

От редакции

В заглавии статьи В. А. Алексеева, Б. Н. Липатова,
Б. В. Щекотова | «РАДИОСПЕКТРОМЕТРИЯ с применением дифференциальных интерферометрических измерений на сверхдлинных базах» в № 11 за 1976 г. допущена опечатка. Заглавие указанной статьи следует читать: «РАДИОАСТРОМЕТРИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ НА СВЕРХДЛИННЫХ БАЗАХ».

СОДЕРЖАНИЕ

Парийский Ю. Н., Шиврис О. Н., Корольков Д. В., Берлин А. Б., Кайдановский Н. Л., Есепкина Н. А., Зверев Ю. К., Копылов А. И., Коркин Э. И., Лавров А. П., Соболева Н. С., Стоцкий А. А., Тимофеева Г. М. Радиотелескоп РАТАН-600. Ввод в действие и исследование первой очереди	1581
Виткевич В. В. , Глушаев А. А., Илясов Ю. П., Кутузов С. М., Кузьмин А. Д., Алексеев И. А., Бунин В. Д., Новоженов Г. Ф., Павлов Г. А., Соломин Н. С., Тяпгин М. М. Антенно-аппаратурный комплекс БСА ФИАН	1594
Кутузов С. М., Илясов Ю. П., Глушаев А. А. Антенные системы радиотелескопа БСА ФИАН	1607
Бахрах Л. Д., Григорьева М. И., Сороченко Р. Л. Факторы, влияющие на интерференцию шумов, в многозеркальной антенне радиотелескопа	1614
Иванов С. Н., Илясов Ю. П., Солодков В. Т., Щербанин В. Я. Результаты юстировки Т-образного варианта радиотелескопа ДКР-1000	1623
Арбузов С. И., Белов И. Ф., Фридман В. М. Об одном методе измерения смещения центра радиоизлучения Солнца при радиоастрономической юстировке антенн	1630
Гагарин С. П., Кутуза Б. Г. Влияние флуктуаций радиотеплового излучения атмосферы на чувствительность радиотелескопа	1636
Кайдановский М. Н., Магамадова Т. А., Стоцкий А. А., Чернышов В. И. Экспериментальные характеристики флуктуаций радиоизлучения облаков на миллиметровых волнах	1644
Берулис И. И., Григорьева М. И., Лосовский Б. Я. Исследование параметров антенны РТ-22 ФИАН на волне 8,2 мм	1650
Абрамов В. И., Белов И. Ф., Волохов С. А., Мельников А. А. Облучатели дециметрового и метрового диапазонов волн с переключением поляризации	1656
Криссинель Б. Б., Миллер В. Г. Экспериментальное исследование фазовой стабильности волноводных трактов	1662
Алексеев В. А., Липатов Б. Н., Щекотов Б. В. Радиоастрометрия с применением дифференциальных интерферометрических измерений на сверхдлинных базах	1669
Стоцкий А. А. Тропосферные ограничения точности измерений координат космических источников	1678
Дубинский Б. А. Об определении положения вращающихся источников с помощью измерения частоты отклика радиоинтерферометра со сверхдлинной базой	1682
Трекков Т. А. Исследование быстропротекающих явлений на интерферометре с частотным сканированием	1685
Гельфрейх Г. Б., Коржавин А. Н. Оптическое моделирование радиоастрономических наблюдений на антенных системах со сложной формой апертуры	1690
Есепкина Н. А., Петрунькин В. Ю., Водоватов И. А., Виноградов Г. К., Высоцкий М. Г. Использование методов когерентной оптики и голограммии для исследования характеристик радиотелескопов	1696
Бекетов П. В., Ханбердиев А. Моделирование на ЭВМ радиоастрономических систем и методов обработки радиоастрономической информации	1705
Обухов А. Г., Рисовер Л. М. Оптимальная дискретизация и интерполяция двумерных радиоизображений	1711
Путилов В. А., Рисовер Л. М. Метод искусственного затмения для решения задач восстановления яркости в радиоастрономии	1716
Гатэлюк Э. Д., Рябов О. А., Янкавцев М. В. Многофункциональная широкополосная система регистрации радиоинтерферометра независимого приема	1721
Коротков В. С., Фогель А. Л. Система регистрации радиоастрономических наблюдений	1727

Есепкина Н. А., Петрунькин В. Ю., Бухарин Н. А., Котов Б. А., Котов Ю. А., Прусс-Жуковский С. В. Акустооптические анализаторы спектра для радиоастрономии	1732
Грачев В. Г., Прозоров В. А. Кварцевый фильтровый анализатор спектра	1740
Гуднов В. М., Куценко А. В., Павлов Г. А., Полосьянц Б. А., Смирнов Г. Т., Сороченко Р. Л. 32-канальный анализатор спектра для радиоастрономических исследований	1745
Пелюшенко С. А. Модуляционный радиометр для одновременных измерений в диапазонах 6 и 8 мм	1750
Котович В. В. Автоматизированная регулировка усиления в многоканальном радиометре	1754
Бордонский Г. С., Халин Ю. Б., Эткис В. С. О влиянии нестабильности вариосторных преобразователей частоты на стабильность радиометра	1760
Антипов В. Б., Левашкин В. И., Цыганок Ю. И. Малошумящий усилитель метрового и дециметрового диапазонов	1765
Тарабрин Ю. К., Левашкин В. И. Параметрические усилители и преобразователи с бигармонической накачкой	1770
Сторожко А. В. Выбор вида частотной характеристики фильтра приемника многоэлементного интерферометра	1776
Венгер А. П., Рахимов И. А. СВЧ тракт квазинулевого радиоспектрометра двойного сравнения на волне 21 см	1781

УДК 621.396.628 : 523.164

РАДИОТЕЛЕСКОП РАТАН-600. ВВОД В ДЕЙСТВИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРВОЙ ОЧЕРЕДИ

*Ю. Н. Парийский, О. Н. Шиврис, Д. В. Корольков, А. Б. Берлин,
Н. Л. Кайдановский, Н. А. Есепкина, Ю. К. Зверев, А. И. Копылов,
Э. И. Коркин, А. П. Лавров, Н. С. Соболева, А. А. Стоцкий,
Г. М. Тимофеева*

Приведены основные характеристики радиотелескопа РАТАН-600 с антенной переменного профиля, сооружение которого заканчивается на Северном Кавказе Рабочий диапазон волн 0,8—30 см. Введен в строй и исследован северный сектор антенны. Ширина диаграммы антенны на всех волнах — расчетная ($4''$,3 на волне 8 мм), шумовая температура антенны 30 К, эффективная площадь сектора на волнах длиннее 2 см около 900 м². Проводятся регулярные наблюдения космических источников с помощью высокочувствительных радиометров на волнах 2; 4 и 6,5 см и наблюдения Солнца в диапазоне 2—4 см.

1. АНТЕННА РАДИОТЕЛЕСКОПА И АППАРАТУРА

Радиотелескоп РАТАН-600 сооружается вблизи станицы Зеленчукской Ставропольского края. Антенна радиотелескопа состоит из кольцевого главного зеркала диаметром 588 м (895 подвижных отражающих элементов с размерами $7,4 \times 2$ м²)*, плоского перископического отражателя размером $8,5 \times 400$ м² (используется в комбинации с южным сектором кольца в режиме систем Краусса или Нансэ) и пяти вторичных отражателей (называемых облучателями) с кабинами приемной аппаратуры. Облучатели типа, показанного на рис. 3, располагаются на радиальных или дуговых рельсовых путях и могут работать с соответствующими секторами одновременно по трем-четырем программам; один специальный облучатель предназначен для наблюдений областей вблизи зенита с помощью всего кольца (плоский отражатель при этом укладывается на Землю). На рис. 1, 2, 3 показаны общий вид (проект) радиотелескопа, северный сектор, подготовленный к наблюдениям, и один из облучателей. Более подробное описание принципов, устройства и режимов работы РАТАНа см. в [1]. На октябрь 1975 г. закончены монтажные работы на всех секторах, кроме восточного, в пробной эксплуатации находится северный сектор (ведутся наблюдения), смонтированы три облучателя (один из них с комплектом аппаратуры, перечисленной ниже, в регулярной работе), ведется юстировка южного сектора. Окончание всех строительных и монтажных работ и юстировка западного и восточного секторов предполагается в 1976 г., в этом же году предполагается начало работ по автоматизации управления радиотелескопом и сбора информации. Пока ввод задания на перестановку антенны делается вручную операторами, после чего включаются двигатели для отработки задания. Время, необходимое на перестановку, составляет в среднем около получаса.

* Высота точной части элементов, облучаемой вторичным зеркалом, 5 м.

РАТАН-600

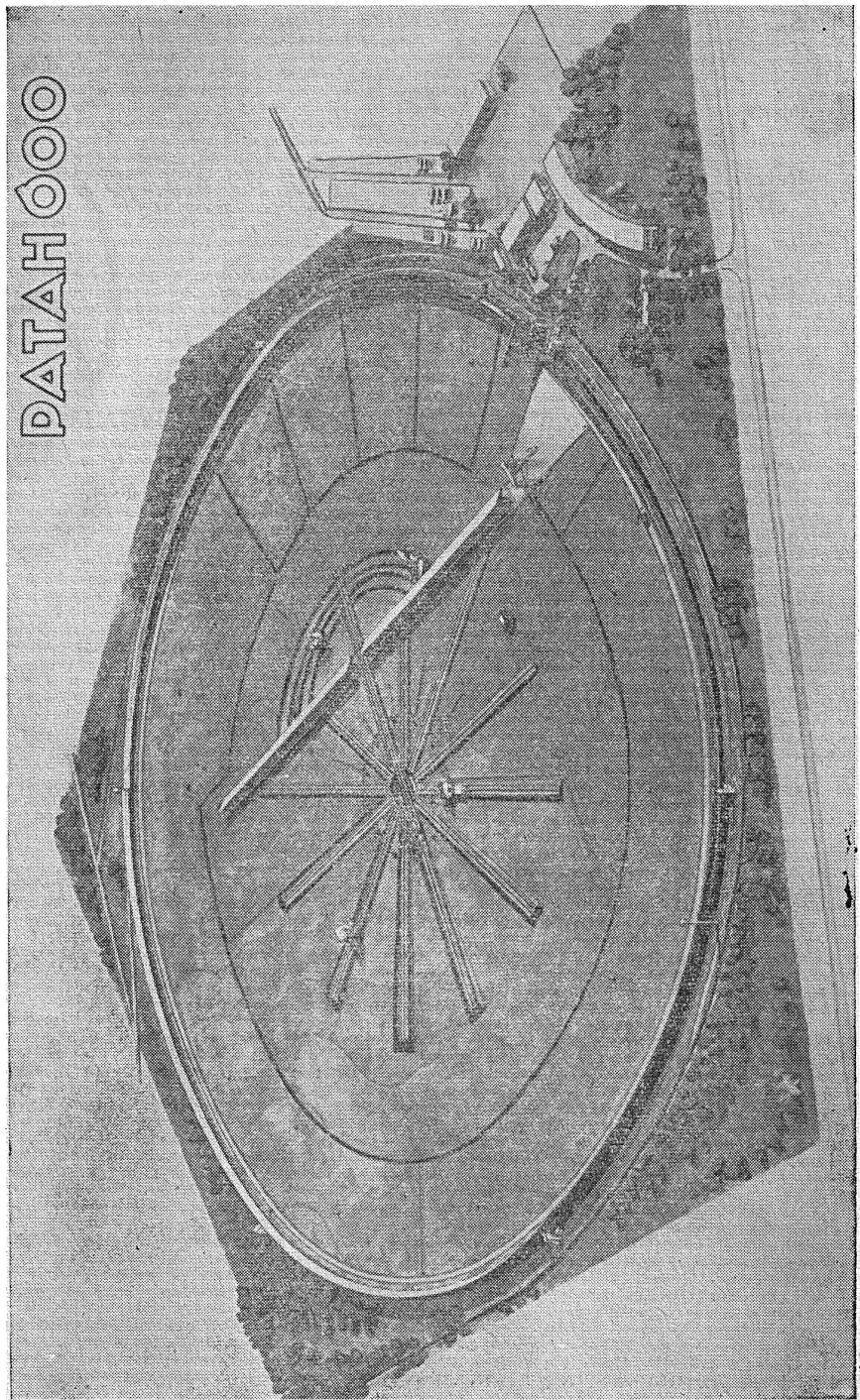


Рис. 1. Радиотелескоп РАТАН-600, общий вид (проект).

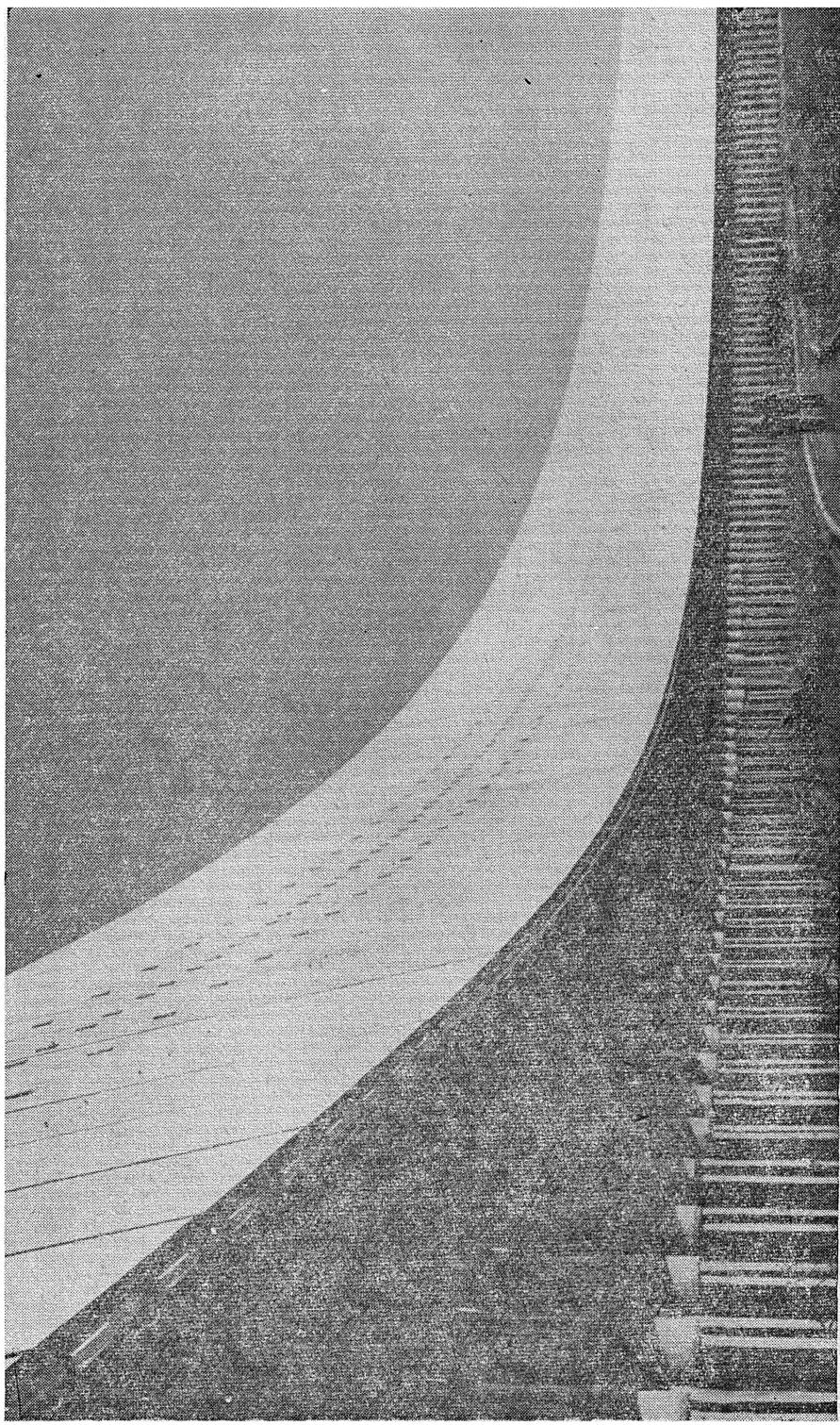


Рис. 2. Северный сектор радиотелескопа РАТАН-600, подготовленный к наблюдениям.

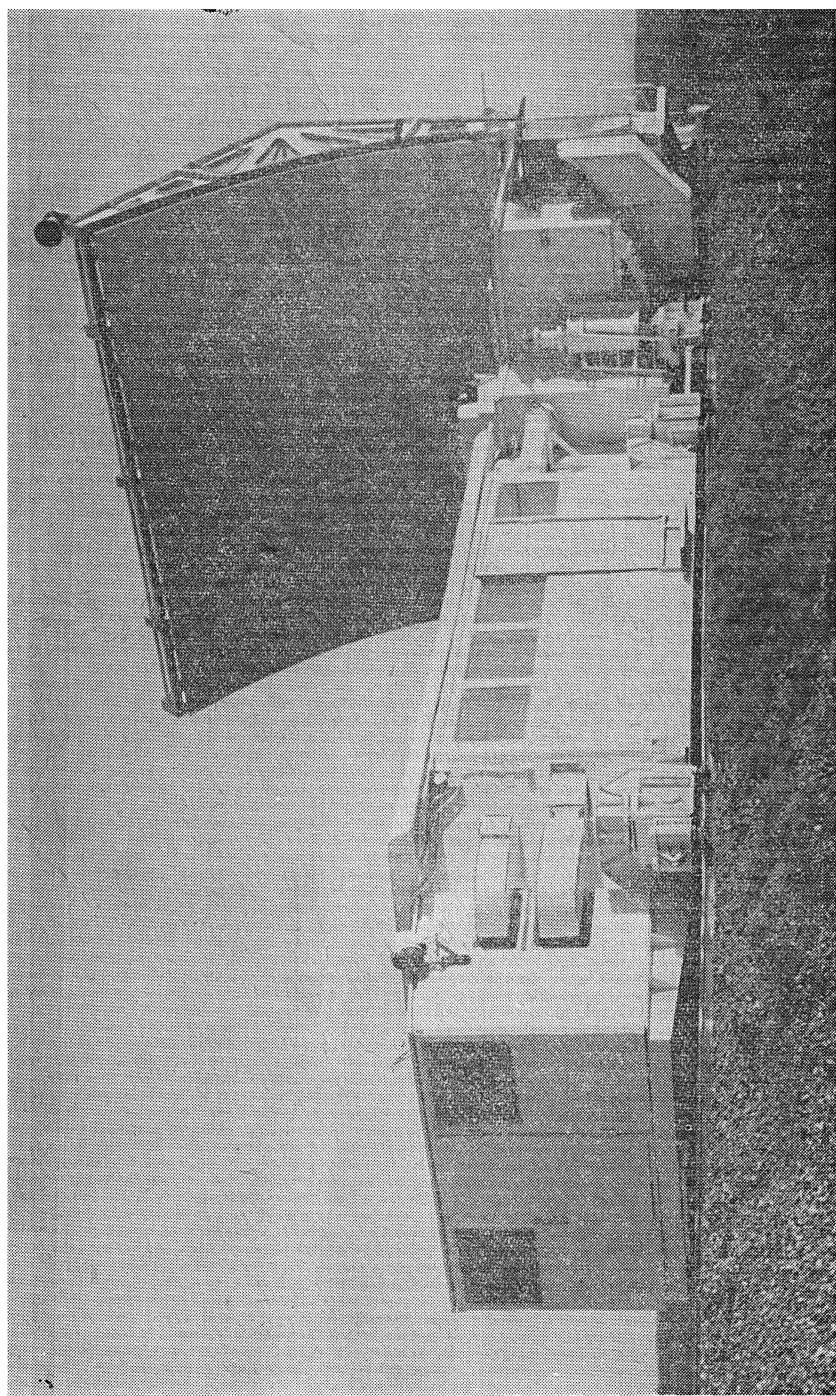


Рис. 3. Вторичное зеркало радиотелескопа РАТАН-600 с кабинами приемной аппаратуры.
Под зеркалом кабина СВЧ, перед ней — кабина регистрации

Радиометры РАТАН-600, май 1975

Таблица 1

$\lambda, см$	$T_{ш}, К$	$\Delta f, МГц$	Регистрационные параметры	Разработка	Примечания
0,8 1,35 2,1	250	1400	I, U, Q	ИКИ САО СКБ ИРЭ МГПИ, ГАИШ	В разработке Изготавливается В эксплуатации
3,9 6,4 13 30	80* 250 150 150	700 300 200 100	I, U, Q I, U, Q I I	САО САО ИРФЭ ИРФЭ	В эксплуатации В эксплуатации В переделке В переделке
2,0 2,3 2,7 3,2 4,0	1300 1350 1500 1500 1300	600 600 600 600 600	I, V I, V I, V I, V I, V	САО САО САО САО САО	В эксплуатации В эксплуатации В эксплуатации В эксплуатации В эксплуатации

* Охлаждается жидким азотом.

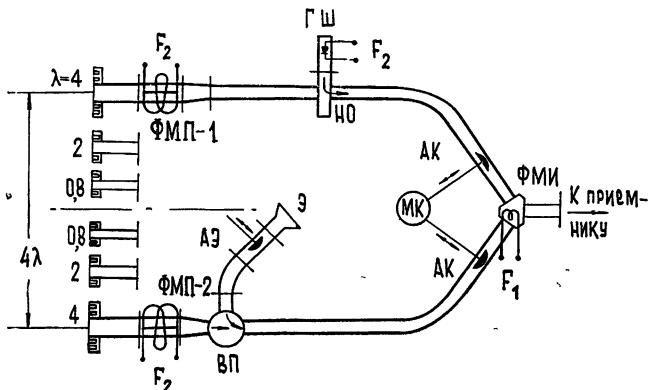


Рис. 4. Схема входного блока коротковолновых приемников (показан тракт только для $\lambda = 4 см$):
ФМП — фардаевские поляризационные модуляторы, ВП — волноводный переключатель, Э — эквивалент антенны (рупор), АЭ — аттенюатор, ГШ — полупроводниковый генератор шума, НО — направленный ответвитель, МК и АК — привод и аттенюаторы выравнивания температуры каналов, ФМИ — ферритовый модулятор интенсивности, F_1 , F_2 — частоты модуляции.

Облучатель № 1 оснащен комплексом радиометров с приемниками прямого усиления на основе параметрических усилителей для измерений в сплошном спектре с высокой чувствительностью (0,01—0,03 К) и полностью твердотельных супергетеродинных приемников для исследования Солнца (табл. 1). (Описание схем приемников см. в [2, 3, 4].) На рис. 4 приведена схема входного блока высокочувствительных радиометров для волн короче 4 см. Здесь с целью фильтрации радиоизлучения атмосферы используется двухлучевой прием при наблюдениях источников малых угловых размеров, при наблюдении протяженных источников один из каналов переключается на опорный рупор. Одновременно могут измеряться интенсивность сигнала I с помощью модулятора интенсивности и параметры поляризации U и Q с помощью поляризационных модуляторов. В качестве первичного облучателя (рупора) используется в настоящее время «квазискалярный» рупор, близ-

кий к описанному в [5] (рис. 5), обладающий малым уровнем боковых и задних лепестков и вполне удовлетворительной симметрией диаграммы направленности в E - и H -плоскостях при небольших размерах. Последнее важно в связи с необходимостью расположения ряда облучателей на разные диапазоны по возможности ближе к геометрической оси антенны (рис. 6).

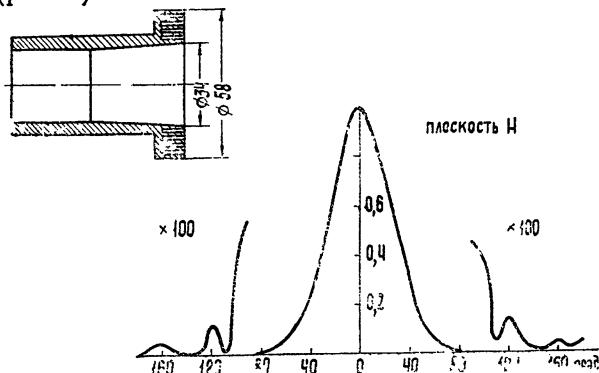


Рис. 5. Эскиз и диаграмма направленности первичного облучателя для волны $\lambda = 4$ см.

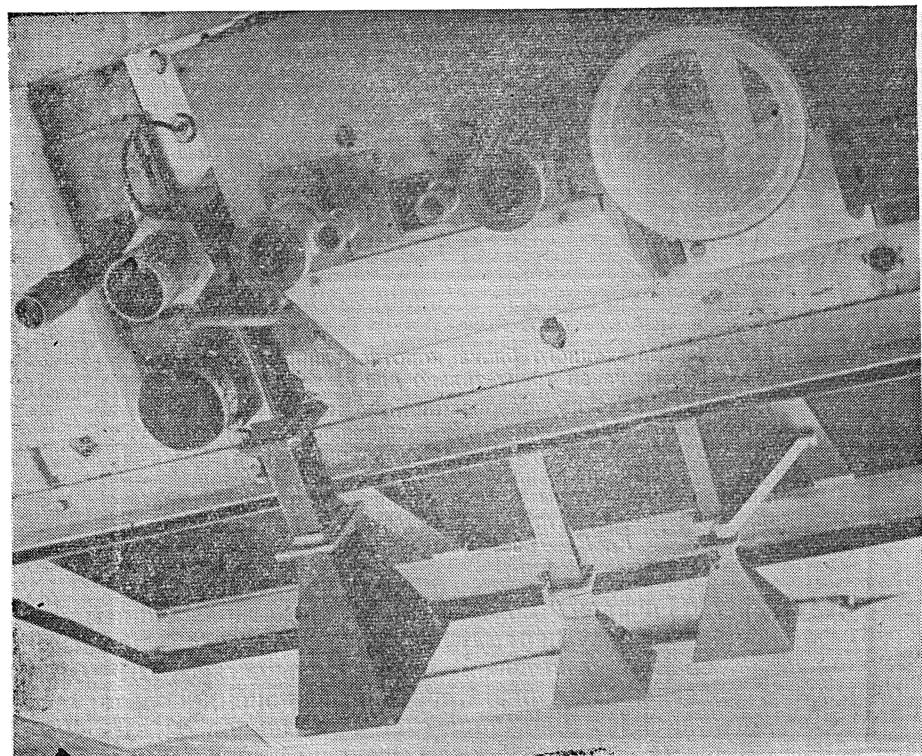


Рис. 6. Первичные облучатели, расположенные на крыше кабины СВЧ. Слева направо волны 13, 4, 2, 2, 4, 6,5 см и автоколлиматор 3 см.

Низкочастотная часть всех радиометров унифицирована — используются 6-канальные устройства автоматической регистрации УАР-6, разработанные СКБ ИРЭ АН СССР, которые производят аналоговую обработку сигналов, опрос каналов и преобразование сигналов в цифровой код. Регистрация может осуществляться на самописцы, перфоленту

и через ЭВМ «Электроника К-200» на магнитный носитель (НМЛ-67). Основная наблюдательная программа, связанная с этим облучателем,— исследование отдельных объектов в сплошном спектре. На облучателе установлен также комплект аппаратуры для радиотехнической юстировки антены (автоколлиматор на волне 3 см [6, 7]) и контроля качества поверхности путем измерения автоколлимационных диаграмм антенны на волнах 0,8 и 0,4 см. Автоколлимационный метод юстировки позволяет выставить нуль-пункты шкал элементов антены с точностью 0,1 мм по радиусу и 10" по угловым координатам.

Облучатель № 2 оснащается аппаратурой для исследования спектральных линий в радиоизлучении космических источников (18 см, 21 см и др.), а также комплектом радиометров для проведения программы систематического обзора неба в сантиметровом диапазоне. Облучатель № 3 устанавливается на дуговых путях, его предполагается использовать для наблюдений Солнца. Облучатели № 4 и 5 проектируются.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЮСТИРОВКИ И ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ (СЕВЕРНОГО СЕКТОРА)

При юстировке поверхности радиотелескопа использовались последовательно механические, геодезические и радиотехнические методы. Поверхность элементов формировалась на специальном стапеле с механическими шаблонами, первичная установка нуль-пунктов шкал элементов кругового отражателя производилась геодезическими методами, а окончательная — автоколлимационным. Среднеквадратичная точность поверхности элементов составляет 0,25 мм, их взаимной привязки— 0,2 мм, точность установки нуль-пунктов угловых координат— 15". Среднеквадратичный сезонный ход фундаментов — менее 0,4 мм. Следует заметить, что автоколлимационный метод позволяет измерять расстояние до элементов лишь при вертикальном положении последних, поэтому при больших углах места источника (т. е. наклонных элементах) приходится вводить поправки за счет различий нивелировки угломестных осей. Эти поправки и ряд других вводятся в программу машинного расчета установочных таблиц.

С целью уточнения поправок на высоких углах места проведен цикл юстировки радиоастрономическим методом по радиоизлучению Солнца (описание метода приведено в [8]). Юстировка поверхности вторичных отражателей проведена геодезическим методом с точностью 0,15 мм. По окончании цикла юстировки автоколлимационным методом измерена диаграмма направленности на всех волнах вплоть до 4 мм, диаграмма близка к расчетной, за исключением волны 4 мм, формально лежащей за пределами рабочего диапазона волн (рис. 7). На рис. 8, 9 показаны горизонтальная и вертикальная диаграммы северного сектора РАТАН-600, снятые по космическим источникам.

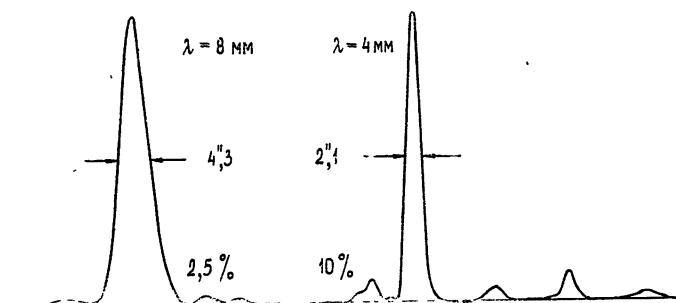


Рис. 7. Автоколлимационные диаграммы РАТАН-600 (измерения на волнах $\lambda = 8$ и 4 мм).

Результаты измерений шумовой температуры антенны показаны на рис. 10. Исключение излучения атмосферы и метагалактики приводит к избыточной температуре антенны 15—20 К. Некоторое возрастание T_a на высоких углах места, особенно на более-длинных волнах, связано с переоблучением главного зеркала вследствие увеличения расстояния от зеркала до облучателя (с увеличением угла места увеличивается фокусное расстояние).

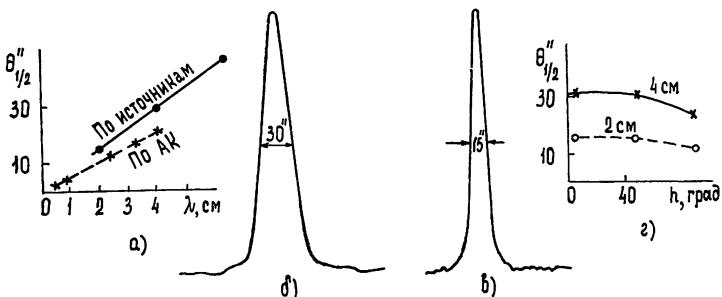


Рис. 8. Диаграммы антенны РАТАН-600 в горизонтальной плоскости, измеренные по космическому источнику 3С213 в мае 1975 г. ($h = 48^\circ$);

а) ширина диаграммы по уровню 0,5 в зависимости от длины волн; б) диаграмма на волне $\lambda = 3,9 \text{ см}$; в) диаграмма на волне $\lambda = 2,08 \text{ см}$; г) ширина диаграммы в зависимости от угла места.

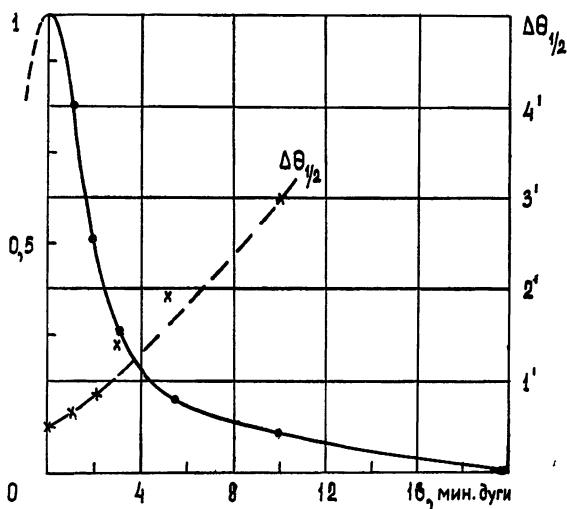


Рис. 9. Диаграмма антенны РАТАН-600 в вертикальной плоскости ($h = 48^\circ, \lambda = 4 \text{ см}$); сплошная кривая — центральное сечение, штриховая — ширина диаграммы в горизонтальной плоскости в разных сечениях по вертикали.

Оценки эффективной площади северного сектора сделаны по измерениям целого ряда калибранных дискретных источников. На волнах 2; 4 и 6,5 см эффективная площадь составляет около 900 м^2 . Основные трудности этих измерений связаны с необходимостью использовать источники малых угловых размеров, потоки которых, как правило, малы и не всегда известны с достаточной надежностью (ввиду отсутствия

достаточно полных каталогов на коротких волнах, подозрения на переменность и т. п.). Измеренная чувствительность по плотности потока на волне 4 см составляет около $30 \cdot 10^{-29}$ Вт/м²·Гц в режиме прохождения и $5 \cdot 10^{-29}$ Вт/м²·Гц в режиме скольжения в безаберрационном поле (скольжение или сопровождение в течение около 100 с осуществляется путем перемещения каретки, на которой расположены радиометры и, соответственно, первичные облучатели).

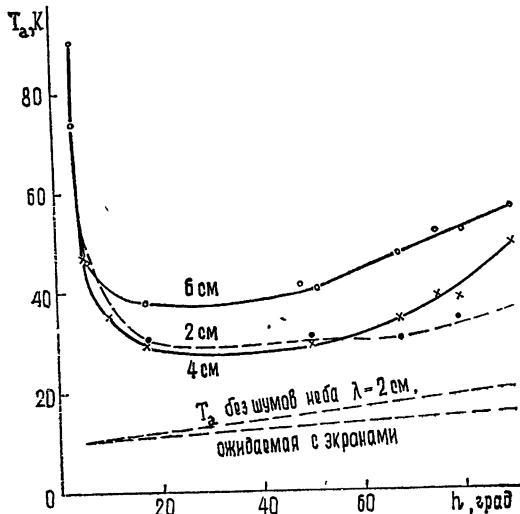
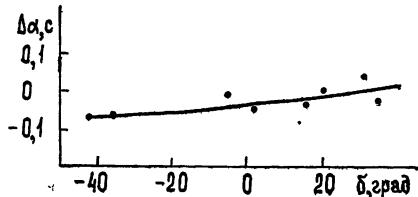


Рис. 10. Шумовая температура антенны РА-ТАН-600 в зависимости от угла места.

Точность измерения координат радиоисточников с помощью РАТАНА-600 определяется точностью ориентации вторичного зеркала—облучателя. Без учета систематических поправок координатная точность—около 1" (рис. 11), что вполне достаточно для решения задач, связанных с отождествлением объектов. Эта точность может быть несколько повышенена при повышении точности установки облучателя, за счет использования специальной методики наблюдений (с неподвижным облучателем), однако принципиальный предел здесь определяется флуктуациями угла прихода в атмосфере.

Рис. 11. Поправка к наблюдаемым значениям прямых восхождений ($\Delta\alpha = \alpha_{\text{видимое}} - \alpha_{\text{наблюдаемое}}$) в зависимости от склонения источника, определенная по источникам 3C48, 3C123, 3C161, 3C273, OJ287, PKS0521-36, NRA091.



3. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРОБНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ

Высокое разрешение и чувствительность радиотелескопа уже при первых, пробных наблюдениях позволили получить новые результаты почти во всех направлениях радиоастрономических исследований со сплошным спектром. Перечислим некоторые из них.

1) Впервые подробно изучена центральная часть ближайшей к нам радиогалактики Центавр-А; обнаружена «перемычка» между восточной и западной компонентами, построен мгновенный спектр ядерной детали, по поляризационным измерениям оценена структура магнитного поля

в перемычке и компонентах [9]. В качестве примера на рис. 12 показана одна из записей источника Центавр-А на волне 2 см.

2) Получен мгновенный спектр самого удаленного объекта во вселенной — квазара OQ172. На рис. 13 один из результатов наблюдений этого источника, иллюстрирующий также чувствительность по плотности потока (при усреднении 20 с в режиме скольжения).

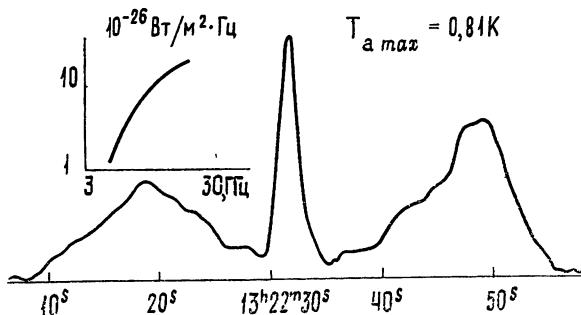


Рис. 12. Запись прохождения источника Центавр-А на волне $\lambda = 2$ см и мгновенный спектр ядерной детали (волны $\lambda = 2$; 4 и 6,5 см).

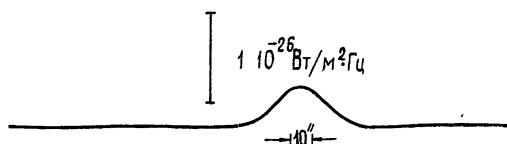


Рис. 13. Самый удаленный радиоисточник OQ172. Волна $\lambda = 4$ см, усреднение 20 с, поток в максимуме $0.4 \cdot 10^{-26}$ $Bm/m^2 \cdot Гц$, среднеквадратичные флуктуации $7 \cdot 10^{-29}$ $Bm/m^2 \cdot Гц$.

Повторные наблюдения OQ172 через некоторое время позволяют получить сведения об его эволюции.

3) Детально исследована двойная радиогалактика Лебедь-А, оценен спектр центральной ядерной детали и изучено распределение магнитного поля в компонентах.

4) Ядро Галактики. Впервые получено качественное одномерное изображение ядра Галактики с разрешением до 12" для всех масштабов — от фона до точечного источника в ядре. Установлен новый предел по проценту поляризации радиоизлучения ядра.

5) Крабовидная туманность. Впервые получено радиоизображение туманности и распределение поляризованного излучения с высоким разрешением в коротковолновой части сантиметрового диапазона. В поляризованном излучении обнаружены детали менее 30" (рис. 14).

6) Планеты. Впервые получено достаточно подробное одномерное распределение радиояркости по диску планет Венеры и Юпитера с разрешающей способностью лучшей, чем с борта космического корабля Маринер II.

7) Луна. Получено изображение Луны с разрешением 12" (на волне 2 см). Обнаружены малые пространственные флуктуации интенсивности и поляризации, возможно, связанные с вариациями теплового потока из недр Луны.

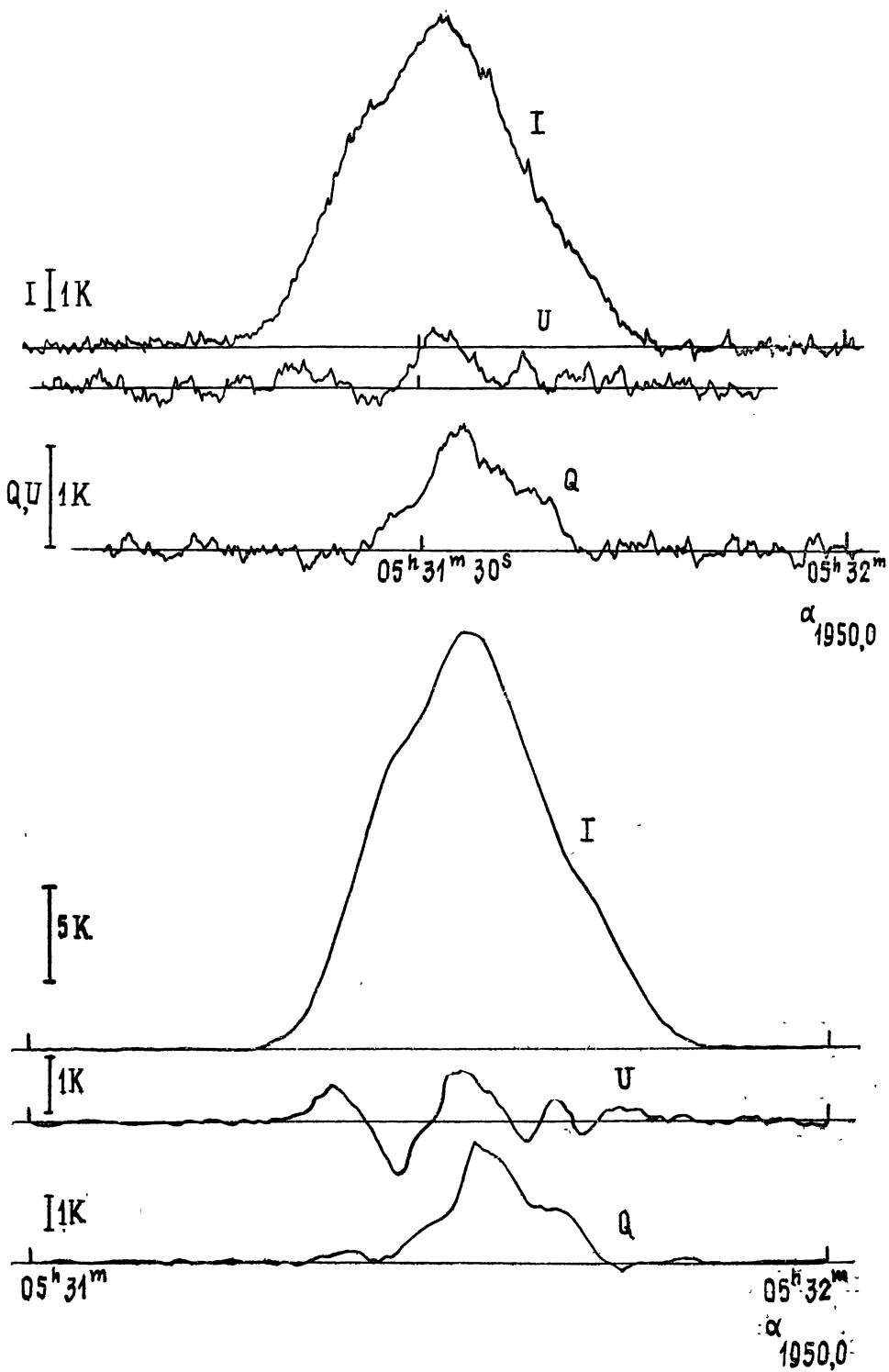


Рис. 14. Крабовидная туманность. Записи интенсивности и компонент линейной поляризации Q и U на волнах $\lambda = 2 \text{ см}$ (вверху) и $\lambda = 4 \text{ см}$.

8). Солнце. Радиоизображения, полученные с разрешением до $12''$ в диапазоне волн 2—4 см, позволили обнаружить аналог хромосферной сетки в радиодиапазоне и начать детальные исследования на стыке оптической и радиоастрономии [9]. Получены также радиоизображения пятен с таким высоким разрешением.

Результаты испытаний первой очереди радиотелескопа РАТАН-600 и пробных наблюдений показали, что основные параметры на волнах длинее 2 см близки к проектным [1]. На более коротких волнах наблюдения еще не проводились из-за отсутствия приемной аппаратуры, кроме того, реализация высоких параметров на волне 8 мм требует проведения более тщательного исследования кинематики механизмов элементов и облучателя и введения соответствующих дополнительных поправок в программу расчета установок (которыми пока можно пренебречь). Вместе с тем жесткость элементов, стабильность фундаментов и высокая точность разработанных методов юстировки позволяет надеяться на возможность использования радиотелескопа на волнах более коротких, чем предельная проектная волна 8 мм (на 4 и даже 2 мм) — по крайней мере для получения высокой разрешающей способности. Уже первые наблюдения показали большой диапазон возможностей РАТАН-600. Существенное расширение их должно произойти после завершения строительства: двумерность изображения, многопрограммность, накопление сигнала для спектральных исследований.

Авторы выражают искреннюю благодарность всем сотрудникам САО и ГАО АН СССР, оказавшим помощь в наладке и исследовании отдельных узлов радиотелескопа, в изготовлении радиометров и компоновке их, в подготовке схемного и программного математического обеспечения и в создании временной службы времени, особенно В. М. Богоду, С. И. Болдыреву, В. В. Витковскому, О. А. Голубчиной, Г. С. Голубчину, В. Я. Гольневу, А. Ф. Дравских, Т. М. Егоровой, А. В. Илатову, Н. Ф. Рыжкову, И. М. Стоцкой, П. А. Фридману, О. В. Чуканову, Л. Н. Черкову.

Авторы благодарят также все организации АН СССР и других ведомств, участвовавшие в создании радиотелескопа РАТАН-600.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Э. Хайкин, Н. Л. Кайдановский, Ю. Н. Парийский, Н. А. Есепкина, Изв. ГАО АН СССР, № 188, 3 (1972).
2. Д. В. Корольков, Изв. ГАО АН СССР, № 188, 152 (1972).
3. А. Б. Берлин, Д. В. Корольков, Г. М. Тимофеева, А. С. Берлин, Н. Г. Тищенков, О. А. Арсеньева, Р. И. Вергасов, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 16, № 9, 1444 (1973).
4. В. М. Богод, Д. В. Корольков, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 16, № 5, 691 (1973).
5. G. Koch, O. Lochner, H. Scheffer, R. Wolleben, Nachrichtentechn. Z., 28, № 2, 41 (1975).
6. А. А. Стоцкий, Н. Хаджамухамедов, Изв. ГАО АН СССР, № 188, 129 (1972).
7. Н. Хаджамухамедов, А. А. Стоцкий, В. Н. Боровик, Радиотехника и электроника, 15, № 2, 257 (1970).
8. Г. Б. Гельфрейх, Изв. ГАО АН СССР, № 188, 139 (1972).
9. В. М. Богод, Д. В. Корольков, Письма в Астрон. ж., № 8 (1975).

RADIO TELESCOPE RATAN-600. START IN OPERATION AND INVESTIGATION OF THE FIRST SECTOR

*Yu. N. Pariyskii, O. N. Shivris, D. V. Korol'kov, A. B. Berlin, N. L. Kaydanovskii,
N. A. Esepkina, Yu. K. Zverev, A. I. Kopylov, E. I. Korkin, A. P. Lavrov,
N. S. Soboleva, A. A. Stotskii, G. M. Timofeeva*

The main characteristics of the radio telescope RATAN-600 with a variable-profile antenna the construction of which is completed at the North Caucasus are presented. The operating wave range is 0.8—30 cm. The north sector of the antenna is put into operation and investigated. The beamwidth at all wavelengths is calculated ($4''.3$ at the wavelength of 8 mm), the antenna noise temperature is 30K, the effective area of the sector at the wavelengths longer than 2 cm is of about 900m^2 . Regular observations of cosmic sources are made using high-sensitivity radiometers at the wavelengths of 2; 4 and 6.5 cm, as well as the solar observations within the 2—4 cm wave range.

УДК 621.396.628 : 523.164

АНТЕННО-АППАРАТУРНЫЙ КОМПЛЕКС БСА ФИАН

*[B. B. Виткович], A. A.-Глушаев, Ю. П. Илясов, С. М. Кутузов,
A. D. Кузьмин, И. А. Алексеев, B. D. Бунин, Г. Ф. Новоженов,
Г. А. Павлов, Н. С. Соломин, M. M. Тяптин*

Приведены характеристики нового радиотелескопа БСА ФИАН на частоте $102,5 \pm 1,5$ МГц. Радиотелескоп представляет собой фазируемую антеннную решетку размером 384×187 м², управляемую дистанционными фазовращателями по углу места. Сектор обзора по склонению — от +90° до −20°. С помощью фазирующей матрицы Батлера возможен одновременный прием из 16 направлений. Эффективная площадь антенны в зените — $2 \cdot 10^4$ м². Дано краткое описание приемно-регистрирующей аппаратуры и блок-схема нового разрабатываемого комплекса аппаратуры.

1. ВВЕДЕНИЕ

В Физическом институте им. П. Н. Лебедева АН СССР создан новый радиотелескоп метрового диапазона волн типа фазируемой антенной решетки, названной Большой Сканирующей Антенной—БСА ФИАН.

Новый радиотелескоп предназначен, главным образом, для исследования пульсаров. Для этой программы эффект «путаницы», столь принципиальный при наблюдениях дискретных источников, не ограничивает чувствительности [1]. Поэтому коэффициент избыточного разрешения принят равным единице, т. е. апертура является заполненной.

Такой радиотелескоп может быть использован не только для наблюдения пульсаров, но и для изучения межзвездной среды по мерцаниям пульсаров, для исследования межпланетной плазмы по мерцаниям дискретных источников и для определения структуры самих дискретных источников по наблюдениям их временных спектров мерцаний. Как показали расчеты, для мерцающих радиоисточников эффект «путаницы» начнет сказываться в областях, близких к Солнцу, при эффективной площади радиотелескопа $A_{\text{эфф}} = (2 \div 3) \cdot 10^4$ м². С помощью БСА можно проводить также наблюдения планет, для которых движение по небесной сфере дает возможность уменьшить эффект «путаницы».

При разработке была поставлена задача в короткие сроки с небольшими затратами создать высокоеффективный, надежный и удобный в эксплуатации, хорошо защищенный от помех радиотелескоп. Компактность антенных систем дает несколько преимуществ в сравнении, скажем, с крестообразными или им подобными системами: меньше потери в трактах и, как следствие, более простые системы предварительного усиления; более простые фазирующие системы и меньшая их стоимость. В этой связи было решено построить дипольную решетку большой геометрической площади с управлением диаграммой приема по склонению с помощью электрического фазирования [2]. Система распределенного усиления при сравнительно небольшом числе усилителей должна была обеспечить высокую чувствительность

при хорошей помехозащищенности. Приемно-регистрирующую аппаратуру для пульсарных наблюдений необходимо было разработать с учетом их специфики (одновременный прием в нескольких частотных каналах с последующей компенсацией сдвига импульсов пульсара по каналам из-за дисперсии при распространении радиоволн в межзвездной среде).

По рекомендации Комиссии по электросвязи СССР и с учетом наблюдений на Радиоастрономической станции ФИАН была выбрана рабочая частота, наиболее свободная от помех в диапазоне крестообразного радиотелескопа ФИАН ДКР-1000, 30—120 МГц. Наш выбор оказался удачным: наблюдения на БСА проводятся без помех практически круглосуточно. Расположенные вне рабочей полосы сигналы телевидения и связных станций надежно отфильтровываются на входе антенных усилителей группой фильтров, обеспечивающих, при хорошей линейности самих усилителей, высокую помехозащищенность БСА ФИАН.

Большое внимание обращено на надежность всех систем радиотелескопа.

2. АНТЕННАЯ И ФАЗИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ КОМПЛЕКСА

Антenna комплекса БСА представляет собой плоскую двумерную эквидистантную фазирующую по одной координате решетку из 16384 вибраторов с геометрической площадью 72000 м^2 ($384 \times 187 \text{ м}^2$). Большая сторона ориентирована в направлении север—юг. Антenna содержит 256 рядов вибраторов по 64 в каждом, ориентированных в направлении восток—запад. Дипольное полотно установлено над проволочным рефлектором на металлических опорах. Фидерные двухпроводные линии антены размещены под рефлектором.

Для удобства монтажа и эксплуатации антenna поднята над землей на высоту около двух метров. Дипольные и фидерные изоляторы (всего около 120000) изготовлены из поликарбоната—пластмассы с потерями, как у полистирола, но с существенно лучшими физико-механическими свойствами. Диполи одного ряда антены образуют четыре группы по 16 вибраторов, последовательно включенных через волну в двухпроводный фидер первого этажа. Два следующих двухпроводных фидера второго и третьего этажей собирают эти группы, согласованные с помощью трансформаторов и короткозамкнутых шлейфов, по двоичной схеме в ряд. На выходе ряда стоит устройство, симметрирующее и одновременно согласующее ряд с коаксиальным трактом с волновым сопротивлением 70 Ом. В полосе 3 МГц для ряда удалось обеспечить согласование с коэффициентом отражения не хуже 0,1. Двухпроводные открытые фидеры, обладая сравнительно низкими погонными потерями, обеспечили хороший КПД трактов, простоту монтажа и настройки, что в конечном счете проявилось в сравнительно низкой стоимости и в коротких сроках изготовления всей антенной системы. По схеме 256 рядов вибраторов объединены по 8 в секцию, для управления диаграммой направленности которой установлены 7 фазовращателей по этажной (двоичной) схеме включения. Фазирование рядов секции проводится с помощью фазовращателей, установленных в три этажа по 7 фазовращателям в секции (рис. 1). Сами фазовращатели дискретного типа с использованием электромагнитных реле РПВ-2/7 и печатного ВЧ монтажа были разработаны для антены север—юг ДКР-1000 ФИАН и применены без переделок на БСА [3]. На выходе каждой из 32 секций включены антенные усилительные подстанции. После объединения по две секции через фазовращатель четвертого этажа образуется 16 основных полотен антенной системы, сигналы от которых по магистральным кабелям длиной около 400 м подходят к 16 усилителям вто-

рого этажа усиления и уже после них подаются на 16 входов фазирующей матрицы Батлера. Общая схема антенны приведена на рис. 1.

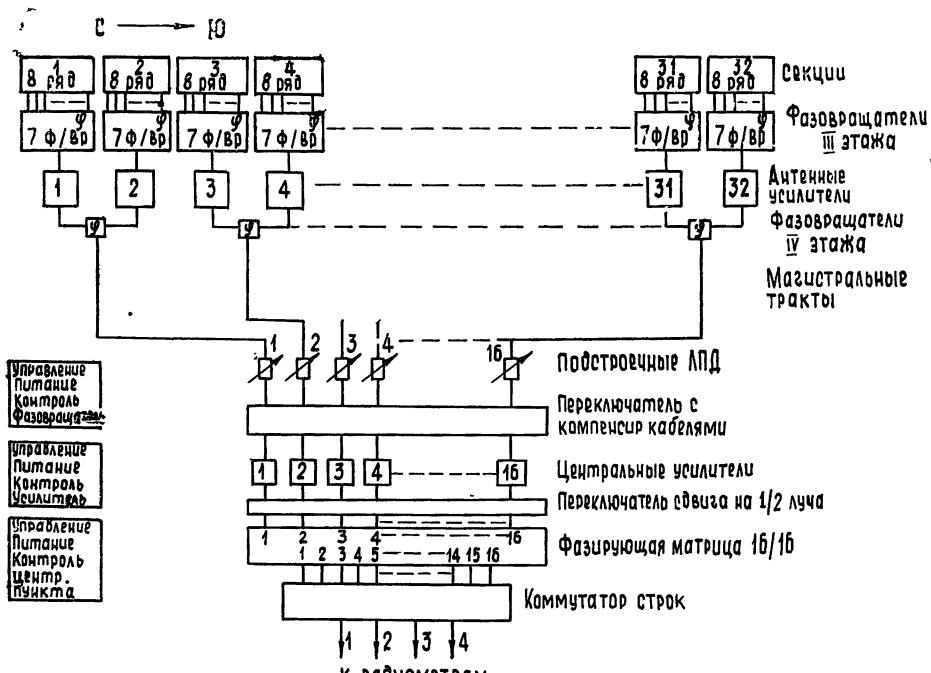


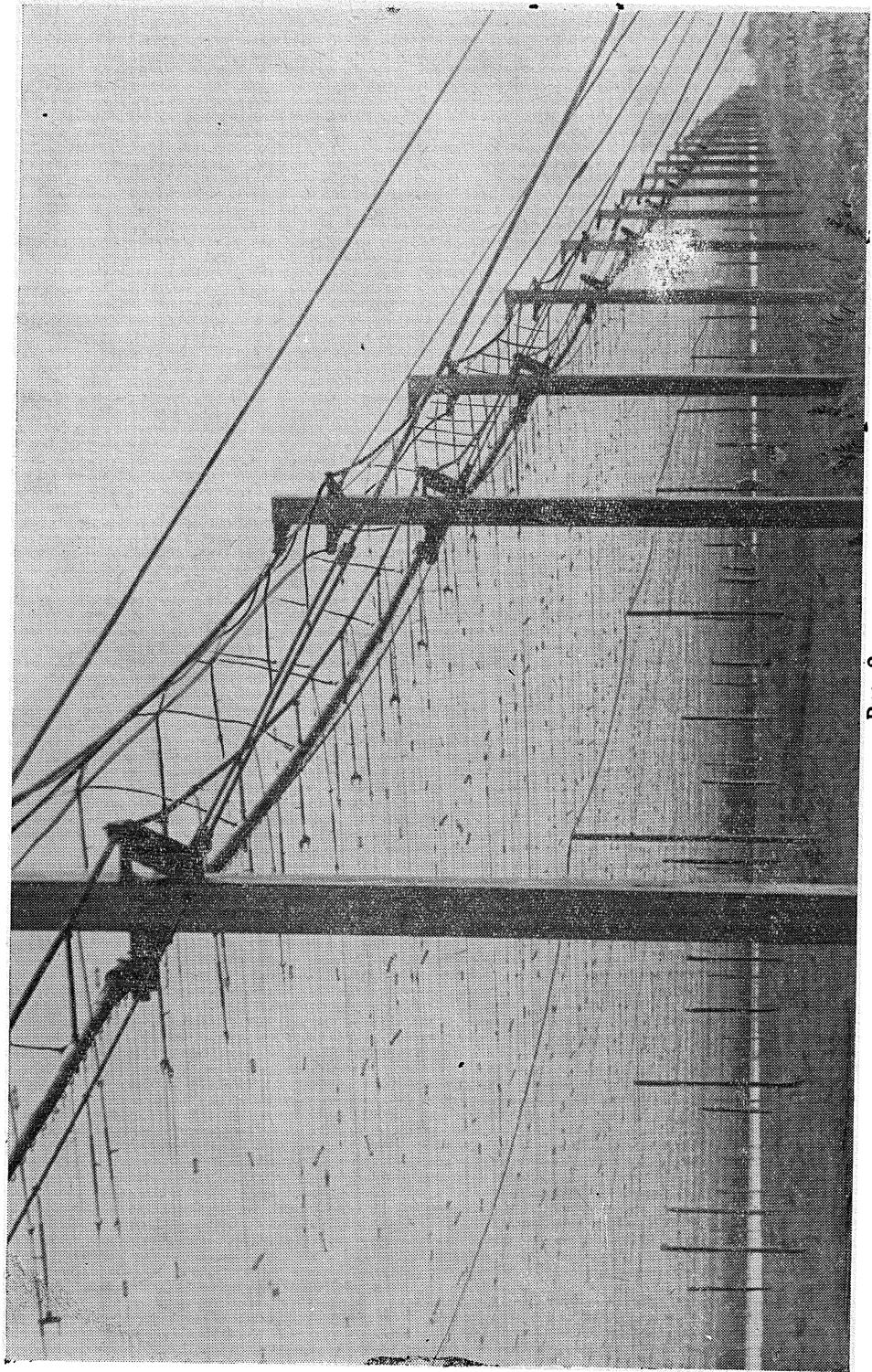
Рис. 1.

Набор задержек фазовращателей (для первых этажей—частично в полосковом печатном исполнении) выбран двоичным [4]. С помощью таких фазовращателей при простом синхронном управлении диаграмма направленности полотен БСА представляется в 31 дискретное положение через $2^{\circ}8$ и уровне пересечения соседних диаграмм 0,88 по мощности. При выключеных задержках диаграмма направленности полотен выставлена не в зенит, а в направление $\delta = 40^{\circ}$ —в середину сектора сканирования, выбранного для БСА ФИАН от полюса и до склонения $\delta = -20^{\circ}$ (зенитное расстояние примерно 75°).

Формирование 16-лучевой диаграммы направленности БСА выполняется с помощью матричной схемы (матрица Батлера) [5]. Преимущества здесь очевидные: можно вести одновременный прием с 16 направлений, не нужна система магистральных фазовращателей, как правило, довольно сложная. Особенности матричной схемы с дискретным фазовым набором $360/n$ (где n —число лучей, равное числу элементов) известны: низкий уровень пересечения соседних лучей, равный 0,5 в нашем случае. Кроме того, при работе вдали от направления «нулевого» фазирования, в котором времена запаздывания сигнала на элементах решетки скомпенсированы задержками в фазирующей системе, фазовые матричные схемы в полосе частот дают дополнительное снижение усиления. Для устранения первого недостатка перед матрицей БСА установлено дополнительное фазирующее устройство с прогрессивным сдвигом по входам матрицы в $0,5 \frac{360}{n}$ (рис. 1). При включении такого фазового сдвига все

16 лучей переходят в новое направление, сдвинутое на 0,5 луча. Этот дополнительный сдвиг обеспечивает пересечение лучей на уровне 0,82 по мощности. Второй недостаток устраняется с помощью включения

FIG. 2.



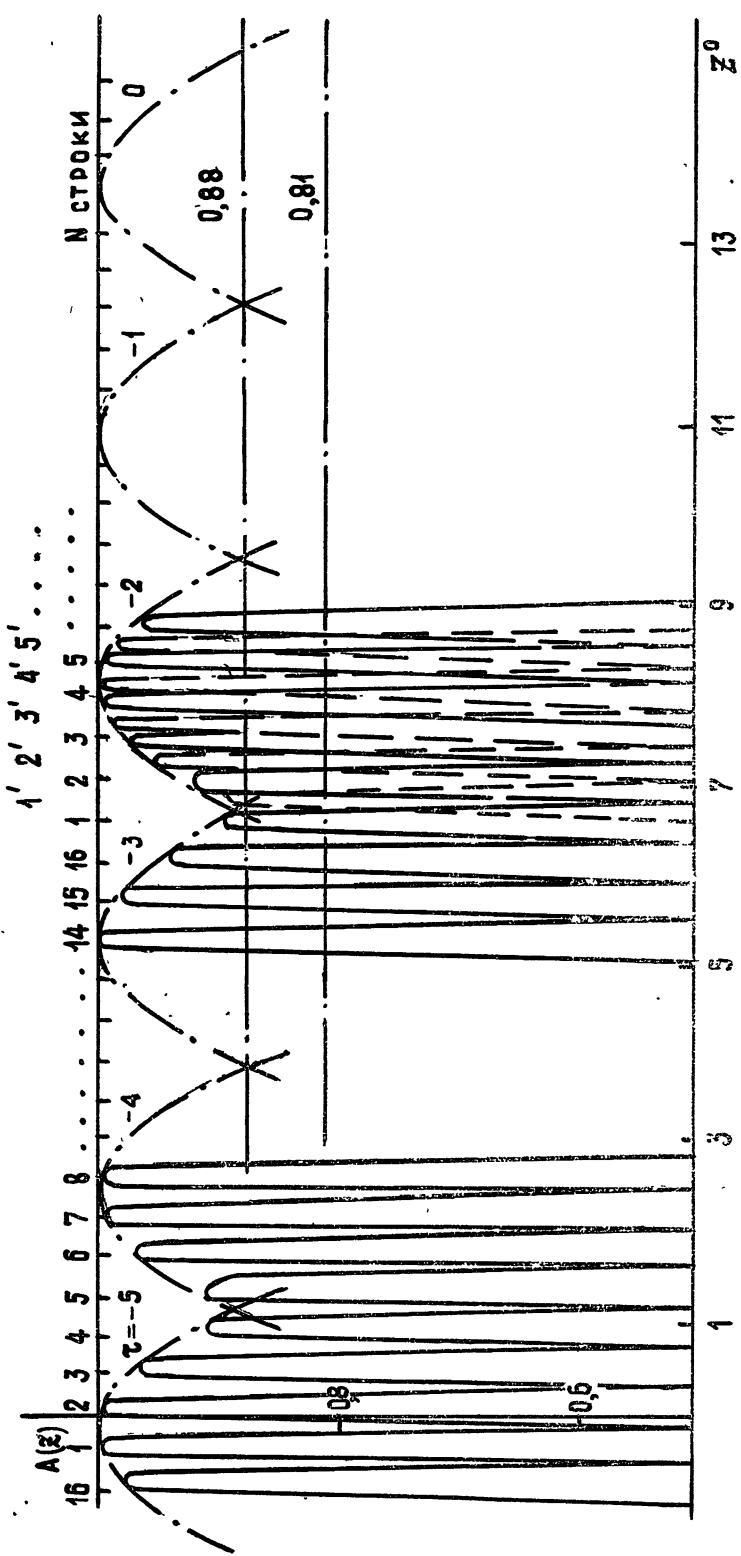


Рис. 3. Диаграмма многострочного приема БСА ФИАН.

в магистральные тракты дополнительных 15 фазирующих отрезков (рис. 1). Для этого магистральные кабели от 1-го до 16-го полотна (к югу) увеличиваются по длине с шагом относительно соседнего на 5,8 м. Добавление фазирующих «петель» с шагом 12,5 м увеличивает единичную разность длин до 18,3 м и переводит нулевое направление фазирования на склонение $\delta = 5^\circ$, переброс фазовых «петель» всего набора зеркально сдвигнет нулевое фазирование на склонение $\delta = 71^\circ$.

По оси антенны на всю ее длину с севера на юг построена технологическая проходная галерея. В ней размещены фазовращатели, магистральные высокочастотные тракты, антенные усилительные подстанции, электрические кабели системы питания и управления фазовращателями и усилителями. Диаграммообразующая матрица Батлера, усилители второго этажа усиления, пульты управления и источники питания смонтированы в помещении на северном краю антенны, недалеко от лабораторного дома крестообразного радиотелескопа ДКР-1000 ФИАН, где установлена приемно-регистрирующая аппаратура, используемая в наблюдениях как на ДКР-1000, так и на БСА. Общий вид радиотелескопа приведен на рис. 2.

Подключение приемников к выходам матрицы осуществляется коммутатором, который в существующей схеме может подключить четыре радиометра независимо к любому из 16 выходов матрицы, т. е. на любое направление луча БСА (рис. 1).

Процесс подготовки БСА для приема в выбранном направлении простой. Требуется определить номер луча и соответственно номер выхода матрицы Батлера, подключить радиометр к этому выходу и перевести в это направление диаграмму полотна, включив нужную комбинацию задержек в фазовращателях секций. Очевидно, что поле зрения БСА определено диаграммой полотна, а конкретное направление выбирается в пределах этого поля с помощью матрицы Батлера. Диаграмма секции представляется так, что пересечение соседних диаграмм происходит на уровне 0,88, поэтому если вести наблюдения с 6—8 лучами антенны одновременно, то уменьшение усиления в крайних лучах будет небольшим. Все переключения могут быть сделаны от управляющей ЭВМ (рис. 3).

3. СИСТЕМА УСИЛЕНИЯ МАГИСТРАЛЬНЫХ ТРАКТОВ

Как уже отмечалось, сигналы от полотен подводятся в центральный пункт по магистральным высокочастотным кабелям. Кабели проложены в технологической галерее. Как показали исследования, при изменении температуры электрическая длина кабелей изменяется (температурный коэффициент отрицательный). При этом начальная разность длин кабелей остается в допустимых пределах $\pm 5^\circ$ при изменении окружающей температуры на 15—20°. По-видимому, из-за трактовых неоднородностей через несколько месяцев электрические длины кабелей расходятся и начинают различаться на 20—30°. Поэтому раз в три месяца кабели с помощью линий переменной длины подстраиваются. Фазовые измерения проводятся с использованием модуляционного метода. Точность такой настройки—порядка 1—2°. Подземная прокладка кабелей обеспечила бы лучшую температурную стабильность, но, не избавляя от необходимости повторных измерений и подстроек (опыт ДКР-1000), увеличила бы и сроки сооружения и стоимость работ.

Система распределенного усиления БСА содержит 32 антенных усилителя 1-го этажа усиления, установленных на входе каждой секции антенны по галерее, и 16 усилителей второго этажа, установленных в центральном пункте перед фазирующей матрицей. Двухэтажная схема

была выбрана для того, чтобы получить хорошую помехозащищенность. Потери в магистральных трактах составляют 7 дБ, в соединительных кабелях — 0,5 дБ. Потери в матрице и соединительных кабелях около 2 дБ, а в коммутаторе строк, при делении на четыре приемника, в кабелях к лабораторному дому ДКР-1000—порядка 20 дБ. Усиление в обоих этажах одинаковое и составляет 27 дБ.

В целях большей помехозащищенности фильтровая группа вынесена на вход широкополосного апериодического усилителя на транзисторах 1Т313В и 1Т311Д. Два полуволновых фильтра на спиральных линиях и один полосовой на сосредоточенных постоянных обеспечивают ослабление 35—40 дБ в полосе непрозрачности при потерях в рабочей полосе 0,6 дБ. В первом этаже усиления полоса фильтров 101—104 МГц,

во втором этаже оставлен только полосовой фильтр с полосой пропускания 95—110 МГц.

Антенные усилители вместе с фильтровой группой и коммутатором режимов образуют единый конструктивный блок — усилительную подстанцию. Для термостабилизации этот блок помещен в кожух, общий пенопластом. На рис. 4 приведена блок-схема подстанции (К—ВЧ переключатель, Ф — фильтры, У — усилитель). Видно, как с помощью

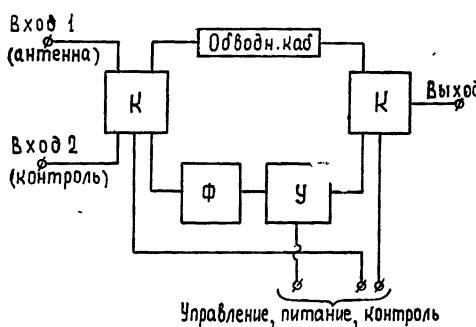


Рис. 4.

коммутатора можно работать в режимах с усилением и без усиления, при подаче сигнала от антенны или с контрольного входа [6].

Параметры антенной усилительной подстанции следующие:

коэффициент шума — $2,65 \pm 0,05$,

коэффициент усиления — $27 \pm 0,3$ дБ,

коэффициент отражения (вход) — (-25 ± 4) дБ,

(выход) — (-27 ± 3) дБ,

разность фазовых характеристик — не более $\pm 5,0^\circ$,

ослабление комбинационных частот при входном непрерывном

сигнале 5 мВ — не менее 50 дБ,

крутизна скатов АХЧ — не менее 2 дБ/МГц,

затухание в полосе непрозрачности — не менее 35 дБ,

развязка между высокочастотными выходами — не менее 35 дБ.

Расчетное значение шумовой температуры, определяющееся шумами усилителей и потерями в антенне, составляет 670° .

Результаты эксплуатации БСА показали высокую надежность и стабильность основных характеристик антенных подстанций. При уходе температуры от -15 до 20°C коэффициент усиления изменился менее чем на 5%, коэффициент шума — не более чем на 3%, коэффициент отражения — не более чем на 12%. Среднесуточный ход коэффициента передачи не превышает 0,7 дБ. На рис. 5 приведены результаты длительных исследований стабильности фазовых характеристик антено-усилительных подстанций при $K_0 = 27,5 \pm 0,7$ дБ. Видно, что за большой промежуток времени (12 месяцев) фазы не вышли за допустимый предел. Кроме того, исследования показали, что величина разброса зависит от номера усилительной подстанции, что, по-видимому, указывает на технологическую причину уходов.

Система усиления магистральных трактов на транзисторных усилителях с фильтрами на входе при двухэтажном включении усилителей в тракт обеспечила высокую помехозащищенность при достаточно высо-

ком уровне телевизионного сигнала и больших помехах от связных станций. Наблюдения на БСА в основном режиме с усилителями проводятся круглосуточно практически без помех.

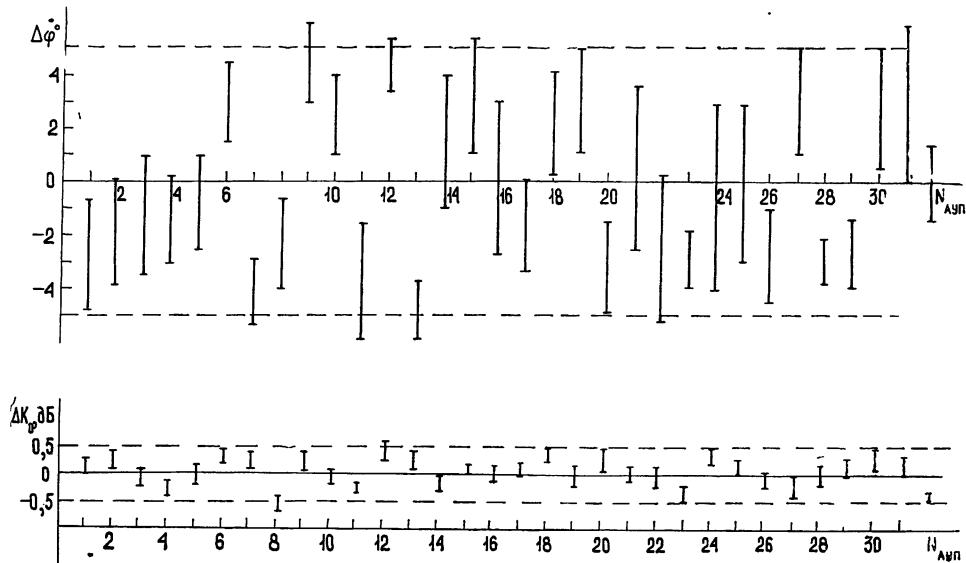


Рис. 5.

4. ПРИЕМНАЯ АППАРАТУРА РАДИОТЕЛЕСКОПА БСА ФИАН

Наблюдения по научным программам на радиотелескопе БСА ФИАН в настоящее время проводятся на штатной аппаратуре ДКР-1000 — 12-канальном спектрометре на основе серийных связных приемников с компенсатором дисперсии [7]. К этой аппаратуре подключены специализированные ЭВМ «Нейрон» и «Сигма» для синхронного накопления импульсов при пульсарных наблюдениях [8]. В режиме поиска пульсаров, наблюдений мерцающих источников и планет регистрация проводится на перфоленту с помощью аппаратуры системы цифровой регистрации, разработанной и изготовленной в СКБ ИРЭ АН СССР. Обработка перфолента проводится на вычислительном центре ФИАН и на ЭВМ М-6000 РАС ФИАН. Для поиска пульсаров осуществлена также обработка наблюдений в реальном времени на ЭВМ М-6000 РАС ФИАН [9].

Для дальнейшего развития работ по пульсарам создается новая аппаратура, в состав первой очереди которой входит анализатор спектра, 4-строчный приемник и многоканальный компенсатор дисперсии. Блок-схема аппаратурного комплекса БСА приведена на рис. 6. Компенсатор дисперсии представляет собой сдвиговый регистр для аналоговых сигналов, выбирает, запоминает, задерживает и суммирует в реальном масштабе времени. Работа компенсатора определяется частотой перестраиваемого тактового генератора, устройство выполнено на полевых транзисторах и интегральных схемах. С вводом в строй этой аппаратуры увеличатся возможности наблюдения на БСА. В частности, чувствительность поиска пульсаров будет поднята более чем на порядок.

5. ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Радиотелескоп запущен в опытную эксплуатацию. Практическое отсутствие помех, оперативность и надежность работы радиотелескопа

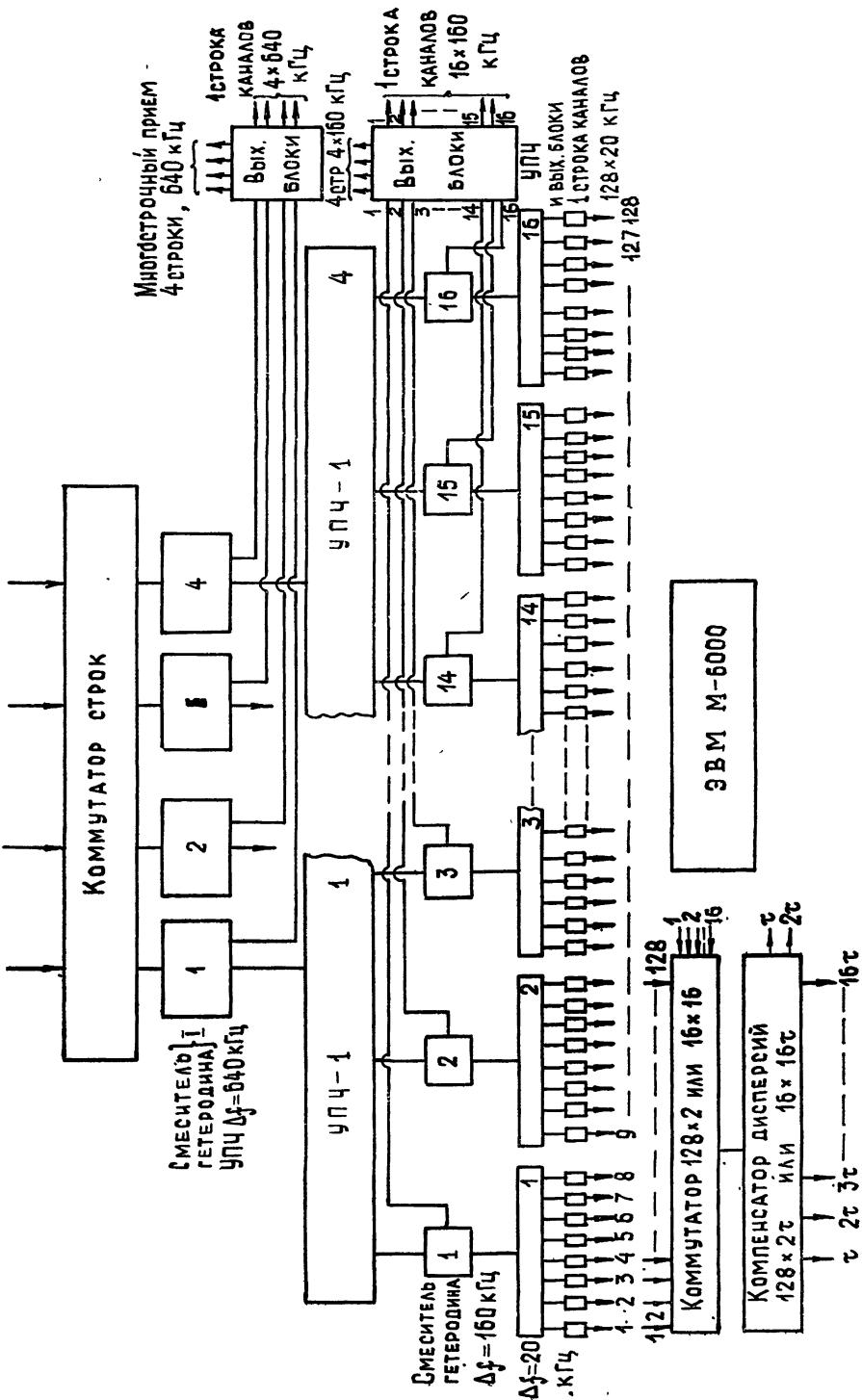


Рис. 6.

