

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
Р С Ф С Р

ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ (НИРФИ)

П р е п р и н т № 143

**ДВУХЭЛЕМЕНТНЫЙ РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТР НИРФИ,
ПРЕДНАЗНАЧЕННЫЙ ДЛЯ РАБОТЫ
В СИСТЕМЕ АПЕРТУРНОГО СУПЕРСИНТЕЗА**

**В.С.БЛАГОН,
Н.А.ДУГИН,
А.А.РОМАНЫЧЕВ,
Л.Р.СЕМЕНОВА,
В.И.ТУРЧИН,
Н.М.ЦЕЙТЛИН.**

УДК 621.396.628.523,161

В работе представлено описание двухэлементного радиointерферометра - элемента системы суперсинтеза, введенного в эксплуатацию в конце 1979 г. на полигоне НИРФИ "Старая Пустынь".

Интерферометр на базе двух полноповоротных 7-метровых параболических антенн работает на волне ~ 56 см, основная проекция базы ориентирована вдоль линии восток - запад и составляет примерно 417 м, чувствительность системы по потоку порядка 50 единиц (ясских).

Приводятся общие соотношения для выходящего сигнала мультиплексивного интерферометра, работающего в режиме суперсинтеза, дается подробное описание аппаратуры интерферометра, приводятся результаты исследования его точностных характеристик, а также методика и экспериментальные результаты определения проекций базы интерферометра по излучению ряда внеземных источников, преимущественно квазаров.

В конце 1979 года в НИРФИ введен в опытную эксплуатацию двухэлементный радиоинтерферометр, предназначенный для работы в системе апертурного суперсинтеза (т.е. использующий для синтезирования апертуры вращение Земли). Радиointерферометр состоит из двух идентичных 7-метровых полноповоротных параболических антенн, расположенных на 417-м базе восток-запад.

Ниже приводятся описание разработанной интерферометрической аппаратуры и результаты радиоастрономической калибровки интерферометра.

1. НЕКОТОРЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Как известно, (см., например, [8]), суточное изменение проекций базы интерферометра в картинной плоскости источника (пространственные частоты u и v) дается соотношением

$$\frac{(u + \cos \delta \sin \delta_\delta)^2}{\sin^2 \delta \cos^2 \delta_\delta} + \frac{v^2}{\cos^2 \delta_\delta} = 1,$$

где $u = x'/D$, $v = y'/D$, x' , y' - проекции базы в картинной плоскости источника, δ - склонение источника, δ_δ - склонение вектора базы в экваторальной системе координат.

В горизонтальной системе координат (Z - в зенит, X - на юг, Y - на восток) имеем

$$\frac{(u + L \cos \delta)^2}{\sin^2 \delta (M^2 + N^2)} + \frac{v^2}{M^2 + N^2} = 1,$$

где $L = \sin h_0 \sin \varphi - \cos h_0 \cos \varphi \cos A_0$, $N = \cos h_0 \sin A_0$,

$$1 = \sin h_0 \cos \varphi + \cos h_0 \sin \varphi \cos A_0,$$

h_0 - высота подъема одной антенны относительно другой, A_0 - азимут базы интерферометра, φ - широта места.

Приведенные выше соотношения описывают эллипс с центром, смещенным от начала координат, с отношением полуосей, равным $\sin \delta$ и большой полуосью $D = \sqrt{M^2 + N^2}$. При расположении базы интерферометра по линии восток-запад $\delta = 0$, и для источников с $\delta = 0$ эллипс вырождается в прямую.

Таким образом, при суточном наблюдении источников с $\delta = 0$, реализуется линейный интерферометр с переменной базой длиной до $2D$. (Поскольку пространственные частоты расположены симметрично относительно начала координат, достаточно проводить 12-часовые наблюдения за источником). С помощью такого интерферометра при регистрации всех пространственных частот (от нуля и до D/λ) можно восстановить стрип-распределение радиояркости по источнику, поскольку синтезируется линейная антенна с ножевой диаграммой. С помощью радиоинтерферометра с неподвижными антеннами можно восстановить также и особенности в распределении радиояркости источников с $\delta \neq 0$.

Выход мультипликативного радиоинтерферометра (постоянная составляющая сигнала исключается при перемножении сигналов от обеих антенн) можно записать в виде

$$V \sim P_0 \cos \frac{2\pi}{\lambda} \Delta D,$$

где P_0 - принимаемый поток источника, а ΔD - разность хода сигнала от источника между обеими антеннами, записываемая в виде

$$\Delta D = D [\sin \delta + M \cos \delta \cos t + N \cos \delta \sin t].$$

Интерферометр измеряет комплексную функцию корреляции сигналов в обеих антеннах. Амплитуда и фаза этой комплексной функции определяется путем измерения сдвинутых на $\pi/2$ выходных сигналов, т.е. так называемых синусной и косинусной составляющих.

2. ПРИЕМНАЯ АППАРАТУРА

В настоящее время в радиоастрономии, интерферометрии и системах апертурного синтеза применяются, в основном, два типа приемников: однопольный (ОП), в котором один из боковых каналов приема подавлен фильтром, и двухпольный (ДП), принимающий сигнал по обоим каналам^{*)}. Подробный анализ работы интерферометров с однопольным (ОП) и двухпольным (ДП) приемниками приведен в [1]. Мы воспользуемся окончательными вы-

^{*)} В зарубежной литературе приняты обозначения ОП - SSB, ДП - DSB.

ражениями для откликов интерферометра (см. [1]) для иллюстрации особенностей того и другого способов приема:

$$A_{оп} = aB(\tau_c - \tau_{пр}) \cos[(\omega_r + \omega_{пр})\tau_c - \varphi + \omega_{пр}\tau_{пр}], \quad (1)$$

$$A_{дп} = 2aB(\tau_c - \tau_{пр}) \cos[\omega_{пр}(\tau_c - \tau_{пр})] \cos(\omega_r\tau_c - \varphi), \quad (2)$$

где $B(\tau_c - \tau_{пр})$ - функция "замыкания" лепестков, вид ее определяется формой и шириной амплитудно-частотной характеристики приемника, τ_c - запаздывание фронт. сигнала, определяемое геометрией источника - база интерферометра, $\tau_{пр}$ - временная задержка, включаемая в каналы интерферометра, восстанавливающая когерентность сигналов на входах перемножающего устройства, φ - разность фаз гетеродинных сигналов, $\omega_{пр}$ и ω_r - круговые частоты - промежуточная и гетеродина. В случае прямоугольной полосы функция $B(\tau_c - \tau_{пр})$ принимает вид

$$B(\tau_c - \tau_{пр}) = \frac{2 \sin \left[\frac{\Delta\omega_{пр}}{2} (\tau_c - \tau_{пр}) \right]}{\Delta\omega_{пр} (\tau_c - \tau_{пр})}. \quad (3)$$

Сравнивая (1) и (2), замечаем, что отклик интерферометра с двухполосным приемником имеет двойную периодичность, поскольку одна частота пропорциональна ω_r , а другая - $\omega_{пр}$, и фаза быстропеременной компоненты не зависит от вводимой по промежуточной частоте задержки $\tau_{пр}$. Неточность компенсации запаздывания сигнала сказывается лишь на амплитуде выходного сигнала. Кроме того, фазовые изменения после ДП преобразования не влияют на фазу отклика, изменяя только его амплитуду. Это обстоятельство позволяет вводить задержку ступенями, не кратными $\lambda_{пр}$.

В то же время фаза отклика интерферометра с однополосным приемником зависит от эффективной средней $\omega_{пр}$ и величины вводимой задержки ($\omega_{пр}\tau_{пр} = 2\pi/\lambda_{пр} L$, где L - длина ступени задержки). Как можно видеть, только при L кратном $\lambda_{пр}$ не происходит скачков интерференционных лепестков в момент включения задержки. Кроме того, задержка должна быть заведомо широкополосной, чтобы не изменять эффективного среднего значения $\omega_{пр}$.

Отметим еще одну особенность интерферометра с ДП приемником - при преобразовании спектра входного сигнала в область видеочастот мы имеем наименьшее из возможных среднее значение $\omega_{пр}$, численно равное $\frac{\Delta\omega_{пр}}{2}$. При этом (2) преобразуется после подстановки $\omega_{пр} = \Delta\omega_{пр}/2$ и (3) к виду

$$A_{\text{ДП}} = \frac{\sin \Delta \omega_{\text{пр}} (\tau_c - \tau_{\text{пр}})}{\Delta \omega_{\text{пр}} (\tau_c - \tau_{\text{пр}})} \cos (\omega_r \tau_c - \varphi). \quad (4)$$

Первый множитель в этом выражении не что иное, как огибающая (функция "затухания") лепестков, но спадающая значительно быстрее по сравнению с (3). Следовательно, при двухполосном приеме при преобразовании входного сигнала к видеочастотам, необходимо большее число ступеней задержки.

Известно, что одновременное использование \sin - \cos приема дает выигрыш в чувствительности в $\sqrt{2}$ раз и позволяет регистрировать реальную и мнимую части отклика интерферометра, поэтому интерферометрические системы и системы апертурного синтеза имеют синусные и косинусные каналы. Наиболее логично ввести сдвиг на $\pi/2$ для получения \sin канала в тракте гетеродина. Однако при больших протяженностях кабельных трасс и высоких частотах гетеродина эта операция затруднительна. Обычно применяют двойное преобразование частоты и операцию сдвига на $\pi/2$ осуществляют в канале второго гетеродина. Но при этом следует помнить, что первое преобразование должно быть однополосным, ибо фазовые операции после ДП преобразования, как отмечалось выше, изменяют амплитуду и не изменяют фазы отклика интерферометра.

Итак, сочетание первого однополосного и второго двухполосного преобразований позволяет использовать различные положительные качества двух способов приема [2]: простоту выполнения фазовых операций (ОП), сравнительную легкость реализации переменных линий задержки и коррелятора (перемножителя), т.е. АЧХ приемника лежит в области видеочастот, и независимость величины ступеней задержки от $\lambda_{\text{пр}}$ (ДП).

Последовательность преобразования сигнала в смешанной ОП - ДП системе иллюстрируется рис. 1.

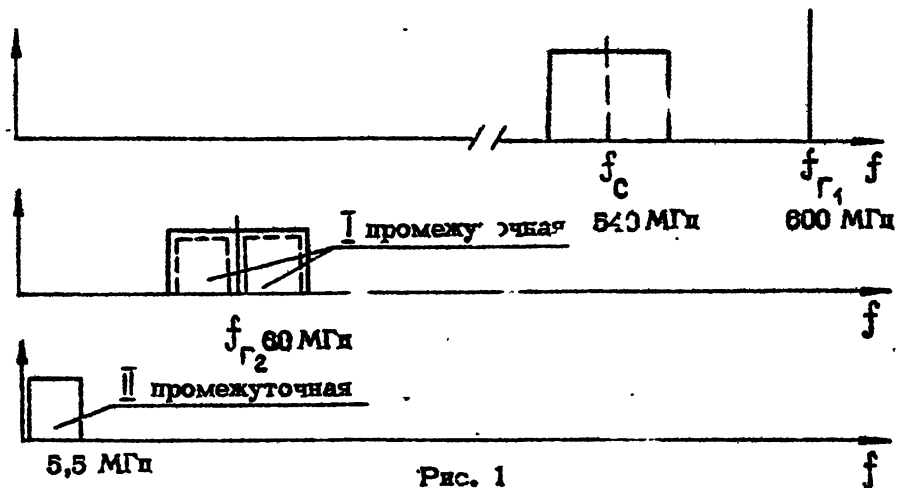


Рис. 1

Последовательность преобразования спектра сигнала в приемнике смешанного (ОП-ДП) типа.

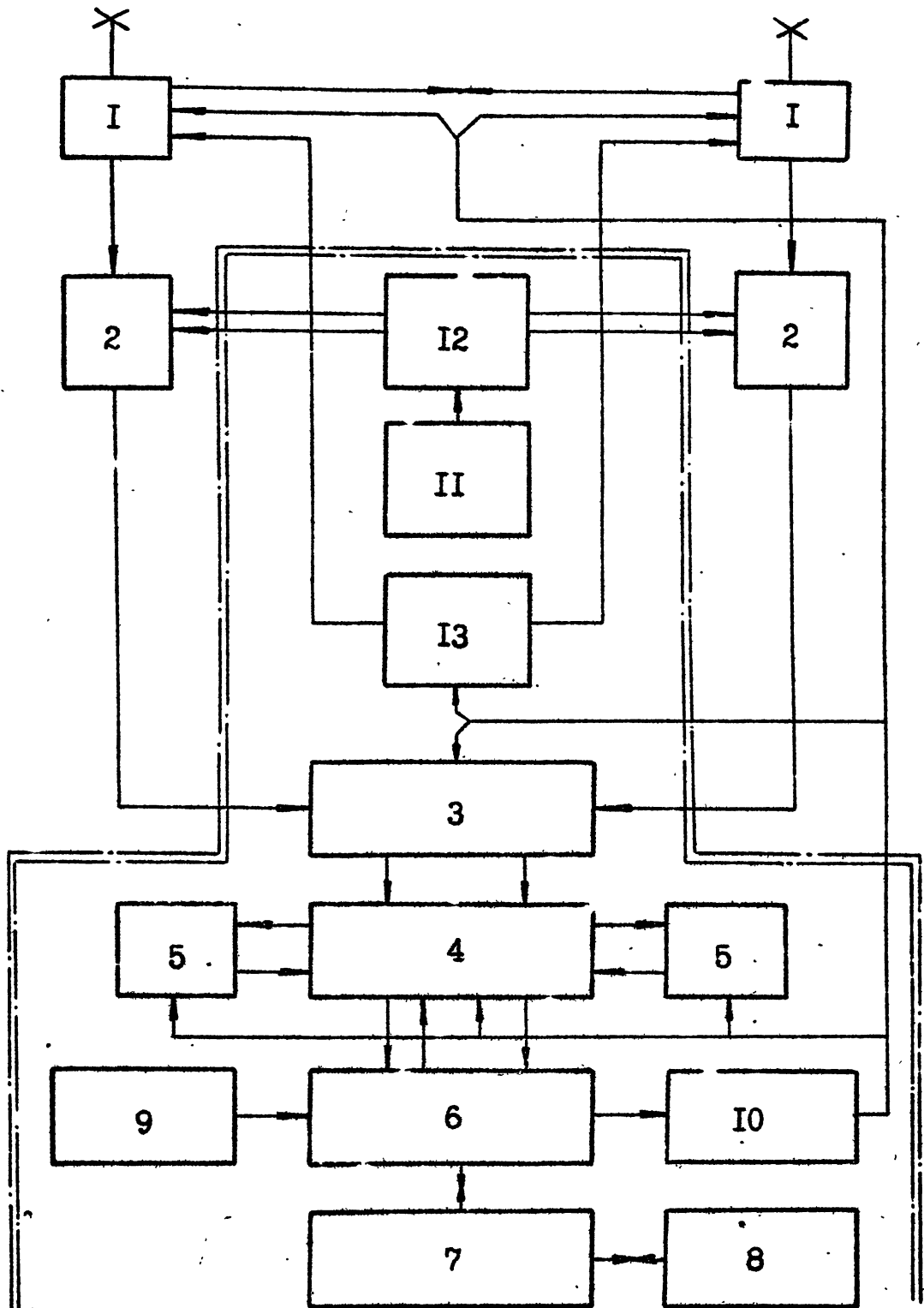


Рис. 2

1 - антенные коммутаторы, 2 - блоки высокой частоты, 3 - контроллер, 4 - амплифазометр, 5 - блоки временной задержки (Sin и COS канал), 6 - блок сопряжения с ЭКВМ, 7 - электронная клавишная вычислительная машина ДЗ-28, 8 - регистрирующее устройство "Консул", 9 - синхрометр 47-15, 10 - блок управления режимом работы интерферометра, 11 - синхронизированный гетеродин $f_r = 600$ МГц, 12 - делитель мощности гетеродина, 13 - блок калибровки интерферометра.

Учитывая сказанное выше, мы отдали предпочтение смешанной ОП-ДП системе. Блок-схема приемной системы интерферометра представлена на рис. 2. Кратко остановимся на описании и блок-схемы.

Однополосная часть приемной системы - блоки высокой частоты (БВЧ). БВЧ располагаются непосредственно в технологических зданиях телескопов. Они осуществляют усиление принятых сигналов, понижение частоты до требуемой промежуточной и согласование с кабельными линиями связи (в нашем случае тип кабеля РК-75-17-31).

В центральном пункте (на блок-схеме эта аппаратура обведена штрих-пунктирной линией) располагается двухполосная часть приемной системы - амплифазометр, аппаратура цифровой обработки и аппаратура управления режимом работы интерферометра, выполненная на базе ЭВМ ДЗ-28.

В амплифазометре сигналы первой промежуточной частоты преобразуются к видеочастоте с сохранением обоих каналов приема (частота второго гетеродина равна средней частоте полосы пропускания первой ПЧ). В тракте второго гетеродина осуществляется сдвиг на $\pi/2$ для образования \sin канала. Здесь же производится переключение фазы $0-\pi$. Выходные сигналы амплифазометра (пропорциональные коррелированным компонентам входных сигналов перемножителей в \sin и \cos каналах) подвергаются обработке в вычислительной машине (ДЗ-28). Вычислительная машина кроме обработки осуществляет слежение и управление задержкой и управляет режимом работы интерферометра по командам, задаваемым программой или с пульта. Подробное описание элементов приемной системы будет приведено ниже.

