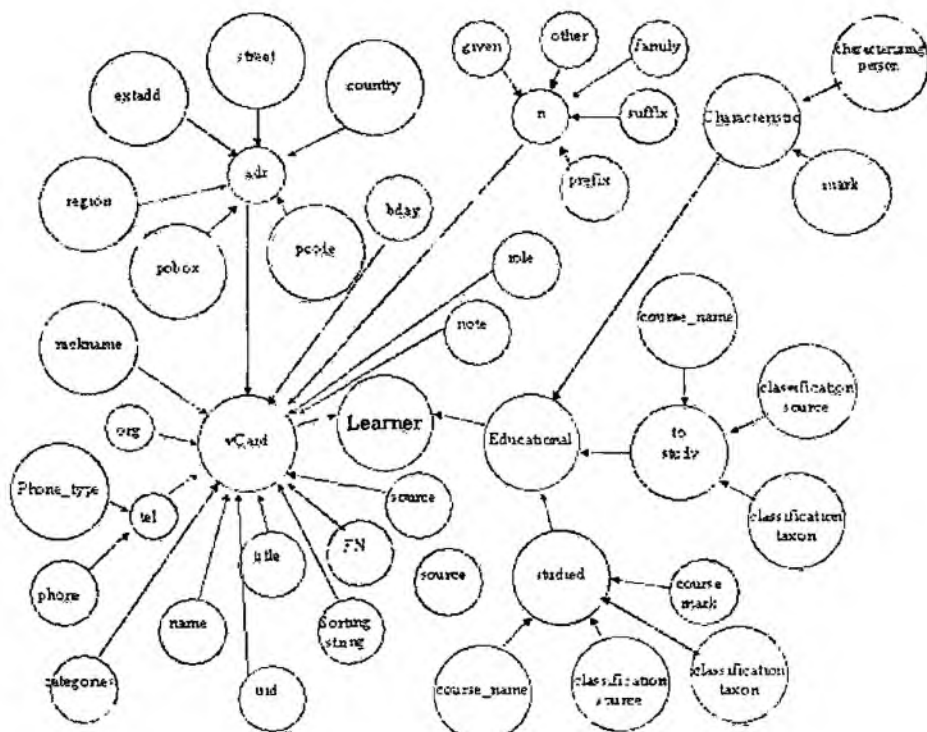


Рис. 1

given, данное имя;

other, другое имя;

family, фамилия;

suffix, суффикс;

prefix, префикс (например Mr., Mrs, и др.);

email, адрес электронной почты для связи;

label, ассоциированные с контактом записи о доставке корреспонденции. Они могут различаться например для дома и работы, поэтому подразделяются на следующие свойства:

label\_type, тип доставки (может быть «Home», «Work», «Parcel», «Postal», «Domestic»;

label\_value, текст записи;

categories, категории;

name, имя;

title, название;

uid, уникальный идентификатор;

sorting\_string, строка для сортировки;

source, источник, из которого взята информация;

photo, фотография;

bday, дата рождения;

note, связанные записи, заметки;

FN, полное имя;

role, роль (например, «программист»);

rev, дата последнего обновления записи;

mailer, тип почтового ПО.

Онтология была расширена иерархией свойств Educational, которые содержат информацию, необходимую для функционирования алгоритма поиска альтернатив, а также выбора оптимальной траектории:

studied, показывает, какие курсы были изучены обучаемым, состоит из следующих под-свойств:

course\_name, название курса;

classification\_source, идентификатор источника классификации. по которой курс может быть определен в ту или иную категорию курсов;

- 1) classification\_taxon, значение классификации;
- 2) course mark, оценка. полученная по прохождению курса;

characteristic, информация об отзывах и оценках профессиональной деятельности обучаемого, состоит из подсвойств.

- 1) characterized\_person, источник, который дает оценку;
- 2) mark, значение оценки профессиональной пригодности 0..1;

to study, показывает, какие курсы должны быть изучены обучаемым, состоит из следующих подсвойств:

- 1) course\_name, название курса;
- 2) classification\_source, идентификатор источника классификации. по которой курс может быть определен в ту или иную категорию курсов;
- 3) classification\_taxon, значение классификации.

Несмотря на то, что в предложенной модели может использоваться любой критерий классификации альтернативных курсов, наиболее подходящим в области ИТ считается классификатор ACM.

В соответствии с требованиями к онтологической модели учебного курса, модель, созданная на основе стандарта LOM (Learning object metadata), была расширена для возможности описания структуры классификации курсов и определения отношения альтернативности. Это позволяет говорить о конкретной паре курсов как об альтернативной. Концептуальная схема необходимых дополнений приведена на рис. 2.

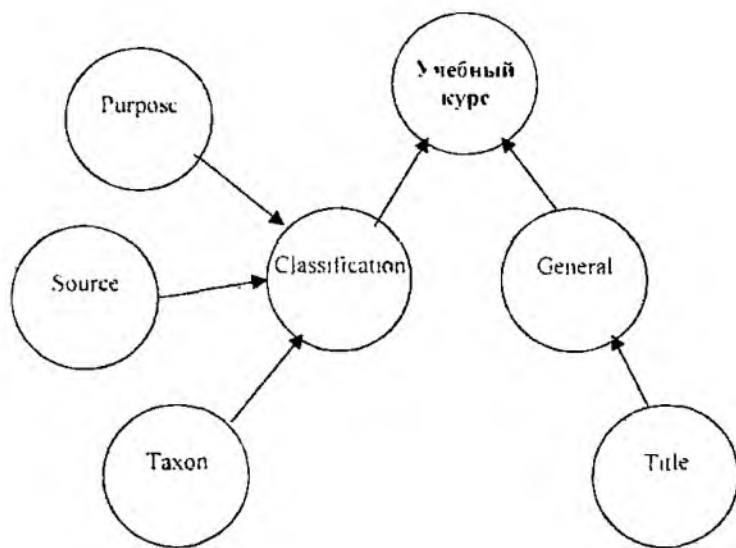


Рис. 2

Класс Classification описывает, под какую классификационную систему подпадает этот учебный материал. Его свойства:

purpose – цель классификации. Цель классификации данного учебного материала:

- 1) discipline;
- 2) idea;
- 3) prerequisite;
- 4) educational objective;
- 5) accessibility;
- 6) restrictions;
- 7) educational level;
- 8) skill level;
- 9) security level;

10) competency.

source – источник таксономии. Имя классификационной системы. Этот компонент данных может использовать любую «официальную» таксономию или любую заданную пользователем таксономию:

taxon – таксон. Конкретный элемент в таксономии.

Также используется информация из класса General. Свойство Title используется для идентификации учебного курса.

Разработанные модели достаточны для описания курсов ДО и обучаемых. Исходя из этой информации возможно построить индивидуальную траекторию, которая учитывает текущие знания обучаемого и предметы, которые он хочет изучить. Задача построения индивидуальной траектории базируется на использовании описательной логики – внутренний математический аппарат онтологии, конструкции которого представлены в табл.1. Этот тип логики берет за основу объектно-ориентированную модель, в которой описываются:

- классы или концепты;
- свойства или роли, определенные между парами концептов;
- индивиды, которые представляют собой экземпляры классов.

Таблица 1

Конструкция	Синтаксис описательной логики	Пример	Синтаксис логики первого порядка
intersectionOf	$C1 \sqcap \dots \sqcap Cn$	Человек $\sqcap$ Студент	$C1(x) \wedge \dots \wedge Cn(x)$
unionOf	$C1 \sqcup \dots \sqcup Cn$	Преподаватель $\sqcup$ Профессор	$C1(x) \vee \dots \vee Cn(x)$
complementOf	$\neg C$	$\neg$ Мужчина	$\neg C(x)$
one of	$\{o1, \dots, on\}$	{ лекция, практическое занятие }	$x = x1 \vee \dots \vee xn$
allValuesFrom	$\forall P.C$	$\forall$ читаетКурс.Преподаватель	$\forall P(x,y) \rightarrow C(y)$
someValuesFrom	$\exists P.C$	$\exists$ слушаетКурс.Студент	$\exists P(x,y) \wedge C(y)$
maxCardinality	$\leq nP$	$\leq 2$ количествоЛекций	$\exists \leq ny. P(x,y)$
minCardinality	$\geq nP$	$\geq 1$ количествоПрактических	$\exists \geq ny. P(x,y)$

На основании рассмотренных конструкций осуществляется построение правил (рис.3).

$$\text{LinkedCourse} = \text{Course} \sqcap \forall \text{requires LinkedCourse}$$

$$\text{PersonalTrajectoryCourse} = \text{LinkedCourse} \sqcap (\neg \text{CoursesStudiedByLearner})$$

Рис. 3

После получения индивидуальной траектории необходимо решить задачу индивидуализации курсов для конкретного обучаемого, что подразумевает нахождения оптимальной альтернативы из существующих. Поскольку задача сводится к аппроксимации, интерполяции и экстремализации многомерной функции профессиональной пригодности, то в качестве математического аппарата стоит взять нейронную сеть, в частности многослойный перцептрон. Подавая на вход такой сети альтернативы учебных курсов и анализируя ее выход, можно выделить такой курс, при выборе которого обеспечивается наивысшее значение профессиональной пригодности.

Разработанные онтологические модели обучаемого и учебного курса позволяют решить задачу построения индивидуальной траектории обучения, которая учитывает уровень полго-

товки обучаемого, его пожелания с точки зрения изучения курсов и обеспечивает создание такой индивидуальной траектории обучения, при которой предполагаемый уровень профессиональной пригодности будет наивысшим.

В дальнейшем планируется расширить функциональность решения за счет применения аппарата нечетких нейронных сетей для решения задачи нахождения эквивалентных по наполнению курсов, в описании которых используются различные источники классификации, что позволит еще более точно удовлетворять пожелания обучаемого.

**Список литературы:** 1. *Келеберда И.Н.* Создание спецификации языка разметки учебного материала для разработки обучающего ресурса при организации дистанционного обучения // Радиотехника. 2002. № 130. С. 215 – 220. 2. *Келеберда И.Н., Лесная Н.С., Репка В.Б., Шатовская Т.Б.* Информационная технология дистанционного обучения на базе мультиагентной системы // Вестник Нац. техн. ун-та «ХПИ». Сб. науч. тр. Харьков: НТУ «ХПИ», 2002. № 20. С. 23-26. 3. *Келеберда И., Лесна Н., Репка В.* Розробка багатоагентної онтологічної системи дистанційного навчання // Вісник Нац. ун-ту „Львівська політехніка“ „Комп’ютерні системи проектування. Теорія і практика“. Львів, 2003. № 471. С. 173-176. 4. *Келеберда И.Н., Сокол В.В., Хохлов А.А.* Концепция построения индивидуальной траектории обучения с использованием сети Internet // Тези доповідей міжнар. наук.-практ. конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій». Запоріжжя: ЗНТУ, 2006. С. 148-149. 5. *Мясищев Е.С., Озеров М.О., Сокол В.В.* Программный агент поиска курсов до в Internet // Труды 10-го Междунар. молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». Харьков: ХНУРЭ, 2006. С. 390

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редакцию 15.06.2006*

## О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТЕОРНОГО РАДИОКАНАЛА ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ОДНОСТОРОННЕЙ ПЕЙДЖИНГОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

### Введение

Алгоритм метеорной связи, который можно назвать «классическим», разработан очень давно и включает в себя процедуры обнаружения канала, передачи по нему информации и подтверждения ее приема [1]. Для обнаружения канала передатчик в одном из пунктов связи (центральная станция) непрерывно передает зондирующий сигнал – короткую кодовую последовательность, прием которой на периферийной станции свидетельствует о возникновении канала. Период повторения кодовой последовательности составляет, как правило, несколько десятков миллисекунд. Различные варианты алгоритмов, рассмотренные в [1], предусматривают исправление ошибок, запросы о повторах, информирование об изменении уровня сигнала и т. д. Коэффициент заполнения метеорного радиоканала может составлять 0,1 – 3 % в зависимости от многих факторов: мощности передатчика, длины трассы, времени суток и ряда других.

Несмотря на современные возможности микроминиатюризации радиоэлектронных устройств самыми громоздкими и дорогостоящими элементами аппаратуры метеорной связи остаются антенна, передатчик и источник питания для передатчика.

В ряде систем связи применяются алгоритмы, в которых не предусмотрена посылка ответа или подтверждения приема. Примером такой системы может служить пейджинговая связь, алгоритм работы которой не предусматривает посылку ответа. Это – преимущество пейджинговой связи по сравнению с текстовыми сообщениями (sms), передаваемыми на мобильные телефоны. - о получении сообщения известно только абоненту. Всем остальным неизвестен ни факт доставки сообщения абоненту, ни сам абонент, ни его местонахождение. В ряде практических приложений это может стать решающим фактором организации радиосвязи.

### Алгоритмы пейджинговой связи

Рассмотрим алгоритмы передачи, применяемые в пейджинговой связи. Следует добавить, что применяются они лишь там, где пейджинговая связь еще осталась. По сообщениям средств массовой информации, в последние годы этот вид связи оказался вытесненным с рынка телекоммуникационных услуг более удобной, массовой и дешевой мобильной телефонной связью.

Существует несколько протоколов пейджинговой связи. Основные – это POCSAG, ERMES, FLEX и RDS. Их анализ, сделанный на основании [2], показывает, что ERMES и FLEX принципиально не могут быть даже взяты за основу при организации метеорного пейджинга, поскольку в них применяется синхронный режим передачи. В приемнике находится хранилище времени, передача начинается в определенные его моменты. При неопределенности длины трассы и редких сеансах связи поддержание синхронного режима невозможно. Поэтому рассмотрим подробнее протоколы POCSAG и RDS.

В POCSAG (Post Office Code Standardization Advisory Group) сообщения передаются в асинхронном режиме. Скорость передачи может составлять 512, 1200 или 2400 бит/с. Сигнал начинается с преамбулы, состоящей из 576 бит чередующихся нулей и единиц. Преамбула служит для вывода приемника из «спящего» режима и его тактовой синхронизации.

Каждый блок состоит из 17-ти 32-битных слов. Первое из них – слово синхронизации, далее идет последовательность из восьми двойных слов. Каждое 32-разрядное слово содержит 21 информационный бит и 11 контрольных. Такая избыточность обеспечивает коррекцию одной битовой ошибки (или двух, если расстояние между ними более 6 бит); обнаруживается до пяти битовых ошибок.

Сообщение, предназначенное некоторому абоненту, передается несколько раз несколькими передатчиками, работающими на одной частоте, но расположенными в разных точках зоны обслуживания. Как правило, через некоторое время передача этого сообщения повторяется таким же образом, иногда несколько раз. Длина одного сообщения может составлять от единиц до нескольких сотен символов.

Чувствительность пейджеров составляет 5 мкВ/м при скорости 512 бит/с, 7 мкВ/м при 1200 бит/с и 9 мкВ/м при 2400 бит/с. Передача осуществляется сигналом с двухчастотной манипуляцией с девиацией  $\pm 6$  кГц; полоса частот, занимаемая в эфире – около 25 кГц. В качестве несущей может быть использована любая частота. Высокая вероятность доставки сообщения достигается за счет его избыточного кодирования, многократного дублирования и достаточно большой мощности передатчика.

Протокол RDS (Radio Data System) стал применяться с 90-х годов как многофункциональный формат передачи данных на адресные и безадресные приемники. Принцип передачи основан на уплотнении сигналов вещательных станций, работающих в УКВ диапазоне. Передача данных осуществляется на поднесущей 57 кГц (третья гармоника пилот-тона) с девиацией  $\pm 2$  кГц. Спектр сигнала показан на рис. 1

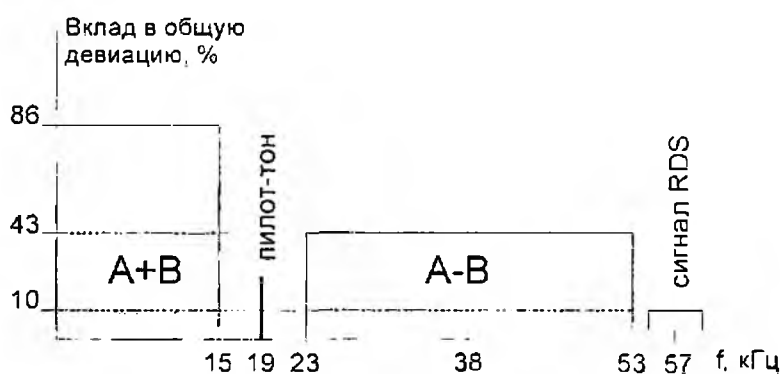


Рис. 1

RDS используется радиовещательными станциями для передачи информации о времени, характере радиопередачи (спорт, новости, музыка, реклама и т. д.). Информация отображается на микродисплее радиоприемника, снабженного этой функцией. Кроме того, по специальному сигналу, передаваемому по RDS, радиоприемник может включаться из «спящего» режима. Это может быть необходимо при передаче по речевому каналу информации о чрезвычайной ситуации и т. п. Протоколом также предусмотрена возможность передачи информации, адресованной определенному абоненту, или абонентской группе. RDS работает с фиксированной скоростью 1187 бит/с. Данные передаются группами по четыре блока в каждой группе. В блоке содержится 26 бит, из которых 16 являются информационными, 10 контрольными.