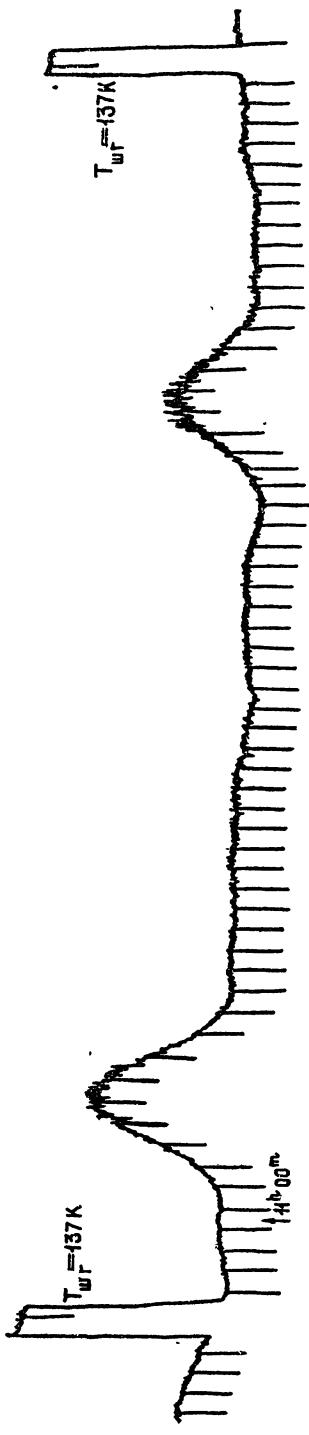


Рис. 7а. Запись прохождения источников в 3С247 ($K_q S_{102} = 14 \cdot 10^{-26} \text{ Bm}/\mu\text{s}^2 \cdot \Gamma q$) и 4С+43.19 ($S_{170} = 4.5 \cdot 10^{-26} \text{ Bm}/\mu\text{s}^2 \cdot \Gamma q$) через диаграмму БСА.

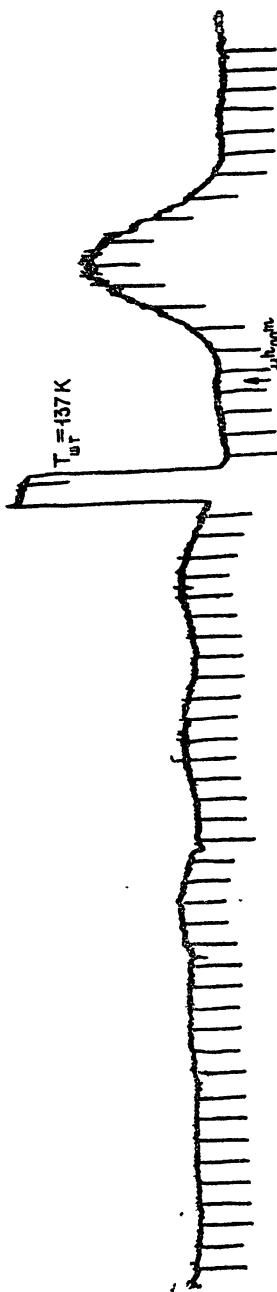


Рис. 7б. Наблюдения на БСА области неба вблизи источника 3С247 ($K_q S_{102} = 14 \cdot 10^{-26} \text{ Bm}/\mu\text{s}^2 \cdot \Gamma q$, $\Delta S_c = 2.5 \cdot 10^{-26} \text{ Bm}/\mu\text{s}^2 \cdot \Gamma q$).

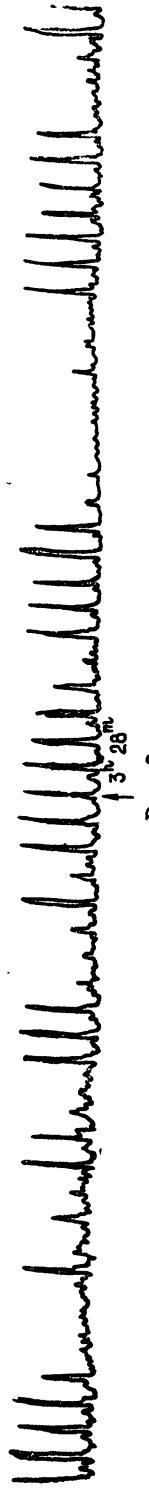


Рис. 8.

обеспечивают высокую эффективность использования этого радиотелескопа по научным программам.

На рис. 7 а, б приведены образцы записи наблюдения источника ЗС247 и близлежащей области неба (БСА ФИАН 9.06.1975 г., $\tau = -1$, $q = 12$). На рис. 7 б видны медленные флуктуации в записи, определяемые, по-видимому, эффектом «путаницы». Флуктуационная чувствительность БСА в этом участке неба $0,15 \cdot 10^{-26} \text{ Вт}/\text{м}^2 \cdot \text{Гц}$ при полосе 500 кГц и постоянной времени 1 с. На рис. 8 приведен пример типовой записи наблюдения пульсара CP0329 (контрольный вывод на самописец) с помощью БСА ФИАН 9.11.1974 г. при следующих параметрах: $f = 102,5 \text{ м.м.}$, $\Delta f = 840 \text{ кГц}$, $\tau = 24 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$

По большому числу опорных радиоисточников была измерена зависимость эффективной площади БСА от зенитного угла при наклоне луча (рис. 9). Измерения проводились без усилителей. При обработке учитывались поправки на форму диаграммы направленности луча и полотна, а также поправки на полосу приема при углах наклона луча и на КПД строк фазирующей матрицы. По полученным результатам найдено средневзвешенное значение эффективной площади $A_0 = 2300 \text{ м}^2$. На рис. 9 пунктирной линией показана величина $A_0 \cos z$. По отношению к этой кривой вычислено среднеквадратичное значение разбросов эффективной площади, которое составляет $0,2 A_0$.

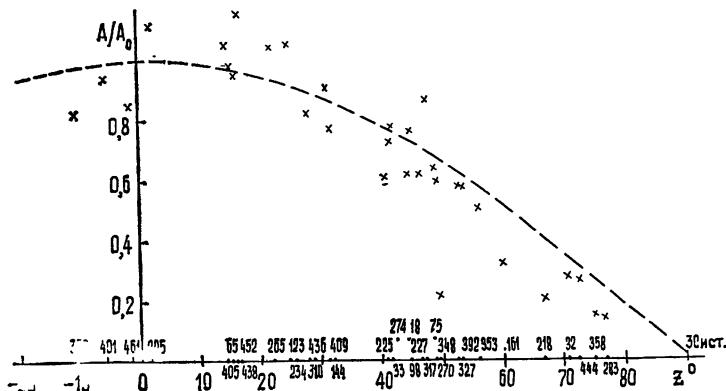


Рис. 9.

Результаты измерений показывают, что в первом приближении эффективная площадь уменьшается по косинусу зенитного расстояния и не наблюдается глубоких провалов. Эти результаты хорошо согласуются с полученными ранее на одной секции антенны БСА и приведенными в [10].

Измерения $A_{\text{эфф}}$ в штатном режиме с усилителями производились по радиоисточнику Кассиопея-А, поток радиоизлучения которого на частоте $102,5 \text{ МГц}$ был принят равным $18000 \cdot 10^{-26} \text{ Вт}/\text{м}^2 \cdot \text{Гц}$. Калибровка проводилась по шумовому генератору, включенному на вход первого усилителя, с учетом поправки на неодинаковость усилителей. В результате измерений получена эффективная площадь антенны с усилителями в направлении на Кассиопею-А ($z = -3^\circ 56'$) — $2 \cdot 10^4 \text{ м}^2$. Ошибка измерения этой величины, по нашим оценкам, — не более 15%.

Ниже приводится сводка основных параметров БСА ФИАН:

- 1) центральная частота — $102,5 \text{ МГц}$,
- 2) рабочая полоса — 3 МГц ,
- 3) флуктуационная чувствительность по потоку для зенита вне

плоскости Галактики (при постоянной 1 с и полосе 500 кГц) — $-0,15 \times 10^{-26} \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{Гц}$,

- 4) полная собственная шумовая температура систем БСА-670 К,
- 5) эффективная площадь в зенитном направлении — $20 \cdot 10^3 \text{ м}^2$,
- 6) диаграмма направленности — $1^\circ \times 0,5^\circ$,
- 7) диаграмма многолучевая с одновременным приемом из 16 направлений,
- 8) сектор сканирования — $110^\circ (+ 90^\circ -- 20^\circ \text{ по } \delta)$,
- 9) поляризация горизонтальная в направлении восток—запад.

Физическим институтом АН СССР создан высокоеффективный инструмент метрового диапазона с заполненной апертурой БСА ФИАН. Его чувствительность — на уровне лучших в мире инструментов подобного класса. Простые конструктивные решения обусловили его невысокую стоимость. Специальные меры по защите от помех в метровом диапазоне обеспечили возможность круглосуточных наблюдений на этом инструменте.

Новый радиотелескоп БСА ФИАН создан благодаря самоотверженному и слаженному труду коллектива лаборатории радиоастрономии и большой поддержке Н. Г. Басова и С. И. Никольского, которым авторы выражают глубокую благодарность.

Значительную часть работы по монтажу и наладке радиотелескопа выполнили ОКБ ФИАН, Союзный монтажный трест, организации Министерства химической промышленности, Серпуховское ГПТУ-55, ММУ треста «Гидромонтаж».

Авторы глубоко признательны руководителям и ведущим сотрудникам этих организаций: В. П. Афанасьеву, Л. В. Гайдукову, С. Е. Гигиберия, А. А. Иванову, М. Ф. Кузмичеву, В. Л. Самулеенкову, Г. А. Умнову, В. А. Фадееву, Ю. А. Шурупову, обеспечившим быстрое и качественное выполнение работ.

Авторы выражают благодарность всем принимавшим участие в сооружении и наладке этого радиотелескопа сотрудникам лаборатории радиоастрономии ФИАН и других организаций, из которых считают своим приятным долгом отметить В. К. Александрова, Г. В. Афонькина, А. Д. Берсенева, В. Н. Брезгунова, В. В. Гуднову, С. Н. Иванова, Г. С. Подлипного, Л. А. Савельева, Ю. Ф. Сигаева, В. Т. Солодкова, А. Ф. Толоконникова, В. Я. Щербинина.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. В. Виткович, Ю. П. Илясов, Вопросы создания крупных радиотелескопов в свете новых задач радиоастрономии (пульсары, мерцания), Препринт ФИАН, № 144, 1968.
2. [В. В. Виткович], Ю. П. Илясов, С. М. Кутузов, Изв. высш. уч. зав — Радиофизика, 16, № 12, 1973.
3. С. Н. Иванов, А. Н. Иванов, Г. А. Павлов, В. Т. Солодков, Труды ФИАН, 62, 112 (1972).
4. С. Я. Брауде, Ю. М. Брук, П. А. Мельяновский, А. В. Мень, Л. Г. Содин, Н. К. Шарыкин, УТР-2 радиотелескоп декаметрового диапазона волн (основные характеристики), Препринт ИРЭ АН УССР, № 7, 1971.
5. О. Г. Вендик, Антенны с немеханическим движением луча, изд. Сов. радио, М., 1965.
6. И. А. Алексеев, В. Д. Бунин, Г. Ф. Новоженов, А. И. Носов, Г. А. Павлов, Г. С. Подлипной, Ю. Ф. Сигаев, Доклады на II Всесоюзной школе-семинаре по радиоприемным устройствам СВЧ, Ереван, 1974.
7. Н. С. Соломин, В. Ф. Семенов, Тезисы докладов VIII Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Пущино, 1975.

8. В. В. Иванова, В. А. Извекова, В. М. Малофеев, Н. С. Соломин, Т. В. Шабанова, Тезисы докладов VIII Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Пущино, 1975.
9. Б. В. Выжлов, А. Д. Кузьмин, Ю. П. Кузьмин, Ю. М. Попов, Н. С. Соломин, Ю. П. Шитов, Препринт ФИАН (в печати).
10. В. Я. Щербанин, Ю. П. Ильясов, С. М. Кутузов, А. А. Глушаев, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 17, № 10, 1539 (1974).

Физический институт им. П. Н. Лебедева
АН СССР

ANTENNA-EQUIPMENT COMPLEX VLPA FIAN

*[V. V. Vitkevich, A. A. Glushaev, Yu. P. Ilyasov, S. M. Kutuzov,
A. D. Kuz'min, I. A. Alekseev, V. D. Bunin, G. F. Novozhenov,
G. A. Pavlov, N. S. Solomin, M. M. Tyaptin]*

The characteristics of a new radio telescope VLPA FIAN at the frequencies 102.5 ± 1.5 Mc/s are presented. The radio telescope consists of a (384×187 m²) phased array with elevation control by phase shifters. The sector of declination scanning ranges is from +90° to -20°. The use of the Butler phase matrix permits a simultaneous reception from 16 directions. The effective area of the antenna in zenith is $2 \cdot 10^4$ m². A brief description of the receiver equipment is given.

УДК 621.396.628 : 523.164

АНТЕННЫЕ СИСТЕМЫ РАДИОТЕЛЕСКОПА БСА ФИАН

С. М. Кутузов, Ю. П. Илясов, А. А. Глушаев

Рассматриваются основные системы, из которых состоит антenna радиотелескопа БСА ФИАН. Приводятся основные характеристики и параметры отдельных систем, а также их конструктивные данные. Кратко изложена схема построения систем. Рассматривается эффект амплитудно-фазовой асимметрии в двухпроводных фидерных линиях.

В настоящей работе рассмотрены вопросы технического построения узлов и блоков антенной части радиотелескопа БСА ФИАН [1]. В эту часть радиотелескопа БСА входят:

1) дипольно-фидерная система, включающая в себя излучающие элементы, фидерные линии, объединяющие вибраторы, переходные и согласующие устройства между фидерными линиями, симметрирующие устройства;

2) система фазирования с дискретными дистанционно-управляющими фазовращателями с соединительными коаксиальными кабелями и схемы управления фазовращателями;

3) система магистральных высокочастотных трактов с элементами подстройки их электрической длины;

4) система формирования многолучевой диаграммы направленности, в которую входят фазирующая матрица Батлера, переключатель сдвига лучей и электрический коммутатор строк.

При разработке всех вышеперечисленных систем стремились выполнить главное требование — обеспечить максимально возможную чувствительность радиотелескопа. Помимо этого, значительное внимание уделялось построению надежных и удобных в эксплуатации систем, созданию простого и быстрого способа управления диаграммой направленности радиотелескопа. Далее, при выборе конструкций узлов и систем стремились получить относительно низкую стоимость и обеспечить короткие сроки создания всего радиотелескопа.

ДИПОЛЬНО-ФИДЕРНАЯ СИСТЕМА

В качестве излучающего элемента выбран тонкий симметричный волновой вибратор с высоким входным сопротивлением. Такие вибраторы удалось объединить последовательно с помощью двухпроводной линии в большие группы и тем самым значительно упростить всю фидерную систему. Предполагалось, что рабочая полоса антенны должна быть порядка 3 %.

Все вибраторы расположены в 256 рядов, ориентированных в направлении восток — запад [1]. Вся фидерная система, объединяющая вибраторы в ряду, построена по последовательно-параллельной схеме. Вибраторы каждого ряда объединяются в 4 группы по 16 вибраторов в каждой. С помощью полуволновых спусков вибраторы каждой группы подсоединяются последовательно через волну к двухпроводному фидеру.

1-го этажа, расположенного под рефлектором. В свою очередь, группы объединяются по параллельной «елочной» схеме с помощью линий 2-го и 3-го этажей. Как полуволновые спуски от диполей, так и фидерные линии всех трех этажей выполнены в виде двухпроводной открытой линии с волновым сопротивлением 468 Ом и затуханием 2 неп./км на частоте 100 МГц.

Фидерные линии 2-го и 3-го этажей, как и фидерные линии 1-го этажа, размещены под рефлектором в целях лучшего симметрирования.

Согласование групп с фидерной линией 2-го этажа выполнено с помощью трансформаторов с параллельным короткозамкнутым шлейфом. Последний является конструктивным продолжением фидерной линии 2-го этажа. При входном сопротивлении группы из 16 вибраторов около $Z_{bx} = (120 + j 60)$ Ом хорошее согласование получено в полосе более 3% с трансформатором длиной $0,15 \lambda_0$, волновым сопротивлением 360 Ом при длине короткозамкнутого шлейфа $0,38 \lambda_0$. Согласование между фидерами 2-го и 3-го этажей выполнено также просто с помощью трансформатора и шлейфа. Соответствующие параметры согласующих устройств: волновое сопротивление 360 Ом, электрическая длина $0,198 \lambda_0$, электрическая длина шлейфа $0,29 \lambda_0$. Переход на коаксиальный 75-омный кабель выполнен с помощью симметрирующего устройства типа U-колена с трансформацией 1:1 и дополнительного трансформатора с волновым сопротивлением 150 Ом и электрической длиной $0,30 \lambda_0$. Схема дипольно-фидерной системы показана на рис. 1.

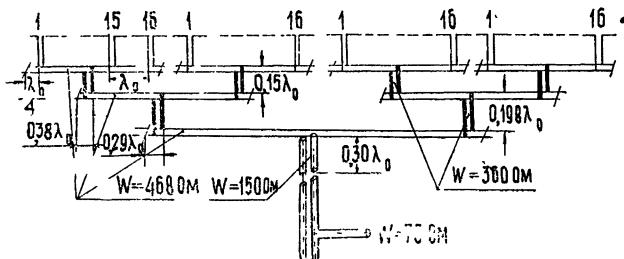


Рис. 1. Схема соединения вибраторов в одном ряду радиотелескопа БСА ФИАН.

Частотная зависимость коэффициента отражения на входе группы и ряда приведена на рис. 2. На этом же рисунке пунктирной линией показан коэффициент отражения на входе ряда со спусками от вибраторов длиной $0,3 \lambda_0$, которые более удобны в монтаже, чем спуски длиной $0,5 \lambda_0$. Однако согласование с короткими спусками в полосе частот ухудшилось за счет снижения величины трансформированного сопротивления вибраторов. Следует заметить, что при центральном возбуждении группы последовательно соединенных излучателей возникает уменьшение усиления при смещении рабочей частоты. Это вызвано несинфазным возбуждением вибраторов, которое в итоге приводит к отклонению диаграмм направленности половины группы от нормали к линии группы.

Поэтому количество излучающих элементов, объединяемых

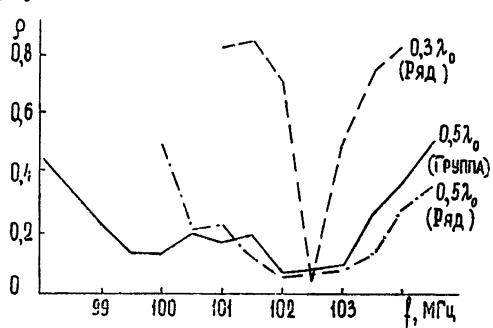


Рис. 2. Согласование на входе группы и ряда в рабочей полосе частот.

последовательно в группу, определяется допустимым уменьшением КНД в рабочей полосе частот. В антenne БСА ФИАН эти потери составляют не более 3% по полосе.

При построении фидерной системы были приняты все меры к тому, чтобы уменьшить амплитудно-фазовую асимметрию [2]. Потери, вызываемые этим эффектом, определяются затуханием синфазной волны, которая, в свою очередь, пропорциональна коэффициенту амплитудной асимметрии и квадрату скоса узла:

$$P_n \propto q^2 \Delta\phi^2,$$

где $q = \frac{|I_1 - I_2|}{I_1 + I_2}$ — коэффициент амплитудной асимметрии, I_1 и I_2 —

амплитуды токов в проводах фидерной линии, $\Delta\phi$ — скос узлов токов I_1 и I_2 . Амплитудно-фазовая асимметрия распределена неравномерно по фидерной системе. Сильнее всего она проявляется вблизи трансформаторов и при близком расположении участков фидерных линий разных этажей. На рис. 3 отмечены сечения фидеров, в которых проводились измерения амплитудно-фазовой асимметрии в фидерной схеме половины ряда, а в табл. 1 приведены данные измерений q и $\Delta\phi$.

Для уменьшения амплитудно-фазовой асимметрии фидерные линии были удалены друг от друга и от рефлектора на максимально возможное расстояние до $10d$ (где $d=50$ мм — расстояние между проводами фидерной линии). Значения, приведенные в табл. 1, получены для разнесенных фидеров (рабочий вариант).

Следует отметить, что число вибраторов, фидерных линий и других типовых узлов в антenne исчисляется несколькими тысячами. В этой связи применение достаточно простых конструкций, а также использование одного типа фидерных линий значительно сократило сроки монтажа и настройки антенной части БСА.

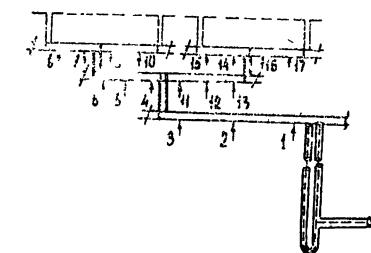


Рис. 3. Точки измерения амплитудно-фазовой асимметрии по фидерным трактам радиотелескопа БСА.

Таблица 1

Точки измерений	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$q, \%$	15,4	7,4	3,6	9,0	2,5	4,3	17	3,0	14	18	14	8	5	2	2	10	6
$\Delta\phi, \text{град}$	5	2,5	0,5	12	2,5	2,5	12	2,5	8	21	3	2,5	6	30	2,5	6	16

СИСТЕМА ФАЗИРОВАНИЯ

Антenna БСА ФИАН разделена на 16 отдельных полотен [1]. В каждом из них с помощью системы фазирования объединяется 16 рядов вибраторов. В основе системы фазирования заложен дискретный способ движения луча и соответственно дискретное изменение фазового распределения по рядам, осуществляющее с помощью дискретных дистанционно управляемых фазовращателей [3]. Полный сектор движения луча расположен несимметрично относительно нормали к решетке и составляет 110° (зенитное расстояние $Z = -35 \div +75^\circ$).

Четырехразрядные фазовращатели с квадрантным переключателем

объединены по «елочной» схеме в 4 этажа и позволяют получить в полном секторе сканирования 31 положение диаграммы направленности с уровнем пересечения соседних диаграмм 0,88 по мощности и с минимальным шагом фазового дискрета 9° .

При выключенных фазовращателях диаграмма полотен антенных сформирована в направление $Z=14^\circ$ с помощью соединительных кабелей системы фазирования. Очевидно, что управлять фазовращателями достаточно просто. Для этого необходимо иметь всего лишь пять управляющих команд по числу разрядов в фазовращателях [4].

Между 3-м и 4-м этажами системы фазирования установлены усилители [5] по два в каждом полотне. Суммарный КПД первых трех этажей фазирования изменяется в пределах 0,56—0,64 при сканировании. Среднеквадратичная ошибка в фазовых распределениях, полученных в системе фазирования, нагруженной на согласованные поглотители, не превышает 6° . Все высокочастотные контакты в фазовращателях охвачены системой контроля по постоянному току. Таким образом, дискретная система фазирования позволяет просто и оперативно проводить сканирование в широком секторе направлений.

МАГИСТРАЛЬНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАКТЫ

Выходы полотен после 4-го этажа системы фазирования соединяются с помощью магистральных высокочастотных трактов с диаграммообразующей системой центрального пункта радиотелескопа БСА. Средняя геометрическая длина трактов около 350 м. Тракты изготовлены из кабеля РК-75-17-31 с полувоздушной изоляцией и затуханием около 2 nep/км на частоте 100 МГц. Тракты уже в закрытом наземном помещении — технологической галерее, расположенной по оси антенны на всю ее длину с севера на юг.

Как и следовало ожидать, электрическая длина каждого тракта изменяется в зависимости от температуры окружающей среды. Однако на эффективности антенны общий ход электрических длин трактов не оказывается, а влияет только относительная расстройка электрических длин, которая характеризуется среднеквадратичным отклонением по ансамблю из 16 трактов. Для выравнивания электрических длин в конце каждого тракта имеются подстроочные элементы — линии переменной длины, позволяющие изменить электрическую длину до $0,2 \lambda_0$.

По результатам регулярных наблюдений за состоянием трактов антенны БСА за время около двух лет можно сделать выводы:

1. Абсолютная электрическая длина с повышением температуры уменьшается, несмотря на линейное расширение проводников кабеля. Очевидно, с ростом температуры уменьшается диэлектрическая проницаемость технического полипропилена в кабеле, что и приводит к уменьшению коэффициента укорочения кабеля.

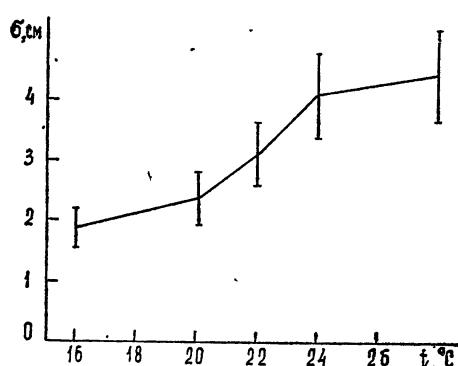


Рис. 4. Зависимость среднеквадратичного отклонения электрических длин высокочастотных трактов от температуры.

2. Среднеквадратичная величина ухода длин кабелей растет пропорционально разности температур, при которых проводились настройка и измерение. Это изменение среднеквадратичного ухода, измеренное в интервале температур 16—28°, показано на рис. 4 и в среднем составляет

$$\frac{d\sigma}{dt} \approx 0,3 \text{ см/град.}$$

3. Увеличение среднего квадрата разбросов длин трактов от времени при постоянной температуре составляет примерно 1 см за месяц. Подстройка трактов один раз в квартал обеспечивает расстройку трактов со среднеквадратичным уклонением не более 5 см. При этом потери из-за фазовых ошибок не превышают 3%.

На рис. 5 приведен частотный ход разбросов электрических длин трактов, настроенных на центральной частоте. Видно, что чем лучше скомпенсированы и выравнены длины трактов на центральной частоте, тем больше разбросы (среднеквадратичная ошибка) на краях полосы.

Отметим следующую особенность трактов радиотелескопа БСА ФИАН. Длина каждого магистрального тракта при переходе к соседнему полотну увеличивается на две длины волны с увеличением номера полотна к югу. Поэтому при приеме в широкой полосе при больших углах наклона луча радиотелескопа будут возникать заметные потери в усиении [6]. Для уменьшения потерь при приеме в широкой полосе предусматривается подключение дополнительных кабелей в магистральные тракты, чтобы получить сложение сигналов с полной компенсацией времени запаздывания с направлений $Z = -16^\circ$ и $Z = 50^\circ$. Данные расчетов приведены на рис. 6.

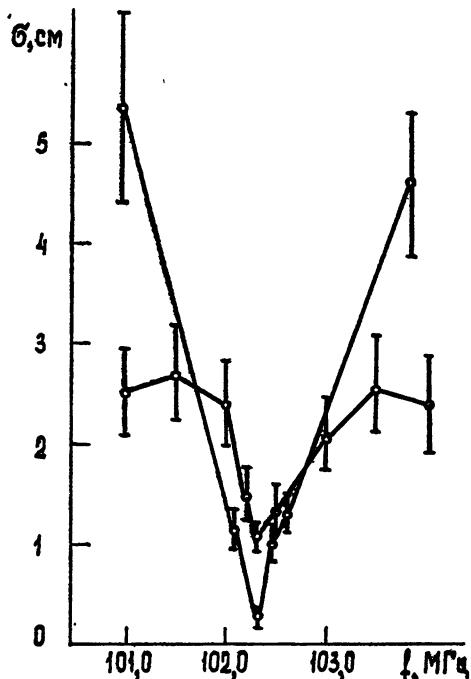


Рис. 5. Среднеквадратичное отклонение электрических длин высокочастотных трактов в рабочей полосе радиотелескопа при различной настройке.

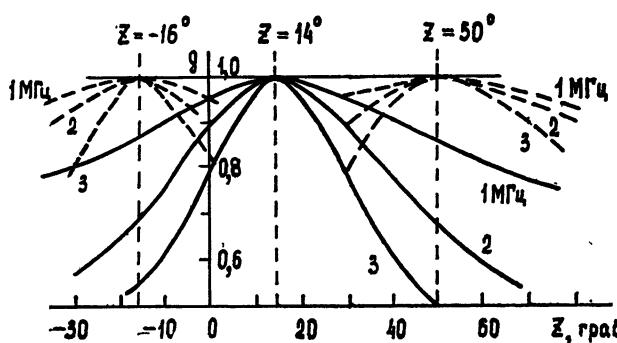


Рис. 6. Влияние полосы приема на усиление радиотелескопа БСА ФИАН.

В конце каждого тракта, в центральном пункте радиотелескопа, после элементов подстройки установлены усилители 2-го этажа [1]. Эксплуатация радиотелескопа в течение продолжительного времени показала устойчивую и надежную работу магистральных трактов при значительных колебаниях окружающей температуры и влажности.

ДИАГРАММООБРАЗУЮЩАЯ СИСТЕМА РАДИОТЕЛЕСКОПА

В основе этой системы лежит матрица Батлера 16×16 [7], позволяющая одновременно сформировать 16 фазовых распределений по полотнам с дискретом по фазе $360^\circ/16 = 22.5^\circ$. Каждому фазовому распределению соответствует свой выход матрицы. Фазирующая матрица собрана на основе гибридных колец, имеющих суммарный и разностный выходы с развязкой плеч около 20 dB . Кольца изготовлены из коаксиального кабеля РК-75-9-13 [8]. Схема матрицы радиотелескопа БСА ФИАН приведена на рис. 7.

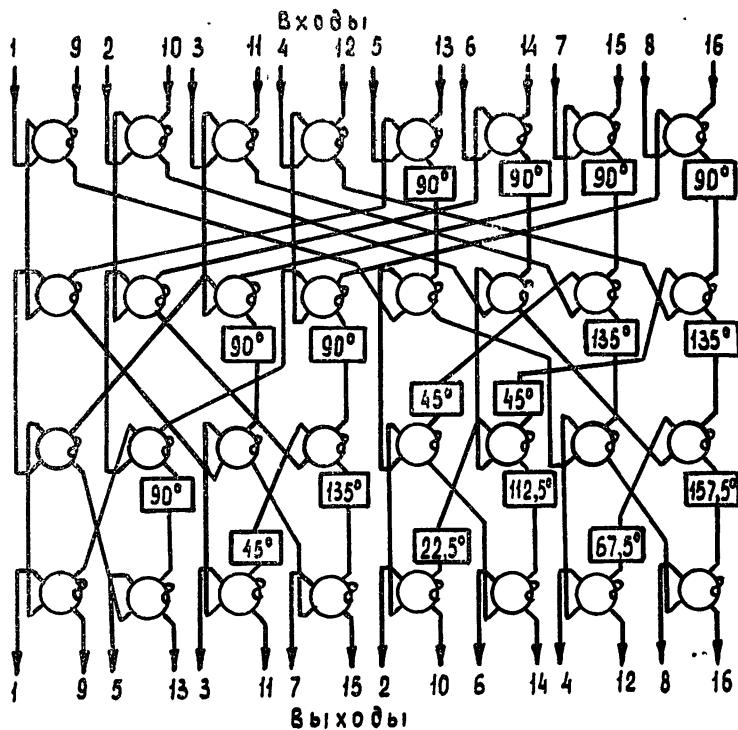


Рис. 7. Схема диаграммообразующей-системы радиотелескопа БСА ФИАН.

Выбор направлений приема проводится соответствующим ориентированием диаграмм полотен и подключением соответствующего выхода фазирующей матрицы к радиометру. В пределах диаграммы полотна одновременно имеется 16 лучей [9].

Перед фазирующей матрицей установлено устройство, позволяющее изменять фазовое распределение на половину дискрета фазирующей матрицы и таким образом сдвигать все лучи на половину своей ширины, повышая уровень пересечения смежных лучей радиотелескопа с 0,5 до 0,82.

Подключение строк к четырем приемникам производится с помощью электрического коммутатора, позволяющего подсоединить

любой выход фазирующей матрицы к любому из четырех приемников. Для этого в коммутаторе сигнал от каждого выхода фазирующей матрицы делится на 4 канала, которые подводятся к четырем высокочастотным переключателям на 16 положений, созданных на основе высокочастотных реле РПВ 2/7. Управление этими переключателями дистанционное.

Применение фазирующей матрицы и коммутатора значительно упростило диаграммообразующую систему, придало оперативность управлению и обеспечило высокую надежность.

Следует отметить, что опытная эксплуатация всех упомянутых выше систем за время более чем полтора года показала высокую их надежность и устойчивость основных параметров.

Авторы выражают благодарность В. Я. Щербинину, С. Н. Иванову, В. Т. Солодкову, В. К. Александрову, А. Д. Берсеневу, Л. А. Савельеву, А. Ф. Толоконникову, М. М. Тяптину за большую помощь при изготавлении и настройке отдельных систем радиотелескопа БСА ФИАН.

ЛИТЕРАТУРА

1. [В. В. Виткевич], А. А. Глушаев, Ю. П. Илясов, С. М. Кутузов, А. Д. Кузьмин, М. М. Тяптин, И. А. Алексеев, В. Д. Бунин, Г. Ф. Новоженов, Г. А. Павлов, Н. С. Соломин, Изв высш уч. зав — Радиофизика, 19, № 11, 1594 (1976)
2. Е. В. Рыжков, А. З. Фрадкин, Измерения параметров антенн, изд Сов. радио, М, 1962.
3. С. Н. Иванов, А. Н. Иванов, Г. А. Павлов, В. Т. Солодков, Труды ФИАН, 62, 112 (1972).
4. С. Я. Брауде, Ю. М. Брук, П. А. Мельяновский, А. В. Мень, Л. Г. Содин, Н. К. Шарыкин, Препринт № 7, ИРЭ АН УССР, 1971.
5. И. А. Алексеев, В. Д. Бунин, Г. Ф. Новоженов, А. И. Носов, Г. А. Павлов, Г. С. Подлипиной, Ю. Ф. Сигаев, Система усиления магнитральных трактов БСА ФИАН, Доклад на II Всесоюзной школе-семинаре по радиоприемным устройствам СВЧ, Ереван, 1974.
6. Ю. П. Илясов, С. Н. Иванов, Труды ФИАН, 38, 15 (1967).
7. Антенные решетки, изд. Сов. радио, М, 1966
8. С. Н. Иванов, Ю. П. Илясов, Электросвязь, № 9, 61 (1968).
9. В. В. Виткевич, Ю. П. Илясов, С. М. Кутузов, Изв высш. уч. зав. — Радиофизика, 17, № 12, 1904 (1973).

Физический институт им П. Н. Лебедева
АН СССР

ANTENNA SYSTEMS OF RADIOTELESCOPE VLPA FIAN

S. M. Kutuzov, Yu. P. Ilyasov, A. A. Glushaev

The basic systems which the antenna of the radio telescope VLPA FIAN consists of are considered. The main characteristics and the parameters of separate systems as well as their design data are given. A scheme of constructing the system is briefly set forth. The amplitude-phase asymmetry effect in two wire feed lines is considered.

УДК 621.396.628 : 523.164

ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ИНТЕРФЕРЕНЦИЮ ШУМОВ, В МНОГОЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЕ РАДИОТЕЛЕСКОПА

Л. Д. Бахрах, М. И. Григорьева, Р. Л. Сороченко

Получены выражения для коэффициента отражения шумового сигнала, излученного облучателем и переотраженного обратно элементами антенны радиотелескопа. Показано, что наблюдаемые при спектральных исследованиях на радиотелескопе РТ-22 «паразитные» эффекты могут объясняться интерференцией шумов за счет указанного переотражения. Даны рекомендации по уменьшению переотражения.

Важным направлением современной радиоастрономии является исследование спектральных радиолиний, излучаемых различными, находящимися в космосе веществами и их соединениями. Наличие излучения сказывается в основном в увеличении спектральной плотности шумов на некоторых фиксированных частотах.

Для приема и регистрации радиолиний в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн в настоящее время созданы многоканальные радиоспектрометры с флюктуационной чувствительностью $\delta T < 0,1$ К. Однако при наблюдениях радиолиний с интенсивностью даже в десятые доли градуса возникают трудности из-за различного рода «паразитных» эффектов, приводящих к зависимости спектральной плотности шумов на входе радиоспектрометра от частоты (рис. 1) [1, 2].

Одной из основных причин возникновения этих эффектов является интерференция шумов в тракте радиометра, появляющаяся в тех случаях, когда время распространения шумового сигнала в тракте $\tau_t = 2l/v_\phi$ (l — длина тракта, v_ϕ — фазовая скорость) меньше времени корреляции, равного $\tau_k = \frac{1}{\Delta f}$ (Δf — полоса пропускания) [3, 4]. В результате этого спектральная плотность шумов на входе приемника, соединенного с одним из концов тракта, становится зависящей от его длины l и частоты f . В радиоспектрометре — приборе с принципиально узкими каналами приема — условие $\tau_k > \tau_t$ всегда выполняется и явление интерференции непосредственно приводит к зависимости выходного сигнала анализатора спектра от частоты в отсутствие спектральных линий.

В настоящее время известны [1, 5] способы уменьшения интерференции шумового сигнала, вызываемой элементами приемного тракта, путем тщательного согласования и сокращения длины тракта между приемником и облучателем. При работе с модуляционным радиометром, кроме того, создают тракты равной длины с одинаковыми облучателями как для антенны, так и для эквивалента. Однако в реальных условиях радиоастрономических исследований на больших зеркальных радиотелескопах перечисленные способы полностью не устраняют паразитных эффектов. Одной из причин их возникновения может быть интерференция шумов в тракте, вызываемая переотражением зеркалами волн

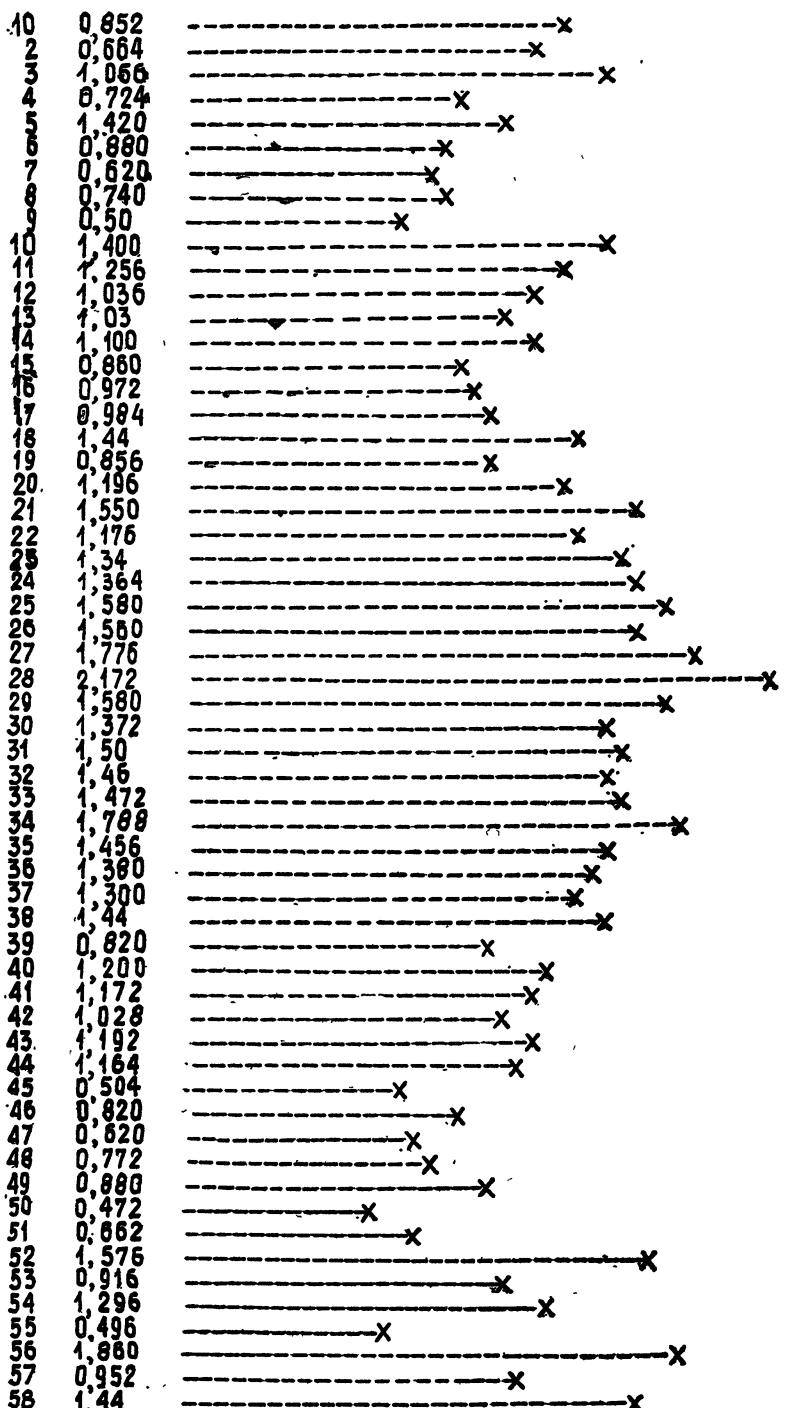


Рис. 1. Экспериментальная зависимость спектральной плотности шумов на входе радиоспектрометра от частоты.

обратно в облучатель. Интерференция шумового сигнала возможна, поскольку расстояния между зеркалами достаточно большие и условие $\tau_t < \tau_k$ заведомо выполняется.

Величина интерференционного сигнала, обусловленная переотражением, может быть определена по следующей формуле [1, 5]:

$$\delta T(f) = T_n \Gamma_{\Sigma a}(f), \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} \Gamma_{\Sigma a}(f) = & \Gamma_1(f) \exp[ik\psi_1(f)] + \Gamma_2(f) \exp[ik\psi_2(f)] + \\ & + \Gamma_3(f) \exp[ik\psi_3(f)] + \Gamma_4(f) \exp[ik\psi_4(f)] + \dots \end{aligned}$$

— результирующий коэффициент отражения, учитывающий амплитуду и соответствующую фазу отраженной волны: от раскрыва облучателя ($\bar{\Gamma}_1(f) e^{ik\psi_1(f)}$), от зеркал ($\bar{\Gamma}_2(f) e^{ik\psi_2(f)}$, $\bar{\Gamma}_3(f) e^{ik\psi_3(f)}$), от элементов конструкции, расположенных в раскрытии большого зеркала ($\bar{\Gamma}_4(f) e^{ik\psi_4(f)}$). Каждый коэффициент отражения выражения (1) определяется как отношение отраженной волны (зеркалом или конструкцией), возвратившейся обратно в облучатель, к падающей. Волну в этом случае можно считать монохроматической, так как время корреляции $\tau_k < \tau_t$ также больше времени распространения между отражающими поверхностями антенн (для большинства радиотелескопов это неравенство выполнимо). Величина излучаемого облучателем сигнала в ряде случаев значительна и достигает величины порядка $T_n \approx 300^\circ$ при идеально согласованном приемнике.

Проведем оценку величины отдельных составляющих коэффициента отражения с целью выяснения возможности их уменьшения. Согласование облучателя $\Gamma_1(f)$ со свободным пространством в основном учитывается в процессе проектирования и может быть получено вполне удовлетворительным, поэтому в настоящей работе рассматриваться не будет. Величина коэффициента отражения от зеркал зависит главным образом от геометрии системы, которая, в свою очередь, определяется при проектировании требованием обеспечения оптимальных параметров антенн. В двух- и многозеркальных антенах, рассчитанных на создание оптимального распределения поля в раскрытии за счет специальных профилей зеркал, переотраженная ими обратно в облучатель волна практически отсутствует. В случае однозеркальных антенн или двухзеркальных антенн Кассегрена отраженное от зеркал поле, приходящее обратно в облучатель, существует [1, 2], и, чтобы его определить, следует решить дифракционную задачу.

Для расчета величины отраженного от зеркал поля, попадающего обратно в облучатель, может быть использован векторный вариант формулы Кирхгофа [6]. Для любого размера зеркал, включая случай, когда глубина зеркала соизмерима с длиной волны, выражение поля, создаваемого малым зеркалом, в любой точке p пространства может быть записано следующим образом:

$$\begin{aligned} E(p) = & \frac{1}{4\pi ik} \oint_C \text{grad } \Psi(H^*) dl - \\ & - \frac{1}{4\pi} \iint_{S'} \{-ik\Psi[nH^*] + [nE^*]\text{grad } \Psi\} dS', \end{aligned} \quad (2)$$

где S' — поверхность зеркала, C — контур, ее ограничивающий, n — нормаль к поверхности малого зеркала, $\Psi = \frac{e^{ikR}}{R}$, R — расстояние от фазо-

вого центра облучателя до точки наблюдения, H^* , E^* — отраженное от поверхности малого зеркала поле.

Ввиду того, что нас интересует поле вблизи вторичного фокуса, вернее в точке фазового центра облучателя, контурный интеграл $\oint \text{grad } \Psi(H^*) dl$ из-за симметрии системы обращается в нуль. Поле определяется значением интеграла на поверхности зеркала. Полагаем, что радиус кривизны малого зеркала большой по сравнению с длиной волны, в силу чего компоненты отраженного поля определяются выражениями

$$E^* = 2E_n - E,$$

$$H^* = H - 2H_n,$$

$$[nH^*] = [nH], \quad [nE^*] = [nE], \quad (3)$$

$$H = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [\rho E^*], \quad H = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [sE],$$

s — отраженный луч. Начало координат совмещено с фокусом гиперболы. Пусть $\rho = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ — расстояние от фокуса до точки поверхности гиперболоида, совпадающей с падающим лучом, тогда

$$\text{grad } \Psi = \frac{ik}{\rho} (ix + jy + kz). \quad (4)$$

Подставляя (3) и (4) в (2), получим выражение для поля, создаваемого малым зеркалом в точке фазового центра облучателя:

$$E(\rho) = \frac{1}{4\pi} \iint_{S'} \frac{ike^{ikR}}{R} \left\{ -[n[sE]] + \frac{(nE)}{\rho} (ix + jy + kz) \right\} dS'. \quad (5)$$

Пренебрежем многочленным отражением между зеркалами и облучателем, рассмотрим следующие три задачи: малое зеркало отражает сферическую волну облучателя и малое зеркало отражает плоскую и сферическую волны, падающие от параболического зеркала и элементов конструкции.

1. МАЛОЕ ЗЕРКАЛО ОТРАЖАЕТ СФЕРИЧЕСКУЮ ВОЛНУ ОБЛУЧАТЕЛЯ

Геометрия системы показана на рис. 2. Облучатель расположен во вторичном фокусе системы. Угол θ соответствует вторичному фокусу, ψ — первичному, ρ { ρ_x ; ρ_y ; ρ_z }, S' { s_x ; s_y ; s_z }, n { n_x ; n_y ; n_z } — падающий и отраженный лучи и нормаль к поверхности малого гиперболического зеркала соответственно. Выражения для этих величин сравнительно просто определяются из геометрии системы. Поле падающей сферической волны облучателя имеет компоненты:

$$E_x = E_0 \cos \theta \sin \varphi - E_\varphi \cos \varphi,$$

$$E_y = E_0 \cos \theta \cos \varphi + E_\varphi \sin \varphi, \quad (6)$$

$$E_z = -E_z \cos \theta,$$

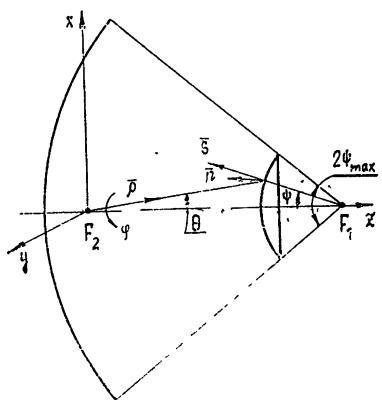


Рис. 2.

Фазовый множитель $\frac{e^{ikR}}{R}$ выражения (5) запишется в виде $\frac{e^{2ikR}}{R^2}$, поскольку точка наблюдения и излучения совмещены и каждая точка малого зеркала представляется как самостоятельный источник с амплитудой $\frac{e^{ikR}}{R}$, где $R = \frac{a(1+2e\cos\psi+e^2)}{1+e\cos\psi}$, $e = \frac{c}{a}$ — эксцентриситет гиперболы, c, a — параметры гиперболы.

Подставляя значения ρ, s, n и (6) в выражение (5), после соответствующих преобразований и интегрирования по ϕ запишем отраженное от малого зеркала поле в точке облучателя в следующем виде:

$$\begin{aligned} E_x(\rho) &= \frac{2(e^2-1)^2}{\lambda} \int_0^{\phi_{\max}} (-E_\theta A_1 + E_\varphi A_2) \frac{(1+e\cos\psi)\sin\psi e^{i\alpha}}{(1+2e\cos\psi+e^2)^2} d\psi, \\ E_y(\rho) &= \frac{2(e^2-1)^2}{\lambda} \int_0^{\phi_{\max}} (E_\theta A_1 + E_\varphi A_2) \frac{(1+e\cos\psi)\sin\psi e^{i\alpha}}{(1+e\cos\psi+e^2)^2} d\psi, \\ E_z(\rho) &= \frac{2(e^2-1)^2}{\lambda} \int_0^{\phi_{\max}} E_\theta \frac{(1+e\cos\psi)\sin^2\psi e^{i\alpha}}{(1+2e\cos\psi+e^2)^{5/2}} d\psi, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$A_1 = \frac{e^2 \cos\psi + \cos\psi + 2e}{(1+2e\cos\psi+e^2)^{3/2}}, \quad A_2 = \frac{1}{(1+2e\cos\psi+e^2)^{1/2}},$$

ϕ_{\max} — угол раскрыва антенны.

Анализ выражений (7) показывает, что при линейной поляризации и при $\phi=0; \pi$ основной вклад в суммарное поле вносит составляющая $E_y(\rho)$, кросс-поляризационная $E_x(\rho)$ - и продольная $E_z(\rho)$ -составляющие малы. По мере роста угла $\phi = (45 \div 60)^\circ$ вклад $E_x(\rho)$ -составляющей будет возрастать и может стать почти соизмеримым с $E_y(\rho)$. Коэффициент отражения от малого зеркала запишется в виде

$$\Gamma_s(f) = \frac{(E_x^2(\rho) + E_y^2(\rho) + E_z^2(\rho))^{1/2}}{\sqrt{E_{\text{пад}}^2}} \exp[ik\phi_s(f)], \quad (8)$$

где $E_{\text{пад}}$ — падающее на малое зеркало поле.

2. МАЛОЕ ЗЕРКАЛО ОТРАЖАЕТ ПЛОСКУЮ ВОЛНУ

Определим величину отраженного гиперболическим зеркалом поля в фазовом центре облучателя при падении на зеркало плоской волны. Представим эту волну через составляющие поля облучателя:

$$E_x = \frac{E_\theta - E_\varphi}{2} \sin 2\phi,$$

$$E_y = \frac{1}{2} [E_\theta(1 + \cos 2\phi) + E_\varphi(1 - \cos 2\phi)], \quad (9)$$

$$E_z = 0,$$

$\rho_n(\rho_{nz})$, $s(s_x; s_y; s_z)$, $n(n_x; n_y; n_z)$ — падающий, отраженный лучи и нормаль к поверхности гиперболы.

Фазовый множитель $\frac{\exp(i\alpha_1)}{R_1}$ представляет более сложное выражение, чем в предыдущей задаче, поскольку в нем последовательно учитывается путь волны, излученной облучателем и переотраженной обоими зеркалами обратно в него (рис. 3):

$$\begin{aligned} R_1 = & \frac{a(1 + e \cos \psi + e^2)}{1 + e \cos \psi} + \frac{2F}{1 + \cos \psi} - \frac{a(e^2 - 1)}{1 + e \cos \psi} + 2L - \\ & - \frac{F(1 - \cos \psi)}{1 + e \cos \psi} + c + \frac{[(1 + \cos \psi)^2 a^2 (e^2 - 1) + 4F^2 \sin^2 \psi]^{1/2}}{\sqrt{e^2 - 1} (1 + \cos \psi)}, \quad (10) \\ \rho'_1 = & \frac{a(1 + 2e \cos \psi' + e^2)}{1 + e \cos \psi'}, \\ \psi' = & \operatorname{arctg} \frac{2F \sin \psi}{c - [(1 + \cos \psi)^2 a^2 + 4F^2 \sin^2 \psi]^{1/2}}. \end{aligned}$$

L — «вынос» облучателя из вершины параболического зеркала, F — фокусное расстояние, $\alpha_1 = \frac{2\pi(\rho_1 + R_1)}{\lambda}$.

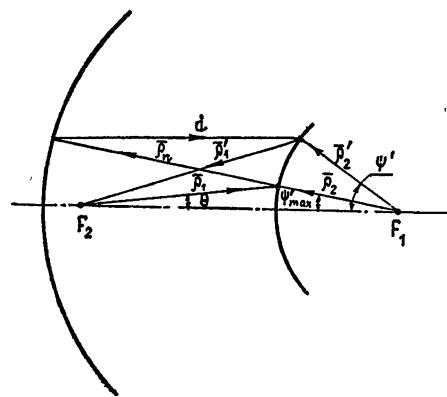


Рис. 3. Ход лучей для определения $\Gamma_s(f)$.

Подставляя выражения (9), (10) и значения ρ_n , s , n , преобразовывая и интегрируя по φ выражение (5), получим отраженное малым зеркалом поле в точке фазового центра облучателя:

$$\begin{aligned} E_x(\rho) = & \frac{i2a^2(e^2 - 1)^2}{\lambda} \int_0^{\psi'_\text{max}} (E_\theta - E_\varphi) \times \\ & \times \frac{\sin \psi \exp(ik\alpha_1) d\psi}{R_1(1 + e \cos \psi)(1 + 2e \cos \psi + e^2)^{1/2}}, \quad (11) \\ E_y(\rho) = & - \frac{i2a^2(e^2 - 1)^2}{\lambda} \int_0^{\psi'_\text{max}} (E_\theta + E_\varphi) \times \end{aligned}$$

$$\times \frac{\sin \psi \exp(ik\alpha_1) d\psi}{(1+e \cos \varphi)(1+2e \cos \psi + e^2)^{1/2}}.$$

Угол ψ'_{\max} представляет собой угол экранировки раскрыва большого зеркала малым (рис. 3) и для больших антенн радиотелескопов составляет

$$\psi'_{\max} \approx \left(\frac{1}{10} \div \frac{1}{20} \right) \psi_{\max}. \quad (12)$$

В этом угле можно считать, что $E_\varphi = \bar{E}_\theta = 1$. Тогда $E_x(\rho) = 0$ и выражение $E_y(\rho)$ примет вид

$$E_y(\rho) = \frac{4a^2(e^2 - 1)^2}{\lambda} \int_0^{\psi'_{\max}} \frac{\sin \psi \exp(ik\alpha_1)}{R_1(1+e \cos \psi)(1+2e \cos \psi + e^2)^{1/2}} d\psi. \quad (13)$$

Коэффициент отражения в этом случае

$$G_3(f) = \frac{E_y(\rho)}{E_{\text{пад}}} \exp(ik\psi_3). \quad (14)$$

3. МАЛОЕ ЗЕРКАЛО ОТРАЖАЕТ СФЕРИЧЕСКУЮ ВОЛНУ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ

Определим величину отраженного поля от узла крепления тяг, поддерживающих малое зеркало. Величина отраженной непосредственно тягами волны, попадающая обратно в облучатель, мала и ею можно пренебречь. В ряде случаев узел крепления тяг находится вблизи первичного фокуса и представляет собой усеченную пирамиду, грани которой закрыты металлическими листами, а размеры ее иногда превышают диаметр малого зеркала [7]. Поскольку основание крепежного узла перпендикулярно лучам, отраженным от параболического зеркала, то эти лучи отражает обратно в облучатель и тем самым вносит значи-

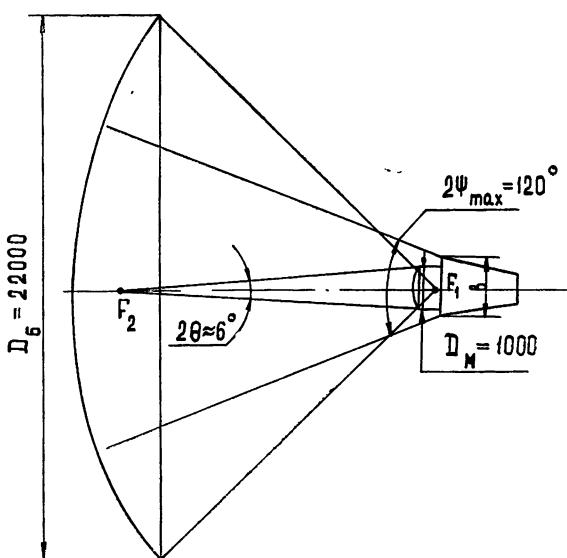


Рис. 4. Геометрия и размеры антенны РТ-22 ФИАН ($F_1=9525$, $F_2=100$).

тельный вклад в отраженный сигнал. Проведем оценку величины этого сигнала в зависимости от размеров узла крепления.

Введем эквивалентный радиус поверхности отражения $r_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{ab}{\pi}}$, a, b — размеры отражающей поверхности (рис. 4). Коэффициент отражения от узла крепления

$$\Gamma_4(f) = A_3 \left[\frac{\left(\frac{\sin \psi_{\text{экв}}}{1 + e \cos \psi_{\text{экв}}} \right)^2 - \left(\frac{\sin \psi_3}{1 + e \cos \psi_3} \right)^2}{\left(\frac{\sin \psi_{\text{макс}}}{1 + e \cos \psi_{\text{макс}}} \right)^2} \right]^{1/2}, \quad (15)$$

где A_3 — коэффициент, учитывающий рассеяние на зеркалах, $\psi_{\text{экв}}, \psi_3, \psi_{\text{макс}}$ — углы, соответствующие отраженным лучам от края крепежного узла, от края малого зеркала, и максимальный угол раскрытия антенны. В выражении

$$\frac{e^{i\alpha_3}}{R_3} \alpha_3 = \frac{4\pi}{\lambda} R_3, \quad R_3 = 3(c + a) +$$

$+ 2L + b$, L — «вынос» облучателя из вершины параболического зеркала, b — расстояние от первичной фокальной плоскости до отражающей поверхности крепежного узла.

На рис. 5 показана зависимость $\Gamma_4(f)$ от относительного размера отражающей поверхности $\frac{r_{\text{экв}}}{r_{\text{макс}}}$, где $r_{\text{макс}}$ — максимальный радиус малого зеркала.

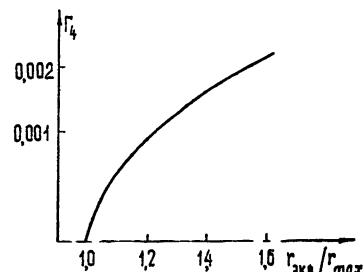


Рис. 5.

4. КОЛИЧЕСТВЕННАЯ ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ ДВУХЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ РТ-22 ФИАН

Чтобы оценить вклад коэффициентов отражения $\Gamma_2(f) — \Gamma_4(f)$ от зеркал и конструкции в величину интерференционного сигнала, проведен их расчет применительно к конкретной антенне радиотелескопа РТ-22 ФИАН в диапазоне волны $\lambda = 8 \text{ мм}$. Геометрия антенны показана на рис. 4. Расчет коэффициентов $\Gamma_2(f) — \Gamma_4(f)$ проводился по формулам (8), (14), (15) на ЭВМ, и были получены следующие значения $\Gamma_2(f) — \Gamma_4(f)$ на фиксированной частоте: $\Gamma_2 = 0,0003166 e^{-j67^\circ}$, $\Gamma_3 = 0,000008356 e^{j36^\circ}$, $\Gamma_4 = 0,002384 e^{j219^\circ}$. В полосе частот спектр-анализатора (16 МГц) амплитуды коэффициентов практически сохраняют свою величину, в то время, как фаза претерпевает резкие изменения.

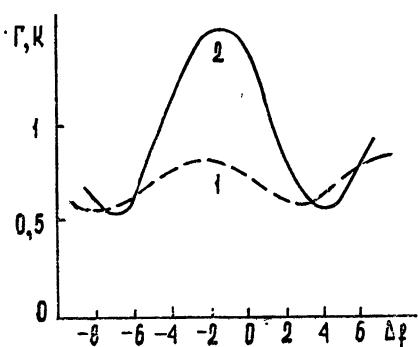


Рис. 6. Интерференционная картина поля в полосе частот радиоспектрометра:
а) 1 — расчетная зависимость суммарного коэффициента отражения, б) 2 — экспериментальная зависимость, полученная на входе радиоспектрометра (с учетом отражений в тракте).

Интерференционная картина поля, полученная по формуле (1) при $T_n = 300$ К, показана на рис. 6, на котором для сравнения приведены экспериментальные данные (2). Как видно из рисунка, имеет место достаточно хорошее совпадение. Полученные результаты подтверждают, что наблюдаемые «паразитные» эффекты действительно могут быть объяснены, в частности, интерференцией шумового сигнала, обусловленной переотражением его элементами антенны радиотелескопа.

Способы уменьшения коэффициентов отражения. Как показало проведенное исследование, основной вклад в суммарный коэффициент отражения вносят коэффициенты отражения от малого зеркала $\Gamma_2(f)$ и от элементов конструкции $\Gamma_4(f)$. При этом коэффициент $\Gamma_2(f)$ увеличивается с ростом эксцентриситета e малого зеркала и обуславливается, в основном, увеличением его радиуса кривизны. В пределе плоское малое зеркало имеет максимальный коэффициент отражения при прочих равных условиях (одинаковых углах облучения и диаметре раскрытия). Это обстоятельство следует учитывать при создании новых двухзеркальных антенн радиотелескопов.

Кроме того, некоторое уменьшение $\Gamma_2(f)$ можно получить рассеянием поля вблизи вершины малого зеркала. Для этого необходимо изменить профиль зеркала так, чтобы отраженная от него волна прошла мимо облучателей. Это возможно, если установить в вершине зеркала насадку. Диаметр насадки определяется радиусом кривизны и диаметром малого зеркала и лежит в пределах $r_n = 0,15 \div 0,3 r_m$. Профиль насадки может быть рассчитан методами геометрической оптики. Таким способом была рассчитана насадка к гиперболическому зеркалу антенны РТ-22 ФИАН, которая, сохраняя параметры двухзеркальной антенны, позволила снизить коэффициент отражения $\Gamma_2(f)$ до величины 0,00007.

Уменьшение коэффициента отражения $\Gamma_4(f)$ от узла крепления может быть достигнуто путем использования специальных рассеивающих плоскостей, устанавливаемых под углом к падающему от параболического зеркала полю, и отражающих его в пределах параболического зеркала. Этим способом можно уменьшить $\Gamma_4(f)$ примерно на два порядка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Р. Л. Сороченко, Диссертация, М., ФИАН СССР, 1970.
2. R. D. Davis, *Astroph. J.*, **163**, 429 (1971).
3. В. С. Троцкий, *ЖТФ*, **25**, 1426 (1955).
4. М. Борн, Э. Вольф, *Основы оптики*, изд. Наука, М., 1970.
5. Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парицкий, *Радиотелескопы и радиометры*, изд. Наука, М., 1973.
6. Л. Д. Бахрак, Диссертация, М., 1958.
7. А. Е. Саломонович, П. Д. Калачев, *Труды ФИАН СССР*, М., 1962.

Физический институт им. П. Н. Лебедева
АН СССР

FACTORS AFFECTING NOISE INTERFERENCE IN A MULTI-CHANNEL ANTENNA OF A RADIO TELESCOPE

L. D. Bakhrakh, M. I. Grigor'eva, R. L. Sorochenko

Expressions are obtained for the reflection coefficient of a signal sent by a radiating element and re-reflected by the radio telescope antenna elements. It is shown that spurious effects observed in spectral investigations by the radio telescope RT-22 may be due to the noise interference caused by the given re-reflection. Recommendations are given to decrease the re-reflection.

УДК 621.396.628 : 523.164

РЕЗУЛЬТАТЫ ЮСТИРОВКИ Т-ОБРАЗНОГО ВАРИАНТА РАДИОТЕЛЕСКОПА ДКР-1000

С. Н. Иванов, Ю. П. Илясов, В. Т. Солодков, В. Я. Щербинин

Приводятся результаты юстировки *T*-образного варианта радиотелескопа ДКР-1000 ФИАН, образованного подвижной антенной «восток—запад» и северной частью неподвижной антенны ДКР-1000. Рассматриваются методические вопросы, связанные с определением полной измеряемой мощности при использовании калибровки по входам одной из секций каждой из антенн. Приводится оценка точности измерений, ошибок наведения и определена чувствительность радиотелескопа ДКР-1000.

Радиотелескоп ДКР-1000 ФИАН состоит из двух взаимно перпендикулярных антенн, одна из которых ориентирована в направлении восток—запад [1, 2]. Вторая антenna ориентирована в направлении север—юг и имеет электрическое управление диаграммой направленности по углу места [3]. На рис. 1 приведена блок-схема приемно-

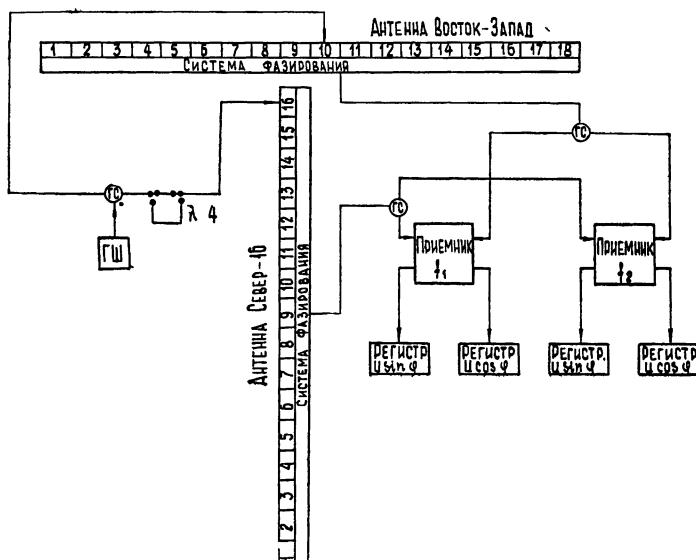


Рис. 1.

регистрирующей системы радиотелескопа. Юстировка проводилась с использованием двухканальной приемной аппаратуры корреляционного типа. Одновременные измерения в двух каналах, разнесенных по частоте, обеспечивали прием с двух смежных направлений по склонению [4]. Результаты юстировки получены для сектора зенитных углов от 0 до 43°. В диапазоне частот 100—110 МГц обеспечена работа с антенными усилителями [5]. Ниже будут рассмотрены вопросы, связанные

с особенностями измерения полной мощности принимаемого сигнала, а также приведены основные характеристики T -образного варианта радиотелескопа ДКР-1000.

При изменении направления приема и при смене частоты возникают большие трудности в определении разности фаз между сигналами, поступающими от антенн, образующих радиотелескоп. Для устранения этих трудностей при юстировке ДКР-1000 применена синус-косинусная обработка сигнала [6]. Идентичность секций, составляющих антенные радиотелескопа, позволила применить технически простой способ калибровки, при котором сигнал от шумового генератора подается на вход только одной секции каждой из антенн. Упрощение системы калибровки и необходимость определения полной мощности сигнала по результатам измерения синусной и косинусной компонент потребовали решения ряда методических вопросов, определяющих процедуру обработки сигнала и оценку точности результатов.

Определение полной мощности сигнала проводится сравнением измеряемой величины с мощностью калибровочного сигнала, поступающего одновременно в синусный и косинусный каналы коррелятора. Коэффициенты усиления каналов могут отличаться друг от друга. Кроме того, в диапазоне частот фазовые характеристики калибровочных трактов точно неизвестны. Поэтому калибровку необходимо проводить дважды: сначала сигнал поступает непосредственно в схему калибровки, а затем он подается, когда в один из калибровочных трактов вводится сдвиг фаз в 90° . Сумма двух отклонений регистратора, пропорциональная полной мощности калибровочного сигнала, на выходе синусного канала в относительных единицах равна

$$P_k \sim \sqrt{B_{\sin}^2(0) + B_{\sin}^2(\lambda/4)}, \quad (1)$$

где $B_{\sin}(0)$ — отклонение регистратора при нулевом фазовом сдвиге между двумя калибровочными трактами, $B_{\sin}(\lambda/4)$ — отклонение регистратора при сдвиге в 90° . В косинусном канале для тех же режимов калибровки

$$P_k \sim \sqrt{B_{\cos}^2(0) + B_{\cos}^2(\lambda/4)}. \quad (2)$$

Тогда отнесенная к мощности калибровочного сдвига полная измеренная мощность записывается в виде

$$\frac{P_u}{P_k} \sqrt{\sin^2(\varphi + \psi) + \cos^2 \varphi} = \left[\frac{B_{u \sin}^2}{B_{\sin}^2(0) + B_{\sin}^2(\lambda/4)} + \frac{B_{u \cos}^2}{B_{\cos}^2(0) + B_{\cos}^2(\lambda/4)} \right]^{1/2}, \quad (3)$$

где $B_{u \sin}$ и $B_{u \cos}$ — отклонения регистратора от сигнала в синусном и косинусном каналах приемника соответственно.

Выражение (3) обеспечивает приведение коэффициентов усиления синусного и косинусного каналов к одному значению. Рассмотрим, каким образом полная измеряемая мощность выражается через известное значение калибровочного сигнала.

Предположим, что амплитудное распределение по элементам антенны известно. Тогда коэффициент передачи от входа усилителя каждого элемента решетки до приемника может быть представлен в виде

$$(k_y \eta)_i = \overline{(k_y \eta)} a_i, \quad (4)$$

где $k_y i$ — коэффициент усиления антенного усилителя в i -м элементе решетки, η_i — КПД магистрального фидерного тракта i -го элемента.

Считая устройство, суммирующее сигналы от всех элементов антенны, взаимным и согласованным, можно написать для полной мощности сигнала на входе корреляционного приемника от антенны «восток—запад»:

$$P_1 = \frac{SA_1(\bar{k}_y \eta)_1}{2N_1} \left\{ \sum_{i=1}^{N_1} \sqrt{a_i} \right\}^2, \quad (5)$$

где S — плотность потока радиоизлучения, A_1 — эффективная площадь элемента антенны, определяемая на входе усилителя, N_1 — количество элементов в антенне.

Полная мощность сигнала на входе корреляционного приемника от антенны север—юг равна

$$P_2 = \frac{SA_2(\bar{k}_y \eta)_2}{2N_2} \left\{ \sum_{j=1}^{N_2} \sqrt{a_j \exp[-2\beta l_3(j-1)]} \right\}^2, \quad (6)$$

где β — затухание на единицу длины линии задержки, l_3 — величина вводимой задержки между смежными элементами, A_2 — эффективная площадь элемента антенны, определяемая на входе усилителя, N_2 — количество элементов в антенне. Экспоненциальный множитель в выражении (6) учитывает наличие экспоненциального амплитудного распределения по решетке, вызванного потерями в линиях задержки при фазировании решетки в заданное направление [7].

Как известно [6], на выходе корреляционного приемника полная мощность с учетом (5) и (6) равна

$$P_u = S \left[\frac{A_1 A_2 (\bar{k}_y \eta)_1 (\bar{k}_y \eta)_2}{N_1 N_2} \right]^{1/2} \left\{ \sum_{i=1}^{N_1} \sqrt{a_i} \right\} \left\{ \sum_{j=1}^{N_2} \sqrt{a_j \exp[-2\beta l_3(j-1)]} \right\}. \quad (7)$$

При подаче калибровочного сигнала в секцию с номером k антенны «восток—запад» по схеме рис. 1 полная мощность шумового генератора на входе корреляционного приемника записывается следующим образом:

$$P_{k1} = \frac{P_{ш. г}}{2N_1} (\bar{k}_y \eta)_1 \eta_1 a_k, \quad (8)$$

где η_1 — КПД калибровочного тракта от шумового генератора до входа антенного усилителя калибровочной секции антенны «восток—запад».

Полная мощность калибровочного сигнала на входе корреляционного приемника, поданного на вход усилителя калибровочной секции антенны «север» с номером m , равна

$$P_{k2} = \frac{P'_{ш. г}}{2N_2} (\bar{k}_y \eta)_2 \eta_2 \eta_3 a_m, \quad (9)$$

где η_2 — КПД калибровочного тракта антенны «север», $\eta_3 = \exp[-2\beta l_3(m-1)]$ — затухание калибровочного сигнала в линии задержки с номером m при фазировании в требуемое направление.

Тогда из (8) и (9) получим полное значение калибровочного сигнала на выходе корреляционного приемника

$$P_k = P_{ш. г} \left[\frac{(\bar{k}_y \eta)_1 (\bar{k}_y \eta)_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3 a_k a_m}{N_1 N_2} \right]^{1/2}. \quad (10)$$

Из равенства полной измеренной мощности (7) и полной мощности

калибровочного сигнала (10) с учетом (3) получим выражение, связывающее измеряемые значения плотности потока или полной эффективной площади крестообразного радиотелескопа с величиной калибровочного сигнала:

$$SA_{\text{эфф}} = \frac{2 P_{\text{ш. г}} [N_1 N_2 \eta_1 \eta_2 \eta_3 a_k a_m]^{1/2}}{\left\{ \sum_{i=1}^{N_1} \sqrt{a_i} \right\} \left\{ \sum_{j=1}^{N_2} \sqrt{a_j} \exp [-2\beta l_3(j-1)] \right\}} \times \\ \times \left[\frac{B_{\text{и sin}}^2}{B_{\text{sin}(0)}^2 + B_{\text{sin}(\lambda/4)}^2} + \frac{B_{\text{и cos}}^2}{B_{\text{cos}(0)}^2 + B_{\text{cos}(\lambda/4)}^2} \right]^{1/2}, \quad (11)$$

где $A_{\text{эфф}} = 2 \sqrt{N_1 A_1 N_2 A_2}$ — полная эффективная площадь радиотелескопа, определяемая по входам усилителей.

Учитывая, что амплитудное распределение нормировано к среднему значению коэффициента передачи ($\bar{k}_y \eta$), можно показать, что $\sum_{i=1}^{N_1} \sqrt{a_i} \approx \approx N_1$, а $\sum_{j=1}^{N_2} \sqrt{a_j} \exp [-2\beta l_3(j-1)] \approx N_2 g(\tau)$, где $g(\tau) = \frac{1}{N_2^2} \times \times \left[\frac{1 - \exp (-N_2 \beta l_3)}{1 - \exp (-\beta l_3)} \right]^2$ — относительное снижение усиления антенной решетки север—юг, связанное с потерями в системе фазирования [7]. Тогда выражение (11) можно записать в виде

$$SA_{\text{эфф}} = \frac{2 P_{\text{ш. г}} \sqrt{\eta_1 \eta_2 \eta_3 a_k a_m}}{\sqrt{N_1 N_2 g(\tau)}} \left[\frac{B_{\text{и sin}}^2}{B_{\text{sin}(0)}^2 + B_{\text{sin}(\lambda/4)}^2} + \frac{B_{\text{и cos}}^2}{B_{\text{cos}(0)}^2 + B_{\text{cos}(\lambda/4)}^2} \right]^{1/2} \quad (12)$$

Как видно из (12), точность измерения полной мощности определяется стабильностью коэффициентов передачи калибровочных секций. Эксплуатация крестообразного радиотелескопа показала, что нестабильность коэффициентов передачи не превышает $\pm 5\%$. Источником значительных ошибок измерения является отличие фазового сдвига от 90° между синусными и косинусными каналами приемника. Из выражения (3) видно, что при расфазировке между каналами на ψ ошибка в определении полной измеряемой мощности равна

$$\delta = 1 - \sqrt{\cos^2 \varphi + \sin^2(\varphi + \psi)}. \quad (13)$$

При работе в диапазоне частот и углов разность фаз φ может принимать любые значения. На рис. 2 приведена зависимость ошибок измерения полной мощности от φ для некоторых значений параметра ψ ($1-\psi=0^\circ, 2-\psi=8^\circ, 3-\psi=15^\circ, 4-\psi=25^\circ$) в пределах от 0 до 25° . Для того, чтобы получить точность измерения равной $\pm 10\%$, отклонения фазовой характеристики от 90° не должны превышать 10° .