Первый гетеродин интерферометра. Одной из важнейших задач при разработке интерферометров и систем апертурного синтеза является задача когерентной передачи гетеродинного сигнала к смесителям приемников. Основные трудности возникают при реализации линий связи гетеродинного сигнала. Существенное влияние на общую фазовую стабильность интерферометра может оказать недостаточная стабильность частоты гетеродина. Определим требования к стабильности частоты гетеродина. Из выражений (1) и (2) для откликов интерферометра при однополосном и двухполосном способах приема видно, что информация о фазе выходного сигнала и, следовательно, о положении интерференционных лепестков в пространстве содержится в сомножителях

$$\cos \left[\omega_r \tau_c - \varphi + \omega_{пр} (\tau_c - \tau_{пр}) \right], \quad (5)$$

$$\cos (\omega_r \tau_c - \varphi). \quad (6)$$

Будем считать, что все составляющие аргументов выражений (5) и (6) не флюктуируют, кроме частоты гетеродина ω_r . Запишем мгновенное значение частоты гетеродина в виде

$$\omega_r + \Delta\omega_r(t),$$

где $\Delta\omega_r(t)$ - абсолютная нестабильность частоты гетеродина. Тогда мгновенное значение фазы отклика будет равно

$$[\omega_r + \Delta\omega_r(t)]\tau_c,$$

а абсолютная нестабильность фазы

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\omega_r(t)\tau_c,$$

где $\tau_c = \frac{D}{c}$ с, D - база интерферометра, c - скорость света. Очевидно, что наиболее неблагоприятным будет момент наблюдения источника вдоль линии базы, когда запаздывание сигнала относительно антенны максимально. Потребуем, чтобы флюктуации фазы $\Delta\varphi(t)$ были меньше N -й доли π :

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\omega_r(t)\frac{D}{c} \leq \frac{\pi}{N},$$

откуда получаем

$$\frac{\Delta\omega_r(t)}{\omega_r} \leq \frac{\lambda_r}{D} \frac{1}{2N}. \quad (7)$$

Физический смысл (7) очевиден - "размыв" интерференционной лепестка из-за нестабильности частоты гетеродина не должен превышать $2N$ -й доли лепестка λ_r/D .

Оценим допустимую нестабильность частоты гетеродина для конкретного случая.

1. Длина базы интерферометра $D = 41$ метров.
2. Частота гетеродина $f_r = 600$ МГц ($\lambda_r = 50$ см).
3. $N = 360$, т.е. $\Delta\varphi \leq 0,5^\circ$.

Относительная нестабильность частоты гетеродина в этом случае

$$\frac{\Delta\omega_r(t)}{\omega_r} \leq 1,6 \cdot 10^{-6}.$$

Чтобы удовлетворить этому требованию, мы при разработке гетеродина воспользовались методом синхронизации достаточно мощного генератора по высокостабильному кварцевому

генератору с помощью системы ФАПЧ. Блок-схема синхронизированного гетеродина приведена на рис. 3. Синхронизируемый генератор на частоту 600 МГц выполнен на металлоке-

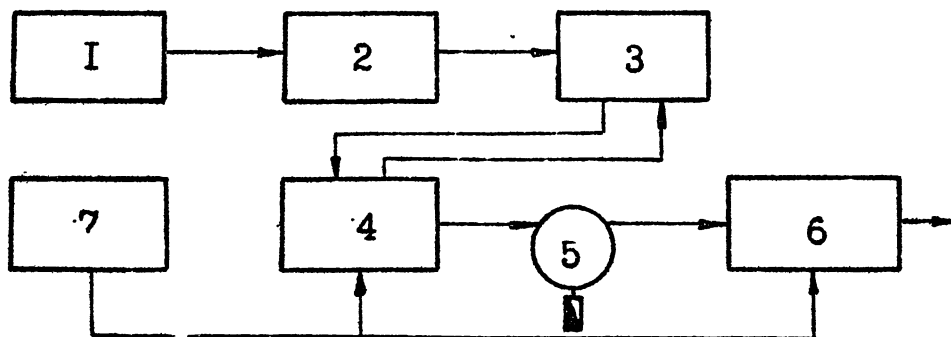


Рис. 3

1 - стандарт частоты Ч1-40, 2 - умножитель частоты на 18 ($5 \text{ МГц} \times 18$),
3 - синхронизатор Ч5-19, 4 - генератор синхронизируемый $f = 600 \text{ МГц}$,
5 - циркулятор, 6 - усилитель мощности, 7 - блок питания.

рамическом триоде ГС-4В и воздушно-полосковом резонаторе с автоподстройкой частоты резонатора реактивным элементом по сигналу ошибки системы ФАПЧ. В качестве реактивного элемента используется диод Д 901. При изготовлении генератора особое внимание уделялось обеспечению механической жесткости элементов резонатора. Амплитуда выходного сигнала генератора на нагрузке 50 Ом составляет 2,5 В.

Эталонным генератором, определяющим в конечном итоге стабильность гетеродина, является стандарт частоты Ч1-40, стабильность частоты выходного сигнала ($5; 1; 0,1 \text{ МГц}$) составляет 10^{-9} за сутки. Опорным сигналом для синхронизатора в нашей схеме служит выходной сигнал умножителя частоты ($5 \times 18 = 90 \text{ МГц}$), амплитуда которого равна 2 В на нагрузке 50 Ом. Прототипом схемы умножителя послужила схема, примененная в серийном приборе Ч6-35. Синхронизация генератора 600 МГц осуществляется по 1-й гармонике выходного сигнала умножителя, т.е. на частоте 630 МГц.

В качестве системы ФАПЧ мы используем серийный синхронизатор частоты Ч5-19. Несмотря на то, что частоты входных сигналов синхронизатора (гетеродина и опорного сигнала) в нашей схеме отличаются от рекомендуемых паспортных значений, система синхронизации оказалась исключительно надежной - случаи срыва синхронизации за месяц наблюдений (10-12 часов) чрезвычайно редки.

Линии связи (кабель РК75-17-31), соединяющие гетеродин со смесителями приемников, имеют затухание 10 - 12 дБ. Для компенсации этих потерь предназначен усилитель, выполненный на конструктивных элементах, аналогичных примененным в генераторе. На частоте 600 МГц усилитель имеет коэффициент усиления порядка 2,5. Выходное сопротивление усилителя 50 Ом.

Блоки высокой частоты. В соответствии с принятой схемой построения приемной системы интерферометра блоки ВЧ производят селекцию принимаемого сигнала для обеспечения однополосного приема, усиление и преобразование сигнала к промежуточной частоте и согласование БВЧ с кабельными линиями связи. Блок-схема высокочастотных головок приведена на рис. 4.

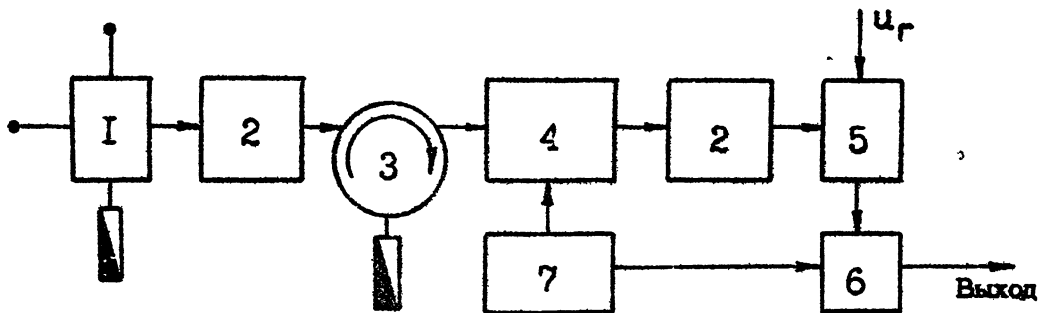


Рис. 4

Блок-схема высокочастотных блоков

1 - краевой переключатель, 2 - фильтр на встречных стержнях $f_{cp} = 540$ МГц, 3 - циркулятор, 4 - транзисторный усилитель, 5 - смеситель, 6 - усилитель промежуточной частоты $f_{cp} = 60$ МГц, 7 - блок питания.

В качестве усилителей высокой частоты применены стандартные широкополосные транзисторные усилители⁺⁾ с коэффициентом шума 4,7 дБ и усилением порядка 27 дБ. Входное и выходное сопротивления усилителей - 50 Ом. Селекция принимаемого сигнала осуществляется полосковым фильтром на встречных стержнях. Таких фильтров в каждом БВЧ два. Расчет фильтров производился по [3, 4]. Параметры фильтров: средняя частота полосы пропускания 540 МГц, полоса пропускания ± 15 МГц, неравномерность АЧХ и потери в полосе пропускания менее 0,3 дБ; КСВН в полосе пропускания менее 1,15, затухание в полосе задержания более 35 дБ. Фильтры в БВЧ кроме обеспечения селекции сигнала выполняют функции трансформаторов сопротивлений, поскольку тракт облучения и волновое сопротивление балансного смесителя отличаются от входного и выходного сопротивлений транзисторного усилителя (75 Ом). Дополнительно с целью улучшения согласования входного фильтра с усилителем используется циркулятор. Фильтр на выходе усилителя, кроме согласования импедансов, ограничивает спектр шумов широкополосного усилителя, поступающих на смеситель.

Балансный смеситель и предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ) те же, что и в серийных приборах ПБ-9 и ПБ-18. Центральная частота и полоса пропускания

^{+) Широкая полоса усилителя, в несколько раз превышающая требуемую позволяет обеспечить близкую к нулю крутизну ФЧХ в рабочей полосе частот. Поэтому вариации ФЧХ также близки к нулю или весьма малы.}

ния ПУПЧ равны 60 и 20 МГц соответственно (60 ± 10 МГц). Коэффициент шума узла смеситель - ПУПЧ составляет 15 дБ, усиление ПУПЧ 25 дБ при нестабильности 0,1 дБ.

Выходной каскад ПУПЧ нагружен на коаксиальный кабель РК75-17-31, связывающий БВЧ с центральным пунктом. При длине кабеля 250 м затухание в нем на частоте 60 МГц составляет 3 дБ, причем в пределах полосы пропускания УПЧ амплитудно-частотная характеристика линий передачи монотонно спадает от нижней граничной частоты к верхней. Поэтому при настройке ПУПЧ нагружался на эквивалентный по затуханию кабель, и АЧХ усилителей формировалась с учетом этого эквивалента.

Контроллер обеспечивает оперативный контроль за работой интерферометра и согласование амплифазометра с кабельными линиями связи ПЧ. По существу, это коммутатор, выполненный на коаксиальных реле типа РЭВ-14 (диапазон рабочих частот до 1000 МГц) и осуществляющий следующие режимы работы интерферометра:

1. "Интерферометр" - основной режим работы; в этом режиме входы амплифазометра подключаются к антеннам (кабелям ПЧ соответствующей антенны).

2. "Калибровка" - в этом режиме сигналы от антенн (A_1 или A_2) поочередно через согласованный тройник подаются на входы амплифазометра.

3. " $+\pi/2$ " и " $-\pi/2$ " - этот режим применяется в комбинации с первыми двумя и осуществляется включением отрезков коаксиального кабеля длиной $\lambda_{пр}/4$ в канале первой или второй антенны. Точность выполнения отрезков не хуже 0,5.

Схема контроллера представлена на рис. 5. Управление контроллером ручное и автоматическое по программе от вычислительной машины.

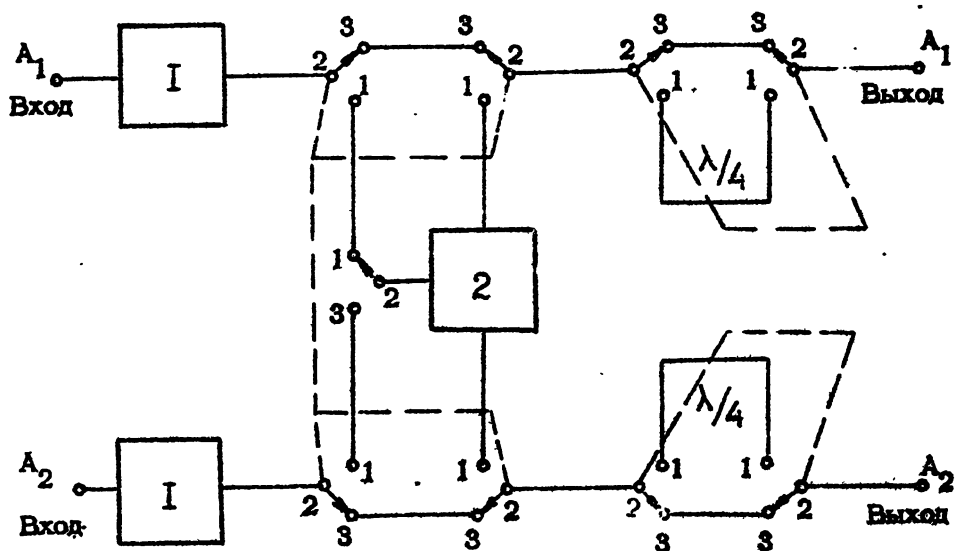


Рис. 5

Блок-схема контроллера

1 - трансформаторы согласований 75/50 Ом, 2 - согласованный тройник.

Режим "Калибровка" совместно с $+\pi/2$ и $-\pi/2$ позволяет перед началом работы установить одинаковые выходные сигналы \sin и \cos каналов и в дальнейшем оперативно контролировать их отношение (U_S/U_C), используемое при обработке, а также проверить (путем последовательного включения и выключения фазосдвигающего отрезка $+\pi/2$ или $-\pi/2$) ортогональность \sin и \cos каналов амплифазометра. Эта проверка заключается в том, что в любом из двух выходных каналов амплифазометра амплитуда сигнала при переключении $0 +\pi/2$ должна переходить от максимума к нулю или наоборот (в другом канале ситуация при этом обратная).

Амплифазометр. Как отмечалось выше, амплифазометр — это двухполосная часть приемной системы интерферометра. В основу описываемого здесь устройства положена схема, предложенная в [5].

Блок-схему амплифазометра (см. рис. 6) условно можно разделить на четыре самостоятельные части: две из них представляют собой схемы усиления и преобразования сигналов первой ПЧ; они совершенно идентичны. Третья часть включает в себя второй гетеродин интерферометра, схему деления мощности гетеродина и переключатели фазы напряжения гетеродина. Четвертая часть — это аналоговые множители и двухканальный гетеродинный фильтр, разработанный специально для этого прибора и придавший ему функциональную законченность.

Тракты первой ПЧ в отличие от [5] в амплифазометре выполнены общими и разделение для образования \sin и \cos каналов осуществляется непосредственно перед смесителями, что существенно упрощает процесс настройки амплифазометра и повышает надежность прибора. Для расширения динамического диапазона на входах амплифазометра включены ступенчатые (0 — 10 — 20 — 30 дБ) электрически управляемые аттенуаторы.

Усилители первой ПЧ обеспечивают необходимое усиление и коррекцию частотной характеристики перед двухполосным преобразованием. Широкополосные транзисторные усилители выполнены на транзисторах ГТ329А по схеме с общим эмиттером с активными нагрузками в коллекторных цепях. Частотная характеристика усилителей формируется частотно зависимыми обратными связями в цепях эмиттеров. Неравномерность АЧХ в пределах требуемой полосы пропускания не более 0,5 дБ. Коэффициенты усиления порядка 40 дБ. Входное и выходное сопротивления усилителей 75 Ом.

Выходы усилителей нагружены на широкополосные разветвители, изготовленные на ферритовых сердечниках К7*4*2 марки 2000 НМ. Обмотка разветвителей выполнена парой скрученных проводов ПЭВ-2 \varnothing 0,15 и имеет семь витков. Величина развязки выходов разветвителей более 20 дБ.

Вторые смесители (по два в каждом канале) преобразовывают сигналы первой промежуточной частоты в диапазон мидеочастот (0,5 — 5,5 МГц) с сохранением обеих полос приема. В качестве активного элемента в смесителе применена гибридно-интегральная мик-

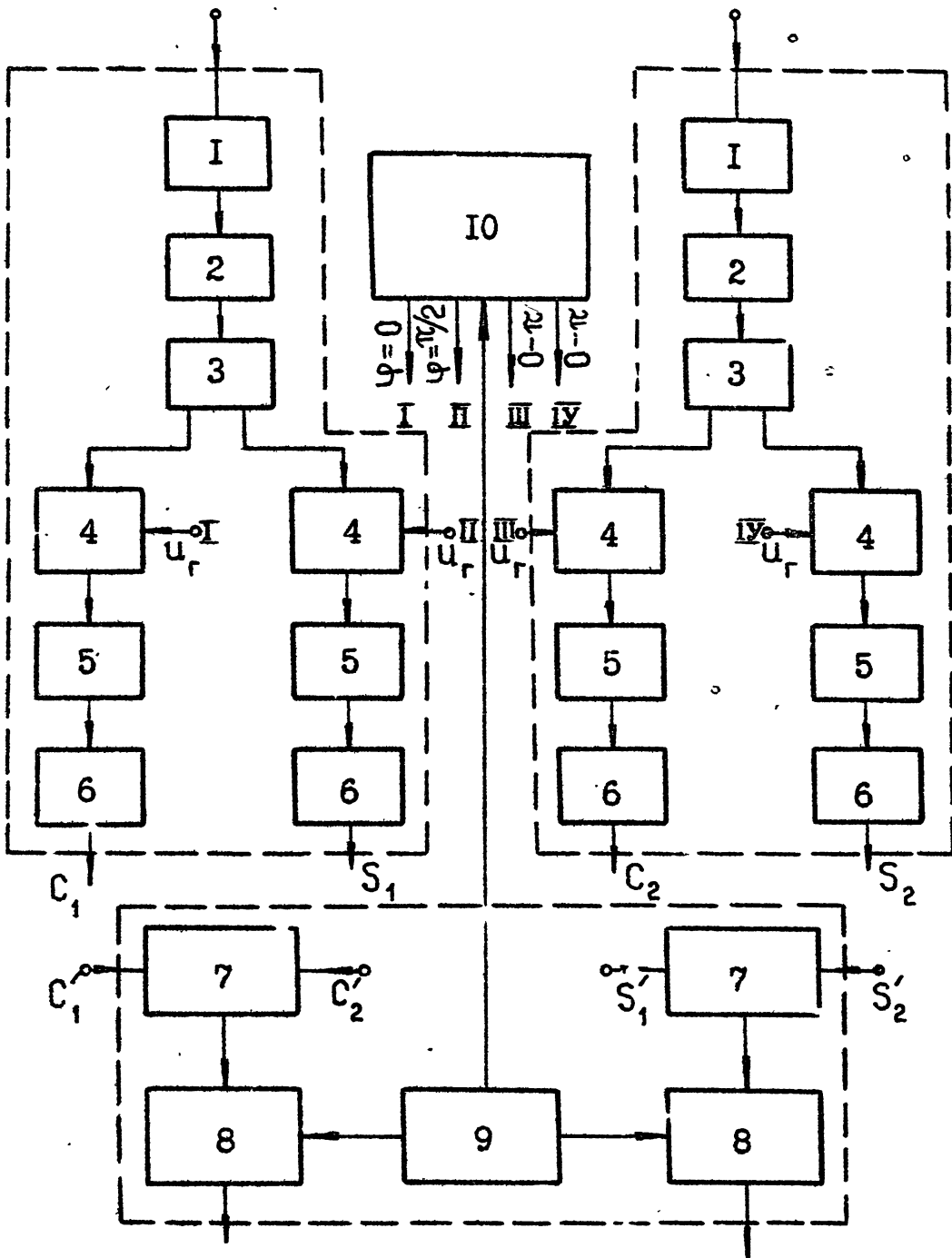


Рис. 6

Блок-схема амплифазометра

1 - аттенюаторы $0 + 30$ дБ, 2 - транзисторные УПЧ $f_{\text{ср}} = 60$ МГц, 3 - разветвители, 4 - смесители, 5 - фильтры нижних частот $0 - 5,5$ МГц, 6 - эмиттерные повторители, 7 - аналоговые перемножители, 8 - гетеродийные фильтры, 9 - генератор опорных сигналов, 10 - кварцевый гетеродий $f_{\text{r}} = 60$ МГц.