### Энергетическая оценка

Прежде чем перейти к обоснованию возможности приема пейджинговых сообщений через метеорный канал, приведем табл. 1, в которой представлены типовые значения некоторых параметров, характерных для метеорной и для пейджинговой связи. Информация по метеорным системам обобщена на основании [1, 3], по пейджинговым – [2].

Таблица 1

Параметр	Пейджинговая связь (POCSAG)	Метеорная связь
Несущая частота (типичное значение), МГц	160*	40...50
Полоса частот, кГц	25	> 10
Техническая скорость передачи, бит/с	512 / 1200 / 2400	2 000 ... 10 000
Мощность передатчика, кВт	0,2 ... 2	0,1 ... 1
Отношение сигнал-шум, обеспечивающее уверенный прием, не менее, дБ	10	10
Предельное допустимое ослабление на трассе, дБ	130	до 160
Коэффициент направленного действия антенн	передающей, дБ	6...10
	приемной, дБ	6...10

\* - в публикациях упоминаются пейджинговые системы, работавшие на частоте 48 МГц

Сравнение данных, представленных в таблице, показывает, что при соизмеримых мощностях передатчиков, ширине полосы пропускания и скорости передачи системы отличаются только значением несущей частоты. Различие в ослаблении сигнала на трассе компенсируется различным типом применяемых антенн. В целом же системы имеют много общего, и проанализировать возможность создания на их основе «гибридной» системы представляется логичным.

Оценим уровень сигнала, который может создавать пейджинговый передатчик при метеорном распространении радиоволн. Для случая рассеяния «вперед» от ненасыщенного метеорного следа мощность принимаемого сигнала может быть найдена по формуле [1]:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{пр}} \sigma \lambda_{\text{н}}^2 \alpha^2 \cos^2 \mu \exp\left(-\frac{8\pi r_0}{\lambda_{\text{н}} \sec^2 \theta}\right)}{(4\pi)^3 r_{\text{пр}} r_{\text{пр}} (r_{\text{пр}} + r_{\text{пр}}) (1 + \sin^2 \theta \cos^2 \gamma)}, \quad (1)$$

где  $P_{\text{пер}}$  – мощность передатчика;  $G_{\text{пер}}$ ,  $G_{\text{пр}}$  – коэффициенты направленного действия антенн передатчика и приемника;  $\lambda_{\text{н}}$  – длина волны;  $\alpha$  – линейная плотность электронов (на 1 м);  $\mu$  – угол между вектором электрического поля падающей волны и осью следа;  $\theta$  – угол падения передаваемой волны на след;  $\gamma$  – угол между метеорным следом и большим кругом, проведенным через пункты передачи, приема и отражающую точку метеорного следа;  $r_{\text{пер}}$  и  $r_{\text{пр}}$  – расстояния между передающей антенной и отражающей областью и приемной антенной и отражающей областью;  $r_0$  – начальный радиус метеорного следа;  $\sigma$  – эффективная поверхность рассеяния электрона ( $10^{-28} \text{ м}^2$ ).

Рассмотрим оценки численных значений входящих в формулу величин.

В зависимости от размеров и конфигурации зоны обслуживания в качестве передающей антенны может быть использован трех-, пяти-, или семиэлементный «волновой канал». Это позволяет оценить коэффициент направленного действия передающей антенны  $G_{\text{пер}} = 4 - 7$  (6 - 9 дБ). Несущую частоту выберем в середине «метеорного диапазона» – 45 МГц, что соответствует длине волны 6,7 м. Если в качестве приемной используется всенаправленная магнитная антенна, то  $G_{\text{пр}} = 1$ .

Линейная электронная плотность для метеорного следа может составлять  $10^{10} - 10^{17} \text{ эл/м}$  в зависимости от его характеристик. Начальный радиус следа для оценочного расчета прием равным 1 м.

Для выполнения точных расчетов необходимо осуществлять моделирование метеорного распространения радиоволн, аналогичное тому, которое выполнялось в работе [3] для коротких трасс. В рамках данной статьи ограничимся оценкой принимаемой мощности при мощности излучения 5 кВт, на частоте 45 МГц при расстоянии между пунктами 1000 км. Расчет, произведенный по формуле (1), показывает, что при линейной электронной плотности следа  $10^{15} - 10^{17} \text{ эл/м}$  уровень сигнала может составлять  $10^{-15} \dots 10^{-7} \text{ Вт}$ . Коэффициент заполнения, рассчитанный с использованием модели на гипотетической трассе длиной 1000 км, оказывается на уровне 0,1 – 0,3 %. Практически это может означать, что при наличии в сети одного единственного абонента среднее время доставки ему сообщения длиной 100 бит (при трехкратной избыточности) составит менее 1 мин. Увеличение числа абонентов приводит к пропорциональному увеличению среднего времени доставки сообщений.

Что касается протокола RDS, то его возможности более скромные. Типовые значения мощностей радиовещательных передатчиков составляет 2 – 4 кВт, из которых всего 2 % приходится на передачу сигнала RDS. С учетом более высокой частоты (65,8 – 73 или 88 – 106 МГц), для обеспечения коэффициент заполнения 0,1% (3,6 с/час), приемное устройство должно быть оборудовано направленной антенной, что снижает его мобильность. Прием на ненаправленную антенну обеспечивает настолько малый коэффициент заполнения, что вряд ли представляет практический интерес.

## **Дополнительные требования и ограничения**

Представленный выше протокол POCSAG в неизменном виде не может применяться для передачи данных через метеорный канал. Передача должна осуществляться непрерывно с периодическим многократным повторением одних и тех же сообщений. Скорость передачи, интервал повторения, а также способ кодирования и его избыточность должны определяться исходя из задач по требуемой достоверности приема сообщений и требований по вероятности их доставки.

Процедуры обработки принятых сообщений в метеорных пейджерах также необходимо изменить с учетом особенностей канала. Действительно, метеорный след возникает случайно, длительность его также случайна, поэтому высока вероятность того, что удаленный приемник за один сеанс связи примет только фрагмент сообщения. Протокол должен быть изменен таким образом, чтобы допускать восстановление сообщений из отдельных фрагментов, принятых за несколько сеансов.

Изменения также должны коснуться процедуры синхронизации. Типовой алгоритм синхронизации, применяемый как в метеорной, так и в пейджинговой связи, состоит в приеме синхронизирующей последовательности, которая передается в начале информационного пакета. В случае непрерывной передачи с периодическим повторением сообщений необходимо предусмотреть процедуру синхронизации с выделением синхропоследовательности из принимаемого сигнала.

Необходимо также заметить, что методика расчета зоны обслуживания обычного пейджингового передатчика, представленная в [2], предполагает большой запас по уровню сигнала для того, чтобы прием был возможен в крупных городах в условиях помех, а также внутри зданий. А расчет, результаты которого представлены выше, выполнен для предельной чувствительности приемника. Практически это означает, что размещение приемника метеорного пейджера при работе должно быть таким, чтобы не вызывать дополнительного снижения уровня сигнала.

Известная оценка предельной дальности обычной метеорной связи в 2000 км рассчитана исходя из того, что в обоих пунктах связи установлены направленные антенны, высоко поднятые над земной поверхностью. В случае приема на переносное устройство дальность связи можно оценить в 1600 км.

## **Возможности и применение**

На основании сделанного расчета можно утверждать, что не существует технических трудностей для создания малогабаритного, переносного приемного устройства метеорной связи. Отсутствие обратного канала организационно упрощает задачу получения разрешения на частоту, а в техническом плане позволяет отказаться от передатчика и блока питания к нему, а также применить магнитную, либо иную слаботочную антенну.

Как уже отмечалось, в настоящее время «классическая» пейджинговая связь, практически полностью вытеснена подвижной GSM связью. Поэтому необходимо сразу указать, что высказанные предложения по созданию гибридной метеорной пейджинговой системы связи, которая, по нашим оценкам, существенно дешевле, чем спутниковая, могут применяться только там, где в настоящее время нет и в обозримом будущем не будет никакой другой связи (кроме спутниковой).

Одно из возможных практических применений метеорного пейджера – передача информации о стихийных бедствиях, чрезвычайных ситуациях и т. п. Так, например, в США существует система оповещения о стихийных бедствиях – Emergency Alert System (EAS). В случае необходимости в ее работе участвуют телевизионные и радиовещательные станции на всей территории страны. Кроме сигналов для слухового и визуального восприятия населением, в EAS передаются сигналы, предназначенные для работы автоматики. Эти сигналы передаются на протяжении достаточно длительного времени – несколько раз по несколько минут.

Использование метеорного радиоканала может существенно расширить зону обслуживания этой или аналогичной системы.

Метеорный пейджер может создать альтернативу спутниковому в тех случаях, когда не требуется глобальная зона обслуживания большого количества абонентов. Представленные в [2] характеристики спутниковых пейджеров систем Иридиум и Инмарсат, оказываются сопоставимыми с характеристиками метеорных пейджеров (табл. 2). Что же касается экономических преимуществ той или иной системы, то при их анализе не следует забывать о государственной принадлежности существующих глобальных спутниковых систем связи.

Таблица 2

Параметр	Пейджер Иридиум	Метеорный пейджер
Область действия	Глобально	Площадь до 8 млн. км <sup>2</sup>
Время доставки сообщения, мин.	до 3	до 10
Объем сообщения, знаков	200	100
Массогабаритные характеристики	Близкие по значению	
Возможность приема в помещениях	Условная	

**Список литературы:** 1. Кащеев Б. Л., Бондарь Б. Г., Горбач В. И., Коваль Ю. А. Метеоры сегодня. Киев: Техника, 1996. 196 с. 2. Соловьев А. А. Пейджинговая связь. М.: Эко-Трендз, 2000. 288 с. 3. Антипов И. Е. Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс: Дисс... канд. техн. наук. Харьков, 1996. 144 с.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 03.07.2006

## АНАЛІЗ ЧАСТОТНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФІЛЬТРІВ ДРУГОГО ПОРЯДКУ

### Постановка задачі

Відомо [1], що коло з комплексною передатною функцією (КПФ) вигляду

$$H(j\omega) = \frac{a_k (j\omega)^k + \dots + a_1 j\omega + a_0}{b_n (j\omega)^n + \dots + b_1 j\omega + b_0} \quad (1)$$

є ланкою  $n$ -го порядку, причому  $k \leq n$ . де порядок ланки  $n$  визначається максимальним степенем аргументу  $j\omega$  полінома знаменника.

Деякі коефіцієнти  $a_j$  можуть бути нульовими. На відміну від чисельника всі коефіцієнти знаменника ненульові:  $b_j \neq 0$ .

Для ланки другого порядку

$$H(j\omega) = \frac{a_2 (j\omega)^2 + a_1 j\omega + a_0}{b_2 (j\omega)^2 + b_1 j\omega + b_0} \quad (2)$$

Залежно від того, які з коефіцієнтів  $a_j$  дорівнюють нулю, модуль КПФ  $H(\omega)$  порізнному залежить від частоти на різних ділянках частотного діапазону.

Ланки другого порядку використовують як фільтри різних типів: нижніх частот (ФНЧ), верхніх частот (ФВЧ), смугові фільтри (СФ), режекторні фільтри (РФ). Схеми фільтрів високих порядків переважно реалізують, з'єднуючи каскадно ланки не більш як другого порядку.

Загалом існує два способи каскадної реалізації:

- каскадно-узгоджена, коли вхідний опір наступного каскаду збігається з вихідним опором попереднього ( $Z_{вх\,n} = Z_{вих(n-1)}$ ): цей спосіб застосовують при реалізації мостовими або східцевими реактивними чотирьополіусниками:

- каскадно-розв'язана, коли вхідний опір наступного каскада значно більший вихідного опору попереднього ( $Z_{вх\,n} \gg Z_{вих(n-1)}$ ): така реалізація здійснюється за допомогою активних  $R, C$  ланок, у яких вхідний і вихідний опори відрізняються на декілька порядків.

Однією з важливих вимог до реалізації фільтрів є зменшення смуги переходу між смугою пропускання (СП) і смугою затримання (СЗ), завдяки чому досягають збільшення крутості амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) на границях СП. Застосування лапок з більшою добротністю, призводить до значної нерівномірності АЧХ у смузі пропускання. Одним з варіантів, який дозволяє 1) отримати АЧХ, значення якої у СП мало відрізнялися б від константи; 2) чітко розділити СП і СЗ, є застосування режекторних фільтрів.

З перелічених типів фільтрів найскладніший вигляд має КПФ режекторного фільтра. Крім того, КПФ ФНЧ і ФВЧ є окремим випадком РФ. Тому в подальшому в цій статті розглядаються саме характеристики РФ, зокрема формули для обчислення значень АЧХ у характерних точках.

### Частотні характеристики фільтрів другого порядку

Виходячи з виразу (2), для ланки другого порядку АЧХ у загальному випадку визначається так:

$$H(\omega) = \sqrt{\frac{(a_0 - a_2 \omega^2)^2 + a_1^2 \omega^2}{(b_0 - b_2 \omega^2)^2 + b_1^2 \omega^2}} \quad (3)$$

Аргумент КПФ (2), тобто ФЧХ, становить:

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) - \varphi_2(\omega) \quad (4)$$

$$\text{де } \varphi_1(\omega) = \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{a_1 \omega}{a_0 - a_2 \omega^2} & \text{для } a_0 > a_2 \omega^2; \\ \pi - \operatorname{arctg} \frac{a_1 \omega}{|a_0 - a_2 \omega^2|} & \text{для } a_0 < a_2 \omega^2; \end{cases}$$

$$\varphi_2(\omega) = \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{h_1 \omega}{h_0 - b_2 \omega^2} & \text{для } h_0 > b_2 \omega^2; \\ \pi - \operatorname{arctg} \frac{h_1 \omega}{|h_0 - b_2 \omega^2|} & \text{для } h_0 < b_2 \omega^2. \end{cases}$$

Частоту, при якій виконується умова  $b_0 - b_2 \omega^2 = 0$ , позначають  $\omega_{рез}$ :

$$\omega_{рез} = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}}. \quad (5)$$

Дійсні додатні значення частоти  $\omega$ , за яких  $H(\omega) = 0$ , позначають  $\omega_{\min}$ , а дійсні додатні значення  $\omega$ , за яких  $H(\omega)$  досягає максимуму, –  $\omega_{\max}$ .

Очевидно, що ланка другого порядку є ФНЧ за умови  $a_1 = a_2 = 0$ ; ФВЧ – за умови:  $a_1 = a_0 = 0$ ; СФ – при  $a_0 = a_2 = 0$ ; РФ – при  $a_1 = 0$ . До режекторних належать також фільтри нижніх та верхніх частот, у смузі затримання яких є частота, значення АЧХ для якої дорівнює нулю.