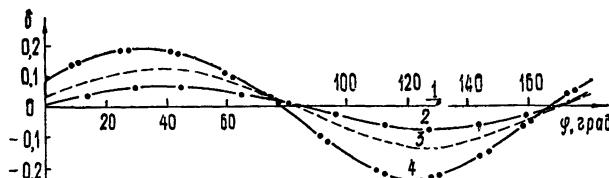


Рис. 2.

На рис. 3 приведены рабочие характеристики синусного и косинусного каналов корреляционного приемника, используемого на ДКР-1000. Из сравнения с рис. 2 видно, что расфазировка между каналами ϕ составляет $8-10^\circ$ по порядку величины, что обеспечивает точность измерения полной мощности в пределах $\pm 10\%$.

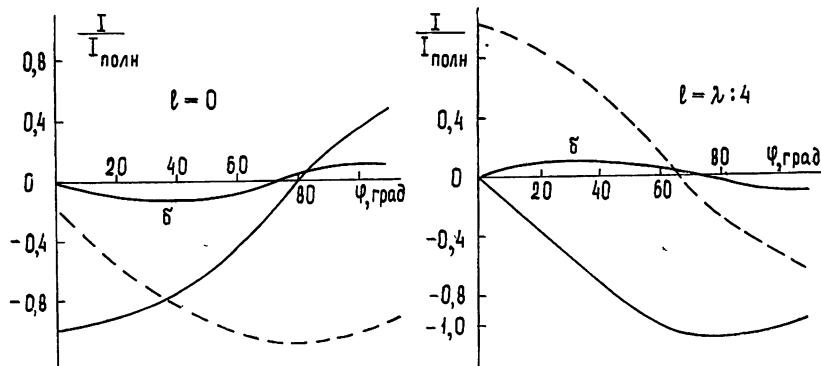


Рис. 3.

В результате юстировки T -образного варианта ДКР-1000 установлено, что точность наведения его карандашной диаграммы направленности в заданное положение по склонению не хуже, чем 1 угл. мин, а форма диаграммы соответствует расчетной. На рис. 4 приведены

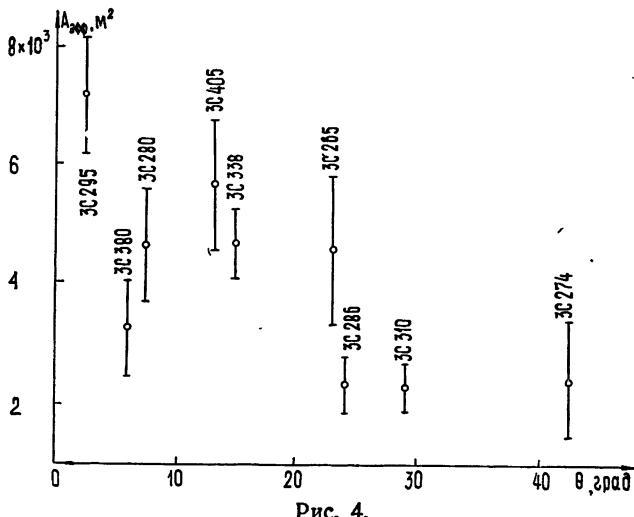


Рис. 4.

результаты измерений эффективной площади T -образного варианта ДКР-1000 в зависимости от угла места в диапазоне частот 100—110 МГц. При измерениях использовались приведенные выше методика калибровки и процедура обработки сигнала. Было проведено 15 циклов измерений по 9 опорным радиоисточникам. Точкими показаны усредненные по циклам значения эффективных площадей, а пределы измеренных значений ограничены вертикальной чертой. Видно, что точность измерений соответствует тем оценкам, которые были приведены выше. Плавное изменение эффективной площади с углом места обусловлено формой диаграммы направленности несканируемого элемента антенной

решетки «север» в плоскости меридиана, а осциллирующий характер зависимости определяется влиянием взаимных связей в антенной решетке [8].

На рис. 5 в качестве иллюстрации метода приведено распределение радиояркости участка неба размером в 1 квадратный градус, полученное одновременно для трех сечений диаграммы направленности T -образного радиотелескопа по склонению.

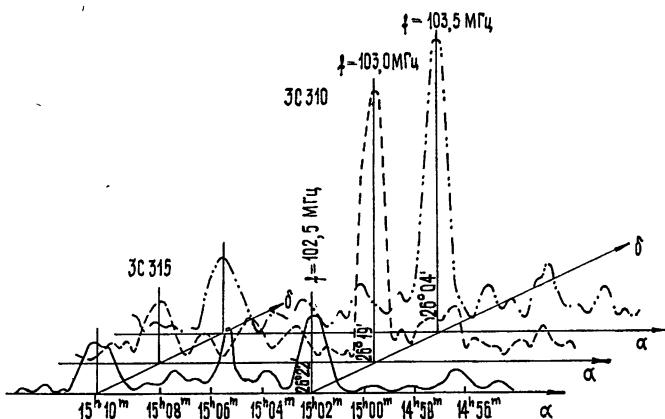


Рис. 5.

На рис. 6 приведена угловая зависимость предельной чувствительности T -образного варианта ДКР-1000. Она показывает, что ДКР-1000 обеспечивает возможность исследования радиоисточников и проведение обзоров в диапазоне частот 100—110 МГц с карандашной диаграммой направленности $11' \times 24'/\cos \theta$, где θ — зенитное расстояние, с чувствительностью (при пятикратном отношении сигнала к шуму) 5—10 единиц потока при приеме в полосе частот 500 кГц и постоянной времени 1,5 с. Для полного крестообразного радиотелескопа следует ожидать увеличения чувствительности до 3,5—7 единиц потока при диаграмме $11' \times 12'/\cos \theta$.

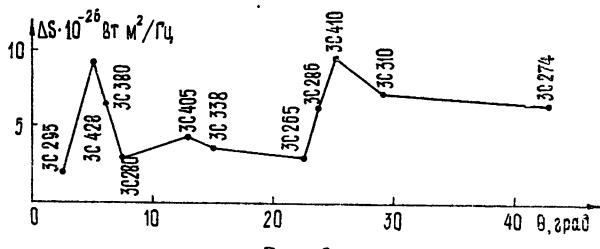


Рис. 6.

В заключение следует отметить, что рассмотренный способ калибровки может использоваться для любых многоэлементных интерферометров, а процедура обработки сигналов синусного и косинусного каналов для получения полной мощности позволяет снизить требования на идентичность изготовления синусных и косинусных каналов приемника многострочного обзора.

Авторы выражают благодарность А. Н. Маринину и В. Н. Оранскому за большую работу по подготовке и проведению экспериментальных работ.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. В. Виткевич, Труды ФИАН, 17, 3 (1962).
2. Ю. П. Илясов, Труды ФИАН, 47, 173 (1965).
3. С. Н. Иванов, Ю. П. Илясов, А. Н. Иванов, В. Т. Солодков, В. Я. Щербинин, Труды ФИАН, 62, 98 (1972).
4. Ю. П. Илясов, С. Н. Иванов, Труды ФИАН, 38, 15 (1967).
5. И. А. Алексеев, Тезисы докладов, II Всесоюзная школа-семинар по радио-приемным устройствам СВЧ, Ереван, 1974, стр 114.
6. У. Христиансен, И. Хекбом, Радиотелескопы, изд. Мир, М., 1972.
7. Р. Д. Дагкесаманский, С. Н. Иванов, Ю. П. Илясов, Труды ФИАН, 38, 29 (1967).
8. С. Н. Иванов, Ю. П. Илясов, В. Т. Солодков, В. Я. Щербинин, сб. Антенны (в печати).

Физический институт им. П. Н. Лебедева
АН СССР

THE RESULTS OF ALIGNMENT OF T-SHAPED RADIO TELESCOPE
DKR-1000

S. N. Ivanov, Yu. P. Ilyasov, V. T. Solodkov, V. Ya. Shcherbinin

The results of alignment of *T*-shaped radio telescope DKR-1000 FIAN formed by a movable "east-west" antenna and the north part of the immovable antenna DKR-1000 are presented. The methodological problems connected with a determination of the total measurable power when calibrated at the input of one the sections of each of antennas are considered. The measurement accuracy and homing errors are estimated. The radio telescope sensitivity is determined.

УДК 621.396.628 : 523.164

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ИЗМЕРЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ ЦЕНТРА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ СОЛНЦА ПРИ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ЮСТИРОВКЕ АНТЕНН

С. И. Арбузов, И. Ф. Белов, В. М. Фридман

Предложен метод измерения смещения центра радиоизлучения Солнца, основанный на создании в антenne двух диаграмм направленности с различными пространственно-частотными характеристиками и обработке соответствующих записей путем сравнения сигналов, получаемых с помощью указанных диаграмм направленности. Установлены пределы применения метода для антенн с соотношением $D/\lambda < 100$. Результаты измерений смещений центра радиоизлучения Солнца предложенным методом на $\lambda = 3,4 \text{ см}$ находятся в удовлетворительном согласии с величинами смещений ЦРС, полученными из распределений радиояркости по диску Солнца с высоким угловым разрешением.

В последнее время широко применяется юстировка антенн по космическим источникам радиоизлучения [1]. Наиболее часто юстировка производится по Солнцу, поскольку интенсивность его радиоизлучения намного превышает интенсивность других известных источников. Точность юстировки антенн на современном этапе такова, что требует учета несовпадения направлений на геометрический центр Солнца и на его центр радиоизлучения.

Известные автономные методы измерения смещения центра радиоизлучения Солнца ЦРС* требуют для своего осуществления либо специальной кинематики поворотного устройства антены [2], либо продолжительного, в течение нескольких часов, проведения измерений [3]. Описан метод [4] измерения смещения ЦРС относительно опорной длины волны ($\lambda \leq 1 \text{ см}$), смещение на которой предполагалось малым. Последнее, как показали дальнейшие исследования [5, 6], не всегда соответствует действительности. Кроме того, при подобном методе необходимо конструктивное усложнение антенных систем.

Известно, что существует широкий класс антенных систем, в которых определение равносигнального направления осуществляется моноимпульсным методом, таким образом, в антenne создается пара диаграмм направленности с различными пространственно-частотными характеристиками. Мы рассмотрим, как для таких антенн при проведении юстировки можно осуществить учет смещения ЦРС относительно геометрического центра Солнца. Диаграмму направленности по мощности, получаемую при синфазном распределении поля в раскрыве, будем называть суммарной $f_+(U)$, а при противофазном распределении — разностной $f_-(U)$, где $U = \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta$ (рис. 1 — пунктирные линии).

* Мы не упоминаем здесь методов, основанных на использовании антенн достаточно больших размеров ($D/\lambda > 400$).

Эти же диаграммы направленности, снятые по Солнцу, обозначим $f_+^*(U)$ и $f_-^*(U)^*$ (сплошные линии).

Предлагаемая методика измерения смещения ЦРС заключается в следующем. Антенна выставляется в упрежденную точку по ходу движения Солнца по одной координате при сопровождении его по другой координате (аналогично осуществляется измерение смещения ЦРС и по второй координате). Производится переключение приема сигналов с суммарной и разностной диаграммами направленности антенны с частотой Ω , осуществляется радиометрический прием сигналов. На рис. 2 приведена типичная форма записи температуры антенны ($D=2$ м, $\lambda = 2$ см ($D/\lambda = 100$)) при прохождении Солнца через диаграммы направленности при применении изложенной методики. При отсутствии смещения ЦРС кривая записи должна быть симметричной. Наблюдаемая на рис. 2 асимметрия записи связана с наличием смещения ЦРС. Путем обработки записи типа приведенной на рис. 2 можно определить величину смещения ЦРС.

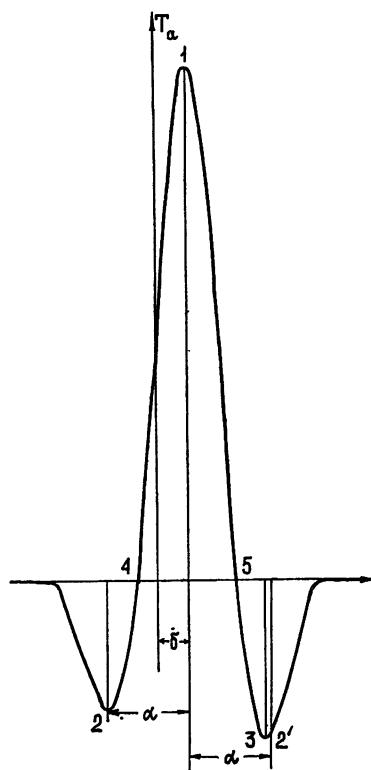
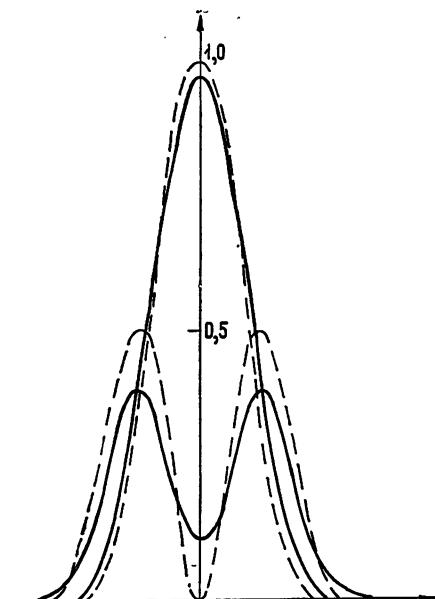


Рис. 1.

Рис. 2.

Рис. 1. Вид суммарных и разностных диаграмм направленности антенны.
Рис. 2. Вид записи изменения температуры антенны от прохождения Солнца при сравнении по мощности сигналов, принимаемых по суммарной и разностной диаграммам направленности.

Запишем температуру антенны при прохождении Солнца через неподвижные диаграммы направленности, разделяя его излучение на

* Диаграммы направленности записаны для системы координат с началом в геометрическом центре Солнца; $f_+(U)$, $f_-(U)$, $f_+^*(U)$ и $f_-^*(U)$ являются по существу откликами антенны как фильтра пространственных частот на прохождение точечного и протяженного источников.

составляющие — излучение «спокойного» Солнца (диск равномерной яркости) и излучение локальных источников на нем.

Для одномерного случая

$$T_{a_+}(U) = \frac{1}{2k} F_c S_+ f_+^*(U) + \frac{1}{2k} S_+ \sum_{i=1}^N F_i f_+(U + \theta_i); \quad (1)$$

$$T_{a_-}(U) = \frac{1}{2k} F_c S_- f_-^*(U) + \frac{1}{2k} S_- \sum_{i=1}^N F_i f_-(U + \theta_i), \quad (2)$$

где F_c — поток радиоизлучения «спокойного» Солнца, k — постоянная Больцмана, S_+ , S_- — эффективные поверхности антенн при синфазном и противофазном распределении полей по раскрыву, F_i — поток радиоизлучения i -го локального источника, $\theta_i = \frac{\pi D}{\lambda} r_i$, r_i — координата i -го локального источника, N — число локальных источников на Солнце.

Для любой из точек записи типа представленной на рис. 2 приращение температуры антенны на выходе приемника при сравнении сигналов, получаемых по суммарной и разностной диаграммам направленности, можно записать в виде

$$T_{a_{\theta_n}}(U) = T_{a_+}(U) - T_{a_-}(U) = \frac{F_c S_+}{2k} \left[F^*(U) + \sum_{i=1}^N \frac{F_i}{F_c} F(U + \theta_i) \right], \quad (3)$$

где введены следующие обозначения:

$$F^*(U) = f_+^*(U) - \frac{S_-}{S_+} f_-^*(U),$$

$$F(U + \theta_i) = f_+(U + \theta_i) - \frac{S_-}{S_+} f_-(U + \theta_i).$$

Здесь $U = \frac{\pi D}{\lambda} (r_{1n} + \delta)$, r_{1n} — угловое расстояние на записи от точки 1 до точки n , δ — угловое расстояние между геометрическим центром Солнца и положительным максимумом записи (точка 1). Для нахождения δ целесообразно использовать температуры антennы в экстремальных точках 1, 2, 3 записи (рис. 2), либо в точках 4, 5, где температура антennы равна нулю. Тогда систему (3) можно дополнить условием экстремальности антеннной температуры в точках 1, 2, 3:

$$T'_{a_{\theta_n}}(U) = 0. \quad (4)$$

Проведем разложение выражений для диаграмм направленности $F^*(U)$ и $F(U)$ в ряд Тейлора по параметрам δ и $(\delta - r_i)$ соответственно. Для определения смещения ЦРС необходимо решить полученную систему уравнений относительно $\frac{F_c S_+}{2k}$, δ , $\sum_{i=1}^N \frac{F_i}{F_c}$ и $\sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=1}^N \frac{F_i}{F_c} (\delta - r_i)^k$.

Полагая, что диаграммы направленности $F^*(U)$ и $F(U)$ известны достаточно точно, для получения решения с заданной точностью можно ограничиться конечным числом членов $\sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=1}^N \frac{F_i}{F_c} (\delta_i - r_i)^k$, тогда и в системе уравнений можно выбрать конечное число уравнений.

Ограничившись первым членом суммы $\sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=1}^N \frac{F_i}{F_c} (\delta - r_i)^k$ для $r_{11}=0$, $r_{12}=-\alpha$, $r_{12'}=\alpha$, получим следующее решение системы уравнений (3), (4):

$$\delta = \left\{ n_- \left[F^*(0) F \left(\frac{\pi D}{\lambda} \alpha \right) - F^* \left(\frac{\pi D}{\lambda} \alpha \right) F(0) \right] \right\} \left\{ \left[F^{**}(\pi D/\lambda \alpha) - \right. \right. \\ \left. \left. - F'(\pi D/\lambda \alpha) \frac{F''(0)}{F'(0)} \right] [2F(\pi D/\lambda \alpha) - n_+ F(0)] \right\}^{-1} \frac{\lambda}{\pi D}, \quad (5)$$

где $n_+ = \frac{T_{a_{p_2}} + T_{a_{p_3}}}{T_{a_{p_1}}}$, $n_- = \frac{T_{a_{p_4}} - T_{a_{p_3}}}{T_{a_{p_1}}}$.

Таким образом, для определения δ с использованием введенного соотношения необходимо из записи прохождения Солнца взять величины α , n_- и n_+ .

При использовании системы из четырех уравнений для нахождения δ возможно некоторое повышение точности измерений, поскольку мы можем для нахождения δ использовать, как минимум, четыре независимые системы уравнений для точек записи 2, 3, 4, 5. Это позволяет, в принципе, уменьшить ошибку определения δ , связанную с шумовым характером записи в $\sqrt{4} = 2$ раза.

По формуле (5) проведено вычисление δ для $D/\lambda = 100$. При расчетах величина $\gamma_i = F_i/F_c$ бралась равной 0,25; 0,5; 0,75; 1,0. Положение источника на диске Солнца задавалось в точках $r_i = 0; 5; 10; 15$ угл. мин. Результаты расчета приведены на рис. 3 (крестиками). Для сравнения приводится формула для смещения ЦРС в зависимости от интенсивности локального источника (вычисленные по этой формуле данные приводятся на том же рисунке):

$$\delta' = \frac{\gamma_i f_+ \left(\frac{\pi D}{\lambda} r_i \right) r_i}{f_+^*(0) + \gamma_i f_+ \left(\frac{\pi D}{\lambda} r_i \right) - \gamma_i f'_+ \left(\frac{\pi D}{\lambda} r_i \right) r_i}. \quad (6)$$

Формула (6) получена для суммарной диаграммы направленности $f_+(U)$ из условия равенства моментов, создаваемых излучением Солнца и локального источника:

$$f_+^* \left(\frac{\pi D}{\lambda} \delta' \right) \delta' = \gamma_i f_+ \left[\frac{\pi D}{\lambda} (r_i - \delta') \right] (r_i - \delta).$$

Как видно из рис. 3, величина δ , полученная при использовании предлагаемой методики, совпадает с точностью не хуже 0,5 угл. мин с величиной смещения ЦРС δ' .

Таким образом, мы оценили точности измерения смещения ЦРС при использовании антенны с соотношением $D/\lambda = 100$. Сделанные при расчете предположения будут выполняться с большей точностью при уменьшении размеров антенны. Однако при этом уменьшается величина сигнала от Солнца и, соответственно, величина сигналов, характеризующих смещение ЦРС. Поэтому предел снизу на соотношение D/λ при использовании данной методики определения смещения ЦРС будет определяться с одной стороны условием сравнимости размеров диаграммы направленности и диска Солнца и с другой стороны чувствительностью приемной аппаратуры.

Экспериментальная проверка предлагаемого метода была осуществлена в марте 1972 г. на установке с $D = 2$ м на $\lambda = 3,4$ см (соотношение $D/\lambda = 60$) с приемником, имеющим на входе параметрический

усилитель ($\Delta T = 0,15$ К при $\tau = 1$ с). Для создания суммарной и разностной диаграмм использовались 2 рупора и 3-декильтный мост, на выходы которого поступали напряжения при синфазном и противофазном облучении антенн. Переключение диаграмм осуществлялось модулятором на $p - i - n$ -диоде с циркулятором с частотой $\Omega = 1000$ Гц.

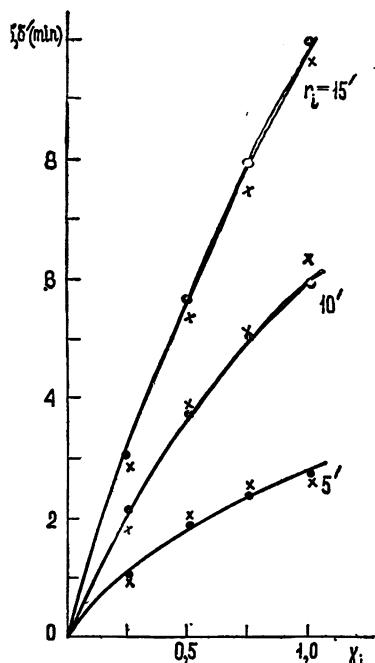


Рис. 3. Зависимость величины смещений δ и δ' от относительной интенсивности локального источника γ_i .

рассмотренный случай, по нашим оценкам, обеспечивает наибольшую точность измерения.

Таким образом, мы полагаем, что предложенная методика определения смещения ЦРС может оказаться полезной при радиоастрономической юстировке антенн. При этом необходимо учитывать ряд

На рис. 4 представлены результаты эксперимента. Крестиками нанесены измерения с интервалами их точности. В качестве контрольных измерений приведены (кружками) измерения смещения ЦРС, полученные в то же время из записей распределения радиояркости на $\lambda = 3,2$ см на Большом пулковском радиотелескопе (В. Н. Боровик, частное сообщение). Как видно из сравнения, совпадение результатов является вполне удовлетворительным, если учесть точность, обеспечиваемую экспериментальной установкой, контрольными измерениями, и малые величины смещений ЦРС в этот период.

Мы рассмотрели метод измерения смещения ЦРС для случая, когда используются суммарная и разностная диаграммы направленности. Однако возможность измерения не ограничивается только этим случаем. Предлагаемая методика позволяет, в принципе, определить смещение ЦРС в любом случае, если используются две диаграммы направленности одной антенны с разной шириной. Рассмотрим

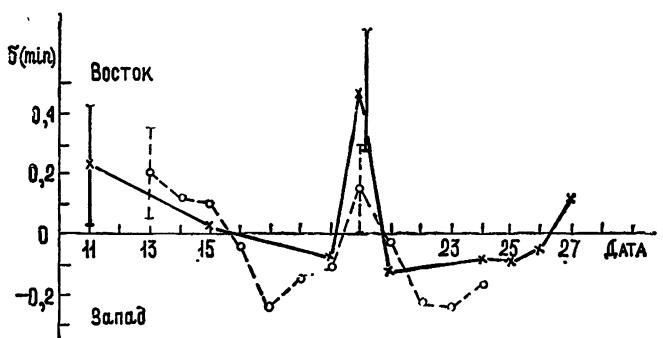


Рис. 4. Результаты измерений величины смещения ЦРС в марте 1972 года.

ограничений при таком упрощенном применении методики, связанных как с ширинами исследуемых диаграмм направленности ($D/\lambda \leq 100$), так и с величиной суммарного излучения локальных источников $\left(\sum_{i=1}^N \gamma_i \leq 1\right)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Д. Кузьмин, А. Е. Саломонович, Радиоастрономические методы измерения параметров антенн, изд. Сов. радио, М., 1964.
2. Н. М. Цейтлин, Применение методов радиоастрономии в антенной технике, изд. Сов. радио, М., 1966.
3. J. T. Keppeley, J. W. Rosson, Bell System Technical J., 41, № 6, 1799 (1962).
4. А. П. Молчанов, Изв. ГАО, 23, № 172, вып. 3, 215 (1964).
5. Г. Б. Гельфрейх, Вестник АН СССР, № 4, 46 (1969).
6. Г. Н. Апушкинский, А. Н. Цыганов, Солнечные данные, № 10, 81 (1967).

Научно-исследовательский радиофизический институт

ONE METHOD OF MEASURING A DISPLACEMENT OF THE SOLAR RADIO EMISSION CENTER IN RADIOPHYSICAL ALIGNMENT OF ANTENNAS

S. I. Arbuzov, I. F. Belov, V. M. Fridman

A method is suggested of measuring a displacement of the solar radio emission center based on creating two radiation patterns with different space-frequency characteristics in the antenna and processing the corresponding records by comparing the signals obtained using the given radiation patterns. The applicability limits of the method for antennas with the relation $D/\lambda < 100$ are established. The results of measurements of displacements of the solar radio emission center at $\lambda = 3.4$ cm by the method suggested are in satisfactory agreement with those obtained from the solar disc radio brightness distributions with a high angular resolution.

УДК 551.510

ВЛИЯНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ РАДИОТЕПЛОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ АТМОСФЕРЫ НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОТЕЛЕСКОПА

С. П. Гагарин, Б. Г. Кутузов

Приведена методика эксперимента и результаты измерений флуктуаций радиоизлучения безоблачной и облачной атмосферы на волне 1,35 см. С увеличением временного интервала от 6 до 240 с и углового от 1 до 18° наблюдается монотонный рост структурной функции радиояркостной температуры, близкий к степенной зависимости. На основе экспериментальных данных на волне 1,35 см даются оценки интенсивности флуктуаций радиоизлучения атмосферы в диапазоне длин волн 0,6—10 см за счет флуктуаций водяного пара. Проведено обсуждение полученных результатов.

1. С повышением чувствительности приемных устройств возможности наблюдений слабых источников радиоизлучения в значительной степени будут определяться флуктуациями антенной температуры радиотелескопа. Радиотепловое излучение атмосферы попадает в главный и боковые лепестки диаграммы направленности антенны, влияние его на antennную температуру зависит от метеорологического состояния и проявляется наиболее сильно на волнах короче 3 см.

Флуктуации радиоизлучения атмосферы обусловлены неоднородностями метеорологических параметров (влажность, водность, температура, фазовый состав и др.), которые возникают из-за турбулентных движений в тропосфере. В диапазоне 0,6—2,0 см при безоблачном небе, согласно теоретическим и экспериментальным данным, основной вклад в интенсивность флуктуаций радиоизлучения атмосферы вносят пульсации поля влажности [1, 2].

Экспериментальные данные по флуктуациям радиоизлучения атмосферы приведены в [3—6]. Они были получены с приемной аппаратурой, чувствительность которой была значительно ниже, чем достигнутая в настоящее время, и относятся, главным образом, к измерениям в облачную погоду. В литературе нет экспериментальных данных по временным и угловым зависимостям флуктуаций радиояркостной температуры безоблачной атмосферы.

В настоящей работе изложена методика и приведены результаты измерений временных и угловых зависимостей флуктуаций радиояркостных температур атмосферы на волне 1,35 см для различных погодных условий в зимнее и летнее время. По экспериментальным значениям флуктуаций радиоизлучения безоблачной атмосферы проводятся оценки влияния флуктуаций на чувствительность радиотелескопа в диапазоне 0,6—10 см.

2. При наблюдениях использовался супергетеродинный модуляционный радиометр с флуктуационной чувствительностью 0,16 К при постоянной времени выходного устройства 1 с. Временная нестабильность коэффициента усиления радиометра составляла 1,5—2,0% за время 30 мин.

В летнее время измерения проводились на телескопе РТ-22 ФИАН. При зимних измерениях прием излучения осуществлялся рупорной антенной с шириной диаграммы направленности $6^{\circ},5$ по уровню 0,5. Антenna и СВЧ блок радиометра были установлены на подвижной платформе, позволяющей ступенчато изменять зенитный угол антенны.

Измерения флюктуаций радиояркости в летнее время проводились при неподвижной антенне на различных зенитных углах, а также при азимутальном ее вращении. Скорость перемещения антенны по азимуту была постоянной и составляла 18 град/мин. При неподвижной антенне вариации излучения наблюдались по 30 мин для каждого угла при постоянной времени выходного устройства $\tau_b = 4$ с. В случае вращения каждое измерение длилось 10 мин при $\tau_b = 2$ с. Зимой измерения проводились лишь с неподвижной антенной по 30 мин при $\tau_b = 16$ с. Выбор большей величины τ_b вызван тем, что величина флюктуаций в зимнее время значительно меньше, чем летом.

В начале и в конце каждого измерения определялось среднее значение антенной температуры атмосферы путем сравнения сигнала атмосферы на более грубой шкале с сигналом шумового генератора. Калибровка шумового генератора была осуществлена по азотной нагрузке.

Во время измерений постоянная составляющая сигнала от атмосферы компенсировалась путем подачи в тракт эквивалента шумового сигнала с температурой, примерно равной антенной температуре атмосферы. Это позволило работать на более чувствительной шкале и уменьшить влияние нестабильности коэффициента усиления приемника.

3. 26 февраля и 26 июля 1974 г. были проведены измерения радиоизлучения безоблачной атмосферы при различных зенитных углах. По данным радиозондирования Центральной аэрологической обсерватории были вычислены радиояркостные температуры для тех же углов. Сопоставлением их с измеренными антенными температурами были получены коэффициенты перехода от антенных температур к радиояркостным. Поскольку температура у поверхности Земли как в летний, так и в зимний циклы измерений менялась незначительно, полученные значения коэффициентов были приняты постоянными для каждого из циклов.

Отсчет значений антенной температуры атмосферы производился на диаграммной ленте через равные интервалы времени, близкие к постоянной времени выходного устройства. Дальнейшая обработка производилась на ЭВМ. В предположении стационарности приращений и с учетом собственных шумов приемника выражение для временной структурной функции $D_{T_y}(\tau)$ может быть представлено в виде

$$D_{T_y}(\tau) = \overline{[T_y(t) - T_y(t + \tau) + k\tau]^2} - \left[\frac{\sqrt{2}}{6} \Delta T_w (1 - e^{-\tau/\tau_b}) \right]^2, \quad (1)$$

где ΔT_w — ширина шумовой дорожки радиометра при включенном эквиваленте, выраженная в яркостной температуре, τ_b — постоянная времени выходного устройства радиометра. Структурные функции вычислялись для временных интервалов τ от $(1,5 \div 2)\tau_b$ до $(0,2 \div 0,25)t_i$, где t_i — время измерения, $k\tau$ — стационарное приращение. За меру интенсивности флюктуаций излучения атмосферы ΔT_y было принято значение корня квадратного из D_{T_y} .

4. Погрешность перехода от антенных температур к радиояркостным в основном зависит от ошибок измерений высотных распределений

ний температуры и влажности по радиозонду и точности расчета радиояркостной температуры. Эта погрешность составляет 10—15 %. Систематическая ошибка калибровки генератора шума не влияет на точность измерения радиояркостной температуры. Погрешность, определяемая флуктуационной чувствительностью, при вычислении структурной функции оценивается в 10—20 %. Погрешность, вызванная нестабильностью усиления, дает вклад около 2 %. Таким образом, полная погрешность одиночного измерения интенсивности флуктуаций радиояркостной температуры атмосферы заключена в пределах 15—25 %.

5. Общее время измерений флуктуаций радиоизлучения атмосферы составило свыше 200 час. На рис. 1 в качестве примера приведены записи сигнала на волне 1,35 см от эквивалента абсолютно черного тела, находящегося при температуре жидкого азота, и безоблачной атмосфере при одинаковых средних радиояркостных температурах за период 23 минуты. Видно, что размах флуктуаций излучения атмосферы примерно в четыре раза превысил ширину шумовой дорожки радиометра и оказался равным 0,9 К. Можно отметить, что наибольший вклад дают низкочастотные составляющие излучения атмосферы.

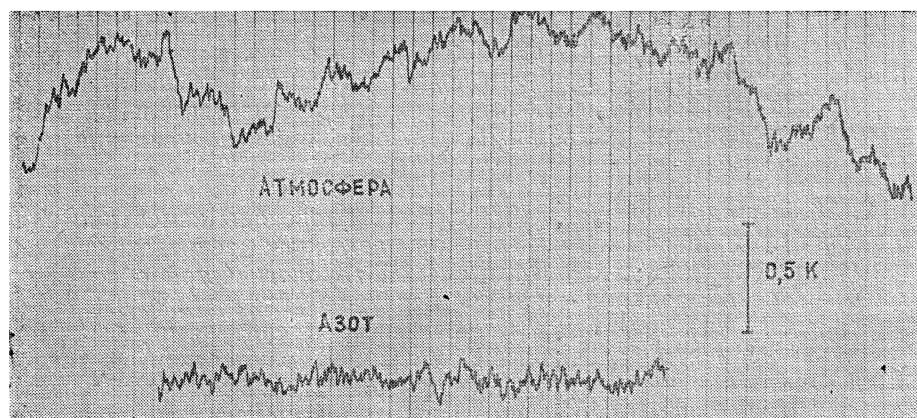


Рис. 1.

Временные зависимости интенсивностей флуктуаций (корень квадратный из структурной функции) радиояркостной температуры безоблачной атмосферы представлены на рис. 2, 3, 4 а в логарифмическом масштабе. Зимой (рис. 2) на исследованных временных масштабах от 25 до 300 с величина флуктуаций монотонно растет с увеличением τ , изменяясь от 0,08 до 0,6 К. По отношению к средней величине радиояркостной температуры это составляет 0,35—1,3 %. На рис. 3 приведены интенсивности вариаций излучения атмосферы в летнее время. Как и зимой, с увеличением τ флуктуации монотонно растут, изменяясь от 0,1 до 0,8 К при изменении временного интервала от 6 до 240 с, что примерно в 2—3 раза больше флуктуаций в зимнее время (при соответствующем зенитном угле и временном интервале). Относительная же величина флуктуаций значительно меньше, так как соответствующие средние значения радиояркостных температур примерно в четыре раза выше.

Сопоставляя изображенные на рис. 4 а зависимости с высотным профилем скорости ветра, приведенным на рис. 4 б (1—24.07.74 г., 2—25.07.74 г.), можно отметить связь между скоростью ветра и видом структурной функции радиояркости — при меньшей скорости ветра структурная функция

лежит ниже, а наклон ее сохраняется. При переходе от временных интервалов к пространственным, с учетом ветрового сноса неоднородностей, получаются весьма близкие зависимости вариаций радиояркостных температур от пространственных интервалов. Это, по-видимому, указывает на то, что флюктуации радиоизлучения определяются в основном пространственной структурой атмосферной турбулентности.

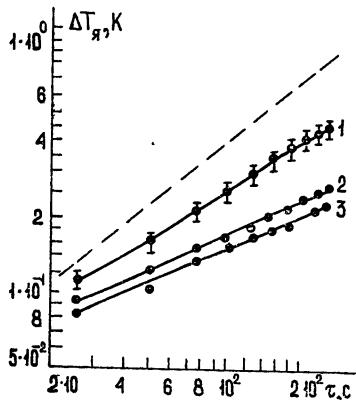


Рис. 2.

Рис. 2. 1 — $z = 76^\circ$, 2 — $z = 68^\circ$, 3 — $z = 59^\circ$. Пунктиром проведена теоретическая зависимость $\tau^{5/6}$.

Рис. 3. 1 — $z = 80^\circ$, 2 — $z = 70^\circ$, 3 — $z = 60^\circ$.

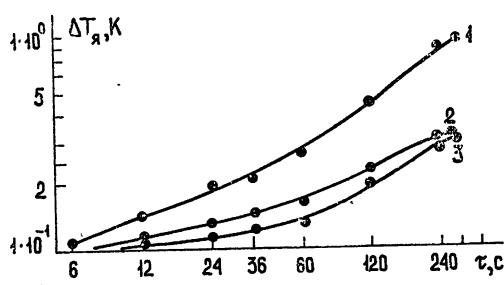
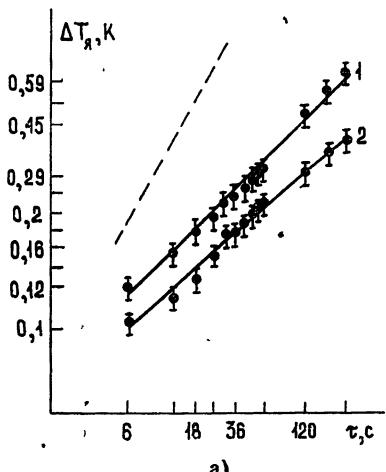
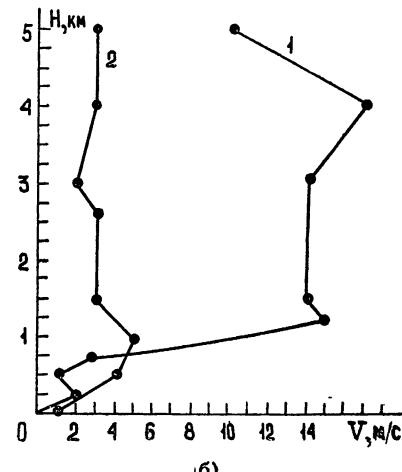


Рис. 3.



а)



б)

Рис. 4. а) Зенитный угол $z = 60^\circ$, 1 — 24.07.74 г., 2 — 25.07.74 г., вертикальные линии показывают величину погрешности, пунктиром проведена зависимость $\tau^{5/6}$.

Структурная функция поглощения D_γ и структурная функция радиояркостной температуры атмосферы D_{T_γ} связаны соотношением [2]

$$D_{T_\gamma} = T_{\text{ср}}^2 e^{-2\gamma} D_\gamma, \quad (2)$$

где $T_{\text{ср}}$ — средняя температура атмосферы с учетом ее неизотермичности, γ — полное поглощение в атмосфере. Если флюктуации погло-

щения определяются флуктуациями полной массы водяного пара в атмосфере R , то:

$$\Delta\gamma = \alpha_p \Delta R, \quad (3)$$

где α_p — весовой коэффициент поглощения в парах воды, и связь между структурными функциями поглощения D_γ и полной массы водяного пара D_R будет такова:

$$D_\gamma = \alpha_p^2 D_R. \quad (4)$$

И, наконец, должны выполняться соотношения

$$D_{T_\alpha} = T_{cp}^2 e^{-2\gamma} e^{-2\gamma} D_R, \quad \frac{D_R}{R^2} = \frac{D_{T_\alpha}}{\gamma^2} e^{2\gamma} \frac{1}{T_{cp}^2}. \quad (5)$$

Значение $\frac{D_R}{R^2}$ по полученным данным мало зависит от величины R . Так для летних измерений при зенитном угле 60° и $\tau = 60$ с значение $\frac{D_R}{R^2}$ составляет $1,1 \cdot 10^{-5}$ ($R = 3,0 \text{ г/см}^2$), а для зимних — $1,4 \cdot 10^{-5}$ ($R = 0,32 \text{ г/см}^2$). При других зенитных углах отличие также превышает 30% и может быть объяснено погрешностью измерений и различием в скорости ветра. В пределах точности измерений получается, что интенсивность флуктуаций полной массы водяного пара пропорциональна ее среднему значению.

При всех зенитных углах рост флуктуаций радиояркостной температуры происходит медленнее, чем по закону $\tau^{5/6}$ (закону Колмогорова — Обухова [7]), приведенному на рис. 2 пунктиром. Наклон экспериментальных кривых примерно равен $\tau^{1/2}$. Предполагая скорость сноса «замороженной» турбулентности в атмосфере равной в среднем 10 м/с, получаем величину исследуемых пространственных интервалов от 60 м летом и 250 м зимой до 3000 м. Полученное отклонение от «закона 5/6» позволяет сделать предположение о том, что указанные интервалы находятся за пределами инерционного интервала атмосферной турбулентности, где выполняется закон Колмогорова — Обухова. С другой стороны, монотонный рост структурных функций радиоизлучения указывает на наличие в атмосфере неоднородностей с масштабами более крупными, чем исследуемые интервалы.

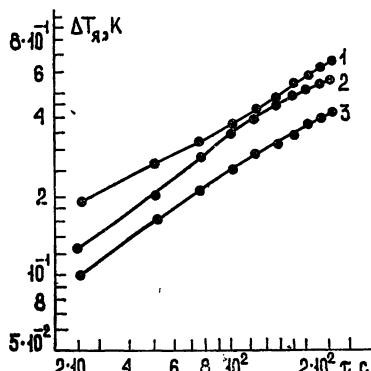


Рис. 5. 1 — $z = 76^\circ$, 2 — $z = 68^\circ$, 3 — $z = 59^\circ$.

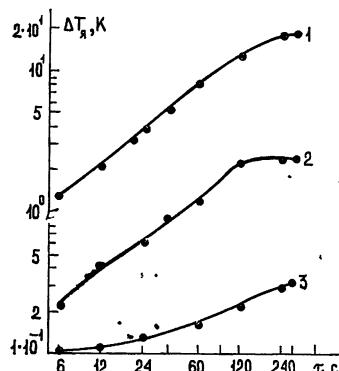


Рис. 6. Зенитный угол $z = 70^\circ$. 1 — дождь, 2 — кучевые облака, 3 — безоблачно.

Результаты измерений флуктуаций радиоизлучения облачной атмосферы приведены на рис. 5 для зимних и на рис. 6 для летних измерений. Зимой измерения проводились в условиях сплошной слоистой

облачности. По данным радиозондирования ЦАО высота нижней границы облачности составляла 800—900 м при мощности облачности порядка 400 м. Как видно из рис. 5, интенсивность флюктуаций изменяется от 0,1 до 0,8 К, что больше, чем в случае безоблачной погоды (рис. 2) лишь на 25 %. В табл. 1 приведены примеры средних значений радиояркостной температуры для трех зенитных углов в случае облачной и безоблачной атмосферы зимой. Здесь же указаны и горизонтальные размеры части облака l , попадающей в главный лепесток диаграммы направленности антенны на этих углах.

Таблица 1

z , град	T_y (безобл.), К	T_y (обл.), К	l , м
76	46,6	82,1	1700
68	31,2	58,3	780
59	23,1	54,7	420

Из таблицы видно, что средняя радиояркостная температура при соответствующих зенитных углах в случае облачности выше примерно в два раза. Возможными причинами относительно малых вариаций радиояркостной температуры в облачные дни могут являться значительная по сравнению с исследуемыми интервалами величина области усреднения водности облаков l , а также меньшая скорость ветра в дни наблюдения облаков.

Летние измерения проводились при наличии кучевой и кучево-дождевой облачности. Примеры полученных структурных функций приведены на рис. 6. При сравнении с безоблачной атмосферой можно отметить более сильные отличия, чем в случае зимних слоистых облаков. Наряду с сильным увеличением интенсивности флюктуаций радиоизлучения, меняется и наклон временных структурных функций. В интервале 12—120 с наклон кривых круче и достигает значений 5/6, а затем наблюдается резкое замедление скорости роста. Пространственный интервал, при котором наступает уменьшение наклона кривых, находится в пределах 2÷3 км, что соответствует средним горизонтальным размерам кучевых облаков. Горизонтальные размеры зимних слоистых облаков значительно превышали величину исследуемых пространственных интервалов. Это, по-видимому, является причиной того, что для зимних измерений характер роста структурных функций радиояркостной температуры в облачную погоду мало отличается от безоблачной.

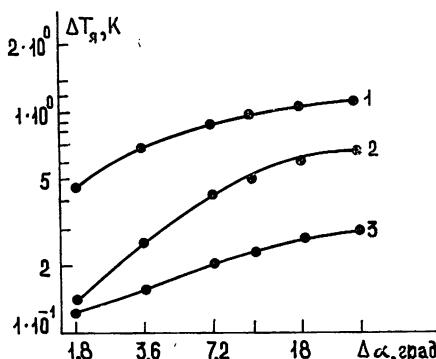


Рис. 7.

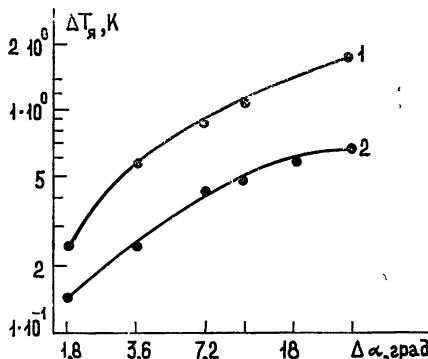


Рис. 8.

6. Для нахождения интенсивности флюктуаций радиояркостной температуры атмосферы при азимутальном вращении антенны вычислялись временные структурные функции, а затем с учетом скорости вращения антенны строились угловые зависимости. На рис. 7 изображены угловые зависимости структурных функций радиоизлучения безоблачной атмосферы для трех зенитных углов: 1— $z=82^\circ$, 2— $z=70^\circ$, 3— $z=89^\circ$. Как и в случае неподвижной антенны, наблюдается монотонный рост интенсивности флюктуаций с увеличением углового (а значит, и пространственного) интервала. Величина флюктуаций больше всего при зенитном угле 82° . Для углов 82 и 89° рост структурных функций замедляется раньше, чем для угла 70° , что связано с большой величиной полного поглощения при углах, близких к горизонту.

На рис. 8 приведены азимутально-угловые зависимости флюктуаций радиояркостной температуры при $z=70^\circ$ при двух состояниях атмосферы: 1—кучевые облака, 2—безоблачно. Здесь также наблюдается сильная зависимость интенсивности флюктуаций от наличия развитой облачности и монотонный рост структурной функции при увеличении углового интервала.

Полученные угловые зависимости позволяют оценить рост подавления флюктуаций атмосферного радиоизлучения с уменьшением угла сканирования при диаграммной модуляции. При зенитном угле 70° интенсивность флюктуаций излучения атмосферы уменьшается примерно в три раза при переходе с угла сканирования $7^\circ, 2$ на угол $1^\circ, 8$ (см. рис. 8).

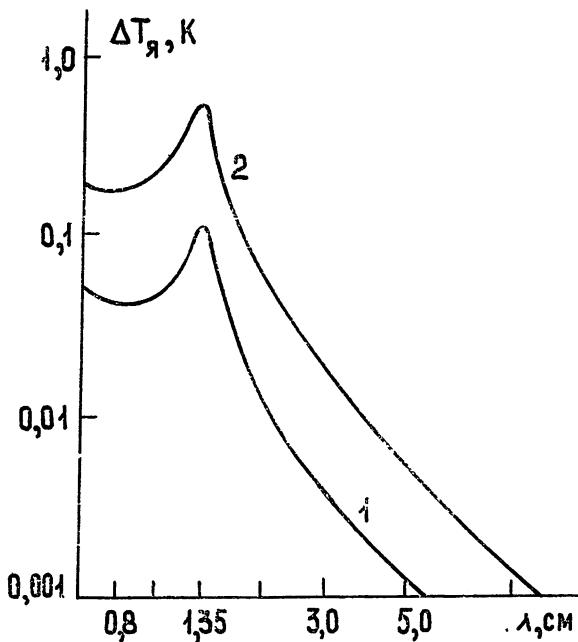


Рис. 9.

7. Экспериментальные значения $\Delta T_{\text{я}}$ на волне $1,35 \text{ см}$ были использованы для расчета спектра интенсивности радиоизлучения атмосферы в диапазоне длин волн $0,6$ — 10 см . Расчет производился по соотношениям (2), (3); температурные флюктуации не учитывались. Предполагалось, что интенсивность флюктуаций полного поглощения на длине волны λ равна

$$\Delta\gamma(\lambda) = \frac{\alpha_p(\lambda)}{\alpha_p(1,35)} \Delta\gamma(1,35).$$

Весовые коэффициенты поглощения в водяном паре $\alpha_p(\lambda)$ находились по формуле Барретта—Чанга [9].

На рис. 9 представлен спектр интенсивности флюктуаций радио-яркостной температуры безоблачной атмосферы в зенитном направлении при значении полной массы водяного пара $R = 3 \text{ г/см}^2$ (лето) для временных интервалов 6 с (кривая 1) и 240 с (кривая 2). Согласно рис. 9 в диапазоне длин волн 0,6—1,6 см интенсивности флюктуаций излучения атмосферы больше 0,04 К при $\tau = 6 \text{ с}$ и 0,15 К при $\tau = 240 \text{ с}$, что сравнимо с чувствительностью современных радиометров с малошумящими усилителями на входе при малых постоянных времени τ и значительно превышает ее при больших τ . Так, например, на волне 0,8 см флюктуационная чувствительность радиометра с мазером составляет 0,08—0,1 К при $\tau_b = 1 \text{ с}$ [8]. В приведенных выше условиях отношение интенсивности флюктуаций $\Delta T_\text{я}$ к чувствительности радиометра будет равно 1,2 при $\tau = 6 \text{ с}$ и 30 при $\tau = 240 \text{ с}$. В длинноволновой части сантиметрового диапазона флюктуации радиоизлучения атмосферы для существующих радиометров заметны при больших постоянных времени.

Авторы благодарны В. С. Аблязову, Р. Л. Сороченко, Л. С. Шевченко за организацию и помощь при проведении измерений.

ЛИТЕРАТУРА

- Н. А. Арманд, Радиотехника и электроника, 6, № 12, 1961 (1961).
- Б. Г. Кутузов, Изв. АН СССР, Физика атмосферы и океана, 10, № 11, 1148 (1974).
- Н. И. Ананов, А. Е. Башаринов, К. П. Кирдяшев, Б. Г. Кутузов, Радиотехника и электроника, 10, № 11, 1941 (1965).
- В. П. Ласточкин, К. С. Станкевич, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 7, № 4, 789 (1964).
- К. П. Кирдяшев, Радиотехника и электроника, 12, № 12, 1487 (1967).
- А. Е. Башаринов, Л. Т. Тучков, В. М. Поляков, Н. И. Ананов, Изменение радиотепловых и плазменных излучений, изд. Сов. радио, М., 1968.
- В. И. Татарский, Распространение волн в турбулентной атмосфере, изд. Наука, М., 1967.
- В. И. Загатин, Г. С. Мисежников, В. А. Пузанов, А. Е. Саломонович, Р. Л. Сороченко, В. Б. Штейншлегер, ПТЭ, № 5, 118 (1968).
- А. Н. Barrett and V. K. Chung, J. Geophys. Res., 67, № 11, 4259 (1962).

Институт радиотехники и электроники
АН СССР

THE INFLUENCE OF FLUCTUATIONS OF THERMAL RADIATION OF THE ATMOSPHERE ON RADIO TELESCOPE SENSITIVITY

S. P. Gagarin, B. G. Kutuzov

The experimental procedure and the results of measuring the radiation fluctuations of cloudy and cloudless atmosphere at the wavelength of 1.35 cm are given. With increasing the time interval from 6 to 240 sec and the angular interval from 1 to 18°, we observe a monotonous growth of the structural function of the radio brightness temperature close to the power dependence. Based on the 1.35 cm experimental data, the intensity of the atmospheric radiation fluctuations due to water vapour fluctuations within the wave range 0.6—10 cm is estimated. The results obtained are discussed.

УДК 551.510.52

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФЛУКТУАЦИЙ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ОБЛАКОВ НА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛНАХ

*М. Н. Кайдановский, Т. А. Магамадова, А. А. Стоцкий,
В. И. Чернышов*

Приведены результаты наблюдений флуктуаций радиоизлучения облачной атмосферы на волнах 3,25 и 4,1 мм. Получены структурные функции флуктуаций для разрывной и сплошной облачности.

В настоящее время реальная чувствительность радиотелескопов в сантиметровом и особенно миллиметровом диапазонах волн ограничивается флуктуациями собственного радиоизлучения облачной атмосферы. В связи с этим большой интерес представляет выяснение характеристик этих флуктуаций. Имеющиеся экспериментальные данные в этой области пока крайне ограничены [1-3]. В настоящей статье приводятся результаты наблюдений флуктуаций радиоизлучения облаков на волнах 3,25 и 4,1 мм. Наблюдения проводились летом (июль 1973 г.) на радиотелескопе НИРФИ РТ-25×2 [4] вблизи г. Горького. При этих наблюдениях радиотелескоп был направлен в зенит. Записи радиоизлучения облаков проводились в виде сеансов длительностью около двух часов каждый при постоянной времени 4 с. Результаты наблюдений регистрировались самописцем и выводились каждые две секунды на перфоленту, которая затем использовалась для вычисления структурных функций на ЭВМ. Яркостная температура безоблачной атмосферы была 80 ± 8 К на волне 3,25 мм и 53 ± 4 К на волне 4,1 мм.

Радиометр на волну 3,25 мм имел чувствительность около 1 К и позволял уверенно регистрировать флуктуации излучения как разрывной, так и сплошной облачности. На волне 4,1 мм из-за меньшей чувствительности радиометра (~ 3 К) проводились наблюдения только более интенсивных флуктуаций излучения разрывной облачности.

Примеры записей радиоизлучения разрывных и сплошных облаков на волне 3,25 мм приведены на рис. 1. Небольшая яркостная температура облаков (менее 300 К) и сложная форма ее изменения свидетельствуют о том, что оптическая толщина облаков была меньше единицы. В связи с этим следует заметить, что применяемая иногда при теоретических расчетах аппроксимация интенсивности радиоизлучения облаков в виде прямоугольных импульсов (см., например, [3]) является довольно грубой.

Для выяснения корреляции радиоизлучения облаков на различных волнах были проведены синхронные записи на волнах 3,25 и 4,1 мм. Облучатели обоих радиометров были расположены на фокальной линии радиотелескопа на расстоянии менее 1 м друг от друга, так что излучение на обеих волнах принималось практически из одной и той же области тропосферы.

Полученные в результате этих синхронных наблюдений кривые изменения радиоизлучения облаков на волнах 3,25 и 4,1 мм (усредненные на интервалах 15 с) и коэффициенты корреляции между ними r

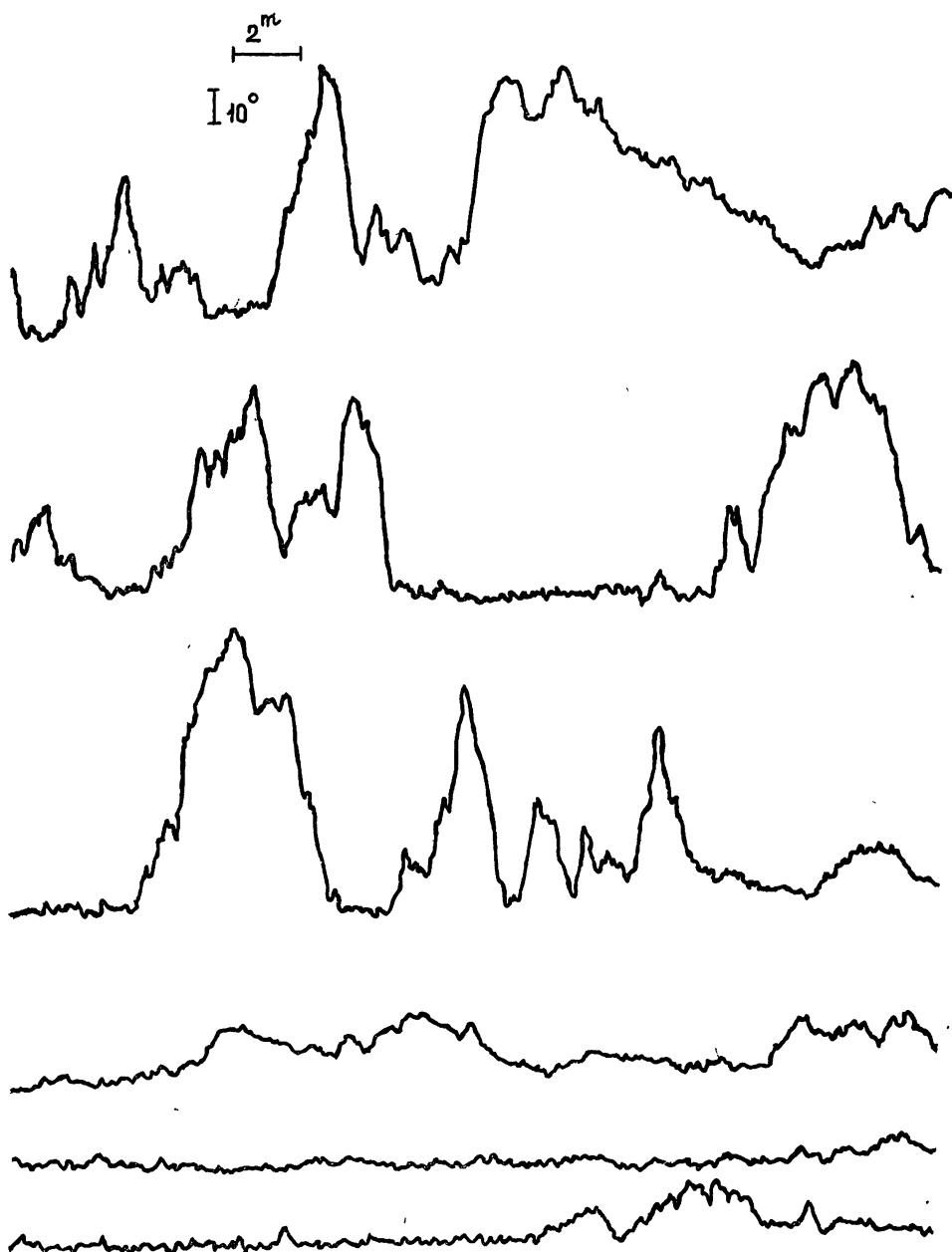


Рис. 1. Примеры записей флуктуаций радиоизлучения облаков на волне 3,25 мм.
Три верхние записи—разрывная облачность, нижние—сплошная.

приведены на рис. 2. Средний коэффициент корреляции по всем записям равен $0,8 \pm 0,1$. Так как оптическая толщина облаков, по нашим оценкам, была меньше единицы на обеих волнах, то корреляция яркостной температуры свидетельствует и о корреляции оптической толщины облаков на этих волнах.

На основании наблюдений радиоизлучения облаков на волне 3,25 мм для шестнадцати сеансов были вычислены структурные функции флуктуаций яркостной температуры. Эти структурные функции пока-

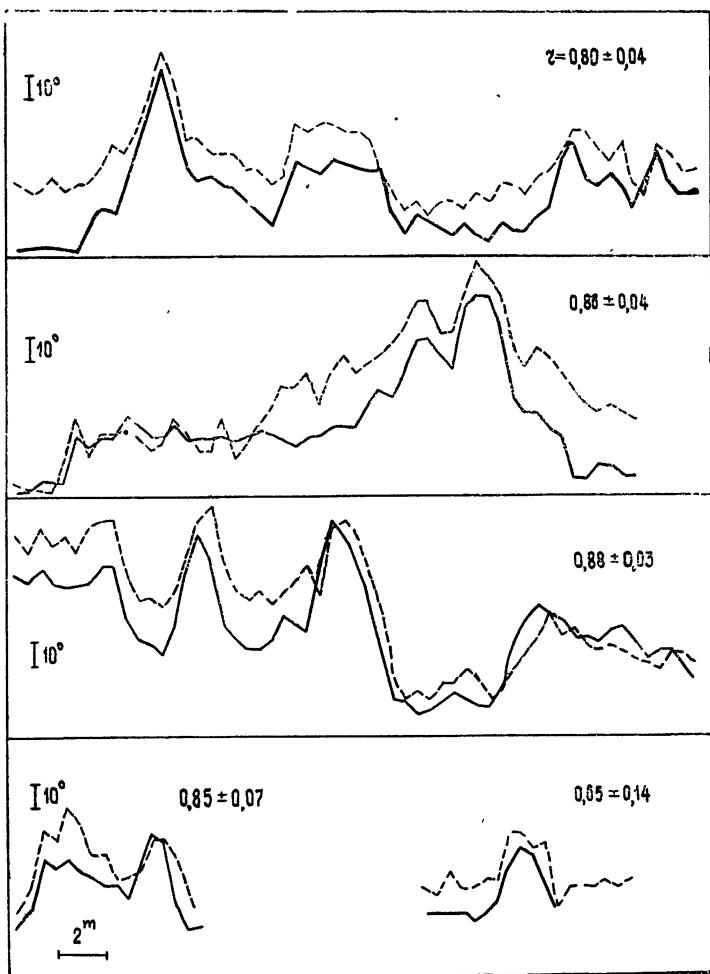


Рис. 2. Синхронные наблюдения радиоизлучения облаков на волнах 3,25 мм (сплошная линия) и 4,1 мм (пунктирная линия), r — коэффициент корреляции.

заны на рис. 3. Видно, что они распадаются на две группы кривых, причем оказалось, что все верхние кривые относятся к разрывной облачности, а все нижние — к сплошной.

Были вычислены средние структурные функции для каждой из этих групп. Эти средние значения показаны на рис. 4 кружками. Помимо количественных различий обращает на себя внимание разная форма усредненных структурных функций для разрывной и сплошной облачности.

В случае разрывной облачности структурная функция в области малых интервалов времени ($\tau < 100$ с) имеет степенной характер, а по мере увеличения τ испытывает насыщение:

$$D(\tau) = \begin{cases} C^2 \tau^\alpha, & \tau < 100 \text{ с} \\ 2\sigma^2, & \tau > 1000 \text{ с} \end{cases} \quad (1)$$

Значения параметров этой структурной функции, соответствующих

наблюдавшимся флуктуациям, равны: $\nu = 4/3$, $C^2 = 1,0 \text{ град}^2 \cdot \text{с}^{-4/3}$, $\sigma = 24 \text{ K}$.

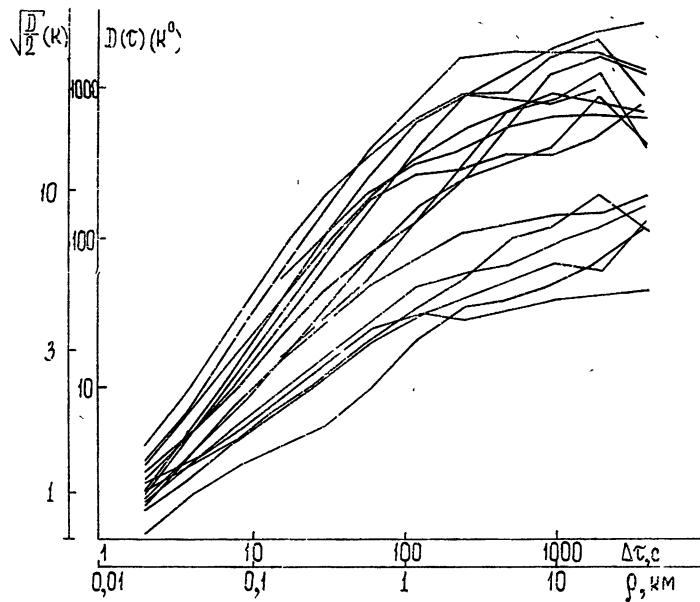


Рис. 3. Экспериментальные структурные функции радиоизлучения облаков на волне 3,25 м.м.

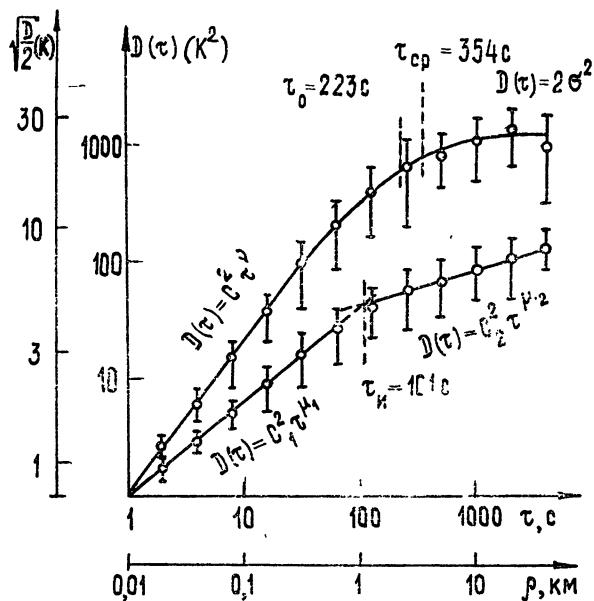


Рис. 4. Средние структурные функции радиоизлучения разрывной (сверху) и сплошной (внизу) облачности на волне 3,25 м.м.

Структурные функции такого типа удобно аппроксимировать аналитической функцией Кармана:

$$D(\tau) = 2\sigma^2 \left[1 - \frac{2^{1-\nu/2}}{\Gamma(\nu/2)} \left(\frac{\tau}{\tau_0} \right)^{\nu/2} K_{\nu/2} \left(\frac{\tau}{\tau_0} \right) \right], \quad (2)$$

где $\Gamma(\nu/2)$ — гамма-функция, $K_{\nu/2}(\tau/\tau_0)$ — функция Макдональда. Функция (2) при $\tau \ll \tau_0$ и $\tau \gg \tau_0$ переходит соответственно в высокочастотную и низкочастотную ветви функции (1), причем $C^2 = 2\sigma^2 \frac{\Gamma(1-\nu/2)}{(2\tau_0)^\nu \Gamma(1+\nu/2)}$.

Приведенным выше значениям C , ν и σ соответствует $\tau_0 = 223$ с. Функция (2) с этими значениями параметров построена на рис. 3 (верхняя кривая).

При сплошной облачности насыщения структурной функции в пределах длительности сеансов не наблюдается. Однако и в этом случае структурную функцию можно уверенно разделить на высокочастотную и низкочастотную ветви, каждая из которых хорошо аппроксимируется степенной функцией

$$D(\tau) = \begin{cases} C_1^2 \tau^{\mu_1}, & \tau < 100 \text{ с} \\ C_2^2 \tau^{\mu_2}, & \tau > 100 \text{ с} \end{cases}. \quad (3)$$

Значения параметров равны: $C_1^2 = 1,0 \text{ град}^2 \cdot c^{-0,80}$, $\mu_1 = 0,80$, $C_2^2 = 9,3 \text{ град}^2 \cdot c^{-0,32}$, $\mu_2 = 0,32$. Приравнивая выражения для обеих ветвей (3) при $\tau = \tau_i$, найдем значение точки «излома» структурной функции — $\tau_i = (C_2^2/C_1^2)^{1/(\mu_1-\mu_2)} = 101$ с. Структурная функция (3) при приведенных значениях параметров также построена на рис. 3 (нижняя кривая).

Средняя скорость перемещения облаков v во время радионаблюдений по метеоданным была около 10 м/с. Исходя из этой величины скорости и принципа замороженной турбулентности, на рис. 3 построен пространственный масштаб $\rho = v\tau$. Характерный масштаб структурной функции для разрывной облачности $\rho_0 \approx v\tau_0 \approx 2,2$ км имеет порядок среднего размера облаков $\rho_{cp} \approx v\tau_{cp} \approx 3,5$ км ($\tau_{cp} = 354$ с вычислено непосредственно по полученным реализациям записей радиоизлучения облаков).

«Излом» структурной функции радиоизлучения сплошной облачности происходит при $\rho_i \approx v\tau_i \approx 1$ км. Возможно, он связан с толщиной облачного слоя, который для облаков наблюдавшегося типа (Cb, Cu, Ac) обычно лежит в пределах 0,5—3 км. Подобный эффект «излома» структурной функции для эйконала тропосферного слоя рассматривался в [5, 6].

Авторы благодарны А. Г. Кислякову за интерес к работе и содействие в постановке эксперимента.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Е. Башаринов, Б. Г. Кутузов, Труды ГГО, вып. 222, 100 (1968).
2. К. П. Кирдяшев, Радиотехника и электроника, 10, № 12, 2105 (1965).
3. Н. И. Ананов, А. Е. Башаринов, К. П. Кирдяшев, Б. Г. Кутузов, Радиотехника и электроника, 10, № 11, 1941 (1965).
4. В. Н. Глазман, А. Г. Кисляков, И. В. Мосалов, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 14, № 5, 663 (1971).
5. А. А. Стоцкий, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 16, № 5, 807 (1973).
6. А. А. Стоцкий, Радиотехника и электроника, 18, № 8, 1580 (1973).

**EXPERIMENTAL CHARACTERISTICS OF FLUCTUATIONS OF THE RADIO
EMISSION OF CLOUDS AT MILLIMETER WAVELENGTHS**

M. N. Kaydanovskii, T. A. Magamadova, A. A. Stotskii, V. I. Chernyshev

• The results of observations of the radio emission fluctuations of the cloud atmosphere at the wavelengths of 3.25 and 4.1 mm are given. The structural functions of fluctuations are obtained for discontinuous and continuous cloudiness.

УДК 621.396.628 : 523.164

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННЫ РТ-22 ФИАН НА ВОЛНЕ 8,2 мм

И. И. Берулис, М. И. Григорьева, Б. Я. Лосовский

С помощью радиометра с квантовым парамагнитным усилителем проведены детальные исследования электрических параметров антенны 22-метрового радиотелескопа ФИАН на волне 8,2 мм. Изучены характеристики диаграммы направленности. Определены зависимости коэффициента усиления G и коэффициента рассеяния β от угла высоты: $G = 1,18 \cdot 10^7 (1 + 0,35 \sin H)$, $\beta = 0,61 - 0,07 \sin H + 0,03 \sin^2 H$. Теоретическое значение КИ, равное 0,25, хорошо согласуется с экспериментальным. Величина шумовой температуры антенны оказалась равной 10 К.

С начала эксплуатации 22-метрового радиотелескопа ФИАН [1], наряду с радиоастрономическими измерениями проводятся исследования электрических параметров антенны радиотелескопа. Знание электрических параметров антенны необходимо как для интерпретации результатов радиоастрономических измерений, так и для представления о потенциальных возможностях системы.

Исследование параметров осложняется тем обстоятельством, что они не остаются постоянными. Их изменения вызываются тепловыми деформациями зеркала и конструкций радиотелескопа в результате несимметричного нагрева Солнцем, весовыми и ветровыми деформациями, приводящими к изменению формы главного зеркала. Неучет изменения электрических параметров может привести к ошибкам в радиоастрономических измерениях. Эти ошибки становятся существенными при проведении измерений с высокочувствительной аппаратурой, когда случайные флуктуационные ошибки малы и точность измерения определяется систематическими ошибками.

Первые измерения электрических параметров антенны РТ-22 на волне 8 мм были проведены в 1960 г. [2]. После модернизации радиотелескопа в 1968 г., которая заключалась в установке многозеркальной системы облучения [3] и ввода в эксплуатацию квантового парамагнитного усилителя, были проведены новые измерения параметров РТ-22. В течение последующих лет работа продолжалась, причем были проведены детальные исследования зависимости электрических параметров от угла высоты H радиотелескопа. При наблюдениях в качестве приемного устройства использовался радиометр с КПУ, имеющий флуктуационную чувствительность 0,1 К [4]. Облучение производилось двумя рупорно-параболическими облучателями, симметрично смещенными относительно оси параболического зеркала. Параметры антенны получены с левым облучателем. Правый использовался как эквивалент. Перед измерениями проводилась юстировка электрической оси с помощью оптического телескопа-гига.

При ширине диаграммы направленности $\Phi_{0,5}$ на волне 8 мм, равной $2'$, точность наведения и сопровождения должна быть не хуже $12''$ ($1/10$ от $\Phi_{0,5}$). Такая точность до настоящего времени могла быть

достигнута только с помощью оптического телескопа-гида, так как аналоговая автоматическая система управления РТ-22 требуемой точностью не обладает*. Установленный на РТ-22 в качестве гида оптический телескоп-рефрактор имеет диаметр 110 мм и фокусное расстояние 1300 мм. Наведение на исследуемый объект производится с высокой точностью (до нескольких секунд дуги). Предельная звездная величина для ночных наблюдений составляет +12^m,3, а для дневных — +3^m,8.

Юстировку электрической оси удобно производить по точечному источнику радиоизлучения, достаточно мощному в диапазоне 8 мм. Для этого хорошо подходят планеты Венера и Юпитер, которые можно видеть и днем в оптический телескоп. Метод юстировки стандартный [5, 6].

Юстировочные измерения, проводившиеся на антenne РТ-22, усложнились влиянием температурных эффектов. Так, при проведении исследований параметров антенн по выносному генератору, расположенному в ближней зоне, оказалось, что электрическая ось антенн меняла направление в пространстве в пределах одной минуты несмотря на то, что антenna оставалась неподвижной. Кроме того, происходили изменения ширины диаграммы направленности в E- и H-плоскостях, доходившие до $\pm 25\%$.

В связи с влиянием температурных эффектов на положение электрической оси и другие электрические параметры приходилось накаливать большой статистический материал, необходимый для их исключения. Таким образом, была получена зависимость оптимальных установок в азимутальной и вертикальной плоскостях от угла высоты H в летний период (рис. 1). При изменении высоты от 60 до 5° электрическая ось диаграммы направленности смещается относительно оптической оси на 2',4 в сторону увеличения азимута. Величина смещения не зависит от времени года и связана, по-видимому, с эффектами механической деформации. Юстировка по углу высоты меняется при переходе от зимы к лету и наоборот. Эти изменения особенно заметны при углах высоты, меньших 10°, что связано с различной зависимостью радио и оптической рефракций от метеоусловий.

Одним из основных параметров антенной системы является эффективная площадь $A_{\text{эфф}}$, которая определялась путем наблюдений планет и рассчитывалась по формуле [7]

$$A_{\text{эфф}} = \frac{T_a \lambda^2 g}{T_{\text{я. пл}} \Omega}, \quad (1)$$

где $g = \left\{ 1 - 0,163 \left[\left(\frac{\varphi_n}{\varphi_a} \right)^2 + \left(\frac{\theta_n}{\theta_a} \right)^2 \right] \right\}^{-1}$ — коэффициент соизмеримости

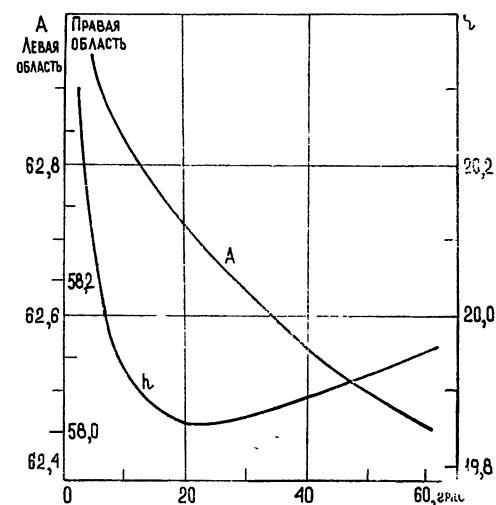


Рис. 1. Зависимость оптимальных положений микрометрических винтов гида по азимуту и углу высоты от H .

* В настоящее время на РТ-22 ведутся работы по установке прецизионной автоматической системы наведения с помощью ЭВМ М-6000.

угловых размеров диаграммы направленности антенны (ϕ_a , θ_a) и источника (ϕ_i , θ_i), Ω — телесный угол источника, $T_{я, пл}$ — яркостная температура планеты, λ — длина волны и $T_a = K \times T'_a$. Здесь T'_a — измеренная антennaя температура, K — поправка на поглощение в атмосфере с учетом метеоусловий:

$$K = \exp(\gamma \operatorname{cosec} H), \quad \gamma = \left(\frac{291}{T} \right)^{5/2} \left(\frac{P}{760} \right)^2 \cdot 0,037 + \left(\frac{291}{T} \right) \left(\frac{P}{760} \right)_p \cdot 0,005.$$

В этом выражении T — абсолютная температура, P — давление в мм ртутного столба, p — абсолютная влажность в $\text{г}/\text{м}^3$. При низких углах ($H < 10^\circ$) поглощение определялось с учетом рефракции в сферически слоистой атмосфере. Для получения зависимости эффективной площади от высоты с учетом влияния температурных эффектов на диаграмму направленности необходимо статистическое усреднение по большому количеству измерений.

Измерения этой зависимости проводились в различное время года. Во всех случаях с изменением угла высоты эффективная площадь падает, причем летние измерения имеют значительно больший разброс (дисперсию), чем измерения в зимний период, что, в основном, связано с температурным влиянием, которое в летнее время проявляется сильнее [8].

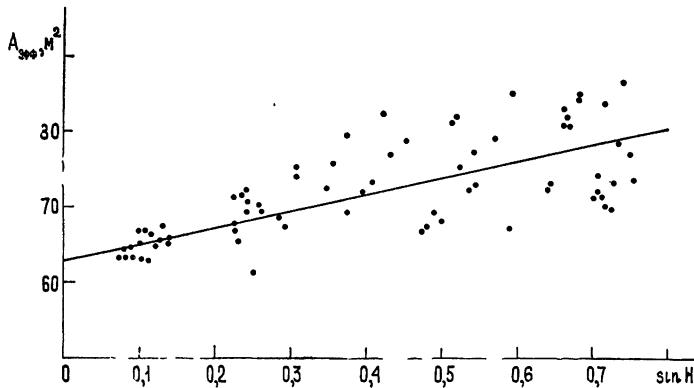


Рис. 2. Зависимость эффективной площади от высоты H .