росхема 219ПС1А. С целью расширения полосы пропускания выходной цепи смесителя в качестве нагрузки используется низкоомный резистор, а связь с фильтром нижних частот (ФНЧ) осуществляется через эмиттерный повторитель.

Амплитудно-частотная характеристика каналов амплифазометра и, следовательно, всей приемной системы, формируется пятизвенными ФНЧ с характеристическим сопротивлением 1 кОм. Для согласования ФНЧ с блоками задержек в схеме предусмотрены эмиттерные повторители, выходы которых выведены на РЧ-разъемы, расположенные на задней панели амплифазометра. Сквозная АЧХ амплифазометра приведена на рис. 7. Связь смесителей с гетеродином осуществляется согласованными коаксиальными кабелями. Грубая установка необходимых разностей фаз гетеродинных сигналов производится изменением длины этих кабелей (один из кабелей принимается за опорный) по пр 5ору ФК2-12.

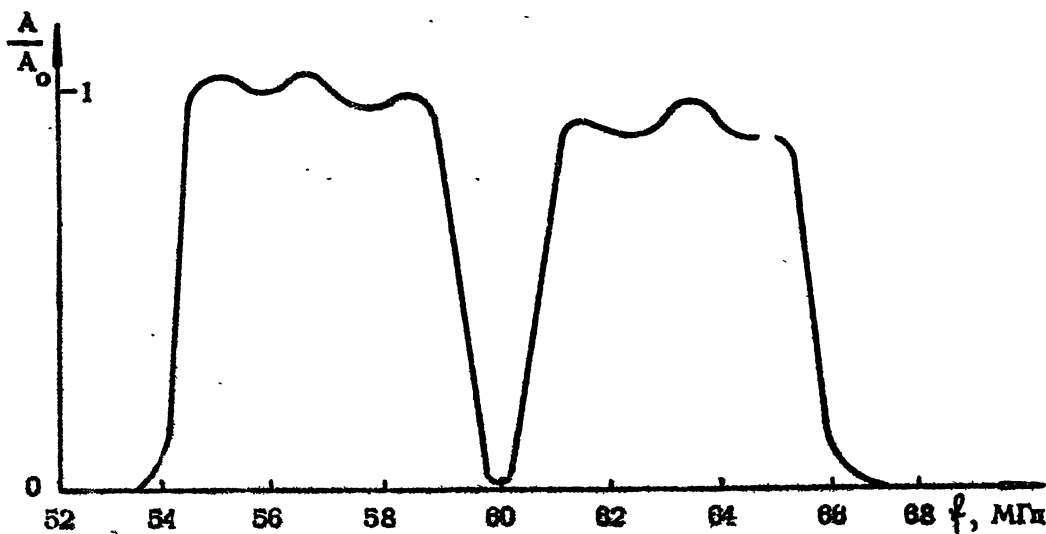


Рис. 7

Амплитудно-частотная характеристика амплифазометра

В качестве гетеродина в амплифазометре используется кварцевый генератор ($f = 5$ МГц) с последующим умножением до 60 МГц, поскольку частота гетеродина должна быть равна эффективному среднему значению полосы пропускания первой ПЧ. Сигнал с выхода умножителя при помощи четырехканального делителя мощности распределяется между смесителями. Делитель мощности выполнен на ферритовых трансформаторах, аналогичных разветвителям в трактах УПЧ.

Как известно, $[6]$, фазовая $0 - \pi$ модуляция необходима для получения полезного сигнала после перемножения на частоте модуляции, что позволяет уйти из области аномальных флюктуаций вблизи нулевых частот. Кроме того, таким способом достигается воз-

возможность использования методов выделения и регистрации сигналов хорошо разработанных для модуляционных радиометров. Известно также, [2], что операцию переключения фазы $0 - \pi$ необходимо производить до двухполосного преобразования сигнала. Подходящим местом для осуществления этой операции в ОП - ДП системе является тракт второго гетеродина. Переключатель фазы напряжения гетеродина выполнен по схеме кольцевого балансного модулятора; симметрирующие трансформаторы изготовлены на ферритовых кольцах 2000 НМ К7×4×2. Исследования модулятора показали, что коэффициент передачи на частоте гетеродина близок к единице ($\sim 0,8$), а паразитная амплитудная модуляция сигнала гетеродина частотой переключения фазы практически отсутствует (напряжение переключения имеет форму меандра с частотой 1 кГц)

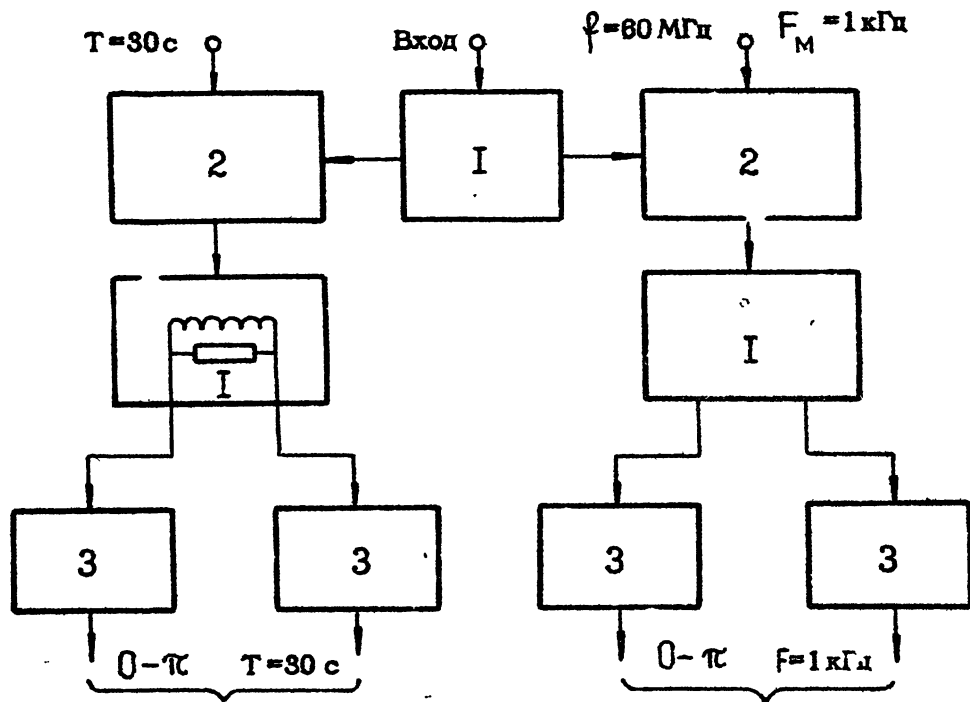


Рис. 8

Блок-схема делителя мощности второго гетеродина.

1 - ферритовые дифференциальные трансформаторы, 2 - кольцевые диодные модуляторы, 3 - усилители мощности и фазовращатели.

Выходные напряжения делителя (рис. 8) усиливаются приблизительно до 1 В аperiodическими усилителями на транзисторах КТ804. Мы предпочли аperiodические усилители резонансным потому, что фазово-частотная характеристика последних более чувствительна к изменениям окружающих условий, а именно температуры, из-за изменения резонансной частоты нагрузки. Оптимальные уровни напряжения гетеродинных сигналов на смесителях ($U_r \approx 200 + 400$ мВ) устанавливаются многооборотными потенциометрами по максимуму коэффициента передачи смесителей. Точная установка фазовых соотношений гетеродинных

сигналов (сдвиг на $\pi/2$ в одном из каналов и нулевые сдвиги в остальных) осуществляются по одному из выходов, принятому за опорный. С этой целью на выходы усилителей, кроме опорного, включены мостовые RC - фазовращатели, обеспечивающие сдвиг фазы порядка 30° без заметного изменения амплитуды выходных сигналов. Погрешность установки фазового сдвига $\pi/2$ менее двух градусов.

Аналоговые перемножители. В амплифазометре используются перемножители, выполненные по принципу, описанному Фрейтером в [7]⁺⁾. Принципиальная схема перемножителей приведена на рис. 9. По существу, это дифференциальный усилитель, выходной сигнал кото-

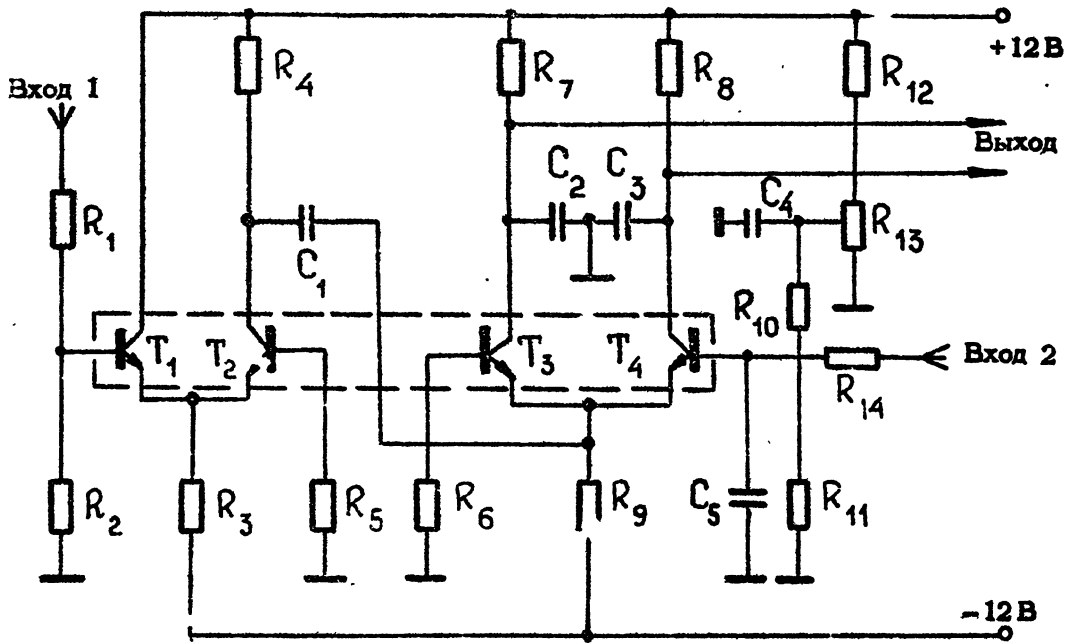


Рис. 9

Принципиальная схема перемножителя

T_1, T_2, T_3, T_4 - транзисторная сборка 217ГН1 + 3

рого пропорционален дифференциальному напряжению между базами и приращению тока эмиттеров транзисторов T_3 и T_4 . Каскад на первой паре транзисторов - согласующий. Один из входных сигналов перемножителя знакопеременный вследствие периодического с частотой 1 кГц переключения фазы сигнала второго гетеродина на π . Поэтому на нагрузке дифференциального каскада (T_3 и T_4), являющейся фильтром нижних частот, выделяется сигнал с частотой 1 кГц и имеющий форму меандра. Амплитуда этого сигнала пропорциональна коррелированным компонентам входных напряжений перемножителя. Параметры нагрузки перемножителя выбраны из условий неискаженной передачи меандра. Для этого оказалось достаточным, чтобы полоса пропускания выходной цепи перемножителей была порядка 13 - 15 кГц.

^{+) См. также [16 - 19].}

Начальная балансировка и множителем производилась по минимуму паразитного сигнала с помощью генератора по блок-схеме, изображенной на рис. 10.

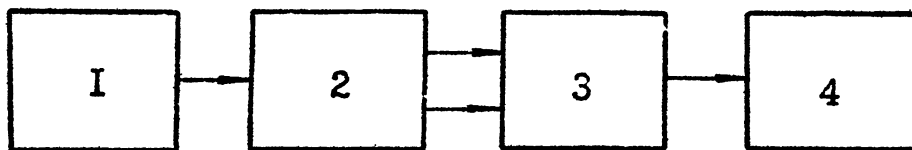


Рис. 10

1 - АМ-генератор (Г4-18), 2 - делитель 3 дБ,
3 - перемножитель, 4 - регистрирующий прибор.

Отношение показаний регистрирующего прибора при полном подключении перемножителя и при подключении только одного из входов определяет уровень преобладания полезного сигнала над сигналами, обусловленным непосредственным детектированием на каждом входе перемножителя.

Полная схема перемножителей включает в себя входные эмиттерные повторители и дифференциальный УНЧ, согласующий симметричный выход перемножающего каскада с несимметричным входом гетеродинного фильтра. Исследования перемножителя проводились по блок-схеме рис. 10 в режиме квадратичного детектирования АМ-сигнала. В результате были получены следующие характеристики: рабочая полоса частот более 5,5 МГц; определяются, в общем, частотными параметрами применяемых транзисторов; точность перемножения 1% при входных сигналах ≤ 6 мВ; динамический диапазон входных сигналов более 35 дБ; уровень паразитного сигнала ниже 20 дБ;

Гетеродинный фильтр (ГФ) имеет два канала выделения и обработки сигналов \sin и \cos на n -множителей с выводом информации в аналоговом виде на самописцы типа КСП-4 и цифровом в двоично-десятичном коде. В качестве преобразователей аналог-код используются цифровые вольтметры типа Ф210-1/1. В гетеродинном фильтре применены предложенный в [8] и получивший широкое распространение в радиоастрономической аппаратуре синхронный интегратор (СИ). СИ по существу является следящим фильтром, частота настройки которого определяется частотой генератора опорного сигнала. Полосы прозрачности такого фильтра при опорном сигнале в форме меандра располагаются на нечетных гармониках опорного сигнала, а полоса пропускания определяется постоянной времени составляющих СИ интегрирующих цепочек. Жесткая привязка фильтра к частоте сигнала и возможность выбора практически любой полосы пропускания и предопределяет преимущества СИ перед традиционными методами фильтрации на фиксированной частоте. Перегрузка шумами последующих кас-

кадов после СИ практически отсутствует. Сохранение гармоник сигнала несколько улучшает отношение сигнал/шум.

На входах каждого канала ГФ включены усилители низкой частоты с коэффициентом передачи порядка 10^3 и полосой пропускания около 20 кГц, выполненные на микросхемах К140УД1А. Синхронный фильтр и синхронный детектор выполнены на интегральных прерывателях К1УТО11Н. К выходным интегрирующим цепочкам синхронных детекторов (постоянные времена $\tau = 0,2; 1; 4$ с) подключены параллельно по два УПТ, образующие аналоговый и цифровой выходы ГФ. Необходимость в применении параллельных УПТ вызвана тем, что аналоговый выход должен иметь схему смещения нулевого уровня, которая исключает параллельную работу аналогового (КСГ-4) и цифрового (Ф210) регистраторов. В процессе измерений используется, в основном, цифровая регистрация. Запись на самописец весьма полезна для мгновенной визуальной оценки регистрируемых сигналов и особенно существенна во время ввода интерферометра в действие. УПТ собраны на микросхемах К140УД1А и К284УД1А (аналоговый и цифровой выходы соответственно). Для расширения динамического диапазона на входах SIN и COS каналов ГФ включены электрически управляемые аттенуаторы 0 + 25 дБ с дискретом в 5 дБ; предусмотрена плавная регулировка усиления в пределах 5 дБ.

Генератор опорной частоты, общий для обоих каналов, выполнен на микросхемах 217 и 218 серий. Он подает напряжение на переключатель фазы второго гетеродина и опорные сигналы на синхронные интеграторы и детекторы обоих каналов, а также стробирующие импульсы на буферные усилители ГФ.

В процессе переключения фазы второго гетеродина из-за конечной крутизны фронтов переключающего сигнала возникает паразитная модуляция собственных шумов приемников (модуляция коэффициента передачи смесителей). Для того, чтобы сделать ГФ нечувствительным к этой модуляции, к СИ и СД подаются импульсы опорного напряжения со скважностью меньше единицы. Это приводит к тому, что электронные ключи СИ и СД замкнуты на время, меньшее полупериода сигнала модуляции. Другими словами, образуется пауза, во время которой СИ и СД имеют нулевой коэффициент передачи.

Блок-схема формирования опорных сигналов приведена на рис. 11, из которой видно, что скважность опорных сигналов, и, значит, и длительность паузы, регулируется синхронно на всех выходах генератора в пределах 0,3 - 1. Короткие стробирующие импульсы с одного из выходов генератора используются для управления транзисторными ключами, шунтирующими тракты сигналов в моменты переключения фазы второго гетеродина.