КНФ (2) за умови  $a_1 = 0$  має вигляд:

$$H(j\omega) = \frac{a_0(j\omega)^2 + a_1}{b_2(j\omega)^2 + b_1 j\omega + b_0}.$$

АЧХ РФ становить:

$$H(\omega) = \frac{|a_0 - a_2 \omega^2|}{\sqrt{(b_0 - b_2 \omega^2)^2 + (b_1 \omega)^2}}. \quad (6)$$

Значення АЧХ (6) на нульовій частоті, частоті  $\omega \rightarrow \infty$  та частоті  $\omega_{рез}$  становитимуть відповідно:

$$H_0 = \lim_{\omega \rightarrow 0} H(\omega) = \frac{a_0}{b_0}; \quad (7)$$

$$H_\infty = \lim_{\omega \rightarrow \infty} H(\omega) = \frac{a_2}{b_2}; \quad (8)$$

$$H_{рез}^2 = H^2 \Big|_{\omega=\omega_{рез}} = \frac{(a_0 - a_2 \omega_{рез}^2)^2}{b_1^2 \omega_{рез}^2} = \frac{\left(a_0 - a_2 \frac{b_0}{b_2}\right)^2}{h_1^2 \frac{b_0}{b_2}} = \frac{(H_0 - H_\infty)^2}{h_0 b_2}$$

Подібно до резонансного контуру можна записати:

$$H_{рез} = |H_0 - H_\infty| Q = \frac{|H_0 - H_\infty|}{d}. \quad (10)$$

де  $Q$  – добротність ланки другого порядку:  $d = \frac{1}{Q} = \frac{b_1}{\sqrt{h_0 b_2}}$  – загасання ланки.

Екстремуми функції (6) можна знайти з рівняння:

$$\frac{d[H(\omega)]^2}{d\omega} = 0;$$

$$\frac{d}{d\omega^2} \left[ \frac{(a_0 - a_2 \omega^2)^2}{(b_0 - b_2 \omega^2)^2 + (h_1 \omega)^2} \right] = 0;$$

$$\frac{-2a_2(a_0 - a_2 \omega^2)[(b_0 - b_2 \omega^2)^2 + b_1^2 \omega^2] - (a_0 - a_2 \omega^2)^2[-2b_2(b_0 - b_2 \omega^2) + b_1^2]}{[(b_0 - b_2 \omega^2)^2 + (b_1 \omega)^2]^2} = 0.$$

Прирівнявши до нуля чисельник дробу, можна записати:

$$(a_0 - a_2 \omega^2) \times$$

$$\times [-2a_2(b_0 - b_2 \omega^2)^2 - 2a_2 b_1^2 \omega^2 + 2b_2(a_0 - a_2 \omega^2)(b_0 - b_2 \omega^2) - b_1^2(a_0 - a_2 \omega^2)] = 0. \quad (10)$$

Нульове значення першого множника рівняння (10) відповідає частоті режекції  $\omega_{\min}$ , на якій функція  $H(\omega)$  має мінімум. З рівняння  $a_0 - a_2 \omega_{\min}^2 = 0$  виходить:

$$\omega_{\min} = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}. \quad (11)$$

Частоту  $\omega_{\max}$  іншого екстремуму  $H(\omega)$  визначають, прирівнюючи до нуля другий множник у виразі (10).

$$-2a_2(b_0 - b_2 \omega^2)^2 - 2a_2 b_1^2 \omega^2 + 2b_2(a_0 - a_2 \omega^2)(b_0 - b_2 \omega^2) - b_1^2(a_0 - a_2 \omega^2) = 0;$$

$$(b_0 - b_2 \omega^2)(-2a_2 b_0 + 2a_2 b_2 \omega^2 + 2a_0 b_2 - 2a_2 b_2 \omega^2) = 2a_2 b_1^2 \omega^2 + a_0 b_1^2 - a_2 b_1^2 \omega^2;$$

$$(b_2 \omega^2 - b_0)(2a_2 b_0 - 2a_0 b_2) = a_2 b_1^2 \omega^2 + a_0 b_1^2,$$

звідки після групування доданків виходить:

$$2a_2 b_0 b_2 \omega^2 \left( 1 - \frac{a_0 b_2}{b_0 a_2} \right) - a_2 b_1^2 \omega^2 = a_0 b_1^2 + 2a_0 b_0 b_2 \left( \frac{a_2 b_0}{a_0 b_2} - 1 \right)$$

або

$$2a_2 b_0 b_2 \omega^2 \left( 1 - \frac{a_0 b_2}{b_0 a_2} - 0,5 \frac{b_1^2}{b_0 b_2} \right) = 2a_0 b_0 b_2 \left( \frac{a_2 b_0}{a_0 b_2} - 1 + 0,5 \frac{b_1^2}{b_0 b_2} \right);$$

$$\omega^2 \left( 1 - \frac{a_0 b_2}{b_0 a_2} - 0,5 \frac{b_1^2}{b_0 b_2} \right) = \frac{a_0}{a_2} \left( \frac{a_2 b_0}{a_0 b_2} - 1 + 0,5 \frac{b_1^2}{b_0 b_2} \right). \quad (12)$$

З огляду на формули (7) – (9), (11) вираз (12) матиме вигляд

$$\omega^2 \left( 1 - \frac{H_0}{H_\infty} - 0,5 d^2 \right) = \omega_{\min}^2 \left( \frac{H_\infty}{H_0} - 1 + 0,5 d^2 \right).$$

Частота  $\omega$ , яка задовольняє останньому рівнянню, є частотою  $\omega_{\max}$ :

$$\omega_{\max} = \omega_{\min} \sqrt{\frac{\frac{H_\infty}{H_0} - 1 + 0,5 d^2}{1 - \frac{H_0}{H_\infty} - 0,5 d^2}}.$$

Якщо позначити  $H_0 / H_\infty = m$ , тоді

$$\omega_{\max} = \omega_{\min} \sqrt{\frac{1 - 1 + 0,5 d^2}{\frac{m}{1 - m - 0,5 d^2}}}. \quad (13)$$

З формул (5), (7), (8), (11) виходить:

$$\frac{H_0}{H_\infty} = \frac{a_0 b_2}{h_0 a_2} = \frac{\omega_{\min}^2}{\omega_{\text{ркт}}^2} = m; \quad \omega_{\min}^2 = m \omega_{\text{ркт}}^2. \quad (14)$$

Тоді

$$\omega_{\max} = \omega_{\text{рез}} \sqrt{\frac{1 - m(1 - 0,5d^2)}{1 - m - 0,5d^2}} \quad (15)$$

З виразу (15) можна отримати приблизні формули для окремого випадку послідовного резонансного контуру з великою добротністю, тобто коли частотні характеристики РФ наближаються до характеристик ФНЧ чи ФВЧ:

$$\begin{cases} \omega_{\max} = \omega_{\text{рез}} \sqrt{1 - 0,5d^2}, & \text{при } m \gg 1; \\ \omega_{\max} = \frac{\omega_{\text{рез}}}{\sqrt{1 - 0,5d^2}}, & \text{при } m \ll 1. \end{cases} \quad (16)$$

Підстановка значення частоти максимуму (15) до виразу  $H^2(\omega)$  дозволяє отримати відповідні значення АХЧ:

$$H_{\max}^2 = H^2|_{\omega=\omega_{\max}} = \frac{(a_0 - a_2 \omega_{\max}^2)^2}{(b_0 - b_2 \omega_{\max}^2)^2 + b_1^2 \omega_{\max}^2} \quad (17)$$

Перегворення виразів чисельника функції (17):

$$\begin{aligned} a_0 - a_2 \omega_{\max}^2 &= a_0 - a_2 \omega_{\text{рез}}^2 \frac{1 - m(1 - 0,5d^2)}{1 - m - 0,5d^2} = a_0 \left( 1 - \frac{a_2 b_0}{b_2 a_0} \frac{1 - m + 0,5md^2}{1 - m - 0,5d^2} \right) = \\ &= a_0 \left( 1 - \frac{1 - m + 0,5md^2}{m(1 - m - 0,5d^2)} \right) = a_0 \frac{m - m^2 - 0,5md^2 - 1 + m - 0,5md^2}{m(1 - m - 0,5d^2)} = \\ &= -a_0 \frac{m^2 - 2m + 1 + md^2}{m(1 - m - 0,5d^2)} = -a_0 \frac{(m - 1)^2 + md^2}{m(1 - m - 0,5d^2)} \end{aligned}$$

та доданків знаменника:

$$\begin{aligned} b_0 - b_2 \omega_{\max}^2 &= b_0 - b_2 \omega_{\text{рез}}^2 \frac{1 - m(1 - 0,5d^2)}{1 - m - 0,5d^2} = b_0 \left( 1 - \frac{1 - m + 0,5md^2}{1 - m - 0,5d^2} \right) = \\ &= b_0 \frac{1 - m - 0,5d^2 - 1 + m - 0,5md^2}{1 - m - 0,5d^2} = -b_0 \frac{0,5d^2(m + 1)}{1 - m - 0,5d^2}; \end{aligned}$$

$$b_1^2 \omega_{\max}^2 = b_1^2 \omega_{\text{рез}}^2 \frac{1 - m(1 - 0,5d^2)}{1 - m - 0,5d^2} = b_0^2 \frac{b_1^2}{b_0 b_2} \frac{1 - m + 0,5md^2}{1 - m - 0,5d^2} = b_0^2 d^2 \frac{1 - m + 0,5md^2}{1 - m - 0,5d^2}$$

дозволяє записати:

$$\begin{aligned} H_{\max}^2 &= \frac{a_0^2 \left( \frac{(m - 1)^2 + md^2}{m(1 - m - 0,5d^2)} \right)^2}{b_0^2 \left( \frac{0,5d^2(m + 1)}{1 - m - 0,5d^2} \right)^2 + b_0^2 d^2 \frac{1 - m + 0,5md^2}{1 - m - 0,5d^2}} = \\ &= \frac{a_0^2}{b_0^2 m^2} \frac{|(m - 1)^2 + md^2|^2}{0,25d^4(m + 1)^2 + d^2(1 - m - 0,5d^2)(1 - m + 0,5md^2)} = \end{aligned}$$

$$= H_{\infty}^2 \frac{[(m-1)^2 + md^2]^2}{0.25d^4(m+1)^2 + d^2(1-m-0.5d^2)(1-m+0.5md^2)}$$

І перетворення знаменника дає:

$$\begin{aligned} & d^2[0.25d^2(m+1)^2 + (1-m)^2 + (1-m)(0.5md^2 - 0.5d^2) - 0.25md^4] = \\ & = d^2[0.25d^2(m+1)^2 + (1-m)^2 - 0.5d^2(1-m)^2 - 0.25md^4] = \\ & = d^2[0.25d^2(m+1)^2 + (1-m)^2 - 0.25d^2(1-m)^2 - 0.25d^2(1-m)^2 - 0.25md^4] = \\ & = d^2\{0.25d^2[(m+1)^2 - (1-m)^2] + (1-m)^2 - 0.25d^2(1-m)^2 - 0.25md^4\} = \\ & = d^2[md^2(1-0.25d^2) + (1-m)^2(1-0.25d^2)] = d^2(1-0.25d^2)[md^2 + (1-m)^2]. \end{aligned}$$

Отже

$$H_{\max}^2 = H_{\infty}^2 \frac{[(m-1)^2 + md^2]^2}{d^2(1-0.25d^2)[md^2 + (1-m)^2]} = \frac{H_{\infty}^2[(m-1)^2 + md^2]}{d^2(1-0.25d^2)} \quad (18)$$

звідки

$$H_{\max} = \frac{H_{\infty}}{d} \sqrt{\frac{(m-1)^2 + md^2}{1-0.25d^2}} \quad (19)$$

Вираз (18) можна записати інакше, використовуючи співвідношення  $H_0 = m/H_{\infty}$ :

$$H_{\max}^2 = \frac{H_{\infty}^2(m-1)^2}{d^2(1-0.25d^2)} + \frac{mH_{\infty}^2}{1-0.25d^2} = \frac{(H_0 - H_{\infty})^2 Q^2 + H_0 H_{\infty}}{1-0.25d^2}$$

Тоді формулу для визначення максимуму АЧХ можна подати у вигляді:

$$\begin{cases} H_{\max} = H_0 \sqrt{\frac{(1-1/m)^2 Q^2 + 1/m}{1-0.25d^2}}; \\ H_{\max} = H_{\infty} \sqrt{\frac{(m-1)^2 Q^2 + m}{1-0.25d^2}}. \end{cases} \quad (20)$$

За умови великої добротності співвідношення (20) спрощуються:

$$\begin{cases} H_{\max} = \frac{H_0 Q}{\sqrt{1-0.25d^2}}, \quad \text{при } m \gg 1; \\ H_{\max} = \frac{H_{\infty} Q}{\sqrt{1-0.25d^2}}, \quad \text{при } m \ll 1. \end{cases} \quad (21)$$

Слід зазначити, що співвідношення (21) збігаються з відомими формулами для  $H_{\max}$  послідовного контуру на частотах  $\omega_{\max}$  за умови  $Q \gg 1$  [2].

АЧХ, які відповідають значенням (20), мають особливості для різних значень  $m$ :

1)  $m > 1$ , тобто  $H_0 > H_{\infty}$ . Оскільки  $H_0 = \frac{a_0}{b_0}$ ;  $H_{\infty} = \frac{a_2}{b_2}$ , виконується співвідношення  $\frac{a_0}{b_0} > \frac{a_2}{b_2}$ . Множення останнього виразу на дріб  $\frac{b_0}{a_2}$ , який, виходячи з реальних чисельних

значень, перевищує одиницю, призводить до нерівності  $\frac{a_0}{a_2} > \frac{b_0}{b_2}$ , що з урахуванням формул (5), (11) відповідає співвідношенню  $\omega_{\min} > \omega_{рез}$ .

Для виразу (15) при  $m > 1$ , за умови  $d < \sqrt{2(1-1/m)}$ , виконується співвідношення  $\omega_{\max} < \omega_{рез}$ , тобто

$$\omega_{\min} > \omega_{рез} > \omega_{\max}. \quad (22)$$

Графік, зображений на рис. 1, а, відповідає АЧХ фільтра нижніх частот з режекцією (РФНЧ) на частоті  $\omega_{рез}$ .

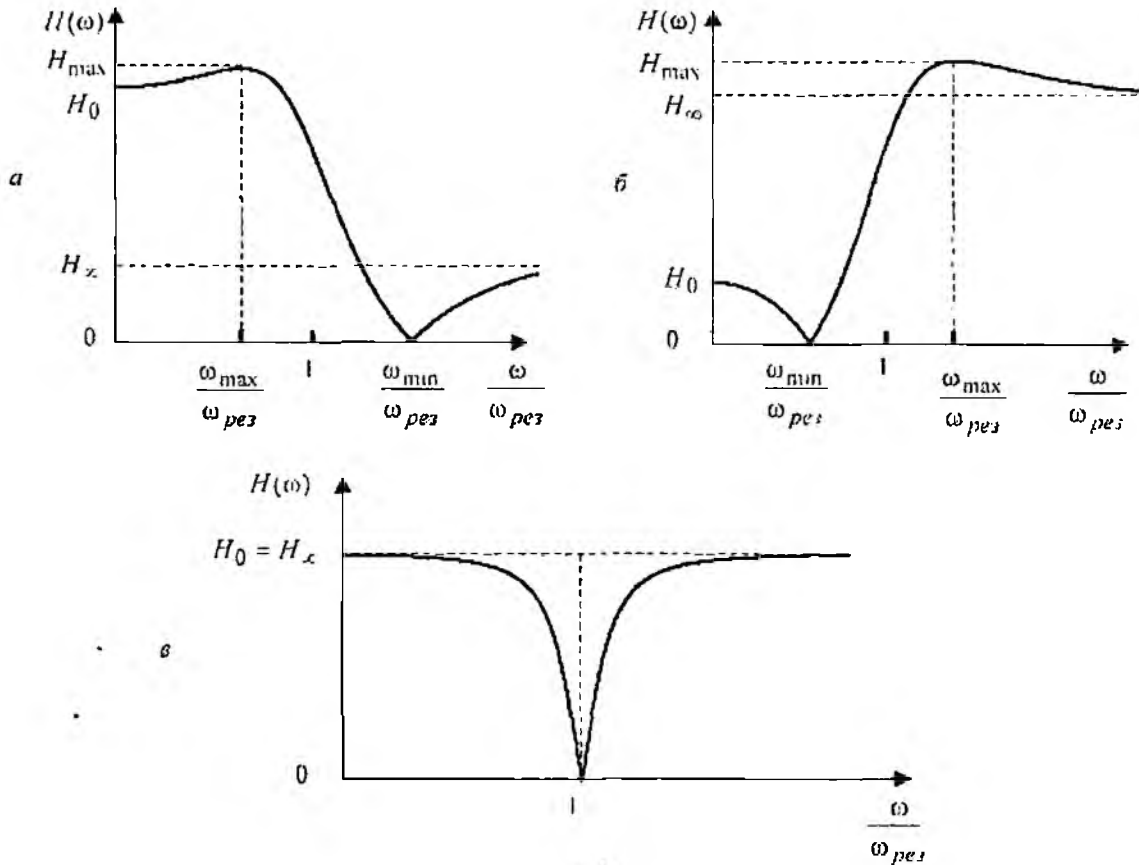


Рис 1

2) За умови  $m < 1$  ( $H_0 < H_\infty$ ), виконується співвідношення  $\omega_{\min} < \omega_{рез}$ . При  $d < \sqrt{2(1-1/m)}$  з виразу (15) виходить, що  $\omega_{\max} > \omega_{рез}$ , тоді

$$\omega_{\min} < \omega_{рез} < \omega_{\max}. \quad (23)$$

У даному випадку АЧХ (рис. 1, б) відповідає фільтру верхніх частот з режекцією (РФВЧ).