На рис. 2 приведены результаты, полученные в последнее время по измерениям Венеры, Юпитера и Сатурна при углах высоты от 4 до 50° . Температура Юпитера принималась равной 157 ± 7 К [9], отношение яркостных температур Сатурна и Юпитера бралось равным 0,92 [10], а отношение температур Юпитера и Венеры — 0,336 [11]. Антennaя температура Сатурна в период измерений составляла ≈ 1 К, Юпитера ≈ 3 К и Венеры ≈ 20 К, что при $\tau = 4^\circ$ давало отношение сигнал/шум равным 20, 60, 400 соответственно.

Обработка многочисленных измерений эффективной площади позволила определить зависимость $A_{\text{эфф}}$ от высоты H в виде

$$A_{\text{эфф}}(H) = (63 \pm 2) + (22 \pm 3) \sin H. \quad (2)$$

Систематическая ошибка оценивается в 15%*.

* Систематическая ошибка в оценке эффективной площади включает в себя ошибки: в определении температуры ГШ, температуры Юпитера, в учете поглощения в атмосфере и в определении потерь в антенно-волноводном тракте.

Усреднение большого количества измерений диаграммы направленности позволило получить следующие зависимости ее ширины на уровне половинной мощности в E - и H -плоскостях:

$$\begin{aligned} \theta_E &= 1^{\circ}, 1' 7'' + 0^{\circ}, 1 \sin H & \theta_H &= 2^{\circ}, 3 - 0^{\circ}, 5 \sin H \\ &\pm 0^{\circ}, 1 \pm 0^{\circ}, 1 & &\pm 0^{\circ}, 1 \pm 0^{\circ}, 2 \end{aligned} \quad (3)$$

Следует подчеркнуть, что на высоте $H \approx 45^{\circ}$ значения эффективной площади и ширина диаграммы направленности хорошо согласуются с результатами измерений этих параметров, полученных после настройки двухзеркальной системы [3].

КНД в пределах главного лепестка может быть рассчитан по следующей формуле [12]:

$$D_{\text{гл}} = \frac{4\pi}{\int F(\varphi, \theta) d\Omega}, \quad (4)$$

где

$$\int F(\varphi, \theta) d\Omega = 1,133 \theta_E \theta_H.$$

Учитывая формулы (3), получим

$$D_{\text{гл}} = \frac{4\pi \cdot 0,267 \cdot 10^7}{1 - 0,158 \sin H - 0,013 \sin^2 H}. \quad (5)$$

Коэффициент усиления антенны $G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$ равен

$$G = 4\pi \cdot 0,937 \cdot 10^6 (1 + 0,349 \sin H). \quad (6)$$

Коэффициент рассеяния за пределами главного лепестка $\beta_{\text{гл}}$ равен

$$\beta_{\text{гл}} = 1 - \frac{G}{\eta D_{\text{гл}}} = 0,61 - 0,07 \sin H + 0,03 \sin^2 H, \quad (7)$$

где $\eta = 0,90$.

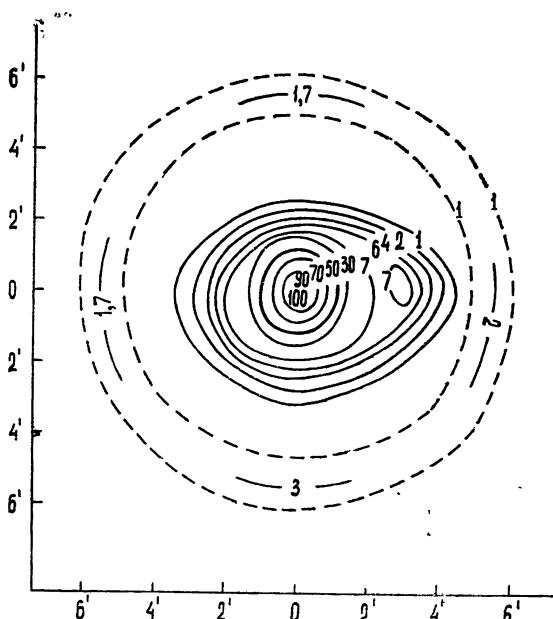


Рис. 3. Поперечное сечение диаграммы направленности на волне $\lambda = 8$ мм (по оси абсцисс—азимут, по оси ординат—угол высоты).

На рис. 3 даны поперечные сечения диаграммы направленности, снятые по Венере в период нижнего соединения. Сравнение эффективности левого и правого облучателей показало, что они примерно одинаковы.

Представляет интерес сравнить полученные нами из эксперимента значения эффективной площади с теоретическими значениями. Апертурный коэффициент использования антенны η_a является произведением многих факторов: $\eta_a = \prod_{i=1}^8 \eta_i$. Здесь η_i зависит от формы

распределения поля по раскрыву, уровня облучения края зеркала и диаметра малого зеркала (для РТ-22 $\eta_1 \approx 0,85$), η_2 — коэффициент передачи энергии между зеркалами (0,99), η_3 — коэффициент рассеяния энергии облучателя (0,75), η_4 определяет затенение и рассеяние на тягах (0,92), η_5 зависит от точности изготовления большого зеркала (0,5), η_6 зависит от точности изготовления малого зеркала (0,97), η_7 зависит от кроссполяризационной составляющей (0,99), η_8 определяет потери и согласование в тракте (0,90). В итоге получаем, что $\eta_a = 0,25$. Геометрическая площадь раскрыва антенны составляет 380 м^2 . Эффективная площадь, соответствующая коэффициенту использования $\eta_a = 0,25$, будет $380 \times 0,25 = 95 \text{ м}^2$ с вероятной ошибкой 10 м^2 . Максимальное значение $A_{\text{эфф}}$ по измерениям составляет $85 \pm 13 \text{ м}^2$, что в пределах ошибок согласуется с теоретическим значением.

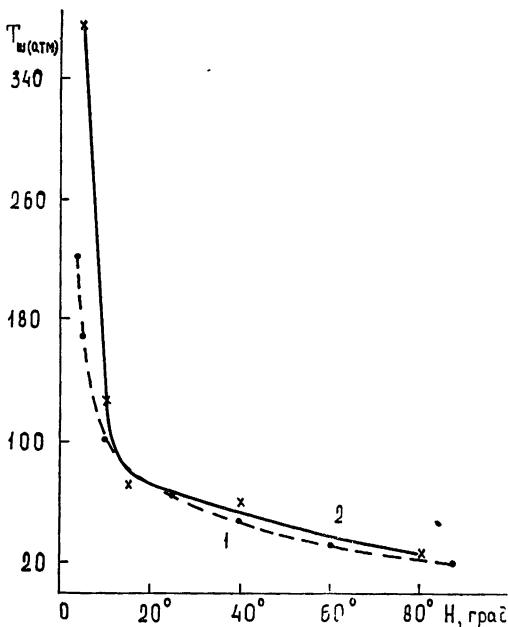


Рис. 4. Зависимость шумовой температуры атмосферы от угла высоты H (кривая 1 получена с диаграммой направленности $\phi_{0,5} = 2^\circ$, кривая 2 — $\phi_{0,5} = 7^\circ$).

вается в ослаблении чувствительности и в увеличении шумовой температуры системы. Измерения, проведенные летом, дали шумовую температуру антенны и атмосферы в зените 43 К. Согласно [3], из них 10 К относятся к шумам антенны, а 33 К — к шумам атмосферы. Если принять и для зимних условий шумовую температуру антенны 10 К, то на долю атмосферы остается 13 К, в хорошем соответствии с [13]. Таким образом,

одним из важнейших параметров, определяющих чувствительность радиометра, является шумовая температура системы, включающая шумы радиометра, атмосферы и антенны. Были проведены измерения шумовой температуры при различных углах высоты H . Измерения проводились с левым облучателем. Результаты измерения шумовой температуры, проведенные в зимний период, показаны на рис. 4. Температура шумов антенны и атмосферы в зените составляет 23 К. Такая низкая температура отвечает условиям практического отсутствия влажности, что соответствует действительности, так как наблюдения проводились при низкой температуре (-17°C). В летнее время поглощение и шумы атмосферы на волне 8 мм значительно возрастают. Это заметно сказы-

мы заключаем, что шумовая температура антенны составляет ~ 10 К независимо от времени года.

Экспериментальные исследования показали, что при угле сканирования $23'$ дисперсия шумов, вызванная главным образом флюктуациями радиоизлучения атмосферы, при переходе от зимы к лету возрастает. При угле 10° дисперсия увеличивается в два раза, а при более низких углах еще больше.

Авторы признательны А. Д. Кузьмину и Р. Л. Сороченко за инициативу в проведении антенных измерений и ценные замечания, Л. М. Нагорных и Н. Ф. Ильину за помощь в подготовке аппаратуры и проведении наблюдений и З. П. Абаевой за оформление статьи.

ЛИТЕРАТУРА

- П. Д. Калачев, А. Е. Саломонович, Радиотехника и электроника, **6**, 422 (1961).
- А. М. Каракун, А. Д. Кузьмин, А. Е. Саломонович, Радиотехника и электроника, **6**, 430 (1961).
- Л. Д. Бахрах, М. И. Григорьева, А. Д. Кузьмин, Л. И. Матвеенко, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, **12**, № 8, 1109 (1969).
- В. И. Загатин, Г. С. Мисежников, В. А. Пузанов, А. Е. Саломонович, Р. Л. Сороченко, В. Б. Штейншлейгер, Приборы и техника эксперимента, № 5, 116 (1968).
- И. И. Берулис, Препринт ФИАН, № 75, 1973.
- Б. Я. Лосовский, Препринт ФИАН, № 69, 1971.
- А. Д. Кузьмин, А. Е. Саломонович, Радиоастрономические методы измерения параметров антенн, изд. Сов. радио, М., 1964.
- Б. Я. Лосовский, Препринт ФИАН, № 22, 1970.
- G. T. Wright, W. J. Welch, D. D. Thornton, Ap. J., **169**, № 1, 1 (1971).
- А. Д. Кузьмин, Б. Я. Лосовский, Астрон. вестник, **5**, 78 (1971).
- А. Д. Кузьмин, Б. Я. Лосовский, Ю. Н. Ветухновская, Астрон. ж., **48**, 1033 (1971).
- R. H. Harten, Astron. J., **78**, 565 (1973).
- Н. А. Есекина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парицкий, Радиотелескопы и радиометры, изд. Наука, М., 1973.

Физический институт им. П. Н. Лебедева
АН СССР

INVESTIGATION OF THE PARAMETERS OF THE P. N. LEBEDEV PHYSICAL INSTITUTE 22-m RADIOTELESCOPE AT 8.2 mm

I. I. Berulls, M. I. Grigor'eva, B. Ya. Losovsky

Detailed investigations of the electrical parameters of the P. N. Lebedev Physical Institute 22-m radiotelescope were made with the help of radiometer with quantum paramagnetic amplifier at 8.2 mm wavelength. Antenna beam characteristics were examined. Gain "G" and beam efficiency β dependence on elevation H were found to be $G=1,18 \cdot 10^7(1+0,35 \sin H)$ and $\beta=0,61-0,07 \sin H + 0,03 \sin^2 H$. Theoretical value of the aperture efficiency equals 0.25. It is in a good agreement with the measured one. The noise temperature of the antenna is equal to 10K.

УДК 621.396.628 . 523.164

ОБЛУЧАТЕЛИ ДЕЦИМЕТРОВОГО И МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ ВОЛН С ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ПОЛЯРИЗАЦИИ

В. И. Абрамов, И. Ф. Белов, С. А. Волохов, А. А. Мельников

Описана конструкция облучателей с переключением линейной поляризации. Приводятся их основные характеристики и результаты единичного измерения линейной поляризации космического радиоизлучения, показывающие эффективность применения облучателей с переключением поляризации для поляризационных измерений.

В работе [1] рассмотрена одна из возможных реализаций облучателя с переключением линейной поляризации, позволяющая повысить точность единичного измерения линейной поляризации космического радиоизлучения за счет снижения случайных ошибок, обусловленных флуктуациями фонового неполяризованного радиоизлучения.

В данной статье описываются два облучателя одинаковой конструкции на 290 и 1670 МГц с симметричной, в отличие от [1], схемой возбуждения волны типа H_{11} . Приводятся их основные характеристики и результаты единичного измерения линейной поляризации космического радиоизлучения, свидетельствующие об эффективности применения облучателей с переключением поляризации для поляризационных измерений.

Общий вид облучателя дециметрового диапазона представлен на рис. 1. Облучатели выполнены в виде открытого конца коаксиального

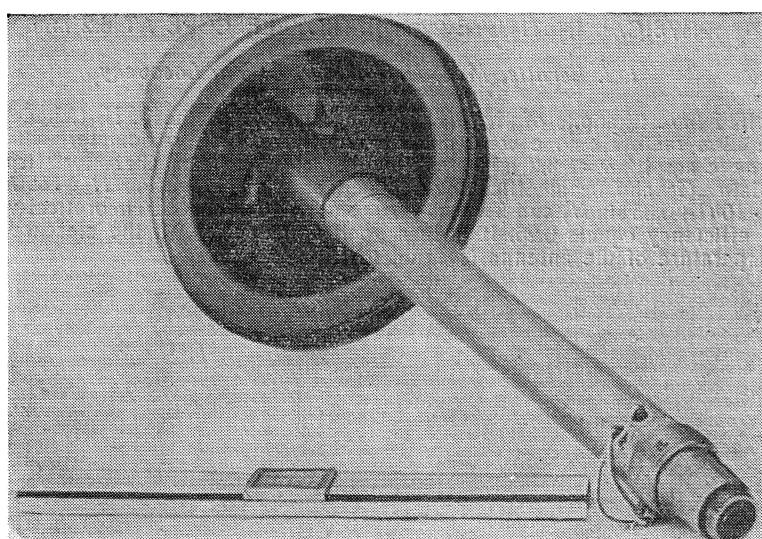


Рис. 1.

волновода, запитываемого со стороны раскрыва через центральную трубу, которая одновременно используется для крепления облучателя к зеркалу. В коаксиальном волноводе два взаимно перпендикулярных симметричных вибратора при переключении поочередно возбуждают две ортогональные волны типа H_{11}^* . Для улучшения осесимметричности диаграммы направленности на раскрыве с помощью уступа, кроме волны H_{11} , возбуждаются высшие типы волн H_{1n} , E_{1n}^{**} (размеры уступа подбирались экспериментально).

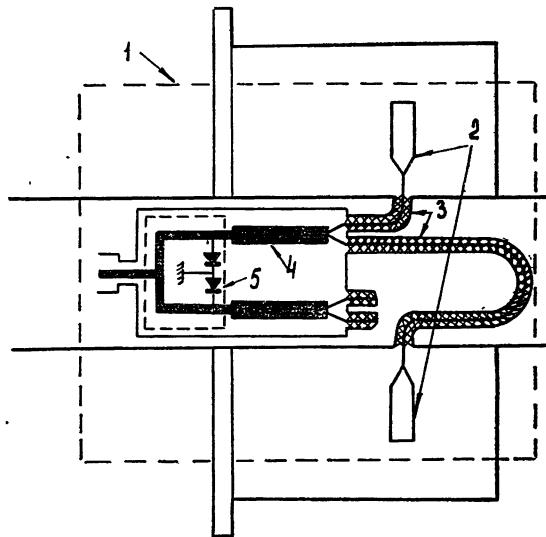


Рис. 2.

Возбуждающее устройство выполнено в виде единого модуля (1), расположенного во внутренней трубе облучателя (рис. 2). Каждый симметричный вибратор (2) через симметрирующее устройство (3) и согласующий $\Lambda/4$ -трансформатор (4) соединен с одним из плеч переключателя (5). Симметричный вибратор является продолжением двух 50-омных коаксиальных кабелей, различающихся по длине на $\Lambda/2$ и тем самым выполняющих роль симметрирующего устройства.

Для контроля разности длин кабелей использовалась измерительная линия, с помощью которой сравнивались фазы отраженных сигналов при поочередном закорачивании штырей вибратора. В результате настройки расфазировка каждого вибратора не превышала 1° .

Четвертьвольновые трансформаторы согласуют сопротивления переключателя и симметрирующих устройств. Переключатель представляет собой тройник с параллельным включением $p-i-n$ -диодов в 75-омную полосковую линию на расстоянии $\Lambda/4$ от точки разветвления. Развязка переключателя оценивалась по формуле [3]

$$L_3^{\text{теор}} \approx 20 \lg \bar{Y}_d^2,$$

где Y_d — приведенная проводимость открытого диода. В данном случае $L_3^{\text{теор}} \approx 26 \text{ dB}$, что удовлетворительно согласуется с экспериментом ($L_3^{\text{эксп}} \approx 25 \text{ dB}$).

* Для подавления основной волны типа ТЕМ, которая искажает диаграмму направленности, проводилось тщательное симметрирование вибраторов.

** Как показано в работе [2], для улучшения осесимметричности диаграммы направленности коаксиального волновода можно также использовать диафрагму, помещенную в его раскрыве, которая возбуждает высшие типы волн H_{1n} .

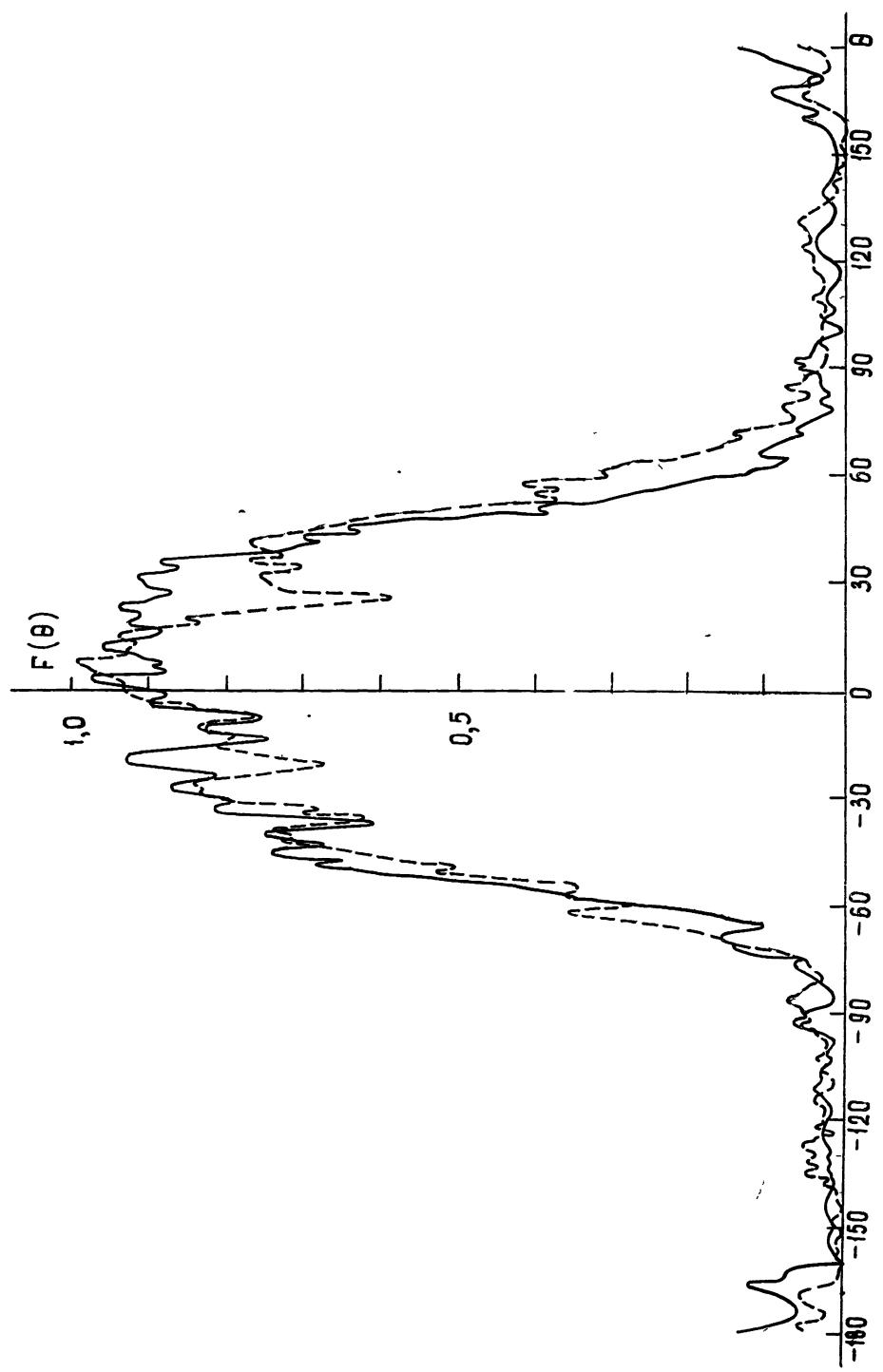


Рис. 3.

Разность прямых потерь дециметрового переключателя определялась по измеренной величине «паразитного» сигнала, обусловленного изменением собственных шумов системы, при переключении поляризации антенны, наведенной в зенит (с вращением облучателя), и не превышала 0,025 dB.

Поскольку облучатели рассматриваемого типа, кроме поляризационных измерений, могут быть использованы для других целей, то представляет определенный интерес рассмотреть более детально характеристики излучения такого облучателя.

На рис. 3 изображены экспериментальные диаграммы направленности облучателя, снятые по мощности в E - и H -плоскостях (соответственно штриховая и сплошная кривые) на частоте 1670 MHz. В среднем диаграмма направленности осесимметрична. Из-за дифракции на центральной трубе диаграмма направленности сильно изрезана и имеет заметный уровень бокового и заднего излучения. Однако форма главного лепестка ближе к секторной, чем у облучателей такого же типа, но не имеющих центральной трубы. Это, в свою очередь, может компенсировать потери усиления антенны, обусловленные переливанием и фазовыми потерями. Кроме того, для глубоких зеркал, несмотря на относительно высокий уровень боковых лепестков, за счет малости телесного угла, в который они излучают, общее переливание получается не слишком большим. При этом особенно важно отметить, что использование описываемых облучателей освобождает от необходимости применения поддерживающих штанг, которые в лучших случаях дают дополнительное рассеяние не менее чем 5—8% [4].

По измеренным диаграммам направленности рассчитывались основные характеристики облучателя в зависимости от углового раскрытия зеркала $2\theta_0$ (рис. 4). Расчет проводился по следующим формулам [5]:

$$\eta_{sp} = \frac{\int_0^{\theta_0} [A^2(\theta) + B^2(\theta)] \sin \theta d\theta}{\int_0^{\pi} [A^2(\theta) + B^2(\theta)] \sin \theta d\theta},$$

$$\eta_i = 2 \operatorname{ctg}^2 \frac{\theta}{2} \frac{\left\{ \int_0^{\theta_0} [A(\theta) + B(\theta)] \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} d\theta \right\}^2}{2 \int_0^{\theta_0} [A(\theta) + B(\theta)]^2 \sin \theta d\theta},$$

$$\eta_x = \frac{\int_0^{\theta_0} [A(\theta) + B(\theta)]^2 \sin \theta d\theta}{2 \int_0^{\theta_0} [A^2(\theta) + B^2(\theta)] \sin \theta d\theta},$$

$$\eta_a = \eta_{sp} \eta_i \eta_x.$$

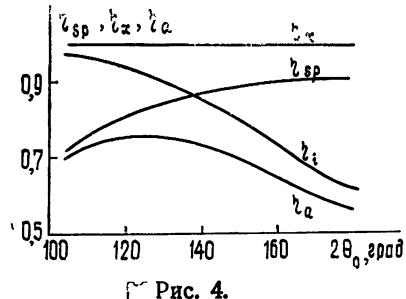


Рис. 4.

Здесь η_a — КИП*, η_t учитывает неравномерность амплитуды, η_{sp} характеризует переливание, η_x характеризует кросс-поляризационные потери, $A(\theta)$ и $B(\theta)$ — амплитудные диаграммы направленности облучателя соответственно в E - и H -плоскостях.

Из расчетов следует, что облучатель позволяет реализовать довольно высокий КИП ($\geq 70\%$) и очень малую ($< 0.5\%$) кросс-поляризацию. В случае глубоких зеркал ($2\theta \geq 140^\circ$) переливание не превышает 10—13%.

Осьсимметричность диаграммы направленности всей антенны проверялась путем переключения поляризации при прохождении Солнца через азимутальное сечение диаграммы направленности. Поскольку излучение Солнца неполяризовано, то на выходе приемника регистрируется разность диаграмм направленности в E - и H -плоскостях. Максимальное различие ширины диаграммы направленности не превышало 2%.

Аналогичные параметры имеет и облучатель метрового диапазона. Описанная конструкция облучателей использовалась при исследовании линейной поляризации космического радиоизлучения. Для иллюстрации преимущества коаксиального облучателя с переключением линейной поляризации над облучателем без переключения поляризации** можно сравнить результаты единичного измерения линейной поляризации космического радиоизлучения одной и той же области на частоте 290 МГц.

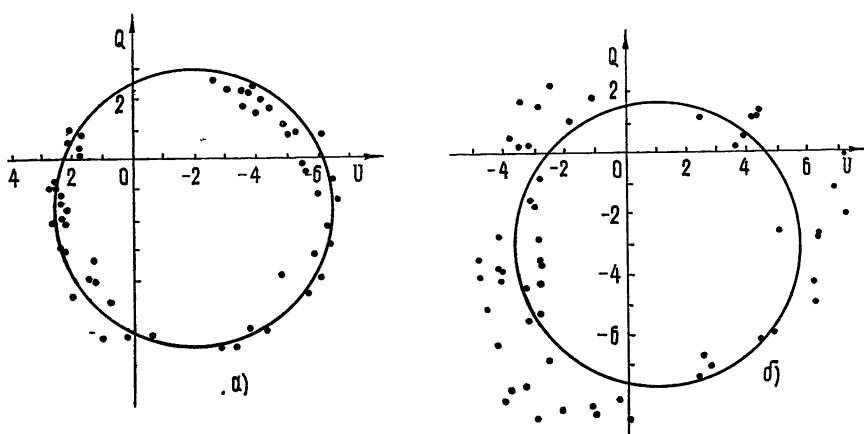


Рис. 5.

На рис. 5 изображены измеренные параметры Стокса Q и U при сопровождении в течение 12 часов области с координатами $\delta = 64^\circ$, $\alpha = 348^\circ$. Из-за вращения Земли текущий угол поляризации излучения изменяется за время сопровождения на 180° , в результате чего на плоскости Q и U получается круг (а) — коаксиальный облучатель с переключением поляризации, б) двухвибраторный облучатель с контрефлексором). Из графиков видно, что разброс экспериментальных точек около круга в случае переключения поляризации значительно меньше, что эквивалентно увеличению точности единичного измерения примерно в 3 раза.

* Без учета фазовых потерь, неточности изготовления поверхности зеркала и затенения облучателем. Фазовые потери не рассчитывались, но составляют, по грубым оценкам, 4—5%.

** В данном случае использовался двухвибраторный облучатель с контрефлексором.

В заключение авторы выражают благодарность А. М. Пасеке и Л. В. Поповой за предоставление результатов поляризационных измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. И. Абрамов, И. Ф. Белов, А. А. Мельников, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 18, № 6, 824 (1975).
2. L. A. Craus, C. E. Profera, G-AP Int. Symp. IEEE, Coll. William and Mary Williamsburg, 1972, Programm, p. 237.
3. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет, под ред. И. В. Мальцева и Б. В. Сестрорецкого, изд. Сов. радио, М., 1963.
4. Б. Е. Кинбер, Радиотехника и электроника, 7, № 1, 90 (1962).
5. B. M. Thomas, Proc. IEEE, 118, № 11, 1539 (1971).

Научно-исследовательский радиофизический институт

DECIMETER AND METER WAVE IRRADIATORS WITH SWITCHING OF POLARIZATION

V. I. Abramov, I. F. Belov, S. A. Volokhov, A. A. Mel'nikov

The design of the feeds with switching the linear polarization is described. Their basic characteristics and the results of a single measurement of linear polarization of cosmic radiation are given. They show the efficiency of using the feeds with polarization switching for polarization measurements.

УДК 621.372.83

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОВОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ

Б. Б. Криссинель, В. Г. Миллер

Описана методика и приведены результаты статистической обработки измерений флюктуаций разности электрических длин двух волноводных трактов длиною по 160 метров, проведенных в июне—июле 1974 г.

Одной из причин, ограничивающих размеры антенных решеток сантиметрового диапазона со сложением сигнала по высокой частоте, является фазовая нестабильность длинных волноводных трактов, соединяющих группы антенн. Эта нестабильность определяется главным образом высокой чувствительностью волноводов к изменению температуры окружающей среды. В связи с этим в интерферометрах с высоким угловым разрешением применяют автоматическое фазирование протяженных трактов [1].

Целью данной работы было экспериментальное исследование флюктуаций разности электрических длин двух идентичных волноводных трактов, необходимое для определения параметров системы автоматического фазирования Сибирского солнечного радиотелескопа.

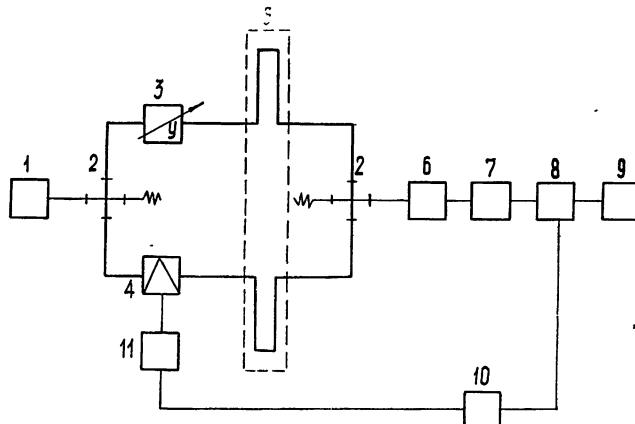


Рис. 1. 1—СВЧ генератор, 2—двойной Т-мост, 3—фазовращатель, 4—фазовый модулятор, 5—исследуемые тракты, 6—детектор, 7—избирательный усилитель, 8—синхронный детектор, 9—ЭПП-09, 10—низкочастотный генератор, 11—блок управления.

Исследования проводились на радиофизическом полигоне СиБИЗМИР СО АН СССР на трактах сечением $48 \text{ mm} \times 24 \text{ mm}$ и длиной по 160 метров, расположенных на высоте 0,9 метра. Блок-схема фазометрической установки изображена на рис. 1. Выходное напряжение синхронного детектора пропорционально $\sin \Delta\phi$, где $\Delta\phi$ — разность фаз

трактов. Для регистрации выходного сигнала используется самописец 9 типа ЭПП-09. Скорость записи — 600 мм/час.

Продолжительные исследования трактов показали большой диапазон изменения разности фаз. Наименьшие флуктуации фаз наблюдались зимой, в сумрачные и дождливые дни, а также в ночное время, т. е. в периоды с небольшим изменением температуры приземного слоя воздуха.

Ниже приведены результаты статистической обработки записей разности фаз, проведенных в июне—июле 1974 года, т. е. в период наименьшей фазовой стабильности трактов. Обработка производилась по 15 произвольно выбранным записям этого периода. Общая продолжительность записей, сделанных в основном в дневное время, около 100 часов.

В программу обработки входило:

- определение характера флуктуаций разности фаз;
- определение плотности распределения и интегрального распределения модуля разности фаз;
- определение спектра мощности флуктуаций разности фаз;
- определение статистических ошибок при автоматическом фазировании трактов.

Обработка записей осуществлялась на вычислительной машине РАЗДАН-3.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

1. Для определения характера флуктуаций разности фаз вычислялись средние $m(\Delta\varphi)$ и среднеквадратичные значения $\sigma(\Delta\varphi)$ для каждой записи в целом и по 20-минутным интервалам.

Среднее значение по всей записи определяется в основном точностью балансировки схем перед началом измерений. Поэтому все записи перед обработкой корректировались на величину среднего значения. Диапазон изменения $\sigma(\Delta\varphi)$ для всей записи — от 0,8 (в ночное время) до 17°,4. Ввиду значительных и случайных изменений $m(\Delta\varphi)$ и $\sigma(\Delta\varphi)$, характерных для большинства записей, можно считать, что флуктуации разности фаз представляют собой случайный нестационарный процесс $Y(t) = A(t)X(t) + B(t)$, где $X(t)$ — стационарный случайный процесс, $A(t)$ и $B(t)$ — мультипликативная и аддитивная составляющие соответственно.

2. Оценки плотности распределения и интегрального распределения модуля разности фаз определялись для каждой записи.

Анализ всех записей показывает существенные различия вероятностных характеристик. Графики оценок плотности распределения могут иметь несколько максимумов; иногда бывает распределение, близкое к равномерному. Как правило, эти кривые не имеют максимума в области $|\Delta\varphi| \approx 0$. Вероятность того, что разность фаз трактов не превысит 10°, изменяется от 0,4 до 1 для различных записей.

На рис. 2 и 3 приведены оценки плотности распределения (1) и интегрального распределения (2) соответственно

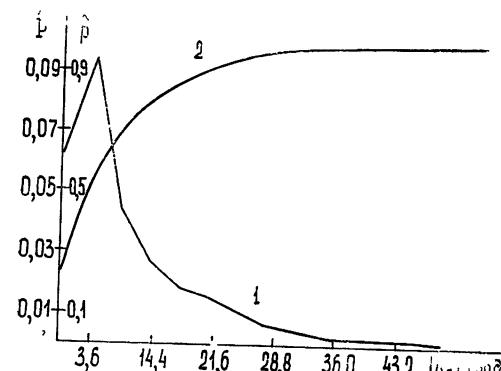


Рис. 2.

для всех дневных и ночных записей флуктуаций фаз. Наибольшее значение $\Delta\varphi$ равно 57° для дневных записей и 8° — для ночных. Из оценок интегральных распределений следует, что с вероятностью 0,9 разность фаз $\Delta\varphi$ не превышает 18° для дневных записей и $1^\circ,8$ для ночных.

3. Для определения оценки спектра мощности флуктуаций разности фаз необходимо предварительно произвести «стационаризацию» первоначальных записей [2, 3].

«Стационаризация» заключается в исключении из исходного процесса составляющих $A(t)$ и $B(t)$. Мультипликативная составляющая $A(t)$ определялась по изменению дисперсии, а аддитивная составляющая $B(t)$ — по изменению среднего значения исходного процесса. Преобразованная запись

$$\tilde{Y}(t) = [Y(t) - B(t)]/A(t)$$

сглаживается на концах косинусоидальной сглаживающей функцией $Ct(t)$ [2].

Оценка спектра мощности процесса находится методом быстрого преобразования Фурье [2, 4], затем

сглаживается по смежным частотам для получения оценки спектра с меньшей статистической изменчивостью. Сглаживание производится фильтром скользящего среднего по трем точкам.

В связи с тем, что практический интерес в первую очередь представляют высокочастотные флуктуации, спектр мощности определялся для участков записи продолжительностью 2—3 часа. На рис. 4 приведены оценки спектров для четырех записей, проведенных 10.7.74 г.

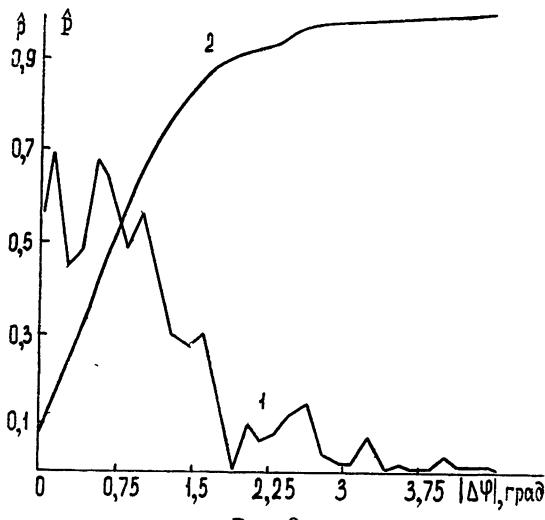


Рис. 3.

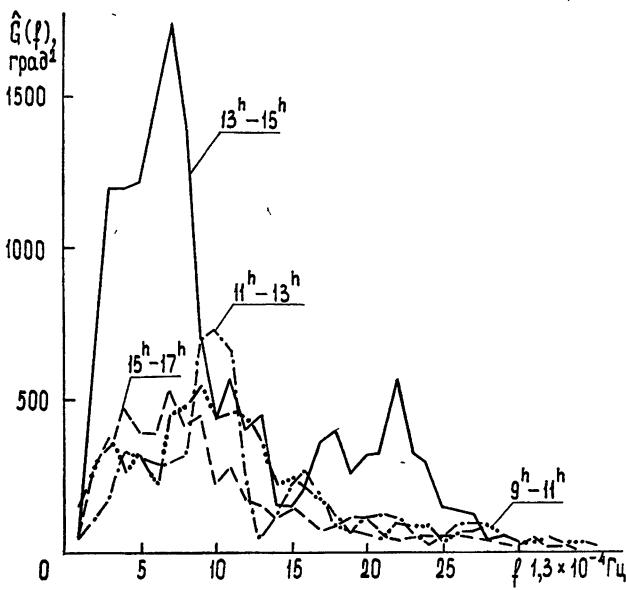


Рис. 4.

Обычно спектры имеют резко выраженный максимум в области низких частот. Анализ спектров всех записей показывает, что основная мощность флюктуаций лежит в области с периодами порядка 10—30 минут. С ростом частоты мощность флюктуаций быстро понижается. Уровень флюктуаций с периодами $\tau < 4$ мин у 75 % записей на порядок меньше уровня в области максимума. Как правило, быстрое спадание спектра в области коротких периодов наблюдается у записей с большой интенсивностью флюктуаций разности фаз. Для записей с небольшой дисперсией разности фаз характерно более плавное спадание спектра.

Общее представление о характере спектров в высокочастотной области можно получить по приведенным на рис. 5 и 6 трехмерным изображениям плотности распределения и интегрального распределения мощности разности фаз для записей, проведенных в дневное время. Несмотря на сложный характер кривых распределения на отдельных частотах, общая тенденция спадания интенсивности в сторону высоких частот отчетливо видна. Максимум плотности вероятности в области с периодами 15—20 мин соответствует интенсивностям 350—600 град², в области около 2 мин — интенсивности 1—1,5 град².

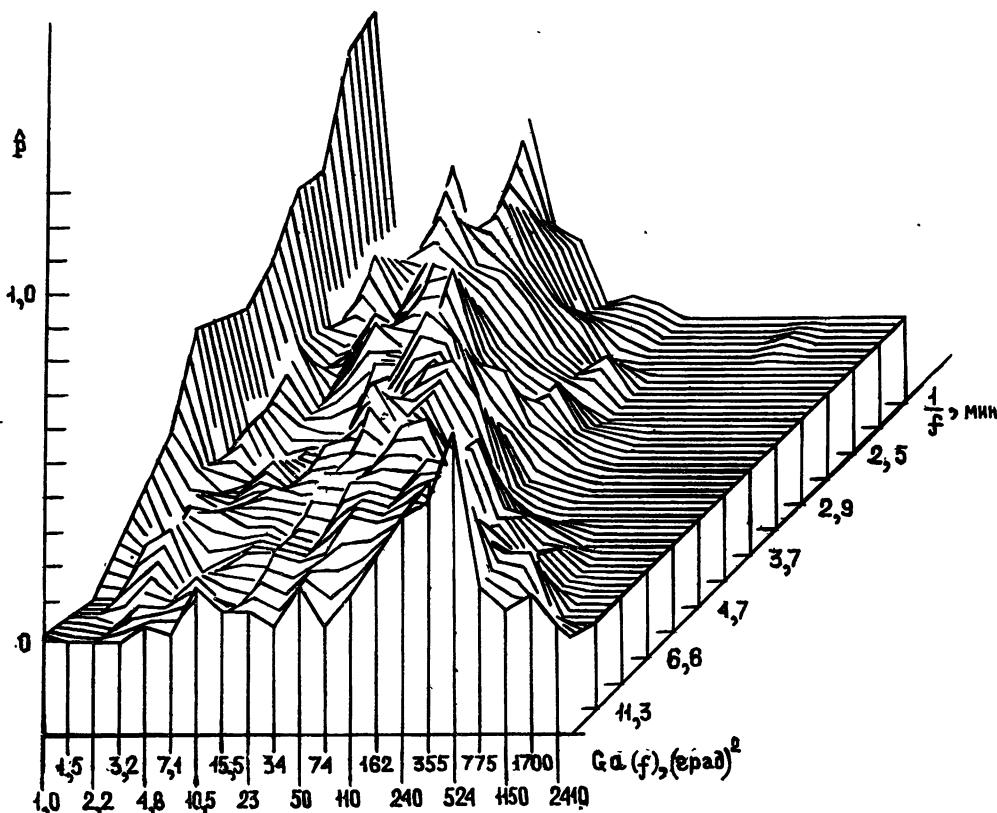


Рис. 5.

Из рис. 6 следует, что с вероятностью 0,9 мощность флюктуаций не превысит 40 град² в области около 4 мин и 14 град² в области около 2 мин.

4. Система автоматического фазирования трактов Сибирского солнечного радиотелескопа представляет собой импульсную систему

автоматического регулирования, работающую в режиме с относительно большими паузами и быстрой отработкой фазовой ошибки. Статистические ошибки такой системы, зависящие от длительности паузы и характеристики исходного процесса $\Delta\varphi(t)$, целесообразно определять по реальным записям разности фаз трактов. В этом случае процесс автоматического фазирования можно смоделировать путем разделения исходной записи разности фаз на ряд отрезков, длина которых равна паузе между моментами фазирования, и приведением к нулю начальных точек полученных последовательностей.

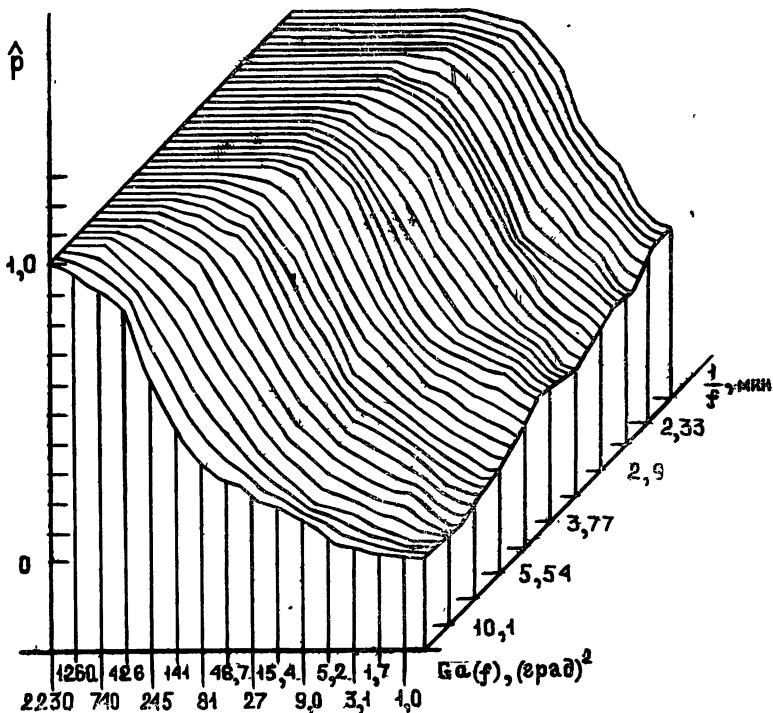


Рис. 6.

На рис. 7 представлены графики изменения среднего значения и среднеквадратичного отклонения для семичасовой записи, проведенной 29.VI.74 г., в зависимости от длительности паузы. Значения $m(\Delta\varphi)$ и $s(\Delta\varphi)$ зависят от момента начала моделирования, что отражено на графике заштрихованной зоной.

На рис. 8 представлены оценки плотности распределения, разности фаз в зависимости от длительности паузы T_p . Здесь же приведены оценки для исходной записи ($T_p = \infty$). Видно, что распределение $\Delta\varphi$ при автоматическом фазировании близко к нормальному со средним значением $m(\Delta\varphi) \approx 0$.

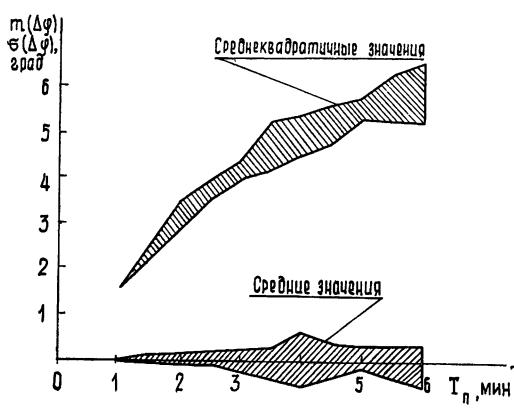


Рис. 7.

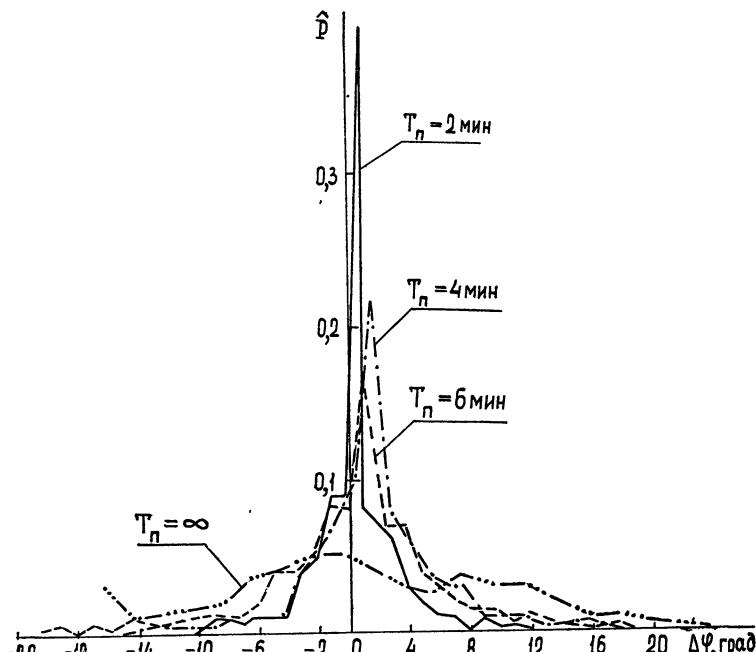


Рис. 8.

Моделирование процесса фазирования проводилось на всех записях при $T_n = 4$ мин. Законы распределения преобразованных записей сравнивались с нормальным законом с помощью критерия согласия χ^2 [2]. В большинстве случаев совпадение было удовлетворительным при уровне значимости $\alpha = 0,05$. Результаты обработки всех записей показали, что среднеквадратичное значение фазовой ошибки при четырехминутном цикле фазирования не превышает 5° , что является вполне удовлетворительным результатом.

Результаты исследований фазовой стабильности волноводных трактов определенной длины, смонтированных без какой-либо защиты от влияния внешней среды, во-первых, позволяют определить статистические характеристики флуктуаций разности фаз для трактов, работающих в наиболее тяжелых условиях, во-вторых, подтверждают возможность выполнения автоматической системы фазирования в виде импульсной системы автоматического регулирования.

Авторы выражают признательность А. А. Пистолькорсу и А. И. Шпунтову за постоянное внимание к работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Танака et al, Proc. Res. Institute Atmospherics Nagoya University, 16, № 1, 113 (1969).
2. Дж. Бендат, А. Пирсол, Измерение и анализ случайных процессов, изд. Мир, М., 1974.
3. Д. Худсон, Статистика для физиков, изд. Мир, М., 1970.
4. Дж. Бергланд, Зарубежная радиоэлектроника, № 3, 52 (1971).

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF PHASE STABILITY OF WAVEGUIDE CHANNELS*B. B. Krissinel', V. G. Miller*

The methods is described. The results are presented of statistical processing of measurements of fluctuations of the difference between the electric lengths of two waveguide channels 160 m long which were made in the period of June—July 1974.

УДК 621.396.628 : 523.164

РАДИОСПЕКТРОМЕТРИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ НА СВЕРХДЛИННЫХ БАЗАХ

B. A. Алексеев, B. N. Липатов, | B. B. Щекотов

Рассмотрена возможность определения координат космических радиоисточников и параметров вектора базы радиоинтерферометра методом дифференциально-фазовых измерений. Проведена оценка потенциальной точности метода.

С созданием радиоинтерферометров со сверхдлинными базами, обладающих высокой угловой разрешающей способностью (см., например, [1]), стало возможным решение как традиционных, так и проблемных задач астрометрии в радиочастотном диапазоне волн на новой технической и, частично, новой методической основах. Так, в отличие от основного метода классической астрометрии — метода позиционных наблюдений оптическими средствами с прямыми измерениями углов, — при радиоинтерферометрии угловые величины определяются косвенно: угловые размеры объекта вычисляются по его функции видимости, а угловые координаты — по величине взаимного запаздывания принимаемых в разнесенных пунктах сигналов излучения наблюдаемого объекта. При этом двухэтапность определения угловых величин в радиоинтерферометрии обуславливает большую гибкость этого метода.

В настоящее время с применением радиоинтерферометров реализован угловое разрешение до 10^{-4} угл. с [2, 3] и достигнута точность измерения угловых координат $5 \cdot 10^{-2}$ угл. с, что более чем на порядок превышает возможности современных оптических средств. Обычно используемые в радиоинтерферометрии методы решения астрометрических задач методами радиоинтерферометрии не свободны, как и классические методы астрометрии, от систематических ошибок, которые, как правило, превалируют над случайными и полностью избавиться от которых, как показано ниже, обычно не удается. В радиоинтерферометрии известен метод так называемых дифференциальных измерений, в котором систематические ошибки в значительной степени подавлены. Этот метод предлагалось использовать для решения ряда частных задач [8, 10]. В настоящей работе показано, что метод дифференциальных измерений может быть с успехом использован и для решения практически всех задач фундаментальной астрометрии, причем ожидаемые точности угловых измерений превосходят на порядок точности, достижимые при абсолютных радиоинтерферометрических измерениях.

1. При наблюдении удаленного точечного радиоисточника радиоинтерферометром со сверхдлинной базой с использованием систем независимого приема измеряемую величину взаимного запаздывания принимаемых в разнесенных пунктах сигналов можно представить в виде

$$\tau(t) = \frac{1}{c} (Sr)_t + \Delta t(t) + \Delta \tau_{tp}(t), \quad (1)$$

где S — вектор базы интерферометра, r — единичный вектор в направлении на источник, c — скорость света в вакууме, $\Delta t(t)$ — расхождение шкал времени, в которых регистрируются принимаемые сигналы, $\Delta\tau_{tr}(t)$ — дополнительный дифференциальный набег пути принимаемых сигналов в тропосфере. При этом мы не учитываем aberrационных поправок, которые могут быть предвычислены с достаточной степенью точности, и случайную аппаратурную погрешность измерений, которая может быть сделана весьма малой при приеме в широкой полосе частот с большим усреднением и которая, следовательно, не определяет потенциальную точность метода. Предполагается также, что прием ведется в области частот, где влиянием ионосферы и межпланетной среды можно пренебречь ($f \geq 10 \text{ ГГц}$) либо оно определено в результате специальных измерений.

Для решения собственно астрометрической задачи необходимо выделить из (1) составляющее (Sr), содержащее информацию о координатах источника, параметрах базы интерферометра, скорости вращения Земли и т. д. Очевидно, что полное разделение всех составляющих в правой части (1) без привлечения дополнительных данных возможно только в том случае, если они имеют различные функциональные зависимости. При этом если достоверный характер этих зависимостей априори неизвестен, то проведенное разделение будет справедливо лишь в рамках выбранной модели.

В известном и апробированном способе решения астрометрических задач с использованием длиннобазовых радиоинтерферометров [4, 5] набег пути сигналов в тропосфере Земли $\Delta\tau_{tr}$ считается определенным из косвенных измерений, а функция расхождения шкал времени $\Delta t(t)$ представляется ограниченным числом членов степенного или гармонического ряда. Предполагается при этом стационарность вектора вращения Земли и ее поверхности в течение сеанса наблюдения, что вообще-то справедливо для весьма ограниченных интервалов времени.

С указанными выше предположениями радиуцированная функция в простейшем представлении имеет вид

$$\tau_{ped}(t) = \frac{1}{c} S_{\parallel} \sin \delta + \frac{1}{c} S_{\perp} \cos \delta \sin(\Omega t + \alpha_6 - \alpha) + \Delta t_0 + kt, \quad (2)$$

где S_{\parallel} — проекция вектора базы на ось вращения Земли, S_{\perp} — проекция вектора базы на экваториальную плоскость, δ — склонение наблюдаемого источника, α — прямое восхождение, Ω — скорость вращения Земли, α_6 — угол прямого восхождения нормали к экваториальной проекции вектора базы в системе небесных координат в момент $t = 0$, Δt_0 , k — соответственно коэффициенты нулевого и первого члена разложения $\Delta t(t)$ в степенной ряд; физически они соответствуют величинам начальной рассинхронизации шкал времени и их регулярному расхождению.

Если имеется не менее пяти отсчетов функции $\tau(t)$ для различных значений t , то по ним можно найти пять параметров, определяющих зависимость функции (2) от времени: амплитуду, частоту и начальную фазу синусоидальной составляющей, а также величину смещения и наклон линейной составляющей, и составить пять условных уравнений

$$A_1 = \frac{1}{c} S_{\parallel} \sin \delta + \Delta t_0, \quad A_2 = \frac{1}{c} S_{\perp} \cos \delta, \quad A_3 = \Omega, \quad A_4 = \alpha_6 - \alpha, \quad A_5 = k, \quad (3)$$

причем в первых четырех содержатся искомые астрометрические величины. Наблюдения минимальной группы из трех источников позволяют сформировать разрешимую систему условных уравнений и определить склонения и относительные прямые восхождения наблюдаемых источ-

ников, проекции базы интерферометра и начальную рассинхронизацию шкал времени. Скорость вращения вектора базы Ω и регулярное расхождение шкал времени $\Delta t_{\text{пер}} = kt$ определяются по наблюдениям одного источника.

Нетрудно показать, что для максимальной точности определения параметров A_i и, соответственно, искомых величин, необходимо задание функции $\tau(t)$ на интервале порядка суток, так как в разложение функции $\Delta\tau(t)$ входит гармонический член с суточным периодом. В свою очередь, это приводит к требованию увеличения точности представления $\Delta t(t)$. Действительно, нерегулярная компонента расхождения на интервале T двух шкал времени, сформированных от атомных или молекулярных стандартов частоты, оценивается величиной $\sigma_T(\Delta t_{\text{фл}}(t)) \approx \delta f T$ [1], где δf — относительная нестабильность частоты. При $T = 5 \cdot 10^4$ с и $\delta f = 10^{-13}$ получим $\sigma_T(\Delta t_{\text{фл}}) = 5 \cdot 10^{-9}$ с, и эта ошибка будет преобладать над остальными, оцениваемыми в сумме величиной менее $1 \cdot 10^{-9}$ с [6].

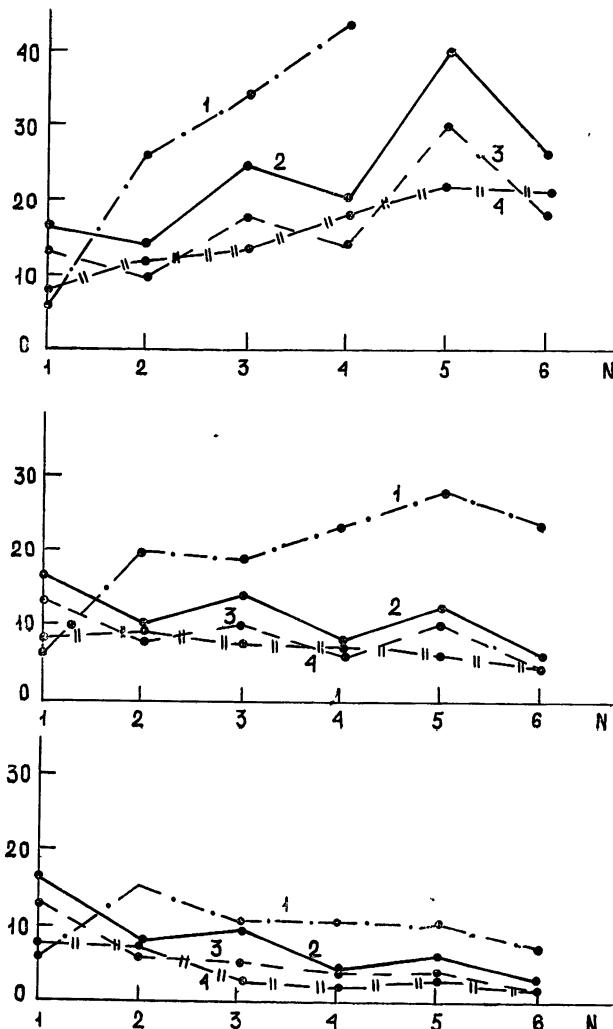


Рис. 1. Погрешность определения астрометрических параметров в зависимости от числа членов разложения функции расхождения шкал времени:
1— $\sigma_{A_2} (\times 10^{-9}$ с), 2— $\sigma_{A_1} (\times 10^{-9}$ с), 3— $\sigma_{A_3} (\times 0,2 \times 10^{-6}$ рад), 4— $\sigma_{\ln A_4} (\times 10^{-7})$,

Ошибку представления $\Delta t(t)$ можно уменьшить, увеличив число членов разложения аппроксимирующего ряда и соответственно увеличив число определяемых параметров. Однако при этом необходимость задания большего числа условных уравнений приводит на некотором этапе из-за конечных корреляционных связей элементов матрицы преобразования к возрастанию веса остаточных ошибок, включая случайную аппаратурную погрешность, и снижению конечной точности определения искомых величин.

Для примера на рис. 1 представлены результаты расчета погрешности определения параметров A_1, A_2, A_3, A_4 , полученные при представлении составляющей функции расхождения шкал времени в (1) в виде

$$\Delta t(t) = \sum_{i=0}^N \beta_i t^i \text{ для различных } N \text{ и отношений } \beta_i/\beta_{i+1} = 6, 8, 10. \text{ Из гра-}$$

фиков видно, что достичь увеличения точности путем введения членов разложения функции $\Delta t(t)$ можно только при очень слабом отличии относительного дрейфа задающих стандартов от линейного — $\beta_i/\beta_{i+1} \geq 8$, что само по себе предполагает использование в интерферометре прецизионных стандартов частоты — формирователей шкал времени. Аналогичный результат получим, если в целях уменьшения погрешности из-за влияния условий распространения радиоволн будем вводить параметры соответствующих эффектов в число определяемых внутри метода величин.

Из сказанного следует, что существенно уменьшить ошибку из-за нестационарных флуктуаций расхождения шкал времени и электрической толщи тропосферы таким образом не удается и они будут ограничивать потенциальную точность метода.

Таблица 1

Нестабильность стандартов частоты	$\sigma_S, \text{ см}$	$\sigma_{(a_0-a)}, \text{ угл с}$	$\sigma_\delta = 0^\circ, \text{ угл с}$	$\sigma_\delta = 30^\circ, \text{ угл с}$	$\sigma_\delta = 60^\circ, \text{ угл с}$
$\delta f = 10^{-13}$	160	0,1	0,17	0,13	0,07
$\delta f = 10^{-14}$	65	0,04	0,07	0,04	0,02
$\delta f = 10^{-15}$	$\sigma_{\Delta \tau_{\text{тр}}} = 10^{-10} \text{ с}$	6,5	0,003	0,006	0,004

* С измерениями параметров тропосферы в направлении на источник в каждом пункте в момент наблюдений.

В табл. 1 приведены результаты расчета погрешностей определения координат источников и длины вектора базы интерферометра для различных стабильностей используемых стандартов частоты — хранителей шкал времени. При этом функция расхождения шкал времени представлялась двумя членами разложения $\Delta t(t) = \Delta t_0 + kt$, и каждому отсчету функции $t(t)$, составленной по результатам измерений, приписывалась соответствующая ошибка $\sigma_{\Delta t} = \delta ft$. В ошибку компенсации тропосферного набега включалась только флуктуирующая компонента электрической толщи тропосферы [7] ($\sim 10 \text{ см}$ в зенитном направлении для каждого приемного пункта). В расчетах взята база с составляющими вектора $S_1 \approx S_2 \approx 2000 \text{ км}$.

2. Максимальное угловое разрешение радиоинтерферометров со сверхдлинными базами реализовано в задаче измерения угловых размеров источников космического радиоизлучения. Адекватным данной

задаче является измерение углового расстояния между двумя источниками, причем если это расстояние невелико, то задача по методике наблюдений и алгоритму обработки сводится к измерению углового размера так называемого «двойного источника». Если же расстояние между источниками существенно превышает ширину диаграммы направленности одиночной антенны системы интерферометра, то, как показано в [8], оптимальной схемой измерений является сдвоенный радиointерферометр (рис. 2) с измерением дифференциальной (разностной) фазы полученных от каждого источника интерференционных откликов.

При такой схеме фазовые и временные смещения принимаемых интерференционных сигналов, вызываемые несинфазностью гетеродинов и несинхронностью шкал времени, войдут одинаковым образом в интерференционные отклики для обоих источников и будут отсутствовать в их разностной фазе:

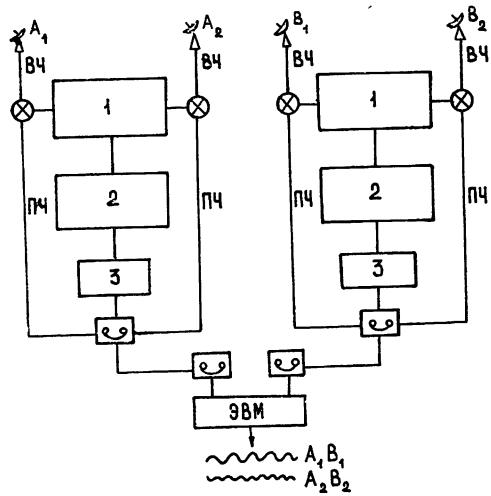
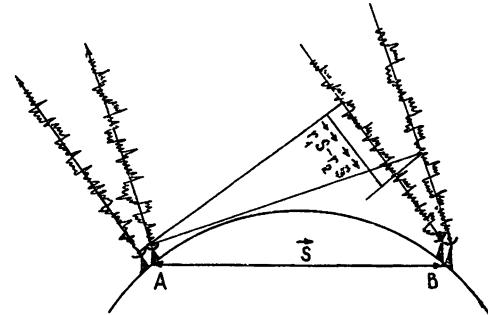


Рис. 2. Схема дифференциальных измерений:

1—гетеродин, 2—стандарт частоты, 3—часы.



$$\varphi_p(t) = \frac{\omega}{c} (Sr_1 - Sr_2)_t + \omega \Delta \tau_{tp_1}(t) - \omega \Delta \tau_{tp_2}(t), \quad (4)$$

где индексы 1 и 2 обозначают номера источников.

При дифференциальных измерениях происходит также фильтрация эффектов воздействия неоднородностей тропосферы и ионосферы Земли, имеющих угловые размеры больше, чем угловое расстояние между наблюдаемыми источниками. Действительно, можно записать

$$\Delta \tau_{tp_1}(t) - \Delta \tau_{tp_2}(t) = [\tau_{tp_{1a}}(t) - \tau_{tp_{1b}}(t)] - [\tau_{tp_{2a}}(t) - \tau_{tp_{2b}}(t)],$$

где индексы *a* и *b* определяют различные приемные пункты. Если наблюдаемые неоднородности в направлениях (1—*a*), (2—*a*), а также (1—*b*), (2—*b*) полностью коррелированы, то для такой модели

$$\tau_{tp_{1a}}(t) = \tau_{tp_{2a}}(t), \quad \tau_{tp_{1b}}(t) = \tau_{tp_{2b}}(t) \text{ и } \Delta \tau_{tp_1}(t) - \Delta \tau_{tp_2}(t) = 0.$$

Степень фильтрации для реальных сред можно оценить качественно, представляя слой неоднородностей в виде фазового экрана, расположенного на высоте *h*. Полагая для тропосферы *h* = 5 км, зенитные углы наблюдаемых источников $z_1 = z_2 = 60^\circ$ и разность их азимутов $\Delta\theta = 180^\circ$, получим для такого весьма большого углового расстояния между источ-

никами линейный размер фильтруемых неоднородностей тропосферы $\rho > h(\operatorname{tg}^2 z_1 + \operatorname{tg}^2 z_2 - 2 \operatorname{tg} z_1 \operatorname{tg} z_2 \cos \theta)^{1/2} = 17 \text{ км}$. Остаточные возмущения, создаваемые в этом случае неоднородностями с размерами $l \leq \rho = 17 \text{ км}$, в соответствии со структурной функцией флюктуаций электрической толщи тропосферы [9], оцениваются величиной $\sigma(\Delta \tau_{\text{тр}}) \approx (0,3 \div 0,5) \cdot 10^{-10} \text{ с}$. Действительная фильтрация при наблюдении источников на симметричных зенитных углах может быть еще больше, так как неоднородности распределены по высоте, и для меньших высот будут фильтроваться неоднородности, начиная с соответственно меньших линейных размеров.

При наблюдении источников с различными зенитными углами $z_1 \neq z_2$ фильтрация будет слабее, однако даже для весьма неблагоприятного случая $z_1 = 0^\circ$, $z_2 = 60^\circ$ тропосферное смещение дифференциальной фазы будет в 2—3 раза меньше по сравнению со смещением фазы сигнала от одиночного источника с $z = 60^\circ$. Таким образом, влияние неоднородностей тропосферы в среднем в 5—6 раз при дифференциальных измерениях слабее, чем при абсолютных измерениях. При этом частично (в среднем в 2—3 раза) подавляется и влияние неоднородностей ионосферы, что позволяет расширить диапазон рабочих частот без применения специальных методов измерения набега длины пути распространения радиоволн в ионосфере.

Очевидно применение дифференциальных измерений для определения дифференциальных величин: углового расстояния между источниками и его приращения, скорости вращения Земли и колебаний полюсов, изменений длины и направления вектора базы интерферометра из-за приливных и тектонических явлений (см., например, [8]). Для ряда задач можно найти оптимальное расположение антенн интерферометра и наблюдаемых радиоисточников, когда явление тропосферных возмущений минимально. В частности, в работе [10] для измерений скорости вращения Земли предлагается аналог метода Цингера, состоящий в наблюдении пары радиоисточников на примерно одинаковых в каждом приемном пункте зенитных углах с помощью меридионального или экваториального интерферометра. При этом оказывается достижимой точность определения скорости вращения Земли $\sigma_{\text{вн}} = 10^{-9}$ за суточный цикл измерений без предъявления особых требований к стандартам частоты—формирователям шкал времени—при условии приближенных знаний параметров тропосферы по приземным значениям температуры, давления и влажности в пунктах приема.

3. Описанные в п. 2 дифференциальные измерения дают возможность решать различные задачи астрометрии, в число которых, к сожалению, не входит, например, определение углового положения наблюдаемых источников или задание системы координат. Далее, дифференциальные измерения с применением интерферометров не дают решения обратной радиоастрономической задачи — определения длины вектора базы интерферометра, что возможно только при применении абсолютных измерений временной задержки и при соответствующих параметрах измерительного комплекса (см. п. 1). Заметим, что при абсолютных угловых измерениях с применением сформированных интерферометров отсчет углов ведется от нормали к базовой линии интерферометра. При применении в радиоинтерферометре систем независимого приема рассинхронизация шкал времени в пунктах может быть представлена эквивалентным смещением и деформацией линии отсчетов. При дифференциальных измерениях снова получаем линию отсчета, задаваемую только вектором базовой линии интерферометра, и такая система практически свободна от основных систематических инструментальных ошибок, присущих абсолютным измерениям.

Оказывается, что можно построить программу измерений и алгоритм обработки измерительной информации таким образом, чтобы сформировать разрешимую систему уравнений относительно угловых положений на небесной сфере, а также параметров вектора базы интерферометра.

Ограничимся для простоты прежним представлением стационарности вектора вращения Земли и ее поверхности внутри сеанса наблюдений. При этом выражение для дифференциальной фазы интерференционных откликов двух одновременно наблюдавшихся источников можно записать в виде

$$\varphi_p^{1-2}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ S_{\parallel} (\sin \delta_1 - \sin \delta_2) + S_{\perp} [\cos^2 \delta_1 + \cos^2 \delta_2 - 2 \cos \delta_1 \times \right. \quad (5)$$

$$\left. \times \cos \delta_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_2)]^{1/2} \sin \left[\Omega t + \alpha_0 + \operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \delta_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)}{\cos \delta_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_2) - \cos \delta_1} \right) \right] \right\}.$$

Если попарно наблюдать три источника и сформировать функции $\varphi_p^{1-2}(t)$ и $\varphi_p^{1-3}(t)$, имеющие вид (5), то разность аргументов гармонических составляющих в $\varphi_p^{1-2}(t)$ и $\varphi_p^{1-3}(t)$ будет описываться выражением

$$\arg \varphi_p^{1-2}(t) - \arg \varphi_p^{1-3}(t) = \quad (6)$$

$$= \operatorname{arctg} \frac{\cos \delta_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)}{\cos \delta_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_2) - \cos \delta_1} - \operatorname{arctg} \frac{\cos \delta_3 \sin(\alpha_1 - \alpha_3)}{\cos \delta_3 \cos(\alpha_1 - \alpha_3) - \cos \delta_1},$$

причем эта величина определяется только положением наблюдавшихся источников в небесной системе координат. Дифференциальные измерения для пар в группе из пяти источников позволяют сформировать четыре несвязанных функции $\varphi_p^{1-2}(t)$, $\varphi_p^{1-3}(t)$, $\varphi_p^{1-4}(t)$ и $\varphi_p^{1-5}(t)$ (индексы 1—5 обозначают номера источников) и по ней задавать систему условных уравнений вида

$$A^{1-i} = \frac{1}{c} S_{\parallel} (\sin \delta_1 - \sin \delta_i),$$

$$B^{1-i} = \frac{1}{c} S_{\perp} [\cos^2 \delta_1 + \cos^2 \delta_i - 2 \cos \delta_1 \cos \delta_i \cos(\alpha_1 - \alpha_i)]^{1/2},$$

$$\begin{aligned} \Psi^{1-2-j} &= \operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \delta_2 \sin(\alpha_1 - \alpha_2)}{\cos \delta_2 \cos(\alpha_1 - \alpha_2) - \cos \delta_1} \right) - \\ &- \operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \delta_j \sin(\alpha_1 - \alpha_j)}{\cos \delta_j \cos(\alpha_1 - \alpha_j) - \cos \delta_1} \right), \end{aligned} \quad (7)$$

где A_{1-i} — постоянный член в функции $\varphi_p^{1-i}(t)$, B_{1-i} — амплитуда гармонического члена в $\varphi_p^{1-i}(t)$, Ψ_{1-2-j} есть $\arg \varphi_p^{1-2}(t) - \arg \varphi_p^{1-j}(t)$, $i = 2, 3, 4, 5$, $j = 3, 4, 5$.

Данная система содержит 11 уравнений и разрешается относительно следующих 11 неизвестных:

$$S_{\parallel}, S_{\perp}, \delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, (\alpha_1 - \alpha_2), (\alpha_1 - \alpha_3), (\alpha_1 - \alpha_4), (\alpha_1 - \alpha_5).$$

Уравнения (7) не зависят от ориентации вектора базы в экваториальной плоскости. Однако, пользуясь результатами полученных решений

из уравнения для аргумента гармонической составляющей в (5), записанного для любой пары источников, можно определить угол вектора базы в небесной системе координат, закрепленной наблюдаемыми радиоисточниками.

Средняя внутри сеанса наблюдений скорость вращения Земли определяется дифференциальными измерениями пар независимо от полного решения, а большее число наблюдаемых пар позволяет уменьшить конечную ошибку. Учитывая к тому же, что дифференциальная фаза $\varphi_p(t)$ свободна от нестационарных возмущений, создаваемых аппаратурными эффектами, а тропосферные возмущения в значительной степени подавлены, по спектральному составу функций $\varphi_p^{1-i}(t)$ можно определить и мелкомасштабные вариации скорости вращения Земли.

Нами были рассчитаны погрешности описанного метода применительно к базе с $S_{\parallel} = S_{\perp} \approx 2000 \text{ км}$, расположенной вдоль меридиана в северном полушарии. Для простоты погрешность представления функций $\varphi_p^{1-i}(t)$ по результатам измерений принята одинаковой для всех отсчетов и равной в соответствии с вышеизложенным величиной $\frac{1}{\omega} \sigma(\varphi_p) \approx 10^{-10} \text{ с}$. Решение дано для 13 наиболее интенсивных в сантиметровом диапазоне источников излучения с достаточно малыми угловыми размерами. Один из источников—3C309.1—был принят за отсчетный, поскольку на выбранной базе он наблюдается круглогодично на не слишком больших зенитных углах ($z < 70^\circ$). Предполагалось, что отсчет дифференциальной временной задержки для каждой пары источников производится с интервалом в 1 час с общим временем наблюдения от 8 до 17 часов в зависимости от склонений источников.

Таблица 2

Источник	α_{1950}	δ_{1950}	$\sigma_{S_{\parallel}}$	$\sigma_{S_{\perp}}$	σ_{δ}	$\sigma_{(\alpha_{3C309}-\alpha_t)}$
3C309.1	14 ^h 59 ^m 03 ^s	71°52'32"			0,0036"	
3C84.C	03. 16. 30	41 19 52			0,005	0,11"
P1127-14B	11. 27. 36	—14 32 34	14 см	3, 2 см	0,017	0,016
3C345	16. 41. 19	39 54 30			0,005	0,012
P2134.00	21. 34. 05	00 28 24			0,014	0,022
3C309.1	14. 59. 03	71°52'32"			0,006"	
СТА-21	03. 16. 09	16 17 40			0,0096	0,034"
4C39.25	09. 23. 55	39 15 24	15 см	3 см	0,005	0,009
NRAO-530	17. 30. 13	—13 02 11			0,017	0,01
3C454.3	22. 51. 29	15 53 11			0,01	0,011
3C309.1	14. 59. 03	71°52'32"			0,0066"	
3C147	05. 38. 44	49 49 41			0,003	0,05"
3C279	12. 53. 35	—05 30 46	19 см	4 см	0,018	0,0055
3C380A	18. 28. 13	48 42 29			0,0024	0,003
VRO-422201	22. 00. 39	42 02 08			0,005	0,0037

Сначала была исследована погрешность измерения угловой скорости вращения Земли. Оказалось, что минимальная ее величина при данной длине и ориентации базы составляет $\sigma_{\text{инз}} = 0,9 \cdot 10^{-8}$ и достигается путем наблюдения только одной пары источников 3C309.1 и NRAO-150, которые наблюдаются одновременно в течение наиболее длительного времени (~ 17 час). Затем была рассчитана погрешность разделения постоянных и переменных составляющих дифференциальной задержки для каждой пары источников в предположении, что параметры A^{1-i} , B^{1-i} и Ψ^{1-2-j} определяются методом наименьших квадра-

тов. При этом погрешность величины Ω включалась в погрешность измерения дифференциальной задержки в качестве систематической. Далее было составлено три группы по пяти источников в каждой (отсчетный источник ЗС309.1 входит в каждую группу), и для каждой из них рассчитаны погрешности определения параметров базы и координат источников. Полученные величины ошибок сведены в табл. 2.

Сравнение табл. 1 и 2 показывает, что точность, получаемая при абсолютных измерениях только с применением в системе интерферометра стандартов частоты со стабильностью $\delta f \sim 10^{-15}$ и с привлечением специальных измерений параметров тропосфера, достигается методом двойной дифференциально-фазовой интерферометрии без предъявления особо жестких требований к аппаратному комплексу и ограничиваясь данными приземных значений метеопараметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Ваге, В. Г. Clark, К. Џ. Келлерман, М. Н. Cohen, Д. Л. Jauncey, *Science*, 157, 189 (1967).
2. Б. Ф. Берк, К. Д. Джонстон, В. А. Ефанов и др., *Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика*, 16, № 5, 799 (1973).
3. В. С. Аблазов, В. А. Алексеев, М. А. Антонец и др., *Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика*, 17, № 10, 1431 (1974).
4. Н. F. Hinttegger et al., *Science*, 178, 396 (1972).
5. М. Н. Cohen, D. B. Shaffer, *Astron. J.*, 76, 91 (1971).
6. В. С. Троицкий, В. А. Алексеев, В. Н. Никонов, УФН (в печати).
7. В. И. Татарский, *Распространение волн в турбулентной атмосфере*, изд. Наука, М., 1967.
8. В. А. Алексеев, *Диссертация*, Горький, 1970.
9. Ю. Н. Парицкий, А. А. Стоцкий, *Изв. ГАО АН СССР*, № 188, 195 (1972).
10. В. А. Алексеев, Н. С. Блинов, Б. Н. Липатов, Е. Н. Федосеев, *Астрон. ж.* (в печати).
11. А. Н. Малахов, *Флуктуации в автоколебательных системах*, изд. Наука, М., 1968.

Научно-исследовательский радиофизический институт

RADIOASTROMETRY USING DIFFERENTIAL VERY LONG BASE INTERFEROMETER MEASUREMENTS

V. A. Alekseev, B. N. Lipatov, | B. V. Shchekotov|

The possibility of determining the coordinates of cosmic radio sources and the radio interferometer base vector parameters by the differential-phase measurement method is considered. An estimate of the potential accuracy of the method has been made.