В цепи сигнала модуляции фазы установлен фазовращатель, обеспечивающий синхронную настройку обоих каналов ГФ на максимум коэффициента передачи. Следует заметить, что только при оптимальной настройке ГФ по фазе моменты переключения фазы сигнала φ_r совпадают с паузами в опорном сигнале. И, наконец, особенностью такой схемы ГФ является нечувствительность к фазовым флуктуациям в каналах УНЧ тем большая, чем меньше

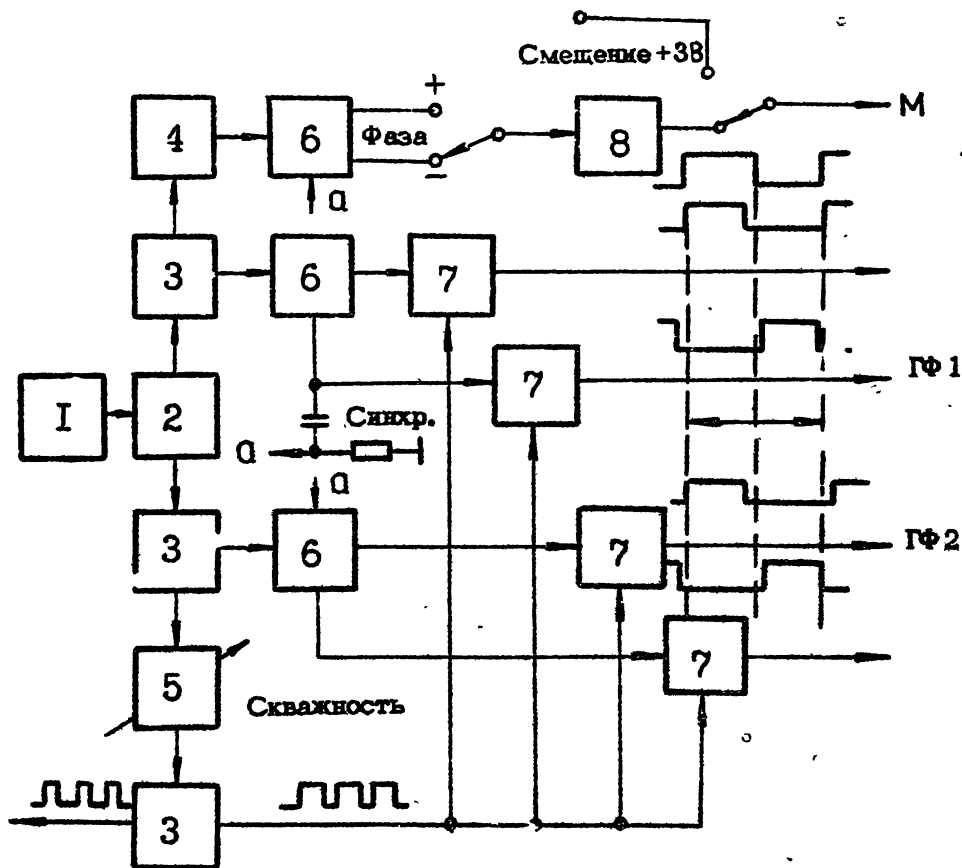


Рис. 11

1 - задающий генератор 4 кГц, 2 - триггер (2 кГц), 3 - фазорасщепитель, 4 - фазовращатель, 5 - ждущий мультивибратор, 6 - триггер (1 кГц), 7 - схема совпадений, 8 - эмиттерный повторитель.

скважность опорных напряжений (в пределах указанных выше изменений скважности 0,8-1). На рис. 12 представлены графики опорных напряжений на СИ и СД и выходного сигнала перемножителя, иллюстрирующие процесс прохождения сигнала до синхронного детектора.

Линии связи антенн с центральным пунктом. При выборе линий связи необходимо учитывать требования по обеспечению фазовой стабильности систем интерферометра и, в частности, неизменности инструментальной разности фаз. Главным источником фазовых флюктуаций являются колебания электрических длин линий связи, как следствие изменений параметров окружающей среды - температуры, влажности, давления. Решению этой задачи посвящен ряд работ (см., например, [8, 10, 11, 12]). Суть мероприятий, направленных на уменьшение флюктуаций электрических длин, сводится к применению качественных линий передачи с малым затуханием и повышенной фазовой стабильностью, размещению трасс в подземных галереях со стабильно^ю окружающей средой или, по крайней мере, в коробах, заполненных пористым материалом и имеющих большую тепловую инерцию. Однако в большинстве случаев

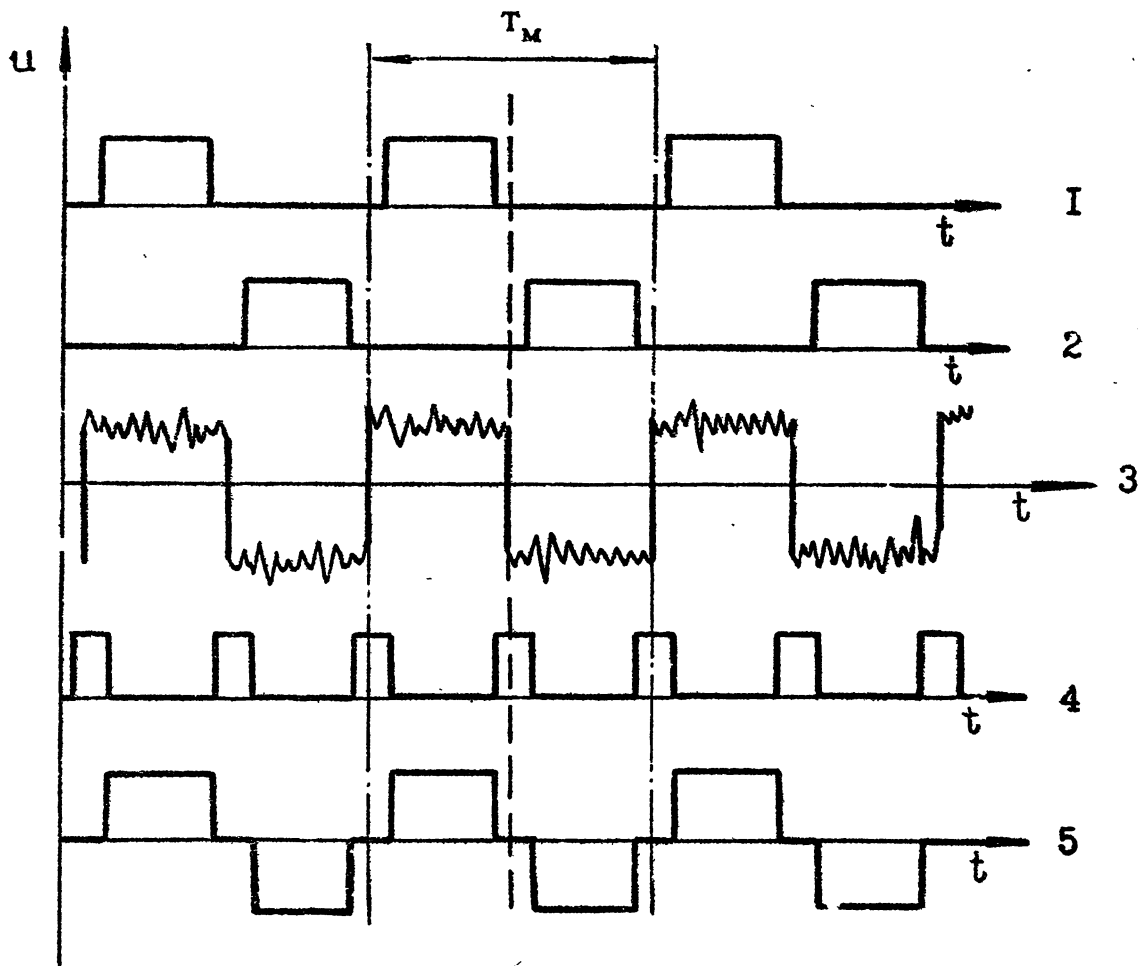


Рис. 12

1, 2 - опорные сигналы на СИ и СД, 3 - выходной сигнал переключателей, 4 - стробирующие импульсы, 5 - выходной сигнал СИ.

этих пассивных мер оказывается недостаточно. Поэтому в интерферометрах и системах апертурного синтеза предусматриваются системы фазового контроля и калибровки (см., например, Вестерборский радиотелескоп апертурного синтеза [9] и [12]). Летом 1978 г. при закладке кабельной трассы нами были проведены исследования характеристик ряда кабелей, в результате которых были определены характерные величины колебаний электрических длин кабелей и скорости этих колебаний [13] ⁺. Измерения проводились с использованием высокостабильного генератора ($\sim 10^{-9}$) на частоте 600 МГц. Одновременно была проверена пригодность схемы калибровки, используемой в [14] , для работы на более высокой частоте. Опытная эксплуатация интерферометра зимой 1979-80 г. показала, что изменения окружаю-

⁺) Кабельная трасса интерферометра в Ст Пустыни включает в себя по три нитки кабелей марки РК 75-17-31, соединяющие антенны с центральным пунктом, и два - марки РКД-2-7/28 без разрыва в центре, используемые для фазовой калибровки. Все кабели заключены в деревянный короб, закрытый сверху водонепроницаемым материалом.

шей температуры на величину $10 - 15^{\circ}\text{C}$ приводят к фазовым флуктуациям порядка $30 + 4$ градусов с характерным временем порядка нескольких часов, что хорошо согласуется с данными [13]. При таких условиях фазовая калибровка интерферометра проводилась нами раз в час. Однако следует подчеркнуть, что в зимний период были дни с практически неизменной температурой, когда флуктуации фазы в линиях составляли единицы градусов и калибровка проводилась гораздо реже. Это обстоятельство еще раз подтвердило необходимость создания более совершенной изоляции трассы от окружающей среды. Работа в этом направлении в настоящее время завершается.

Схема фазовой калибровки. Суть фазовой калибровки заключается в том, что на вход интерферометра подключаются сигналы от калибровочного источника с известной разности фаз. Эти сигналы после прохождения через тракты интерферометра приобретают фазовые набеги, обусловленные как флуктуациям фазочастотных характеристик электронных устройств, так и изменениям электрических длин линий связи. Регистрируя выходные сигналы (реальную мнимую части отклика интерферометра на калибровочный сигнал), можно определить сдвиг фаз в каналах интерферометра. Ряд последовательных калибровок дают кривую изменения разности фаз в каналах интерферометра за время наблюдений. Однако, поскольку калибровочные сигналы вводятся непосредственно в облучатели антенны, а также в связи с возможными изменениями величины базы интерферометра, при встроенном контроле разности фаз может остаться неопределенной некая добавочная разность фаз. Поэтому необходимо периодически производить дополнительную калибровку разности фаз, определяемую в реальных условиях измерений, т.е. по внесемному источнику. Для такой калибровки используется, как правило, точечный источник. Во время измерений зимой 1979-80 г. в качестве такого источника был использован Лебедь-А.

Схема встроенной фазовой калибровки интерферометра в Ст.Пустыня аналогична описанной в [14]. Блок-схема ее представлена на рис. 13. Сигнал от генератора шума при помощи гибридного соединения разветвляется на два направления. Сифазные сигналы с выходов согласованных тройников, расположенных непосредственно на каждой антенне, подаются на входы ВЧ блоков интерферометра. При определении сдвига фаз в каналах интерферометра необходимо для исключения калибровочного кабеля произвести два измерения, направляя калибровочные сигналы на блоки ВЧ последовательно с первой, а затем со второй антенны. Искомая разность фаз определяется как полу-сумма двух последовательных измерений. Необходимо отметить, что при калибровке по шумовому сигналу, при прохождении последнего по калибровочному кабелю, неизбежна раскорреляция сигналов на входах перемножающих устройств. Поэтому в амплифазометре для восстановления когерентности сигналов вводится задержка. Величина этой задержки (τ , следовательно, электрическая длина калибровочного кабеля) определялась по максимуму корреляционной функции при непрерывном изменении задержки от нуля до максимума. Численное значение задержки оказалось равным 580

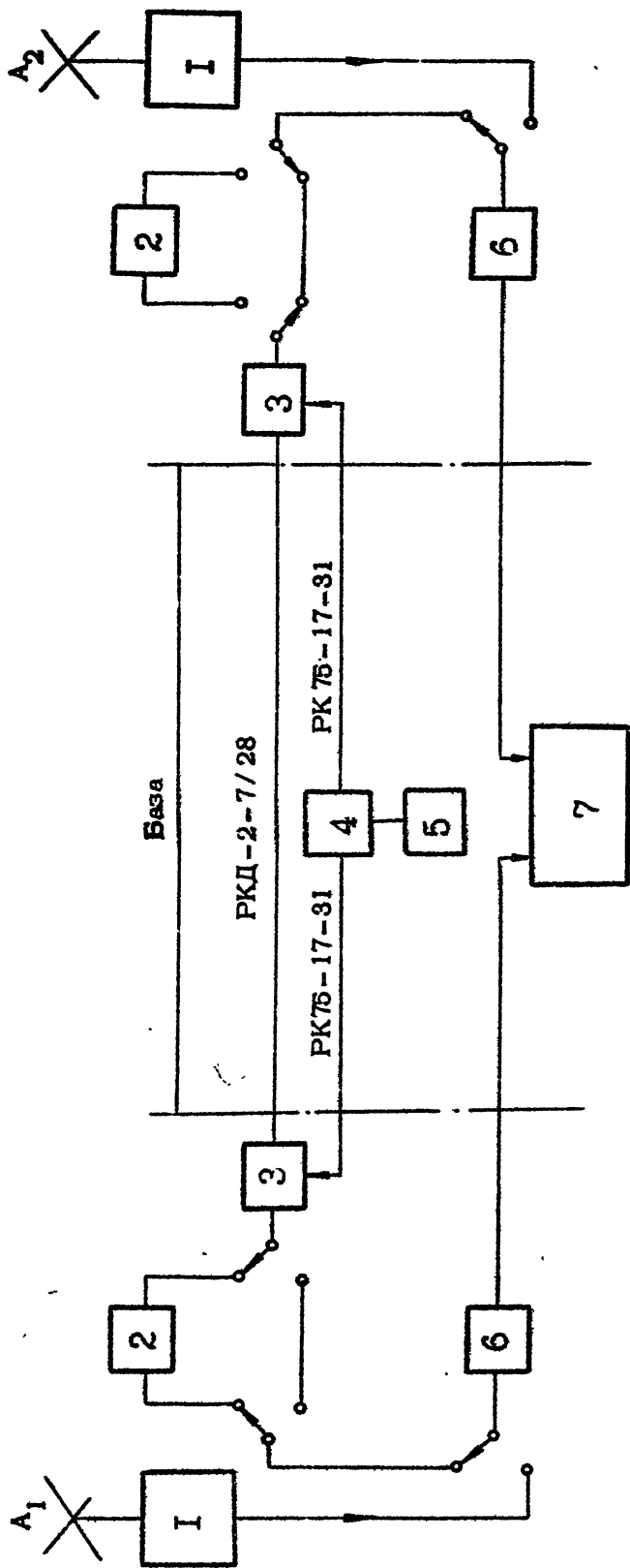


Рис. 13

Блок - схема встроенной фазовой калибровки

1 - переключатель поляризации, 2 - аттенуаторы 18 дБ, 3 - согласованные тройники, 4 - коаксиальный мост, 5 - генератор шума, 6 - блоки высокой частоты, 7 - амплифазометр.

(т.е. больше 417 м из-за калибровочного кабеля).

В схему калибровки кроме элементов коммутации (коаксиальные реле типа РЭР-15) входят аттенуаторы, выравнивающие величины сигналов на входах блоков ВЧ.

Данные калибровок учитываются при обработке результатов измерений. Для сокращения числа калибровок и дополнительных данных, учитываемых при обработке, была бы полезна автоподстройка элементов интерферометра, наиболее подверженных флюктуациям. К таковым относятся линии передачи гетеродинного сигнала. По-видимому, можно воспользоваться рекомендациями, изложенными в [9] и [12] . Однако этот вопрос требует дополнительной проработки.

Линия задержки предназначена для компенсации временного сдвига между трактами интерферометра, возникающего из-за разницы электрических длин. При сопровождении источников разность длин меняется от -420 до $+420$ м, при калибровке фазы она составляет $+580$ м⁺⁾ . Диапазон рабочих частот $0,5 - 5,5$ МГц. Задержка вводится с помощью отрезка кабеля дискретно. Дискрет две метра обеспечивает спадание сигнала из-за раскорреляции меньше $0,7\%$.

Принципиальная схема линии задержки приведена на рис. 14. Введение необходимой задержки осуществляется 20 высокочастотными реле РПВ 2/7, собранными в 10 разрядов. Отрезки кабеля включаются только в один канал линии задержки, другой канал имеет постоянную электрическую длину. Первая пара реле переключает входы линии задержки, тем самым меняя знак задержки. Последующие реле включают в тракт либо секция задержки, либо аттенуаторы с соответствующим затуханием. Затухание второго канала равно затуханию канала задержки 6 дБ. Для компенсации потерь на выходе каждого канала имеются усилители с усилением 16 дБ.

В качестве кабелей задержки используются секции, состоящие из отрезка спирального кабеля РС400-7-12 и двух автотрансформаторов сопротивления 400 Ом / 75 Ом. Спиральный кабель имеет укорочение 30 , это позволило сделать задержки относительно компактными и легкими. Характеристическое сопротивление реле 75 Ом, соединения на плате выполнены титаном 75 -омным кабелем РК-75-1-11. Автотрансформаторы имеют соотношение витков $60/26$. Измерение электрической длины секции и контроль согласования проводились с помощью прибора Х1-19А.

Аттенуаторы собраны по П-образной схеме. Затухание аттенуаторов подбиралось по известному сигналу. Изменения амплитуды при различных комбинациях включенных секций не превышают 3% .