3)  $m = 1$  ( $H_0 = H_\infty$ ;  $\omega_{\min} = \omega_{рез}$ ). Виходячи з формули (15), частота  $\omega_{\max}$  стає при  $m = 1$  уявною величиною, тобто АЧХ матиме один екстремум-мінімум, що відповідає характеристикам режекторного фільтра. Графік АЧХ РФ зображено на рис. 1, в.

ФЧХ режекторних фільтрів визначають з формули (4), враховуючи умову  $a_1 = 0$ :

$$\varphi_1(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega \leq \omega_{\min}; \\ \pi, & \omega > \omega_{\min}. \end{cases}$$

На рис.2 згідно з формулами (24) – (26) зображено графіки ФЧХ розглянутих фільтрів: а - РФНЧ; б - РФВЧ; в - РФ.

З графіків видно, що ФЧХ РХ (як і інших фільтрів другого порядку) мають спадаючий характер, але на відміну від фільтрів нижніх і верхніх частот, ФЧХ режекторних фільтрів мають на частоті  $\omega_{\min}$  стрибок на  $\pi$ .

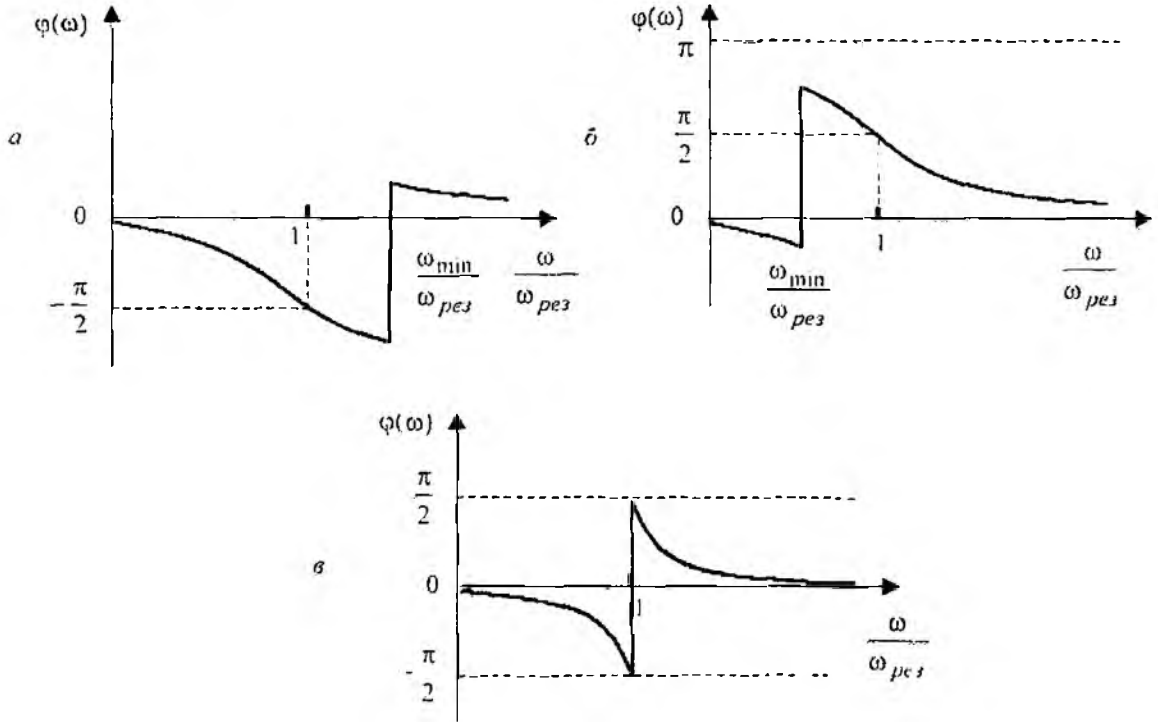


Рис 2

З урахуванням нерівності (22) вираз для ФЧХ РФНЧ становитиме:

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} -\arctg \frac{b_1 \omega}{b_0 - b_2 \omega^2}, & \omega \leq \omega_{рез}; \\ -\pi + \arctg \frac{b_1 \omega}{|b_0 - b_2 \omega^2|}, & \omega_{рез} < \omega \leq \omega_{\min}; \\ \arctg \frac{b_1 \omega}{|b_0 - b_2 \omega^2|}, & \omega > \omega_{\min}. \end{cases} \quad (24)$$

Для РФВЧ з огляду на співвідношення (23) вираз для ФЧХ матиме вигляд:

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} -\arctg \frac{b_1 \omega}{b_0 - b_2 \omega^2}, & \omega \leq \omega_{\min}; \\ \pi + \arctg \frac{b_1 \omega}{|b_0 - b_2 \omega^2|}, & \omega_{\min} < \omega \leq \omega_{рез}; \\ \arctg \frac{b_1 \omega}{|b_0 - b_2 \omega^2|}, & \omega > \omega_{рез}. \end{cases} \quad (25)$$

РФ, для якого  $\omega_{рез} = \omega_{min}$ , має ФЧХ:

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} -\operatorname{arctg} \frac{b_1 \omega}{b_0 - b_2 \omega^2}, & \omega \leq \omega_{рез}; \\ \operatorname{arctg} \frac{b_1 \omega}{|b_0 - b_2 \omega^2|}, & \omega > \omega_{рез}. \end{cases} \quad (26)$$

### Висновки

1. Отримано точні формули (15) і (20) для розрахунку частоти максимуму  $\omega_{max}$  та максимального значення  $H_{max}$  АЧХ РФ відповідно. Збіг співвідношень (15), (20) з відповідними приблизними виразами (16), (21) для високодобротного резонансного контуру підтверджує правильність результатів. Точні значення параметрів  $\omega_{max}$ ,  $H_{max}$  важливо знати для розв'язання задачі апроксимації частотних характеристик фільтрів, коли аналізують варіації значень АЧХ у смугах пропускання та переходу.

2. Показано, що ФЧХ РФ мають стрибок на  $\pi$ . Ця особливість може бути використана при формуванні сигналів з дискретною фазовою модуляцією, реалізації операції фазообертання тощо.

**Список літератури:** 1. Коваль Ю.О., Гринченко Л.В., Мильотченко І.О., Рибін О.І. Основи теорії кіл: Підручник для студентів ВНЗ. Ч. 1. Харків: ХНУРЕ, 2004. 436 с. 2. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. Учебник для вузов. М.: Энергия, 1969. 424 с

*Харківський національний  
університет радіоелектроніки*

*Надішла до редколегії 05.02.2006*

*М И ДЗЮБЕНКО, д-р физ.-мат наук, А С ЗАМКОВОЙ канд. техн. наук,  
В П ПЕЛИПЕНКО, канд. физ.-мат наук, В В ШЕВЧЕНКО, д-р физ.-мат наук*

## **ВЛИЯНИЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ РАЗРЯДОВ НА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАЗЕРОВ НА КРАСИТЕЛЯХ С ЛАМПОВОЙ НАКАЧКОЙ**

Лазеры на красителях с ламповой накачкой, перестраиваемые в широкой области спектра в настоящее время широко применяются для решения ряда задач в различных областях науки, техники, медицины и биологии, где используются спектрально-селективные взаимодействия оптического излучения с веществом [1–4]. Это стимулирует создание эффективных лазеров на красителях, работающих со средней мощностью излучения порядка нескольких ватт в видимой области спектра. При разработке лазеров с такими параметрами, к источнику накачки предъявляется ряд достаточно жестких требований, значительная часть которых определяется одной из важнейших характеристик лазеров – их коэффициентом полезного действия (КПД). Необходимо подчеркнуть, что достижение высокого КПД накачки представляет большой интерес как для решения проблем энергопитания и теплоотвода, особенно в случае лазеров работающих в импульсно-периодическом режиме с высокой средней мощностью излучения, так и для обеспечения оптической однородности активной среды, степень которой существенно влияет на эффективность ламповых систем накачки. Ранее мы кратко сообщали о наших исследованиях в этом направлении [8]. В настоящей статье приводятся более полные результаты изучения влияния различных режимов вспомогательного разряда на параметры, расходимость и спектральные характеристики лазерного излучения.

Получение существенных энергий (мощностей) и КПД для большинства красителей из-за наличия триплет-триплетного поглощения возможно лишь при коротких импульсах накачки. С другой стороны сокращение импульсов приводит к снижению эффективности накачки вследствие ухудшения условий электрического согласования разрядного контура с разрядным промежутком лампы, обусловленного уменьшением питающей емкости, и смещением спектра излучения лампы в УФ область, так как температура разряда при этом возрастает. Кроме того, применение жестких режимов разряда существенно влияет на стабильность и срок службы источника накачки и лазера в целом.

Долговечность и стабильность работы импульсных ламп, как известно, заметно возрастают, если в них используется импульс предварительной ионизации [5] или поддерживается маломощный разряд постоянного тока [6]. При этом обычно наблюдается увеличение светотдачи ламп и возрастание эффективности ламповых систем накачки.

В лазерах, предназначенных для работы, в импульсно-периодическом режиме, более предпочтительно использовать именно дежурный разряд [6,7]. Однако в литературе приводятся разные требования к его параметрам, что затрудняет выбор оптимальных условий импульсно-периодических лазеров на красителях. Это потребовало проведения дополнительных исследований, направленных на изучение влияния различных режимов вспомогательного разряда на эффективность ламповых систем накачки. Ранее мы кратко сообщали о наших исследованиях в этом направлении [8]. В настоящей статье приводятся более полные результаты изучения влияния различных режимов вспомогательного разряда на параметры импульсов накачки и эффективность генерации красителей, излучающих в различных участках видимого диапазона спектра.

### **Влияние вспомогательного разряда на излучение ламп**

Для поддержания дежурного разряда применялись два независимых источника питания, подключенные к разрядному промежутку лампы по стандартной схеме. Высоковольтный источник обеспечивал напряжение питания до 20 кВ при силе тока заряда до 100 мА, а низковольтный – напряжение до 1 кВ и силу тока до 4 А. Сила тока основного разряда через импульсную лампу контролировалось при помощи пояса Роговского, сигнал с которого посту-

пал на один из входов двулучевого осциллографа типа С8-2. На второй канал этого осциллографа подавались импульсы с фотоэлемента типа ФЭК-20, с помощью которого регистрировались световые импульсы излучения лампы. В качестве источника излучения применялась грубчатая импульсная лампа диаметром 5 мм и длиной 300 мм, заполненная ксеноном, при давлении 100 мм рт. ст.

Исследования электрических характеристик дежурного разряда показали, что он остается тлеющим при силе тока до 200 мА, и переходит в устойчивый дуговой при токе более 600 мА. Эти величины и определяют границы воспроизводимых результатов – соответственно верхнюю для тлеющего и нижнюю для дугового разрядов.

Анализ осциллограмм импульсов основного тока разряда показал, что его амплитуда и длительность, измерения по уровню 0.5 от максимума, оказались практически одинаковыми для всех исследованных режимов, в том числе без дежурного разряда, с тлеющим и с дуговым разрядами. Однако при использовании вспомогательных разрядов крутизна нарастания переднего фронта импульсов тока несколько возрастала.

Амплитуда световых импульсов, в отличие от электрических импульсов, заметно возросла уже при наличии слабого тлеющего разряда. Переход же к дуговому разряду сопровождался дополнительным увеличением амплитуды импульсов излучения лампы.

С целью более детального изучения физических процессов, которые определяют результаты описанных выше экспериментов, мы провели измерения световых импульсов ламп, работающих в разных режимах и в разных участках спектра. Для выделения наиболее характерных участков спектрального диапазона применялись наборы из нескольких стандартных светофильтров, основные параметры которых представлены в таблице:  $\lambda_{\text{max}}$  – центральная длина волны полосы прозрачности;  $\Delta\lambda$  – спектральная ширина;  $\tau$  – пропускание для  $\lambda_{\text{max}}$ . Регистрация энергии световых импульсов в этих опытах осуществлялась фотоэлектрическим регистратором типа ФОГ при помощи измерителя типа РИИ-2. Для анализа результатов были вычислены значения нормировочного коэффициента  $K_{\lambda}$ , который представлял собой относительное приращение энергии световых импульсов при использовании дежурного разряда в выбранном спектральном диапазоне:

$$K_{\lambda} = \frac{W_{\lambda}' - W_{\lambda}^{\lambda}}{W_{\lambda}^{\lambda}},$$

где  $W_{\lambda}'$  и  $W_{\lambda}^{\lambda}$  – энергия излучения в данном спектральном диапазоне без использования вспомогательного разряда и при его наличии соответственно;  $W_{\lambda}^{\lambda}$  – максимальное абсолютное приращение энергии света в данном спектральном диапазоне, связанное с использованием дуги.

Типичное семейство зависимостей относительного приращения энергии световых импульсов при использовании дежурного разряда  $K_{\lambda}$  в выбранном спектральном диапазоне от энергии разряда, полученное для системы с конденсатором емкостью 0,88 мкФ при токе дуги 1 А, приведено на рис. 1. Буквами А, Б, В и Г обозначены результаты, полученные с соответствующими светофильтрами из таблицы. Следует подчеркнуть, что аналогичные результаты были получены и с другими наборами накопительных конденсаторов.

Номер фильтра	$\lambda_{\text{max}}$ , нм	$\Delta\lambda_{\text{max}}$ , нм	$\tau$ , %
А	620	65	34
Б	510	35	35
В	410	37	37
Г	350	35	38

Видно, что представленные кривые имеют ярко выраженный максимум, положение которого монотонно смещается в сторону более высоких энергий разряда при переходе от длинноволновой границы спектра к коротковолновой. В частности, при номинальных энергиях разряда, которые для данной системы находятся в пределах 100–200 Дж, наибольшее приращение

светоотдачи лампы происходит в ультрафиолетовой области ( $\lambda_{\text{max}}=350 \text{ нм}$ ), а наименьшее в красной области ( $\lambda_{\text{max}}=620 \text{ нм}$ ). Такое поведение спектрально-энергетических характеристик излучения ламп свидетельствует о том, что увеличение их светоотдачи при включении вспомогательного разряда в основном связано с коротковолновым смещением максимума их излучения. По-видимому, при разрядах микросекундной длительности в этих условиях характер излучения лампы близок к тепловому: подобное смещение спектра излучения удовлетворительно согласуется с увеличением температуры газоразрядной плазмы [9].

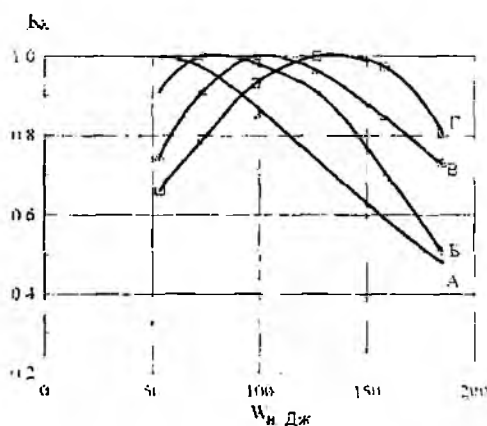


Рис 1

Анализ экспериментальных результатов показал, что степень влияния дежурного разряда на эффективность излучения импульсных ламп в значительной степени зависит от энергии, вкладываемой в основной разряд. С уменьшением емкости накопительного конденсатора ламповой системы накачки и напряжения его заряда влияние дежурного разряда на светоотдачу лампы возрастает. Это свидетельствует о том, что вспомогательный разряд способствует уменьшению безызлучательных потерь энергии для основного разрядного контура лампы.