УДК 551.510.52

ТРОПОСФЕРНЫЕ ОГРАНИЧЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ КООРДИНАТ КОСМИЧЕСКИХ ИСТОЧНИКОВ

A. A. Стоцкий

Получены оценки ограничений точности абсолютных измерений координат радиоисточников с помощью наземных радиотелескопов и радиоинтерферометров из-за турбулентности тропосфера Земли. Показано, что достигнутые в настоящее время пределы точности координатных измерений близки к границе, за которой основное значение будут иметь флюктуационные эффекты в тропосфере.

При измерениях координат космических источников с помощью наземных радиотелескопов неоднородность тропосферы приводит к возникновению случайных ошибок. В качестве среднеквадратичной меры величины этих ошибок примем величину

$$\delta = \frac{\sqrt{D_l(S)}}{S}, \quad (1)$$

где S — размер апертуры радиотелескопа (базы интерферометра), $D_l(S)$ — структурная функция эйконала (электрической толщины) тропосферы.

В случае интерферометрических измерений величина δ непосредственно дает среднеквадратичную величину «дрожания» лепестков диаграммы направленности. Для радиотелескопов со сплошными апертурами δ определяет флюктуации центра тяжести диаграммы направленности и практически мало отличается от величины «дрожания» электрической оси радиотелескопа.

Поскольку воздух представляет собой практически недиспергирующую среду, то $D_l(S)$ не зависит от длины волны, следовательно, флюктуации положения электрической оси радиотелескопа и интерферометра можно считать не зависящими от длины волны и определяющимися главным образом размером антенной системы и флюктуационными характеристиками тропосферы.

Для оценки величины δ воспользуемся турбулентной моделью структурной функции эйконала тропосферы Земли [1]:

$$D_l(S) = \begin{cases} C_l^2 S^{5/3}, & S < L_1 \\ C_L^2 S^{2/3}, & L_1 < S < L_2 \\ C_S^2, & S > L_2 \end{cases} \quad (2)$$

Величина L_1 имеет порядок толщины тропосферного слоя и играет роль внешнего масштаба изотропной турбулентности, L_2 — внешний масштаб горизонтальной (двумерной) турбулентности. На основании имеющихся наблюдательных данных можно дать следующие оценки параметров

структурной функции: $C_l = 1,7 \cdot 10^{-5} \text{ см}^{1/6}$, $C_L = 1,3 \cdot 10^{-2} \text{ см}^{2/3}$, $C_S = 9 \text{ см}$, $L_1 = 5,6 \text{ км}$, $L_2 = 3000 \text{ км}$.

Подставляя (2) в (1), получим

$$\delta = \begin{cases} C_l S^{-1/6}, & S < L_1 \\ C_L S^{-2/3}, & L_1 < S < L_2, \\ C_S S^{-1}, & S > L_2 \end{cases} \quad (3)$$

Рассчитанная в соответствии с приведенными выше параметрами структурной функции величина δ показана на рис. 1 сплошной линией. Эта оценка относится к случаю наблюдения в зенит. При наблюдении низких источников δ увеличивается вследствие увеличения длины пути радиоволн в тропосфере. Найденные значения δ определяют среднеквадратичную погрешность единичного измерения, полученного в результате наблюдения, длительность которого T_n меньше интервала корреляции t_0 флюктуаций разности эйконалов на базе S .

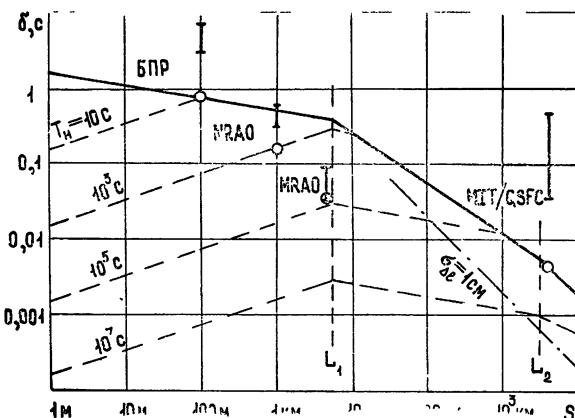


Рис. 1. Тропосферные ограничения точности абсолютных измерений координат космических источников (δ —в угловых секундах).

Сплошная кривая—точность единичного измерения, штриховая кривая—точность измерения с учетом накопления, штрих-пунктирная—точность измерения с контролем эйконала тропосферы.

Практически достигнутые точности измерений показаны вертикальными линиями, соответствующие этим случаям тропосферные ограничения обозначены кружками.

Увеличение длительности наблюдения позволяет использовать эффект накопления для уменьшения влияния тропосферных флюктуаций на точность измерений координат. Найдем случайную ошибку угловых измерений δ с учетом возможности такого накопления. За время $T_n \gg t_0$ можно сделать $N = T_n/t_0$ независимых отсчетов, что позволяет уменьшить случайную ошибку в \sqrt{N} раз. Принимая $t_0 = S/\bar{v}$ при $S < L_2$ и $t_0 = L_2/\bar{v}$ при $S > L_2$ (\bar{v} —средняя скорость ветра), получим

$$\delta = \begin{cases} C_l S^{1/3} (T_n \bar{v})^{-1/2}, & S < L_1 \\ C_L \bar{S}^{1/6} (T_n \bar{v})^{-1/2}, & L_1 < S < L_2, \\ C_S S^{-1} (T_n \bar{v})^{-1/2} L_2^{1/2}, & S > L_2 \end{cases} \quad (4)$$

Эта функция при $\bar{v} = 10 \text{ м/с}$ и разных значениях T_n показана на рис. 1 пунктирными линиями. Следует заметить, что с точки зрения умень-

шения влияния тропосферных флуктуаций не обязательно, чтобы наблюдения велись непрерывно в течение времени T_n . Достаточно, чтобы было произведено N отсчетов через интервалы времени порядка t_0 (увеличение общей длительности наблюдения, конечно, желательно с точки зрения повышения чувствительности радиотелескопа).

Рассмотрим практически достигнутые в настоящее время точности измерений координат радиоисточников. Из радиотелескопов со сплошной апертурой наибольшей координатной точностью обладает, по-видимому, Большой пулковский радиотелескоп (БПР), имеющий апертуру с размером в направлении восток—запад около 100 м. Точность единичного измерения прямого восхождения на БПР обычно лежит в пределах 3—7" [2]. Значительную долю этой погрешности составляют ошибки отсчета из-за шумов системы и ошибки наведения (из-за неточности установки облучателя и вторичного зеркала). Специальные наблюдения ярких источников, проведенные при неподвижной антенне [3], позволили исключить эти ошибки. В этом случае среднеквадратичный разброс измеренных прямых восхождений для высоких источников оказался около 1", что согласуется с полученной выше оценкой величины δ . Проведенные исследования [4] показали, что применение более точных методов установки облучателя и вторичного зеркала позволит, по-видимому, довести координатную точность БПР и аналогичного радиотелескопа несколько больших размеров—РАТАН-600—по ярким источникам до «тропосферного предела».

Значительный шаг вперед в повышении точности измерений координат радиоисточников в последние годы был сделан при применении интерферометрического метода. Первые радиоинтерферометрические измерения координат с высокой точностью были выполнены в NRAO (США) по методике Вэйда [5, 6]. По оценкам авторов, среднеквадратичная погрешность измерений склонений равна 0",60. Сравнение этих данных с результатами независимых прецезионных измерений координат в RRE (Англия), в которых использовалась привязка к опорным оптическим координатам [7, 8], показало, что фактически погрешность несколько меньше: средняя разность склонений общих источников каталогов NRAO и RRE (с учетом устранения выявленной систематической ошибки [6]) равно $0,11 \pm 0",10$ при среднеквадратичной случайной разности $0",50$. Так как по оценкам авторов точность измерений в RRE также составляет около 0",60, то, по-видимому, в обоих случаях среднеквадратичная случайная ошибка не превышала $0",50/\sqrt{2} = 0",35$.

Наблюдения в NRAO проводились с помощью интерферометров с базой около 1 км. Каждый источник наблюдался в течение 5—10 минут на трех далеко разнесенных часовых углах. Таким образом, время наблюдения одного источника T_n было около 10^3 с. Следовательно, в соответствии с выполненными выше оценками случайная ошибка, обусловленная турбулентностью тропосферы, в этих условиях должна быть 0",16.

Еще большие точности измерений координат (0,03—0",1) достигнуты Райлом и Элсмором [9] на интерферометре MRAO с базой 5 км при длительности наблюдения 12 часов. Оценки тропосферных ошибок, соответствующих этим условиям, дают величину 0",03. При наблюдениях на интерферометре со сверхдлинной базой (4000 км) объединенной группы MIT/GSFC (США) [10] точность измерений координат лежала в пределах 0,04—0",5 (величина δ для этого случая —0",005).

Рассмотренные примеры показывают, что достигнутые в настоящее время точности измерений координат радиоисточников при помощи наиболее совершенных радиотелескопов уже близки к границе, за кото-

рой основное значение будут иметь флюктуационные эффекты в тропосфере.

При измерении координат с помощью интерферометров с очень большими базами эффективным методом уменьшения δ может быть измерение и учет величины эйконала тропосферы в местах расположения антенн интерферометра. По имеющимся оценкам [11] точность измерения эйконала на основании данных наземных метеонаблюдений и радиометрического зондирования тропосферы может быть 1—2 см. Полагая, что в результате таких измерений известна разность эйконалов тропосферы в местах расположения антенн интерферометра в момент измерения координат со среднеквадратичной ошибкой $\sigma_{\Delta l}$, можно для оценки δ воспользоваться формулой (1), если вместо $D_l(S)$ представить $\sigma_{\Delta l}^2$. Получающиеся при этом величины δ при $\sigma_{\Delta l} = 1$ см показаны на рис. 1.

Полученные оценки тропосферных ограничений относятся, главным образом, к абсолютным координатным измерениям. При измерениях координат источников относительно близкорасположенных опорных объектов тропосферные погрешности могут быть существенно меньше, благодаря пространственной (или временной) фильтрации крупномасштабных (низкочастотных) флюктуаций эйконала тропосферы [12]. Высокая эффективность такой фильтрации обусловлена возрастающим характером структурной функции $D_l(S)$ в области $S < L_1$, означающим, что основная энергия флюктуаций эйконала тропосферы связана с большими пространственными масштабами и низкими частотами.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Стоцкий, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 16, № 5, 808 (1973).
2. В. Я. Гольнев, Ю. Н. Парийский, Астрон. ж., 42, № 2, 305 (1965).
3. Н. М. Липовка, А. А. Стоцкий, Изв. ГАО АН СССР, № 188, 238 (1972).
4. Ю. К. Зверев, Н. М. Липовка, Астрофизические исследования, 5, 123 (1973).
5. C. W. Wade, Astrophys. J., 162, № 2, 381 (1971).
6. P. Broshe, C. W. Wade, R. M. Hjellming, Astrophys. J., 183, 805 (1973).
7. A. Sandage, J. Kristian, C. W. Wade, Astrophys. J., 162, 399 (1970).
8. J. W. Smith, Nature Phys. Science, 232, № 33, 150 (1971).
9. M. Ryle, B. Elsmore, Mon. Not. Roy. Astr. Soc., 164, 223 (1973).
10. A. E. E. Rodgers et al., Astrophys. J., 186, 801 (1973).
11. L. W. Shaper, Jr., D. H. Staelin, J. W. Waters, Proc. IEEE, 58, № 2, 272 (1970).
12. Ю. Н. Парийский, А. А. Стоцкий, Изв. ГАО АН СССР, № 188, 195 (1972).

Ленинградский филиал Специальной астрофизической обсерватории
АН СССР

TROPOSPHERIC LIMITATIONS OF MEASUREMENT ACCURACY OF COORDINATES OF COSMIC SOURCES

A. A. Stotskii

The limitations of the absolute measurement accuracy of the coordinates of radio sources using based-ground radio telescopes and radio interferometers due to the turbulence of the Earth troposphere are estimated. It is shown that the limits of accuracy of the coordinate measurements achieved now are close to the boundary behind which of primary importance will be the fluctuation effects in the troposphere.

УДК 621.396.628 : 523.164

**ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ ПОЛОЖЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ
ИСТОЧНИКОВ С ПОМОЩЬЮ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ
ОТКЛИКА РИДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА СО СВЕРХДЛИННОЙ
БАЗОЙ**

Б. А. Дубинский

Рассматриваются соотношения, связывающие точность определения положения вращающегося источника с параметрами его орбиты и с параметрами интерферометра. Приведены доказательства целесообразности применения радиоинтерферометров со сверхдлинными базами для определения координат одиночных объектов, излучающих с орбит спутников планет и с поверхности планет, например, Марса.

Определению координат точечных источников путем измерения частоты отклика радиоинтерферометров со сверхдлинными базами (РСДБ) был посвящен ряд работ [1-3]. В указанных работах объектами служили источники, неподвижные относительно оси вращения Земли (базы интерферометра). Последние исследования планет приводят к иному типу объектов: к вращающимся точечным источникам. Такими источниками могут быть, например, аппараты, излучающие с поверхности планет, с искусственных спутников планет. Вращение источника существенно оказывается на частоте биений, поэтому частотный способ в данном случае требует дополнительного рассмотрения. Чтобы выявить основные его особенности, достаточно рассмотреть упрощенную модель измерений, а именно, допустим, что координаты центра вращения источника и период его вращения априори известны с достаточной точностью, а орбита источника — окружность. Частота отклика РСДБ может быть представлена в виде суммы двух компонент, одна из которых обязана своим происхождением движению центра вращения — ее мы будем считать полностью компенсированной, а другая обусловлена вращением источника вокруг этого центра. Вторая компонента может быть представлена в виде

$$F = Lv \sin \varphi / \lambda r = -\Omega Lx^* \sin \varphi / \lambda r, \quad (1)$$

где L — длина базы, λ — длина рабочей волны, r — расстояние до источника, v — проекция тангенциальной скорости источника на ось x , которая проходит по проекции линии базы на картинную плоскость, φ — угол между линией базы и осью x , Ω — угловая скорость вращения источника, x^* — координата x точки орбиты, отстающей от источника на 90° , т. е. на четверть оборота (т. е. координата сопряженной точки).

Измерение частоты F позволяет определить x^* . Заметим, что измерение запаздывания определяет координату x источника. Таким образом, по одновременным измерениям частоты и запаздывания определяются две координаты источника, которые фиксируют положение источника на орбите. Каждый из указанных параметров в отдельности может также обеспечить определение положения источника, если измерять его не менее чем в двух разнесенных точках орбиты.

Оценим точность определения координаты x^* исходя из предположения, что максимальная ошибка измерения частоты отклика определяется соотношением $\Delta F \approx 1/T$, где T — время измерения отклика. Такая точность может быть реализована при относительно невысоких отношениях сигнал/шум на выходе интерферометра. Нетрудно убедиться, что ошибка в определении координаты x^* при этом согласно (1) равна

$$\Delta x^* \approx \lambda r / L \Omega T \sin \varphi. \quad (2)$$

Введем обозначения: $\Delta\theta = \Delta x^*/r$ и $\Delta\Phi = \Omega T$. Первое из них имеет смысл эквивалентной угловой ошибки определения координаты x точки, сопряженной с источником, второе обозначает угол вращения, который проходит источник за время измерения частоты.

Для удобства представим уравнение (2) в виде

$$\Delta\theta \approx \lambda / L \Delta\Phi \sin \varphi \quad (3)$$

и будем оценивать точность определения координаты x^* величиной $\Delta\theta$. Эквивалентная угловая ошибка определения координаты x по измерениям запаздывания с помощью того же РСДБ, как известно, равна

$$\Delta\theta_t \approx (\Delta f/f)^{-1} (\lambda / L \cos \varphi), \quad (4)$$

где Δf — ширина полосы частоты принимаемого сигнала, $f = c/\lambda$ — рабочая частота РСДБ. Сравнение (3) с (4) показывает, что одинаковая точность в обоих случаях получается при условии $\Omega T \sin \varphi = (\Delta f/f) \cos \varphi$. Увеличение точности достигается путем увеличения в первом случае длительности, а в другом — полосы принимаемых частот сигнала.

В предельном случае, когда $\Delta\Phi \rightarrow \pi$, ошибка $\Delta\theta$ стремится к предельно минимальной величине $\Delta\theta_1$, равной разрешающей способности интерферометра с базой длиной $L \sin \varphi$. Однако величина $\Delta\theta_1$ может оказаться нереализуемой вследствие взаимной нестабильности частоты сигналов, принимаемых автономными приемниками РСДБ. Указанная нестабильность ограничивает точность измерения частоты отклика ошибкой, равной $(\delta f/f)f$, где $(\delta f/f)$ — относительная взаимная нестабильность частоты регистрируемых сигналов. Используя эту ошибку в качестве исходной, получим выражение для реализуемой минимальной ошибки $\Delta\theta_p$:

$$\Delta\theta_p \approx (\delta f/f)c/L \Omega \sin \varphi \geq \Delta\theta_1.$$

Величину $(\delta f/f)$ можно принять не зависящей от длины волны, тогда и ошибка $\Delta\theta_p$ не зависит от λ в диапазоне волн $\lambda \leq \lambda_1$, где λ_1 — критическая длина, при которой $\Delta\theta_p = \Delta\theta_1$.

Нетрудно убедиться в том, что величина λ_1 выражается формулой

$$\lambda_1 \approx (\pi c / \Omega)(\delta f/f).$$

В диапазоне волн $\lambda > \lambda_1$ точность измерения частоты отклика ограничена только длительностью измеряемого отклика, поэтому с ростом λ абсолютное значение ошибки $\Delta\theta_1$ растет. Таким образом, с точки зрения точности определения координаты x^* оптимальным является диапазон волн $\lambda \leq \lambda_1$, в котором ошибка $\Delta\theta_p$ остается постоянной.

Если ввести условие, что время измерения частоты отклика не превышает i -й части полупериода вращения источника, то по аналогии с предыдущими рассуждениями получим предельно минимальную ошибку $\Delta\theta_i = \Delta\theta_1 i$ и критическую длину волны $\lambda_i = \lambda_1/i$. С другой стороны, если рабочая длина волны РСДБ в i раз короче λ_1 , ту же ошибку $\Delta\theta_p$ можно получить при измерениях частоты отклика в течение времени, которое в i раз меньше, чем полупериод вращения источника.

В заключение приведем два иллюстративных примера использования РСДБ, проекция базы которого на луч зрения равна 10^3 км, а относительная нестабильность частоты $(\delta f/f) = 10^{-12}$. Объектами являются удаленные на 10^8 км одиночные точечные источники, расположенные на поверхности Марса и на орбите искусственного спутника Венеры, который вращается с угловой скоростью $\Omega \approx 10^{-3}$ рад/с. Критическая длина волны λ_1 в первом случае составляет 13,2 м, во втором — 0,94 м. Минимальная реализуемая ошибка $\Delta\theta_p$ равна $4,2 \cdot 10^{-4}$ и $3 \cdot 10^{-7}$ рад, что в пересчете на линейные ошибки координат составляет 420 и 30 км соответственно.

Приведенные примеры показывают, что определение координат вращающихся источников с помощью измерения частоты отклика РСДБ может иметь практическую ценность в качестве одного из способов местоопределения точечных источников на планетах и в околосолнечном пространстве.

ЛИТЕРАТУРА

1. M. N. Cohen, D. B. Shaffer, Astron. J., 72, 2 (1971).
2. Б. А. Дубинский, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 16, № 12, 1857 (1973).
3. Ю. Н. Парийский, А. Ф. Дравских, сб. Современные вопросы позиционной астрометрии, изд. МГУ, М., 1975, стр. 25.

Институт радиотехники и электроники
АН СССР

DETERMINATION OF THE POSITION OF ROTATING SOURCES USING RESPONSE FREQUENCY OF VERY LONG BASE INTERFEROMETERS

B. A. Dubinskii

Expressions are considered which relate the accuracy in determination of the position of a rotating source with its orbit parameters and interferometer parameters. Evidence is given that it is reasonable to employ very long base interferometers for estimating the coordinates of single objects emitting from the satellite orbits of planets and from the surface of planets, for example, Mars.

УДК 535.853.4

ИССЛЕДОВАНИЕ БЫСТРОПРОТЕКАЮЩИХ ЯВЛЕНИЙ НА ИНТЕРФЕРОМЕТРЕ С ЧАСТОТНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

T. A. Трекков

Показано, что на интерферометре с частотным сканированием диаграммы направленности возможен непрерывный патруль нестационарных явлений при использовании двух взаимно перпендикулярных решеток. Рассмотрена возможная схема параллельной регистрации сигналов от отдельных плеч, а также двумерного изображения с помощью одного приемного устройства.

Задача наблюдений быстропротекающих явлений в основном связана с исследованием всплесков радиоизлучения Солнца. Для наблюдения этих явлений с высоким разрешением используют антенные решетки с фазовым сканированием [1, 2] и решетки, построенные по принципу апертурного синтеза [3]. В основном это линейные интерферометры, которые позволяют с достаточным временным разрешением получать одномерные распределения по области всплеска. Исключением является кольцевая решетка в Културе, которая в метровом диапазоне позволяет получать двумерные изображения быстропротекающих явлений [4]. Исследование нестационарных процессов возможно и на интерферометре с частотным сканированием диаграммы направленности. Представителем этого типа инструментов является Сибирский солнечный радиотелескоп (ССРТ) [5].

Частотное сканирование диаграммы направленности многоэлементного интерферометра основано на зависимости положения главных дифракционных максимумов от частоты принимаемого сигнала. Диаграмма направленности по полю такого интерферометра имеет вид

$$F(\varphi) = \frac{\sin\left(N \frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)}{N \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right)},$$

где φ — угол, отсчитываемый от нормали к линии антенн, N — число антенн; d — расстояние между ближайшими антеннами. Главные дифракционные максимумы будут иметь место при углах φ , обращающихся знаменатель в нуль:

$$\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \varphi\right) = 0.$$

Для наблюдения нестационарных процессов важно непрерывно следить за источником излучения. Это условие достигается в том случае, если фидерная система и приемное устройство интерферометра с частотным сканированием обеспечивают полное перекрытие траекто-

рии движения источника веером лепестков диаграммы направленности. Необходимый диапазон перестройки при этом равен

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\lambda}{d \sin \varphi},$$

где f — рабочая частота инструмента, Δf — требуемая полоса перестройки.

Из этого выражения видно, что, если источник расположен вблизи нормали к базе ($\varphi = 0$), требуется бесконечно большая полоса перестройки и непрерывные наблюдения невозможны. Непрерывный патруль всплесков можно обеспечить, используя два интерферометра с различной ориентацией (за исключением районов, близких к экватору). При этом следует заметить, что использование слишком больших полос перестройки может привести к значительным ошибкам, вызванным спектральными свойствами нестационарных явлений.

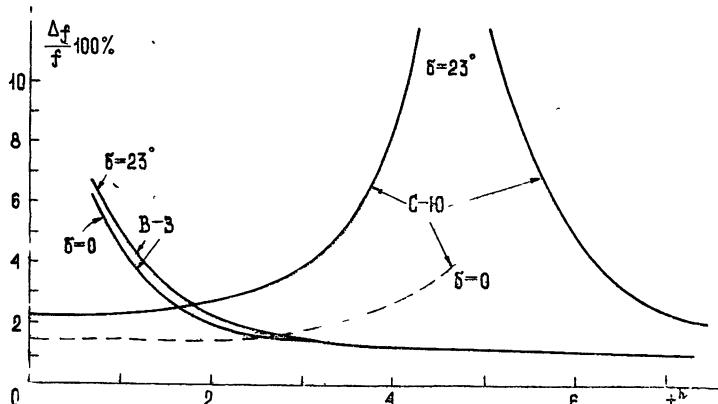


Рис. 1. Зависимость требуемых относительных полос перестройки для обеспечения непрерывного патруля от времени наблюдений (время отсчитывается от момента кульминации).

На рис. 1 приведены зависимости требуемых относительных полос перестройки для двух ориентаций интерферометров (С—Ю, В—З) на широте 52° при $\frac{d}{\lambda} = 94$. Расчеты проведены для двух траекторий Солнца ($\delta = 23^\circ$ и $\delta = 0$). Как видно из этого рисунка, непрерывный патруль нестационарных процессов возможен при полосе анализа порядка 2,5 %. В те временные интервалы, когда достигается полное перекрытие диаграммами обоих интерферометров, возможно непрерывное определение координат и размеров источников по двум координатам.

Для ССРТ относительная полоса пропускания составляет 2,1 %. При этой полосе частотного анализа относительное время возможного патруля всплесков приведено на рис. 2. Из этого рисунка видно, что непрерывный патруль возможен постоянно, за исключением ± 2 часов, от кульминации вблизи летнего солнцестояния. В указанных пределах относительное время наблюдений составит не менее 80 %. При временном интервале между главными дифракционными лепестками порядка трех минут пропуски в патруле будут не более 40 секунд. Имеются достаточные периоды наблюдений, когда возможен патруль с помощью обоих плеч, что дает возможность определять координаты и размеры источников по двум координатам.

Интересным с точки зрения исследования энергетических характеристик всплесков является измерение двумерного распределения радио-

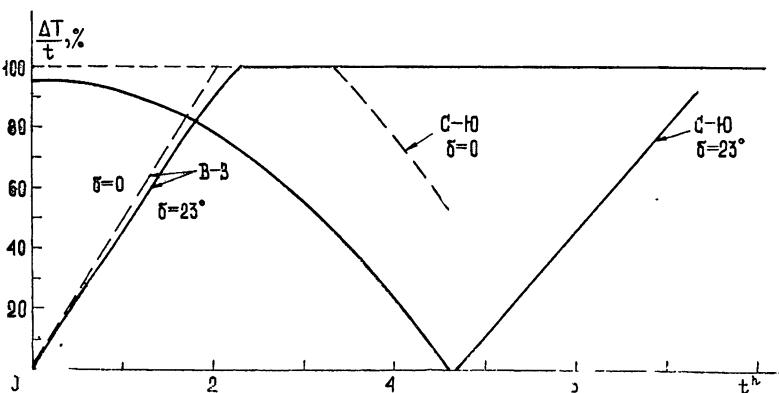


Рис. 2. Зависимость относительного времени патруля от времени наблюдений для ССРТ (время отсчитывается от момента кульминации).

яркости по источнику. Для этой цели на ССРТ предусматривается возможность параллельного наблюдения каждым плечом и крестом. Управление режимами работы телескопа должно производиться с помощью управляющей ЭВМ в моменты времени, рассчитанные для данного источника (вблизи момента прохождения источника через веер карандашных лепестков должно проводиться наблюдение двумерного распределения).

Необходимая параллельность режимов работы и возможность их выбора обеспечивается схемой фидерного тракта, изображенной на рис. 3, где M_1 и M_2 — оконечные мостовые соединения линий В—З и С—Ю, M_3 — мостовое соединение, формирующее карандашную диаграмму. Фазовые модуляторы ΦM_1 и ΦM_2 формируют мультиплексивные диаграммы соответствующих плеч, ΦM_3 — карандашную диаграмму. Коммутация режимов обеспечивается с помощью электронных переключателей Π_i и подачи модулирующего напряжения на соответствующий фазовый модулятор. Балластные выходы мостовых соединений M_1 и M_2 могут быть использованы для подключения приемника сигнализации, с помощью которого инструмент переводится в режим

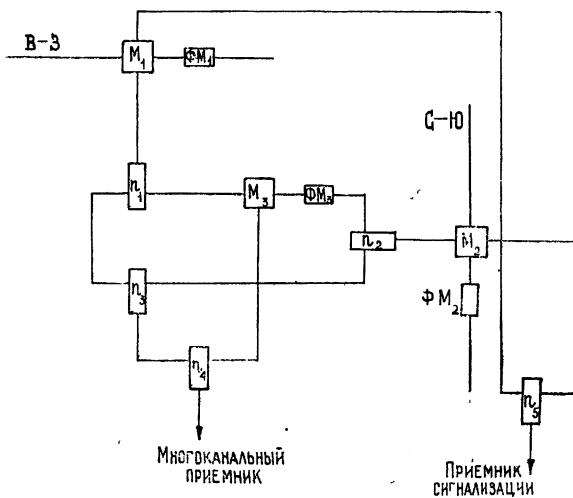


Рис. 3. Схема фидерного тракта, обеспечивающая параллельность режимов работы инструмента.

наблюдения всплесков при их появлении. Паралельность видов наблюдений всплесков достигается тем, что за период, много меньший постоянной времени, выходы каждого из плеч и их комбинации поочередно подключаются ко входу приемника. Синхронно с этим переключаются интеграторы выходных каналов приемного устройства. Это обеспечивает параллельное накопление сигналов, получаемых при различных режимах наблюдений.

Оценка достижимых точностей измерений проводилась путем моделирования процесса наблюдений на ЭВМ. Всплеск задавался следующими параметрами:

1) яркостная температура $T(t) = e^{-\gamma t} - e^{-\beta t}$, где t — время, $\beta = 0,02$, $\gamma = 0,167$;

2) размер всплеска $\sigma_x = \sigma_0(1,25 - e^{-\delta t})$, $\sigma_y = \sigma_0(1,25 - e^{-\delta t})$, где σ_0 — полуширина диаграммы направленности, $\delta = 0,033$. Распределение радиояркости по источнику всплеска задавалось в виде гауссовой кривой с дисперсией σ , источник перемещался по линейному закону. Поток излучения из него определялся как

$$F(x, y, t) = T(t) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{(x - x_0)^2}{\sigma_x^2} + \frac{(y - y_0)^2}{\sigma_y^2} \right] \right\}.$$

Диаграмма направленности инструмента задавалась в виде $\frac{\sin Nx}{N \sin x}$, и в расчетах учитывалось по четыре боковых лепестка с каждой стороны. Расстояние между соседними ножевыми диаграммами составляло 0,2 ширины диаграммы по нулям (пересечение на уровне 0,9 амплитуды).

При моделировании параметры источника определялись следующим образом:

1) поток $S = \int \eta(x) dx$, где $\eta(x)$ — отклик частотных каналов, координата x определяется рабочей частотой соответствующих каналов;

2) координата источника (положение центра тяжести излучения)

$$\alpha = \frac{\int x \eta(x) dx}{S};$$

3) размер источника

$$\Delta \alpha = \frac{\left[\int (x - \alpha)^2 \eta(x) dx \right]^{1/2}}{S}.$$

Отношение сигнала к шумам в отклике принималось равным 20, что справедливо для подавляющего большинства всплесков.

По рассчитанным мгновенным значениям потоков излучающей области строилась динамическая характеристика всплеска, которая сравнивалась с заданной. Максимальное расхождение составило 4 %. Максимальная ошибка в измерении координаты всплеска (центра тяжести излучения) составила 7 % от размера диаграммы направленности по половине мощности. Размер источника (область, в которой сосредоточено 63 % мощности излучения) определялся с точностью 50 % на стадии начала явления (3 отсчета), а в дальнейшем 10 % от размера диаграммы направленности.

На крестообразном интерферометре с частотным сканированием, расположенным в средних широтах, возможен практически непрерывный патруль всплесков. Примерно половину наблюдательного времени возможен патруль по двум координатам. Одновременно с периодом порядка трех минут возможно получение двумерного изображения.

Точности определения динамических характеристик, координат и размеров источников достаточно высоки при условии, что отсчеты берутся с интервалом, значительно меньшим интервала Котельникова.

ЛИТЕРАТУРА

1. H. Tanaka, Proc. Res. Institute Atmospherics Nagoya University, **13**, № 1(1966).
2. H. Tanaka et al., Proc. Res. Institute Atmospherics Nagoya University, **16**, № 1(1969).
3. W. N. Christiansen, Proc. IREE, **34**, №8 (1973).
4. J. Wild, Proc. IRE, Austr., **28**, №9 (1969).
5. Г. Б. Гельфрейх и др., Результаты наблюдений МГСС, вып. 4, 1967.

Сибирский институт земного магнетизма, ионосфера
и распространения радиоволн
СО АН СССР

INVESTIGATION OF FAST-PROCEEDING PHENOMENA BY A FREQUENCY-SCANNING INTERFEROMETER

T. A. Treskov

It is shown that the interferometer with frequency-scanning of the radiation pattern can provide a continuous patrol of nonstationary phenomena using two mutually-perpendicular arrays. A possible scheme of parallel record of signals from separate arms is considered, as well as of a two-dimensional image by a single receiving device.

УДК 621.396.628 : 523.164

ОПТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ НА АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ СО СЛОЖНОЙ ФОРМОЙ АПЕРТУРЫ

Г. Б. Гельфрейх, А. Н. Коржавин

Создана и испытана оптическая установка, позволяющая моделировать процесс радиоастрономических наблюдений на антенных системах со сложными апертурами произвольных по структуре источников радиоизлучения. Смоделированные на этой установке наблюдения с помощью антенн переменного профиля нескольких радиоисточников подвергались в дальнейшем математической процедуре чистки изображений [4]. Приведенные примеры иллюстрируют эффективность применения процедуры чистки для улучшения двумерных изображений источников, получаемых на АПП при больших углах места при некоторых ограничениях на структуру изучаемых областей.

Построение радиоизображений отдельных астрономических объектов является важнейшей задачей наблюдательной радиоастрономии. Повышение разрешающей способности радиотелескопов до нескольких секунд дуги и выше практически всегда связано с известными ограничениями в объеме регистрируемой информации. Изображения (карты) источников приходится строить посредством диаграмм направленности весьма сложной формы. При этом используемые для астрофизической интерпретации радиоизображения обычно получаются путем довольно сложной последующей обработки наблюдений, базирующейся в значительной степени на опыте и интуитивных соображениях. Близость получаемых радиоизображений к реальным зависит при этом не только от антенно-аппаратурного комплекса и метода обработки, но и от сложности структуры исследуемого источника.

В этих условиях большой интерес представляет моделирование процесса получения радиоизображений, включая использование различных математических методов обработки («чистки») радиокарт. Такое моделирование обычно осуществляется с помощью ЭВМ. Однако, если структура объекта наблюдений сложна и апертура антенной системы тоже имеет сложную и переменную форму, то чисто математическое моделирование, включающее в себя расчет диаграммы направленности радиотелескопа, ее свертку с распределением радиояркости объекта наблюдений и последующую обработку данных, может осуществляться лишь на мощных ЭВМ и требует значительного машинного времени. Поэтому представляет практический интерес реализация аналоговой экспериментальной установки, работающей в оптическом диапазоне, на которой сравнительно просто и быстро можно реализовать моделирование диаграмм антенных систем со сложными апертурами и запись прохождения источников произвольной структуры через эти диаграммы. Анализ полученных записей с помощью различных алгоритмов восстановления («чистки») изображения позволяет легко и наглядно анализировать качество работы системы наблюдений и обработки в целом,

выбирать и отрабатывать наиболее удачные режимы наблюдений и способы их обработки, а также рассмотреть проблему сходства «оригинала» с полученным изображением.

1. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

В основе примененной нами установки лежит схема, применявшаяся для оптического моделирования диаграмм направленности антенн переменного профиля и других «ленточных» систем и описанная в [1]. В качестве источника света используется гелий-неоновый лазер 1 (рис. 1):

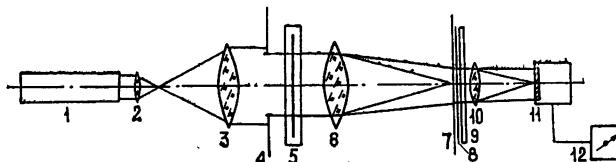


Рис. 1.

Система из линз 2 и 3 формирует однородный параллельный пучок света, на пути которого помещается диафрагма 4, имитирующая раскрытие антенной системы в плоскости, нормальной к направлению на источник. В добавление к этой части установки, уже использованной в работе [1], в настоящем эксперименте нами введен фильтр переменной плотности 5, изготовленный фотографически на пленке, которая помещена в иммерсионную ванну. Назначение последней — устранить влияние фазовых неоднородностей, вносимых фотопленкой. Этот фильтр служит для имитации заданного распределения поля в раскрытии антенны. Более подробное описание этой части эксперимента будет дано в другой работе одного из авторов. С помощью линзы 6 в ее фокальной плоскости 7 формируется изображение диаграммы направленности антенны. В этой плоскости может быть помещено фотографическое изображение моделируемого источника 8. Чтобы нарушить пространственную когерентность поля световой волны и обеспечить более равномерное освещение фотокатода фотоумножителя 11, используется рассеиватель 9 (матовое стекло), расположенный вблизи плоскости 7, и линза 10. Прохождение космического источника радиоизлучения через диаграмму радиотелескопа имитируется совместным движением изображения источника 8 и жестко связанного с ним фотоумножителя. Выходной сигнал, пропорциональный потоку прошедшего света, регистрируется на самописце 12. Для изучения структуры диаграммы направленности антенны в качестве источника бралась диафрагма с «точечным» отверстием, матовое стекло при этом удалялось.

2. ПРОЦЕДУРА «ЧИСТКИ». ПРИМЕРЫ

Проиллюстрируем применение описанной установки на примере моделирования одного из методов получения двумерного изображения, ограниченного по размерам источника с помощью антенны переменного профиля [2] при наблюдении на высотах (углах места) около 50° . В этом случае, например, РАТАН-600 [3] имеет апертуру в форме дуги с хордой около 400 м и стрелкой около 60 м. Найденный из оптического моделирования вид диаграммы направленности для одного реального закона облучения поверхности антенны представлен на рис. 2 а. Центральное ядро диаграммы по уровню половинной мощности имеет приблизительно эллиптическую форму и, грубо говоря, соответствует по своим размерам диаграмме сплошного параболоида тех же размеров

($400 \times 60 \text{ м}^2$). Однако из-за несплошного заполнения соответствующего эллипса на uv -плоскости диаграмма имеет сложное по структуре и далеко простирающееся поле боковых лепестков.

Для построения изображения источников производится последовательно ряд записей прохождения источника через диаграмму антенны, что позволяет построить карту антенных температур данной области. Задачей математической процедуры «чистки» изображения является пересчет полученной при наблюдениях карты к изображению источника, которое могло бы быть получено на антenne тех же внешних размеров, но со сплошным заполнением апертуры. Диаграмма такой антены, аппроксимированная гауссовой кривой представлена на рис. 2 б. При составлении программы чистки для ЭВМ (ЕС-1020, М-222, Фортран), нами был использован алгоритм Хегбома [4].

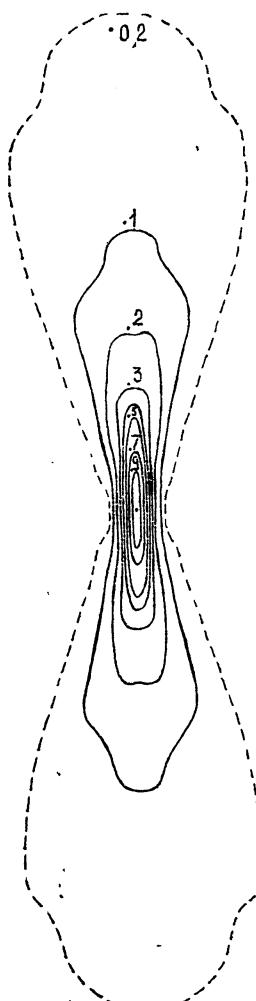
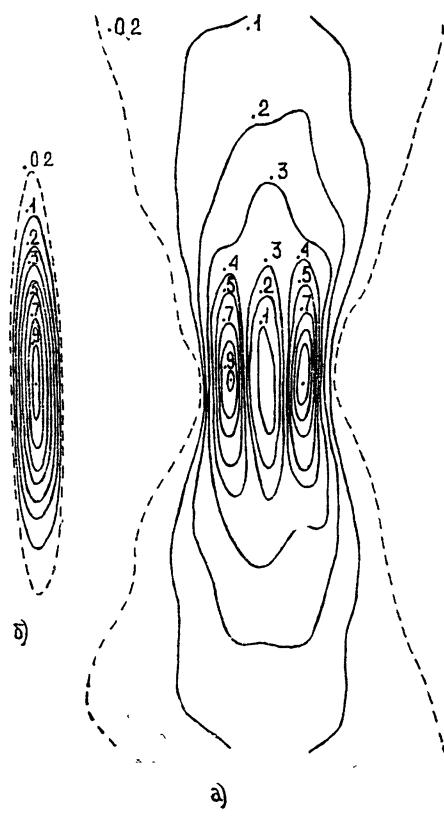
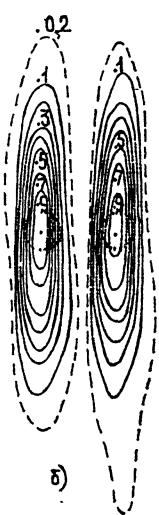


Рис. 2.



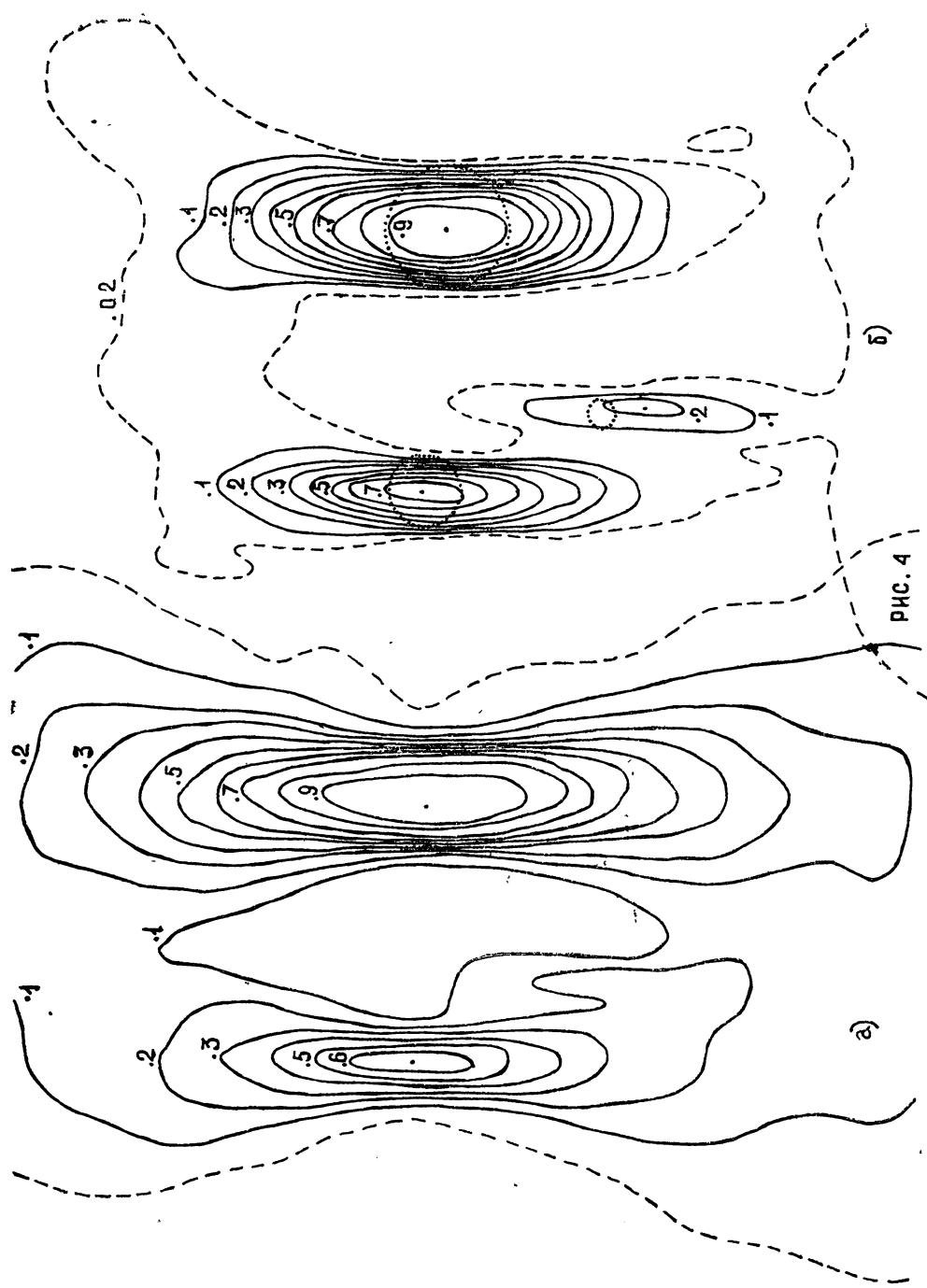
а)



б)

Рис. 3.

Используя описанную в разд. 2 установку, мы провели оптическое моделирование наблюдений на АПП нескольких различных радиоисточников. Полученные из экспериментов карты антенных температур приведены на рис. 3 а—5 а, а на рис. 3 б—5 б показаны результаты



чистки изображений. Контуры источников изображены на чистых картах (рис. 3 б—5 б) точечными линиями.

Источник, показанный на рис. 3, состоит из двух деталей одинаковой яркости и размера. Диаметр каждой детали около 1,5 размера диаграммы антенны, а расстояние между ними—около 3 размеров диаграммы. При прохождении такого двойного источника через центр диаграммы АПП обе детали разделяются, а при внерадиевом прохождении сливаются. Сказанное хорошо видно на исходной карте на рис. 3 а. После применения процедуры «чистки» изображения этих деталей полностью разделились (рис. 3 б).

Источник, показанный на рис. 3, состоит из двух деталей одинаковые области примерно одинаковой яркости с размерами, относящимися, как 1 : 2 : 3, причем размер наименьшей из них приблизительно равен узкому размеру диаграммы антенны. Как видно из сравнения рис. 4 а и 4 б, примененный нами алгоритм «чистки» изображения позволил полностью разделить детали источника, а также убрать довольно значительный фон (10—20%), имеющийся выше и ниже источника на исходной карте. Оставшиеся на рис. 3 б полоски с яркостью от 2% до 10% отражают неравномерность фона, имевшую место в фотографическом изображении источника, и соответствуют ей по величине (5%). В других примерах эта неравномерность исключена путем проведения соответствующим образом нулевых линий на записях наблюдений.

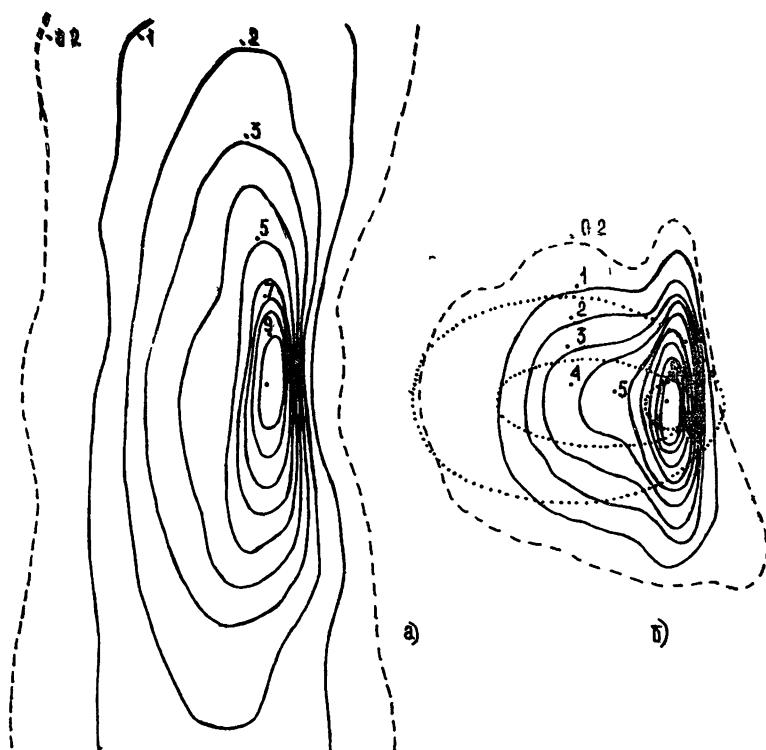


Рис. 5.

На рис. 5 показан источник, состоящий из трех областей различной яркости. Наиболее ярким является компактное ядро с размером порядка размера диаграммы антенны, яркость средней части источника составляет около 25% от яркости ядра, и яркость наружных областей—около 3% от яркости ядра. Видно, что и в этом случае в восстановленном

изображении отсутствует фон выше и ниже источника, достигающий 30% в исходном изображении. Связь формы изофот на чистой карте (рис. 5 б) со структурой источника очевидна.

Как показывают примеры, приведенные на рис. 3—5, при наблюдениях на АПП областей, состоящих из одного или нескольких компактных источников излучения (точечных или размером не более нескольких ширин диаграммы направленности), использование алгоритма восстановления радиоизображения, предложенного в [4], позволяет эффективно и быстро улучшать получаемые изображения. Однако определенные трудности встретились при применении этого алгоритма для восстановления изображений протяженных областей. Там, нами были рассмотрены некоторые примеры с источниками размером 10—12 ширин диаграммы антенны. Во всех этих случаях оказалось, что для получения удовлетворительных по качеству изображений необходимое число итераций процесса чистки должно быть значительным. Соответствующие этому изменения программ вычислений будут выполнены в дальнейшем.

Основным результатом этой работы является создание и испытание установки, позволяющей относительно просто и быстро моделировать процесс радиоастрономических наблюдений для антенн со сложными формами раскрытий и для практически сколь угодно сложных структур источников радиоизлучения. Метод обладает большой наглядностью и позволяет легко менять условия «наблюдения» (апertureтуру антенны, структуру источника). Приведенные примеры иллюстрируют эффективность применения процедуры чистки для улучшения двумерного изображения источников, получаемого на АПП на больших углах места. Это подтверждает эквивалентность такой антенны—в смысле разрешения—сплошному параболоиду при некоторых ограничениях на структуру изучаемого источника.

Авторы выражают благодарность М. Г. Мингалиеву, который выполнил обработку части материала и составил некоторые программы для этой работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Б. Гельфрейх, А Н Коржавин, Радиотехника и электроника, 13, № 7, 1176 (1968).
2. С. Э. Хайкин, Н. Л. Кайдановский, Н. А. Есепкина, О Н. Шиврис, Изв. ГАО, № 164, 3 (1960).
3. С. Э. Хайкин, Н. Л. Кайдановский, Ю. Н. Парицкий, Н. А. Есепкина, Изв. ГАО, № 188, 3 (1972).
4. J. A. Högbom, Astron. Astrophys. Suppl., 15, 417 (1974).

Ленинградский филиал Специальной астрофизической обсерватории
АН СССР

OPTICAL MODELLING OF RADIOPHOTONICAL OBSERVATIONS BY ANTENNA SYSTEMS WITH A COMPLEX APERTURE FORM

G. B. Gel'freykh, A. N. Korzhavin

An optical set-up permitting to model radiophotonical observations by antenna systems with a complex aperture of structure-arbitrary sources of the radio emission is created and tested. The observations self-modelled on this set-up using variable-profile antennas (VPA) of some radio sources undergo further a mathematical procedure of image cleaning [4]. The given examples illustrate the efficiency of application of the cleaning procedure to improve the two-dimensional images of sources obtained by VPA at large angles of elevation for some limitations imposed on the structure of emitting regions.

УДК 621.396.628 · 523.164

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ КОГЕРЕНТНОЙ ОПТИКИ И ГОЛОГРАФИИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОТЕЛЕСКОПОВ

*Н. А. Есепкина, В. Ю. Петрунькин, И. А. Водоватов,
Г. К. Виноградов, М. Г. Высоцкий*

Приводится описание методики и некоторые результаты экспериментов по оптическому моделированию антенн радиотелескопов, в частности антенн переменного профиля. Исследовались диаграммы направленности, пространственно-частотные характеристики, а также поляризационные свойства таких антенн. Эксперименты проводились при различных распределениях амплитуды и фазы поля в раскрыве, задаваемых специально изготовленными амплитудными и фазовыми голограммическими фильтрами.

За последнее время в технике антенных измерений все большее распространение получают методы когерентной оптики [1-3]. Благодаря созданию источников когерентного оптического излучения, лазеров появилась возможность моделировать антенные устройства в оптическом диапазоне. Оптическое моделирование в ряде случаев существенно упрощает проблему исследования характеристик антенн, таких, как диаграмма направленности, пространственно-частотная характеристика и т. д. Особенно перспективно оптическое моделирование в случае антенн большого размера или антенн сложной конфигурации, когда получение характеристик с помощью расчетов или путем непосредственного измерения сопряжено со значительными трудностями.

Новые возможности в этом направлении открывает голография, которая позволяет моделировать антенные устройства при распределении поля на раскрыве, изменяющемся не только по амплитуде, но и по фазе. Это значительно расширяет круг задач, решаемых методами оптического моделирования. В частности, оказывается возможным рассмотрение влияния различных фазовых ошибок на параметры антенн, исследование их поляризационных характеристик и т. д.

В настоящей статье приводится описание методики и некоторые результаты экспериментов по оптическому моделированию антенн радиотелескопов, в том числе антенн переменного профиля Большого пулковского радиотелескопа и радиотелескопа РАТАН-600 [4]. Были исследованы диаграммы направленности, поляризационные свойства, а также пространственно-частотные характеристики антенн. Эксперименты проводились при различных распределениях фазы и амплитуды, задаваемых специально изготовленными амплитудными и фазовыми голограммическими фильтрами.

1. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ

Для исследования диаграмм направленности применялась схема (рис. 1), сходная с описанной в работах [2, 3]. Пучок равномерного по амплитуде когерентного света с плоским фазовым фронтом, получаемым от лазера с помощью телескопической системы (объективы Л1 и Л2),

освещал оптическую модель антенны A . В фокальной плоскости интегрирующего объектива ЛЗ получалось распределение светового поля, которое соответствовало диаграмме направленности антенны,

$$E_1(x_1, y_1) \sim \iint E(x, y) \exp \left[-i \frac{2\pi}{\lambda F} (x_1 x + y_1 y) \right] dx dy. \quad (1)$$

В выражении (1) $E(x, y)$ — распределение поля на оптической модели антенны, F — фокусное расстояние объектива ЛЗ, λ — длина волны когерентного света, (x, y) и (x_1, y_1) — координаты в плоскости оптической модели антенны и фокальной плоскости объектива ЛЗ соответственно.

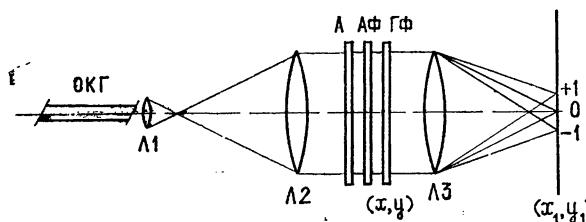


Рис. 1.

Отличие применявшейся нами схемы от описанной в работах [2, 3] состояло в использовании, помимо амплитудного фильтра АФ, голограммического фильтра ГФ, позволявшего создавать в раскрыве модели антенны требуемое фазовое распределение поля $E(x, y)$. При использовании голограммических фильтров регистрация дифракционной картины производилась в первых порядках дифракции.

Голограммический фильтр представлял собой неравномерную дифракционную решетку, расположение штрихов в которой определялось распределением фазы на раскрыве антенны. В зависимости от конкретных условий эксперимента фильтр изготавливается различными способами: путем регистрации на фотопластинке картины от двух пучков когерентного света, один из которых содержал информацию о фазе, фотолитографическим способом или специальными фотографическими способами.

Для проверки эффективности метода проводились измерения диаграмм направленности от прямоугольных апертур с различными распределениями фазы. В частности, были получены диаграммы от апертур с фазами, нарастающими от центра к краям по квадратичному и кубическому законам. При этом пространственная частота штрихов дифракционных решеток, использовавшихся в качестве голограммических фильтров, менялась по линейному и квадратичному законам. Фотографии дифракционных распределений от прямоугольных апертур при несинфазном распределении поля приведены на рис. 2 а (квадратичный фазовый набег) и на рис. 2 б (кубический фазовый набег). Величины набегов фазы на краях апертур ψ_{\max} для приведенных случаев равны $0, \frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{2}, \pi, 2\pi$. Как видно из рис. 2 а, по мере увеличения квадратичного набега фазы происходит, в соответствии с теорией, все более сильное замывание лепестков дифракционного распределения. Снимки рис. 2 б показывают, что кубический фазовый набег создает несимметричность распределения, характерную для aberrаций типа комы.

Описанным способом можно исследовать влияние фазовых ошибок на диаграммы направленности антенн сложной конфигурации, напри-

мер таких, как антенны переменного профиля. На рис. 3 приведены фотографии дифракционных картин от оптической модели антенны радиотелескопа РАТАН-600, соответствующей углу места 30° , при синфазном распределении поля (снимок слева) и распределении с квадратичным фазовым набегом, достигающим на краю антенны величин 2π и 4π (центральный и правый снимок соответственно). Видно известное из теории смещение главного лепестка диаграммы по вертикали, появляющееся при введении квадратичного фазового набега [5]. Точно так же можно получить дифракционные картины при других распределениях поля на раскрыве и по ним судить об изменении диаграмм направленности. Аналогично исследовались диаграммы направленности Большого пулковского радиотелескопа. Для количественных оценок диаграмм направленности необходимо проводить фотометрирование снимков, сделанных при разных экспозициях [3].

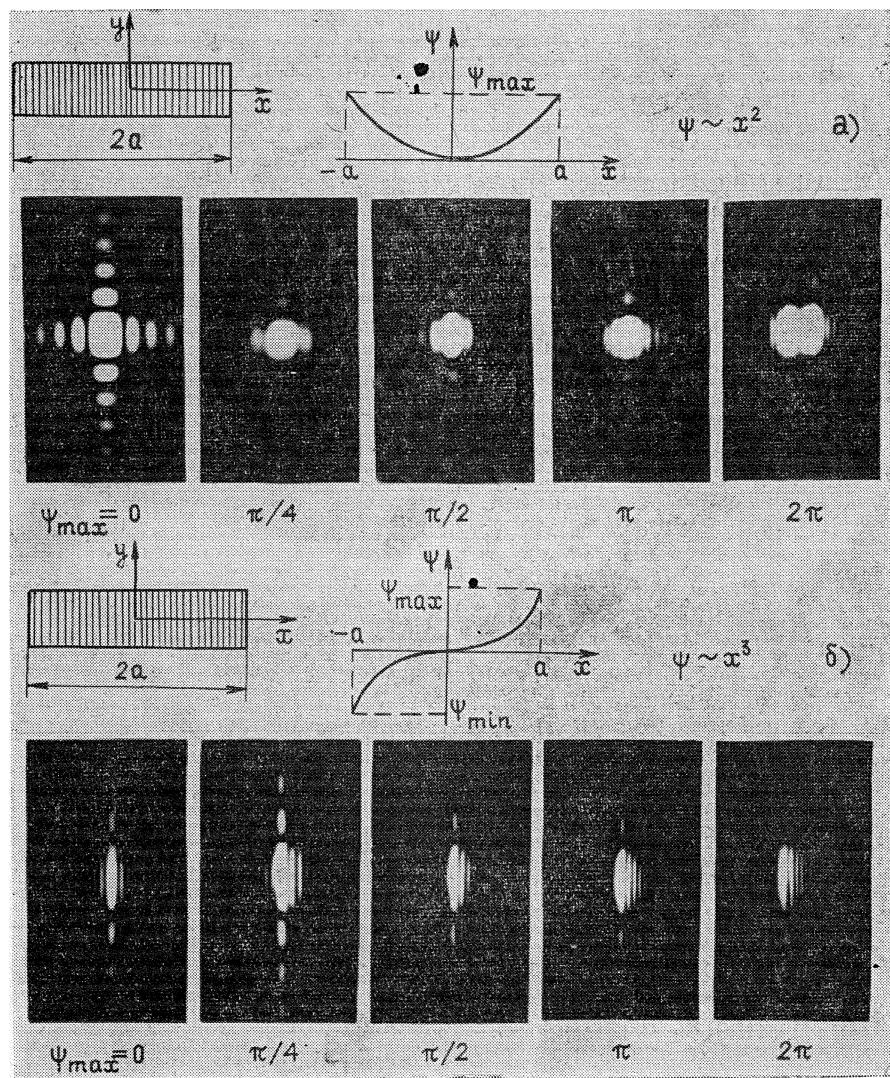


Рис. 2.



Рис. 3.

2. ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Применение голографических фильтров в оптическом моделировании позволяет проводить исследование поляризационных характеристик радиотелескопов. С этой целью с помощью комбинации нужных амплитудных и фазовых фильтров на апертурах оптических моделей антенн создается распределение света, соответствующее основной и кросс-поляризационной составляющим поля антенны. Используя приведенную выше схему (рис. 1), можно получить дифракционные картины для основной и кросс-поляризационной диаграмм направленности.

Нами были проведены эксперименты, показавшие эффективность такого метода исследования поляризационных характеристик антенн. Для их выполнения изготавливались специальные фильтры, представлявшие собой дифракционные решетки с несколькими участками, в которых штрихи были сдвинуты на половину шага решетки (рис. 4). Это позволяло создавать на апертуре оптической модели в зависимости от ее положения относительно фильтра либо синфазное распределение, характерное для поля основной поляризации, либо распределение с противофазными участками, характерное для кросс-поляризационной составляющей поля различных антенн [6-8].

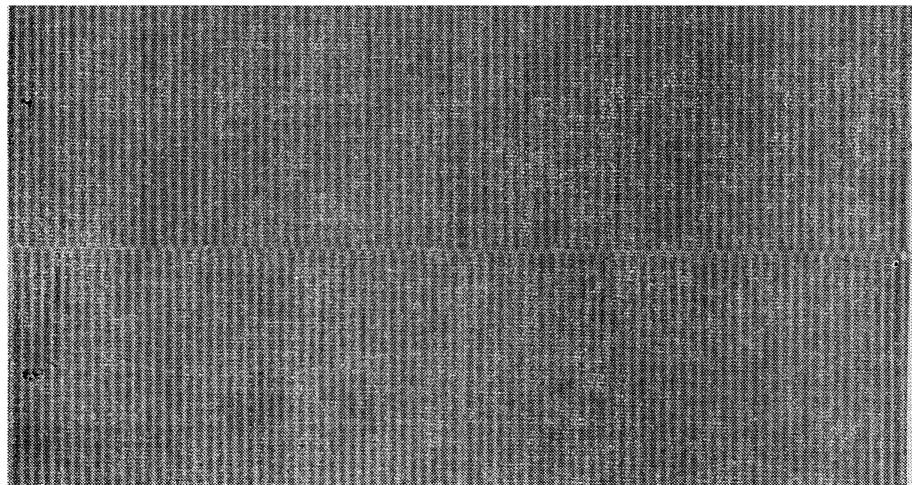


Рис. 4:

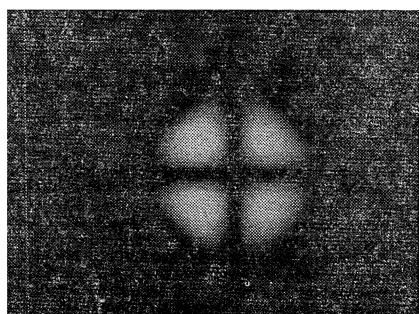
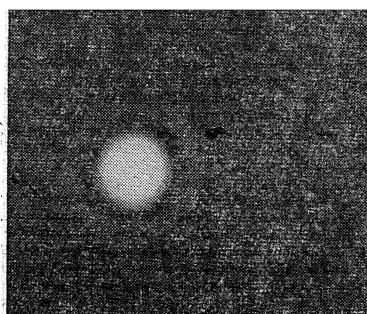


Рис. 5.

На рис. 5 приведены полученные таким образом дифракционные картины от круговой апертуры при синфазном возбуждении (левое фото) и при возбуждении с четырьмя противофазными участками. При-

венные фотографии позволяют судить о диаграммах направленности для основной и кросс-поляризационной составляющих поля осесимметричных параболических антенн, широко применяемых в радиоастрономии.

Аналогично могут быть исследованы поляризационные свойства для несимметричных антенн, таких, как антенны переменного профиля, рупорно-параболические антенны, параболические антенны с вынесенным облучателем [7, 8]. На рис. 6 представлены фотографии дифракционных распределений от оптической модели антенны РАТАНа-600 (угол места 40°), возбужденной синфазно (левый снимок) и противофазно. Противофазное возбуждение дает картину кросс-поляризационной диаграммы направленности антенны переменного профиля.

Аналогичный вид имеют кросс-поляризационные диаграммы направленности других несимметричных антенн [6, 8].

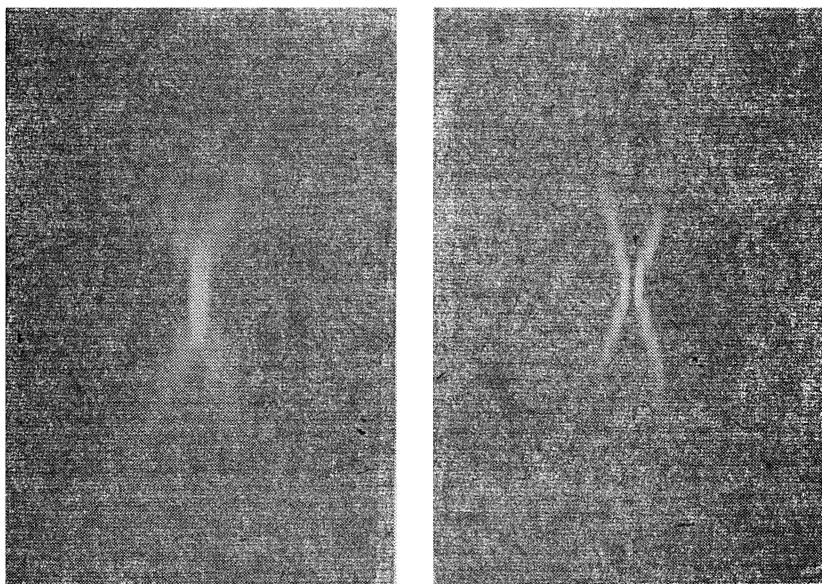


Рис. 6.

3. ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОТЕЛЕСКОПОВ

Как известно [4, 10], пространственно-частотная характеристика радиотелескопа может определяться двумя способами: либо как фурье-преобразование от диаграммы направленности по интенсивности, либо как автокорреляционная функция распределения поля на апертуре антенны:

$$\text{ПЧХ} \sim F\{|E_1(x_1, y_1)|^2\}; \quad (2)$$

$$\text{ПЧХ} \sim \iint E(x, y) E^*(x-x_0, y-y_0) dx dy. \quad (3)$$

Здесь x_0 и y_0 — смещения в плоскости оптической модели антенны, остальные обозначения те же, что и в формуле (1).

В соответствии с этим при исследовании пространственно-частотных характеристик применялись два метода. Первый из них, при котором пространственно-частотная характеристика определялась путем получения фурье-преобразования от диаграммы направленности антенны по интенсивности, предусматривал изготовление фильтров Ван-дер-Люгта [11]. Диаграмма направленности от оптической модели антенны, полу-

чаемая рассмотренным выше способом, записывалась голографически, с использованием опорного пучка, на фотопластинку (рис. 7). После соответствующей обработки голограмма ГФ (фильтр Ван-дер-Люгта) помещалась на место экспонирования и освещалась через ту же самую апертуру. В первом порядке дифракции света на фильтре Ван-дер-Люгта получалось распределение, пропорциональное диаграмме направленности антенны по интенсивности. Осуществляя фурье-преобразование с помощью линзы Л4, получали пространственно-частотную характеристику антенны. При исследовании антенн с несинфазным распределением поля на апертуре использовались голографические фильтры-решетки, помещавшиеся непосредственно за моделью апертуры антенны А. В этом случае в плоскости фильтра Ван-дер-Люгта производилась фильтрация: с помощью специальной маски экранировались все, кроме первого, порядка дифракции света.

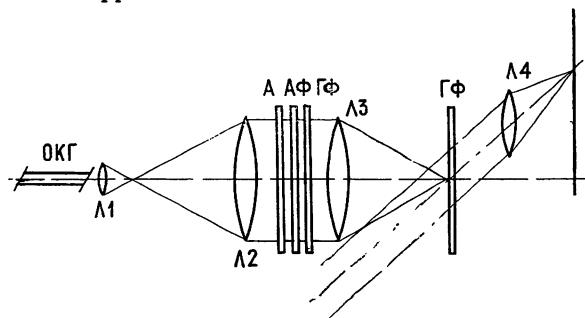


Рис. 7.

Второй способ измерения пространственно-частотных характеристик был связан со взаимным перемещением двух идентичных апертур оптических моделей антенны с записанной на них голографическим способом информацией о распределении амплитуды и фазы поля на антенне [12]. Модели антенн освещались равномерным по амплитуде синфазным пучком света, получаемым от лазера с помощью телескопической системы объективов Л1 и Л2 (рис. 8). Расположенный за моделями антенн объектив Л3 производил оптическое интегрирование. В зависимости от условий эксперимента в нулевом, первом или втором порядках дифракции определялась величина поля, пропорциональная значению автокорреляционной функции или ее квадрату, что позволяло находить пространственно-частотную характеристику антенны.

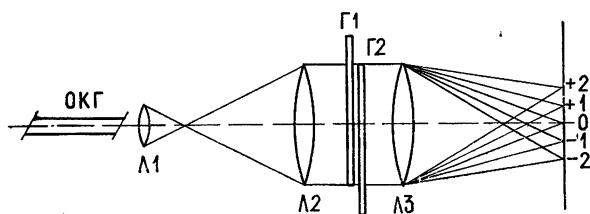


Рис. 8.

Указанными способами были измерены пространственно-частотные характеристики для антенн с различными формами апертуры и при различных распределениях фазы и амплитуды поля на раскрыве. Исследовались, в частности, пространственно-частотные характеристики антенн с апертурой прямоугольной формы при различных фазовых и амплитуд-

ных распределениях, а также антенны переменного профиля для разных углов места. Был получен ряд результатов, хорошо совпадающих с расчетным. Так, экспериментально было показано, что для антенн переменного профиля спадание амплитуды поля к краям антенны вызывает завал верхних частот пространственно-частотной характеристики и подъем ее в области средних пространственных частот. Экспериментально исследовалось влияние квадратичных фазовых ошибок на пространственно-частотные характеристики антенн с прямоугольными апертурами и т. д. В качестве примера на рис. 9 приведены полученные первым методом, с помощью фильтров Ван-дер-Люгта, фотографии распределений света, соответствующих пространственно-частотным характеристикам антенн радиотелескопа РАТАН-600 (угол места 40°), возбужденной синфазно и противофазно. На правом снимке видно, что в случае противофазного возбуждения, соответствующего кросс-поляризационной составляющей поля, пространственно-частотная характеристика имеет линии нулевого уровня [13].

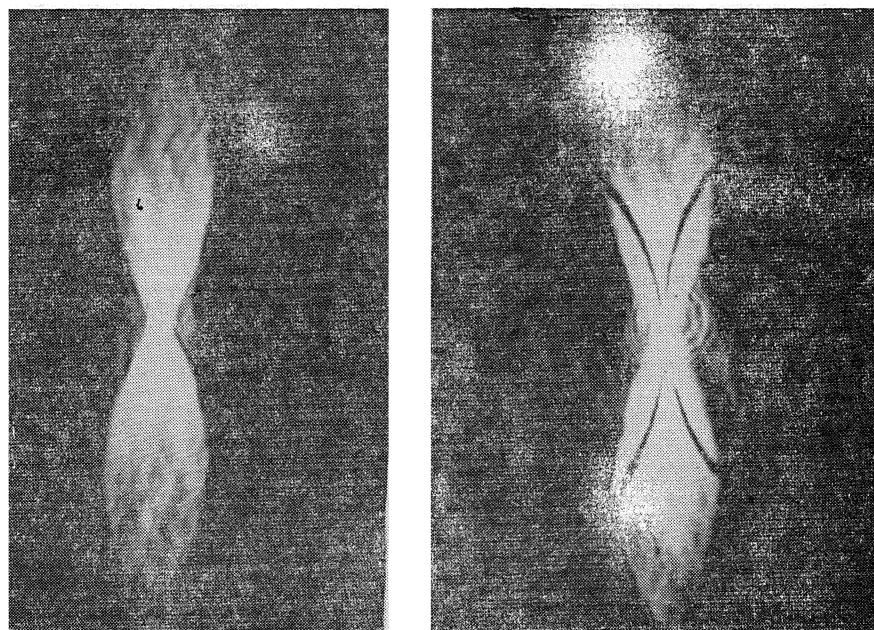


Рис. 9.

Проведенная работа показала эффективность методов когерентной оптики и голограммии применительно к исследованию характеристик антенн радиотелескопов различного типа. Как следует из эксперимента, с помощью этих методов сравнительно несложным образом могут быть получены такие важные характеристики, как диаграмма направленности, пространственно-частотная характеристика, выяснены поляризационные свойства антennы радиотелескопа при различных распределениях фазы и амплитуды поля на раскрытии. В частности, эти методы могут быть полезны при исследовании влияния aberrаций на характеристики недавно вступившего в строй крупнейшего радиотелескопа РАТАН-600.

ЛИТЕРАТУРА

1. J. Wild, Proc. Roy. Soc. 262, 84 (1961).
2. Л. Д. Бахрах и др., сб. АНтеннны, вып. 2, Связьиздат, М., 1967, стр. 33.
3. Г. Б. Гельфрейх, А. Н. Коржавин, Радиотехника и электроника, 13, № 7, 1176 (1968).
4. Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парицкий, Радиотелескопы и радиометры, изд. Наука, М., 1973.
5. А. А. Стоцкий, Изв. ГАО, 188, 63 (1972).
6. Г. З. Айзенберг, АНтеннны ультракоротких волн, Связьиздат, М., 1957.
7. Н. А. Есепкина, С. Э. Хайкин и др., Радиотехника и электроника, 6, № 12, 1947 (1961).
8. A. B. Crawford, D. C. Hogg, L. E. Hunt, Bell Syst. Techn. J., 40, 1095 (1964).
9. Н. С. Бахвалов, Н. А. Есепкина и др., Астрофизические исследования, Изв. CAO, 5, 135 (1973).
10. R. N. Bracewell, IRE Trans., AP-9, № 1, 59 (1961).
11. K. Matsumoto, T. Ose, Jap. J. Appl. Phys., 7, 621 (1968).
12. M. Frapçon et al., C. R. Acad. Sc. Paris, 263, 237 (1966).
13. Г. В. Кузнецова, Астрофизические исследования, Изв. CAO, 5, 150 (1973).

Ленинградский политехнический институт

UTILIZATION OF COHERENT OPTICS AND HOLOGRAPHY METHODS
FOR INVESTIGATING THE RADIO TELESCOPES CHARACTERISTICS

*N. A. Esepkina, V. Yu. Petrun'kin, I. A. Vodovatov, G. K. Vinogradov,
M. G. Vysoitskii*

The methods and some experimental results of optical modelling of radio telescope antennas, in particular, a variable-profile antenna are given. The radiation patterns, space-frequency characteristics, as well as polarization properties of such antennas are investigated. Tests have been made at different amplitude and field phase distributions in the aperture given by specially designed amplitude and phase holographic filters.

УДК 523.164 + 681.14

МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭВМ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМ И МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

П. В. Бекетов, А. Ханбердиев

На примере моделирования цифрового радиоспектрометра рассматривается применение функционального моделирования на цифровых ЭВМ при исследовании больших радиоастрономических систем. Получен алгоритм цифровой модели радиоспектрометра. Оценивается чувствительность системы и зависимость стандартной ошибки измерения спектральной плотности мощности от величины дрейфа усиления УВЧ радиоспектрометра.

В настоящей работе методом цифрового функционального моделирования исследован цифровой радиоспектрометр с модуляционным приемником супергетеродинного типа, функциональная схема которого представлена на рис. 1.

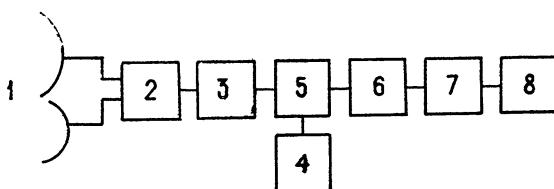


Рис. 1. Блок-схема цифрового радиоспектрометра:
1—антенна и эквивалент, 2—модулятор, 3—усилитель высокой частоты, 4—гетеродин, 5—смеситель, 6—усилитель промежуточной частоты, 7—аналого-цифровой преобразователь, 8—ЭВМ.

При исследовании цифровой модели радиоспектрометра оценивалась его чувствительность и влияние флюктуаций усиления УВЧ при измерении спектральной плотности мощности узкополосного сигнала.

При решении задачи были сделаны следующие допущения.

1. Источником узкополосного сигнала является источник нормально распределенного шумового сигнала с корреляционной функцией

$$R(\tau) = \sigma^2 \exp(-\omega_* |\tau|) \cos \omega_* \tau, \quad (1)$$

где ω_* — ширина энергетического спектра шума на уровне 0,5. Источником фонового шума и собственных шумов приемника служит единый источник нормального «белого» шума. Таким образом, считалось, что при отсутствии сигнала от узкополосного источника температуры антенны и эквивалента сбалансированы. Антenna радиоспектрометра как фильтр пространственных частот не моделировалась и рассматривалась как источник сигнала и фонового шума с равномерной по всей полосе приема спектральной плотностью мощности.

2. Модулятор приемника имеет некоторую особенность: он управ-

ляется не отдельным генератором, как обычно, а от программ обработки. При накоплении определенного количества дискретной информации от антены модулятор переключает приемник на эквивалент. Таким образом осуществляются синхронизация модулятора и прямоугольная модуляция сигнала.

3. В качестве УВЧ приемника взяты два последовательно соединенных одноконтурных усилителя; полоса пропускания — $\Delta\omega_3$.

4. Гетеродин приемника рассматривался как источник косинусоидального сигнала с постоянной амплитудой и нормальным «белым» фазовым шумом [1].