Реле переключаются при подаче напряжения $+27$ В от блока управления задержками через транзисторные ключи. Транзисторы управляются от ЭВМ ДЗ-28 через согласующие ус-

+) См. схему калибровки.

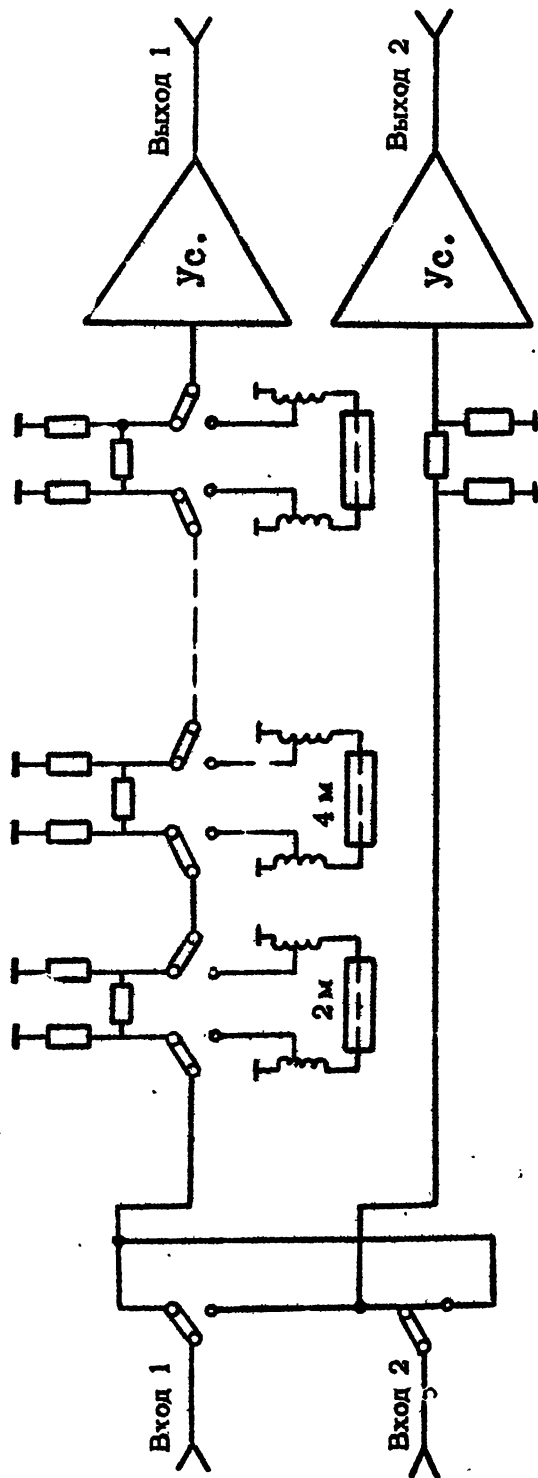


Рис. 14

Схема временной задержки

ройство.

Аппаратура управления и обработки данных. Для целей управления отдельными блоками и обработки данных в интерферометре использовалась ЭКВМ "Электроника-ДЗ-28". Отличительными особенностями данной ЭВМ являются малые габариты, наличие пульта программиста, совмещенного с самой ЭКВМ, развитый набор микропрограмм (~300 различных команд) при объеме памяти 16 кбайт и сравнительно невысокое быстродействие (время выполнения основных команд находится в пределах 0,5 - 20 мс); такое быстродействие, однако, позволяло без особых усилий решать основные задачи по обработке данных и управлению аппаратурой интерферометра в реальном масштабе времени.

Через специальный блок согласования в ЭКВМ вводились в цифровом виде значения времени (в качестве датчика использовался синхронизатор ЧТ-15 и показания обоих каналов приемника (для преобразования аналоговых сигналов в цифровой код использовались цифровые вольтметры типа Ф210); с помощью указанного блока согласования из ЭКВМ по программе мог быть выведен цифровой код на регистр управления релейными переключателями через который производилось управление временными задержками и высокочастотными релейными переключателями, коммутирующими входные цепи интерферометра для целей калибровки.

Для обработки данных измерений в реальном масштабе времени был разработан специальный пакет программ [15]. Основными операциями, реализованными в программах пакета, были следующие: автоматическое введение задержек в соответствии с движением источника, синхронное деактивирование интерференционных лепестков, выполнение различного рода калибровочных операций. Пакет строился таким образом, чтобы экспериментатор с пульта ЭКВМ мог произвольным образом комбинировать программы пакета, реализуя нужную ему методику измерений (режим перехода с источника на источник, введение различных калибровочных поправок и т.д.) так, как это обычно принято в системах, использующих ЭВМ для управления экспериментом (см., например, [27]). В качестве выводного устройства использовалась ЛМ "Консул-260", дополнительно информация могла быть также записана на магнитную ленту МК-60 с помощью накопителя в ЭКВМ, или отперфорирована на 8-дорожечной ленте.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕРФЕРОМЕТРА

Общая погрешность измерений, выполняемых с помощью интерферометра, определяется весьма большим набором факторов. В частности, сюда относятся ошибки, вносимые собственно коррелирующим приемником, в том числе ошибки, связанные с тепловыми флуктуациями выходного сигнала, определяемыми, в основном, собственными шумами УВЧ, и ряд систематических ошибок приемника, погрешности, связанные с неточностями выполнения переключаемых линий задержки, флуктуации общего коэффициента усиления, а также ошибки

измерения фазы, связанные с фазовыми флюктуациями прежде всего в линиях связи интерферометра. Поскольку в принципе эти флюктуации должны отслеживаться системой калибровки, то в общую погрешность интерферометра войдут также ошибки измерения разности фаз с помощью схемы калибровки. Ниже будут рассмотрены указанные источники погрешностей.

3.1. Исследование точностных характеристик корреляционного приемника и коррекция некоторых систематических ошибок.

Погрешности корреляционного приемника можно характеризовать следующими параметрами: Δ_s, Δ_c - постоянные добавки к сигналам на выходе косинусного и синусного каналов (аддитивные составляющие погрешности), $(1+\alpha)$ - отношения коэффициентов передач косинусного и синусного каналов, χ [рад] - неортогональность каналов (сдвиг фаз между косинусным и синусным сигналами составляет $90^\circ - \chi$); α, χ , очевидно, относятся к мультипликативным ошибкам измерений. При малых $\Delta_s, \Delta_c, \alpha, \chi$ эти параметры можно связать с относительной погрешностью определения амплитуды δA и фазы $\delta \Phi$ следующим образом:

$$\delta A \approx \cos \Phi a_c + \sin \Phi a_s + \sin^2 \Phi \alpha + \sin \Phi \cos \Phi \chi,$$

$$\delta \Phi \text{ [рад]} \approx \cos \Phi a_s - \sin \Phi a_c + \sin \Phi \cos \Phi \alpha + \cos^2 \Phi \chi,$$

где Φ - фаза измеряемой функции корреляции,
 A - амплитуда функции корреляции.

$$a_{c,s} = \Delta_{c,s} / A,$$

Рассмотрим вначале аддитивные погрешности. Сюда относятся тепловые шумы, а также некоторые достаточно медленно меняющиеся "паразитные" добавки, например сдвиг фазы заводки, погрешности определения постоянного смещения в выходных каскадах - усилителях постоянного тока и пр. Тепловые шумы в принципе могут быть скомпенсированы только за счет длительного усреднения, а "паразитные" добавки могут быть непосредственно измерены как показания синусного и косинусного каналов в отсутствие сигнала (и шумов), и затем скомпенсированы, например, при обработке сигнала в ЭВМ. При такой процедуре возникает вопрос о стабильности указанных "паразитных" составляющих во времени.

Серия наблюдений в течение примерно 2 часов показала, что уходы "паразитных" составляющих имеют, в основном, линейный характер и находятся в пределах 1-2 мВ/час. По скорости ухода может быть оценено максимальное время накопления сигнала; дисперсия шумов после усреднения σ_n^2 / T (σ_n^2 - исходная дисперсия шумов, T - постоянная времени, T - время усреднения) должна по порядку быть равна величине $(\nu T)^2$, где ν - скорость изменения постоянной составляющей, откуда

$$T \approx \sqrt[3]{\frac{\sigma_n^2 \tau}{v^2}}$$

В рассматриваемом случае для $\sigma_n \approx 8$ мВ, $\tau = 0,4$ с, T составляло 30–40 с. В рассмотренной процедуре измерения и последующей компенсации "паразитных" составляющих не учитывался вклад от коррелированной составляющей шумов УВЧ, возможно имеющей место на практике. Отладка ее вызывает существенные практические трудности и пока не проводится.

Выравнивание коэффициентов передачи синусного и косинусного каналов проводилось с использованием контроллера. В режиме "калибровка" на корреляционный приемник подавался сигнал от источника шума, замерялся выход косинусного канала C , а затем, после введения фазового сдвига 90° , — выход синусного канала. Тогда

$$1 + \alpha = C/S$$

с погрешностью порядка 1%. Эти ошибки затем корректировались в ЭВМ (показания одного из каналов умножались на измеренную величину $1 + \alpha$).

Неортогональность каналов корреляционного приемника проверялась по линии переменной длины, включенной в цепь 1-го гетеродина и служившей, по существу, эталонным фазовращателем⁺⁾ . При этом последовательно фиксировались значения сигналов косинусного и синусного каналов при изменении длины линии на $n \Delta l$, $n = 0, 1, \dots, \Delta l = 10$ мм, что соответствует дискрету фазы 14,4 градуса. Методом наименьших квадратов определялись начальные фазы отрезков синусовид, "вырисовываемых" в синусном и косинусном каналах; разность начальных фаз и составляла величину фазового сдвига между каналами. По данным этих измерений величина χ не превышала 2° (0,035 рад). В принципе, по результатам описанных измерений неортогональность каналов могла быть скорректирована при обработке сигнала в ЭВМ, однако практически это не делалось.

К другого сорта неточностям, связанным с корреляционным приемником, относились погрешности, вносимые переключаемыми задержками. Из-за неточности компенсации включаемых ступеней и изменения при переключении ступеней разности фазочастотных характеристик задержек в синусном и косинусном каналах могли меняться величины α и χ . Полное выявление этих факторов могло быть сделано путем подачи на вход корреляционного приемника синусоидального сигнала частоты f и регистрации косинусного и синусного вы-

⁺⁾ Погрешность изменения длины линии составляла примерно 0,2 мм, что при $\lambda = 50$ см соответствовало фазовой ошибке 0,15 градуса.

ходных сигналов $C(f, l_3)$, $S(f, l_3)$, как функций частоты подаваемого сигнала f ($f_0 - \frac{\Delta f}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{\Delta f}{2}$, где Δf - полоса приемника, f_0 - центральная частота) и величины задержки l_3 , а затем последующего синтеза амплитудно- и фазочастотных характеристик приемника в ЭВМ. Ввиду технической сложности такого эксперимента он, однако, не проводился и тестирование здесь было ограничено проверкой точности компенсации ослабления при переключении задержек.

Точность компенсации оказалась не хуже 3%.

3.2. Измерение стабильности облого коэффициента усиления.

Последовательно вначале на вход первого, а затем второго УВЧ подавались сигналы от двух "эталонов" шума: прибора Г2-32 и шумовой трубки прибора П5-9. Фиксировались временные изменения показаний корреляционного приемника, включенного через контроллер в режиме "калибровка" на первый, либо второй УВЧ. Изменения коэффициента усиления за время ~ 6 часов не превышали + 4%, отношение температур обоих эталонов при этом менялось не более чем на + 1%.

3.3. Исследование точностных характеристик схемы калибровки.

Исследование точности измерения разности фаз с помощью схемы калибровки проводилось следующим образом: между входами схемы включалась кабельная линия длиной примерно 400 м, к выходам схемы подключался амплифазометр ФК2-12; источником сигнала служил генератор синусоидальных сигналов, частота которого дискретно менялась в полосе порядка 15 МГц около рабочей частоты интерферометра; для точного измерения значения частоты в схему включался частотомер ЧЗ-39. Путем измерений фазового набега в кабеле для разных частот f_n согласно методике, описанной в разд. 2, была получена следующая зависимость фазы Φ от частоты f_n :

$$\Phi(f_n) = \Phi_0 + K f_n + \Delta\Phi(f_n),$$

где $K f_n$ - линейно меняющееся с частотой слагаемое, $\Delta\Phi(f_n)$ - разброс экспериментальных значений. Как показали измерения, $|\Delta\Phi(f_n)| \leq 5^\circ$. Эта величина была принята за верхнюю границу ошибки схемы калибровки.

При работе аппаратуры в составе интерферометра, были произведены дополнительные измерения: с помощью линии переменной длины менялась фаза 1-го гетеродина; это изменение фиксировалось системой калибровки: разность между результатами измерений, полученных с помощью схемы калибровки, и фазовыми набегам, вычисленными по известному

+) В эту величину вошла также погрешность самого амплифазометра, паспортная точность которого не хуже 3° .

изменению длины линии, не превышали $0,5^\circ$.

Реальная точность схемы калибровки, по-видимому, находится где-то между двумя указанными значениями 5° и $0,5^\circ$ и ориентировочно составляет $2 - 3^\circ$.

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ БАЗОВОГО РАССТОЯНИЯ ДВУХЭЛЕМЕНТНОГО ИНТЕРФЕРОМЕТРА ПО ИЗЛУЧЕНИЮ ВНЕЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ

Определение параметров базы интерферометра — ее величины и ориентации в пространстве, задаваемыми в нашем случае тремя проекциями в декартовой системе координат, и контроль их при широтных радиоастрономических наблюдениях являются одними из важнейших задач, решаемых в процессе работы систем апертурного синтеза. Как следует из анализа основного фазового уравнения (см. ниже), ошибки определения проекций базы, а также разности фаз канализирующих трактов интерферометра $\varphi_{\text{инт}}$, непосредственно входят, например, ошибки определения координат источника излучения при решении такой задачи, или же влияют на качество изображения источника при синтезе апертуры. Поэтому во всех известных системах апертурного синтеза калибровке кабельных линий и базовых расстояний между антеннами придается первостепенное значение, причем первый вопрос достаточно подробно рассмотрен в соответствующих научных изданиях (разработаны многочисленные системы компенсации набега фазы и способы калибровки линий), в то время как методы точного определения базовых расстояний в научной литературе практически не описаны, а лишь упоминаются.

В основном применяются два способа контроля базовых расстояний — традиционный геодезический и радиоастрономический (по излучению дискретных внеземных источников). По данным Вестерборской группы исследователей [9] геодезический метод определения расстояний между реперными точками на поверхности Земли при базах порядка нескольких сотен метров дает такую же точность, как и радиоастрономический метод. Однако геодезические методы требуют длительных и сложных измерений, при которых не всегда возможно сопоставить положение реперных точек с истинными фазовыми центрами антенн, и поэтому чаще всего служат для вспомогательных целей, например для исключения грубых ошибок при первоначальном задании параметров базы, а также при выполнении специальных измерений, когда сравнение результатов, полученных двумя или несколькими независимыми способами, служит для выявления ошибок каких-либо величин, например географической широты места.

Основным условием, определяющим способ измерения базы, очевидно, можно считать ее постоянство в течение определенного интервала времени, которое зависит, главным образом, от конструктивных особенностей антенн, способности их сохранять свои характеристики под влиянием тепловых и механических воздействий. Нендентичность зеркал, систем облучения или части антенных трактов, не захватываемых системой калибровки, а также некие другие факторы, при различных внешних условиях могут приводить к дополнительным

переменной во времени разности фаз $\varphi_{\text{инт}}$, входящей в общую разность длин канализирующих трактов, но обычно не учитываемой при калибровке. Эту величину $\varphi_{\text{инт}}$ будем считать неизвестной, и в дальнейшем под параметрами интерферометра будем понимать четыре величины: три проекции базы и $\varphi_{\text{инт}}$. Грубо можно выделить следующие временные интервалы изменения этих параметров – сезонные, суточные и кратковременные, вызываемые резкими перепадами температур или поворотах антенн. При разработке некоторых радиоастрономических методов определения параметров базы, приведенных ниже, рассматривалась возможность применения их для выявления всех трех периодичностей в изменении базы, оцен велась эффективность для каждого случая ⁺⁾ .

4.1. Общий анализ фазовой кривой источника.

Основным уравнением для вычисления неизвестных параметров базы при интерферометрических измерениях является уравнение для разности фаз сигналов от двух антенн до приемника.

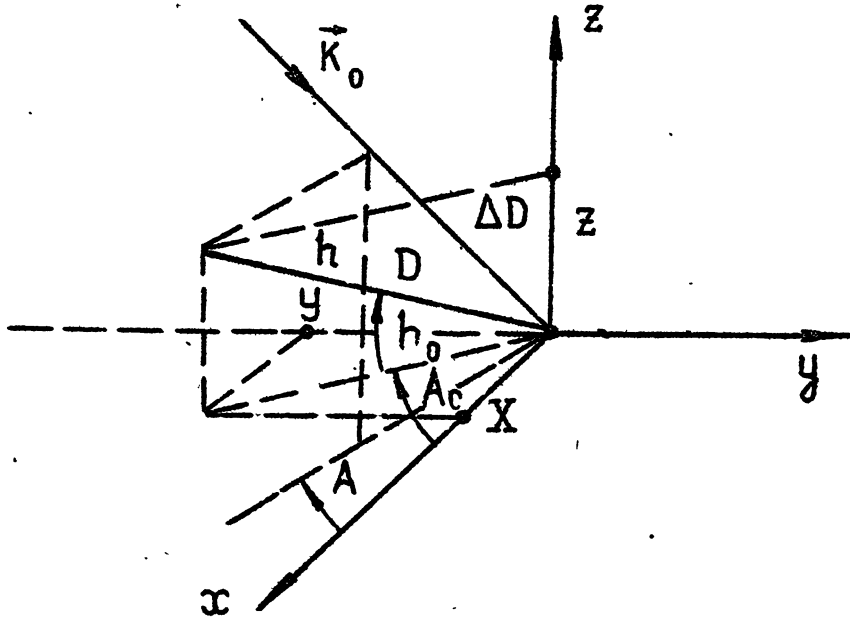


Рис. 15

Введем горизонтальную систему координат с началом в восточной точке базы (рис. 15) осью Z , направленной в зенит, осью X – на юг, осью Y – на восток; координаты точек будут определяться азимутом A , отсчитываемым от направления на юг, и высотой h над горизонтом. Горизонтальная система координат (A, h) связана с экваториальной систе-

⁺⁾ Очевидно, что геодезические методы контроля параметров базы более эффективны для выявления сезонных изменений проекций базы, и, по-видимому, неприменимы для определения $\varphi_{\text{инт}}$.