### Влияние дежурного разряда на эффективность лазера на красителе

Выше было рассмотрено влияние вспомогательного разряда на светоотдачу трубчатых ламп в различных спектральных диапазонах при разных режимах питания. Очевидно, что различные режимы дежурного разряда должны оказывать разное влияние на эффективность генерации красителей, что потребовало дополнительных исследований, направленных на выбор наиболее оптимальных из них.

Экспериментальные исследования генерационных характеристик проводились на базе одноламповой головки с эллиптическим осветителем и трубчатой лампы, разрядный промежуток которой был заполнен ксеноном при давлении  $100 \text{ мм рт ст}$  и имел внутренний диаметр 5 мм и длину 300 мм. В системе накачки применялось несколько наборов накопительных конденсаторов: 0,44 мкФ, 0,66 мкФ, 0,88 мкФ и 1,0 мкФ. Это было необходимо для расширения динамического диапазона номинальных значений энергии и средней мощности лазера на красителях. Для охлаждения и возможности работы в импульсно-периодическом режиме лампа накачки размещалась внутри кварцевой трубки, через которую непрерывно прокачивалась дистиллированная вода. Раствор красителя имел автономную систему охлаждения и прокачки. Импульсная лампа и кювета с раствором красителя устанавливались в эллиптический отражатель. Резонатор лазера был образован двумя плоскими зеркалами с коэффициентами отражения  $\Gamma_1=99,8\%$  и  $\Gamma_2=50\%$  в области генерации красителей.

На рис. 2 представлены зависимости энергии  $W_T$  (а) и КПД  $\eta$  (б) генерации лазера на этанольном растворе красителя G-283 от энергии накачки  $W_n$ , полученные с конденсатором емкостью 0,66 мкФ при различных режимах дежурного разряда: 1) —  $I_d=0$ ; 2) —  $I_d=30 \text{ mA}$ ; 3) —  $I_d=1 \text{ A}$ . Видно, что в данной системе возбуждения уже относительно слабый тлеющий

разряд способствует заметному снижению порога генерации и увеличению ее эффективности более чем в 1,7 раза при нормальной энергии разряда 85. Из рис. 2. также следует, что при переходе от тлеющего к дуговому разряду наблюдается дополнительное снижение порога, причем КПД при той же номинальной энергии разряда вырос более чем в 2,3 раза. Однако увеличение тока дежурного разряда более 1,4 уже не приводило к заметному эффекту. Похожие результаты были получены для всех применяемых нами красителей со всеми исследованными системами накачки, отличающимися емкостью накопительных конденсаторов.

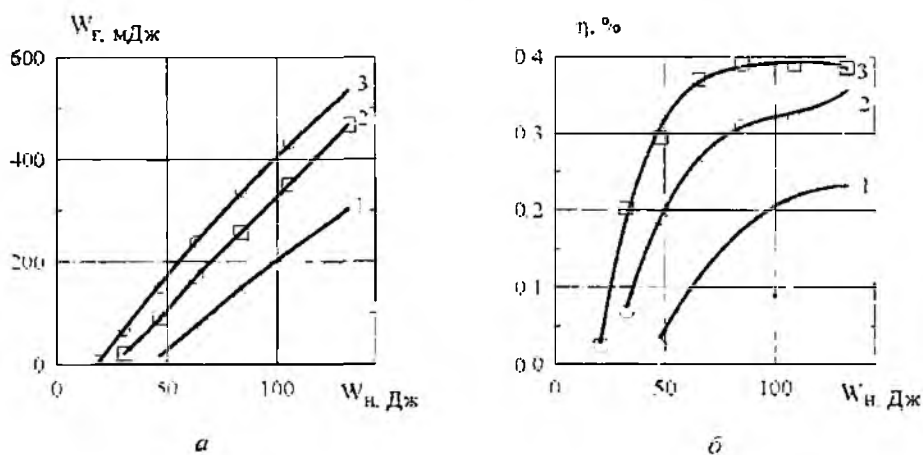


Рис. 2

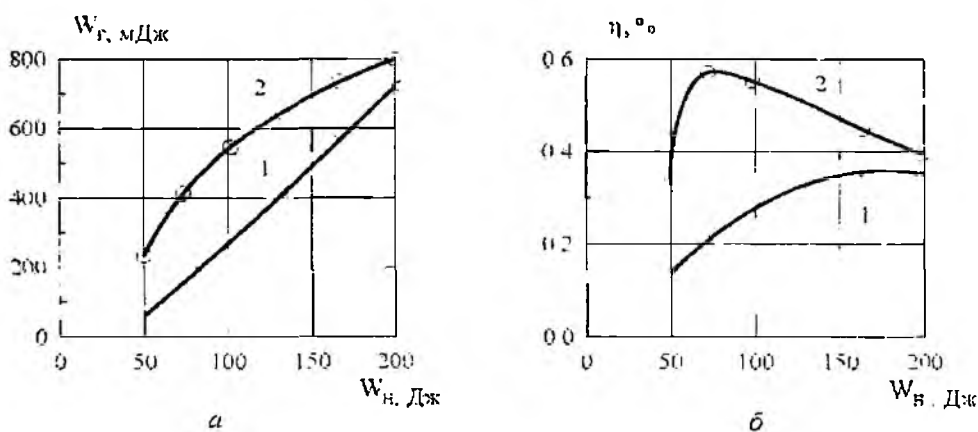


Рис. 3

На рис. 3 приведены аналогичные зависимости для энергии и КПД генерации лазера на этанольных растворах красителя оксазин-17, который генерирует в красной области спектра и имеет основную полосу поглощения вблизи 555 нм. Эти результаты были получены с конденсатором емкостью 1,0 мкФ при двух режимах работы системы накачки:  $I_{д}=0$  (1) и  $I_{д}=1,5$  (2). Результаты, полученные в этой же системе накачки, но с другим красителем 4-метил-7-оксикумарин, максимум основной полосы поглощения которого находится около 370 нм, а лазерная генерация на его растворах происходит в синей области спектра, приведены на рис. 4.

Из сравнения рис. 3 и 4 видно, что количественные результаты, полученные в одной и той же системе, для красителей, которые генерируют в разных участках спектра, оказались несколько различными. Это связано с тем, что наблюдаемое увеличение выходной энергии и КПД генерации лазеров на красителе при наличии дежурного разряда в импульсных лампах в первую очередь связано с увеличением их светоотдачи.

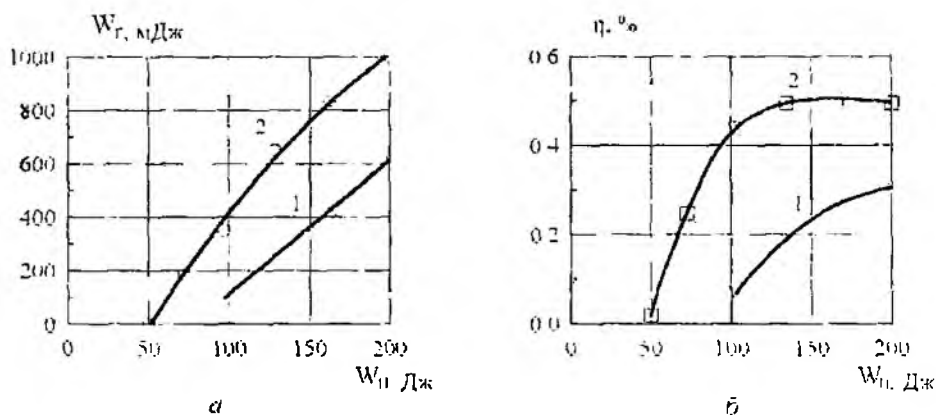


Рис. 4

Выше отмечалось, что вспомогательный разряд уменьшает безызлучательные потери энергии основного разрядного контура лампы и повышает температуру газоразрядной плазмы, вследствие чего он приводит к коротковолновому смещению максимума ее излучения. При этом эффективность генерации тех красителей, максимум поглощения которых расположен в коротковолновом участке спектра, должна возрастать более заметно, чем для красителей, поглощающих и генерирующих в длинноволновом участке спектра. Именно по этой причине при наличии дежурной дуги с увеличением энергии накачки КИД генерации оксазина-17 начинает монотонно уменьшаться, в отличие от 4-метил-7-оксикумарина. Очевидно, что для оксазина-17 необходимо выполнить условия спектрального согласования излучения накачки и полосы поглощения красителя, для чего следует изменить либо параметры разрядного контура или геометрические размеры лампы [10, 11]. Из сравнения результатов, представленных на рис. 2-4 видно, что системы накачки на основе трубчатых ламп при наличии вспомогательного разряда по своим энергетическим характеристикам не уступают, а иногда и превосходят систему накачки на базе коаксиальных систем с охлаждаемой рубашкой [12].

Сравнительные исследования влияния дежурной дуги на мощностные характеристики лазера, работающего в импульсно-периодическом режиме, были проведены на растворах двух красителей генерирующих в желтой и синей областях видимого спектра: родамина 6Ж и 4-метил-7-оксикумарина. Концентрации красителей были выбраны оптимальными по выходной энергии генерации в импульсном режиме. Средняя мощность лазерного излучения контролировалась калориметрическим измерителем типа ИМО-2Н. Основные экспериментальные результаты были получены при частоте следования импульсов 10 Гц и энергии разряда накопительного конденсатора 162 Дж, существенно превышающую пороговую энергию накачки. Эксперименты показали, что в этих условиях применение дежурного разряда позволяет увеличить среднюю мощность лазерного излучения в 1.6 и 2.2 раза для родамина 6Ж и 4-метил-7-оксикумарина соответственно.

### Выводы

В результате проведенных исследований было получено следующее:

1. Исследовано влияние тока вспомогательного разряда на параметры электрических и световых импульсов в ксеноновых лампах при разрядах микросекундной длительности
2. Установлено, что амплитуда световых импульсов и крутизна нарастания переднего фронта электрических импульсов возрастают при включении дежурного разряда.
3. Показано, что дежурный разряд уменьшает безызлучательные потери основного разрядного контура лампы, благодаря чему светоотдача импульсных ламп более существенно возрастает при малых энергиях разряда.

4. Установлено, что максимум спектрально-энергетических характеристик излучения ламп при включении вспомогательного разряда смещается в коротковолновую сторону. Это необходимо учитывать при разработке эффективных импульсно-периодических лазеров на красителях с заданными спектрально-энергетическими характеристиками.

5. Установлено, что дежурный разряд, применяемый для стабилизации работы системы накачки, способствует существенному снижению порога генерации и увеличению эффективности генерации лазера. Показано, что оптимальная сила тока вспомогательного разряда составляет величину 1-2 А для всех исследованных систем. При меньших значениях тока вспомогательного разряда в импульсно-периодическом режиме может появляться нестабильность работы лампы, а при более высоких токах заметно возрастает тепловыделение в самой лампе. Кроме того, в этом случае при работе в импульсно-периодическом режиме повышается скорость фотохимического разложения большинства красителей.

**Список литературы:** 1. *Gittins C.M., Shenoy S.U., Aldag H.R., Pacheco D.P., Miller M.F., Allen M.G.* Measurements of major species in a high pressure gas turbine combustion simulator using Raman scattering // 38th AIAA Aerospace Sciences Meeting & Exhibit, January 2000. Reno, NV: American Institute of Aeronautics and Astronautics. Paper No 2000-0772. P. 1-15. 2. *Bertuccioli L., Roth G.I., Katz J., Osborn T.R.* Turbulence measurements in the bottom boundary layer using particle image velocimetry // Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 1999. V. 16. P. 1635-1646. 3. *Feldman D.E., Iglesias J.I., Aguado Blass C., Mancebo J.M., Mas-sarra J., Perez-Castro E.* Pulsed dye laser vs EKL-Compact lithotripter in the treatment of distal ureteral lithiasis // Arch. Esp. Urol., 2000. V. 53. P.357-361. 4. *Karrer S., Bchmler W., Abels C., Hohenleutner U., Landthaler M., Szeimies R.-M.* Long-pulse dye laser for photodynamic therapy: Investigations in vitro and in vivo // Lasers Surg. Med., 1999. V. 25. №1. P. 51-59. 5. *Дзюбенко М.И., Коробов А.М., Науменко И.Г.* Исследование систем накачки лазеров на растворах органических соединений // Квант. электроника. Киев: Наук. думка, 1973. Вып. 7. С. 129-135. 6. *Bognillon J.P., Vozemial O.* Laser a Colorant Impulsionnel en Anneau // Revue Phys. Appl., 1981. V.16. P. 365-369. 7. *Лагутин М.Ф., Мустецов Н.П., Заруный А.А.* Влияние режима питания ламп на характеристики оптического квантового генератора на красителе // Приборы и техника эксперимента, 1984. №2. С. 178-180. 8. *Дзюбенко М.И., Маслов В.В., Пелитенко В.П., Шевченко В.В.* Исследование влияния дежурного разряда на эффективность импульсно-периодических лазеров на красителях с ламповой накачкой // Оптика и спектроскопия, 1995. Т. 78, № 4. С. 700-703. 9. *Дзюбенко М.И.* Эффективные источники немонохроматической накачки лазеров на растворах органических соединений // Радиофизика и электроника. Харьков: Ин-т Радиофизики и электроники НАН Украины, 1997. Т. 2, №2. С. 22-131. 10. *Пелитенко В.П., Дзюбенко М.И., Шевченко В.В.* Исследование гистерезиса вольтамперных характеристик разрядов микросекундной длительности в импульсных лампах // Квант. электроника. Киев: Наук. думка, 1988. Вып. 35. С.65-72. 11. *Пелитенко В.П., Дзюбенко М.И., Шевченко В.В.* Оптимизация ламповых систем накачки импульсных лазеров на растворах органических соединений // Электронная техника. Сер. Лазерная техника и оптоэлектроника, 1990. Вып. 3 (55). С. 44-48. 12. *Дзюбенко М.И., Маслов В.В., Пелитенко В.П., Шевченко В.В.* Импульсно-периодические лазеры на красителях с ламповой накачкой // Квант. электроника, 1995. Т. 22, №5. С. 436-438.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редакцию 01/09/2006*

## РЕФЕРАТЫ РЕФЕРАТИ ABSTRACTS

УДК 621.371

**Метеорная связь и синхронизация. История и современное состояние / И.Е. Антипов, Б.Г. Бондарь, Ю.А. Коваль, Г.В. Нестеренко, В.В. Обельченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 5–18**

Кратко описаны физические принципы метеорной связи и метеорной синхронизации. Основное внимание уделено этапам их изучения и развития в Научно-учебном центре кафедры ОРТ ХНУРЕ. Приведены воспоминания участника создания научного полигона. Представлено несколько поколений аппаратуры метеорной связи и синхронизации, созданной сотрудниками НУЦ ОРГ, даны их технические характеристики. Рассмотрено современное состояние дел и очерчены направления, перспективные для дальнейших исследований в этой области.

Ил. 6. Табл. 1. Библиогр.: 26 назв.

УДК 621.371

**Метеорний зв'язок і синхронізація. Історія і сучасний стан / І.Є. Антипов, Б.Г. Бондарь, Ю.О. Коваль, Г.В. Нестеренко, В.В. Обельченко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 5–18**

Кратко описані фізичні принципи метеорного зв'язку і метеорної і синхронізації. Основну увагу приділено етапам їх вивчення і розвитку в Науково-навчальному центрі кафедри ОРТ ХНУРЕ. Наведено спогади учасника створення наукового полігона. Представлено декілька поколінь апаратури метеорного зв'язку і синхронізації, створеної співробітниками ННЦ ОРГ, надані їх технічні характеристики. Розглянутий сучасний стан справ і окреслені напрямки, що є перспективними для подальших досліджень в цій галузі.

Ил. 6. Табл. 1. Библиогр.: 26 назв.