5. Смеситель приемника представляет собой нелинейное звено с сигналом на выходе в виде

$$U_5(t) = U_4(t) \times U_3(t), \quad (2)$$

где $U_4(t)$ — сигнал на выходе гетеродина, $U_3(t)$ — сигнал на выходе УВЧ.

6. УПЧ содержит двухконтурный полосовой фильтр с регулируемым коэффициентом связи между контурами и полосой $\Delta\omega_6$.

7. Аналогово-цифровой преобразователь — 7-разрядный, со ступенчатой характеристикой квантования по уровню.

8. Все блоки согласованы между собой.

ЦИФРОВАЯ МОДЕЛЬ ПРИЕМНИКА РАДИОСПЕКТРОМЕТРА НА АЦП

Чтобы получить цифровую модель приемника, непрерывные фильтры, каковыми являются отдельные звенья приемника, заменяются соответствующими дискретными фильтрами. Для формирования на ЦВМ реализаций нормального случайного процесса с корреляционной функцией (1) использовался готовый алгоритм, приведенный в [2]. Модулятор приемника моделировался как логическая схема с двумя состояниями, поэтому алгоритм для моделирования модулятора представляет собой условное выражение вида

$$\begin{aligned} u_3[k] &= U_1[k] + U_2[k], \text{ если } 0 < k \leq N, \\ u_3[k] &= U_2[k], \text{ если } N < k \leq 2N, \end{aligned} \quad (3)$$

где N — количество накапливаемых реализаций сигнала в одном положении модулятора, $U_1[k]$ — дискретная реализация сигнала источника, $U_2[k]$ — дискретная реализация нормального «белого» шума с параметрами $(0, \sigma_2)$, $u_3[k]$ — дискретная реализация, подаваемая на вход УВЧ.

Так как УВЧ является линейной системой с дробно-рациональной передаточной функцией второго порядка, для его моделирования можно воспользоваться рекуррентным алгоритмом [2]. Дискретный процесс $U_3[k]$ на выходе УВЧ в точках $t_k = k\Delta t$ ($\Delta t = \pi/\Delta\omega_3$ — шаг дискретизации при моделировании УВЧ) можно представить в виде

$$U_3[k] = a_{30} u_3[k] + a_{31} u_3[k - 1] - b_{31} U_3[k - 1] - b_{32} U_3[k - 2], \quad (4)$$

где a_{3m} , b_{3m} ($m = 0, 1, 2$) — постоянные коэффициенты, определяемые шагом дискретизации и методом дискретной аппроксимации.

Сигнал гетеродина приемника моделировался как реализация дискретной косинусоиды со случайной фазой $\Phi_4[k]$, распределенной по нормальному закону с параметрами $(0, \sigma_4)$:

$$U_4[k] = u_4 \cos(\omega_4 k \Delta t + \Phi_4[k]), \quad (5)$$

где u_4 — амплитуда гетеродина, $U_4[k]$ — дискретная реализация сигнала гетеродина.

Смеситель моделировался как нелинейный элемент с дискретной реализацией сигнала на выходе:

$$U_5[k] = U_4[k] \times U_3[k]. \quad (6)$$

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ), как и УВЧ, является линейной системой с дробно-рациональной передаточной функцией второго порядка. Дискретный процесс $U_6[i]$ на выходе УПЧ в точках $t'_i = i\Delta t'$ ($\Delta t' = \pi/\Delta\omega_6$ — шаг дискретизации при моделировании УПЧ) представим в виде

$$U_6[i] = a_{61} U_5[k-1] + a_{62} U_5[k-2] - b_{61} U_6[i-1] - b_{62} U_6[i-2], \quad (7)$$

где a_{6m} , b_{6m} ($m = 1, 2$) — постоянные коэффициенты, определяемые шагом дискретизации и методом дискретной аппроксимации.

При моделировании аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) по характеристике его нелинейности и входному значению сигнала $U_6[i]$ вычислялись дискретные реализации выходного сигнала $U_7[i]$. Алгоритм моделирования 7-разрядного АЦП получается в следующем виде:

$$U_7[i] = \text{entier}(U_6[i] \times 127/M) K_7/128, \quad (8)$$

где M — максимально представимая в АЦП величина входного сигнала, K_7 — коэффициент преобразования.

На этом составление цифровой модели приемника и АЦП радиоспектрометра можно считать законченным. Получена последовательность отдельных алгоритмов (формулы (3) — (8)), позволяющая преобразовать на ЦВМ дискретные реализации $U_1[k]$ и $U_2[k]$ входных процессов в дискретную реализацию на выходе АЦП. Следует заметить, что последовательности $U_2[k]$ и $\Phi_4[k]$ вырабатывались независимыми датчиками нормально распределенных чисел. Так как шаг дискретизации при моделировании ВЧ части приемника меньше в q раз ($q = \Delta t'/\Delta t$), чем при моделировании УПЧ, то $i = k/q$.

ПРОГРАММА ВЫЧИСЛЕНИЯ СПЕКТРА МОЩНОСТИ

Вычисление спектра мощности сигнала производится путем прямого преобразования Фурье дискретной реализации длинной в n точек, получаемой на выходе АЦП. Порядок вычисления спектра мощности следующий. Дискретная реализация сигнала от антенны $u_a[i]$ и дискретная реализация от эквивалента $u_e[i]$ объединяются в одну комплексную реализацию $U[i]$. Эта реализация умножается на весовую функцию Тьюки $W[i]$ и производится быстрое преобразование Фурье. Полученный фурье-образ $V[j]$ разделяется на два фурье-образа: $u_a[j]$ и $u_e[j]$. Затем вычисляется спектр мощности $G[j] = G_a[j] - G_e[j]$. После этого процедура повторяется n раз для следующих реализаций от антенны и эквивалента. Состоительная оценка спектра мощности получается пул-

тем вычисления среднего $\hat{G}_n[j]$ по n реализациям. Для получения требуемого разрешения

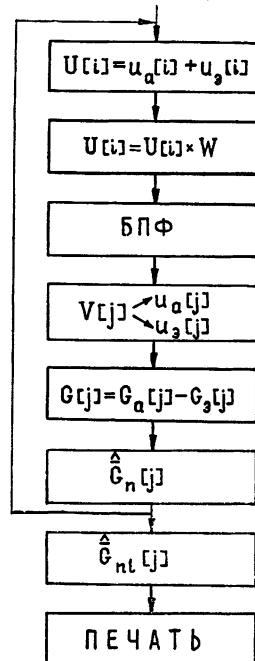
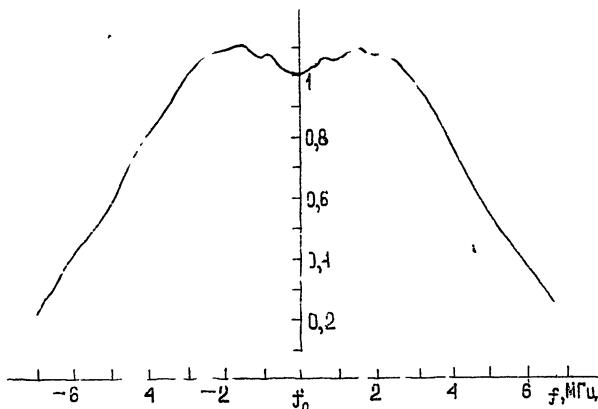


Рис. 2. Блок-схема программы вычисления спектра мощности.

окончательная оценка $\bar{G}_n[j]$ усредняется по l смежным частотам [3]. Блок-схема программы представлена на рис. 2.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Описанный выше алгоритм цифровой модели спектрометра был запрограммирован и реализован на ЭВМ М-222. Длина отдельной реализации N выходного эффекта приемника составляла 1024 точки. Ширина полосы пропускания УВЧ составляла ~ 20 МГц, ширина полосы пропускания УПЧ ~ 10 МГц. Для приемника была снята амплитудно-частотная характеристика (рис. 3) путем пропускания через него широкополосного сигнала с последующим вычислением спектра мощности.



[Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика приемника.

Для проверки правильности модели производилась оценка чувствительности радиоспектрометра при различном времени наблюдений источника $T_s = (\pi/\Delta\omega_0) N n$ при отсутствии дрейфа усиления УВЧ и наличии только фоновых и собственных шумов приемника. На рис. 4 показаны зависимости нормированной стандартной ошибки измерений спектра мощности $\varepsilon = \Delta \bar{G}_n[j]/\bar{G}_n[j]$, которая характеризует чувствительность радиоспектрометра. Сплошная линия на графике показывает

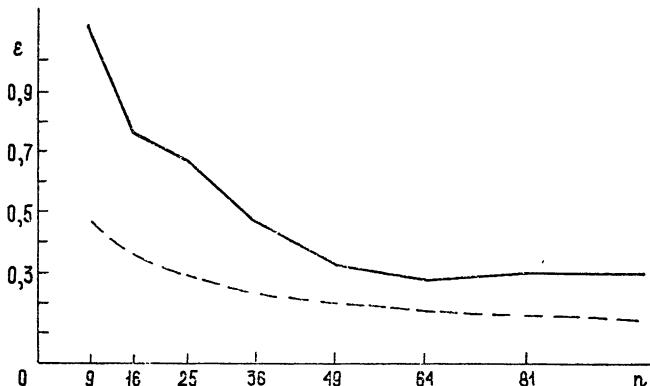


Рис. 4. Зависимость стандартной ошибки оценки спектральной плотности мощности от количества циклов усреднения.

зависимость ϵ от n , полученную в ходе моделирования. Пунктирная линия соответствует зависимости ϵ от n , рассчитанной по формуле

$$\epsilon = 2\sqrt{2} \sqrt{B_l T} = 2\sqrt{2} / \sqrt{\ln n}, \quad (9)$$

где $B_l = \Delta\omega_0 l / (\pi N)$ — разрешающая способность.

Из графиков видно, что при увеличении n обе кривые сближаются. Это объясняется тем, что при малых n полученная оценка спектральной плотности мощности обладает большими выбросами, порождающими большую ошибку смещения оценки, которая увеличивает ϵ [3]. При увеличении n спектр мощности сглаживается за счет усреднения по n реализациям и приближается к равномерному. При этом ошибка смещения уменьшается, и экспериментальная нормированная стандартная ошибка приближается к своему теоретическому значению. Кроме оценки чувствительности радиоспектрометра, при моделировании исследовалось влияние дрейфа коэффициента усиления УВЧ на ошибку измерения спектральной плотности мощности сильного сигнала от узкополосного источника. При этом полагалось, что температура сигнала значительно больше температуры шумов и собственных шумов приемника. В этом случае ошибка измерения спектральной плотности мощности сигнала вычисляется по формуле

$$\epsilon = \Delta \frac{\hat{G}_n[j]}{G_n[j]} \sim 2\sqrt{2} \Delta p / \sqrt{\ln n}. \quad (10)$$

На рис. 5 показана зависимость стандартной ошибки измерения спектральной плотности мощности от величины дрейфа усиления $\Delta p = \delta K/K_0$ УВЧ, полученная в результате моделирования. Приведенная кривая достаточно хорошо согласуется с формулой (10).

В заключение отметим следующее. Вследствие того, что большинство радиоастрономических систем содержат блоки, аналогичные блокам рассмотренного выше радиоспектрометра, то описанным методом функционального моделирования можно исследовать на ЭВМ и другие радиоастрономические системы. Цифровое моделирование подобных систем является эффективным методом их исследования и может широко применяться на ранних стадиях разработки аппаратуры, когда реальные макеты еще отсутствуют.

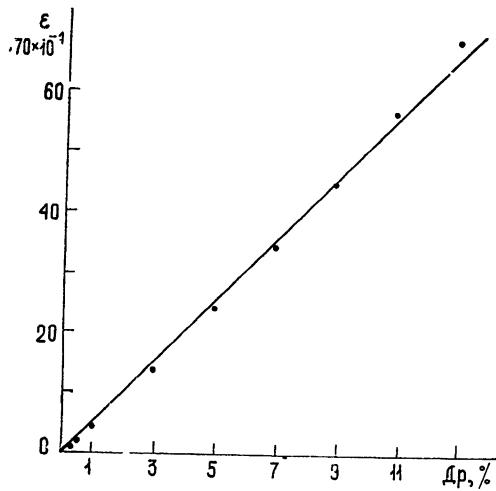


Рис. 5. Зависимость стандартной ошибки оценки спектральной плотности мощности сигнала от величины дрейфа усиления УВЧ.

ЛИТЕРАТУРА

- Л. Катлер, К. Сирль, ТИИЭР, 54, № 2, 41 (1969).
- В. В. Быков, Цифровое моделирование в статистической радиотехнике, изд. Сов. радио, М., 1971.
- Дж. Бендат, А. Пирсол, Измерение и анализ случайных процессов, изд. Мир, М., 1974.

**COMPUTER MODELLING OF RADIO ASTRONOMICAL SYSTEMS AND METHODS
OF PROCESSING RADIOASTRONOMICAL INFORMATION***P. V. Beketov, A. Khanberdiev*

By the example of modelling a digital radio spectrometer, the application of functional modelling by digital computers when investigating large radioastronomical systems is considered. The algorithm of a digital radio spectrometer model is obtained. The system sensitivity and the dependence of a standard error of measurement of the spectral power density on the drift of the microwave spectrometer amplification are estimated.

УДК 621.396.628 : 523.164

ОПТИМАЛЬНАЯ ДИСКРЕТИЗАЦИЯ И ИНТЕРПОЛЯЦИЯ ДВУМЕРНЫХ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ

А. Г. Обухов, Л. М. Рисовер

Рассматривается задача получения оптимальной конфигурации сетки отсчетных узлов двумерного радиоизображения. Исследуется вопрос согласования интервалов дискретизации изображения с двумерной интерполяцией.

Обработка радиоизображений на ЭВМ предполагает пространственную и временную дискретизацию информации. Часто отсчеты распределения радиояркости располагаются в узлах равномерных сеток, образуемых пересечением двух семейств равнодistantных параллельных прямых — строк и столбцов. Для обеспечения минимальной загрузки линии связи и запоминающих устройств ЭВМ необходимо применять дискретизацию, обеспечивающую минимальную избыточность вводимой двумерной информации. Для удобства интерпретации и обработки результатов наблюдений необходима интерполяция отсчетов радиоизображения с узлов непосредственно получаемой сетки на узлы некоторой стандартной (чаще всего прямоугольной) сетки. С этой целью представляется целесообразным применение цифровых фильтров, что позволяет учесть пространственные частотные свойства радиотелескопа и совместить интерполяцию с фильтрацией и коррекцией различных линейных искажений [1].

Ниже рассматривается задача такого выбора конфигурации сетки непосредственно регистрируемых отсчетов, когда число отсчетов на единицу площади плоскости радиоизображений минимально при заданной точности интерполяции и фильтрации.

1. ИДЕАЛИЗИРОВАННАЯ ДИСКРЕТИЗАЦИЯ

Равномерная дискретизация по пространственным аргументам приводит к периодическому продолжению спектра пространственных частот радиоизображения [2, 3]. Периоды и направления периодического продолжения задаются векторами λ_1 и λ_2 , определяемыми соотношениями (см. Приложение)

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= (\varepsilon_u e_1^{(y)} - \varepsilon_v e_1^{(x)}) \frac{2\pi}{|[e_1 e_2]|}, \\ \lambda_2 &= (-\varepsilon_u e_2^{(y)} + \varepsilon_v e_2^{(x)}) \frac{2\pi}{|[e_1 e_2]|}. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь u, v — координаты на плоскости пространственных частот, $\varepsilon_u, \varepsilon_v$ — орты на uv -плоскости, x, y — координаты на плоскости изображений в двух взаимно ортогональных направлениях, $e_1 = (e_1^{(x)}, e_1^{(y)})$ и $e_2 = (e_2^{(x)}, e_2^{(y)})$ — образующие вектора сетки отсчетных узлов на xy -плоскости, векторное произведение $[e_1 e_2] = e_1^{(x)} e_2^{(y)} - e_2^{(x)} e_1^{(y)}$.

Образующие векторы e_1 и e_2 определяются по векторам λ_1 и λ_2 :

$$\begin{aligned} e_1 &= (\nu_x \lambda_1^{(v)} - \nu_y \lambda_2^{(u)}) \frac{2\pi}{|\lambda_1 \lambda_2|}, \\ e_2 &= (-\nu_x \lambda_2^{(v)} + \nu_y \lambda_1^{(u)}) \frac{2\pi}{|\lambda_1 \lambda_2|}, \end{aligned} \quad (2)$$

где ν_x, ν_y — орты на xy -плоскости.

Плотность отсчетов на xy -плоскости наименьшая при плотнейшей упаковке периодически размноженных спектров на uv -плоскости [3, 4]. Способ плотнейшей упаковки определяется конфигурацией «береговой линии» области спектральной чувствительности [4, 5]. Таким образом, спектральный подход позволяет найти такую конфигурацию сетки отсчетных узлов на xy -плоскости, при которой плотность отсчетов минимальная (идеализированная дискретизация). Однако потери информации, возникающие при интерполяции и фильтрации дискретизованного радиоизображения, накладывают дополнительные ограничения и приводят к несколько большей плотности отсчетов, чем при идеализированной дискретизации.

2. ЦИФРОВАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЯ И ВЫБОР ИНТЕРВАЛОВ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Проведение двумерной интерполяции с помощью одномерных нерекурсивных цифровых фильтров позволяет достичь необходимой точности обработки при большой экономии машинного времени по сравнению с существенно двумерной фильтрацией [6]. Существуют эффективные методы синтеза одномерных цифровых нерекурсивных фильтров [7-9]. В связи с этим предлагается следующий алгоритм интерполяции с одновременной фильтрацией и усреднением вкладов от нескольких исходных сеток в интерполируемые отсчеты стандартной сетки [1]:

1) строится промежуточная сетка (j -сетка), состоящая из строк исходной (i -сетки) и столбцов конечной (f -сетки),

2) в каждой строке j -сетки производится интерполяция отсчетов i -сетки на узлы j -сетки,

3) в каждом столбце f -сетки производится интерполяция отсчетов j -сетки на узлы f -сетки.

Образующие вектора e_1 и e_2 и радиуса-вектора r_0 нулевых узлов i , j - и f -сеток связаны соотношениями

$$\begin{aligned} e_1^{(j)} &= e_1^{(i)} |[e_1^{(i)} \ e_2^{(f)}]| / |[e_1^{(i)} \ e_2^{(f)}]|, \\ e_2^{(j)} &= e_2^{(f)} |[e_1^{(i)} \ e_2^{(f)}]| / |[e_1^{(i)} \ e_2^{(f)}]|, \\ r_0^{(j)} &= r_0^{(i)} + e_1^{(i)} [r_0^{(f)} - r_0^{(i)} e_2^{(f)}] / |[e_1^{(i)} \ e_2^{(f)}]|. \end{aligned} \quad (3)$$

Интерполяция с узлов старой на узлы новой сетки в строках (столбцах) производится в соответствии с соотношением

$$R_{m,n} = \sum_{t=-N}^N k_t Q_{m-t-L,n}. \quad (4)$$

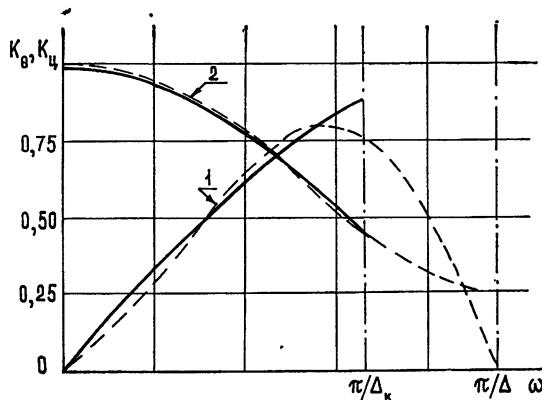
Здесь $Q_{m-t-L,n}$ — отсчеты на входе цифрового фильтра, $R_{m,n}$ — интерполированные отсчеты (выход цифрового фильтра), k_t ($-N \leq t \leq N$) — вес соответствующего скользящего усреднения, n — номер интерполируемой строки (столбца), m и $m-t-L$ — номера отсчетов интерполируемой строки (столбца) в новой и старой сетках, L — целое число, такое,

что $(m-L, n)$ -й узел старой сетки является ближайшим к (m, n) -му узлу новой сетки в интерполируемой строке (столбце).

Для интерполяции целесообразно использовать наборы весовых коэффициентов $\{k_i\}$, рассчитываемых вариационным методом [8]. Метод позволяет синтезировать цифровые нерекурсивные фильтры с учетом требований на поведение передаточной функции внутри и вне полосы пропускания. При расчете задаются относительная интегральная квадратичная точность δ аппроксимации идеальной передаточной функции в полосе пропускания, интегральная квадратичная норма η синтезируемой передаточной функции, интервал квантования Δ и предельно возможный интервал (интервал Котельникова) Δ_K . Рассчитываются фильтры с минимальным значением N . Передаточная функция интерполирующего фильтра, рассчитанного вариационным методом, приведена на рис. 1.

Рис. 1. Синтезированная $K_{\text{ц}}$ и идеальная K_0 передаточные функции интерполирующего фильтра при $\Delta/\Delta_K = 0,7$. По оси ординат отложены значения $K_{\text{ц}}$ (штриховая кривая) и K_0 (сплошная кривая);

1—действительные части, 2—мнимые части передаточных функций. По оси абсцисс отложена пространственная частота ω .



В табл. 1 приведена зависимость N от Δ/Δ_K для рассчитанных вариационным методом цифровых интерполирующих фильтров при $\delta = 0,05$, $\eta = 1,1$. Видно, что N резко возрастает при $\Delta/\Delta_K \approx 0,9$.

Таблица 1

Δ/Δ_K	0,7	0,8	0,9	0,95	0,975	1
N	2	3	5	8	12	40

На рис. 2 дана зависимость отношения Δ/Δ_K от δ при $\eta = 1,1$ и фиксированных N . Из рисунка ясно, что для увеличения Δ/Δ_K необходимо снижать требования на качество фильтрации. В разных конкретных случаях отношение Δ/Δ_K выбирается в соответствии с необходимыми значениями δ и η и требованиями на затраты машинного времени, которые пропорциональны N . Таким образом, предполагается следующий алгоритм выбора оптимальной конфигурации сетки непосредственно регистрируемых отсчетов:

1) расчет идеализированной сетки, соответствующей плотнейшей упаковке периодически продолженных областей спектральной чувствительности, в соответствии с (1) и (2);

2) расчет серий цифровых фильтров для фильтрации по строкам

и столбцам при разных значениях Δ/Δ_K и выбор практически приемлемых величин Δ/Δ_K ;

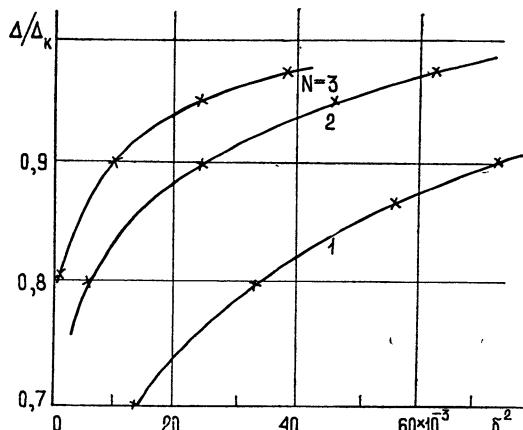


Рис. 2.

3) сжатие идеализированной сетки вдоль строк и столбцов в Δ_K/Δ раз.

Предлагаемый алгоритм выбора сетки согласован с алгоритмом интерполяции на произвольную стандартную сетку. При этом учитываются пространственно-частотные свойства радиотелескопа и обеспечивается минимальная плотность непосредственно регистрируемых отсчетов при заданной точности интерполяции и фильтрации.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Пусть $f(x, y)$ и $f^*(x, y)$ — недискретизированное и дискретизированное радиоизображения. Согласно [2]

$$f^*(r) = f(r) \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \delta(r - m e_1 - n e_2), \quad (\text{П.1})$$

где $r\{x, y\}$ — радиус-вектор на плоскости радиоизображений, $\delta(\dots)$ — дельта-функция.

Двумерное преобразование Фурье функции $f^*(r)$ —

$$\tilde{f}^*(w) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(w - z) \sum_{m, n=-\infty}^{\infty} \exp[i(z, m e_1 + n e_2)] dz_u dz_v, \quad (\text{П.2})$$

где $\tilde{f}(w - z)$ — преобразование Фурье от $f(r)$, $w = \{u, v\}$ — радиус-вектор на uv -плоскости; интегрирование производится на uv -плоскости.

Для любого вещественного x справедливо

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(inx) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(x - 2\pi k). \quad (\text{П.3})$$

Используя (П.3) и проводя интегрирование в (П.2) с помощью замены переменных $(z, e_1) = t_1$, $(z, e_2) = t_2$, получаем

$$\tilde{f}^*(w) = \frac{1}{S_{xy}} \sum_{k, l=-\infty}^{\infty} \tilde{f}(w - k \lambda_1 - l \lambda_2), \quad (\text{П.4})$$

где λ_1 и λ_2 определяются из (1), S_{xy} — площадь элементарной ячейки на xy -плоскости.

ЛИТЕРАТУРА

- Л. М. Рисовер, Тезисы докладов VIII Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Пущино, 1975, стр. 131.
- Б. П. Латхи, Системы передачи информации, Связьиздат, М., 1971.
- Н. К. Игнатьев, Изв. высш. уч. зав. — Радиотехника, 4, № 6, 684 (1961).

- 4 А. Г. Обухов, Тезисы докладов VIII Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Пущино, 1975, стр. 130.
- 5 Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парийский, Радиотелескопы и радиометры, изд. Наука, М., 1973
- 6 Т. С. Хуанг, В. Ф. Шрейбер, О. Третьяк, ТИИЭР, 59, № 11, 59 (1971).
- 7 Б. Голд, Ц. М. Рейдер, Цифровая обработка сигналов, изд. Сов. радио, М., 1973
- 8 Л. М. Рисовер, Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца, вып. 37, изд. Наука, М., 1975, стр. 226.
- 9 R. Fleisher, *Simulation*, 6, № 3, 171 (1966).

Сибирский институт земного магнетизма,
ионосфера и распространения радиоволн
СО АН СССР

OPTIMAL DISCRETIZATION AND INTERPOLATION OF TWO-DIMENSIONAL RADIO IMAGES

A. G. Obukhov, L. M. Risover

The problem of obtaining the optimal configuration of a grid of reference nodes of a two-dimensional radio image is considered. The matching of intervals of image discretization with two-dimensional interpolation is investigated.

УДК 621.396.628 : 523.164

МЕТОД ИСКУССТВЕННОГО ЗАТМЕНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЯРКОСТИ В РАДИОАСТРОНОМИИ

B. A. Путилов, Л. М. Рисовер

Рассматривается решение некорректно поставленной задачи восстановления одномерного распределения радиояркости на входе радиотелескопа по выходному отклику. Используется априорная информация о неотрицательности искомого изображения и изолированности исследуемого источника.

При радиоастрономических наблюдениях отклик на выходе инструмента формируется из исходного пространственного распределения радиояркости, сглаженного диаграммой направленности и искаженного шумами различного происхождения. Цель восстановления — оценка исходного распределения радиояркости по отклику.

Отклик на выходе радиотелескопа связан с искомым распределением радиояркости уравнением антенного сглаживания

$$\int_a^b K(x-s)u(s)ds = f(x), \quad x \in [c, d], \quad s \in [a, b], \quad (1)$$

где $K(x-s)$ — ядро интегрального оператора, определяемое диаграммой радиотелескопа; $u(s)$ — искомое распределение радиояркости; $f(x)$ — отклик на выходе радиотелескопа.

Рассмотрение ограничивается инструментами с одномерным разрешением (с «ножевой» диаграммой направленности). Считается, что вне интервала $[c, d]$ отклик пренебрежимо мал, т. е. исследуется изолированный источник радиоизлучения.

Из-за сглаживающего характера интегрального оператора задача решения уравнения (1) некорректно поставлена (не существует непрерывной зависимости решения от правой части уравнения). Поэтому сколь угодно малые погрешности в отклике $f(x)$, обусловленные в основном шумами аппаратуры, могут привести к сколь угодно большим погрешностям в решении [1, 2]. Для корректной постановки задачи необходимо привлечение априорной информации об искомом распределении радиояркости [1].

Результаты восстановления существенно зависят от вида налагаемых ограничений. Поэтому ограничения должны отражать реальные свойства искомого радиоизображения. В радиоастрономии широко распространен случай, когда достоверно известно, что восстанавливаемое изображение есть неотрицательная функция. Это характерно для измерений неполяризованного излучения. Метод искусственного затмения позволяет решать задачу восстановления на основе априорной информации такого характера. При восстановлении исходное интегральное уравнение (1) заменяется эквивалентным. Решением эквивалентного уравнения является интеграл от искомого неотрицательного распределения радиояркости. Этот интеграл с переменным верхним пределом есть

монотонная функция. Известно, что задача восстановления в классе монотонных функций является корректно поставленной [3]. Монотонная функция имеет определенный физический смысл. Это изменение потока радиоизлучения частично закрытого источника. Аналогичные записи потока характерны для затменных наблюдений. Первый этап восстановления заключается в нахождении монотонной кривой. На втором этапе определяется искомое неотрицательное распределение радиояркости путем дифференцирования монотонной функции методами, используемыми при обработке результатов затменных наблюдений. Численное дифференцирование экспериментальных кривых, искаженных шумами,— операция некорректная [1], но более простая в реализации, нежели прямое решение уравнения (1).

ЭКВИВАЛЕНТНОЕ УРАВНЕНИЕ АНТЕННОГО СГЛАЖИВАНИЯ

Эквивалентное уравнение для монотонной кривой $w(s)$ получается из (1) интегрированием по частям с учетом ограничения на изолированность исследуемого источника [4]. Эквивалентное уравнение имеет вид

$$\int_a^b K(x-s)w(s)ds = F(x), \quad (2)$$

где

$$w(s) = \int_a^s u(y)dy; \quad (3)$$

$$F(x) = \int_c^x f(y)dy - w(b) \int_{c-b}^{x-b} K(y)dy, \quad (4)$$

$w(b)$ — полный поток излучения рассматриваемого изолированного источника. Величину $w(b)$ можно определить методами, изложенными в [5]. Простейшая формула оценки потока

$$w(b) = \frac{\int_c^d f(x)dx}{\int_{-\infty}^{\infty} K(x)dx}. \quad (5)$$

Интервал $[c, d]$ выбирается из следующих соображений. С одной стороны, чем меньше величина отклика с участка вне $[c, d]$, тем точнее выполняется (5). С другой стороны, расширение интервала увеличивает случайную ошибку оценки потока $w(b)$ вследствие интегрирования шумов [5]. Поэтому искомым интервалом может служить отрезок записи, на котором сигнал выше некоторого уровня, определяемого интенсивностью шумов. В качестве такого уровня, например, можно взять несколько среднеквадратичных отклонений шума.

ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕОТРИЦАТЕЛЬНЫХ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ

При численном решении уравнения (2) в классе монотонных функций требуется учесть ограничение на монотонность $w(s)$. Это проще всего сделать при переходе к сеточному аналогу уравнения (2). Тогда решение $w(s)$ ищется в виде вектора отсчетов $(w_i)_{i=1}^N$. Ограничение на монотонность задается системой неравенств

$$w_{i+1} \geq w_i \quad (i = 1, N-1).$$

Из (3) следуют граничные условия

$$w_i = 0, \quad w_N = w(b).$$

На практике правая часть (1) и, следовательно, правая часть (2) заданы с точностью до погрешностей эксперимента. Поэтому вместо уравнения (2) следует рассматривать неравенство

$$\left\| \int_a^b K(x-s)w(s)ds - F(x) \right\| \leq \delta,$$

где $\| \dots \|$ — какая-либо норма в пространстве откликов, δ — характеристика погрешности правой части (2) в смысле этой нормы. Зная характеристики шума в отклике $f(x)$, величину δ можно получить с помощью линейных преобразований (4) и (5).

Способ решения задачи восстановления зависит от вида вводимой в пространстве откликов нормы. Например, в [3] используется квадратичная нормировка и восстановление сводится к решению задачи квадратичного программирования. В [6] используется равномерная метрика и задача восстановления решается методом случайного поиска. Для широко распространенного случая, когда ядро $K(x)$ неотрицательно (диаграмма направленности не имеет отрицательных боковых лепестков), монотонная кривая $w(s)$ может быть найдена простыми в реализации методами линейного программирования [4].

Дифференцирование полученной монотонной функции $w(s)$, как уже отмечалось, аналогично обработке затменных кривых. Обычно эта операция включает в себя цифровую фильтрацию. В [7] применен цифровой фильтр типа скользящего усреднения с весовой функцией вида

$$\frac{\sin x}{x} \text{ с целью предварительной фильтрации высокочастотных шумовых}$$

компонент. Иногда предварительную фильтрацию и собственно дифференцирование объединяют в одну операцию: используют цифровой дифференцирующий фильтр с ограниченной полосой [8]. Такой подход оправдан, если имеются сведения о частотных свойствах функции $u(s)$ и шумовой добавки монотонной кривой $w(s)$. Ширина спектра полезного сигнала определяется размерами деталей радиоизображения. Например, для локальных источников S -компоненты радиоизлучения Солнца характерные размеры деталей распределения радиояркости соответствуют размерам солнечных пятен [9].

При наличии априорной информации о гладкости искомой производной естественно применять методы регуляризации [1]. В этом случае находятся наиболее гладкие в определенном смысле функции, удовлетворяющие уравнению (3) с точностью до погрешности определения монотонной кривой $w(s)$. Применение метода статистической регуляризации для обработки затменной записи рассмотрено в [10].

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Составлена и отлажена программа решения интегральных уравнений методом искусственного затмения. Первая часть программы восстанавливает монотонную кривую $w(s)$. Для восстановления используется несколько модифицированная симплекс-процедура решения задач линейного программирования [11]. Вторая часть программы реализует операцию дифференцирования монотонной кривой методом цифровой фильтрации. Применяется нерекурсивный цифровой фильтр, рассчитываемый вариационным методом [12].

На рис. 1 и 2 приведены результаты решения модельной задачи со следующими исходными данными:

$$K(x) = \begin{cases} \cos^2 \frac{x}{2}, & |x| \leq \pi \\ 0, & |x| > \pi \end{cases}$$

$$f(x) = \begin{cases} 1 + \frac{4}{3} \cos \frac{x}{2} + \frac{1}{3} \cos x, & |x| \leq 2\pi \\ 0, & |x| > 2\pi \end{cases}$$

$$F(x) = 2\pi + \frac{4}{3}x \operatorname{sgn}(x) + \frac{8}{3} \sin x.$$

Точное решение модельной задачи

$$u(s) = \begin{cases} \cos \frac{s}{2}, & |s| \leq \pi \\ 0, & |s| > \pi \end{cases}$$

точное монотонное решение

$$w(s) = \begin{cases} 0, & s < -\pi \\ 2 \sin \frac{s}{2} + 2, & |s| \leq \pi \\ 4, & s > \pi \end{cases}$$

Правая часть исходного уравнения искажалась шумами, получаемыми с помощью генератора псевдослучайных чисел. Шумы имели равномерное распределение.

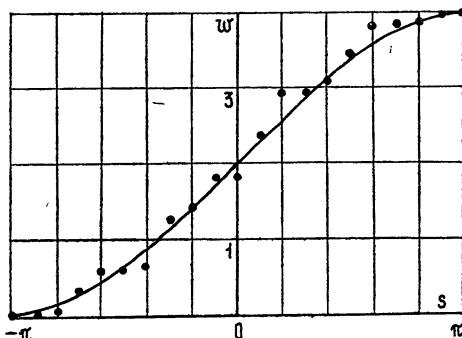


Рис. 1. Результаты восстановления монотонной кривой;
сплошная кривая—точное решение, кружки—результаты расчетов.

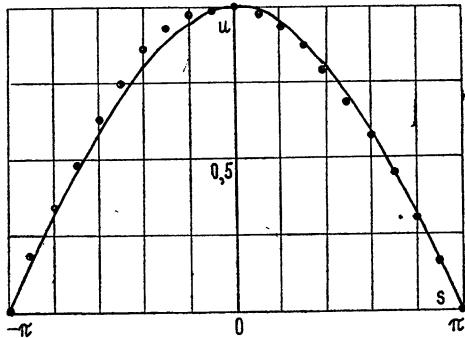


Рис. 2. Результаты численного дифференцирования;
сплошная кривая—точное решение, кружки—результаты расчетов.

Моделирование проводилось на сетках разной размерности с различным уровнем шумов. На рисунках приведены результаты для сетки размером 21×21 и отношения сигнал/шум $f_{\text{ск}}/\delta_w = 40$ (δ_w — среднеквадратичное отклонение шума, $f_{\text{ск}}$ — среднеквадратичное значение правой части исходного уравнения). Относительная среднеквадратичная погрешность восстановления для приведенного примера составляет 4,5 %. Расчеты показали, что при увеличении отношения сигнал/шум в отклике точность восстановления возрастает. Время восстановления на ЭВМ «Раздан-3» для сетки размером 21×21 — 5 минут.

1) Предлагаемый метод решения задачи восстановления позволяет использовать физически обоснованную, достоверную для многих радиоастрономических задач априорную информацию.

2) Метод сводит некорректно поставленную задачу восстановления неотрицательной кривой к корректно поставленной задаче восстановления монотонной кривой. Некорректной остается операция численного дифференцирования, сравнительно простая в реализации.

3) При численном дифференцировании и решении задач математического программирования возможен учет дополнительной априорной информации, вид которой выясняется в каждом конкретном случае.

4) Решение задачи восстановления сводится к применению хорошо разработанных методов численного анализа и не вызывает принципиальных трудностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Н. Тихонов, В. Я. Арсенин, Методы решения некорректных задач, изд. Наука, М., 1974.
2. А. Н. Тихонов, В. В. Виткевич, В. С. Артюх, В. Б. Гласско, А. В. Гончарский, А. Г. Ягола, Астрон. ж., 46, вып. 3, 472 (1969).
3. А. В. Гончарский, А. Г. Ягола, Докл. АН СССР, 184, № 4, 771 (1969).
4. В. А. Путилов, Л. М. Рисовер, Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца, вып. 36, 169 (1975).
5. Л. Г. Содин, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 14, № 8, 1143 (1971).
6. А. М. Черепашук, А. В. Гончарский, А. Г. Ягола, Астрон. ж., 45, вып. 6, 1191 (1968).
7. F. G. Drago, G. G. Noci, Sol. Phys., 7, № 2, 276 (1969).
8. Б. Голд, Ч. М. Рейдер, Цифровая обработка сигналов, изд. Сов. радио, М., 1973.
9. Г. Б. Гельфрейх, Ш. Б. Ахмедов, В. Н. Боровик, В. Я. Гольцов, А. Н. Коржавин, В. Г. Нагнибеда, Н. Г. Петрова, Изв ГАО, № 185, 167 (1970).
10. А. С. Гребинский, А. П. Молчанов, А. П. Седов, Радиоизлучение Солнца, вып. 2, 83 (1973).
11. А. Б. Грибов, Оптимальное планирование, вып. 12, 6 (1969).
12. Л. М. Рисовер, Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца, вып. 37, 226 (1975).

Сибирский институт земного магнетизма,
ионосферы и распространения радиоволн
СО АН СССР

THE ARTIFICIAL ECLIPSE METHOD FOR SOLVING THE PROBLEMS OF BRIGHTNESS RECOVERY IN RADIO ASTRONOMY

V. A. Putilov, L. M. Risover

The solution of the incorrectly stated problem of recovery of the one-dimensional radio brightness distribution at the input of the radio telescope using an output response is considered. The a priori information is used that the image desired is not negative and the source investigated may be isolated.

УДК 621.396 628 : 523.164

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ШИРОКОПОЛОСНАЯ СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТРА НЕЗАВИСИМОГО ПРИЕМА

Э. Д. Гатэлюк, О. А. Рябов, М. В. Янкавцев

Описывается разработанная многоканальная широкополосная система регистрации радиоинтерферометра независимого приема, предназначенная для одновременной регистрации до восьми произвольных деталей из спектра излучения мазерных радиоисточников. Максимальная полоса регистрации в одноканальном режиме — 10 — 1000 кГц.

ВВЕДЕНИЕ

Радиоинтерферометрия с системами независимого приема (радиоинтерферометры со сверхдлинной базой, РСДБ) за последние несколько лет стала одним из основных методов исследования источников космического радиоизлучения. Это связано с угловым разрешением радиоинтерферометров, которое превышает на порядки угловое разрешение лучших оптических инструментов. Так, за последнее десятилетие измерены угловые размеры большого числа квазаров на различных длинах волн [1, 2], а для некоторых из них исследована угловая структура; измерены размеры компонент [3, 4] и составлены радиокарты космических мазеров, излучающих в парах воды; измерены расстояния между пунктами, отстоящими друг от друга на тысячи километров с точностью ± 15 см [5]; проведена сверка часов в удаленных пунктах с точностью ~ 1 нс и т. д.

Такое многообразие решаемых задач требует и различной аппаратуры в каждой из задач. Эти отличия касаются не только рабочей частоты радиоинтерферометра, но и ширины полосы регистрации и максимального времени накопления сигнала. Например, при исследовании квазаров, в астрометрии и в большинстве прикладных задач требуется широкая полоса регистрации, при исследовании же космических мазеров, излучающих в узких линиях (H_2O , OH), полоса регистрации узкая. Все зависит от вида спектра излучения подобных источников, когда вся область излучения занимает очень широкий, пока недоступный для одновременной регистрации частотный диапазон, а наиболее интересные детали расположены в нем хаотично и на больших интервалах друг от друга [3, 6]. К тому же в различных источниках их положение на частотной оси не совпадает и меняется во времени.

Основной недостаток созданных к настоящему времени систем регистрации, в том числе и нашей предыдущей разработки [7], — жесткая структура и невозможность быстрой ее перестройки в зависимости от требований, предъявляемых к системе в конкретном эксперименте. В этой связи нами построена новая многофункциональная и широкополосная система регистрации на любые накопители на магнитной ленте (НМЛ), входящие в комплекс ЕС ЭВМ. Цифровой способ регистрации позволяет, в отличие от аналогового, отказаться от записи

пилот-сигнала, предназначенного для взаимной синхронизации записей. При цифровом способе каждый бит сигнала несет в себе информацию и о времени записи, так как преобразование сигнала в код происходит в темпе, определяемом высокостабильными водородными или рубидиевыми стандартами частоты [8].

ПРИНЦИП РАБОТЫ СИСТЕМЫ РЕГИСТРАЦИИ

Сигналы с видеоусилителей приемных трактов интерферометра непосредственно в пунктах приема преобразуются в двоичный цифровой код: положительному значению сигнала соответствует единица, а отрицательному — нуль. Максимальная частота квантования равна 2 МГц , что соответствует максимальной ширине полосы регистрации $0—1000 \text{ кГц}$. Последовательный код в регистре сдвига преобразуется в параллельный код, разрядность которого определяется типом регистрирующего устройства. При заполнении регистра сдвига, одновременно с синхроимпульсами с постоянной частотой повторения 125 кГц , сигнал построчно записывается на все дорожки НМЛа.

Переключателем рода работы может быть установлен один из четырех возможных режимов регистрации.

1. Одноканальный режим. Сигнал, занимающий полосу частот $0—1000 \text{ кГц}$, усиливается, ограничивается и преобразуется в двоичный последовательный код. Импульсы квантования с частотой повторения 2 МГц формируются из опорного синусоидального сигнала $f_{\text{оп}} = 1 \text{ МГц}$ рубидиевого или водородного стандарта частоты. Последовательный код в 16-разрядном регистре сдвига преобразуется в параллельный и через выходные устройства поступает на 16 дорожек регистрирующего устройства.

2. Двухканальный режим. Переключателем рода работы 16-разрядный регистр сдвига разбивается на два 8-разрядных регистра. На каждый из них поступает свой усиленный и ограниченный сигнал, занимающий полосу частот $0—500 \text{ кГц}$. Частота повторения импульсов квантования в этом случае автоматически устанавливается равной 1 МГц . По заполнении регистров сдвига сигналы заносятся на магнитную ленту.

3. Восьмиканальный режим. Переключателем рода работы первые 8 разрядов регистра сдвига перестраиваются в восемь одиночных разрядов. На каждый из них через усилители и ограничители поступает свой сигнал, занимающий полосу частот $0—62,5 \text{ кГц}$. Соответственно частота повторения импульсов квантования устанавливается для каждого канала равной 125 кГц . Все сигналы записываются на одну магнитную ленту, причем каждому из них отведено по одной дорожке записи. Разделение сигналов происходит или при вводе их в ЭВМ или непосредственно при обработке.

Во всех трех режимах работы записываемый сигнал (или сигналы) в начале каждой секунды замещается контрольным тест-сигналом (ТС), состоящим из определенной, визуально легко различимой последовательности нулей и единиц. Тест-сигнал служит для контроля качества и правильности записи и ввода в ЭВМ, а также является секундными метками. Как показал эксперимент, его наличие значительно упрощает процесс вычисления интерференционного отклика. Начало тест-сигнала и его длительность определяются сигналами, поступающими с интерферометра Ч7-15. Существующей установкой переключателя Ч7-15 «задержка» длительность ТС может меняться.

4. Режим записи ТС. В этом положении переключателя рода работ сигнал, определяющий конец тест-сигнала, отключается и на 8-разрядный регистр непрерывно поступает ТС, который и записывается на лен-

ту. Этот режим работы используется для контроля качества ленты и при отладке накопителей (НМЛ).

В системе регистрации предусмотрены два режима управления работой накопителей на магнитной ленте — ручной и автоматической. Ручное управление НМЛ применяется при настройке, проверке, юстировке и т. д., автоматическое — в экспериментальных условиях. При этом движение ленты, а затем и запись исследуемых сигналов на ленту во всех пунктах наблюдения начинается одновременно, по заранее согласованной программе. Времена начала движения ленты и записи задаются программатором, на который от синхрометра Ч7-15 поступает код времени. Конец записи и остановка лентопротяжного механизма осуществляются также автоматически по сигналам программатора. Длительность записи может быть установлена любой в пределах длины ленты.

В системе регистрации отсутствует применявшееся в наших ранних разработках устройство, предназначенное для разбиения записываемой информации на массивы (зоны) и формирования промежутков между ними. Его наличие оправдано, когда система регистрации стыкуется при обработке с определенной, заранее выбранной ЭВМ с фиксированным объемом оперативного запоминающего устройства (ОЗУ). Но принцип разбиения информации на массивы и невосстанавливаемые при обработке промежутки вызывает модуляцию интерференционного отклика частотой прерывания сигнала и ее гармониками, что эквивалентно внесению дополнительных аппаратурных коррелированных шумов. Поэтому в данной разработке сигналы в пунктах приема записываются непрерывно, а разбиение на массивы необходимой длительности производится при вычислении отклика и без потери сигнала. Система регистрации выполнена, в основном, на интегральных микросхемах серии 155, отдельные элементы на микросхемах серий 247 и 228.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА

Функциональная схема системы регистрации приведена на рис. 1 (1—8, 21 — усилители-ограничители; 9—16 — квантующие устройства; 17 — управляющий триггер; 18 — инвертор; 19 — формирователь ТС; 20 — умножитель; 22 — сумматор; 23 — программатор).

Амплитудный двухсторонний ограничитель. Основные требования к двухстороннему амплитудному ограничителю, осуществляющему в системе регистрации интерферометра преобразование сигнала «аналог—знак», можно сформулировать следующим образом:

для регистрации сигнала с наименьшими потерями, характеристика ограничителя должна быть близка к идеальной, т. е.

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} 1 & \text{для } U_{\text{вх}} > 0 \\ 0 & \\ -1 & \end{cases}$$

длительность фронтов выходных импульсов должна быть много меньше $1/f_v$, где f_v — наивысшая частота в спектре регистрируемого сигнала;

ограничитель должен обеспечивать равномерное «сверху» и «снизу» ограничение во всей полосе частот и постоянную амплитуду выходного сигнала во всем диапазоне изменения уровня входного сигнала. Наилучшим образом этим требованиям удовлетворяют так называемые «прецационные» ограничители [9]. В таких схемах ограничение, близкое к идеальному, достигается включением диодного двухстороннего ограничителя в цепь отрицательной обратной связи усилителя с большим коэффициентом усиления. Включение диодов в отрицательную обратную

связь снижает влияние нелинейности их характеристик и уменьшает зависимость уровня ограничения от изменения температуры.

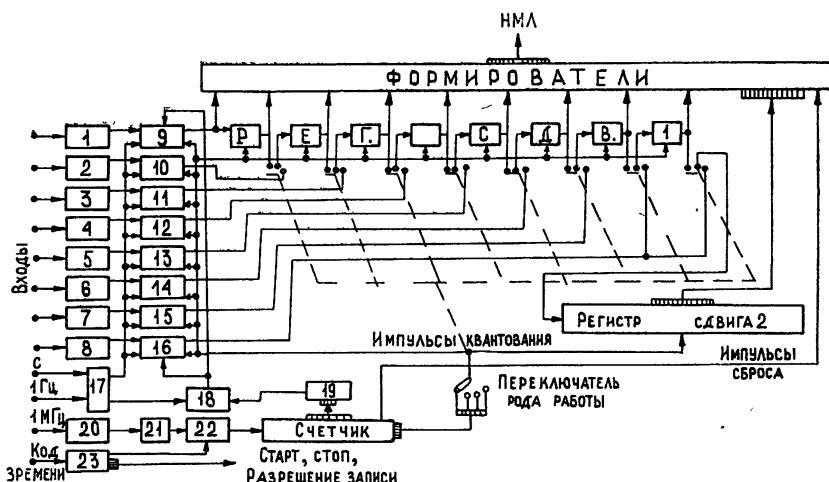


Рис. 1.

Амплитудный двухсторонний ограничитель состоит из четырех каскадов усилителя, собранного на микросхемах 2УС281, с диодами в цепях обратных связей. Для согласования с последующей схемой на выходе включен триггер Шмидта, который выдает импульсы амплитудой 4В.

Амплитудный ограничитель имеет следующие характеристики: диапазон изменения выходных сигналов — 0,5 мВ — 1 В; полоса частот — 100 Гц — 2,5 МГц; длительность фронтов выходных импульсов — 20 нс; неравенство ограничения «сверху» и «снизу» во всем диапазоне частот при напряжении питания $5 \pm 1\text{ В}$ — не более $\pm 1\%$.

Формирование импульсов квантования. Опорный синусоидальный сигнал частоты 1 МГц от рубидиевого или водородного стандарта через схему умножения поступает на амплитудный ограничитель, с выхода которого снимается меандр той же частоты. Через схему совпадений меандр поступает на триггерный делитель. Схема совпадений открывается по сигналу программатора в заранее определенный и установленный на наборном поле программатора момент, соответствующий началу записи, и закрывается с окончанием записи. В зависимости от режима работы системы регистрации, частота импульсов квантования меняется и может принимать значения 2 МГц, 1 МГц и 125 кГц, что достигается переключением числа триггеров, участвующих в формировании ее. С последнего каскада триггерного делителя снимаются импульсы сброса регистра сдвига и синхроимпульсы (СИ) с частотой повторения $f_{\text{си}} = 125\text{ кГц}$. Индикация «установка нуля» делителя в исходное состояние осуществляется светоизлучающим диодом.

Схема квантования, включенная в каждый из восьми информативных каналов, представляет из себя импульсно-потенциальную схему совпадений по трем входам. На входы схемы совпадений поступают ограниченный информативный сигнал, импульсы квантования и разрешающий сигнал с управляющего триггера. В момент, когда все три сигнала имеют амплитуду + 4В, на выходе системы квантования появляется импульс единицы, в противном случае на выходе — нуль. На входы управляющего триггера с синхрометра Ч7-15 поступают сигналы

«1 секунда» и «1 Гц», сдвинутые по времени на 0,2 мс установкой переключателя «задержка». В течение 0,2 мс после прихода импульса «1 с» все схемы совпадений закрыты по входу информативного сигнала потенциалом с управляющего триггера. В это время на ленту записывается тест-сигнал. Остальные 998 мс из каждой секунды схемы совпадений открыты и на ленту записываются исследуемые сигналы.

Задающим для формирования ТС является сигнал с частотой 1 МГц, поступающий с первого триггера формирователя импульсов квантования. С трех последних разрядов его сигнал, снимаемый с симметричных выходов триггеров, суммируется и инвертируется. На схеме совпадений он суммируется с задающим сигналом частоты 1 МГц, и в момент поступления разрешающего потенциала с управляющего триггера последовательность нулей и единиц поступает на вход регистра сдвига.

Шестнадцатиразрядный однотактный регистр сдвига осуществляет преобразование последовательного кода, представляющего смесь записываемого сигнала с тест-сигналом, в параллельный. В зависимости от режима работы и типа регистрирующего устройства параллельный код может быть или шестнадцатиразрядным, или восьмиразрядным. Во всех режимах работы в течение 0,2 мс в начале каждой секунды 16 разрядов регистра сдвига разбиваются на два параллельных восьмиразрядных регистра сдвига, на входы которых подается тест-сигнал. По окончании тест-сигнала регистр автоматически перестраивается в соответствии с положением переключателя рода работы. На выходе каждого разряда регистра сдвига и в канале СИ установлены идентичные формирователи импульсов, предназначенные для согласования сигналов, поступающих с системы записи, с выходными яскадами НМЛ ЕС 5012. Опрос всех формирователей производится во всех режимах работы системы регистрации с частотой $f_{ci} = 125 \text{ кГц}$.

Переключатель рода работы. Предназначен для изменения режимов работы системы регистрации. Позволяет устанавливать любой из трех основных режимов: регистрация сигнала, занимающего полосу частот 0—1000 кГц; регистрация сигнала, занимающего полосу частот 0—500 кГц, и регистрация восьми сигналов, занимающих полосу частот 0—62,5 кГц каждый. Имеется вспомогательный режим, когда на ленту записывается непрерывно тест-сигнал. Выбор режима работы осуществляется установкой в соответствующее положение кнопочного переключателя, через который потенциалы разрешения или запрещения подаются на схемы совпадений, управляющие межразрядными связями в регистре сдвига и формирователе импульсов квантования.

Программатор. Для одновременного запуска в разнесенных пунктах приема радиоинтерферометра систем регистрации предусмотрено устройство «программатор», работающее по сигналам синхрометра Ч7-15. Программатор состоит из наборного поля, выполненного на кнопочном переключателе, и схемы автоматики. В автономных пунктах приема заранее согласованной программе на наборном поле программатора устанавливается время, в которое должна начать работать система регистрации. Установка времени производится за 10 минут до начала сеанса. Шаг установки—10 с. При совпадении кода времени, поступающего с синхрометра с кодом, набранным на наборном поле, срабатывает схема автоматики, выключая лентопротяжный механизм НМЛ, а спустя 2 секунды включается разрешение на запись сигнала. Таким образом, применение программатора позволяет точно синхронизировать моменты начала записей в пунктах приема (точность синхронизации обусловлена только расхождением местных шкал времени на данный момент) и значительно упростить работу перед сеансом наблю-

дений, так как вся подготовка аппаратуры заканчивается приблизительно за 10 минут до сеанса. После этого весь комплекс аппаратуры работает в автоматическом режиме.

Разработанная система регистрации является развитием наших предыдущих разработок. В ней сохранено все, что с положительной стороны зарекомендовало себя на практике, и добавлен ряд устройств, облегчающих работу оператора. Значительно расширена полоса регистрации. Многофункциональность и простота смены режимов работы, возможность применения различных типов накопителей на магнитной ленте и любой из ЭВМ типа ЕС при обработке записанных сигналов делают созданную систему регистрации универсальной не только для задач радиоинтерферометрии, но и при решении ряда других технических задач, связанных с корреляционной обработкой сигналов на ЭВМ, или при машинной обработке электрических сигналов, записанных в эксперименте на магнитную ленту.

ЛИТЕРАТУРА

1. N. W. Brotén, R. W. Clarke, T. H. Legg, J. L. Locke, J. A. Galt, J. L. Yen and R. M. Chisholm, Mon. Not. R. Astr. Soc., **146**, 313; 381 (1969).
2. K. I. Kellermann, D. L. Jauncey, M. N. Cohen, B. B. Chaffer, B. G. Clark, J. Broderick, B. Rönnäng, O. E. N. Rydbeck, L. Matveyenko, I. Moiseyev, V. V. Vitkevich, B. F. C. Cooper and R. Barchelor, Appl. J., **169**, 1 (1971).
3. J. M. Moran, G. D. Papadopoulos, B. F. Burke, K. Y. Lo, P. R. Schwartz, D. L. Thacker, K. J. Johnston, S. H. Klowles, A. C. Reisz and I. I. Shapiro, Appl. J., **185**, 535 (1973).
4. В. С Аблазов, В. А. Алексеев, М. А. Антонец, В. И. Аристкин, В. П. Векшин, Э. Д. Гатэлюк, В. В. Демин, В. А. Ефанов, Б. Г. Кутузова, Б. Н. Липатов, Л. И. Матвеенко, С. М. Мкртчян, И. Г. Моисеев, В. Н. Никонов, В. А. Оганесян, В. А. Санамян, А. С. Сизов, Р. Л. Сороченко, В. П. Соснин, В. С. Троицкий, Б. П. Фатеев, А. М. Чикин, Б. В. Щекотов, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, **17**, № 10, 1431 (1974).
5. I. I. Shapiro, D. S. Robertson, C. A. Knight and C. C. Counselman III, Science, **186**, № 4167, 920 (1974).
6. W. T. Sullivan III, Appl. J., **166**, 321 (1971).
7. В. А. Алексеев, М. А. Антонец, Ю. А. Антонян, Г. С. Барсамян, Э. Д. Гатэлюк, Л. Ш. Егиазарян, А. Е. Крюков, Б. Н. Липатов, С. М. Мкртчян, В. А. Санамян, Б. В. Щекотов, Изв. АН Арм. ССР, серия техническая, **25**, № 4, 3 (1972).
8. В. А. Алексеев, М. А. Антонец, В. В. Виткевич, Э. Д. Гатэлюк, П. С. Живора, В. Д. Кротиков, А. Е. Крюков, В. С. Троицкий, А. И. Чикин, В. А. Шемагин, М. В. Янкавцев, Б. П. Фатеев, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, **14**, № 9, 1303 (1971).
9. Проектирование и применение операционных усилителей, под ред. Д. Грэма и др., изд. Мир, М., 1974.

Научно-исследовательский радиофизический институт

A MULTI-FUNCTIONAL BROAD-BAND RECORD SYSTEM OF AN INDEPENDENT-RECEPTION RADIO INTERFEROMETER

E. D. Gatelyuk, O. A. Ryabov, M. V. Yankavtsev

A multi-channel broad-band record system of an independent-reception radio interferometer is developed for a simultaneous record up to eight arbitrary elements of the emission spectrum of maser radio sources. The maximum band of the record in a single-channel regime is 10—1000 kc/s,

УДК 621.396.628 : 523 164

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ

B. С. Коротков, А. Л. Фогель

Рассматривается двухканальная система регистрации на перфоленту для радиоастрономических наблюдений.

Автоматизация обработки радиоастрономических наблюдений с использованием ЭВМ может проводиться двумя способами: либо с помощью ввода и обработки данных в ЭВМ непосредственно в ходе эксперимента, либо посредством записи данных наблюдений на промежуточный носитель информации и последующей обработки на ЭВМ. Второй способ обычно требует разработки устройств регистрации данных измерений на носитель, используемый для непосредственного ввода в ЭВМ. Наиболее простым способом, по-видимому, является запись результатов измерений на перфоленту.

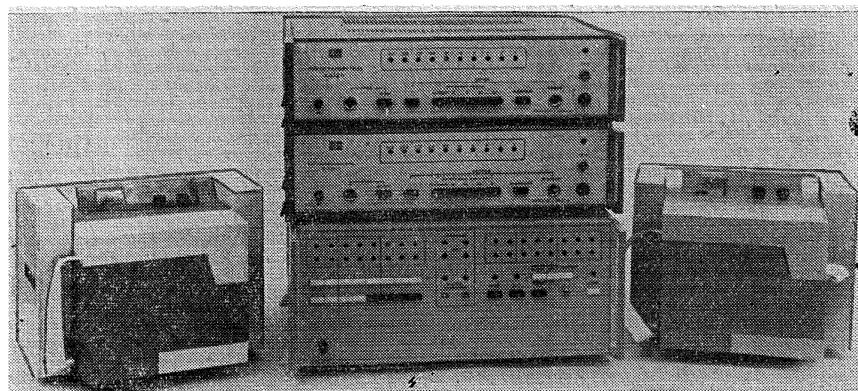


Рис. 1. Внешний вид системы регистрации.

Предлагаемая в настоящей работе система регистрации позволяет вести параллельную запись информации по двум каналам одновременно на два ленточных перфоратора. Она состоит из двух преобразователей напряжений «аналог—код», блока согласования и управления (БСУ) и двух перфораторов (рис. 1). В качестве преобразователей напряжений «аналог—код» могут использоваться преобразователи типа Ф4207.1; Ф4207.2, а также цифровые вольтметры типа ВК7-10А, ВК7-10А/1. Могут использоваться также любые другие цифровые приборы, имеющие потенциальный кодовый выход. Для записи информации на перфоленту применяются перфораторы ПЛУ-1. БСУ потребовал специальной детальной разработки. Он осуществляет преобразование параллельного двоичного кода, снимаемого с кодового выхода измерительного прибора, в параллельно-последовательный код вида, необходимого для работы

перфораторов. Каждый замер размещается на восьмидорожечной перфоленте в две строки. Следовательно, максимальное число в двоичном коде, которое можно зарегистрировать при таком размещении на перфоленте, составляет 2^{16} . Обычно для обеспечения необходимой точности регистрации радиоастрономических наблюдений требуется меньший динамический диапазон. Поэтому свободные двоичные разряды можно использовать для записи дополнительной информации к каждому числу, что упрощает проведение эксперимента и обработку результатов.

Наряду с числами, соответствующими данным наблюдений, на перфоленту можно заносить любой код (метку), набираемый на клавиатуре блока согласования и управления. С помощью меток можно записывать на перфоленте дополнительную числовую информацию (например, время измерений, порядковый номер и т. д.), а также специальные коды, служащие для управления программой обработки. Примером таких управляющих кодов могут служить коды, разделяющие информацию на перфоленте на отдельные группы и указывающие, к какому типу измеряемых величин принадлежит информация в данной группе (например, при радиоастрономических измерениях может измеряться температура антенны, температура генератора шума и т. д.). Может использоваться также, например, код «зачеркивания» отдельных строк на перфоленте, заносимый в тех случаях, если в ходе эксперимента допущена ошибка, и уже занесенные на перфоленту неправильные значения при обработке должны быть исключены из общего массива. Метки могут вводиться не только с клавиатуры БСУ, но и с какого-либо цифрового прибора, имеющего кодовый выход.

Максимальная частота работы системы регистрации, определяемая перфораторами, — 20 Гц при размещении чисел в одну строку на перфоленте и 10 Гц при размещении чисел в две строки. Запуск системы регистрации может происходить либо вручную, нажатием кнопки, либо от внешнего генератора, либо от внутреннего генератора преобразователей напряжений «аналог—код».

БСУ имеет возможность работать в режиме селекции измеряемых значений. В таком режиме запуск преобразователя может осуществляться с любой частотой, а занесение замера на перфоленту — только при нажатии соответствующей кнопки либо по приходу импульса от внешнего генератора. Таким образом, можно использовать преобразователи напряжений «аналог—код» или цифровые вольтметры для индикации сигнала и в зависимости от показаний производить запись числа на перфоленту. БСУ имеет собственную индикацию фиксируемых чисел. Индикация дает возможность контролировать код, выдаваемый на перфоратор. Она сохраняет свои показания до следующего замера.

БСУ позволяет очень легко переходить от одних цифровых измерительных приборов к другим и к различному размещению чисел на перфоленте путем замены коммутационных плат внутри блока.

Функциональная схема БСУ приведена на рис. 2. Она состоит из схемы запуска и селекции, схемы формирования строк и меток, схем согласования и разрядных ячеек. Схема запуска и селекции предназначена для формирования импульсов запуска БСУ и селекции измерений. Для управления запуском БСУ используются импульсы начала и конца измерения. Эти импульсы выдаются некоторыми цифровыми приборами, например, преобразователями напряжений «аналог—код» типа Ф4207.1 и Ф4207.2. Запуск системы в этом случае осуществляется путем запуска преобразователей напряжений «аналог—код» вручную или с помощью внешнего генератора импульсов, а также через систему селекции в автоматическом режиме запуска преобразователей от их внутреннего генератора. Синхронизация запуска обоих преобразователей производится

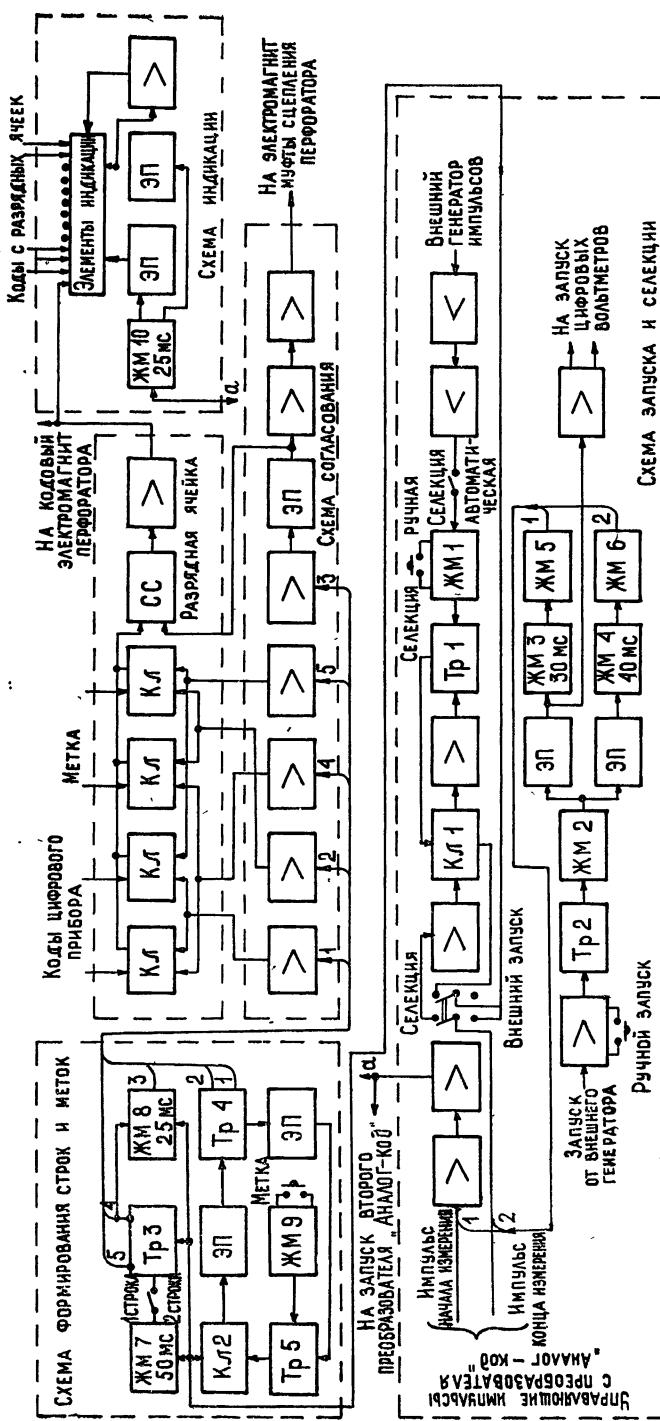


Рис. 2. Функциональная схема блока согласования и управления: ЭП—эмITTERНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ, СС—схема совпадения, ЖМ—ждущий мультивибратор, Кл—ключ.

с помощью внутреннего генератора одного из преобразователей, импульс начала измерения которого после усиления подается на запуск другого преобразователя.

В случае использования цифровых вольтметров, у которых отсутствуют импульсы начала и конца измерений, например цифровых вольтметров типа ВК7-10А, ВК7-10А/1, возникает необходимость в их формировании в БСУ. Запуск и синхронизация системы в этом случае осуществляется от внешнего генератора импульсов или от кнопки «ручной запуск» путем формирования импульсов запуска на оба прибора одновременно. При этом возможно использование цифровых приборов без импульсов цикла на выходе. Импульс для запуска цифровых вольтметров формируется цепью, состоящей из триггера 2, ждущего мультивибратора 2, эмиттерного повторителя и усилителя. Ждущий мультивибратор 3 необходим для задержки импульса, выдаваемого ждущим мультивибратором 2, на время преобразования цифровых вольтметров. Ждущие мультивибраторы 5 и 6 вырабатывают импульсы, соответствующие по своим параметрам импульсам начала и конца измерения преобразователей напряжений «аналог—код». Ждущий мультивибратор 4 обеспечивает временное разнесение импульсов ждущих мультивибраторов 5 и 6.

В режиме селекции измерений импульс конца измерения подается на ключ 1, который управляется напряжением, снимаемым с триггера 1. При срабатывании ждущего мультивибратора 1 от импульса внешнего генератора или от кнопки «селекция ручная», триггер 1 открывает ключ 1, в результате чего первый пришедший импульс конца измерения проходит на схему формирования строк и меток. Этот же импульс возвращает триггер 1 в исходное состояние, и последующие импульсы конца измерения не проходят через запертый ключ 1 до следующего срабатывания ждущего мультивибратора 1.

В схеме формирования строк и меток импульс конца измерения запускает ждущие мультивибраторы 7 и 8, устанавливает триггер 3 в исходное состояние и подается на вход ключа 2. Ждущий мультивибратор 8 выдает импульс длительностью 25 мс, который после усиления в схеме согласования выдается на электромагнит муфты сцепления перфоратора, и тем самым обеспечивается пробивка одной строки. При размещении замеров в две строки на перфоленте ждущий мультивибратор 7 задерживает импульс конца измерения на время, необходимое для срабатывания перфоратора, и затем вторично запускает ждущий мультивибратор 8. Триггеры 3 и 4 обеспечивают коммутацию входных кодов и меток. В зависимости от состояния триггера 3 на перфоратор выдается первая или вторая строка. В исходном состоянии триггера 4 осуществляется пробивка кодов, снимаемых с цифровых приборов. При перебрасывании триггера 4 происходит перекоммутация ключевых схем в разрядных ячейках на метку. Для пробивки метки импульсом ждущего мультивибратора 9, который срабатывает от кнопки «метка», перебрасывается триггер 5, который управляет ключом 2. Первый пришедший импульс конца измерения перебрасывает триггер 4, в результате чего на перфораторе будет пробиваться метка. Следующий импульс конца измерения возвращает триггеры 4 и 5 в исходные состояния.

Напряжение, снимаемое с триггеров 3 и 4, через усилители в схеме согласования подается в разрядные ячейки для управления ключевыми схемами. В зависимости от состояния триггеров 3 и 4 в любой момент времени открыт только один ключ в каждой разрядной ячейке. С помощью схем совпадения формируется код в виде импульсов длительностью 25 мс, что удобно для работы перфораторов. После усиления

код поступает на кодовые электромагниты перфораторов и на схему индикации.

В качестве элементов индикации используются тиатротроны типа МТХ-90. После усиления импульс начала замера осуществляет гашение тиатротронов. Импульс ждающего мультивибратора 10 длительностью 25 мс используется для запирания тиатротронов, соответствующих второй строке кода, в момент пробивки первой строки и запирания тиатротронов, соответствующих первой строке, в момент пробивки второй строки.

Каждый канал БСУ состоит из одной схемы согласования и 8-разрядных ячеек. Схема БСУ выполнена целиком на транзисторах типа МП-42Б, МП-26Б, ГТ403Ж и КТ604Б и диодах Д9Е и Д18.

Данную систему регистрации мы можем считать достаточно универсальной, что удобно в экспериментах, где нет устоявшейся методики. Ее предполагается использовать в системе апертурного синтеза. Система регистрации неоднократно применялась также при фазометрических измерениях диаграмм направленности антенн.

Научно-исследовательский радиофизический институт

A SYSTEM OF RECORDING RADIO ASTRONOMICAL OBSERVATIONS

V. S. Korotkov, A. L. Fogel'

A two-canal system of recording radio astronomical observations on a punch tape is considered.

УДК 621.396.628 . 523.164

АКУСТООПТИЧЕСКИЕ АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА ДЛЯ РАДИОАСТРОНОМИИ

*Н. А. Есепкина, В. Ю. Петрунькин, Н. А. Бухарин, Б. А. Котов,
Ю. А. Котов, С. В. Прусс-Жуковский*

Рассмотрены основные особенности нового типа спектра-анализатора для радиоастрономии—акустооптического спектрографа. Приводятся результаты экспериментального исследования акустооптического анализатора спектра, являющегося элементом спектрографа. Рассмотрено выходное устройство спектрографа, выполненное на основе многоэлементных ПЗС-структур и ЭВМ «Электроника-100».

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для спектральных исследований в радиоастрономии используются три типа спектрографов: спектрограф с перестраиваемым гетеродином [1], многоканальный спектрограф с набором частотных фильтров для параллельного спектрального анализа [2] и автокорреляционный спектрограф [3].

Еще один возможный метод создания спектрографов основан на использовании акустооптических устройств [4, 5]. Впервые такие спектрографы применительно к задачам радиоастрономии были рассмотрены в работах [6, 7]. С помощью акустооптического спектрографа можно проводить параллельный спектральный анализ в полосе частот от единиц до десятков мегагерц при разрешении, составляющем десятки килогерц. Число эквивалентных частотных каналов может достигать нескольких сотен.

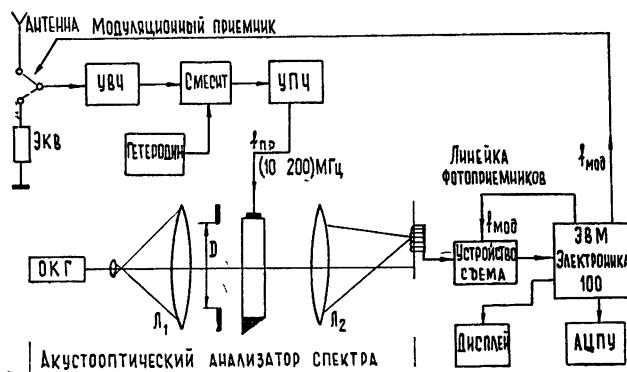


Рис. 1.

Блок-схема акустооптического спектрографа представлена на рис. 1. Она состоит из 3 частей: модуляционного приемника, акустооптического анализатора спектра и выходного устройства, которое содержит сканирующую линейку фотоприемников, систему съемки и ЭВМ для обработки и вывода выходных данных.

На выходе модуляционного радиометра после преобразования получается сигнал промежуточной частоты (10—300 МГц), этот сигнал подается в оптическую систему, т. е. на вход акустооптического анализатора спектра, который заменяет набор частотных фильтров. Основным элементом акустооптического анализатора спектра является ультразвуковой модулятор света. Он осуществляет ввод электрического сигнала в оптическую систему и производит спектральный анализ. На выходе оптической системы в фокальной плоскости линзы L_2 помещается многоэлементная линейка фотоприемников. Она осуществляет связь оптической части спектрографа с выходным устройством. Электрические сигналы с выхода линейки фотоприемников с помощью устройства съема подаются на вход ЭВМ. ЭВМ выполняет роль синхронного детектора модуляционного радиометра. Кроме того, в ней осуществляется накопление сигнала и регистрация выходных данных. С генератора опорного напряжения, имеющегося в ЭВМ, опорный сигнал подается на модулятор, расположенный на входе радиометра, и на устройство съема сигналов с линейки фотоприемников.

В акустооптическом спектрографе используется высокочастотная часть обычного модуляционного радиометра [8]. Поэтому мы не будем здесь останавливаться на его рассмотрении, а рассмотрим лишь акустооптический анализатор спектра и выходное устройство, которые составляют основу акустооптического спектрографа.

2. АКУСТООПТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА

Принцип действия акустооптического спектра-анализатора, представленного на рис. 2 а, основан на использовании явления дифракции света на упругих волнах, распространяющихся в прозрачной среде звукопровода. Под воздействием входного сигнала в ультразвуковом модуляторе возбуждается бегущая УЗ волна, представляющая для светового пучка фазовую дифракционную решетку. Распределение интенсивности дифрагированного света вблизи максимума первого порядка определяется следующим выражением [9]:

$$\frac{I_{+1}}{I_0} = J_1^2(\psi) \frac{\sin^2 \left[\frac{\pi D}{\lambda} \left(\theta - \frac{\lambda}{\Lambda} \right) \right]}{\left[\frac{\pi D}{\lambda} \left(\theta - \frac{\lambda}{\Lambda} \right) \right]^2},$$

где $\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta n H$ — индекс модуляции, H — толщина модулятора, Δn — изменение показателя преломления под воздействием упругой волны, которая зависит от амплитуды сигнала $u(t)$, λ — длина волны света, $\Lambda = \frac{v}{F}$ — длина ультразвуковой волны, а F — ее частота, v — скорость звука в материале звукопровода. Вид дифрагированного светового пятна показан на рис. 2 б.

Как видно из приведенного выражения, положение дифракционного максимума в выходной фокальной плоскости оптической системы определяется частотой входного сигнала $\theta_{\max} = \frac{\lambda}{\Lambda} = \frac{\lambda F}{v}$, а интенсивность дифрагированного света — величиной входного сигнала.