мой, в которой обычно задаются координаты внеземных источников, следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \cos h \sin A &= \cos \delta \sin t, \\ \sin h &= \sin \delta \sin \varphi + \cos \delta \cos \varphi \cos t, \\ \cos h \cos A &= -\sin \delta \cos \varphi + \cos \delta \sin \varphi \cos t, \end{aligned} \quad (8)$$

где δ - склонение, t - часовой угол источника, равный разности звездного времени S и прямого восхождения α , φ - широта места расположения инструмента. Разность хода лучей ΔD до антенн интерферометра равна

$$\begin{aligned} \Delta D &= L \sin \delta + M \cos \delta \cos t + N \cos \delta \sin t, \\ L &= Z \sin \varphi - X \cos \varphi, \\ M &= Z \cos \varphi + X \sin \varphi, \\ N &= Y, \end{aligned} \quad (9)$$

X, Y, Z - проекции базы D на оси координат (x, y, z) . Общую разность фаз сигналов можно записать как

$$\Phi = \Phi_{\text{ИНТ}} + K_0 \Delta D(\delta, t, X, Y, Z), \quad (10)$$

где $K_0 = 2\pi/\lambda$, λ - длина волны, $\Phi_{\text{ИНТ}}$ - разность электрических длин двух трактов интерферометра от антенн до перемножителя. Обычно при использовании метода апертурного синтеза определяется величина

$$\Phi = \Phi_{\text{ИНТ}} - \Phi_K + K_0 \Delta D - K_0 \Delta D_p, \quad (11)$$

ΔD_p рассчитывается для определенного момента времени из соотношения (9) при заданных X_0, Y_0, Z_0 , широте φ и координатах источника δ и α ; Φ_K - разность фаз канализирующих трактов, определяемая системой алибровки. Обозначая $\varphi_{\text{ИНТ}j} = \Phi_{\text{ИНТ}} - \Phi_K$, $\Delta X = X - X_0$, $\Delta Y = Y - Y_0$, $\Delta Z = Z - Z_0$, полагая, что разность фаз, измеряемая по источнику со склонением δ_j в момент t_j , равна

$$\varphi_{ij} = \varphi_{\text{ИНТ}} + K_0 \left[\Delta L \sin \delta_j + \Delta M \cos \delta_j \cos t_j + \Delta N \cos \delta_j \sin t_j \right] \quad (12)$$

$$\varphi_{ij} = (\varphi_{\text{инт}} + k_0 \Delta L \sin \delta_j) + k_0 \cos \delta_j \sqrt{\Delta M^2 + \Delta N^2} \sin \left(t_i + \arctg \frac{\Delta M}{\Delta N} \right), \quad (12')$$

т.е. имеем уравнение с четырьмя неизвестными, переход от $\Delta L, \Delta M, \Delta N$ к $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$ можно сделать, используя соотношения (9).

Проанализируем выражение (12'). Легко заметить, что зависимость φ_{ij} от часового угла источника при наблюдении его в течение суток представляет собой отрезок синусоиды "длиной" в один период. Амплитуда ее и сдвиг относительно начала координат $t = 0, \varphi_{ij} = 0$ зависит от ошибок задания параметров базы. Наблюдая один источник в течение полусуток, по изменению фазовой кривой можно определить компоненту базы восток-запад ($N = Y$) и величины ΔM и $(\varphi_{\text{инт}} + k_0 \Delta L \sin \delta)$. Особенно наглядно это видно, если строить зависимость $\varphi(t)$ симметрично относительно момента кульминации источника ($t = 0$) и по оси абсцисс откладывать значения $\sin t$, а не t . Тогда компонента $\Delta N \cos \delta$ определит линейный набег фазы, $\Delta M \cos \delta$ — квадратичный (функция $\sqrt{1-x^2}$), $(\varphi_{\text{инт}} + k_0 \Delta L \sin \delta)$ — общий сдвиг кривой по оси ординат.

Чтобы разделить неизвестные ΔL и $\varphi_{\text{инт}}$ требуются наблюдения, по меньшей мере, еще одного источника со склонением δ , как можно больше отличающимся от склонения первого источника.

Таким образом, естественный путь выявления грубых ошибок в задании базы — это длительные непрерывные измерения фазы^{*)} по одному источнику. При этом ясно, что интервал между двумя соседними отсчетами должен быть таким, чтобы изменение фазы не превысило 2π . Фактически, первые же результаты наблюдения фазового хода источника дают достаточно полную информацию о величине ошибок в расчетной базе. Точные данные за полный ($t \in -5^h + 6^h$) цикл наблюдения можно получить, аппроксимируя полученную зависимость хода фазы от t , функцией

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_1 \cos t + \Phi_2 \sin t$$

по методу наименьших квадратов. Очевидно, что точность данной аппроксимации будет зависеть от числа измеренных точек, и, следовательно, при данном методе выявления ошибок базы желательно проводить полный цикл измерений с максимально возможным числом выборок. Как показала практика, при чувствительности интерферометра, позволяющей достаточно точно определять фазу только при накоплении сигнала в течение 10-15 минут, за час мож-

^{*)} Речь идет, разумеется, о разности фаз сигналов, поступающих в антенны интерферометра, однако в дальнейшем будем говорить об этой разности, как о фазе.

но провести запись одной точки фазовых кривых двух-трех источников (с учетом всех необходимых калибровок), за полусуточный цикл получить 12-13 значений фазы по каждому источнику, и, следовательно, задача нахождения параметров базы решается полностью и с высокой степенью точности. При этом, однако, невозможно проведение в это время каких-либо других наблюдений и исследований. Кроме того, при таком количестве данных возможно применение других методов вычислений, не требующих столь громоздких расчетных формул, как при аппроксимации сложными функциями по методу наименьших квадратов. Отсюда можно заключить следующее:

а) данный способ наиболее эффективен в начальных измерениях при вводе в действие интерферометрической системы, особенно, когда параметры базы заданы с большими ошибками ($\geq \lambda$), оценка величины и знака ошибок может проводиться при кратковременных наблюдениях;

б) оценка грубых ошибок в задании базы может быть проведена только по одному источнику, что особенно важно при малой чувствительности интерферометра;

в) при грубом задании первоначальных параметров базы для выявления ошибок ($\geq \lambda$) возможны наблюдения не только точечных, но и источников со сложной структурой; заметим, что практически все наиболее мощные радионисточники имеют сложную структуру, исключающую их применение для прецизионных измерений параметров базы из-за наличия дополнительного фазового хода.

4.2. Определение параметров базы из уравнений методом наименьших квадратов.

Как отмечено выше, выражение (12) есть линейное уравнение с четырьмя неизвестными, получаемое при измерении фазы по источнику со склонением δ_j в момент t_i . Чтобы определить все неизвестные, требуется провести не менее четырех замеров по двум или нескольким источникам при различных часовых углах и решить систему линейных уравнений

$$\varphi_{ij} = \varphi_{\text{инт}} + k_0 \Delta X (\cos \delta_j \sin \varphi \cos t_i - \sin \delta_j \cos \varphi) + k_0 \Delta Y \cos \delta_j \sin t_i + k_0 \Delta Z (\sin \delta_j \sin \varphi + \cos \delta_j \cos \varphi \cos t_i), \quad (1)$$

$$i = 1 \div n, \quad n \geq 4; \quad j = 1 \div p, \quad p \geq 2.$$

Такой способ нахождения параметров базы интерферометра наиболее прост и быстр, поскольку любой источник может быть использован для наблюдений при любом его положении над горизонтом. Судя по данным в зарубежной литературе (например, [20]), этот метод является основным методом калибровки базы при работе крупных систем апертурного синтеза. Тем не менее очевидно следующее:

а) точность определения неизвестных будет невысока при числе замеров (уравнений)

примерно равным порядку системы уравнений m (числу неизвестных);

б) погрешность определения неизвестных пропорциональна погрешности измерения фазы, которая в свою очередь, зависит от интенсивности источника;

в) наблюдение нескольких источников необходимой интенсивности за короткий промежуток времени может оказаться или затруднительным, или вообще невозможным. Поэтому при измерениях параметров базы данным способом целесообразно длительное накопление калибровочных замеров фазы по нескольким точечным источникам в процессе ведущихся радиоастрономических исследований и обработка полученных данных методом наименьших квадратов (поскольку число уравнений существенно больше числа неизвестных).

Определение неизвестных из уравнений методом наименьших квадратов хорошо известно и описано в соответствующей литературе (здесь мы пользуемся терминологией и обозначениями из [21]). Далее кратко изложены основные положения и приведены формулы для обработки результатов измерений.

Пусть дана система линейных условных уравнений с m неизвестными ($m = 4$), число уравнений $n > m$. Коэффициенты при неизвестных a, b, c, d считаем заданными без случайных ошибок, числа $\varphi_k = \varphi_{ij}$ содержат случайные ошибки. Данная система по условию минимума суммы квадратов невязок приводится к системе нормальных уравнений

$$\begin{aligned} [aa] \varphi_{\text{инт}} + [ab] \Delta X + [ac] \Delta Y + [ad] \Delta Z + [a\varphi] &= 0, \\ [ba] \varphi_{\text{инт}} + [bb] \Delta X + [bc] \Delta Y + [bd] \Delta Z + [b\varphi] &= 0, \\ [ca] \varphi_{\text{инт}} + [cb] \Delta X + [cc] \Delta Y + [cd] \Delta Z + [c\varphi] &= 0, \\ [da] \varphi_{\text{инт}} + [db] \Delta X + [dc] \Delta Y + [dd] \Delta Z + [d\varphi] &= 0 \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$[aa] = \sum_{k=1}^n a_k^2, \quad [ab] = \sum_{k=1}^n a_k b_k, \quad [a\varphi] = \sum_{k=1}^n a_k \varphi_k \quad \text{и т.д.}$$

1. Если условные уравнения неравноточны и известны их веса: $\rho_k = \sigma_0^2 / \sigma_k^2$, то по общему правилу приведения их к равноточным получим систему условных уравнений вида

$$a_k \sqrt{\rho_k} \varphi_{\text{инт}} + b_k \sqrt{\rho_k} \Delta X + c_k \sqrt{\rho_k} \Delta Y + d_k \sqrt{\rho_k} \Delta Z + \varphi_k \sqrt{\rho_k} = 0, \quad (15)$$

а в системе нормальных уравнений (14) коэффициенты примут вид:

$$[raa] = \sum_{k=1}^n \rho_k a_k^2, \quad [rab] = \sum_{k=1}^n \rho_k a_k b_k \quad \text{и т.д.} \quad (16)$$

Решение системы (14) с помощью определителей запишется как

$$\overline{\Delta X} = \frac{D_x}{D}, \quad \overline{\Delta Y} = \frac{D_y}{D}, \quad \overline{\Delta Z} = \frac{D_z}{D}, \quad \overline{\varphi}_{\text{инт}} = \frac{D_\varphi}{D}. \quad (17)$$

Дисперсии каждой из полученных величин будут равны

$$\sigma_x^2 = \frac{D_{22}}{D} \sigma_0^2, \quad \sigma_y^2 = \frac{D_{33}}{D} \sigma_0^2, \quad \sigma_z^2 = \frac{D_{44}}{D} \sigma_0^2, \quad \sigma_\varphi^2 = \frac{D_{11}}{D} \sigma_0^2, \quad (18)$$

где $D_{пп}$ - миноры соответствующего элемента определителя системы уравнений (14), σ_0^2 дисперсия одного условного уравнения с весом единица, т.е. в нашем случае, дисперсия фазы наиболее мощного источника из группы источников, по которым ведется измерение параметров базы (более подробно см. п. 4.5.).

3. Если определить веса условных уравнений затруднительно, то решение проводится следующим образом: ищется решение в виде (17) системы (14), далее веса неизвестных находятся из соотношений

$$P_\varphi = \frac{D}{D_{11}}, \quad P_x = \frac{D}{D_{22}}, \quad P_y = \frac{D}{D_{33}}, \quad P_z = \frac{D}{D_{44}}. \quad (19)$$

Наиболее вероятное значение средней квадратичной ошибки на единицу веса будет равно

$$\sigma_0^2 = \frac{\bar{S}}{n-m}, \quad \bar{S} = \overline{\Delta X} [b\varphi] + \overline{\Delta Y} [c\varphi] + \overline{\Delta Z} [d\varphi] + \overline{\varphi}_{\text{инт}} [a\varphi] + [\varphi\varphi], \quad (20)$$

а дисперсии неизвестных

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{\sigma_0^2}{P_\varphi}, \quad \sigma_x^2 = \frac{\sigma_0^2}{P_x}, \quad \sigma_y^2 = \frac{\sigma_0^2}{P_y}, \quad \sigma_z^2 = \frac{\sigma_0^2}{P_z}. \quad (21)$$

Приводимые оценки погрешностей измерений правильны, если число условных уравнений не мало (≥ 20). При малом числе измерений точность существенно ухудшается, оценки делаются по распределению Стьюдента, т.е. быстрота получения параметров базы достигается за счет ухудшения точности. Отметим, что решение системы уравнений 4-го порядка в аналитическом виде громоздко и неудобно для анализа погрешностей результатов в зависимости от выбора источников, т.е. от их склонений, часовых углов, при которых проводятся замеры, соотношений интенсивности в группе калибровочных источников и т.д. В то же время можно понизить порядок системы линейных уравнений на единицу, если проводить измерения фазы в точках расположения источника, симметричных относительно момента его кульминации, как это делается, например в [20].

4.3. Определение параметров базы решением системы линейных уравнений.

Анализируя выражение (12), легко заметить, что комбинируя два замера, проведенные в моменты $(-t, +t)$, симметричные относительно меридиана (кульминации источника $t=0$) получим соотношение, содержащее только одну неизвестную компоненту базы Восток-Запад:

$$\Delta y = \frac{\varphi_+ - \varphi_-}{4\pi \cos \delta \sin t} = \frac{\Delta \varphi_\pm}{4\pi \cos \delta \sin t}, \quad (22)$$

где φ_{\pm} - измеренные значения фазы в момент $\pm t$. Чтобы получить остальные параметры, используя только два источника, необходимо измерить разность фаз сигналов одного источника в моменты $-t^{(1)}, 0, +t^{(1)}$; второго в моменты $\pm t^{(2)}$.

Система уравнений примет вид $(K_0 \Delta X \rightarrow X)$.

$$\begin{aligned} \varphi_0^{(1)} &= \varphi_{\text{ИИТ}} + X \cos(\delta_1 + \varphi) + Z \sin(\delta_1 + \varphi), \\ \varphi_+^{(1)} &= \varphi_{\text{ИИТ}} + X(\cos \delta_1 \sin \varphi \cos t_1 - \sin \delta_1 \cos \varphi) + Y \cos \delta_1 \sin t_1 + \\ &\quad + Z(\sin \delta_1 \sin \varphi + \cos \delta_1 \cos \varphi \cos t_1), \\ \varphi_-^{(1)} &= \varphi_{\text{ИИТ}} + X(\cos \delta_1 \sin \varphi \cos t_1 - \sin \delta_1 \cos \varphi) - Y \cos \delta_1 \sin t_1 + \\ &\quad + Z(\sin \delta_1 \sin \varphi + \cos \delta_1 \cos \varphi \cos t_1), \\ \varphi_+^{(2)} &= \varphi_{\text{ИИТ}} + X(\cos \delta_2 \sin \varphi \cos t_2 - \sin \delta_2 \cos \varphi) + Y \cos \delta_2 \sin t_2 + \\ &\quad + Z(\sin \delta_2 \sin \varphi + \cos \delta_2 \cos \varphi \cos t_2), \\ \varphi_-^{(2)} &= \varphi_{\text{ИИТ}} + X(\cos \delta_2 \sin \varphi \cos t_2 - \sin \delta_2 \cos \varphi) - Y \cos \delta_2 \sin t_2 + \\ &\quad + Z(\sin \delta_2 \sin \varphi + \cos \delta_2 \cos \varphi \cos t_2). \end{aligned} \quad (23)$$

Взяв сумму и разность второго и третьего, четвертого и пятого уравнений системы, получим Y - компоненту по каждому из двух источников и систему третьего порядка с тремя неизвестными. Ее решение:

$$\begin{aligned} X &= \varphi_0^{(1)} \frac{\sinh h_1 - \sinh h_2}{\cos \delta_1 (1 - \cos t_1) (\sin \delta_1 - \sin \delta_2)} + \frac{\varphi_+^{(1)} + \varphi_-^{(1)}}{2} \frac{\cos(\varphi - \delta_1) - \sinh h_2}{\cos \delta_1 (1 - \cos t_1) (\sin \delta_1 - \sin \delta_2)} + \\ &\quad - \frac{\varphi_+^{(2)} + \varphi_-^{(2)}}{2} \frac{\cos \varphi}{\sin \delta_1 - \sin \delta_2}, \\ Z &= \varphi_0^{(1)} \frac{\cosh h_2 \cos A_2 - \cosh h_1 \cos A_1}{\cos \delta_1 (1 - \cos t_1) (\sin \delta_1 - \sin \delta_2)} - \end{aligned} \quad (24)$$

$$\frac{(\varphi_+^{(1)} + \varphi_-^{(1)})(\cosh h_2 \cos A_2 - \sin(\varphi - \delta_1))}{2 \cos \delta_1 (1 - \cos t_1) (\sin \delta_1 - \sin \delta_2)} - \frac{\varphi_+^{(2)} + \varphi_-^{(2)}}{2} \cdot \frac{\sin \varphi}{\sin \delta_1 - \sin \delta_2},$$

$$\varphi_{\text{инт}} = \varphi_0^{(1)} \frac{\cos \delta_2 (\operatorname{tg} \delta_2 \cos t_1 - \operatorname{tg} \delta_1 \cos t_2)}{(1 - \cos t_1) (\sin \delta_1 - \sin \delta_2)} -$$

$$- \frac{\varphi_+^{(1)} + \varphi_-^{(1)}}{2} \frac{\cos \delta_2 (\operatorname{tg} \delta_2 - \operatorname{tg} \delta_1 \cos t_2)}{(1 - \cos t_1) (\sin \delta_1 - \sin \delta_2)} + \frac{\varphi_+^{(2)} + \varphi_-^{(2)}}{2} \frac{\sin \delta_1}{\sin \delta_1 - \sin \delta_2},$$

h, A - высота и азимут источника, связанные с δ и t соотношениями (8). Индекс "1" обозначается источник, по которому фаза измеряется в трех точках $(0, \pm t)$, далее будем называть его основным. Индексом "2" обозначается второй, дополнительный источник. Поскольку основной и дополнительный источники при обработке можно менять местами, то, измеряя фазу по обоим источникам в точках $(0, \pm t)$, можно получить вдвое больше значений каждого параметра и соответственно уменьшать дисперсию. Такая методика измерений, кроме упрощения решения системы уравнений, позволяет определить с более высокой степенью точности Y -компоненту базы (что особенно важно при расположении антенны по линии восток-запад) и выявить наиболее благоприятные условия для измерения остальных параметров.