UDC 621.371

**Meteor-burst communication and synchronization. The history and the day situation / I. E. Antipov, B. G. Bondar, G. V. Nesterenko, Yu. A. Koval, V. V. Obelchenko // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146. P. 5–18**

Physical principles of the meteor-burst communication and synchronization are described. The main attention is given to the steps of its research and development in the Scientific-Educational Center of Radio Engineering Department at KNURE. Several generations of meteor-burst communication and synchronization devices designed by scientists of SFC are described and its technical characteristics are presented. The present day situation is outlined, the possible directions of future research in this area are given.

6 fig. 1 Tab. Ref.: 26 items.

УДК 621.396

**Оценка перекрестных помех в WDM-системах при проектировании ВОЛС / В.В. Хиленко, И.В. Богданова, К.Б. Никифорова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 19–23**

Предложены методы измерения параметров взаимных влияний каналов в однонаправленных и двунаправленных WDM-системах. При проектировании ВОЛС со спектральным уплотнением каналов оценку переходных помех (в будущей WDM-системе) предложено проводить путем моделирования в лабораторных условиях многоволнового распространения сигналов в оптическом волокне согласно плану длин несущих волн, используя при этом для измерения перекрестных помех оптических компонентов WDM-систем оптические анализаторы спектра, позволяющие значительно снизить трудоемкость измерений и затраты времени на их проведение. Предлагаемую методику измерений и расчета параметров взаимных влияний WDM-систем целесообразно применять как при проектировании, так и при эксплуатации существующих линий для оценки их соответствия требованиям международных стандартов и обеспечения высокого уровня параметров качества передачи.

Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396

**Оцінка перехресних завад в WDM-системах при проектуванні ВОЛС / В.В. Хиленко, І.В. Богданова, К.Б. Никифорова // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 19–23**

Пропонуються методи вимірювання параметрів взаємних впливів каналів в однонаправлених та двунаправлених WDM-системах. При проектуванні ВОЛС зі спектральним ущільненням каналів оцінку перехідних завад (в майбутній WDM-системі) пропонується проводити шляхом моделювання в лабораторних умовах багатохвильового розповсюдження сигналів в оптичному волокні згідно з планом довжин несучих хвиль, використовуючи при цьому для вимірювання перехресних завад оптичних компонентів WDM-систем оптичні аналізатори спектру, які дозволяють значно знизити трудомісткість вимірювань та витрати часу на їх проведення. Методику вимірювання та розрахунку параметрів взаємних впливів каналів WDM-систем, що пропонується, доцільно застосовувати як при проектуванні, так і при експлуатації існуючих ліній для оцінки їх відповідності вимогам міжнародних стандартів та забезпечення високого рівня параметрів якості передачі.

Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

UDC 621.396

**Estimation of WDM-systems crosstalks when designing fiber-optic communication lines / V. V. Khvlenko, I. V. Bogdanova, K. B. Nykyforenko // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146. P. 19–23**

Methods for mutual influences parameters measurement in the unidirectional and bidirectional WDM-systems are offered. Estimation of WDM-systems crosstalks, when designing fiber-optic communication, is offered by means of modeling in laboratory conditions of multiwave distribution of signals in an optical fiber according to the plan of carrying wave lengths, using in this case optical spectrum analyzers for measurement of crosstalks of optical components of WDM-systems allowing to lower considerably the labor input of measurements and time expenditures for their realization. The

offered methods of measurement and account of mutual influences parameters in WDM-systems is expedient for applying both at designing, and at operation of existing lines to an estimation of their conformity to the requirements of the international standards and maintenance of a high level quality transmission parameters.

3 fig. Ref. 8 items

УДК 621.37

**Радиометеорные исследования динамики атмосферы в Харькове / А.Н. Олейников, В.Н. Олейников, В.В. Лизогуб, В.В. Жуков, Д.М. Сосновчик, А.И. Шкарлет // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146 С. 24–43.**

Дан исторический обзор радиометеорных исследований динамических параметров в верхней атмосфере. Описаны периоды становления радиометеорных исследований, методологические принципы проведения радиометеорных измерений и характеристики радиометеорных станций. Представлены результаты многолетних исследований структуры преобладающего ветра, колебаний суточного и полусуточного прилива, а также нерегулярных атмосферных колебаний, таких как внутренние гравитационные волны.

Ил. 23. Библиогр. 47 назв.

УДК 621.37

**Радиометеорні дослідження динаміки атмосфери в Харкові / А.М. Олейніков, В.М. Олейніков, В.В. Лізогуб, В.В. Жуков, Д.М. Сосновчик, А.І. Шкарлет // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146 С. 24–43.**

Наведено історичний огляд радіометеорних досліджень динамічних параметрів у верхній атмосфері. Описано періоди становлення радіометеорних досліджень, методологічні принципи проведення радіометеорних вимірювань та характеристики радіометеорних станцій. Наведено результати багаторічних досліджень структури переважного вітру, коливань добового та півдобового припливу, а також нерегулярних атмосферних коливань, таких як внутрішні гравітаційні хвилі.

Іл. 23. Бібліогр. 47 назв.

UDC 621.37

**Radiometeoric researches of an atmosphere dynamics in Kharkiv / A.N. Olevnikov, V.N. Olevnikov, V.V. Lizogub, V.V. Zhukov, D.M. Sosnovchik, A.I. Shkarlet // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146 P. 24–43.**

In this paper the historical review of radiometeoric researches of dynamic parameters in the top atmosphere is submitted. The periods of development of radiometeoric researches, methodological principles of carrying out radiometeoric measurements and characteristics of radiometeoric stations are described. Results of long-term researches of structure of a prevailing wind, fluctuations of daily and semidiurnal tide, and also irregular atmospheric fluctuations, such as internal gravity waves are presented.

23 fig. Ref. 47 items.

УДК 621.396.551.553

**Определение линейной скорости ветра однопозиционной доплеровской метеорологической РЛС / Н.И. Кравченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146 С. 44–48.**

Описывается предложенный автором способ нахождения линейной скорости ветра  $V$  для каждого импульсного объема всего одной доплеровской РЛС. Приводится соотношение расчета скорости  $V$  по измеренным параметрам доплеровских смещений частоты для двух азимутов антенны.

УДК 621.396.551.553

**Визначення лінійної швидкості вітру однопозиційною доплерівською метеорологічною РЛС / М.І. Кравченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146 С. 44–48.**

Розглядається запропонований автором спосіб визначення лінійної швидкості вітру  $V$  для кожного імпульсного об'єму всього однією доплерівською РЛС. Наведено співвідношення розрахунку  $V$  по вимірах пар доплерівських зсувів частоти, проведених при різних азимутах антени.

UDC 621.396.551.553

**Estimation wind linear velocity by means one positional Doppler radar / N.I. Kravchenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146 P. 44–48.**

The new method proposed by the author for the linear velocity  $V$  of the wind by estimation means of one positional Doppler radar is considered. Formula of velocity  $V$  estimation by measured Doppler frequency shift for two different azimuth of the aerial are presented.

УДК 621.37: 004.891.3: 616-07

**Автоматизированный комплекс для диагностики функционального состояния пользователей ПК / М.Л. Кочина, Л.Ф. Сайковская // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146 С. 49–54.**

Предложен автоматизированный комплекс для диагностики функционального состояния пользователей ПК. Комплекс позволяет проводить оценку физиологического и психофизиологического состояния человека в процессе его работы, проследить динамику изменения состояния организма пользователей ПК, прогнозировать реакции организма на компьютерную нагрузку и разработать меры профилактики донологических и патологических состояний. Автоматизированный комплекс может быть использован при медикобиологических, клинических исследованиях, при диагностике профессиональных заболеваний, а также при проведении лабораторных работ в учебных заведениях.

Ил. 1. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.37: 004.891.3: 616-07

**Автоматизований комплекс для діагностики функціонального стану користувачів ПК / М. І. Кочина, Л. Ф. Сайківська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 49 – 54**

Запропоновано автоматизований комплекс для діагностики функціонального стану користувачів ПК. Комплекс дозволяє провадити оцінку фізіологічного та психофізіологічного стану людини в процесі її роботи, прослідкувати динаміку зміни стану організму користувача ПК, прогнозувати реакцію організму на комп'ютерне навантаження й розробити засоби профілактики доцезологічних і патологічних станів. Автоматизований комплекс може бути використаний при медикобіологічних, клінічних дослідженнях, при діагностиці професійних захворювань, а також при проведенні лабораторних робіт у навчальних закладах.

Ил. 1. Бібліогр. – 15 назв.

UDC 621.37: 004.891.3: 616-07

**The automated complex for diagnostics of a personal computer user functional state / M. I. Kochina, L. F. Sajkoskaya // Radiotekhnika All-Ukr Sci Interdep Mag. 2006. № 146. P. 49 – 54**

The automated complex for diagnostics of a personal computer user functional state is offered. The given complex makes it possible to estimate physiological and psychological states of the person during the work, to track changes of a personal computer user's organism state, to predict a living organism response to a computer loading and to develop measures of preventive maintenance pathological states. The automated complex can be used in medicine, biological and clinical researches, at diagnostics of occupational diseases and when carrying out laboratory works in educational institutions.

1 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.371

**Статистические характеристики радиометеорного канала синхронизации / В. В. Обельченко, Ю. А. Коваль, И. Е. Антипов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 55 – 65**

Проведен анализ статистических характеристик радиометеорного канала сличения. Исходными данными для анализа являются результаты сличений государственных эталонов России и Украины на трассе Москва – Харьков. Расчеты выполнены для 53 сеансов 2000 г. и 93 сеансов 2001 г. Осуществлена классификация сеансов сличения. Обработка этого статистического материала позволяет утверждать, что имеется существенная нестационарность процессов, связанных с метеорными явлениями. Она обусловлена эффектами формирования и разрушения метеорного следа, а также изменением притока метеорного вещества в течение суток и года. Показано, что только для 40% сеансов сличения может быть применена гипотеза о нормальном законе распределения результатов измерений.

Ил. 10. Табл. 7. Библиогр. – 5 назв.

UDC 621.371

**Статистичні характеристики радіометеорного каналу синхронізації / В. В. Обельченко, Ю. А. Коваль, І. Е. Антипов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 55 – 65**

Проведено аналіз статистичних характеристик радіометеорного каналу звіряння. Вихідними даними для аналізу є результати звіряння державних еталонів Росії і України на трасі Москва – Харків. Розрахунки здійснені для 53 сеансів 2000 р. і 93 сеансів 2001 р. Здійснена класифікація сеансів звіряння. Обробка цього статистичного матеріалу дозволяє стверджувати, що існує суттєва нестационарність процесів, пов'язаних з метеорними явищами. Она обумовлена ефектами формування і руйнування метеорного сліду, а також зміною притоку метеорної речовини на протязі доби і року. Показано, що лише для 40% сеансів звіряння може бути застосована гіпотеза про нормальний закон розподілу результатів вимірів.

Ил. 10. Табл. 7. Библиогр. – 5 назв.

UDC 621.371

**Statistical characteristics of the meteor burst synchronization channel / V. V. Obel'chenko, Ju. A. Koval', I. E. Antipov // Radiotekhnika All-Ukr Sci Interdep Mag. 2006. N 146. P. 55 – 65**

The statistical characteristics of the meteor burst synchronization channel are analyzed. The synchronization results of the Russian and the Ukrainian State standards on the Moscow – Kharkov route were used as the data for this analysis. The calculations were performed for 53 synchronization sessions in 2000 and 93 sessions in 2001. The processing and statistical analysis of these synchronization sessions allowed to state that there exists a significant non-stationarity of the processes connected with the meteoric phenomena. It is caused by the effects of a meteor trace formation and destruction and also by the variation of the meteor substance inflow within day and season. It is shown that the hypothesis about the normal distribution law of the measurements results can be applied for 40% of synchronization sessions only.

10 fig. Tabl. 7. Ref.: 5 items.

УДК 621.395.74

**Выбор линейных сигналов и анализ их спектральных характеристик в системах передачи информации с использованием xDSL технологий / А. И. Цопа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 66 – 74.**

Представлена математическая модель для анализа спектральных характеристик многоуровневых линейных сигналов в цифровых системах передачи (ЦСП) с учетом их дополнительной фильтрации в канале передачи и влияния физических элементов схемы согласования с линией связи. С помощью разработанной модели получены численные значения спектральной плотности мощности многоуровневых сигналов для разных схем кодирования при разных скоростях передачи информации. Сложным натурным экспериментом, проведенным при испытании ЦСП, подтверждены результаты математического моделирования.

Ил. 10. Библиогр. – 7 назв.

УДК 621.395.74

Вибір лінійних сигналів і аналіз їх спектральних характеристик у системах передачі інформації з застосуванням xDSL технологій / *О.І. Цопа* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 66–74.

Представлено математичну модель для аналізу спектральних характеристик багаторівневих лінійних сигналів у цифрових системах передачі (ЦСП) з урахуванням їх додаткової фільтрації у каналі передачі і впливу фізичних елементів схеми узгодження з лінією зв'язку. За допомогою розробленої моделі отримані числові значення спектральної густини багаторівневих сигналів для різних схем кодування при різних швидкостях передачі інформації. Складним натурним експериментом підтверджені результати математичного моделювання.

Іл. 10. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.395.74

**Selection of line coding and analysis of line coding's spectrum characteristics in xDSL data transmission systems** / *O. I. Tsopa* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 146. P. 66–74.

The mathematical model for multilevel signal's spectrum analysis in digital transmission systems is given. The model takes in account additional filtration of these signals in transmission channel and influence of physical elements of hybrid circuit. Numerical values of multilevel signal's spectrum density for different coding schemes and bit-rates are obtained with the help of the model. The results of mathematical modeling were approved by a complex experiment with usage of a digital transmission system.

10 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.67.01

Фокальное пятно сфокусированной в зону Френеля линейной антенной решетки со случайными ошибками возбуждения и местоположения элементов / *В.А. Назаренко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 75–82.

Разработан графический метод определения размеров среднего фокального пятна при различных фокусных расстояниях. Методом численного моделирования исследованы средние размеры фокального пятна и флуктуации этих размеров для случая глубокой фокусировки. На основе результатов расчета получены простые формулы, позволяющие оценить флуктуации границ фокального пятна у эквидистантных антенных решеток с ошибками местоположения. Исследованы флуктуации точки фокусировки – получены аналитические выражения, проведено численное моделирование. Показано, что флуктуации точки фокусировки не зависят от ошибок местоположения элементов.

Ил. 4. Библиогр.: 2 назв.

UDC 621.396.67.01

Фокальна пляма сфокусованої в зону Френеля лінійної антенної решітки з випадковими помилками збудження та місця знаходження елементів / *В.А. Назаренко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 75–82.

Розроблено графічний метод визначення розмірів середньої фокальної плями при різних фокусних відстанях. Методом чисельного моделювання досліджені середні розміри фокальної плями й флуктуації цих розмірів для випадку глибокого фокусування. На основі результатів розрахунку отримані прості формули, що дозволяють оцінити флуктуації границь фокальної плями в еквідистантних антенних решітках з помилками місця знаходження. Досліджено флуктуації крапки фокусування – отримані аналітичні вираження, проведено чисельне моделювання. Показано, що флуктуації крапки фокусування не залежать від помилок місця знаходження елементів.

Іл. 4. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.396.67.01

**Focal spot of the linear antenna array focused in Fresnel zone with random errors in elements excitation and location** / *V. A. Nazarenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 146. P. 75–82.

The graphic method for definition of the average focal spot size is developed at various focal lengths. Average sizes of the focal spot and fluctuation of these sizes for a case of deep focusing are investigated by the method of numerical modeling. Simple formulas are derived on the basis of the calculation results making it possible to estimate fluctuations of borders of a focal spot at the uniformly spaced antenna arrays with errors in elements location. Fluctuations of a focusing point are studied, analytical expressions are received, numerical modeling is performed. It is shown that fluctuations of the focusing point not depend on errors in the elements location.

4 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.677

КПД решеток магнитных излучателей, расположенных над границей раздела двух сред / *П.Л. Токарский, Ю.А. Шипченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 83–88.

Рассмотрена задача излучения связанных горизонтальных магнитных диполей, расположенных вблизи плоской поверхности раздела двух сред. Получены выражения для вычисления полной взаимной проводимости, взаимной проводимости излучения и взаимной проводимости потерь между магнитными диполями над диссипативным полупространством. Даны соотношения для расчета КПД антенной решетки из таких диполей с произвольным распределением токов на их клеммах. Приведены зависимости КПД ФАР из магнитных диполей, расположенной над поверхностью реальной земли, от угла фазирования ее луча. Результаты вычислений КПД сравниваются с аналогичными результатами для решеток из электрических диполей.