Разрешающая способность акустооптического спектра-анализатора по частоте ΔF_{\min} зависит от длины УЗ модулятора и равна [10]

$$\Delta F_{\min} = \frac{v}{D}.$$

Эквивалентное число частотных каналов M или число разрешимых точек определяется соотношением

$$M = \frac{\Delta F}{\Delta F_{\min}},$$

где ΔF — полоса пропускания ультразвукового модулятора. При возбуждении акустооптического модулятора широкополосным сигналом каждой его составляющей будет соответствовать свое световое пятно в выходной фокальной плоскости. Следовательно, распределение интенсивности света в дифракционном спектре первого порядка соответствует спектру входного радиосигнала и может быть зарегистрировано на фотопленке или с помощью многоэлементного фотоприемника с числом элементов, равным числу разрешимых точек спектра-анализатора M . Для проведения спектрального анализа совокупности независимых сигналов, соответствующих, например, выходным сигналам нескольких радиометров, можно использовать многоканальные акустооптические устройства (см. рис. 3), при этом в оптической системе необходимо применять цилиндрическую оптику.

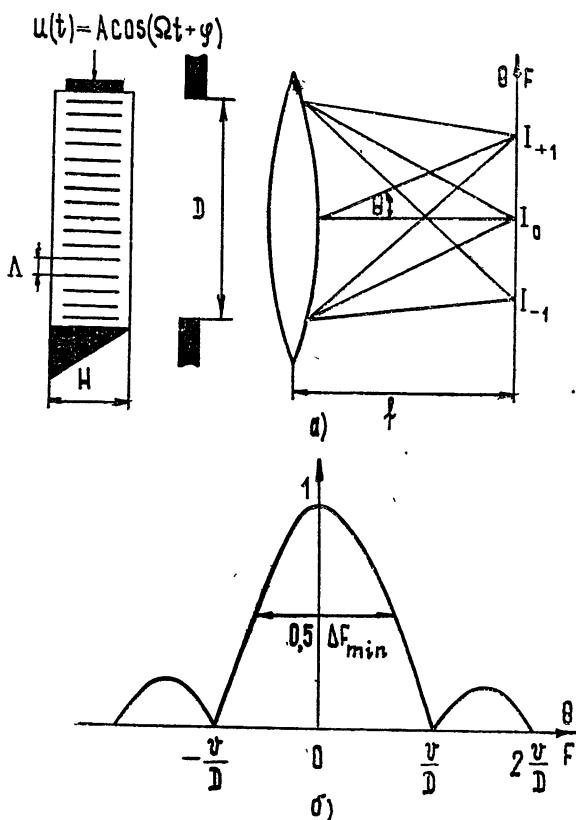


Рис. 2.

Акустооптические спектры-анализаторы могут быть изготовлены на различные частоты от десятков до нескольких сотен мегагерц, поэтому полоса частот ΔF , в которой возможен параллельный спектральный ана-

лиз с помощью таких спектров-анализаторов, может изменяться от единиц до десятков мегагерц. Максимальное разрешение, которое может быть получено с помощью акустооптического спектра-анализатора, зависит от максимально возможных размеров звукопровода и линз. При этом для получения большого разрешения желательно выбирать звукопроводы с малой скоростью распространения звука v , например такие, как вода и парателлурит (TeO_2).

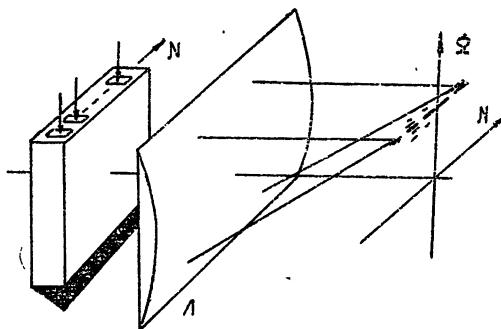


Рис. 3.

В табл. 1 приведены значения ΔF_{\min} для различных материалов при длине звукопровода $D = 10 \text{ см}$.

Таблица 1

Материал звукопровода	Скорость звука $v, \text{ м/с}$	$\Delta F_{\min}, \text{ кГц}$	Примечание
Вода	$1,5 \cdot 10^3$	15	$F_{\max} \leq 20 \text{ МГц}$
Стекла	$(3,4 \div 4) \cdot 10^3$	30—40	$F_{\max} \leq 100 \text{ МГц}$
Кварц	$(4 \div 6) \cdot 10^3$	40—60	$F_{\max} \leq 300 \text{ МГц}$
Ниобат лития	$7,65 \cdot 10^3$	76,5	$F_{\max} \leq 2000 \text{ МГц}$
TeO_2	$0,62 \cdot 10^3$	6,2	$F_{\max} \leq 60 \text{ МГц}$

Из приведенной таблицы видно, что для изготовления спектров-анализаторов выгодно использовать парателлурит, однако это пока еще мало-доступный кристалл. Поэтому в настоящее время для получения высокого разрешения порядка 10—20 кГц в качестве звукопровода УЗ модуляторов целесообразно использовать воду. Необходимо, однако, отметить, что вода имеет существенный недостаток: большое затухание ультразвука, а следовательно, низкую рабочую частоту. Поэтому жидкостные модуляторы пригодны для анализа в сравнительно узких полосах ($\Delta F \leq 10 \text{ МГц}$).

Таблица 2

Материал звукопровода	$F_0, \text{ МГц}$	$\Delta F_{\min}, \text{ кГц}$	$M = \frac{\Delta F}{\Delta F_{\min}}$	N
Стекло ТФ-3	36	120	200	1
SiO_2 (кварц)	210	130	300	1
Вода	30	35	100	16
Вода	15	10	100	1

Нами были разработаны и исследованы одноканальные и многоканальные акустооптические анализаторы спектра. Звукопроводами модуляторов служили вода, тяжелые флинты ТФ-3 и плавленный кварц. Пьезопреобразователи были изготовлены из пьезокерамики и ниобата лития [10].

Параметры исследованных спектров-анализаторов приведены в табл. 2, где N определяет число каналов многоканального модулятора.

В последней строке приведены расчетные параметры спектра-анализатора, который разрабатывается нами в настоящее время совместно с САО АН СССР для радиотелескопа РАТАН-600.

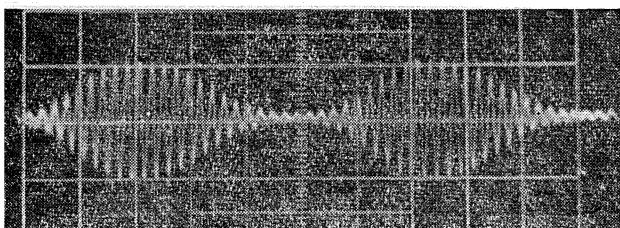


Рис. 4а.

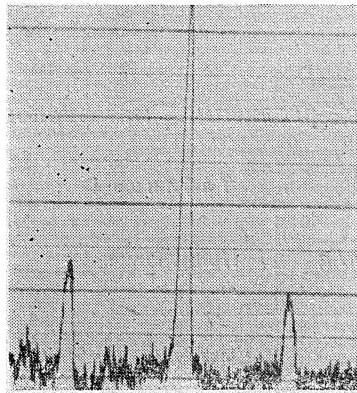


Рис. 4б.

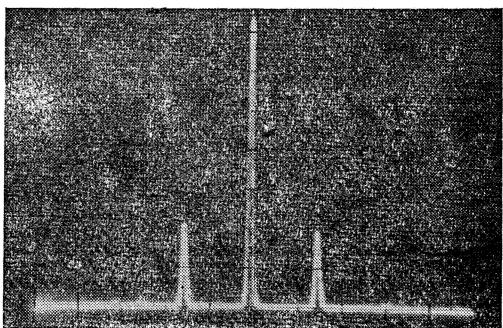


Рис. 4в.

На рис. 4 для примера представлены результаты, полученные с помощью твердотельного модулятора на стекле ТФ-3. Здесь показан вид сигнала, который поступает на модулятор (рис. 4 а), и спектр этого сигнала, полученный с помощью акустооптического спектра-анализатора (рис. 4 б) и электронного спектра-анализатора С4-25 (рис. 4 в), используемого для контроля. Видно хорошее соответствие этих спектров.

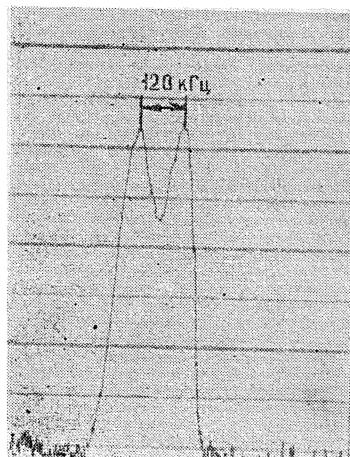


Рис. 4г.

На рис. 4 г приведен спектр на выходе акустооптического спектра-анализатора, когда на его вход подано два гармонических сигналов, частоты которых отличаются на 120 кГц , что соответствует разрешающей способности спектра-анализатора. На рис. 5 а представлен общий вид одноканального твердотельного модулятора, а на рис. 5 б — 16-канального жидкостного модулятора, который позволяет анализировать 16 независимых радиосигналов.

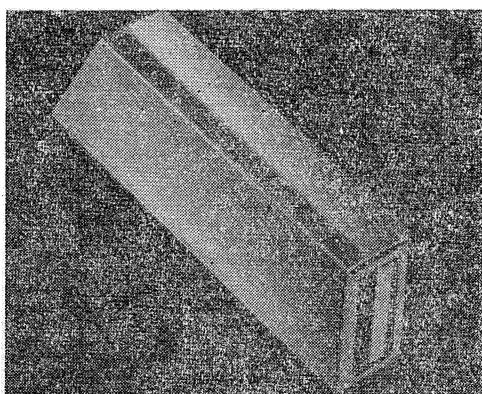


Рис. 5а.

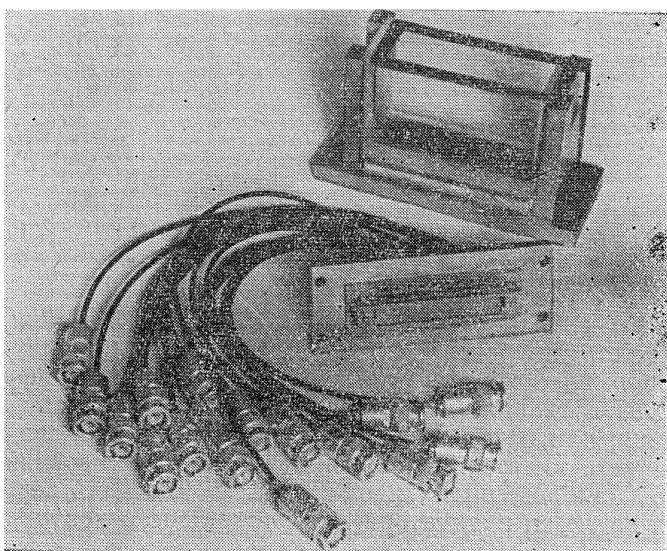


Рис. 5б.

3. ВЫХОДНОЕ УСТРОЙСТВО

Для преобразования оптической информации с выхода акустооптического анализатора спектра в электрический сигнал может быть использована линейка ПЗС-элементов (приборов с зарядовой связью). Структурная схема линейки (256 фотоприемников), выполненной в виде единой гибридной микросхемы, приведена на рис. 6.

В каждом из 256 светочувствительных элементов происходит накопление заряда пропорционально интенсивности освещения, приходящего на этот элемент. Накопленные за время измерения заряды во всех 256 элементах одновременно импульсом съема передаются в два 128-разрядных регистра, из которых последовательно с частотой менее 1 МГц выводятся через усилитель на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Во время вывода информации из регистров на АЦП в светочувствительных элементах производится накопление зарядов, соответствующее следующему циклу измерений. Имеющийся в комплексе ЭВМ «Электроника-100» АЦП позволяет преобразовывать анало-

говые сигналы в код за время $\approx 70 \text{ мкс}$, что позволяет выводить информацию из регистров ПЗС-линейки с частотой, не превышающей 10 кГц . Отсюда, время ввода одного измерения в ЭВМ составит $\approx 25 \text{ мс}$. Это определяет верхнюю границу частоты модуляции приемника. В целях упрощения программной реализации ввода и обработки информации в ЭВМ синхронизацию съема сигналов с линейки ПЗС-элементов и управление модулятором на выходе приемника осуществляют ЭВМ «Электроника-100».

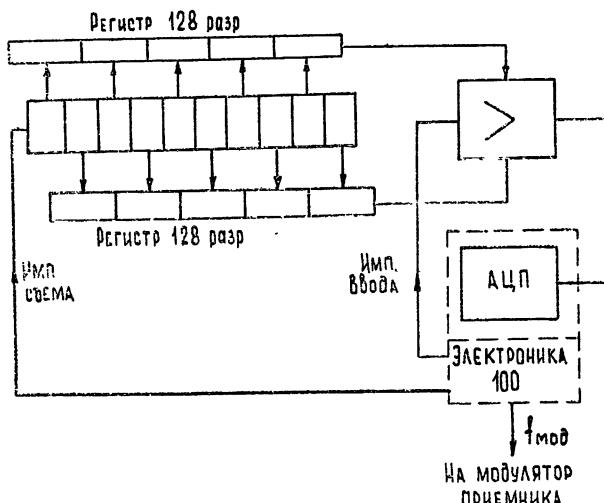


Рис. 6.

В ЭВМ на каждый канал измерения отводятся 3 ячейки, в которые записываются соответственно сигнал + шумы приемника, шумы приемника, калибровочный сигнал. Программная реализация функции синхронного детектирования позволяет оперативно менять постоянную интегрирования или время накопления информации в зависимости от хода и характера измерений. По окончании цикла измерений скорректированные и откалиброванные данные выдаются на печать, перфорируются и выводятся на экран индикатора для оперативного контроля за ходом измерений.

В заключение необходимо отметить, что акустооптические спектрофографы, на наш взгляд, могут найти широкое применение для спектральных исследований в радиоастрономии, так как они характеризуются параметрами (разрешение и эквивалентное число каналов), которые трудно реализовать с помощью спектрографов других типов, в частности спектрографов с перестраиваемым гетеродином и спектрографом с набором частотных фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

1. K. V. Sheridan, Proc. Astron. Soc. Austr., 1, 58 (1967).
2. R. X. McGee, J. D. Muggay, Proc. Inst. Radio Eng., 24, 191 (1963).
3. S. Weinred, MIT Res. Lab. Electron., Tech. Rep., 412 (1963).
4. L. Lambert, IRE Nat. Conv. Rec., 10, 69 (1962).
5. Е. Т. Аксенов и др., ЖТФ, 42, № 11, 2432 (1972).
6. T. W. Cole, J. G. Aables, Astron. Astrophys., 34, 149 (1974).
7. T. W. Cole, Astrophys. Lett., 15, 59 (1973).
8. Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парицкий, Радиотелескопы и радиометры, изд. Наука, М., 1973.

9. Л. Б. Ламберт, М. Арм, А. Аймет, Зарубежная радиоэлектроника, № 8, 3 (1968).
10. Е. Т. Аксенов и др., Труды ЛПИ, № 344, Квантовая электроника, Л., 1975.

Ленинградский политехнический институт

ACOUSTO-OPTICAL SPECTRUM ANALYZERS FOR RADIO ASTRONOMY

*N. A. Esepkina, V. Yu. Petrun'kin, N. A. Bukharin, B. A. Kotov,
Yu. A. Kotov, S. V. Pruss-Zhukovskii*

The main features of a new type spectrum analyzer—an acousto-optical spectrograph—for radio astronomy are considered. The results of experimental investigation of the acousto-optical spectrum analyzer, being the basic element of the spectrograph, are given. An output device of the spectrograph made on the basis of multielement SMS-structures and computer „Elektronika-100“ has been considered.

УДК 621.317.757.3

КВАРЦЕВЫЙ ФИЛЬТРОВЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА

B. Г. Грачев, B. A. Прозоров

Описан 40-канальный фильтровый анализатор спектра для квазинулевого спектрометра двойного сравнения с амплитудной модуляцией. Рассмотрены принципиальные схемы важнейших узлов гетеродинного фильтра и низкочастотного устройства. Приведены результаты испытаний.

В лаборатории радиоспектроскопии САО разработан 40-канальный кварцевый фильтровый анализатор спектра. Он предназначен для работы в составе квазинулевого спектрометра двойного сравнения с амплитудной модуляцией [1]. Анализатор будет использован для наблюдений в линиях нейтрального и возбужденного водорода, а также формальдегида.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА (рис. 1)

Анализатор имеет 40 спектральных каналов, канал сравнения и широкополосный канал. Сигнал 44 МГц с выхода усилителя промежуточной частоты с полосой 10 МГц поступает на вход последовательно-параллельной схемы распределения мощности ($:2:5:4$). В схеме распределения используются широкополосные развязывающие усилители. Применение усилителей позволяет распределить мощность без ослабления и обеспечить хорошую развязку между спектральными каналами.

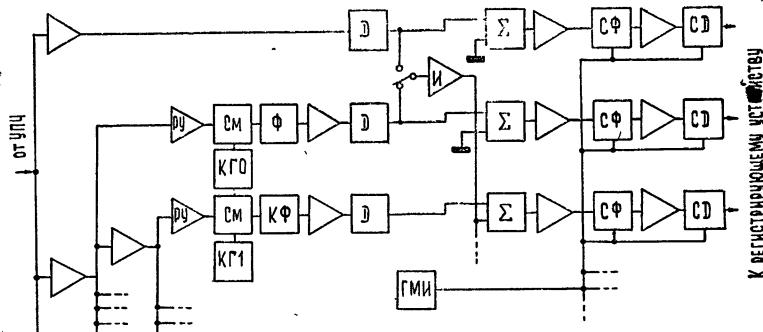


Рис. 1.

Сигнал промежуточной частоты преобразуется к центральной частоте кварцевого фильтра 10,8 МГц. В спектральных каналах используются фильтры типа ПФ2П-276-4, имеющие полосу пропускания 30 кГц по уровню 3 дБ и центральную частоту 10,8 МГц, одинаковые для всех каналов. Кварцевые гетеродины перекрывают диапазон частот от 54,729 до 55,899 МГц с шагом 30 кГц. Диапазон промежуточных частот, в котором формируется система фильтровых каналов, — 43,929 \div 45,099 МГц, с той же дискретностью. Таким образом, частотные характеристики

соседних спектральных каналов перекрываются по уровню 3 дБ. После анализа — 1,2 МГц.

Сигнал частоты 10,8 МГц усиливается, квадратично детектируется и поступает на вход низкочастотной части устройства.

Узкополосный канал сравнения аналогичен по схемному решению спектральным каналам. Полоса пропускания по уровню 3 дБ—600 кГц. Промежуточная частота 46 МГц. Здесь применяются LC-фильтры.

В анализаторе используются одинаковые низкочастотные устройства во всех 42 каналах. Суммирующая схема Σ производит сложение сигнала спектрального канала с инвертированным сигналом сравнения. Низкочастотные устройства построены по схеме синхронный фильтр—синхронный детектор. Частота модуляции выбрана равной 25 Гц (частота сети :2), с тем чтобы низкочастотные устройства можно было использовать для наблюдений с разрешением в несколько сот герц, а также для уменьшения влияния сетевых наводок.

ГЕТЕРОДИННЫЙ ФИЛЬТР (рис. 2)

Развязывающий усилитель схемы распределения мощности (T1, T2, T3) является общим для четырех каналов блока гетеродинных фильтров.

Усилитель имеет следующие параметры: полоса пропускания по уровню 3 дБ — до 90 МГц, неравномерность частотной характеристики в рабочем диапазоне частот — не более 1 дБ, коэффициент усиления — 8 дБ, входная емкость — не более 5 пФ; выходное сопротивление — не более 30 Ом.

Для балансировки каналов применяется регулируемый усилитель, выполненный на МОП-транзисторе (T4) КП305Ж и обеспечивающий глубину регулировки 10 дБ. Он выполняет также роль преселектора и предотвращает перепрузку смесителя широполосным шумовым сигналом. Полоса пропускания по уровню 3 дБ—1 МГц. Кварцевый генератор (MC2), смеситель (MC1) и усилитель (MC3) выполнены с применением интегральных микросхем серии 219.

Применение кварцевых фильтров ПФ2П-276-4 позволяет получить форму частотных характеристик спектральных каналов практически прямоугольную, с коэффициентом прямоугольности

$$K_{\text{пр}20\text{дБ/3дБ}} = 1,1.$$

Полосы пропускания по уровню 6 дБ отличаются не более чем на $\pm 0,15\%$. Неравномерность плоского участка характеристики не более 1 дБ. Ослабление в полосе задерживания более 80 дБ.

Осуществление фильтрового метода с применением набора гетеродинов несколько усложняет схему, но позволяет получить одинаковую и максимальную чувствительность при данном разрешении и прямоугольной форме частотной характеристики в спектральных каналах. Такое решение также в значительной степени облегчает настройку и техническое обслуживание, что особенно важно при большом числе спектральных каналов.

Квадратичный детектор на полевом транзисторе (T5), насколько известно, в радиоастрономии применяется впервые. Он выполнен на МОП-транзисторе КП305Ж и имеет отклонение характеристики от квадратичного закона меньше 1% при изменении входного напряжения в 10 раз.

Преимущества такого детектора:

1. Возможность регулировки формы характеристики выбором начального напряжения смещения на затворе [2]. Это позволяет добиться высокой степени идентичности амплитудных характеристик спект-

ральных каналов и облегчает решение проблемы исключения погрешностей спектрального анализа при наблюдениях линий на фоне ярких источников.

2. В отличие от диодных квадратичных детекторов, позволяющих детектировать лишь малые сигналы и с коэффициентом передачи меньше единицы, детекторы на полевых транзисторах работают в диапазоне входных напряжений до 1 В и с коэффициентом передачи больше единицы.

К недостаткам следует отнести следующее:

1. Необходимость применения двух источников питания.

2. Из-за существенного разброса по пороговому напряжению необходим индивидуальный выбор начального напряжения на затворе. Для этой цели применялась специальная методика настройки по эталонному квадратичному детектору.

НИЗКОЧАСТОТНОЕ УСТРОЙСТВО (рис. 3)

Инвертор (И) (рис. 1) выполнен на микросхеме 1УТ401А. Суммирующая схема Σ состоит из резисторов R1, R2 и R3. Низкочастотное устройство построено так, что его постоянная времени определяется синхронным RC-фильтром («синхронным интегратором» [3]) R17, R18, R19, C6, C7, P4, P5.

Достоинства такой схемы:

1. Усиление сигнала происходит на переменном токе.

2. Фильтрация производится при низком уровне сигнала. Поэтому (в отличие от случая, когда фильтр помещен после усилителя) выходная ступень может быть рассчитана только на амплитуду сигнала.

3. Нечувствительность к нестабильности частоты модуляции.

4. Легкость перехода на другую частоту модуляции. Постоянная времени при этом сохраняется (об имеющихся здесь место ограничениях см. [4]).

К недостаткам схемы следует отнести:

1. Необходимость применения усилителей с большим входным сопротивлением.

2. Необходимость применения ключей с малыми утечками и малыми наводками управляющего напряжения, работающих с достаточной скоростью.

3. Трудность фильтрации напряжения на выходе синхронного детектора при низкой частоте¹ модуляции и малой постоянной времени.

4. Невозможность одновременного подключения обоих конденсаторов к зарядным резисторам (такое подключение нарушило бы работу синхронного фильтра, так как напряжение на конденсаторах уравнялось бы). На протяжении короткого отрезка времени, когда ни один конденсатор не подключен к зарядному резистору, напряжение, приложенное ко входу синхронного фильтра, почти полностью присутствует на его выходе. Образовавшиеся таким образом импульсы могут перегрузить последующие ступени усиления.

В рассматриваемом устройстве не пришлось делать что-либо специально, чтобы избежать одновременного подключения обоих конденсаторов, так как время отпускания реле меньше времени срабатывания. Для устранения перегрузок оказалось достаточным применить простой фильтр R23 C11. Постоянная времени низкочастотных устройств переключается дистанционно одновременно во всех каналах путем замыкания зарядных резисторов R17 и R18 с помощью реле Р2 и Р3. Предусмотрены следующие постоянные: 2, 6, 10 и 14 секунд. Цепь R34, R35, C5 предназначена для компенсации внутренних наводок частоты модуляции на затвор триода Т3.

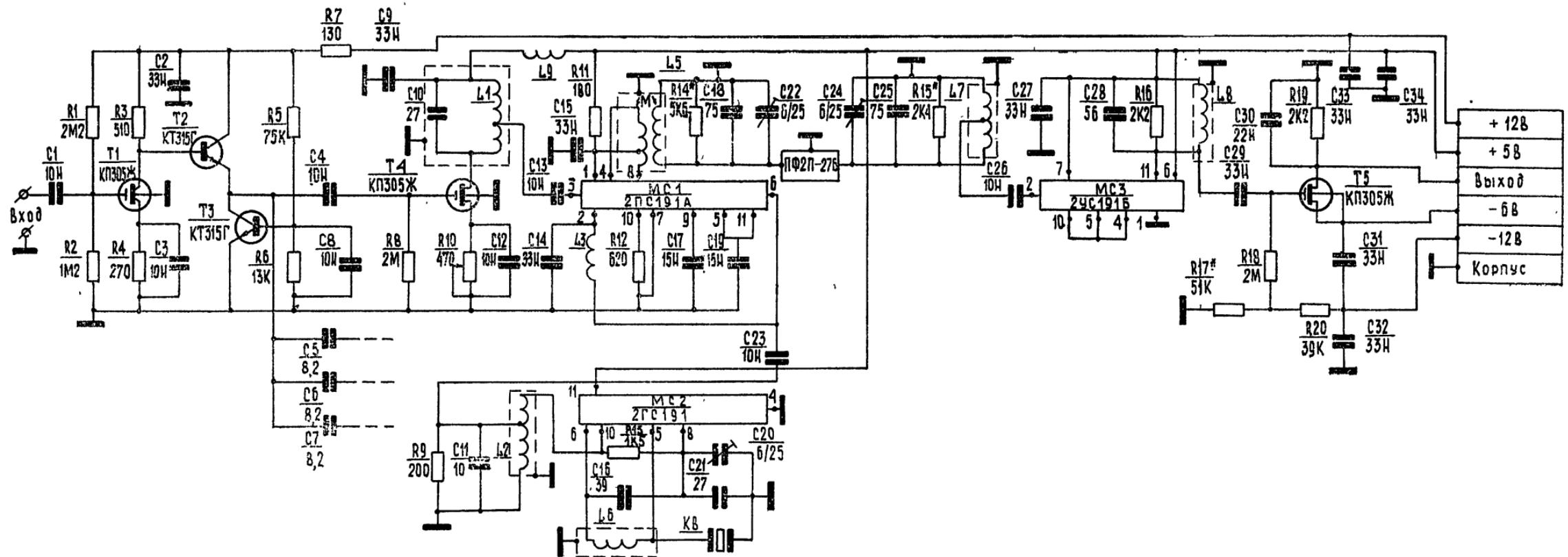


Рис. 2.

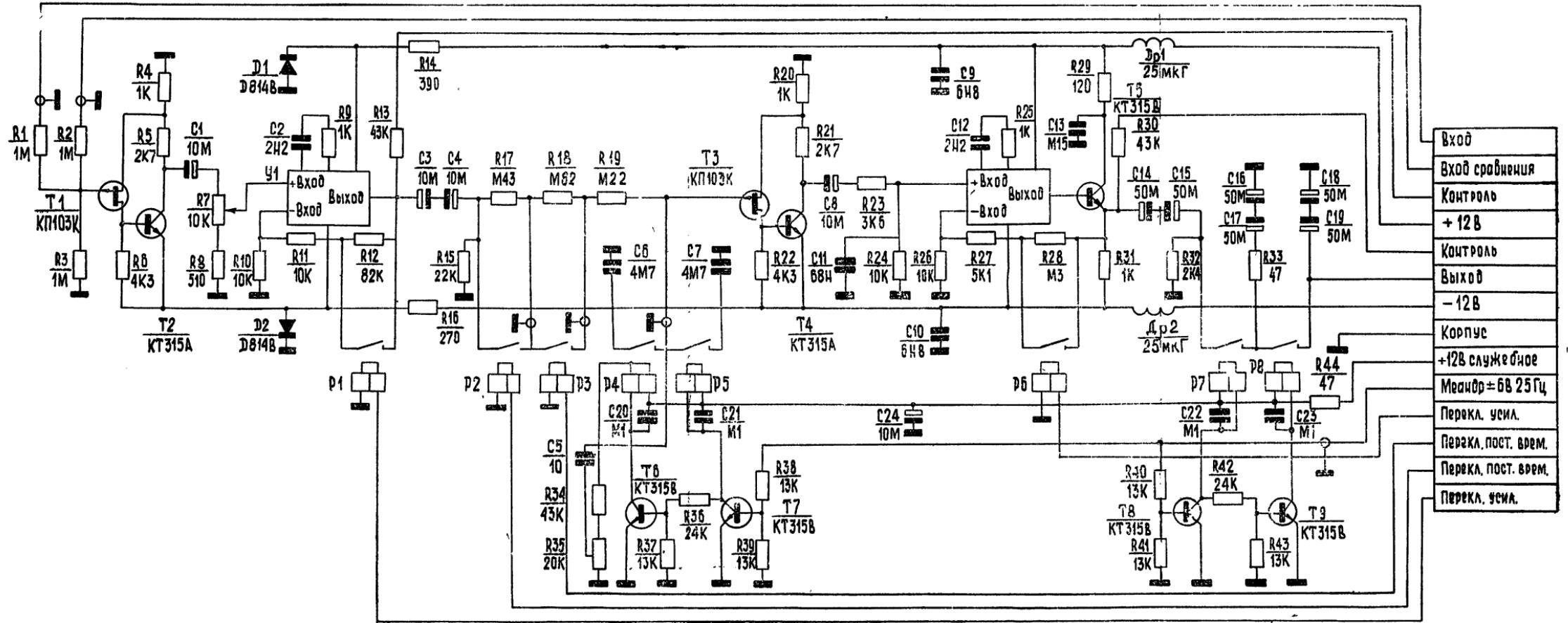


Рис. 3.

Для переключения усиления и постоянной времени низкочастотных устройств применены реле Р1, Р2, Р3 и Р6 с герметичными контактами («герконовые», «язычковые») типа РЭС-43 РС4.569.201. В качестве ключей синхронного фильтра и синхронного детектора выбраны такие же реле Р4, Р5, Р7 и Р8. Выбор обусловлен следующими причинами:

1) низкая частота модуляции 25 Гц;

2) реле свободны от недостатков, присущих полупроводниковым ключам (небольшие коммутируемые напряжения, нелинейность прямого сопротивления, наводки управляющего напряжения, контакт с цепью управления);

3) реле РЭС-43 достаточно надежны.

Реле РЭС-43 имеют по две контактные группы (на рис. 3 показана только одна). Каждое реле коммутирует одинаковые цепи двух низкочастотных устройств, находящихся в одном блоке.

К выходам суммирующей схемы и синхронного фильтра присоединены одинаковые буферные ступени Т1, Т2 и Т3, Т4 [5] с входным сопротивлением порядка ста $M\Omega$ и с коэффициентом усиления около трех. Основное усиление производится с помощью простых дифференциальных усилителей У1 и У2, подобных описанному в [6]. Переключение усиления производится дистанционно одновременно во всех каналах замыканием резисторов R12 и R28 в цепях отрицательной обратной связи. Резисторы подобраны так, что коэффициент усиления У1 изменяется в 5 раз, а У2 — в 20 раз с точностью $\pm 1\%$. R9 С2 и R25 С12 — корректирующие цепи.

Постоянная времени низкочастотного устройства определяется синхронным фильтром, поэтому постоянная времени синхронного детектора должна быть много меньше наименьшей постоянной синхронного фильтра. Допустимые пульсации выходного напряжения с частотой модуляции зависят от прибора, присоединенного к выходу низкочастотного устройства. В данном случае это аналого-цифровой преобразователь, следовательно, пульсации должны быть много меньше его шага квантования (10 мВ). В какой-то мере удовлетворить этим противоречивым требованиям (малая постоянная времени и достаточное слаживание пульсаций) удалось, применив схему с промежуточным конденсатором С16 С17. Контакты реле Р7 и Р8 замыкаются попаременно с частотой модуляции. Выходное напряжение снимается с конденсатора С18 С19, который заряжается от конденсатора С16 С17 в то время, когда последний не присоединен к усилителю. Постоянная времени синхронного детектора приблизительно равна 0,1 с. Пульсации напряжения на его выходе достигают 3 мВ при сигнале 5 В и нагрузке $1 M\Omega$.

Общее усиление от входа суммирующей схемы до выхода составляет приблизительно 700. Наибольшее выходное напряжение 5 В . За четыре часа работы в лаборатории после 30-минутного прогрева коэффициент усиления изменился на $+0,4\%$ в среднем по низкочастотным устройствам, достигая 1% для отдельных экземпляров. Остаточные напряжения на выходах в тех же условиях изменились на $1-2 \text{ мВ}$. Узлы анализатора собраны на печатных платах в частичных вставочных блоках БЧ-2 типовой конструкции «Вишня». Частичные вставочные блоки размещены в настольных кожухах КБЧ-3. В одном частичном блоке находятся четыре гетеродинных фильтра или два низкочастотных устройства.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ

40-канальный анализатор был испытан в лабораторных условиях и в условиях наблюдений на Большом пулковском радиотелескопе.

В диапазоне температур от 16 до 40°C температурный коэффициент нестабильности усиления спектрального канала составляет $0,3\% \text{ град.}$

Многочасовые испытания анализатора в режиме сравнения показали, что сигнал остаточного разбаланса спектрального канала и канала сравнения изменяется не более чем на 0,3% от уровня контрольного сигнала, на котором производится сравнение.

С помощью анализатора были проведены пробные наблюдения области Гольдштейна в линии 21 см на Большом пулковском радиотелескопе.

Авторы благодарят Н. С. Евграфова, А. И. Киреева и А. И. Кутитрова за помощь в изготовлении анализатора, а также Н. Ф. Рыжкова за постоянное внимание к работе и ценные советы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Ф. Рыжков, Астрофиз. исслед., Изв. САО, 6 (1974).
2. В. Г. Ильинков, Ю. Н. Кичкин, ПТЭ, № 8 (1972).
3. Р. Г. Фрейтер, Приборы для научных исследований, 36, № 5, 53 (1965).
4. В. А. Прозоров, Радиотехника, 29, № 12, 81 (1974).
5. Р. Д. Тернер, Электроника, 44, № 21, 56 (1971).
6. L. C. Hale, J. S. Nisbet and C. K. Willk, IEEE Trans. IM-14, № 3, 156 (1965).

Ленинградский филиал Специальной астрофизической обсерватории
АН СССР

A QUARTZ FILTER SPECTRUM ANALYZER

V. G. Grachev, V. A. Prozorov

A 40-canal filter spectrum analyzer for a quasi-zero double-comparison spectrometer with the amplitude modulation is described. Basic circuits of important units—heterodyne filter and low-frequency device—are considered. The results of tests are given.

УДК 621.396.628 : 523.164

32-КАНАЛЬНЫЙ АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА ДЛЯ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

*B. M. Гуднов, A. B. Куценко, G. A. Павлов, B. A. Полосъянц,
G. T. Смирнов, R. L. Сороченко*

Описан 32-канальный анализатор спектра, который в совокупности с радиометрами диапазонов 8 мм, 1,35 и 5 см используется для наблюдений спектральных радиолиний на радиотелескопе РТ-22 ФИАН. Спектральный анализ возможен с разрешением 115 и 500 кГц. Анализатор работает в реальном времени с мини-ЭВМ. Проанализировано влияние квантования по уровню и во времени на чувствительность.

Исследования спектральных радиолиний космического излучения являются одним из наиболее бурно развивающихся направлений в современной радиоастрономии. Это связано с высокой информативностью спектральных исследований, с помощью которых мы получаем данные о распределении, движении и химическом составе материи в космосе, а также физических условиях, при которых она находится.

Для получения этой информации требуется, однако, проведение спектрального анализа с высоким разрешением по частоте и большим накоплением сигнала по времени. Реализация таких требований возможна только при параллельном спектральном анализе с обработкой полученной информации на ЭВМ.

Ниже описывается 32-канальный фильтровый анализатор спектра, работающий в реальном времени с мини-ЭВМ. Анализатор установлен на радиотелескопе РТ-22 ФИАН для работы совместно с радиометрами на волнах 5,2 см [1], 1,35 см [2] и 8 мм [3] при наблюдениях спектральных радиолиний.

Блок-схема и принцип действия. Блок-схема 32-канального анализатора изображена на рис. 1. Во входном блоке анализируемый сигнал в полосе 25 МГц с центральной частотой 60 МГц, поступающий от радиометра, усиливается и гетеродинируется в диапазон частот 7—27 МГц. Смеситель, имеющий развязку между цепями сигнала и гетеродина около 36 дБ, и УПЧ с полосой 7—27 МГц выполнены на МОП-транзисторах [4]. Применение МОП-транзисторов позволило получить линейность амплитудной характеристики до 0,7 В при нагрузке 75 Ом.

Последовательное трехкратное деление (:2, :2, :2) на гибридных размножителях мощности позволяет получить восемь выходов, к которым подключаются базовые 4-канальные блоки анализатора [5].

В базовом блоке после разделения на четыре сигнала подается на четыре фильтра сосредоточенной селекции (ФСС) на высокодобротных LC-контурах, где производится формирование полос пропускания каналов. В каждый канал, кроме фильтра, входят: широкополосный УПЧ с электронной регулировкой усиления глубиной около 25 дБ, квадратичный детектор, усилитель частоты модуляции (УЧМ), состоящий из синхронного интегратора, широкополосного усилителя низкой частоты

и синхронного детектора, интегрирующая RC -цепочка с небольшой постоянной времени τ .

Восемь 4-канальных блоков образуют 32 канала анализатора, 33-й канал осуществляет прием в полосе 20 МГц (широкополосный канал). Для получения различного частотного разрешения в каждом канале имеется два фильтра с полосами 500 и 115 кГц. Коммутация фильтров производится дистанционно и одновременно во всех каналах. Каждый фильтр настроен на свою частоту. Разнос частот настройки фильтров составляет 550 кГц для фильтров с $\Delta f = 500$ кГц (полоса анализа 17 МГц) и 230 кГц для фильтров с $\Delta f = 115$ кГц. Во втором случае перекрытие полосы анализа (7,3 МГц) осуществляется за два полуцикла путем переключения кварцевых гетеродинов Γ_1 и Γ_2 , отличающихся по частоте на 115 кГц. В этом случае анализатор работает как 64-канальный (плюс широкополосный канал), но требует вдвое большее время.

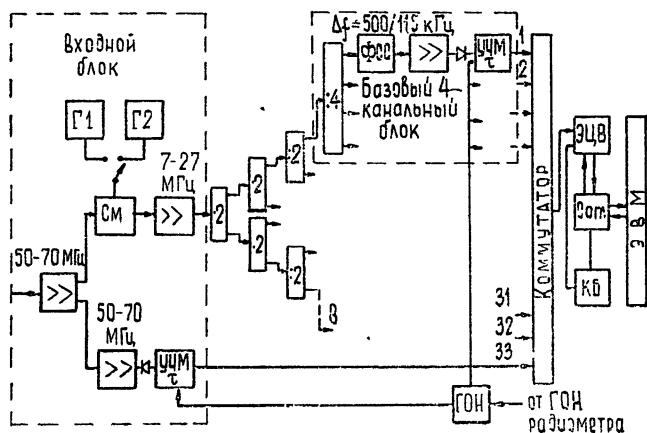


Рис. 1

Опорное напряжение для синхронных детекторов и синхронных интеграторов вырабатывается генератором опорных напряжений (ГОН), синхронизуемом от ГОН радиометра.

С помощью коммутатора выходы каналов последовательно опрашиваются цифровым вольтметром и преобразуются в двоичный код. Цифровой вольтметр и коммутатор использованы от 20-канального электронного цифрового регистратора ЭЦР-1. Для решения числа входов до 40 на каждый из 20 входов релейного коммутатора ЭЦР-1 поставлено дополнительное реле на два положения. Через блок согласования, преобразующий уровни сигналов вольтметра в уровня ТТЛ и осуществляющий мультиплексирование, отсчеты вводятся в мини-ЭВМ, работающую в реальном времени с анализатором, где производится накопление и предварительная обработка информации [6].

Конструкция и система контроля. Конструктивно анализатор выполнен в стойке «Вишня». 4-канальные базовые блоки (Б4-27), входной блок, блок генератора опорных напряжений и блоки питания выполнены в виде частичных вставных блоков. Все блоки имеют на задней стенке ножевые разъемы РП-14 типа А. Питание осуществляется от стандартных источников питания. Все схемы выполнены на полупроводниковых элементах.

Управление системой контроля и изменение режимов работы анализатора осуществляется на лицевой панели входного блока. Система контроля позволяет с помощью стрелочного индикатора контролиро-

вать токи детекторов в каналах и опорные напряжения на синхронных интеграторах и синхронных детекторах. Ручки регулировки усиления и смещения «нуля» в каналах выведены на лицевые панели 4-канальных блоков.

Чувствительность. Дискретный по времени съем информации с последующим цифровым усреднением дает ухудшение чувствительности по сравнению с аналоговым усреднением за то же время. При интервале опроса Δ и постоянной времени интегрирующей RC -цепочки на выходе радиометра τ коэффициент ухудшения определяется выражением [7]

$$F = \sqrt{\frac{\Delta}{2\tau} \coth \frac{\Delta}{2\tau}}.$$

С использованной в анализаторе величиной $\Delta = \frac{2}{3}\tau$ ухудшение чувствительности составляет 2,4 %.

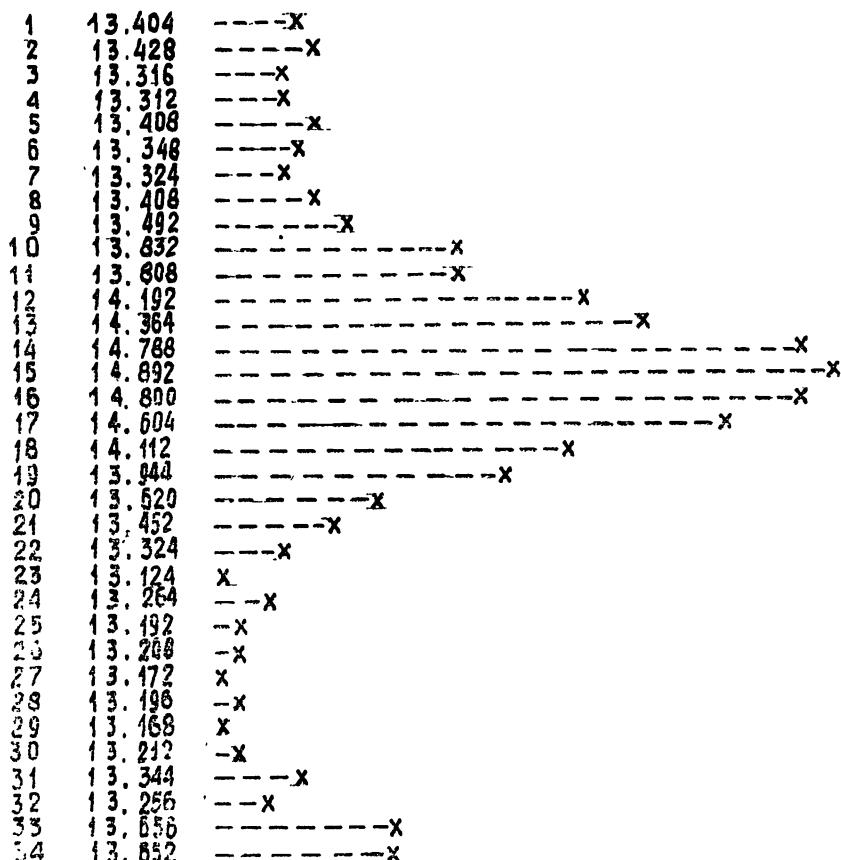


Рис. 2. Образец спектограммы линии Н56 α в туманности Ориона с разрешением 500 кГц.

(Первый столбец — номер канала; второй столбец — антennaя температура в градусах с нулем отсчетом при 10 К. Под номерами 33 и 34 регистрируется антennaя температура в полосе 20 МГц.)

Квантование по уровню аналогового сигнала, подаваемого на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП), также может ухудшать чувствительность. Для случайного сигнала с нормальным законом

распределения, имеющего среднее значение m и дисперсию σ , квантование по уровню с шагом q дает среднее значение m_q , которое отличается от m на величину $P = m - m_q$, являющуюся периодической (с периодом q) функцией от m [8]. При $\frac{\sigma}{q} \ll 1$ величина P достигает значения 0,5 q и остается постоянной при увеличении времени усреднения. Отсюда следует, что при неправильном выборе σ и q наступает ограничение чувствительности, которая не улучшается с увеличением времени накопления. Однако уже при $\frac{\sigma}{q} \geq 0,5$ $P_{\max} \leq 0,002q$, что можно считать вполне допустимым. Исходя из этого, усиление в анализаторе было выбрано таким образом, чтобы при $\Delta f = 500 \text{ кГц}$, $\tau = 6 \text{ с}$, $q = 1 \text{ мВ}$ обеспечить $\frac{\sigma}{q} \approx 30$. В результате общее ухудшение чувствительности в анализаторе за счет дискретизации съема не превосходило 2,5%.

Временная нестабильность сквозных коэффициентов усиления каналов в реальных условиях наблюдений не превышала 5% за час. Благодаря применению фильтров с хорошей прямоугольностью была получена развязка между каналами 20 dB .

С января 1974 г. анализатор используется для наблюдений спектральных радиолиний на радиотелескопе РТ-22. Пример оригинальной спектrogramмы, полученной с помощью анализатора, экспресс-системы на базе мини-ЭВМ ТРА/1 [6] и радиометра на волну 8 мм , приведен на рис. 2. Это линия водорода Н56 α в туманности Ориона.

С 1975 г. анализатор работает с мини-ЭВМ М-6000, которая обеспечивает как съем и обработку информации, так и управление работой цифрового вольтметра, гетеродинов Γ_1 и Γ_2 , включение калибровочного сигнала на входе радиометра. В результате этого весь цикл спектральных измерений осуществляется автоматически по программе, заложенной в ЭВМ [9].

Авторы выражают свою благодарность М. В. Бобкову за помощь в разработке анализатора и З. П. Абаевой за оформление материалов.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. М. Гуднов, И. М. Горячев, В. А. Колбасов, Г. С. Мисежников, Р. Л. Сороченко, Б. В. Сестрорецкий, В. Б. Штейншлейгер, Труды ФИАН, 47, 5 (1969).
2. В. С. Аблязов, В. И. Загатин, Б. Г. Кутузов, Л. М. Нагорных, Р. Л. Сороченко, В. П. Соснин, В. Б. Штейншлейгер, II Всесоюзная школа-семинар по радиоприемным устройствам СВЧ, Краткие тезисы докладов, Ереван, 1974, стр. 135.
3. В. И. Загатин, Г. С. Мисежников, В. А. Пузанов, А. Е. Саломонович, Р. Л. Сороченко, В. Б. Штейншлейгер, ПТЭ, № 5, 118 (1968).
4. В. М. Гуднов, Л. В. Максимова, Препринт ФИАН, № 109, 1972.
5. В. В. Зотов, В. П. Леванова, Г. А. Павлов, В. М. Гуднов, Р. Л. Сороченко, Препринт ФИАН, № 85, 1972.
6. А. В. Кузенок, Б. А. Полосьянц, Г. Т. Смирнов, Р. Л. Сороченко, С. А. Терехин, Препринт ФИАН, № 84, 1974.
7. J. E. Ohlson, Radio Sci., 6, № 3, 341 (1971).
8. A. R. Gedance, Proc. IEEE, 60, № 8, 1007 (1972).
9. Т. И. Алфимова, А. В. Кузенок, Б. А. Полосьянц, Г. Т. Смирнов, Р. Л. Сороченко, С. А. Терехин, В. А. Широченков, Тезисы докладов VIII Всесоюзной конференции по радиоастрономии, Пущино, 1975, стр. 144, Изв. высш. уч. зав — Радиофизика (в печати).

A 32-CHANNEL SPECTRUM ANALYSER FOR RADIOASTRONOMICAL
INVESTIGATIONS

*V. M. Gudnov, A. V. Kutsenko, G. A. Pavlov, B. A. Polosjants,
G. T. Smirnov, R. L. Sorochenko*

A 32-channel filtering type spectrum analyser is described, which being joined with radiometers at 8 mm, 1.35 cm and 5 cm wavelengths is used for the spectral line observations at the RT-22 FIAN. There is a possibility for spectral analysis with 115 kc and 500 kc frequency resolution. The analyser operates with a minicomputer on-line. Affecting of sampling and quantization on level for sensitivity is analysed.

УДК 535.8 : 535.214.4

МОДУЛЯЦИОННЫЙ РАДИОМЕТР ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ В ДИАПАЗОНАХ 6 И 8 мм

C. A. Пелошенко

Описан двухканальный модуляционный радиометр для диапазонов 6 и 8 мм с общим модулятором на входе. Радиометр позволяет вести на одной антенне одновременные наблюдения радиоизлучения космических источников в указанных диапазонах. Радиометр имеет чувствительность 0,07 К в диапазоне 8 мм и 0,3 К в диапазоне 6 мм при постоянной времени усреднения 1 с.

В течение ряда лет проводятся довольно регулярные наблюдения источников космического радиоизлучения в 8-миллиметровом [1] и 4-миллиметровом [1, 2] диапазонах длин волн. Эти наблюдения показывают, что спектры многих источников имеют сплошную структуру и имеют вариации как потоков радиоизлучения, так и вариации спектральных индексов, которые усиливаются с уменьшением длины волны. Выявлен целый ряд источников космического радиоизлучения, имеющих в этом диапазоне положительный спектральный индекс или излом в спектре.

Необходимо отметить, что фактически отсутствуют измерения потоков радиоисточников в промежуточных точках диапазона. Поэтому представляет интерес провести аналогичные измерения одновременно в диапазонах 8 и 6 мм, что должно значительно повысить точность измерений и получить более полную информацию о вышеуказанных параметрах радиоизлучения космических источников. Для решения этой задачи был создан радиометр, который позволяет вести на одной антенне по единой методике одновременные наблюдения источников космического радиоизлучения в диапазонах 6 и 8 мм.

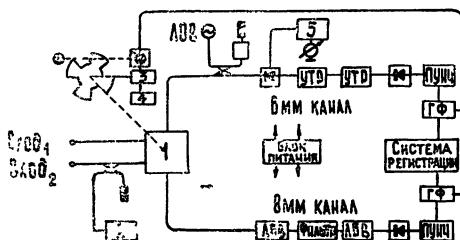
1. БЛОК-СХЕМА ОБЩЕЙ ЧАСТИ РАДИОМЕТРА

Радиометр выполнен по обычной модуляционной схеме (рис. 1). Для улучшения потерь во входном тракте от облучателя до приемника используется волновод сверхразмерного сечения $23 \times 10 \text{ mm}^2$, который соединяется с облучателями плавными переходами на сечение $5,2 \times 2,6 \text{ mm}^2$. На входе радиометра применен четырехплечий модулятор, выполненный также на волноводе сверхразмерного сечения $23 \times 10 \text{ mm}^2$. Модулятор имеет два независимых входа и выхода. Один выход используется для канала 6 мм, другой—для канала 8 мм. Выходы модулятора соединяются с входными элементами 6- и 8-миллиметровых каналов плавными переходами с сечением $23 \times 10 \text{ mm}^2$ на сечение $5,2 \times 2,6 \text{ mm}^2$ и $7,2 \times 3,4 \text{ mm}^2$ соответственно. На входе модулятора (Вход_2) установлен сверхразмерный направленный ответвитель, через который с развязкой порядка 15 dB подается калибровочный сигнал для контроля усиления в обоих каналах радиометра одновременно. В качестве калибровочного сигнала используется часть мощности ответвителя от газоразрядного генератора шума Г2-43. Величина калибровочного сигнала от генера-

тора шума прокалибрована, в свою очередь, по эталонной азотной нагрузке.

Рис. 1. Блок-схема общей части радиометра:

1 — модулятор, 2 — генератор шума, 3 — мотор Г-210, 4 — генератор частоты модуляции с усилителем мощности, 5 — система смещения и контроля тока смесительного диода, 6 — волномер 6-миллиметрового диапазона.



2. МОДУЛЯТОР

Конструкция модулятора приведена на рис. 2*. Собственно модулятор выполнен на соосном кресте из волноводов сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$, соединенных по узкой стенке. Вдоль оси креста A—A (рис. 2) прорезана щель, в которой вращается четырехлопастный металлический диск. Такая конструкция позволяет производить независимое противофазное подключение входов (Вход₁ и Вход₂) к 6- и 8-миллиметровым каналам. Измерения показали, что на данной частоте развязка между входами составляет более 20 дБ и потери в модуляторе во всем интересующем диапазоне от 6 до 8 мм составляют менее 0,5—0,7 дБ. Наличие двух независимых входов дает возможность при работе на антенну использовать при измерениях радиоизлучения космических источников метод диаграммной модуляции, что существенно снизит влияние флуктуации излучения атмосферы на чувствительность радиотелескопа.

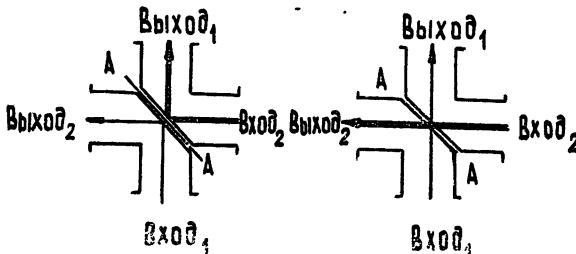


Рис. 2. 4-плечный диапазонный модулятор.

3. 8-МИЛЛИМЕТРОВЫЙ КАНАЛ РАДИОМЕТРА

В 8-миллиметровом канале используется ранее разработанный 2-каскадный радиометр прямого усиления на лампах бегущей волны УВ-81. Схема такого радиометра аналогична описанной в работе [3]. Следует, однако, отметить, что применение современной ЛБВ и использование для приема более широкой полосы позволило реализовать чувствительность на входе радиометра 0,05—0,07 К при постоянной времени 1 с.

4. 6-МИЛЛИМЕТРОВЫЙ КАНАЛ РАДИОМЕТРА

6-миллиметровый канал выполнен по схеме супергетеродинного приемника с преобразованием на сверхвысокую частоту (рис. 1). В этом канале применен небалансный смеситель, в котором используется про-

* Конструкция модулятора такого типа, разработанная для диапазона 4 мм, описана в [5].

мышленный диод с барьером Шоттки 8-миллиметрового диапазона 2A114A, конструктивно выполненный в коаксиальном патроне. Мощность гетеродина, в качестве которого применена ЛОВ, подводится к смесителю через направленный крестообразный ответвитель. Часть мощности ЛОВ через ответвитель выведена на лицевую панель приемника и используется для контроля мощности и частоты ЛОВ.

Для уменьшения уровня шумов гетеродина смесительный диод работает с постоянным положительным смещением (см. [4]) при оптимальной мощности гетеродина. Оптимальный ток диода составляет 1,5 мА.

Смесительная камера соединена 50-омным коаксиалом с усилителем промежуточной частоты. УПЧ выполнен на двух транзисторных усилителях, которые имеют усиление 55 дБ в полосе 500—1000 МГц и коэффициент шума 4 дБ. На выходе УПЧ включен квадратичный детектор и предварительный усилитель низкой частоты (интегральная схема 1УС221Д). Затем через кабель усиленный низкочастотный сигнал подается на вход гетеродинного фильтра. На гетеродинный фильтр с СВЧ блока подается опорный сигнал частоты модуляции 360 Гц. Этот сигнал снимается с фотодиода ФД-ЗА при прерывании светового потока от лампочки освещения диода, когда между ними проходят лопасти диска модулятора.

Регистрация результатов измерений производится на ленте самописца КСП-4 или в аналоговой форме с использованием 2-канальной системы регистрации, имеющей выход на перфоратор ПЛУ-1.

Необходимо отметить, что как в 6-миллиметровом, так и в 8-миллиметровом каналах не используются невзаимные элементы (вентили, циркуляторы). Это, с одной стороны, дает уменьшение потерь во входном тракте, а с другой стороны, приводит к появлению «паразитной» модуляции в канале на 6 мм за счет модуляции тока диода мощностью гетеродина, отраженной от неидеально согласованных плеч модулятора. В канале 8-миллиметрового диапазона сигнал «паразитной» модуляции, возникающий за счет отражения собственных шумов от неидеально согласованных плеч модулятора, сводится к минимуму за счет очень широкой полосы приема. А в 6-миллиметровом канале вышеуказанная «паразитная» модуляция устраняется соответствующей подстройкой частоты гетеродина.

Эксплуатация радиометра показала, что уходы нулевого уровня за 5 часов работы в каналах на 8 мм и 6 мм составили менее 0,3 К и 1 К соответственно. Уходы усиления за 5 часов работы составили менее 2 %. Канал на 6 мм имеет чувствительность 0,3 К при постоянной времени 1 с. Отсутствие в 6-миллиметровом канале элементов, ограниченных по частоте, позволяет перекрыть весь диапазон длин волн от 6 до 8 мм при настройке гетеродина на отдельные точки диапазона, в которых сигнал «паразитной» модуляции минимален (при соответствующей подстройке согласующего поршня в смесительной головке по максимуму преобразования).

В заключение следует отметить, что описанный радиометр был использован для проведения измерений радиотеплового излучения атмосферы.

Автор пользуется случаем поблагодарить В. Н. Воронова и Ю. В. Лебского, оказавших большую помощь при создании описанного радиометра.

ЛИТЕРАТУРА

1. K. I. Kellermann, I. I. K. Pauliny-Toth, *Astrophys. Lett.*, **8**, 153 (1971).
2. В. А. Ефанов, А. Г. Кисляков, И. В. Кузнецов, И. Г. Моисеев, А. В. Троицкий, *Астрон. ж.*, **51**, № 2 (1974); В. А. Ефанов, И. Н. Зинченко, А. Г. Кисляков, И. В. Кузнецов, И. Г. Моисеев, А. И. Наумов, Препринт № 55, НИРФИ, Горький, 1974.
3. Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парийский, Радиотелескопы и радиометры, изд. Наука, М., 1973.
4. Н. Р. Хачатрян, А. Г. Кисляков, Ю. В. Лебский, В. Л. Рахлин, *Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика*, **16**, № 3, 477 (1973).
5. В. Н. Воронов, Р. Киракисян, *Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика*, **16**, № 9, 1440 (1973).

Научно-исследовательский радиофизический институт

**A MODULATION RADIOMETER FOR SIMULTANEOUS MEASUREMENTS
IN 6 AND 8 mm WAVE RANGES**

S. A. Pelyushenko

A two-channel modulation radiometer for 6 and 8 mm wave ranges with a common input modulator is described. The radiometer permits a simultaneous observations of the radio emission from cosmic sources in the given ranges using a single antenna. The radiometer sensitivity is 0.07 K in 8 mm wave range and 0.3 K in 6 mm wave range at the time constant 1 sec.

УДК 535.8 : 535.214.4

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ В МНОГОКАНАЛЬНОМ РАДИОМЕТРЕ

B. B. Котович

Рассматривается система автоматизированной регулировки усиления в многоканальном радиометре. Обсуждаются особенности построения программного устройства с цифровым управлением, формирующего управляющее напряжение.

При наблюдениях с высоким разрешением в сантиметровом диапазоне изменение уровня радиоизлучения Солнца может достигать 10^5 . Естественно, что динамический диапазон радиометра должен соответствовать изменению уровня солнечного радиоизлучения. В то же время для уверенной регистрации радиоизлучения от слабых локальных источников на Солнце необходимо выходной сигнал радиометра разогнать на всю шкалу регистрирующего устройства. Поэтому при фиксированном коэффициенте усиления радиометра сигнал от сильных источников радиоизлучения будет выходить за пределы шкалы регистратора.

Чтобы обеспечить уверенную регистрацию солнечного радиоизлучения различной интенсивности, для расширения динамического диапазона 184-канального радиометра [1] используется дискретная регулировка усиления в пределах 50—80 дБ в зависимости от интенсивности входного сигнала. Упрощенная структурная схема многоканального радиометра показана на рис. 1.

Регулировка усиления производится в тракте первой промежуточной частоты путем изменения сопротивления нагрузки усилительных каскадов в СВЧ стволах. Структурная схема СВЧ ствола приведена на рис. 2. Для этого в цепь нагрузки усилителей по переменному току вводятся полупроводниковые диоды, сопротивление которых изменяется под действием управляющего напряжения. Такой способ регулирования позволяет обеспечить глубину регулировки усиления до 50 дБ с одновременной стабилизацией рабочей точки усилителя в широком интервале изменений температуры окружающей среды [2]. Кроме того, уровень нелинейных искажений остается практически постоянным в процессе регулирования усиления. В то же время при таком способе регулирования изменяется входное сопротивление усилителя и расширяется его полоса пропускания. Чтобы обеспечить стабильную избирательность СВЧ ствола, приходится значительно увеличивать полосу пропускания регулируемого усилителя промежуточной частоты и вводить в СВЧ ствол фильтр промежуточной частоты $70 \pm 15 \text{ МГц}$, который ставится до регулируемых каскадов и развязан от последних через корректор амплитудно-частотной характеристики. При расстройке $\pm 28 \text{ МГц}$ фильтр обеспечивает затухание не менее 35 дБ . Расширение полосы пропускания усилителя и введение последовательных сопротивлений в цепь коллектора позволили получить неравномерность амплитудно-частотной характеристики регулируемого усилителя в пределах рабочей полосы пропускания 55—85 МГц не более $\pm 0,2 \text{ дБ}$.

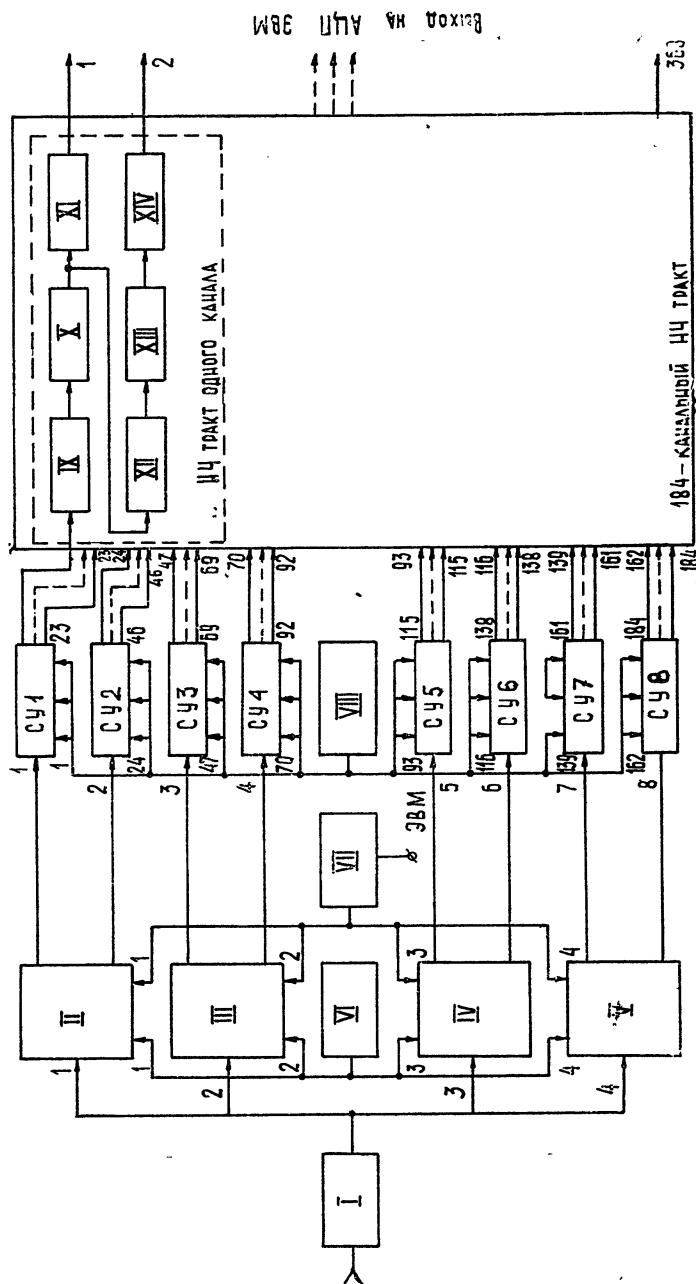


Рис. 1. I—УВЧ на туннельном диоде, II—V—СВЧ стволы, VI—блок гетеродинов СВЧ стволов, VII—программное устройство с цифровым управлением, VIII—блок перестраиваемых гетеродинов, СУ1—СУ8—селективные распределительные устройства, IX—избирательный УНЧ 1000 Гц, XI—интегратор канала общей интенсивности, XII—синхронный детектор, XIII—избирательный УНЧ 70 Гц, XIV—синхронный детектор поляризационного канала, XV—интегратор поляризационного канала.

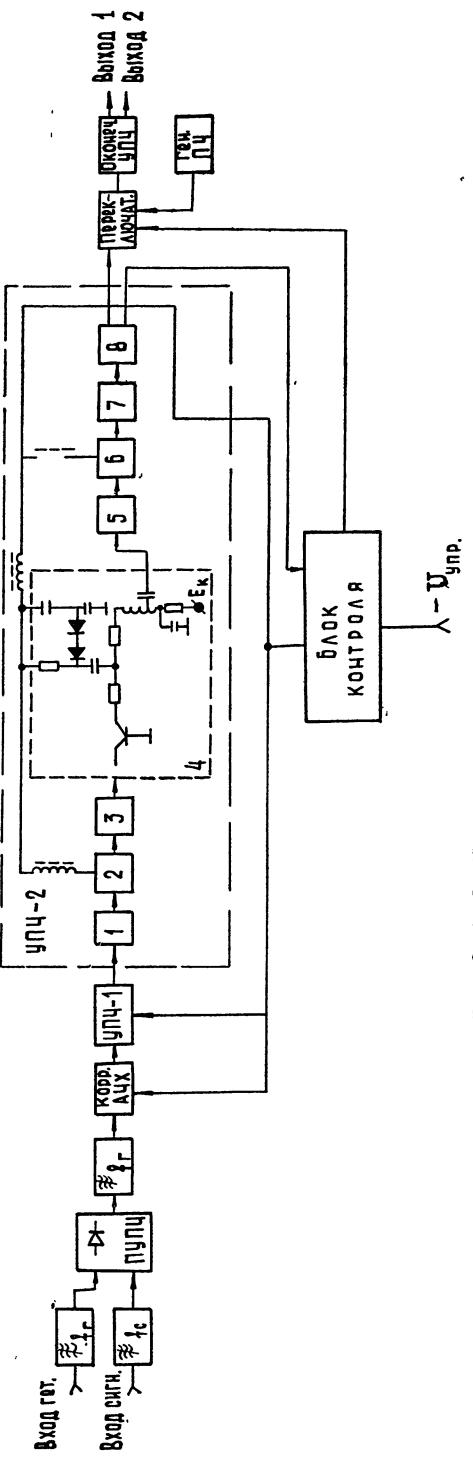


Рис. 2. 1—8—Усилительные каскады блока УПИ-2.

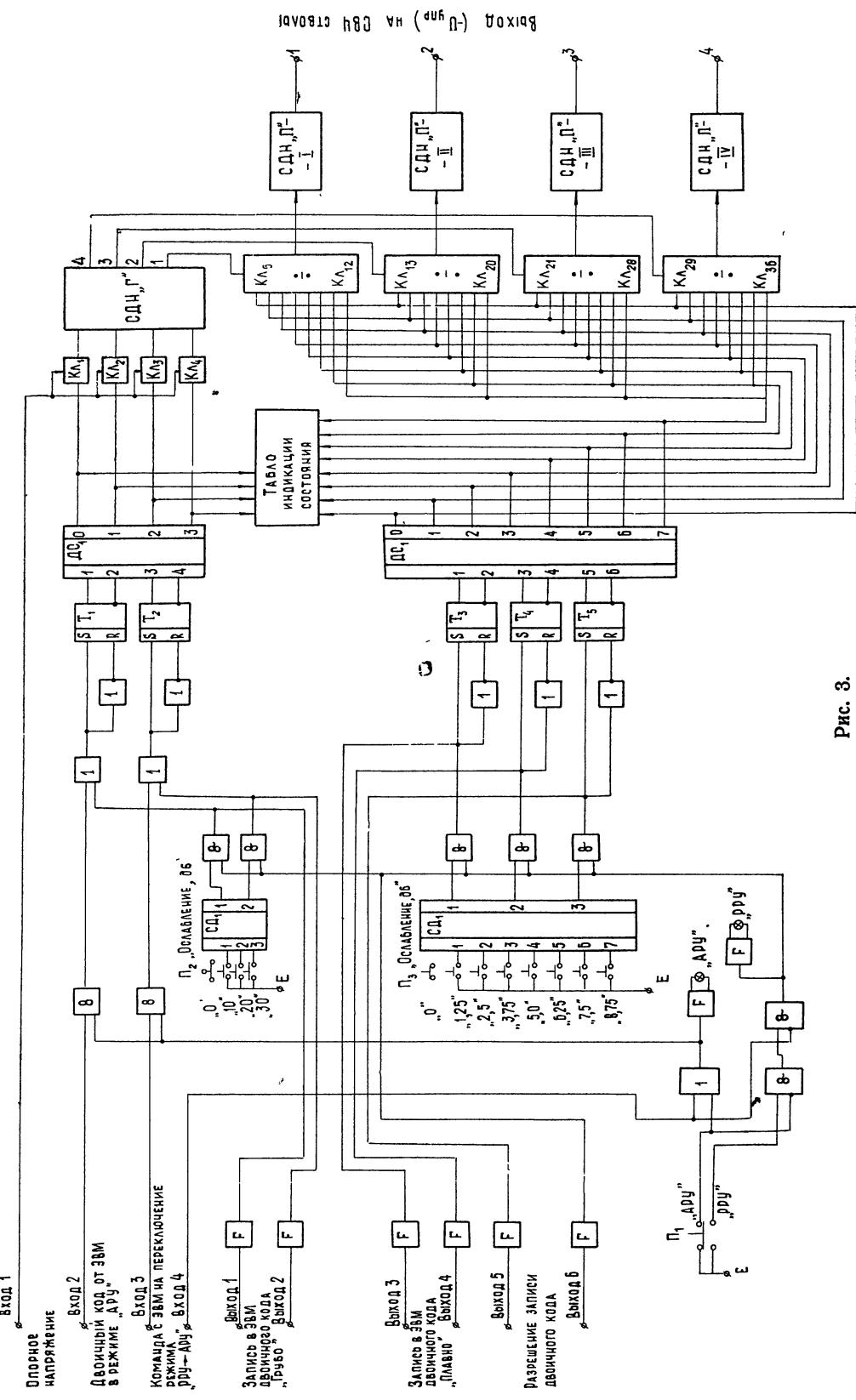


Рис. 3.

Формирование управляющего напряжения происходит в специальном программном устройстве с цифровым управлением, структурная схема которого показана на рис. 3. Программное устройство обеспечивает совместно с ЭВМ автоматическое переключение усиления с дискретом 10 dB и ручное переключение усиления в режиме «грубо» с дискретом 10 dB и в режиме «плавно» с дискретом 1,25 dB. Кроме того, по команде с ЭВМ осуществляется переход с ручного способа переключения на автоматический.

При автоматическом переключении усиления с ЭВМ на выходы 2 и 3 программного устройства поступает сигнал в виде двоичного кода, который записывается в двухразрядном регистре на RC-триггерах T_1 и T_2 . Применение триггеров в качестве элементов памяти позволяет экономно использовать выходные регистры ЭВМ.

Двоичный код матричным одноступенчатым дешифратором DC_1 преобразуется в унитарный код. Дешифратор совместно с ключевыми схемами K_{A_1} — K_{A_4} фактически является коммутатором ступенчатого делителя напряжения «грубо» (СДН «Г»), принципиальная схема которого показана на рис. 4. Делители напряжения R_{11} — R_{44} выполняются в виде цепочки обычных резисторов различных номиналов [?]. Для микроминиатюризации аппаратуры резисторы могут напыляться на подложку, на которую устанавливаются диодные бескорпусные матрицы. Выбранная схема делителя напряжения обладает тем важным преимуществом, что при простой начальной настройке позволяет легко получить требуемое управляющее напряжение на каждом из четырех выходов СДН «Г» с учетом особенностей регулировочных характеристик каждого СВЧ ствола.

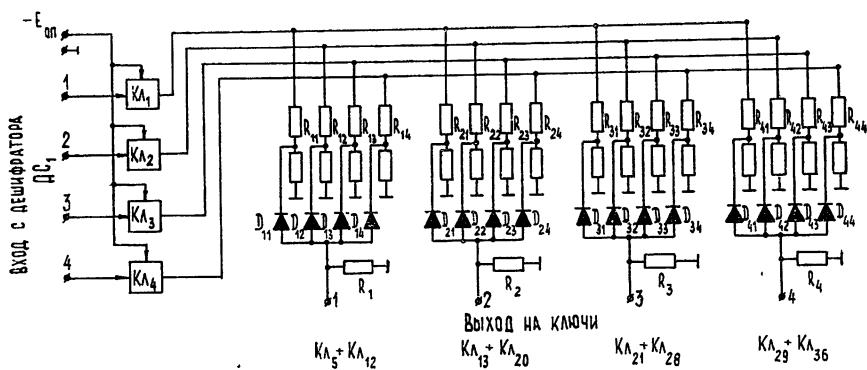


Рис. 4.

При переходе на ручной режим переключений усиления с выхода 6 в ЭВМ подается команда на подключение к выходам 1—5 регистров для записи двоичного кода, который формируется матричными одноступенчатыми шифраторами CD_1 и CD_2 . Одновременно в программном устройстве формируется разрешающий сигнал, который поступает на логические элементы «И», связывающие шифраторы CD_1 и CD_2 с триггерами T_1 — T_5 и регистрами записи двоичного кода в ЭВМ. При этом снимается разрешающий сигнал с тех логических элементов «И», которые связывают с ЭВМ триггеры T_1 и T_2 .

При резком возрастании уровня сигнала на входе радиометра с ЭВМ на вход 4 программного устройства поступает команда перехода на автоматический режим переключения усиления. Триггеры T_1 и T_2 снова подключаются к ЭВМ, а триггеры T_3 — T_5 устанавливаются в исходное состояние.

Программное устройство реализовано на современной полупроводниковой базе, основанной на использовании интегральных логических схем серий 109, 133 и 143. Микросхема серии 109 (1ЛИ091) используется в качестве магистрального усилителя для согласования программного устройства с ЭВМ. Ключевые схемы Кл₁—Кл₃₆ представляют собой аналоговый переключатель серии 143. Все остальные элементы программного устройства собраны на микросхемах серии 133. Использование этой серии обусловлено функциональной полнотой логической системы и высокой надежностью.

Предложенный способ регулировки усиления в многоканальном радиометре обеспечивает уверенную регистрацию радиоизлучения как от локальных источников с любым превышением их яркости над уровнем излучения «спокойного» Солнца, так и от всплесков.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. С. Дехтярев, Г. Т. Касьянов, В. В. Котович, А. Я. Смольков, А. В. Сторожко, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 16, № 12, 1884 (1973).
2. Г. М. Крылов, Г. А. Смирнов, Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления, изд. Энергия, М., 1967.
3. В. Н. Прилепов, Е. Н. Князев, сб. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи, Связьиздат, М., вып. 12, 1973, стр. 222.

Сибирский институт земного магнетизма, ионосфера и распространения радиоволн СО АН СССР

AUTOMATIC CONTROL OF AMPLIFICATION IN A MULTI-CHANNEL RADIOMETER

V. V. Kotovich

A system of automatic control of amplification in a multi-channel radiometer is considered. The peculiarities of designing a program device with a digital control forming the control voltage are discussed.

УДК 535.8 : 535 214.4

О ВЛИЯНИИ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ВАРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ НА СТАБИЛЬНОСТЬ РАДИОМЕТРА

Г. С. Бордонский, Ю. Б. Хапин, В. С. Эткин

Проведен теоретический анализ стабильности передаточных и импедансных характеристик преобразователя частоты на диоде с барьером Шоттки. Даются рекомендации по реализации радиометра с модуляцией на промежуточной частоте.

В практике создания СВЧ радиометров наряду со схемами модуляции на входной частоте находят применение схемы с модуляцией на промежуточной частоте [1-3]. При этом методе измерения производятся путем сравнения преобразованного входного сигнала (канал I) с сигналом от источника излучения на промежуточной частоте (канал II). В работе [2] приведены результаты экспериментального исследования стабильности характеристик преобразователя частоты миллиметровых волн на диоде с барьером Шоттки, которое показало, что его передаточные и шумовые характеристики слабо зависят от изменения мощности гетеродина, и чувствительность радиометра практически определяется шумовыми параметрами системы. Интерес к подобному построению радиометра коротких миллиметровых волн связан с существенным упрощением входного тракта и уменьшением в нем потерь [2, 3].

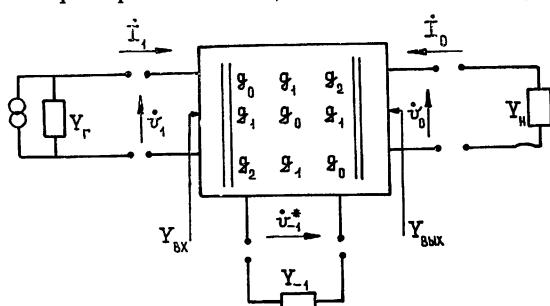
В настоящей работе теоретически исследуется чувствительность передаточных и импедансных характеристик преобразователя частоты на диоде с барьером Шоттки к изменению мощности гетеродина. Результаты расчетов использованы для нахождения стабильности мощности гетеродина в схемах с модуляцией на промежуточной частоте, когда не происходит ухудшения чувствительности системы.