Соотношения (24) для удобства запишем в общем виде как

$$u = a_{u_1} \varphi_0^{(1)} + a_{u_2} \frac{\sum \varphi_{\pm}^{(1)}}{2} + a_{u_3} \frac{\sum \varphi_{\pm}^{(2)}}{2}, \quad (25)$$

и, прежде чем приступить к анализу ошибок расчетных параметров базы, определим дисперсию измеряемой фазы, как величины, содержащей случайные ошибки.

Известно [22], что при сильном сигнале, т.е. когда среднеквадратичное значение шума σ много меньше амплитуды сигнала A , дисперсия фазы, вычисляемой как $\operatorname{arctg} \frac{S+\sigma_s}{C+\sigma_c}$ может быть записана в виде

$$\sigma_{\varphi}^2 \sim \left(\frac{\sigma}{A} \right)^2, \quad \text{где} \quad A = \sqrt{C^2 + S^2}, \quad \sigma = \sigma_s = \sigma_c. \quad (26)$$

Амплитуда сигнала A прямо пропорциональна потоку источника S_s , дисперсия σ^2 - квадрату чувствительности приема μ по потоку $(\Delta S_s)^2$ при $\tau = 1_s$, деленной на время нахождение сигнала T , т.е. погрешность измерения фазы будет равна

$$\sigma_{\varphi} = \frac{(\Delta S_{\nu} / S_{\nu})^2}{\sqrt{T}} \gamma, \quad (27)$$

где γ — коэффициент пропорциональности, постоянный для данного интерферометра и зависящий от параметров приемника. Если алибровка базы ведется по группе источников с различными потоками, но время накопления сигнала постоянно, то дисперсию фазы источников можно выразить через минимальную дисперсию фазы σ_0^2 наиболее мощного источника в группе

$$\sigma_N^2 = \alpha_N^2 \sigma_0^2, \quad (28)$$

где коэффициент $\alpha_N = A_0 / A_N$. Такая запись удобна тем, что позволяет определить величину суммируемых величин при расчете ошибок измерений по группе источников излучения с различной интенсивностью.

Оценим сначала погрешность определения Y -компоненты базы по одному и группе из N источников. Считаем, что дисперсия фазы по одному источнику в различных измерениях одной длительности одинакова, т.е. измерения равноточны. Из соотношения (22) следует, что среднеквадратичная погрешность определения Y -компоненты равна

$$\sigma_y = \frac{\sigma_{\varphi}}{\sqrt{2} \cos \delta \sin t}. \quad (29)$$

Видно, что погрешность σ_y существенно возрастает для $\delta \geq 60^\circ$ и соответственно для $\nu \leq 30^\circ$, причем при изменении часового угла от 90° до 45° ошибка Y увеличивается всего в 1,4 раза. Поэтому, предположим, что произведено n парных замеров фазы (в моменты $\pm t_n$) по источнику с δ_1 , определим Y -компоненту просто как среднее арифметическое n значений, полученных по экспериментальным данным. Погрешность вычислений будет равна

$$\sigma_y = \frac{\sigma_{\varphi} \sqrt{Q}}{\sqrt{2} n \cos \delta}, \quad Q = \sum_{k=1}^n \frac{1}{\sin^2 t_k}. \quad (30)$$

Добавление к этим данным результата ($n+1$)-го замера не ухудшит точности, если измерения проводились при часовом угле t_{n+1} , удовлетворяющем условию

$$\sin t_{n+1} > \sqrt{\frac{n^2}{(2n+1)Q}}. \quad (31)$$

Оценки показывают, что для 3 + 5 замеров фазы, сделанных при $t = 90^\circ, 75^\circ, 60^\circ, 45^\circ, 30^\circ$, значения Q лежат в пределах 3 + 10, а для уменьшения погрешности результата и дополнительные измерения необходимо проводить при $t_{n+1} \approx (30 + 40)^\circ$.

Таким образом, измерение Y -компоненты базы по одному источнику целесообразно проводить только в зоне часовых углов $(40 + 90)^\circ$, поскольку в этом случае обработка экспериментальных данных сводится к простому усреднению полученных величин \bar{y}_n ; при реальном небольшом числе замеров (~ 5) погрешность результата оценивается как

$$\sigma_{\bar{y}} \approx \frac{\sigma_{\psi}}{2 \cos \delta} = \gamma \frac{\Delta S_y / S_y}{2 \sqrt{T} \cos \delta}.$$

Теперь рассмотрим N источников, по которым получаем \bar{y}_k и $\sigma_{\bar{y}_k}$. Значения $\sigma_{\bar{y}_k}$ могут существенно отличаться друг от друга из-за различий в склонениях и коэффициентах α_k . В этом случае необходимо ввести веса отдельных точек:

$$p_k = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_k^2} = \frac{2n^2 \cos^2 \delta_k}{\alpha_k^2 Q},$$

и взвешенное среднее Y -компоненты базы вычислить как

$$\bar{y}^N = \frac{\sum_{k=1}^N p_k \bar{y}_k}{p}, \quad p = \sum_{k=1}^N p_k.$$

Наиболее вероятная ошибка \bar{y}^N равна

$$\sigma_y = \frac{1}{\sqrt{p}} \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N p_k (\bar{y}_k - \bar{y}^N)^2}{N-1}},$$

а точность измерений $\varepsilon = t_{\alpha} \sigma_{\bar{y}} \frac{1}{\sqrt{N}}$. Коэффициент $t_{\alpha} \frac{1}{\sqrt{N}}$ становится близким к единице уже при $N \geq 5$. При малых N и n ($\sim 2 + 3$) соотношениями (33)–(35) следует пользоваться для вычисления общего значения \bar{y} по всему массиву данных. При использовании только двух калибровочных источников дисперсию среднего результата можно принять равной сумме дисперсий слагаемых, тогда критерий подбора дополнительного источника и основному по условию неувеличения погрешности измерений запишется в виде

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \leq \sqrt{3} \frac{\cos \delta_2}{\cos \delta_1}.$$

Очевидно, уменьшения погрешности измерения компоненты базы восток–запад по малому числу источников можно добиться увеличением времени накопления сигнала (32), или существ.

зненно увеличивая число измеряемых точек (что фактически то же самое).

Рассмотрим теперь ошибки определения остальных трех параметров базы, используя соотношение (25). Дисперсии неизвестных величин \bar{u} запишем аналогично (28):

$$\sigma_u^2 = K_u^2 \sigma_0^2 = \left[\left(a_{u_1}^2 + \frac{a_{u_2}^2}{2} \right) \alpha_1^2 + \frac{a_{u_3}^2}{2} \alpha_2^2 \right] \sigma_0^2. \quad (37)$$

Как видно из (24), коэффициенты a_{u_i} являются сложными функциями от координат и лотов источников и от часовых углов, при которых производятся измерения разностей фаз как основного, так и дополнительного источников. Величины K_u при определенных неблагоприятных условиях могут достигать десятков и сотен единиц. Поэтому для каждой пары выбранных источников требуется рассчитать зависимость изменения коэффициентов K_u от t_1 и t_2 . Примеры таких расчетов приведены на рис. 16, 17 в виде графиков, возможно также составление таблиц, аналогичных табл. 8, по которой приближенно оцениваются K_u для источников со склонениями, близкими к взятым для расчета коэффициентов таблицы. Выбор наилучших соотношений между t_1 и t_2 затруднен тем, что различные параметры базы X , Z , $\varphi_{\text{инт}}$ требуют для снижения погрешностей результатов противоречивых условий, и, следовательно, удобство обработки не будет оказывать существенного влияния на последовательность измерений разности фаз по группе источников. То есть желательно при обработке использовать максимум экспериментальных данных. В этом случае последовательность операций обработки результатов измерений по паре источников может быть представлена в следующем виде.

1) из массива экспериментальных данных по графикам K_u , как функциям t_1 и t_2 , при заданном верхнем пределе каждого из коэффициентов K_x, K_z, K_φ выбираются соответствующие значения $t_1, t_2, \varphi_+^{(1)}, \varphi_-^{(1)}, \varphi_+^{(2)}, \varphi_-^{(2)}$. Величины верхних пределов K_u можно взять примерно 3 + 4 для X -и φ_u - компонент базы и 5 + 6 для Z - компоненты. При этом можно проводить измерения фазы вплоть до значений t_1 и $t_2 \sim (15 - 20)^\circ$. Наибольшее число вычисленных значений параметров равно $N_{12} = n_1 n_2$, где n_1 и n_2 - число замеров комбинаций фазы ($\sum \varphi_\pm$) по основному и дополнительному источникам, не считая φ_0 . При $n_i \sim 3 + 5$ максимальная оценка дисперсии $\left(\frac{K}{\sqrt{N_{12}}} \right)^2 \sigma_0^2$ или не превышает, или близка к дисперсии фазы основного источника σ_0^2 .

2) для каждой пары $t_1^{(i)}$ и $t_2^{(j)}$ рассчитываются значения \bar{u} ($\Delta X, \Delta Z$ или $\varphi_{\text{инт}}$) по соотношениям (24) и их веса $P_{u_j} = 1/K_{u_j}$ по формуле (37). Общее число значений каждого параметра равно N_{12} .

3) рассчитываются средние \bar{u} и дисперсии $\sigma_{\bar{u}}$ по данной паре источников с помощью соотношений, аналогичных (34) и (35), где $N = N_{12}$.

При перемене местами основного и дополнительного источников числа N_{21} могут оказаться для заданных K_u^{max} меньше N_{12} , либо вообще равняться нулю, т.е. использование

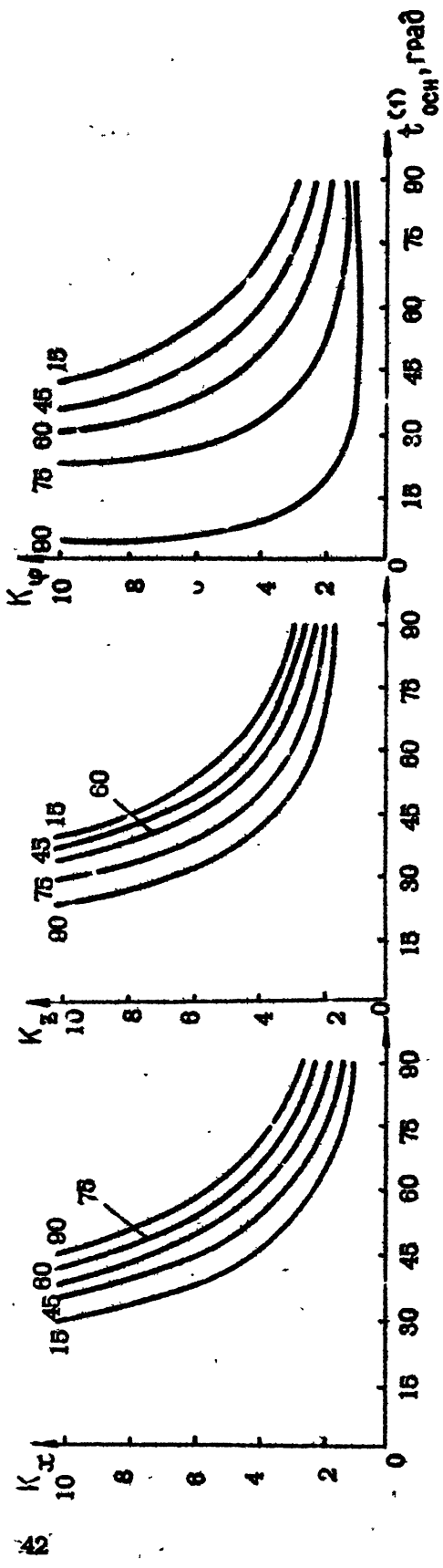


Рис. 16

Источники 3С286 + 3С273

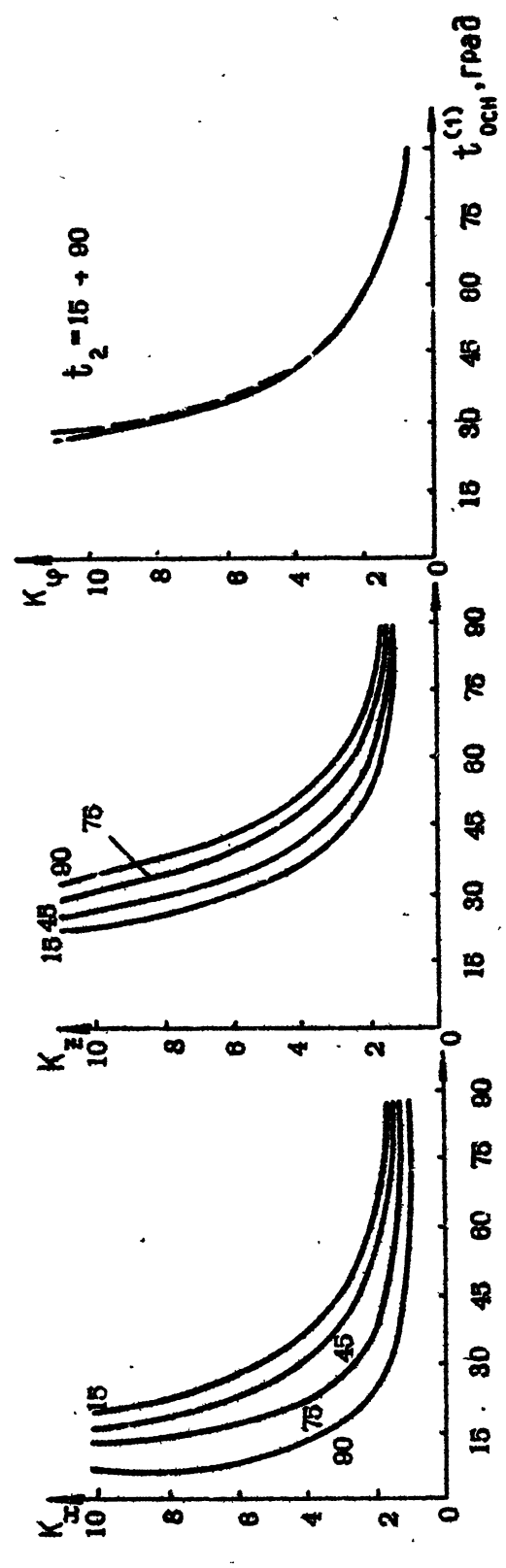


Рис. 17

Источники 3С273 + 3С286

слабого источника в качестве основного не улучшает погрешность результата. Критерием целесообразности использования более слабого источника как основного можно, как и для Y -компоненты, принять следующее приближенное соотношение:

$$\sum_1^{N_{21}} \sigma_{x_{21}}^2 / \sum_1^{N_{12}} \sigma_{x_{12}}^2 < 3 \quad (38)$$

или в еще более упрощенном виде: $d_2/d_1 < \sqrt{3}$, то есть, если поток излучения дополнительного источника более чем в $\sqrt{3}$ раз меньше потока основного, обратная комбинация при расчете параметров не улучшает точность результатов. Поскольку обычно $N_{12} \sim 10$, то при $N_{21} < N_{12}$ целесообразно включать массив N_{21} в общий расчет с N_{12} по п. 4.3 1) - 3).

При измерении параметров по группе из N источников после обработки данных по каждой паре имеем массивы $\{\bar{u}_k\}$ и $\{\sigma_{\bar{u}_k}^2\}$. Приближенно можно считать, что дисперсии по каждой паре равны, и тогда окончательные результаты рассчитываются как

$$\bar{u} = \frac{1}{B} \sum_{k=1}^B \bar{u}_k, \quad \sigma_{\bar{u}}^2 = \frac{1}{B^2} \sum_{k=1}^B \sigma_{\bar{u}_k}^2 \approx \frac{\sigma_{\bar{u}_k}^2}{B} \quad (39)$$

При условиях выбора K_u , указанных в п. 1), $\sigma_{\bar{u}_k}$ примерно равна погрешности измерения фазы σ_ϕ по наиболее мощному источнику, а минимальное значение B равно N , если все источники в группе более чем в $\sqrt{3}$ раз слабее основного. Тогда максимальная оценка погрешности измерения X и φ_u параметров базы $\sigma_u \approx \sigma_\phi / \sqrt{N}$, погрешность определения Z -компоненты в 1,5 - 2 раза больше. Очевидно, что для более точных оценок требуется рассматривать конкретные источники и провоздить полностью все расчеты, описанные выше.