Ил. 2. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.396.677

**ККД решіток магнітних випромінювачів, розташованих над межею поділу двох середовищ** / П. Л. Токарський, Ю. О. Пинченко // *Радіотехніка*. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 83–88.

Розглянута задача випромінювання зв'язаних горизонтальних магнітних диполів, розташованих поблизу плоскої поверхні поділу двох середовищ. Одержано вирази для обчислення повної взаємної провідності, взаємної провідності випромінювання і взаємної провідності втрат між магнітними диполями над дисипативним півпростором. Подані розрахункові співвідношення для ККД антенної решітки з таких диполів із довільним розподіленням токів на їх клеммах. Наведено залежності ККД ФАР із магнітних диполів, розташованої над поверхнею реальної землі, від кута фазування променя. Результати обчислень ККД зіставляються з подібними результатами для решіток з електричних диполів.

Іл. 2. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 621.396.677

**Radiation efficiency of an array of magnetic dipoles located over an interface between two media** / P. L. Tokarsky, Yu. O. Panchenko // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2006. № 146. P. 83–88.

The problem of radiating coupled horizontal magnetic dipoles placed close to the plane interface of two media is considered. The expressions for calculation of the mutual admittance, mutual radiation conductance and mutual loss conductance between the magnetic dipoles over an imperfect half-space are obtained. The expressions for calculating radiation efficiency of the magnetic dipoles array with arbitrary current distribution are also given. Radiation efficiency of the array versus the scan angle is presented. The computation results of the array radiation efficiency are compared with the same results for the array of electrical dipoles.

2 fig. Ref.: 19 items

УДК 044.03; 658.012.011.56

**Параллельное проектирование информационного и программного комплексов информационной системы** / В. М. Левыкин, М. В. Евланов, В. С. Сугробов // *Радіотехніка*. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 89–98.

Представлен подход к параллельному проектированию элементов информационного и программного комплексов. Вводится формальное описание алфавита диаграммы классов UML и ERD, показана однотипность этих алфавитов. Сделан вывод о возможности создания метаалфавита и разработки правил перехода от диаграммы классов UML к ERD. Существование метаалфавита является основой для параллельного проектирования элементов информационного и программного комплексов.

Бібліогр.: 11 назв.

УДК 044.03; 658.012.011.56

**Параллельное проектирование информационного и программного комплексов информационной системы** / В. М. Левыкин, М. В. Евланов, В. С. Сугробов // *Радіотехніка*. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 89–98.

Представлено підхід до параллельного проектування елементів інформаційного і програмного комплексів. Вводиться формальний опис алфавіту діаграми класів UML і ERD, показана однотипність цих алфавітів. Зроблено висновок про можливість створення метаалфавіту і розробки правил переходу від діаграми класів UML до ERD. Існування метаалфавіту є основою для рівнобіжного проектування елементів інформаційного і програмного комплексів.

Бібліогр.: 11 назв.

UDC 044.03; 658.012.011.56

**Parallel information and software complexes designing** / V. M. Levykin, M. V. Evlanov, V. S. Sugrobov // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2006. № 146. P. 89–98.

An approach to parallel information and software complexes elements designing is considered. The formal description of UML class diagram alphabet and Entity Relation Diagram (ERD) alphabet is introduced, the similarity of these both alphabets is shown. The conclusion about the possibility to create a meta alphabet and develop rules of transformation from UML class diagram to ERD is done. Existence of the meta alphabet is the basis for a parallel information and software elements complex design.

Ref.: 11 items.

УДК 621.371

**Применение спутниковой навигации в научных исследованиях и учебном процессе кафедры ОПТ** / В. М. Шокало, А. А. Жаліло, Ю. А. Коваль, В. В. Бавыкина, Г. В. Нестеренко, Д. А. Шелковенков // *Радіотехніка*. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 99–106.

Изложены основные этапы становления и развития научных направлений, связанных с применением спутниковых радионавигационных систем на кафедре ОПТ, достигнутые научные и практические результаты.

Табл. 3. Іл. 6. Бібліогр.: 10 назв.

УДК 621.371

**Використання супутникової навігації у наукових дослідженнях та навчальному процесі кафедри ОПТ** / В. М. Шокало, О. О. Жаліло, Ю. А. Коваль, В. В. Бавыкина, Г. В. Нестеренко, Д. О. Шелковенков // *Радіотехніка*. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 99–106.

Викладено основні етапи становлення та розвитку наукових напрямків, що пов'язані з використанням супутникових радіонавігаційних систем на кафедрі ОПТ; наукові та практичні результати, що досягнуто.

Табл. 3. Іл. 6. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.371

**Application of satellite navigation to scientific researches and educational process at the faculty of Foundations of Radio Engineering** / V. M. Shokalo, A. A. Zhalilo, Y. A. Koval, V. V. Bavykina, G. V. Nesterenko, D. A. Shelkovenkov // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2006. N. 146. P. 99–106.

The stages of formation and development of the scientific directions involving application of the satellite radio navigation systems at the FRE faculty and attained scientific and practical results are set forth in this paper

3 tab Fig. 6 Ref.: 10 items.

УДК 621.396.67

**Основные тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. Ч.1. Методы измерений линейных и апертурных антенн / В.А. Усин, В.А. Марков, В.А. Губарь, В.А. Ковальчук, Л.В. Рожнятовская, А.В. Усина, А.Б. Филоненко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. наук.-техн. сб. 2006. Вып. 146 С 107 – 120.**

Рассматриваются основные достижения и направления совершенствования ближнезонных методов определения характеристик антенн. Основное внимание уделено вопросам повышения эффективности и расширения возможностей автоматизированных измерительных комплексов для оценки характеристик антенн.

Табл. 1 Ил. 12. Библиогр.: 35 назв.

УДК 621.396.67

**Основні тенденції розвитку ближньозонних методів вимірювань характеристик антен. Ч.1. Методи вимірювань лінійних та апертурних антенн / В.А. Усин, В.А. Марков, В.О. Губарь, В.О. Ковальчук, Л.В. Рожнятовська, Г.В. Усина, А.Б. Філоненко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146 С 107 – 120.**

Розглядаються основні досягнення та напрямки удосконалення ближньозонних методів визначення характеристик антен. Основна увага приділена питанням підвищення ефективності та розширення можливостей автоматизованих вимірювальних комплексів для оцінки характеристик антен.

Табл. 1 Ил. 12. Библиогр.: 35 назв.

UDC 621.396.67

**The main tendencies in development of near zone methods for measurement of antennas characteristics. P.1 Methods of linear and aperture antennas measurements / V.A. Usin, V.A. Markov, V.A. Gubar, V.A. Kovaltchuk, L.V. Rogoztorskaya, A.V. Usina, A.B. Filonenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146 P. 107 – 120.**

The basic achievements and directions in perfection of near the field methods of antennas characteristics definition are considered. The main attention is given to the questions of increase in efficiency and expansion of possibilities of the automated measuring complexes for antennas characteristics estimation.

1 tab. 12 fig. Ref.: 35 items.

УДК 621.396.67

**Потенциальная точность ближнезонных методов определения характеристик антенн при использовании импульсных сигналов. Ч. 2. Точность определения ДН антенн / В.А. Усин, А.В. Усина // Радиотехника: Всеукр. міжвед. наук.-техн. сб. 2006. Вып. 146 С 121 – 126.**

Проанализирована точность определения амплитуды и фазы ближнего поля излучающих систем по измерениям импульсных сигналов. Приведена методика оценки погрешностей определения основных параметров антенн.

Библиогр.: 7.

УДК 621.396.67

**Потенційна точність ближньозонних методів визначення характеристик антен при використанні імпульсних сигналів. Ч. 2. Точність визначення ДС антен / В.А. Усин, А.В. Усина // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146 С. 121 – 126.**

Проаналізовано точність визначення амплітуди та фази ближнього поля випромінюючих систем по вимірюваннях імпульсних сигналів. Наведено методіку оцінки похибок визначення основних параметрів антен.

Бібліогр.: 7.

UDC 621.396.67

**Potential accuracy of near field methods for antenna characteristics estimation using pulse signals. P. 2. The accuracy of definition of the antennas radiation pattern / V.A. Usin, A.V. Usina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146 P. 121 – 126.**

Accuracy of definition of near field amplitude and phase of radiating systems by measurements of pulse signals is analyzed. The technique of estimation of antennas main parameters errors definition is presented.

Ref.: 7 items.

УДК 621.396.933

**Радиуправляемые носители. Состояние разработок и направления развития / И.Е. Алексеев, В.В. Воронин // Радиотехника: Всеукр. міжвед. наук.-техн. сб. 2006. Вып. 146 С 127 – 134.**

Обобщены мировые достижения в области создания РУН, дана информация о разработках лаборатории «Практического применения радиуправляемых систем», иложены вопросы, подлежащие решению в ближайшей перспективе.

Ил. 5 Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.933

**Радиокеровані носії. Стан розробок та напрямки розвитку / І.Є. Алексєєв, В.В. Воронин // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146 С 127 – 134.**

Узагальнено світових досягнень у галузі створення РКН, надано інформацію про розробки лабораторії «Практичного застосування радіокерованих систем», викладені питання, що підлягають вирішенню у найближчий час.

Ил. 5 Библиогр.: 5 назв.

Разработана математическая модель фазированной антенной решетки, в составе которой имеются излучающие элементы с джоулевыми потерями. Она базируется на представлении излучающей системы эквивалентным многополюсником, связывающим амплитуды бегущих волн в линиях передачи с амплитудами сферических волн в свободном пространстве. Получены расчетные соотношения для блоков матрицы рассеяния, определяющей параметры этого многополюсника, в предположении, что исходные параметры излучающей системы – матрица импедансов и ее парциальные диаграммы направленности – известны. Описана методика определения этих параметров, основанная на решении с помощью метода моментов краевой электродинамической задачи об излучении антенной решетки при поочередном возбуждении ее входов. Приведены соотношения, которые позволяют эффективно выполнять расчеты параметров фазированных антенных решеток, работающих в приемном и передающем режимах.

Ил. 3. Библиогр.: 29 назв.

УДК 621.396.677

**Матрична модель дисипативної антенної решітки / П. Л. Токарський // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 156 – 170.**

Розроблено математичну модель фазованої антенної решітки, у складі якої є випромінювальні елементи з джоулевими втратами. Вона базується на уявленні випромінювальної системи як еквівалентного многополюсника, що зв'язує амплітуди біжущих хвиль у лініях передачі з амплітудами сферичних хвиль у вільному просторі. Одержано розрахункові співвідношення для блоків матриці розсіяння, яка визначає параметри цього многополюсника, у припущенні, що вихідні параметри випромінювальної системи – матриця імпедансів та її парціальні діаграми спрямованості – відомі. Описано методику визначення цих параметрів, що ґрунтується на розв'язанні за допомогою методу моментів граничної електродинамічної задачі про випромінювання антенної решітки з почерговим збудженням її входів. Наведено співвідношення, які дозволяють ефективно виконувати розрахунок параметрів фазованих антенних решіток, що працюють у приймальному і передавальному режимах.

Ил. 3. Библиогр.: 29 назв.

UDC 621.396.677

**Matrix model of a dissipative antenna array / P. L. Tokarsky // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 146. P. 156 – 170.**

A mathematical model of a phased antenna array with lossy radiating elements is elaborated. The model is based on representation of radiating system by the equivalent multiport network that links amplitudes of travelling waves in transmission lines with amplitudes of spherical waves in the free space. Relations for calculation of blocks of a scattering matrix defining parameters of this multiport network are obtained on the assumption, that initial parameters of the radiating system, namely, the impedance matrix and partial directional patterns, are known. The calculation technique for these parameters is described. It is based on the solution by the moments method of the electromagnetic boundary problem on radiation of the antenna array with alternating excitation of its inputs. The given relations make it possible to calculate effectively the parameters of the receiving and transmitting phased antenna arrays.

3 fig. Ref.: 29 items

УДК 621.372

**Шумовые и динамические свойства модифицированного устройства фазовой автоподстройки частоты / А. П. Бондарев // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 171 – 177.**

Приведены результаты моделирования модифицированного устройства ФАПЧ, которые показывают, что устройство сохраняет работоспособность при значительно больших уровнях шумовой помехи, чем классическое. При этом не ухудшается такой динамический показатель, как погрешность слежения за переменной частотой несущего сигнала. Показана глобальная устойчивость модифицированного устройства ФАПЧ. Использование описанного устройства и результатов его исследования позволит уменьшить вероятность ошибок при передаче данных в каналах с шумами.

Ил. 11. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.372

**Шумові та динамічні властивості модифікованого пристрою фазового автопідстроювання частоти / А. П. Бондарев // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 171 – 177.**

Наведено результати моделювання модифікованого пристрою ФАПЧ, які показують, що пристрій зберігає працездатність при значно більших рівнях шумової завади, ніж класичний. При цьому не погіршується такий динамічний показник, як похибка слідування за змінною частотою несучого сигналу. Показано глобальну стійкість модифікованого пристрою ФАПЧ. Використання описаного пристрою і результатів його дослідження дозволить зменшити ймовірність помилок при передаванні даних у каналах з шумами.

Ил. 11. Библиогр.: 8 назв.

UDC 621.372

**Noise and dynamic properties of a modified phase-locked loop / A. P. Bondarev // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 146. P. 171 – 177.**

The results of simulation analysis of the modified PLL device are shown, they demonstrate that the device preserves working capacity at considerably higher levels of noise interference than classical one. Thus, such dynamic index as an error of keeping track over variable frequency of the carrying signal is not aggravated. The global positive stability of the modified PLL device is shown. Usage of the described device and results of its study will allow to reduce error probability at a data transmission in channels with noises.

11 fig. Ref.: 8 items

УДК 550.338:621.371

**Методика корреляционной обработки сигналов, некогерентно рассеянных ионосферной плазмой / В. Н. Лысенко, Ю. В. Черняк // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 178 – 186.**

Представлена методическая, программная и аппаратная реализация методов определения параметров ионосферной плазмы на Харьковском радаре некогерентного рассеяния. Описаны алгоритмы корреляционной обработки НР сигнала в основных режимах излучения зондирующих сигналов с учетом особенностей поведения ионосферы во время возмущений естественного происхождения. Приведены измеренные временные зависимости электронной концентрации, температур заряженных частиц во время сильных геомагнитных бурь и двух солнечных затмений.

Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

УДК 550.338:621.371

**Методика кореляційної обробки сигналів, некогерентно розсіяних іоносферною плазмою / В М. Лисенко, Ю В. Черняк // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 178 – 186.**

Представлено методичну, програмну та апаратну реалізацію методів визначення параметрів іоносферної плазми на Харківському радарі некогерентного розсіяння. Описано алгоритми кореляційної обробки НР сигналу у основних режимах випромінювання зондуючих сигналів з урахуванням особливостей поведінки іоносфери під час збурень природного походження. Наведено виміряні часові залежності електронної концентрації, температур заряджених часток під час сильних магнітних збурень та двох сонячних затемнень.

Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

UDC 550.338:621.371

**The correlation processing technique of signals, incoherent scattered by ionosphere plasma / V.N. Lysenko, Y V Cherniak // Radiotekhnika All-Ukr Sci Interdep Mag. 2006. № 146. P. 178 – 186**

The methodical, program and hardware realization of methods of ionosphere plasma parameters determination by Kharkov incoherent scatter radar is presented. Algorithms of incoherent scatter signal correlation processing taking into account behavior of an ionosphere during disturbances of a natural origin in the basic transmission modes of sounding signals are described. The measured temporal variations of electronic concentration, temperatures of charged particles during strong geomagnetic storms and two solar eclipses are presented.