Нестабильность характеристик преобразователя частоты будем искать в виде

$$L = L(P) \Big|_{Y_r=\text{const}, Y_h=Y_{h\text{ opt}}}, \quad Y_{\text{вх}} = Y_{\text{вх}}(P) \Big|_{Y_h=Y_{h\text{ opt}}=\text{const}}, \quad (1)$$

$$Y_{\text{вых}} = Y_{\text{вых}}(P) \Big|_{Y_r=\text{const}}.$$

Здесь L — потери преобразования, Y_r , $Y_{\text{вх}}$, $Y_{\text{вых}}$, Y_h — проводимости генератора сигнала, входная и выходная, P — мощность гетеродина,



индекс «opt» соответствует оптимальному значению потерь преобразования.

Рис. 1. Эквивалентная схема преобразователя частоты.

Рассмотрим преобразователь частоты, в котором все комбинационные частоты, кроме зеркальной и промежуточной, закорочены, и проводимость на зеркальной частоте Y_{-1} равна проводимости на сигнальной частоте: $Y_{-1} = Y_r^*$. Полагаем далее, что гармоники гетеродина $2\omega_r$, $3\omega_r$ и т. д. закорочены, т. е. осуществлен режим модуляции нелинейного элемента напряжением. Преобразователь частоты, представляющий собой шестиполюсник (рис. 1), сведем к эквивалентному четырехполюснику, описываемому системой уравнений

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Здесь

$$Y_{11} = g_0 - \frac{g_2^2}{g_0 + Y_r},$$

$$Y_{12} = Y_{21} = g_1 - \frac{g_1 g_2}{g_0 + Y_r},$$

$$Y_{22} = g_0 - \frac{g_1^2}{g_0 + Y_r},$$

\dot{I}_1 , \dot{I}_0 , \dot{v}_1 , \dot{v}_0 — комплексные амплитуды токов и напряжений соответственно на частоте сигнала и промежуточной, g_0 , g_1 , g_2 — коэффициенты разложения проводимости нелинейного элемента в ряд Фурье.

Номинальные потери преобразования выражаются формулой

$$L_{\text{ном}} = \frac{\hat{Y}_{11} + \hat{Y}_r}{\mu^2 \hat{Y}_{11} \hat{Y}_r} [1 - \frac{\hat{Y}_{11}(1 - \mu^2) + \hat{Y}_r}{\hat{Y}_{11} \hat{Y}_r}]. \quad (3)$$

Здесь $\hat{Y}_n = \frac{Y_n}{g_{\max}}$ ($g_{\max} = R_s^{-1}$, R_s — последовательное сопротивление нелинейного элемента), $\mu^2 = \frac{Y_{12}^2}{Y_{11} Y_{22}}$.

Выражение (3) не учитывает рассогласование на выходе преобразователя для фиксированной выходной нагрузки, поэтому при исследовании стабильности преобразователя частоты будем пользоваться выражением

$$L = L_{\text{ном}} \frac{1}{1 - |\Gamma|^2}, \quad (4)$$

где

$$\Gamma = \frac{\hat{Y}_{\text{вых}} - \hat{Y}_r}{\hat{Y}_{\text{вых}} + \hat{Y}_r}, \quad \hat{Y}_{\text{вых}} = \hat{Y}_{22} \left(1 - \frac{\mu^2}{1 + \hat{Y}_r / \hat{Y}_{11}} \right).$$

Мощность гетеродина определяется следующим равенством:

$$P = \frac{1}{2} v_r^2 g_{\text{гет}}, \quad (5)$$

где

$$g_{\text{гет}} = g_0 - g_2.$$

* Справедливость такого рассмотрения преобразователей частоты миллиметровых и субмиллиметровых волн показана нами в работе [4].

На ЭВМ были определены зависимости передаточных и импедансных характеристик от мощности гетеродина в соответствии с выражениями (1) — (5). При определении коэффициентов разложения проводимости нелинейного элемента в ряд Фурье использовалась билинейная аппроксимация вольт-амперной характеристики нелинейного элемента [4].

Исследование стабильности характеристик преобразователя проводилось для трех значений нормированной проводимости генератора сигнала $\hat{Y}_r = \hat{Y}_{r\text{opt}}$, $\hat{Y}_r = 0,5 \hat{Y}_{r\text{opt}}$, $\hat{Y}_r = 1,5 \hat{Y}_{r\text{opt}}$ (рис. 2, кривые *a*, *b*, *c* соответственно). Нормированная проводимость нагрузки предполагалась равной выходной проводимости преобразователя при минимуме потерь преобразования в каждом из трех случаев: $\hat{Y}_n = \hat{Y}_{\text{вых opt}}$.

Результаты машинных расчетов представлены на рис. 2 в виде зависимостей потерь преобразования (рис. 2 а) и нормированной выходной проводимости (рис. 2 б) от нормированной мощности гетеродина $\hat{P} = PR_s^{-1}$ при разных значениях отношения рабочей частоты к предельной частоте нелинейного элемента $\omega/\omega_{\text{пр}} \left(\omega_{\text{пр}} = \frac{1}{R_s C_6} \right)$, C_6 — емкость барьера нелинейного элемента). На рис. 2 кривая 1 соответствует случаю $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,1$, 2 — $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,15$, 3 — $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,2$.

Анализируя данные расчетов, можно сделать ряд выводов:

1) С улучшением качества диодов (повышение предельной частоты) чувствительность преобразователя к изменению мощности гетеродина уменьшается. Полагая $R_s = 10 \Omega$ (что сделано для всех ниже следующих оценок), имеем при $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,15$ отношение $\Delta L/\Delta P \approx \approx 0,8 \text{ дБ/мВт}$ (кривая 2 а), а при $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,1$ — $\Delta L/\Delta P \approx \approx 0,4 \text{ дБ/мВт}$ (для мощности гетеродина, большей оптимальной).

2) Имеется оптимальный режим, при котором $\Delta L/\Delta P = 0$, но целесообразность работы в таком режиме может быть определена только в результате

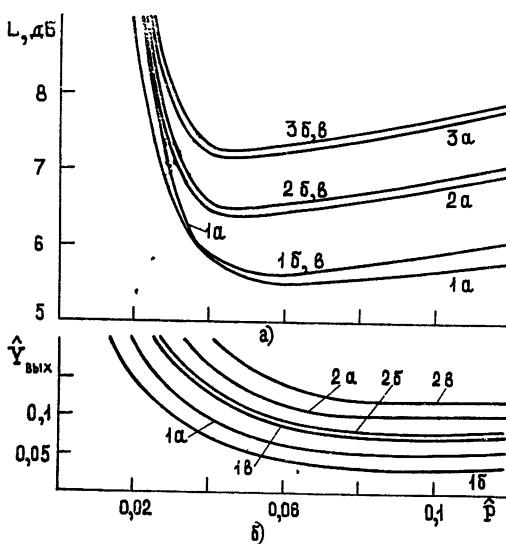


Рис. 2.

дополнительного анализа, учитывающего изменение эквивалентной температуры преобразователя частоты* в зависимости от $P: T_{\text{экв}} = T_{\text{экв}}(P)$.

3) При конструировании преобразователей частоты в диапазоне волн, где выполняется условие $\omega/\omega_{\text{пр}} \ll 0,1$, следует выбирать проводимость генератора сигнала равной оптимальной, в противном случае стабильность преобразователя ухудшается. При отношении $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,1$ изменение проводимости генератора сигнала на 50% ($\hat{Y}_r = 1,5 \hat{Y}_{r\text{opt}}$

* Преобразователь частоты можно представить резистивным многополюсником, находящимся в термодинамическом равновесии при эквивалентной температуре $T_{\text{экв}}$ [5].

и $\hat{Y}_r = 0,5 \hat{Y}_{r\text{opt}}$) увеличивает отношение $\Delta L / \Delta P$ на $0,15 \text{ dB/mBt}$. При отношении $\omega / \omega_{\text{пр}} \geq 0,15$ отличие проводимости генератора сигнала от оптимальной в указанных пределах практически не меняет $\Delta L / \Delta P$.

4) Наклон $\hat{Y}_{\text{вых}} = \hat{Y}_{\text{вых}}(P)$ зависит от выбранной рабочей точки (рис. 2 б), и для устранения влияния $\hat{Y}_{\text{вых}}$ на усилитель промежуточной частоты необходимо на выходе преобразователя поставить вентиль.

Полученные данные использовались для численной оценки влияния нестабильности преобразователя частоты на стабильность радиометра с модуляцией на промежуточной частоте.

Блок-схема радиометра с модуляцией на промежуточной частоте представлена на рис. 3. При модуляции на промежуточной частоте происходит сравнение температуры нагрузки (3) T_n и выходной температуры преобразователя частоты (1). В случае отсутствия сигнала на входе радиометра выходная температура преобразователя частоты равна

$$T_{\text{вых}} = \frac{T_\phi}{L} + T'_{\text{экв}} \left(1 - \frac{1}{L}\right)^*, \quad (6)$$

где T_ϕ — температура фона на входе радиометра. Если реализовать «нулевой» метод приема ($T_n = T_{\text{вых}}$) и считать, что нагрузка стабильна, то стабильность системы определяется нестабильностью преобразователя, а именно нестабильностью его выходной температуры.

Дифференцируя (6) и переходя к конечным приращениям, имеем

$$\Delta T_{\text{вых}}^{**} = \frac{1}{L^2} (T'_{\text{экв}} - T_\phi) \Delta L + \left(1 - \frac{1}{L}\right) \Delta T'_{\text{экв}}. \quad (7)$$

Изменение $\Delta T_{\text{вых}}$ при изменении мощности гетеродина не должно превышать флуктуационной чувствительности радиометра промежуточной частоты $\delta T_{\text{упч}}$. Будем считать допустимым $\Delta T_{\text{вых}} \leq \delta T_{\text{упч}}$, тогда из (7) можно получить уравнение, связывающее максимально возможные изменения ΔL и $\Delta T'_{\text{экв}}$ для данного усилителя промежуточной частоты. Зная величины $\frac{\Delta L}{\Delta P}(P)$ и задаваясь экспериментальной вели-

чиной $\frac{\Delta T'_{\text{экв}}}{\Delta P}(P)$, определим необходимую стабильность мощности гетеродина. Обозначим

$$\frac{\Delta L}{\Delta P} = f_1, \quad \frac{\Delta T'_{\text{экв}}}{\Delta P} = f_2. \quad (8)$$

Из (7) и (8) имеем

$$\delta T_{\text{упч}} = \frac{1}{L^2} (T'_{\text{экв}} - T_\phi) f_1 \Delta P + \left(1 - \frac{1}{L}\right) f_2 \Delta P,$$

откуда

* Здесь $T'_{\text{экв}}$ включает в себя добавку, связанную с шумами гетеродина.

** Без учета реакции вентиля.

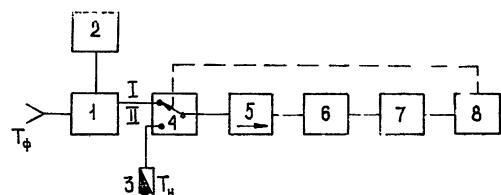


Рис. 3. 1—Преобразователь частоты, 2—гетеродин, 3—опорная нагрузка, 4—модулятор, 5—вентиль, 6—усилитель промежуточной частоты, 7—детектор, 8—низкочастотный блок радиометра.

$$\Delta P = \frac{\delta T_{\text{упч}}}{\frac{1}{L^2} (T'_{\text{экв}} - T_{\Phi}) f_1 + \left(1 - \frac{1}{L}\right) f_2}. \quad (9)$$

Уравнение (9) позволяет найти необходимую стабильность мощности гетеродина, при которой преобразователь частоты не ухудшает стабильности системы.

В качестве примера найдем величину $\frac{\Delta P}{P}$ для следующих значений входящих в формулу (9) величин: $\delta T_{\text{упч}} = 0,1 \div 0,01 \text{ К}$, $L = 5$, $T'_{\text{экв}} - T_{\Phi} = 100 \text{ К}$, $f_1 = 0,8 \text{ dB/mBt}$ (см. рис. 2 а) и $f_2 \approx 20 \text{ K/mBt}$ (величина f_2 получена из экспериментальной оценки). Относительная нестабильность мощности гетеродина равна

$$\frac{\Delta P}{P} = 10^{-2} \div 10^{-3}.$$

Рассмотрим частные случаи уравнения (9).

а) Положим $T'_{\text{экв}} = T_{\Phi}$, тогда $\Delta P = \frac{\delta T_{\text{упч}}}{\left(1 - \frac{1}{L}\right) f_2}$. Пусть $\delta T_{\text{упч}} = 0,1 \div 0,01 \text{ К}$, $L = 5$, $f_2 \approx 20 \text{ K/mBt}$. Относительная нестабильность мощности гетеродина $\Delta P/P = 10^{-2} \div 10^{-3}$.

б) При $L \rightarrow 1$, $f_1 \rightarrow 0$ и преобразователь частоты становится стабильным устройством.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1) Стабильность характеристик преобразователя зависит от отношения частот $\omega/\omega_{\text{пр}}$, причем с его уменьшением стабильность возрастает. При отношении $\omega/\omega_{\text{пр}} = 0,1$ величина $\Delta L/\Delta P \approx 0,4 \text{ dB/mBt}$.

2) При разработке радиометров с модуляцией на промежуточной частоте особое внимание следует уделять подавлению шумов гетеродина, так как основной вклад в нестабильность преобразователя вносит нестабильность эквивалентной температуры $T'_{\text{экв}}$.

3) Как и следовало ожидать, характеристики преобразователя частоты слабо зависят от изменения мощности гетеродина при потерях преобразования, близких к единице.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. С. Аблазов, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, 10, № 6, 768 (1967).
2. И. А. Струков, Ю. Б. Хапин, В. С. Эткин, Радиотехника и электроника, 20, № 5, 1058 (1975).
3. Г. С. Бордонский, И. А. Струков, Ю. Б. Хапин, В. С. Эткин, Тезисы II Всесоюзной школы-семинара по радиоприемным устройствам СВЧ, Ереван, 1974, стр. 85.
4. Г. С. Бордонский, И. А. Струков, Ю. Б. Хапин, В. С. Эткин, Радиотехника и электроника, 21, № 3, 559 (1976).
5. C. Dragonie, Bell System Techn. J., № 11, 1883 (1968).

Институт космических исследований
АН СССР

INSTABILITY EFFECT OF VARISTOR FREQUENCY TRANSDUCERS ON RADIOMETER SENSITIVITY

G. S. Bordonskii, Yu. B. Khapin, V. S. Etkin

A theoretical analysis has been made of the stability of transmission and impedance characteristics of the frequency transducer on a diode with Schottky effect. Recommendations on realizing a radiometer with intermediate-frequency modulation are given.

УДК 621.375.9

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ МЕТРОВОГО И ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНОВ

В. Б. Антипов, В. И. Левашкин, Ю. И. Цыганок

Проведен расчет оптимальных по шумовой температуре усилителей типа «модулятор—демодулятор», определено влияние параметров входных и выходных цепей параметрического преобразователя на шумовые характеристики. Приведены результаты экспериментального исследования усилителя, работающего на частоте 408 МГц.

Среди усилителей слабых сигналов метрового и дециметрового диапазонов для радиоастрономической аппаратуры наиболее перспективными являются нерегенеративные параметрические усилители-преобразователи, позволяющие получить высокую чувствительность приемника и не требующие широкополосных ферритовых циркуляторов с большой развязкой. В настоящей работе рассмотрен параметрический усилитель типа «модулятор—демодулятор» (УМД), содержащий трехчастотный параметрический преобразователь «вверх» и смеситель—преобразователь «вниз».

Анализ характеристик УМД содержится в ряде работ [1–3], в которых получены общие выражения для коэффициента усиления, шумовой температуры и полосы пропускания. Однако вопросы оптимизации характеристик, требования к узлам УМД в этих работах подробно не рассматривались.

Ниже определяются оптимальные по шумовой температуре УМД параметры входной цепи, минимальное значение шумовой температуры при заданных параметрах полупроводниковых диодов и частотах накачки и сигнала, приводится описание макета УМД и его основные характеристики.

При анализе УМД рассмотрим случай, когда частота накачки много больше частоты сигнала ω_1 , цепи сигнала и комбинационных частот настроены в резонанс, а емкость параметрического диода меняется по закону $c = c_0 / (1 + 2m \cos \omega_H t)$. Эти допущения справедливы, если частота накачки сравнима с критической частотой параметрического диода, резонансные цепи комбинационных суммарной ($\omega_2 = \omega_H + \omega_1$) и разностной ($\omega_3 = \omega_H - \omega_1$) частот широкополосны по сравнению с входной цепью.

Коэффициент усиления УМД $G_{\text{умд}}$ определяется усилением трехчастотного преобразователя G_0 (которое при $\omega_H \gg \omega_1$ будет одинаково для выходных сигналов на суммарной и разностной частотах), передачей мощности комбинационных частот от модулятора к демодулятору $G_{\text{тр}}$, коэффициентом передачи демодулятора $G_{\text{дм}}$ и при оптимальных фазовых соотношениях между колебаниями накачки, поступающими на модулятор и демодулятор, достигает максимального значения $G_{\text{умд}} = 4 G_0 G_{\text{тр}} G_{\text{дм}}$. Обычно $G_{\text{дм}} < 1$ при использовании смесительных диодов,

$G_{\text{тр}} \approx 1$, и $G_{\text{умд}} > 1$ достигается за счет высокого усиления параметрического преобразователя.

Если обеспечивается модуляционный режим работы трехчастотного параметрического преобразователя, когда внесенное во входную цепь активное сопротивление равно нулю, и нагрузочные сопротивления преобразователя для сигналов суммарной и разностной частот равны R_s — сопротивлению растекания диода, то $G_0 = \frac{\omega_{\text{кр}}^2}{\omega_1^2} \frac{R_s}{R_1}$, где R_1 — сопротивление источника сигнала, подключенное к параметрическому диоду, $R_1 \gg R_s$, $\omega_{\text{кр}} = \frac{m}{R_s c_0}$. Модуляционный режим работы параметрического преобразователя при $\omega_H \gg \omega_1$ может быть реализован в простейших конструкциях с одноконтурной резонансной цепью, настроенной на частоту накачки.

Шумовые характеристики УМД с учетом фазовых соотношений между шумовыми токами комбинационных частот можно оценить, пользуясь изложенной в [1] методикой. Однако получающиеся при этом выражения весьма громоздки и неудобны для анализа, в частности, из-за представления сопротивления смесительного диода в виде модулированного с частотой накачки активного сопротивления. Для практических расчетов более удобно представить характеристики смесительного диода паспортными величинами $G_{\text{дм}}$ и $t_{\text{дм}}$ — шумовой температурой демодулятора (смесителя) в двухканальном режиме. В данной работе была определена шумовая температура УМД $T_{\text{умд}}$ через параметры $G_{\text{дм}}$ и $t_{\text{дм}}$, при этом учитывались фазовые соотношения между шумовыми составляющими комбинационных частот, обусловленных одними и теми же источниками (активными сопротивлениями в соответствующих цепях), предполагались выполненные условия модуляционного режима работы параметрического преобразователя, а фазовые соотношения колебаний накачки, поступающих на модулятор и демодулятор, соответствовали максимальному значению $G_{\text{умд}}$. Поэтому для эффективной шумовой температуры УМД получено отличающееся от [2, 3] выражение

$$\frac{T_{\text{умд}}}{T_s} = \frac{R_s}{R_1} \left[1 + \frac{\alpha}{2} \frac{\omega_1^2}{\omega_{\text{кр}}^2} \left(\frac{R_1}{R_s} + 1 \right)^2 + \frac{\alpha}{\gamma^2} \frac{\omega_{\text{кр}}^2}{\omega_H^2} + t_{\text{дм}} \frac{\omega_1^2}{\omega_{\text{кр}}^2} \left(\frac{R_1}{R_s} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где $\gamma = 1 + \frac{R_h}{R_s}$, $\alpha = 1 + \frac{R_h T_h}{R_s T_s}$, T_s — температура параметрического диода, T_h — шумовая температура нагрузки параметрического преобразователя с выходом на комбинационных частотах.

Очевидно, что $T_{\text{умд}}$ будет тем меньше, чем выше $\omega_{\text{кр}}$ и ω_H , а именно при выполнении неравенств $\omega_{\text{кр}} \gg \omega_1$, $\omega_H \gg \omega_1$. В реальных условиях $\omega_{\text{кр}}$ и ω_H ограничены техническими причинами, и, следовательно, уменьшить шум УМД можно лишь подбором оптимального соотношения между сопротивлением источника сигнала и сопротивлением диода, используя на входе усилителя трансформирующие цепи.

Минимальные шумы УМД при заданных $\omega_{\text{кр}}$ и ω_H ,

$$\frac{T_{\text{умд}}}{T_s} = \frac{\omega_1}{\omega_H} \left[1 + \frac{\omega_H}{\omega_{\text{кр}}} \sqrt{\left(1 + \alpha \frac{\omega_{\text{кр}}^2}{\omega_H^2} \right) (2\alpha + t_{\text{дм}})} \right], \quad (2)$$

достигаются, если

$$\left(\frac{R_1}{R_s}\right)_{\text{opt}} = 2 \frac{\omega_{\text{kp}}}{\omega_1} \sqrt{\frac{1 + \alpha \frac{\omega_{\text{kp}}^2}{\omega_1^2 \gamma^2}}{2\alpha + t_{\text{dm}}}}. \quad (3)$$

Шумовая температура УМД может быть уменьшена снижением шумов нагрузки параметрического преобразователя, например при включении перед демодулятором ферритового вентиля (при этом $\alpha = 2$) или циркулятора с охлажденной нагрузкой ($\alpha \approx 1$). Применение параметрических диодов с более высокой критической частотой также снижает $T_{\text{УМД}}$, которая при идеальной параметрической емкости равна

$$(T_{\text{УМД}})_{\text{min}} = T_s \frac{\omega_1}{\omega_H} \left[1 + \sqrt{\frac{\alpha}{\gamma^2} (2\alpha + t_{\text{dm}})} \right].$$

Расчет $T_{\text{УМД}}$, $G_{\text{УМД}}$, $\frac{R_1}{R_s}$ для УМД на частоте 408 МГц при $\alpha = 2$, $t_{\text{dm}} = 5$, $\gamma = 2$, $\omega_H = 2\pi \cdot 15 \text{ ГГц}$, $G_{\text{тр}} = 1$, $G_{\text{дм}} = 0,25$ в зависимости от $f_{\text{kp}} = \omega_{\text{kp}}/2\pi$ (рис. 1) показывает, что в данном случае использование параметрических диодов с $f_{\text{kp}} \geq 20 \text{ ГГц}$ не приводит к заметному улучшению характеристик УМД (полосовые характеристики здесь не рассматриваются). Согласно [1] и [2] можно сделать вывод, что минимальные шумы параметрических усилителей и, следовательно, УМД в диапазоне частот до 0,5 ГГц с накачкой на частоте 15 ГГц могут быть достигнуты, если применяются параметрические диоды с $f_{\text{kp}} \geq 20 \text{ ГГц}$.

Отклонение R_1 от оптимального значения приводит к увеличению эффективной шумовой температуры УМД на величину

$$\Delta T = |T - T_{\text{min}}| = T_s \frac{\omega_1}{2\omega_{\text{kp}}} \sqrt{(2\alpha + t_{\text{dm}}) \left(1 + \alpha \frac{\omega_{\text{kp}}^2}{\omega_H^2 \gamma^2}\right) \frac{(1-y)^2}{y}}, \quad y = \frac{R_1}{R_{1 \text{ opt}}}.$$

На рис. 2 эта зависимость приведена для рассмотренного ранее примера, $f_{\text{kp}} = 15$ (кривая 1) и 45 ГГц (кривая 2). Как видно из графиков, ΔT не превышает 25% при изменении R_1 в пределах $(0,3 \div 2,5) R_{1 \text{ opt}}$, и, следовательно, шумовые характеристики УМД не очень критичны к точности расчета и настройки входной трансформирующей цепи.

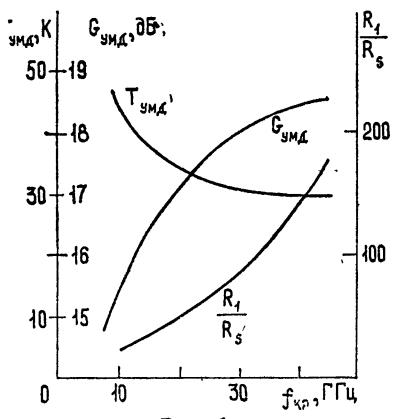


Рис. 1.

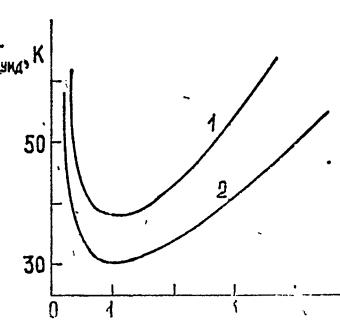


Рис. 2.

На основании проведенного анализа были определены основные требования к схеме УМД. В разработанном макете усилителя резонансные цепи комбинационных частот параметрического преобразова-

теля и демодулятора были выполнены в виде резонаторов, настроенных на частоту накачки, с полосой пропускания, превышающей $2\omega_0$. Поэтому для модулятора с германиевым параметрическим диодом достаточно небольшого уровня накачки, сравнимого с требуемым уровнем накачки для демодулятора на GaAs диоде с барьером Шоттки. Это обстоятельство позволило упростить в УМД систему расфильтровки частот накачки и комбинационных.

Блок-схема УМД приведена на рис. 3 и содержит генератор накачки 1, модулятор 2, демодулятор 3, полоснопропускающий фильтр по частоте накачки 4, тройник 5, в котором мощность накачки делится на равные части, фазовращатель 6 и ферритовый вентиль 7.

Все узлы тракта накачки и комбинационных частот волноводные ($17 \times 8 \text{ mm}^2$), вход и выход усилителя коаксиальные ($Z_0 = 50 \Omega$). В модуляторе и демодуляторе использованы серийные диоды, источник накачки — клистрон с $P_{\text{вых}} \geq 20 \text{ мВт}$ на частоте 15 ГГц . Потери в волноводном тракте не превышают 1 дБ .

Входная цепь модулятора выполнена по автотрансформаторной схеме (рис. 4). Индуктивности L и L_1 подбираются экспериментально, конструктивная шунтирующая емкость $C_{\text{ш}}$ не превышает 1 пФ . Выходная цепь демодулятора состоит из конструктивной шунтирующей емкости и сосредоточенной последовательной индуктивности. Электрические характеристики усилителя следующие: коэффициент усиления $12 \pm 0,2 \text{ дБ}$, шумовая температура $70 \pm 6 \text{ К}$, полоса пропускания на уровне 3 дБ не менее 20 МГц .

Коэффициент усиления УМД растет с увеличением мощности накачки, но при этом резко возрастают избыточные шумы параметрического диода, связанные с инжекцией неосновных носителей в Ge и развитием динамического пробоя [4]. Это обстоятельство не позволяет достичь максимальной глубины модуляции емкости диода, и практически реализуемая критическая частота оказывается малой (по экспериментальным оценкам $10-12 \text{ ГГц}$). Различие между расчетным и полученным значениями $T_{\text{умд}}$ объясняется также неучтенными при расчете потерями во входной цепи.

Описанная конструкция может применяться для малошумящего усиления на частотах от 50 до 600 МГц при соответствующей настройке входной и выходной цепей.

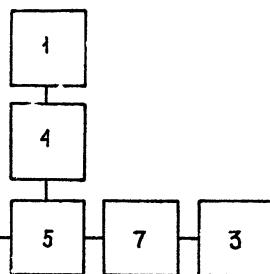


Рис. 3.

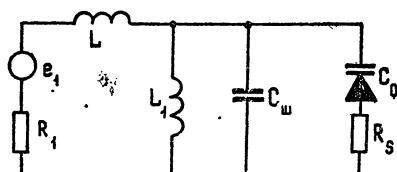


Рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. С. Эткин, Е. М. Гершензон, Параметрические системы на полупроводниковых диодах, изд. Сов. радио, М., 1964.
2. О. Н. Летемин, В. Г. Рыгалин, Радиотехника и электроника, № 12, 2177, (1965).

3. Т. Ф. Любимова, В. С. Морозенков, И. А. Струков, В. С. Эткин, Электронная техника, серия 1, Электроника СВЧ, № 8, 91 (1967).
4. С. П. Бабенко, сб. Полупроводниковые приборы и их применение, вып. 28, изд. Сов. радио, М., 1974, стр. 156.

Сибирский физико-технический институт
при Томском университете

A METER AND DECIMETER SMALL-NOISE AMPLIFIER

V. B. Antipov, V. I. Levashkin, Yu. I. Tsyanok

The noise-temperature optimal amplifiers of the "modulator-demodulator" type is calculated. The influence of input and output circuits parameters of the parametric transducer on noise characteristics is determined. The results of experimental investigation of the amplifier operating at the frequency 408 Mc/s are given.

УДК 621.375.9

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С БИГАРМОНИЧЕСКОЙ НАКАЧКОЙ

Ю. К. Тарабрин, В. И. Левашкин

Оценены усилительные и шумовые свойства, а также чувствительность коэффициентов передачи трехчастотных параметрических усилителей и преобразователей с накачкой на частотах ω_H и $2\omega_H$. Приведены результаты теоретического и экспериментального исследования регенеративного параметрического усилителя 4-сантиметрового диапазона с бигармонической накачкой и двумя ненагруженными холостыми цепями.

Регенеративные параметрические усилители (РПУ) с двумя рабочими частотами чувствительны к изменениям частоты и мощности источника накачки, параметров полупроводникового диода и сопротивлений внешних цепей, подключенных к нему. Многочастотная накачка, в частности бигармоническая, позволяет в ряде случаев получить малую чувствительность коэффициента передачи к флуктуациям параметров, существенно снизить частоту накачки при сохранении низкой шумовой температуры, а также повысить направленность усиления [1-4].

В настоящей работе проводится оценка усилительных и шумовых свойств, а также стабильности различных типов параметрических усилителей с бигармонической накачкой (ПУБН), имеющих резонансные цепи на трех рабочих частотах ω_1 , $\omega_2 = \omega_H + \omega_1$ и $\omega_3 = \omega_H - \omega_1$.

При анализе воспользуемся результатами, полученными в работе [4], где рассмотрены усилительные характеристики, условия устойчивости и направленность усиления в ПУБН. Коэффициент передачи по мощности ПУБН с входом на частоте ω_m и выходом на частоте ω_n равен

$$G_{mn} = \frac{4R_m R_n |A_{mn}|^2}{|\Delta|^2}, \quad (1)$$

где Δ и A_{mn} ($m = 1, 2, 3; n = 1, 2, 3$) — определитель и минор матрицы сопротивлений ПУБН [4].

Для определения влияния параметров усилителя на величину коэффициента передачи воспользуемся функцией чувствительности

$$S_{a_i}^{mn} = \frac{\partial \ln G_{mn}}{\partial \ln a_i}. \quad (2)$$

Здесь G_{mn} — коэффициент передачи по мощности, a_i — параметр, изменяющийся под действием какого-либо дестабилизирующего фактора. Рассматривается область параметров ПУБН, где $G_{mn} > 1$, расстройка цепей рабочих частот не учитывается.

Влияние флуктуаций мощности накачки на величину коэффициента передачи ПУБН можно оценить по чувствительности коэффициента передачи к изменениям глубины модуляции эластанса параметрического диода на частотах первой и второй гармоник накачки γ_1 , γ_2 .

Выражения $S_{\gamma_1}^{mn}$ и $S_{\gamma_2}^{mn}$ приведены в табл. 1. Как видно из таблицы, в ПУБН с $m \neq n$ нулевая чувствительность коэффициента передачи к отклонениям амплитуды первой гармоники накачки возможна при произвольной разности фаз ψ между гармониками эластанса параметрического диода, а в ПУБН типа 1—3, 3—1 может быть одновременно достигнута и идеальная направленность усиления. По второй гармонике в параметрических преобразователях ($m \neq n$) нулевая чувствительность получается, когда $\psi \neq \frac{\pi}{2} (2n + 1)$, если же ψ произвольна, то наименьшей чувствительностью обладают ПУБН типа 1—3, 3—1. Для ПУБН с $m = n$ наихудшая стабильность по первой гармонике, сравнимая со стабильностью РПУ с одночастотной накачкой, получается в усилителе типа 2—2, а по второй гармонике — в усилителе типа 1—1. Нестабильность ПУБН при этом обусловлена взаимной регенерацией цепей холостых частот. В остальных случаях, когда $m = n$, чувствительность коэффициентов передачи ПУБН к флуктуациям амплитуд первой и второй гармоник накачки значительно ниже, чем у РПУ с одночастотной накачкой.

Введение второй гармоники накачки влияет на направление передачи сигнала в цепях параметрического устройства и, следовательно, приводит к изменению его шумовых характеристик. Оценку влияния бигармонической накачки на коэффициенты шума ПУБН различных типов удобно провести, предполагая малой одну из гармоник накачки, поскольку анализ зависимости шумов в общем виде при обзоре свойств нескольких типов усилителей неудобен из-за громоздкости анализируемых выражений.

Если источниками шума являются только активные сопротивления цепей рабочих частот R_k ($k = 1, 2, 3$) и сопротивление потерь диода R_s с соответствующими эффективными шумовыми температурами T_k и T_s , то выражение для коэффициента шума ПУБН имеет вид

$$F_{mn} = \sum_{k=1}^3 \frac{R_k T_k + R_s T_s}{R_m T_m} \left| \frac{A_{kn}}{A_{mn}} \right|^2. \quad (3)$$

Изменение коэффициента шума по сравнению с исходным при введении первой или второй гармоники оценим по знаку производных $\frac{dF_{mn}}{d\gamma_l} \Big|_{\gamma_l=0}$ ($l = 1, 2$). Если задан уровень γ_2 , то включение первой гармоники накачки снижает шумы преобразователей 2—3 и 3—2, когда $\sin \psi > 0$. В других случаях при введении первой гармоники шумы ПУБН будут выше, чем шумы параметрических усилителей с одночастотной накачкой на частоте $2\omega_H$.

Выигрыш по шуму по сравнению с параметрическими усилителями с одночастотной накачкой ($\gamma_1 \neq 0$) может быть получен в ПУБН любого типа при введении второй гармоники накачки. Так, если $\sin \psi > 0$, то шумы усилителей типа 1—1, 1—2, 1—3 будут уменьшаться с введением накачки на частоте $2\omega_H$; при $\sin \psi < 0$ выигрыш по шуму достигается в усилителях типа 2—2, 2—3, 3—2. Снижение шумов усилителей типа 2—1, 3—1 и 3—3 возможно, если выполняются условия $[t_{12} + t_{32} \gamma_1^2 Q_3 (Q_3 - Q_2)] \sin \psi < 0$ для усилителя 2—1, $[t_{13} + t_{23} \gamma_1^2 Q_2 (Q_2 - Q_3)] \sin \psi > 0$ для усилителя 3—1 и $(t_{23} Q_2 - t_{13} Q_1) \sin \psi > 0$ для усилителя 3—3 ($t_{lk} = \frac{R_l T_l + R_s T_s}{R_k T_k}$). Положительные свойства ПУБН наиболее легко реализовать в усилителях типа 3—3 с ненагруженными

цепями холостых частот ($\operatorname{Re} Z_{13} = \operatorname{Re} Z_{23} = R_s$). Рассмотрим подробнее особенности таких усилителей.

Таблица 1

Тип ПУБН	$S_{\gamma_1}^{mn}$	$S_{\gamma_2}^{mn}$
1-1	σ	$\eta = \frac{2\beta_1^2}{1 - \beta_1^2}$
2-2	$\sigma = \frac{2\beta_3^2}{1 - \beta_3^2}$	η
3-3	$\sigma + \frac{2\beta_2^2}{1 + \beta_2^2}$	η
1-2	δ	$\eta + \frac{\gamma_2 Q_3 (\gamma_2 Q_3 + \sin \psi)}{1 + 2\gamma_2 Q_3 \sin \psi + \gamma_2^2 Q_3^2}$
2-1	δ	$\eta + \frac{\gamma_2 Q_3 (\gamma_2 Q_3 - \sin \psi)}{1 - 2\gamma_2 Q_3 \sin \psi + \gamma_2^2 Q_3^2}$
1-3	δ	$\eta + \frac{\gamma_2 Q_2 (\gamma_2 Q_2 + \sin \psi)}{1 + 2\gamma_2 Q_2 \sin \psi + \gamma_2^2 Q_2^2}$
3-1	δ	$\eta + \frac{\gamma_2 Q_2 (\gamma_2 Q_2 - \sin \psi)}{1 - 2\gamma_2 Q_2 \sin \psi + \gamma_2^2 Q_2^2}$
2-3	$\sigma + 2\varepsilon \frac{\varepsilon - \sin \psi}{1 - 2\varepsilon \sin \psi + \varepsilon^2}$	$\eta + \frac{1 - \varepsilon \sin \psi}{1 - 2\varepsilon \sin \psi + \varepsilon^2}$
3-2	$\sigma + 2\varepsilon \frac{\varepsilon + \sin \psi}{1 + 2\varepsilon \sin \psi + \varepsilon^2}$	$\eta + \frac{1 + \varepsilon \sin \psi}{1 + 2\varepsilon \sin \psi + \varepsilon^2}$

$$\sigma = -2 \frac{a(\beta_2^2 - \beta_3^2) + b^2}{a^2 + b^2}, \quad \delta = \frac{a(1 - \beta_1^2 - \beta_2^2 + \beta_3^2) - b^2}{a^2 + b^2},$$

$$\varepsilon = \gamma_1^2 \gamma_2^{-1} Q_1, \quad \eta = \frac{2a \beta_1^2 - b^2}{a^2 + b^2}, \quad a = 1 - \beta_1^2 + \beta_2^2 - \beta_3^2,$$

$$b = 2\beta_1 \beta_2 \beta_3 \cos \psi, \quad \beta_1^2 = \gamma_2^2 Q_2 Q_3, \quad \beta_2^2 = \gamma_1^2 Q_1 Q_2, \quad \beta_3^2 = \gamma_1^2 Q_1 Q_3,$$

$$Q_k = \frac{S_0}{\omega_k \operatorname{Re} Z_{k3}} \quad (k = 1, 2, 3).$$

Чувствительность коэффициента усиления к флуктуациям γ_1^2 и γ_2^2 равна

$$S_{\gamma_1}^{ss} = 2 \left[\frac{\beta_2^2}{1 + \beta_2^2} - \frac{a(\beta_2^2 - \beta_3^2) + b^2}{a^2 + b^2} \right]; \quad (4)$$

$$S_{\gamma_2}^{ss} = \frac{2a \beta_1^2 - b^2}{a^2 + b^2}. \quad (5)$$

Если в (4) $\psi = \frac{\pi}{2} (2n+1)$, то $S_{\gamma_1^2}^{33} = \frac{2\beta_3^2(1 - \gamma_2^2 Q_2^2)}{a(1 + \beta_3^2)}$ и $S_{\gamma_2^2}^{33} = 0$ при $\gamma_2 Q_2 = 1$, $Q_2 > Q_3$. Полученное условие нулевой чувствительности к флуктуациям амплитуды первой гармоники накачки совпадает с условием идеальной направленности усиления преобразователей 3—1, 1—3 [4].

В более общем случае, когда $\gamma_2 Q_2 \neq 1$, $S_{\gamma_1^2}^{33}$ для ПУБН уменьшается с увеличением отношения Q_2/Q_3 и слабо зависит от степени регенерации по первой гармонике накачки (рис. 1). Для сравнения заметим, что в РПУ с одночастотной накачкой ($\gamma_1 \neq 0$) чувствительность к изменениям γ_1^2 равна $\frac{2\beta_3^2}{1 - \beta_3^2}$ и по мере приближения γ_1^2 к $\gamma_{1\text{кр}}^2$ быстро возрастает (кривая 1 на рис. 1). На этом же рисунке приведены зависимости $S_{\gamma_1^2}^{33}(\gamma_1^2)$ для ПУБН ($\beta_1^2 = 0,25$) при $\frac{Q_2}{Q_3} = 2$ (кривая 2) и $Q_2 \approx Q_3$ (кривая 3).

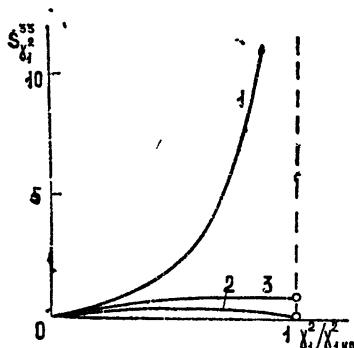


Рис. 1.

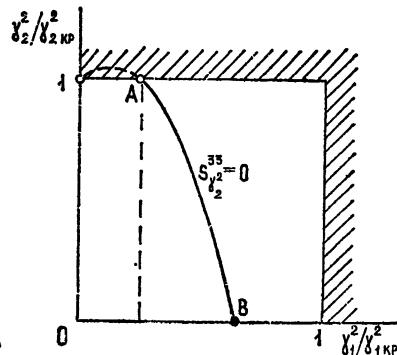


Рис. 2.

Из анализа (4) следует, что $S_{\gamma_1^2}^{33}$ для ПУБН при произвольной разности фаз ψ может быть значительно уменьшена по сравнению с РПУ. Если $Q_2 > Q_3$, то чувствительность $S_{\gamma_2^2}^{33}$ для усилителя с бигармонической накачкой всегда ниже, чем для усилителя с одночастотной накачкой. Нулевая чувствительность $S_{\gamma_2^2}^{33} = 0$ может быть получена для $\psi \neq \frac{\pi}{2} (2n+1)$. Например, если $\psi = n\pi$, то из (5) и условий устойчивости системы [4] найдем соотношения параметров, для которых $S_{\gamma_2^2}^{33} = 0$:

$$\beta_1^2 = 1 + \beta_2^2 - \beta_3^2 - 2\beta_2^2\beta_3^2, \quad \frac{1 + \beta_2^2}{1 + 2\beta_2^2} > \beta_3^2 > \frac{\beta_2^2}{1 + 2\beta_2^2}.$$

Графически этим условиям соответствует отрезок AB кривой $S_{\gamma_2^2}^{33} = 0$ (рис. 2).

Относительная эффективная шумовая температура ПУБН равна

$$\frac{T_{33}}{T_s} = \frac{1 - x^2 + \frac{1-x}{x} v_1^2}{2v_1^2 + v_2^2 + x^2 - 1} \left\{ 1 + \left[\frac{v_2^2}{(1+x)^2} \left(1 - 2 \frac{v_1^2 \sin \psi}{v_2 x} + \frac{v_1^4}{v_2^2 x^2} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{v_1^2}{x^2} \left(1 + \frac{2v_2}{1+x} \sin \psi + \frac{v_2^2}{(1+x)^2} \right) \right] \left[1 + \frac{v_1^2}{x(1+x)} \right]^{-2} \right\}, \quad (6)$$

где $T_s = T_3 = T_0$, $x = \frac{\omega_1}{\omega_H}$, $v_k = \frac{\gamma_k S_0}{\omega_H R_s}$, $k=1, 2$. Задавая $\psi = \frac{\pi}{2}(2n+1)$, соответствующим выбором параметров можно частично или полностью компенсировать вклад шумового сигнала с одной из холостых частот в общий коэффициент шума. Пусть $\psi = \frac{\pi}{2} + 2n\pi$ и $v_1^2 = v_2 x$, тогда во

входной цепи отсутствует компонента шумового тока, наводимая шумами холостого контура, настроенного на ω_2 , и после преобразования (6) имеем

$$\frac{T_{33}}{T_s} = \frac{(1+x+v_2)(1+v_2/x)}{\frac{2v_2+v_2^2}{1-x} - 1 - x}.$$

При высокодобротных диодах (T_{33})_{ПУН} незначительно отличается от шумовой температуры РПУ с накачкой на частоте ω_H и уменьшение v_2 не приводит к существенному увеличению (T_{33})_{ПУН}. Если $\psi = -\frac{\pi}{2} + 2n\pi$, $v_2 = 1+x$, то эффективная шумовая температура ПУН

не зависит от уровня первой гармоники накачки и равна шумовой температуре РПУ с одночастотной накачкой при $v_1 \rightarrow \infty$. Следовательно, при работе на достаточно высоких частотах, когда $v_1 \approx 1$, в ПУН может быть реализована меньшая эффективная шумовая температура по сравнению с РПУ.

Таблица 2

Тип усилителя	G_{33} , дБ	Расчет		Эксперимент	
		$S_{\frac{33}{1}}^{33}$	$S_{\frac{33}{2}}^{33}$	$S_{\frac{33}{1}}^{33}$	$S_{\frac{33}{2}}^{33}$
РПУ (частота накачки $2\omega_H$)	9,5	—	4,2	—	4,1
РПУ (частота накачки ω_H)	9,5	4,2	—	—	—
ПУН	9,8	<1	<1	<0,1	0÷1,5

Экспериментальная проверка была проведена на макете параметрического усилителя 4-сантиметрового диапазона. Чувствительность коэффициента усиления РПУ с одночастотной накачкой и ПУН к флюктуациям мощности первой и второй гармоник накачки изменилась при $G_{33} = (9 \div 10)$ дБ, полоса усиления ПУН зависела от степени регенерации системы по первой гармонике накачки. При этом возможна перестройка ПУН по частоте в пределах полосы пропускания входной цепи узкополосным холостым контуром на ω_1 . Расширение полосы усиления ПУН можно обеспечить увеличением полосы пропускания контура на ω_1 . Основные результаты измерений приведены в табл. 2. Величины $S_{\frac{33}{1}}^{33}$ и $S_{\frac{33}{2}}^{33}$ для ПУН получены при изменении

мощности первой гармоники накачки в пределах 0,1—0,3 от мощности накачки на частоте $2\omega_H$. Чувствительность $S_{\gamma_1^2}^{33}$ для РПУ с накачкой на ω_H и холостой частотой ω_1 измерить не удалось, так как РПУ в этом режиме работал неустойчиво уже при $G_{33} \geq 5 \text{ дБ}$.

Таким образом, использование в параметрических усилителях бигармонической накачки позволяет существенно снизить чувствительность коэффициента усиления к флуктуациям мощности накачки, и при высокой частоте входного сигнала, сравнимой с критической частотой диода, в ПУБН может быть получена меньшая по сравнению с регенеративными параметрическими усилителями с одночастотной накачкой эффективная шумовая температура. Результаты эксперимента хорошо согласуются с расчетом.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. А. Белов, А. И. Горковенко, Вестник МГУ, серия 3, 14, № 3, 265 (1973).
2. Н. В. Неппинг, IEEE Intern. Convent. Record, pt. 3, 90 (1963).
3. Грабовский. Параметрические усилители с емкостными диодами, изд. Сов. радио, М., 1974.
4. Ю. К. Тарабрин, Изв. высш. уч. зав. — Радиоэлектроника, 19, № 1 (1976).

Сибирский физико-технический институт
при Томском университете

PARAMETRIC AMPLIFIERS AND CONVERTERS WITH BIHARMONIC PUMP

Yu. K. Tarabrin, V. I. Levashkin

Cain and noise parameters of three-frequency parametric amplifiers and converters with the pump at the frequencies ω_H and $2\omega_H$ are estimated. The results of theoretical and experimental investigation of a regenerative parametric 4-cm amplifier with biharmonic pump and two no-load circuits are presented.

УДК 621.371.762

ВЫБОР ВИДА ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРА ПРИЕМНИКА МНОГОЭЛЕМЕНТНОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА

A. B. Сторожко

Рассматривается влияние вида частотной характеристики фильтров, формирующих полосу каждого канала приемного устройства, на диаграмму направленности многоэлементного крестообразного интерферометра. Для данной полосы пропускания выбирается вид частотной характеристики фильтра, ухудшающий разрешающую способность интерферометра по сравнению с фильтром, имеющим прямоугольную частотную характеристику, не более чем на 4%.

При разработке трактов промежуточной частоты многоканального приемного устройства многоэлементного интерферометра [1] возникла необходимость выбора определенного вида частотной характеристики фильтров, формирующих полосу каждого канала. Известно, что немонохроматичность принимаемого излучения от наблюдаемого источника ухудшает разрешающую способность интерферометров [2]. Это обстоятельство накладывает ограничения на выбор полосы пропускания фильтров в каналах приемного устройства. Однако, как будет показано ниже, помимо полосы пропускания на разрешающую способность интерферометров влияет и вид частотной характеристики фильтров. Причем при заданной полосе пропускания, обеспечивающей необходимую чувствительность радиоинтерферометра, минимальное влияние на разрешающую способность оказывает фильтр с идеальной прямоугольной частотной характеристикой. Диаграмма направленности, сформированная в заданной полосе с участием такого фильтра, является идеализированной, так как фильтр с прямоугольной характеристикой практически не реализуем.

В связи с тем, что важнейшим параметром проектируемого радиоинтерферометра является его высокое угловое разрешение [3], была поставлена задача сконструировать фильтр, расширяющий идеализированную диаграмму направленности по уровню 0,5 не более чем на 5%. Результирующая диаграмма направленности многоэлементного крестообразного интерферометра есть произведение двух диаграмм по полю, образованных двумя плечами инструмента [4]. В общем случае использование фильтров приводит к расширению диаграмм направленности обоих плеч.

В настоящей статье исследуется частный случай расширения диаграммы одного плеча, что соответствует наблюдениям в полдень. Полученные результаты могут быть обобщены и на двумерную диаграмму.

Выражение для монохроматической диаграммы по полю, образованной одним плечом, имеет вид [4]

$$P(\theta) = \frac{\sin\left(N \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right)}{N \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right)}, \quad (1)$$

где N — количество антенн плеча, d — расстояние между двумя соседними антеннами, θ — угол между нормалью к линии антенн и направлением на источник радиоизлучения, λ — длина волны. Направления максимумов диаграммы (1) определяются выражением

$$\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta_m = \pi m, \quad (2)$$

где m — любое число.

Рассмотрим диаграмму направленности как функцию малых приращений угла и частоты в окрестности одного максимума. Пусть

$$\theta = \theta_m + \Delta\theta, \quad \nu = \nu_0 + \Delta\nu, \quad (3)$$

здесь $\nu = \frac{c}{\lambda}$, c — скорость света, ν_0 — центральная частота. Разлагая аргументы синусов выражения (1) в ряд Тейлора по $\Delta\theta$ и $\Delta\nu$, ограничиваясь при этом линейными членами, с учетом (2) имеем

$$P(\theta + \Delta\theta, \nu_0 + \Delta\nu) = \frac{\sin\left(\pi N \frac{d}{c} \nu_0 \cos \theta_m \Delta\theta + \pi N \frac{d}{c} \nu_0 \sin \theta_m \frac{\Delta\nu}{\nu_0}\right)}{N \sin\left(\pi \frac{d}{c} \nu_0 \cos \theta_m \Delta\theta + \pi \frac{d}{c} \nu_0 \sin \theta_m \frac{\Delta\nu}{\nu_0}\right)}. \quad (4)$$

Введем обозначения

$$A = N \frac{\pi d}{c} \nu_0 \cos \theta_m, \quad B = N \frac{\pi d}{c} \nu_0 \sin \theta_m, \quad y = \frac{\Delta\nu}{\nu_0}. \quad (5)$$

Тогда выражение (4) примет вид

$$P(\theta_m + \Delta\theta, \nu_0 + \Delta\nu) = \frac{\sin(A \Delta\theta + By)}{N \sin\left(\frac{A}{N} \Delta\theta + \frac{B}{N} y\right)}. \quad (6)$$

Диаграмма направленности F в заданной полосе приема находится интегрированием выражения (6):

$$F(\Delta\theta, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(A \Delta\theta + By)}{N \sin\left(\frac{A}{N} \Delta\theta + \frac{B}{N} y\right)} K(y) dy, \quad (7)$$

где $K(y)$ — коэффициент передачи фильтров по мощности.

Выражение (7) позволяет при заданном виде частотной характеристики фильтра $K(y)$ выяснить его влияние на диаграмму направленности радиointерферометра. Для решения этой задачи воспользуемся представлением резонансной кривой двухконтурных усилителей промежуточной частоты (УПЧ) [5] в виде

$$P_n(y_c) = \left\{ \frac{1}{1+\beta^2} \sqrt{\left[\frac{y_c}{\Psi(n)} \right]^4 + 2 \left[\frac{y_c}{\Psi(n)} \right]^2 (1-\beta^2) + (1+\beta)^2} \right\}^{-n},$$

где n — количество каскадов УПЧ, β — коэффициент, характеризующий степень связи между контурами, $y_c = \frac{f_0 y_o}{\Pi_n}$ — обобщенная расстройка, f_0 — частота настройки УПЧ, Π_n — полоса пропускания резонансной кривой на уровне 0,7, $y_o = \left(\frac{f_o}{f_0} - \frac{f_0}{f_o} \right)$ — относительная расстройка, $\Psi(n)$ — функция параметров β , n и уровня отсчета полосы пропускания, f_o — текущая частота, на которой определяется коэффициент передачи УПЧ.

Степень отличия резонансной кривой реального УПЧ от резонансной кривой УПЧ с идеальной прямоугольной частотной характеристикой принято оценивать с помощью коэффициентов прямоугольности $H_{0,1}$, $H_{0,01}$ (на уровне 0,1 и 0,01). В работе [5] показано, что коэффициенты прямоугольности приближаются к единице с возрастанием параметров β и n . При постоянном β резкое уменьшение $H_{0,1}$ в зависимости от n наблюдается до $n=4$. Далее с возрастанием n $H_{0,1}$ уменьшается медленно. При неизменном n увеличение β влечет за собой более заметное уменьшение $H_{0,1}$. Однако при увеличении β возрастает провал внутри полосы пропускания резонансной кривой (рис. 1, 2).

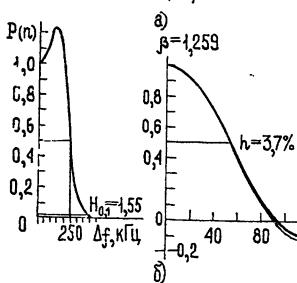
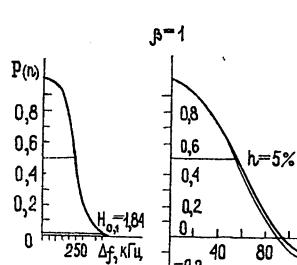


Рис. 1.

Рис. 1. Частотная зависимость коэффициентов передачи по мощности рассчитанных фильтров и соответствующие им диаграммы направленности при
а) $\beta = 1$; б) $\beta = 1,259$.

Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов передачи по мощности рассчитанных фильтров и соответствующие им диаграммы направленности при
а) $\beta = 1,401$; б) $\beta = 1,525$.

При $n = 4$ значениям β , равным 1; 1,259; 1,401; 1,525, соответствуют резонансные кривые по напряжению четырехкаскадного двух-

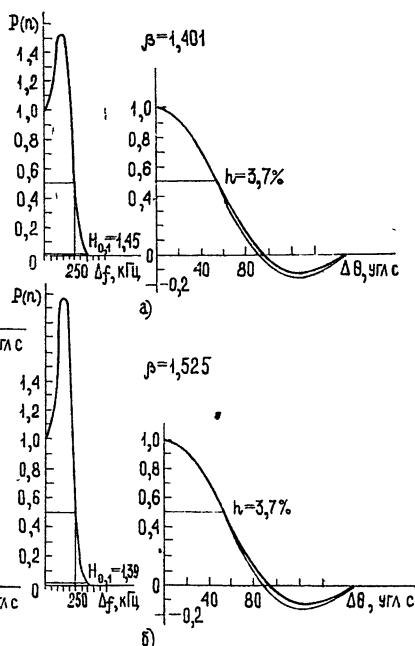


Рис. 2.

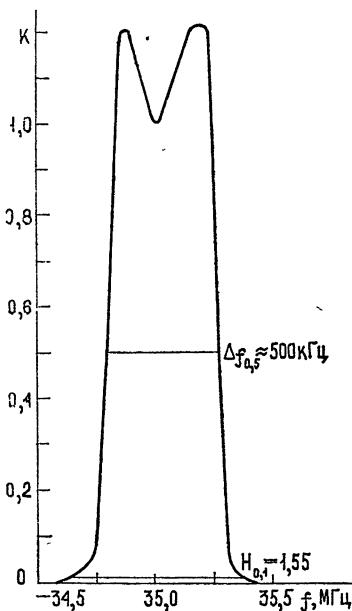
контурного УПЧ с плоской вершиной и с провалом внутри характеристики до уровней 0,9; 0,8; 0,7 соответственно.

По формулам (7) и (8) на ЭВМ были рассчитаны четыре вида диаграммы направленности, соответствующие фильтрам с указанными значениями β при неизменных полосе пропускания $P_{\text{пп}}$ и центральной частоте f_0 . При расчете было принято $N = 128$, $\lambda_0 = 5,2 \text{ см}$, $d = 4,9 \text{ м}$, $\theta_m = 20^\circ$, $P_{\text{пп}} = 0,5 \text{ МГц}$, $f_0 = 35 \text{ МГц}$. Рассчитанные частотные зависимости коэффициентов передачи фильтров по мощности и соответствующие им диаграммы направленности приведены на рис. 1, 2. Тонкой линией для сравнения показана идеализированная диаграмма направленности, соответствующая фильтру с прямоугольной частотной характеристикой и полосой пропускания $P_{\text{пп}} = 0,5 \text{ МГц}$.

Сравнение рассчитанных диаграмм показывает, что минимальное расширение h , равное 3,7% (в сравнении с идеализированной диаграммой), дают фильтры с $\beta = 1,259; 1,401; 1,525$. Однако фильтры с $\beta = 1,401; 1,525$ имеют большую неравномерность внутри полосы пропускания. Соответствующие им диаграммы направленности на уровне 0,5 не уже диаграммы для фильтра с $\beta = 1,259$, несмотря на лучшие коэффициенты прямоугольности.

Таким образом, оптимальным с точки зрения поставленной задачи следует считать фильтр, вид частотной характеристики которого изображен на рис. 1б. Фильтр с подобной частотной характеристикой был реализован. Вид частотной характеристики реального фильтра, приведен на рис. 3.

Рис. 3. Частотная зависимость коэффициента передачи по мощности реального фильтра.



В заключение автор считает своим долгом поблагодарить Л. М. Риссера за помощь в проведении расчетов на ЭВМ, а также В. С. Дехтярева за проявленный интерес к работе и ценные советы.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. В. Сторожко, В. В. Котович, А. А. Дутов, Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца, вып. 36, 165 (1975).
2. Р. К. Хансен и др., Сканирующие антенные системы СВЧ, 1, изд. Сов. радио, М., 1965.
3. А. А. Пистолькорс, В. Н. Шмурлевский, Исследования по геомагнетизму, аэрономии и физике Солнца, вып. 26, 156 (1973).
4. Современные проблемы антенно-волноводной техники, под ред. А. А. Пистолькорса, изд. Наука, М., 1967.
5. Ю. Л. Симонов, Усилители промежуточной частоты, изд. Сов. радио, М., 1973.

**THE CHOICE OF THE SHAPE OF FREQUENCY CHARACTERISTIC
OF RECEIVING FILTER OF MULTI-ELEMENT INTERFEROMETER****A. V. Storozhko**

We consider the influence of the shape of the frequency characteristic of filters, forming a band of each channel of a receiving device, on the radiation pattern of a multi-element cross-shaped interferometer. For the given transmission band, we choose the shape of the filter frequency characteristic which makes worse the interferometer resolution not more than by 4% in contrast to the filter having a rectangular frequency characteristic.

УДК 535.853.3

СВЧ ТРАКТ КВАЗИНУЛЕВОГО РАДИОСПЕКТРОМЕТРА ДВОЙНОГО СРАВНЕНИЯ НА ВОЛНЕ 21 см

A. P. Венгер, И. А. Рахимов

Приводится блок-схема СВЧ части радиоспектрометра для исследования линии нейтрального водорода. В качестве усилителя высокой частоты применяется двухкаскадный охлаждаемый параметрический усилитель. Применены СВЧ узлы на $n-i-p-i-n$ -диодах. Общая шумовая температура радиоспектрометра с таким СВЧ трактом составляет ≈ 160 К.

Для повышения флюктуационной чувствительности радиоспектрометра необходимо применять малошумящие усилители высокой частоты и высокочастотные элементы с минимальными потерями. В Ленинградском филиале САО АН СССР в последние годы проводились работы в этом направлении с целью оснащения радиотелескопа РАТАН-600 высокочувствительными радиоспектрометрами. Квантовые параметрические усилители (КПУ), обеспечивающие меньшую шумовую температуру, успешно применялись для наблюдений линии нейтрального водорода [1, 2, 3]. Однако из-за сложности их эксплуатации более предпочтительно применение охлаждаемых до температуры жидкого азота параметрических усилителей (ОПУ), которые сравнительно просты в эксплуатации и в то же время по собственным шумам приближаются к КПУ.

В настоящее время широкое применение находят электрически управляемые модуляторы и аттенюаторы на $p-i-n$ -диодах, которые легко выполняются в полосковой конструкции и имеют малые габариты.

На основе разработанных в Ленинградском филиале САО АН СССР двухкаскадного охлаждаемого параметрического усилителя (ДОПУ) [4] и СВЧ элементов на $n-i-p-i-n$ -диодах [5] изготовлен СВЧ тракт квазинулевого радиоспектрометра двойного сравнения для исследования линии нейтрального водорода на радиотелескопе РАТАН-600.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СВЧ ТРАКТА РАДИОСПЕКТРОМЕТРА

На рис. 1 показана структурная схема СВЧ тракта модуляционного квазинулевого радиоспектрометра двойного сравнения. В отличие от устройства [6], разработанного ранее для спектрометра Большого пулковского радиотелескопа, здесь применены несимметричный диодно-ферритовый СВЧ переключатель, охлаждаемый эквивалент новой конструкции, узел калибровки и подшумливания модуляционного типа и двухкаскадный охлаждаемый параметрический УВЧ.

СВЧ переключатель. Модуляция принимаемого сигнала осуществляется периодическим переключением входа радиоспектрометра с приемного рупора на эквивалент. В качестве высокочастотного пере-

ключателя используется диодно-ферритовый модулятор M_1 — I_1 , в котором управляемым элементом является $n-i-p-i-n$ -диод. Модулятор M_1 выполнен в полосковой конструкции [5]. Диодно-ферритовый переключатель имеет прямые потери в плечах антенны и эквивалента соответственно 0,2, 0,25 dB и развязки на сигнальной частоте 33—35 dB. Модулирующее напряжение подается на диод с усилителя мощности прямоугольных импульсов с частотой 25 Гц, которыерабатываются генератором модулирующей частоты.

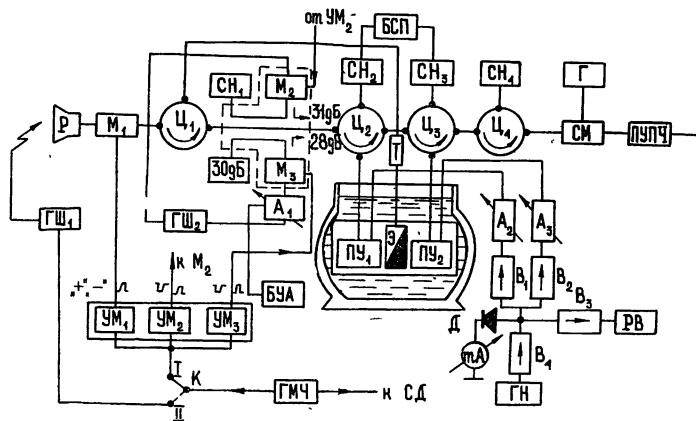


Рис. 1. Блок-схема высокочастотной части радиоспектрометра:

Р—рупорный облучатель; ГШ₁—трубка для балансировки; ГШ₂—газоразрядный шумовой генератор для подшумливания и калибровки; М₁, М₂, М₃—модуляторы на $n-l-p-l-n$ -диодах; Ц₁ и Ц₄—трехплечие циркуляторы; Ц₂ и Ц₃—четырехплечие циркуляторы ДОПУ; СН—согласованные нагрузки; А₁—аттенюатор на $n-l-p-l-n$ -диодах; А₂ и А₃—переменные аттенюаторы; УМ₁, УМ₂ и УМ₃—усилители мощности; БУА—блок управления аттенюатором А₁; ГМЧ—генератор модулирующей частоты; К—ключ рода работы (I—рабочее измерение, II—балансировка); 30 дБ—аттенюатор фиксированный; ПУ₁ и ПУ₂—первый и второй каскад двухкаскадного охлаждаемого параметрического усилителя ДОПУ; БСП—блок смещения ДОПУ; В₁, В₂, В₃ и В₄—ферритовые вентили; ГН—генератор накачки ДОПУ; РВ—резонансный волномер; Д и МА—детектор и миллиамперметр измерителя мощности накачки; СМ—смеситель; Г—гетеродин; ПУПЧ—предварительный усилитель промежуточной частоты; Т—согласующий трансформатор.

Одно из входных плеч диодно-ферритового модулятора с помощью согласованного коаксиально-волноводного перехода жестко связано с приемным рупором, а второе плечо полужестким кабелем соединено с согласованной нагрузкой (эквивалентом антенны), охлаждаемой жидким азотом. В отличие от симметричного Т-образного СВЧ переключателя [1] применение диодно-ферритового модулятора упрощает настройку входного тракта.

Эквивалент. При исследовании линии $H1$ нет возможности использовать в качестве эквивалента «рупор в небо» из-за наличия нейтрального водорода во всех холодных областях неба. Поэтому приходится применять нагрузки, охлаждаемые до температуры жидкого азота [6] или гелия [1]. Нами для этой цели была использована стандартная согласованная нагрузка, которая конструктивно размещена в одной камере с параметрическими усилителями и вместе с ними охлаждается в криостате жидким азотом. Трансформатор с емкостными винтами позволяет в полосе анализа производить согласование нагрузки, при этом $KCB < 1,05$. Шумовая температура эквивалента при этом равняется $T_e \approx 85$ К.

Узел калибровки и подшумливания (УКП). Этот узел предназна-

чен для калибровки результатов измерений шумовым сигналом и выравнивания температур антенны и эквивалента с помощью одного общего газоразрядного генератора шума ГШ-2. УКП представляет собой двойной направленный ответвитель в полосковом исполнении с модуляторами на $n-i-p-i-n$ -диодах (на схеме рис. 1 отмечен пунктирной линией). Ослабления направленных ответвителей выбраны таким образом, чтобы на входе УВЧ калибровочный сигнал был равен $T_k \approx 10$ К, а максимальный сигнал подшумливания—порядка 25—30 К. Модуляторы M_2 и M_3 в запертом состоянии вносят ослабление не

менее $\tilde{L}_{\text{зап}} \approx 33 \div 35$ дБ, в отпиртом—не более 0,2 дБ, поэтому они осуществляют практически 100-процентную модуляцию шумовых сигналов, поступающих через направленные ответвители на вход УВЧ. В зависимости от угла склонения наблюдаемой области шумовая температура антенны переменного профиля типа БПР может быть как меньше, так и больше T_s [7, 8]. В обоих случаях с помощью УКП можно производить выравнивание температур антенны и эквивалента, модулируя сигнал в плече подшумливания либо в фазе с сигналом от антенны, либо в фазе с сигналом от эквивалента. Сдвиг модулирующих импульсов на полпериода для M_3 осуществляется в усилителе мощности $УМ_3$, а для калибровочного сигнала—в $УМ_2$. Для плавной регулировки сигнала в плече подшумливания имеется электрически управляемый аттенюатор A_1 на $n-i-p-i-n$ -диодах [5], который может быть включен в цепь автоматического регулирования. Аттенюатор имеет КСВ $\approx 1,03 \div 1,05$ в полосе 70 МГц во всем динамическом диапазоне от 0,3 до 20 дБ, благодаря чему выравнивание шумов антенны и эквивалента производится равномерно в полосе анализа.

Усилители высокой частоты. В качестве УВЧ используются два каскада невырожденных параметрических усилителей, охлаждаемых до температуры жидкого азота [4]. Двухкаскадный охлаждаемый параметрический усилитель разработан на базе усилителя наземной станции «Орбита-1» [9]. ДОПУ работает с внешними неохлаждаемыми циркуляторами $Ц_2$, $Ц_3$, которые имеют прямые потери и развязки

в плечах соответственно $\tilde{L}_{\text{пр}} \approx 0,15 \div 0,2$ дБ, $\tilde{L}_{\text{зап}} \approx 30 \div 35$ дБ в полосе 25 МГц. Общий коэффициент усиления ДОПУ равен 28 дБ при полосе по уровню 3 дБ порядка 24 МГц. Благодаря такому усилинию ДОПУ, вклад шумов от последующего приемного тракта составляет не более 1,5—2 К. Коэффициент усиления первого каскада ДОПУ равен 12—13 дБ, что позволяет свести к минимуму паразитный интерференционный сигнал, возникающий во входном тракте модуляционного радиометра [10—12]. Шумовая температура ДОПУ при этом составляет 42 К.

В качестве общего источника накачки для ДОПУ применяется либо генератор на диоде Ганна, помещенный в терmostатированную камеру, либо клистрон К-126.

Герметичная камера, в которой помещаются оба усилительных каскада, а также согласованная нагрузка-эквивалент, как и в [6], перед охлаждением заполняется газообразным гелием. Камера находится в криостате типа ВСДМ-25, подливка азота производится раз в 4—5 дней.

Основная задача при разработке этого усилителя состояла в получении долговременной стабильности коэффициента усиления и формы частотной характеристики. В лабораторных условиях относительные изменения параметров на частоте настройки спектрального канала и канала сравнения за 8—10 часов не превышали 1%. Нестабильность

характеристики в реальных условиях наблюдений на Большом пулковском радиотелескопе соответствовала значениям, полученным в лабораторных условиях.

ШУМОВАЯ ТЕМПЕРАТУРА ПРИЕМНОЙ СИСТЕМЫ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОСПЕКТРОМЕТРА

На рис. 2 приведена копия записи в широкополосном канале радиоспектрометра [1] ($\Delta f = 5 \text{ МГц}$, $\tau = 5 \text{ с}$) с двумя охлажденными до температуры жидкого азота согласованными нагрузками на входе. На этой записи показана последовательность подшумливания и калибровки. Участок $a - b$ характеризует работу радиоспектрометра с выключенной модуляцией (все модуляторы находятся в положении «закрыто»), а переменный аттенюатор A_1 имеет максимальное ослабление. В точке b на модулятор M_1 подаются модулирующие импульсы и на самописце регистрируется разностный сигнал $T_{\text{пар}} \approx 2,8 \text{ К}$, который обусловлен различием прямых потерь плеч антеннны и эквивалента. Участок $c - d$ прописан с включенной модуляцией M_1 . В точке d модулирующие импульсы на M_1 не подаются и участок $d - e$ характеризует запись с выключенной модуляцией. В это время включается генератор шума ГШ₂. В точке e на модулятор вновь поданы модулирующие импульсы. В точке f включена модуляция на модуляторе M_3 . Уменьшая плавно ослабление аттенюатора A_1 , компенсируем разностный сигнал. Компенсация разностного сигнала произведена в точке g . В точке h на модулятор M_2 плеча калибровки подаются модулирующие импульсы и на вход УВЧ поступает калибровочный сигнал $T_k \approx 10,7 \text{ К}$ от генератора шума ГШ₂. После калибровки подача модулирующих импульсов на модулятор M_2 прекращается.

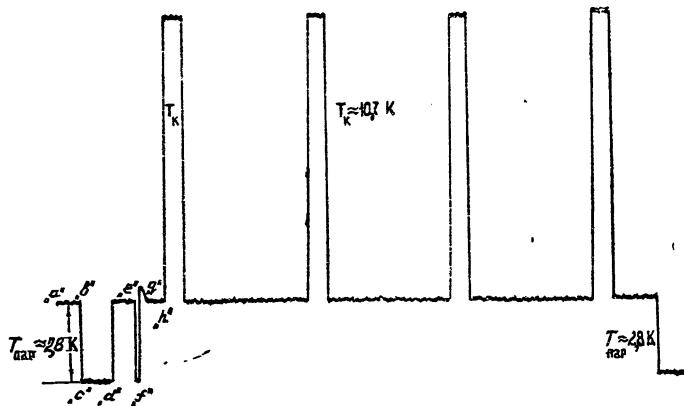


Рис. 2. Копия записи, характеризующая работу узла калибровки и подшумливания.

Суммарную шумовую температуру радиоспектрометра можно приближенно определить следующим образом:

$$T_{\text{ш}} = \frac{1}{2} (T_a + T_s) + (L_1 - 1) T_o + L_1 T_{\text{пн}_1} + \frac{L_1}{G_{\text{пн}_1}} [(L_2 - 1) T_o + L_2 T_{\text{пн}_2}] + \\ + \frac{L_1 L_2}{G_{\text{пн}_1} G_{\text{пн}_2}} [(L_3 - 1) T_o + L_3 T_{\text{пп}}] + \frac{(\alpha_{\text{н.о}_1} + \alpha_{\text{н.о}_2})}{\alpha_{\text{н.о}_1} \alpha_{\text{н.о}_2}} T_o.$$

Здесь T_o , T_s , T_a , T_{pu_1} , T_{pu_2} и T_{pr} — соответственно шумовые температуры окружающей среды, эквивалента, антенны, первого и второго каскада в ДОПУ и смесителя с ПУПЧем, G_{pu_1} , G_{pu_2} — коэффициенты усиления первого и второго каскадов в ДОПУ, L_1 — потери тракта до ПУ₁, L_2 — потери между ПУ₁ и ПУ₂; L_3 — потери между ПУ₂ и смесителем, $\alpha_{u.o_1}$ и $\alpha_{u.o_2}$ — переходные ослабления направлений ответвителей УКП.

Приведенная выше формула верна в предположении, что высокочастотный тракт хорошо согласован и влиянием рассогласования на шумовую температуру можно пренебречь. Вычисленная по этой формуле шумовая температура равнялась $T_s \approx 155 \div 160$ К.

В 1974 г. на Большом Пулковском радиотелескопе был проведен большой цикл исследований Галактического и Внегалактического нейтрального водорода с радиоспектрометром [1], на входе которого применялся СВЧ тракт, описанный выше. В реальных условиях наблюдений среднеквадратичное значение флуктуации единичной записи в градусах antennной температуры равно $\delta T \approx 0,045$ К на выходе широкополосного канала ($\Delta f = 5$ МГц, $\tau = 5$ с) и $\delta T \approx 0,35 \div 0,37$ К на выходе каналов анализатора спектра ($\Delta f = 20$ кГц, $\tau = 20$ с), что соответствует теоретической чувствительности радиоспектрометра двойного сравнения [13], имеющего шумовую температуру 155—160 К.

Применение диодно-ферритового модулятора и УКП заметно упрощает настройку и согласование СВЧ тракта радиоспектрометра.

Применение двухкаскадного параметрического усилителя с небольшим усилением первого каскада и разработанная методика для согласования СВЧ тракта с несимметричным переключателем позволяет свести к минимуму паразитный интерференционный сигнал, возникающий во входном тракте модуляционного радиометра. С применением ДОПУ на входе радиоспектрометра можно пренебречь шумами последующего тракта. Радиоспектрометр с таким СВЧ трактом имеет шумовую температуру приблизительно на 20 К меньше, чем радиоспектрометр с однокаскадным охлаждаемым параметрическим усилителем [6].

Авторы выражают благодарность Н. Ф. Рыжкову за ценные советы и постоянное внимание к данной работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Ф. Рыжков, Изв. ГАО, № 188 (1972).
2. Т. В. Jellу, *Microwave J.*, 5, № 2 (1962).
3. Р. М. Мартиросян, А. М. Прохоров, Р. С. Сороченко, Докл. АН СССР, 156, 1326 (1964).
4. И. А. Рахимов, Сообщения САО АН СССР (в печати).
5. А. П. Венгер, И. А. Рахимов, Сообщения САО АН СССР (в печати).
6. И. А. Рахимов, Н. Ф. Рыжков и др., Изв. САО АН СССР—Астрофизич. исследования, 6 (1974).
7. А. Стоцкий, Изв. ГАО АН СССР, № 172 (1964).
8. В. М. Спитковский, Изв. САО АН СССР—Астрофизич. исследования, № 3 (1971).
9. Д. В. Талызин, П. Я. Кантор, М. З. Цейтлин, Электросвязь, 3, № 11, (1967).
10. Д. В. Корольков, Изв. ГАО АН СССР, № 172 (1964).
11. В. С. Троицкий, ЖТФ, № 25 (1955).
12. Н. Ф. Рыжков, Изв. САО АН СССР—Астрофизич. исследования (в печати).
13. Н. Ф. Рыжков, Изв. САО АН СССР—Астрофизич. исследования, 6 (1974).

UHF CHANNEL OF A QUASI-ZERO DOUBLE-COMPARISON RADIO SPECTROMETER AT THE WAVELENGTH OF 21 cm*A. P. Venger, I. A. Rakhimov*

A block-diagram of a UHF part of the radio spectrometer to investigate the neutral hydrogen lines is given. A two-cascade cooled amplifier is used as a HF amplifier. UHF nodes on $n-i-p-i-n$ -diodes are applied. The total noise temperature of the radio spectrometer with such a UHF channel is 160K.