6 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.317.799

**Численная оценка потерь на излучение в СВЧ резонаторных датчиках с коаксиальной апертурой / Ю Е. Гордиенко, В В. Петров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 187 – 191.**

Оценены потери на излучение в резонаторных датчиках с коаксиальной апертурой путем сравнительного анализа результатов моделирования методами заданного поля и конечных элементов, исследованы зависимости потерь от электрофизических параметров материалов.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.317.799

**Чисельна оцінка втрат на випромінювання в НВЧ резонаторних датчиках з коаксіальною апертурою / Ю О. Гордиєнко, В В. Петров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 187 – 191**

Оцінено втрати на випромінювання в резонаторних датчиках з коаксіальною апертурою шляхом порівняльного аналізу результатів моделювання методами заданого поля та скінченних елементів. Чисельно досліджено залежності втрат від електрофізичних параметрів матеріалів.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.317.799

**Numerical estimation of the radiation losses in the coaxial aperture microwave resonator sensors / Yu Ye. Gordienko, V V Petrov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146. P. 187 – 191.**

The estimation of radiation losses in coaxial aperture resonator sensors by the comparative analysis of modelling results using the given-field method and the finite elements method is executed. Dependences of losses on electro physical parameters of materials are numerically investigated.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 614.824+502.3

**Опыт создания переносных многокомпонентных газоанализаторов с использованием оптического абсорбционного метода / В А. Алексеев, В А. Яценко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 192 – 197.**

Раскрывается возможность создания переносного многокомпонентного газоанализатора с использованием оптического абсорбционного метода. Газоанализатор предназначен для экспресс-анализа загазованности по различным компонентам газов.

УДК 614.824+502.3

**Дослід створювання переносних багатоконпонентних газоаналізаторів з використанням оптичного абсорбційного методу / В О. Алексєєв, В О. Яценко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 192 – 197.**

Наводиться можливість створювання переносних багатоконпонентних газоаналізаторів з використанням оптичного абсорбційного методу. Газоаналізатор має призначення для експрес-аналізу загазованості по різних компонентах газів.

UDC 614.824+502.3

**Experience on creation of multicomponent gas analyzers using the optical absorption method / V A Alekseev, V A Yatsenko // Radiotekhnika All-Ukr Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146. P. 192 – 197.**

The possibilities to create a mobile multicomponent gas analyzer using the optical absorption method is described. The gas analyzer is intended for express-analysis of increased concentration by different gas components.

УДК 662.396.67: 621.314.6

**Достижения в исследовании крупноапертурных ректенн** / В.М. Шокало, Д.В. Грецьких, С.В. Помазанов // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 146. С. 198 – 214.

Изложены результаты работ последних лет, посвященных ректеннам сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн. Приведены основные сведения о системах беспроводной передачи энергии микроволновым лучом. Рассмотрено современное состояние схемотехники ректенн и описаны модели крупноапертурных ректенных решеток.

Ил. 18. Библиогр.: 65 назв.

УДК 662.396.67: 621.314.6

**Достиження в дослідженні крупноапертурних ректенн** / В.М. Шокало, Д.В. Грецьких, С.В. Помазанов // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 146. С. 198 – 214.

Викладено результати робіт останніх років, присвячених ректеннам сантиметрового і міліметрового діапазонів хвиль. Приведено основні відомості про системи беспроводної передачі енергії мікрохвильовим променем. Розглянуто сучасний стан схемотехники ректенн і описані моделі крупноапертурних ректенних решіток.

Іл. 18. Бібліогр.: 65 назв.

UDC 662.396.67: 621.314.6

**Achievements in research of large aperture rectennas** / V.M. Shokalo, D.V. Gretskikh, S.V. Pomazanov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146. P. 198 – 214.

Results of works of last years devoted to rectennas centimetric and millimetric wave bands are presented. The basic data on systems of wireless transfer of energy by a microwave beam are given. The modern condition of circuitry rectennas is considered and models of large aperture rectennas lattices are described.

18 fig. Ref.: 65 items

УДК 621.396.67

**Флуктуации поля в зоне Френеля круглой апертуры при наличии случайных фазовых ошибок** / В.В. Должиков, А.В. Сербин // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 146. С. 215–230.

Исследованы флуктуации амплитуды и фазы поля, а также координат точки его максимальной интенсивности в зоне Френеля круглой сфокусированной и несфокусированной апертур при наличии случайных фазовых ошибок. Получены аналитические соотношения и приведены графики, описывающие зависимости величины дисперсий флуктуаций от статистических параметров фазовых ошибок, фокусного расстояния и координат точки наблюдения.

Ил. 20. Библиогр.: 20 назв.

УДК 621.396.67

**Флуктуації поля в зоні Френеля круглої апертури за наявності випадкових фазових помилок** / В.В. Должиков, А.В. Сербин // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 146. С. 215–230.

Досліджено флуктуації амплітуди та фази поля, а також координат точки його максимальної інтенсивності в зоні Френеля круглої сфокусованої та не сфокусованої апертур за наявності випадкових фазових помилок. Отримано аналітичні співвідношення та наведено графіки, які описують залежності дисперсій флуктуацій від параметрів фазових помилок, фокусної відстані та координат точки спостереження.

Іл. 20. Бібліогр.: 20 назв.

UDC 621.396.67

**Field fluctuations in the Fresnel zone of the circular aperture in the presence of random phase errors** / V.V. Dolzhikov, A.V. Serbin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N.146. P. 215–230.

Fluctuations of a field amplitude and phase and also maximum intensity coordinates in the Fresnel zone of the circular focused and unfocused apertures in the presence of the random phase errors are investigated. Equations and plots which describe dependences of fluctuation dispersions on statistical parameters of phase errors, the focal length and coordinates of the observation point are given.

20 fig. Ref.: 20 items

УДК 681.324.50

**Прогнозирование производительности радиоканала локальной системы абонентского радиодоступа без учета влияния помех** / В.М. Шокало, А.Е. Стрельницкий, А.А. Стрельницкий, Е.В. Бабанская // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 144. С. 231–241.

Предложен подход к расчету радиоканала системы абонентского радиодоступа (САРД), который имеет производительность не меньше заданной. Изучена возможность использования пассивных ретрансляторов в виде зон Френеля для повышения производительности САРД.

Ил. 8. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.324.50

**Прогнозування продуктивності радіоканалу локальної системи абонентського радіодоступу без обліку впливу завад** / В.М. Шокало, О.Є. Стрельницький, О.О. Стрельницький, О.В. Бабанська // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 144. С. 231–241.

Запропоновано підхід до розрахунку радіоканалу системи абонентського радіодоступу (САРД), що має продуктивність не менше заданої. Вивчено можливість використання пасивних ретрансляторів у виді зон Френеля для підвищення продуктивності САРД.

Іл. 8. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 681.324.50

**Prediction of radio channel productivity of the in-plant system for a subscriber radio-access without consideration of hoise action** / V M Shokato, O E Strelnytskyi, O O Strelnytskyi, E V Babanskaya // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 144 P. 231-241.

Approach to computation of the subscriber radio-access (SSRA) system radio channel with a productivity no less than the specified one. Possibility to use of passive retransmitters such as the Frenels areas to rise the SSRA productivity is studied. Fig. 8 Ref: 4 items.

УДК: 621.371.333

**Результаты натурной реализации диагноза радиолокационной наблюдаемости по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками** / Б В Жуков // Радиотехника. Всеукр. міжвед. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 146. С. 242 – 249

Обоснован метод диагноза радиолокационной наблюдаемости по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками. Рассмотрена методика реализации и представлены результаты сопоставления данных диагноза и непосредственного радиолокационного наблюдения над морем в УВЧ и СВЧ диапазонах. Предложен алгоритм универсальной системы для решения задачи «зондирование–диагноз–прогноз» и возможные пути повышения надежности прогноза.

Ил. 8 Библиогр.: 10 назв.

УДК: 621.371.333

**Результати натурної реалізації діагнозу радіолокаційного спостереження за даними радіопросвічування атмосфери еталонними випромінювачами** / Б В Жуков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. 242 – 249.

Наведений метод діагнозу радіолокаційного спостереження за даними радіопросвічування атмосфери еталонними випромінювачами. Надані методика реалізації та результати порівняння даних діагнозу та радіолокаційного спостереження над морем у УВЧ та НВЧ діапазонах. Запропонований алгоритм універсальної системи для вирішення задачі "зондування-діагноз-прогноз" та можливі шляхи підвищення даних прогнозу.

Іл. 8. Бібліогр.: 10 назв.

UDC: 621.371.333

**The results of the natural realization of the radar observation diagnostics by low atmosphere radio sounding data with known transmitter parameters** / B V Zhukov // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146. P. 242 – 249.

The method of the radar observation diagnostics by low atmosphere radio sounding data with the known transmitter parameters is grounded. The methods of its realization and results of comparison diagnostics data with direct radar observations above sea are represented. The universal system for the problem "sound-diagnostics-prediction" decision and possible directions of the increase in data prediction are given.

8 fig. Ref: 10 items.

УДК 681.513.7

**Создание моделей обучаемого и учебного курса для построения индивидуальной траектории обучения** / И Н Келеберда, Н С Лесная, В В Сокол // Радиотехника. Всеукр. міжвед. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 146. С. 250 – 255

Рассмотрена задача автоматического построения индивидуальной траектории обучения. Для ее решения разработаны онтологические модели обучаемого и учебного курса, которые позволяют решить задачу, с учетом уровня подготовки обучаемого и его пожеланий по изучаемым курсам. Полученные модели были использованы совместно с математическим аппаратом нейронных сетей для максимизации параметра профессиональной пригодности.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.513.7

**Створення моделей суб'єкта навчання та навчального курсу для побудови індивідуальної траєкторії навчання** / І Н Келеберда, Н С Лесна, В В Сокол // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 250 – 255

Розглянуто задачу автоматичної побудови індивідуальної траєкторії навчання. Для її розв'язання розроблені онтологічні моделі суб'єкта навчання та навчального курсу, які дозволяють розв'язати задачу, враховуючи рівень підготовки суб'єкта навчання та його побажання щодо курсів для навчання. Отримані моделі були використані спільно з математичним апаратом нейронних мереж для максимізації параметра професійної придатності.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліограф.: 5 назв.

UDC 681.513.7

**Creation of learner and course models for constructing individual trajectory of education** / I N. Keleberda, N S. Lesna, V V Sokol // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146. P. 250 – 255.

The problem of automatic creation of the education individual trajectory was examined. To solve this problem the ontological model of learner and course were created. These models make it possible to take into consideration the level of preparation of the learner and his requests. Created models were shared with mathematical apparatus of neural networks to maximize the parameter of professional appropriateness.

1 tab. 3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.96

**О возможности использования метеорного радиоканала для организации односторонней пейджинговой радиосвязи** / *И. Е. Антипов* // Радиотехника. Всеукр межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 256 – 260

Рассмотрена возможность организации односторонней радиосвязи по метеорному радиоканалу. Устройство, названное «метеорный пейджер», может быть малогабаритным, экономичным и позволяет принимать короткие сообщения на расстоянии до 1600 км. Коэффициент заполнения такого канала оценивается как 0,1–0,3 %. Пропускная способность зависит от количества абонентов. Сформулированы дополнительные требования по протоколу передачи и расчёту радиуса зоны обслуживания. Предполагается, что метеорная связь без обратного канала может быть альтернативой спутниковому пейджеру.

Ил. 1. Табл. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.96

**Про можливість використання метеорного радіоканалу для організації одностороннього пейджингового радіозв'язку** / *І. Е. Антипов* // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 256 – 260.

Розглянута можливість організації одностороннього радіозв'язку по метеорному радіоканалу. Пристрій, який названо «метеорний пейджер», може бути малогабаритним, економічним і дозволяє приймати короткі повідомлення на відстані до 1600 км. Коефіцієнт заповнення такого каналу оцінюється як 0,1–0,3 %. Пропускна спроможність залежить від кількості абонентів. Сформульовані додаткові вимоги і обмеження щодо протоколу передачі і розрахунку радіуса зони обслуговування. Припускається, що метеорний зв'язок без зворотного каналу може бути альтернативою супутниковому пейджеру.

Іл. 1. Табл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.96

**About a possibility to use the meteor burst radio channel for creation of the unilateral paging radio communication** / *I. E. Antipov* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146. P. 256 – 260.

The possibility to organize a unilateral radio communication based on the meteor burst radio channel is considered. The device named "a meteoric pager" can have a small size, be energy-efficient and allows a user to receive short messages at a distance up to 1600 km. The duty cycle for this channel was estimated to be about 0,1–0,3 %. The channel throughput depends on the number of subscribers. The additional requirements and restrictions as for the transfer protocol and the calculation of the coverage zone radius are formulated. It is supposed that the meteor burst communication without the return channel can be a good alternative to the satellite pager.

3 fig. Tabl. 2. Ref.: 10 items.

УДК.621.372.061

**Анализ частотных характеристик фильтров второго порядка** / *Л.В. Гринченко, И.А. Милютченко* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 261 – 268

Рассмотрены частотные характеристики режекторных фильтров, получены формулы для расчета частоты максимума и максимального значения АЧХ фильтров данного типа. Доказано совпадение полученных соотношений с соответствующими выражениями для высокодобротного резонансного контура. Показано, что фазочастотные характеристики режекторных фильтров имеют скачок на  $180^\circ$ . Эту особенность можно использовать при формировании сигналов с дискретной фазовой модуляцией, при реализации операции поворота фазы.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК.621.372.061

**Аналіз частотних характеристик фільтрів другого порядку** / *Л.В. Гринченко, І.О. Милютченко* // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 261 – 268

Розглянуто частотні характеристики режекторних фільтрів, зобуто формули для розрахунку частоти максимуму та максимального значення АЧХ фільтрів цього типу. Доведено збіг отриманих співвідношень з відповідними виразами для високодобротного резонансного контуру. Показано, що фазочастотні характеристики режекторних фільтрів мають стрибок на  $180^\circ$ . Ця особливість може бути використана при формуванні сигналів з дискретною фазовою модуляцією, реалізації операції фазообертання тощо.

Іл.2. Бібліогр.: 2 назв.

UDC.621.372.061

**Analysis of the frequency characteristics of second order filters** / *L. V. Grinchenko, I. A. Milutchenko* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N. 146. P. 261 – 268

The frequency characteristics of the second order filters are considered. The calculation formulas for determination of maximum frequency and maximum value of the amplitude-frequency characteristic are obtained. The coincidence of this expressions with formulas for high quality factor resonance circuit is proved. The  $180^\circ$  jump of the rejecter filters phase characteristics is shown. This feature should be use to realize of the discrete phase modulation or phase rotation.

2 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.373.535

**Влияние вспомогательных разрядов на энергетические характеристики лазеров на красителях с ламповой накачкой** / *М.И. Любенко, А.С. Замковой, В.П. Петипенко, В.В. Шевченко* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 269 – 274

Изучено влияние режимов питания импульсных ламп накачки на генерационные характеристики лазеров на красителях. Показано, что существенное снижение порога генерации и увеличение эффективности лазеров при наличии вспомогательного разряда обусловлено ростом светоотдачи ламп в результате повышения температуры основного разряда.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.373.535

Вплив допоміжних розрядів на енергетичні характеристики лазерів на барвниках з ламповим накачуванням / М. Дзюбенко, О.С. Замковий, В.П. Петипенко, В.В. Шевченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 269 – 274.

Вивчено вплив режимів живлення імпульсних ламп накачування на генераційні характеристики лазерів на барвниках. Показано, що суттєве зниження порогу генерації та підвищення ефективності лазерів за наявності допоміжного розряду обумовлено зростанням світловіддачі ламп у результаті підвищення температури основного розряду.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 12 назв.

UDC. 621.373.535

An influence of auxiliary discharge on energetic characteristics of dye lasers with flashlamp pumping / M. Dzyubenko, A. Zamkovyi, V. Petipenko, V. Shevchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 146. P. 269 – 274.

The influence is studied of the flashlamp operating regime on the generation characteristics of dye lasers. It is shown that the auxiliary discharge reduces substantially the generation threshold and increases the laser efficiency which are conditioned by an growth of the lamp illumination intensity associated with an increase of the major discharge temperature.

1 tab. 4 fig. Ref.: 12 items

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ  
РАДІОТЕХНІКА**  
Випуск 146  
Російською, українською та англійською мовами

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ  
РАДИОТЕХНИКА**  
Выпуск 146  
На русском, украинском и английском языках

*Коректор Л.І Сащенко*

Підп. до друку 25.09.2006. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.  
Ум. друк. арк. 12,3. Обл.-вид. арк. 13,1. Тираж 300 прим. Зам. № 71. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)  
Просп. Леніна, 14, Харків. 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057)703-53-74.  
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.  
Сер. ДК №1722 от 23.03.2004