Таким образом, можно заключить, что данный метод определения параметров базы позволяет достаточно просто и эффективно провести анализ ошибок измерения в зависимости от выбора калибровочных источников, выбрать оптимальные условия наблюдений как для определения сразу всех параметров базы, так и определять с наибольшей точностью любой из них. Поскольку отличие от метода, описанного в п. 4.2., заключается только в выборе соответствующих часовых углов источника, при которых проводятся измерения фазы, то полученные здесь соотношения для анализа влияния параметров источников на результаты измерений могут быть полезны при подборе источников или оценки величин ошибок в методе п. 4.2. Данный метод дает возможность получения достаточно точных результатов только по двум источникам излучения.

4.4. Измерение проекций базы по одному источнику.

Если разность фаз антенных трактов $\varphi_{\text{ИНТ}}$ известна и постоянна, то измерение проек-

Этот базовое расстояние можно вести по одному источнику, применяя тот же метод, что описан в предыдущем параграфе. Формулы для обработки данных:

$$\begin{aligned}
 X &= 2\beta \sinh h \Delta\varphi_0 - \beta \cos(\varphi - \delta) \sum \varphi_{\pm}, \\
 Y &= \frac{\Delta\varphi_{\pm}}{2 \cos \delta \sin t}, \\
 Z &= \frac{1 - 2\beta \sinh h \sin(\varphi - \delta)}{\cos(\varphi - \delta)} \Delta\varphi_0 + \beta \sin(\varphi - \delta) \frac{\sum \varphi_{\pm}}{2}, \quad (40)
 \end{aligned}$$

где $\beta = 1 / [\sin 2\delta(1 - \cos t)]$, $\Delta\varphi_0 = \varphi_0 - \varphi_{\text{инт}}$, h - высота в момент t . Естественно, что в данном случае более точный результат будет получен по мощным источникам, большинство из которых имеет сложную структуру распределения радиояркости и, следовательно, дополнительный фазовый ход. Таким образом, основными условиями возможности калибровки по одному источнику являются

- 1) требуемая точность определения и постоянства $\varphi_{\text{инт}}$;
- 2) измерение или расчет по заданной модели калибровочных кривых по источнику со сложной структурой и введение необходимых поправок в измеряемую фазу (наиболее просто данное условие осуществить для двойных источников, таких, как Лебедь-А). Если эти условия выполнены для источника типа Лебедь-А, то данный метод можно считать наилучшим для калибровки базы во время проведения радиоастрономических экспериментов, т.к. время измерения фазы по мощному источнику будет минимальным.

4.5. Экспериментальные результаты.

Определялось базовое расстояние двухэлементного радиоинтерферометра с $D = 417$ м на волне 55,6 см (540 МГц); антенны диаметром 7 м имели ширину диаграммы направленности по половинной мощности около 6° . Для калибровки были выбраны восемь источников, угловые размеры которых позволяли для нашего инструмента считать их точечными, а координаты известны с точностью $\lesssim 5''$; большинство из них используется для калибровки крупных радиоастрономических инструментов апертурного синтеза. В табл. 1 приводятся координаты калибровочных радиоисточников для эпохи 1950,0 и некоторые другие характеристики, в табл. 2 даны их потоки на 408 (448), 750 и 1400 (1425) МГц, а также потоки на ~ 40 МГц, рассчитанные с учетом известных спектральных индексов.

Измерения фазы по источнику для определенного часового угла t_i проводились следующим образом. Значения \sin и \cos - выходов приемника считывались с цифровых вольтметров каждые ~ 2 с. Для этого момента времени T_n рассчитывались $\varphi_p^{(n)}$ и вычислялись

Таблица 1 [20, 23 + 26]

	α (1950.0)	δ (1950.0)	Степень поляризации	Примечания
ЗС 48	01 ^h 34 ^m 49 ^s , 82	32° 54' 20,4"	0,1 ± 0,6	Квazar
ЗС 147	06 38 43,52	49 49 42,9	0,8 ± 0,9	Квazar
ЗС 161	06 24 43,0	-05 51 22,9	7,5 ± 0,4	Галактика
ЗС 196	08 09 59,51	48 22 07,4	0,6 ± 0,6	Квazar (двойной)
ЗС 273	12 26 33,25	02 19 43,3	2	Двойной, < 19"
ЗС 286	13 28 47,66	30 45 58,5	9	Квazar
ЗС 285	14 09 33,53	52 26 13,2	0,4	Галактика, < 12"
ЗС 380	18 28 13,51	48 42 40,5	1,2	Квazar, < 20"

Таблица 2 [23 + 26]

Поток Ист. f , МГц	S_{408} (448)	S_{760}	S_{1400} (1425)	Спектр. индекс	S_{540}
ЗС 48	37 (96)	25,1	15,29 ± 0,35	0,7	30,0
ЗС 147	47 (46)	33,4	22,05 ± 0,4	0,63	40,2
ЗС 161	38	29	19,51 ± 0,85	0,64	35,9
ЗС 196	37	24,5	13,35 ± 0,23	0,81	30
ЗС 273		47,6	39,0	0,24	51,5
ЗС 286	25 (24)	20,3	15,44	0,38	22,5
ЗС 285	48,5 (53)		22,45	0,75	46,2
ЗС 380	34	22,4	14,3	0,76	30,0

S'_n и C'_n - синус и косинус разности $(\varphi_{\text{изм}}^{(n)} - \varphi_p^{(n)})$. В течение 50-90 с сигналы "накапливались"; вычислялись

$$C'_m = \frac{\sum_{n=1}^N C'_n}{N}, \quad S'_m = \frac{\sum_{n=1}^N S'_n}{N}$$

и их дисперсии; фаза для среднего часового угла t_m определялась как $\arctg \frac{S'_m}{C'_m}$, амплитуды как $\sqrt{C'^2_m + S'^2_m}$. Среднеквадратичное отклонение величин C'_m и S'_m позволило оценить чувствительность интерферометра по потоку на постоянной времени $\tau = 1^s$:

$$\Delta S_y \approx 50 \text{ ед.л.}$$

Поскольку потоки всех калибровочных источников несколько меньше 50 ед.л., то для того,

чтобы достичь существенного превышения сигнала над шумом и пользоваться при расчетах соотношением (26), проводилась серия замеров общей длительностью около 15 минут. В результате для данного источника, для среднего часового угла t_i вычислялась фаза φ_i и ее дисперсия (σ_φ), амплитуда A_i и ее дисперсия (σ_A) при времени накопления $T \approx 1$ минут. За один час измерялась фаза по трем источникам, включая Лебедь-А или Кассиопею А - мощные радионисточники, по которым проводился контроль стабильности работы приемной аппаратуры. За полное время наблюдений (12 - 14 часов) для двух калибровочных точечных источников измерялись 11 - 13 значений фазы с дискретом в 1 час в диапазоне часовых углов $(-7 + +7)^h$. Естественно, при этом требовалось подбирать пару источников так, чтобы времена кульминации их отличались не более чем на 2 часа. Было проведено 3 цикла измерений базы:

- 1) по трем источникам (ЗС 273, 285 и 161) за двое суток (28-29 февраля);
- 2) и 3) по семи источникам (ЗС 273, 285, 147, 48, 196, 380, 286) за шесть суток (24-29 марта, 1-8 апреля 1980 г.) с уточненными значениями проекций базы.

Погодные условия за весь период наблюдений изменились от 20° мороза до весенней оттепели, что позволяет объяснить некоторые несовпадения в измеряемых параметрах. В табл. 3 приводятся теоретические⁺ и экспериментальные отношения потоков упомянутых источников к потоку ЗС 273, как самому интенсивному в группе. Видно, что экспериментальные и теоретические величины отличаются не более чем на 6% (кроме ЗС 161), что допустимо в пределах ошибок измерений. Экспериментальные значения коэффициентов $\alpha_3 = \frac{\bar{S}}{\bar{S}_{273}}$ также хорошо согласуются с расчетами: $\alpha_T = \bar{A}_{273} / \bar{A}_K$.

Таблица 3

	ЗС 273	285	147	161	48	196	380	286
S/S_{273}	1	0,88	0,78	0,7	0,58	0,58	0,58	0,44
\bar{A}/\bar{A}_{273}	1	0,84	0,745	0,62	0,58	0,57	0,545	0,425
$\alpha_T = \bar{A}_{273}/\bar{A}$	1	1,2	1,34	1,61	1,72	1,75	1,83	2,35
$\alpha_3 = \bar{S}/\bar{S}_{273} (\sigma_0 = 8,5)$	1	1,34	1,47	1,51	1,87	1,82	2,35	2,47

Наибольшее несовпадение известных и измеренных нами величин (> 12%) получилось для радиообъекта ЗС 161. Очень низкое для нашей широты склонение ЗС 161 (малые высоты над горизонтом) делали его наименее удобным для калибровки; поэтому из основных циклов калибровки (второго и третьего) он был исключен.

Расчет параметров базы производился тремя способами, описанными в п. 4.1. - 4.3.

⁺) Имеются в виду величины, известные или рассчитанные по опубликованным данным с точностью, заведомо превышающей точность наших исследований.

Рассмотрим и сравним результаты, полученные каждым способом.

1 Аппроксимация фазовой кривой синусоидальной функцией. Этим способом обрабатывались данные второго и третьего циклов измерений, поскольку для достижения необходимой точности требовалось большое число данных, в то время как по одному источнику получаются только по одному значению $\Delta M, \Delta N (2\pi \Delta L \sin \delta + \varphi)_{\text{инт}}$. В табл. 4 приводятся результаты расчетов – взвешенные средние и погрешности, полученные по соотношениям, аналогичным (34) – (35) для семи источников, а также просто средние значения с погрешностями, рассчитанными как $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_1^N u_k^2 - \bar{u}^2}$.

Таблица 4

	ΔM		ΔN		$\varphi_{\text{инт}} + 2\pi \Delta L \sin \delta$	
	Взвеш. среднее	Среднее	Взвеш. среднее	Среднее	Взвеш. среднее	Среднее
II цикл	$-5^{\circ} \pm 2,7$	$-9,9 \pm 8^{\circ}$	$7,9 \pm 1^{\circ}$	$8,2 \pm 8^{\circ}$	$80,4 \pm 2,9$	$58,7 \pm 7,3$
III цикл	$-10,6 \pm 4^{\circ}$	$-14,5 \pm 10,3$	$19^{\circ} \pm 2,4$	$18,3 \pm 7^{\circ}$	$82,9 \pm 2,3$	$80,2 \pm 5,5$

Т.к. для нашего инструмента $L \sim 0$, то величину $\varphi_{\text{инт}} + 2\pi \Delta L \sin \delta$ можно примерно считать равной $\varphi_{\text{инт}}$, однако переход от $\Delta M, \Delta N, \Delta L$ к $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$ нецелесообразен. Результаты по двум циклам измерений согласуются в пределах ошибок измерений ($\pm 3\sigma$), кроме величины $\varphi_{\text{инт}}$, которая существенно изменялась из-за профилактических работ, проводившихся с облучателями антенн промежутке между двумя сериями наблюдений, а также из-за изменения средней внешней температуры.

Отметим следующее обстоятельство: погрешности средних существенно превышают погрешности взвешенных средних, что можно объяснить либо нестабильностью работы аппаратуры, либо недостаточно точной привязкой (калибровкой) параметров приемной системы от измерений к измерениям. Несмотря на то, что "правильный" расчет погрешности для взвешенных средних, следует, по-видимому, пользоваться максимальными величинами погрешностей средних значений параметров.

2 Определенные параметров базы из уравнений методом наименьших квадратов (п. 4.2.)

Данным способом обрабатывались все результаты по каждому циклу, а также делались выборки отдельных значений фазы по разным источникам с целью определения влияния числа уравнений и склонений источников на результирующую ошибку вычисленных параметров. Расчеты проводились двумя способами, описанными в п. 4.2.

1) – по измеренным значениям выходных сигналов \bar{A}_k от каждого источника и дисперсии фазы $\bar{\sigma}_0$ источника ЗС 273 задавались веса каждого уравнения, погрешности неиз-

известных рассчитывались как $\sigma_u = K_u \bar{\sigma}_0$.

2) - неизвестные и их погрешности рассчитывались из системы нормальных уравнений, составленных из равнозначных условных уравнений.

Таблица 5

I цикл		$\varphi_{\text{инт}}$	ΔX	ΔY	ΔZ
$n = 27$	1	$57,9 \pm 7,4$	$-178,8 \pm 7,1$	$56,8 \pm 3,5$	$356,1 \pm 9,1$
	2	$59,4 \pm 19,9$	$-162 \pm 18,2$	$52,6 \pm 8,9$	$354,4 \pm 24$
$n = 9$ симметр.	1	$38,5 \pm 14,5$	$-145,3 \pm 13,7$	$53,9 \pm 6,3$	$376,6 \pm 17,5$
	2	$37,2 \pm 45,5$	$-127 \pm 39,4$	$49,3 \pm 18,4$	$378,4 \pm 53,8$

Таблица 6

II цикл		$\varphi_{\text{инт}}$	ΔX	ΔY	ΔZ
$n = 81$	1	$64,2 \pm 5,1$	$-17,5 \pm 4,4$	$15,91 \pm 2,5$	$-12 \pm 6,5$
	2	$63,8 \pm 6$	$-20,9 \pm 5$	$16,63 \pm 2,7$	$-11,34 \pm 7,6$
$n = 23$	1	$61,26 \pm 8,8$	$-16,4 \pm 7,4$	$12,74 \pm 4,9$	$-7,74 \pm 11,7$
	2	$67,9 \pm 10,5$	$-21,13 \pm 9,1$	$18 \pm 5,2$	$-15,62 \pm 13,6$
$n = 21$ симметр.	1	$68,02 \pm 7,5$	$-19,4 \pm 8,1$	$18,56 \pm 4,3$	$-15,84 \pm 10,5$
	2	$64,58 \pm 8,6$	$-21,2 \pm 8,6$	$18,2 \pm 4,2$	$-11,95 \pm 11,5$
$n = 14$	1	$51,21 \pm 23,3$	$-7,38 \pm 19,7$	$9,0 \pm 7,6$	$5,3 \pm 27,8$
	2	$62,68 \pm 20,2$	$-20,34 \pm 17$	$10,87 \pm 6,3$	$-9,1 \pm 24$
$n = 8$	1	$90,66 \pm 25,2$	$-47,56 \pm 25,2$	$22,75 \pm 9,5$	$-33,88 \pm 27$
	2	$96,2 \pm 22$	$-58,6 \pm 23$	$23,9 \pm 9,1$	$-39,6 \pm 23,2$

Таблица 7

III цикл		$\varphi_{\text{инт}}$	ΔX	ΔY	ΔZ
$n = 81$	1	$87,4 \pm 5^{\circ}$	$-11,2 \pm 4,4$	$16,0 \pm 2,5$	$-17,2 \pm 6,4$
	2	$82,95 \pm 5$	$-10 \pm 4,3$	$17,3 \pm 2,3$	$-11,2 \pm 6,2$

III цикл		$\varphi_{\text{инт}}$	ΔX	ΔY	ΔZ
$N = 23$	1	$88,1 \pm 8,7$	$-8,9 \pm 7,5$	$12,9 \pm 4,8$	$-17,1 \pm 11,5$
	2	$88,5 \pm 9,2$	$-7,9 \pm 8,2$	$15,4 \pm 4,6$	$-10,7 \pm 12$
$N = 21$ симметр.	1	$95,2 \pm 7,1$	$-12,1 \pm 8$	$16,5 \pm 4,2$	$-29,2 \pm 10,1$
	2	$91,4 \pm 8$	$-11,6 \pm 8,4$	$16,5 \pm 4,1$	$-23,9 \pm 10,3$
$N = 14$	1	$87,4 \pm 15,7$	$-7,8 \pm 13$	$14,1 \pm 6,8$	$-16,8 \pm 19,4$
	2	$88,6 \pm 15,1$	$-7,6 \pm 12,4$	$15,6 \pm 6,6$	$-17,2 \pm 18,7$
$N = 7$	1	$86,6 \pm 15,3$	$+17,0 \pm 14,3$	$12 \pm 14,3$	$-16,8 \pm 16$
	2	$92,2 \pm 12$	$13,1 \pm 31,9$	$11,3 \pm 11$	$-19,8 \pm 14,7$

Результаты расчетов поправок к заданным параметрам базы для различных N приведены в табл. 5 + 7, анализируя которые можно выделить следующие основные моменты:

- 1) при большом N результаты обработки экспериментальных данных двумя способами (1 и 2) в пределах ошибок измерений совпадают;
- 2) дисперсии неизвестных существенно возрастают при $N < 20$;
- 3) при малом N и малом числе источников дисперсии неизвестных, полученные способом 2, больше, чем в 1, и существенно зависят от отношения склонений выбранных источников (пример, первый цикл с ЗС 161);
- 4) выбор при обработке точек, симметричных относительно момента кульминации источников (здесь брали значения фазы в моменты $(0, \pm t)$), в целом уменьшает дисперсии неизвестных.

Величины проекций базы, рассчитанные с учетом полученных поправок, для всех трех циклов измерений совпадают в пределах ± 5 , величина $\varphi_{\text{инт}}$ изменилась примерно на 30° за месяц от первых до последних наблюдений за счет изменения антенны и некалибруемых трактов при перемене внешней температуры. Ошибка в величинах проекций базы в $4 - 10$ мм (меньше $0,02 \lambda$) и в величине $\varphi_{\text{инт}}$ в 5° на длине волны $55,8$ см позволяют говорить о достаточной точности и эффективности данного способа калибровки интерферометра.

3. Определение параметров базы решением системы линейных уравнений. (п. 4.3.)

Как показано в п. 4.3., данный способ калибровки требует усложнения методики измерений фазы - получения значений при строго определенных часовых углах источника, симметричных относительно момента кульминации и в самый момент кульминации. Все измерения были проведены с учетом этого требования, поскольку для остальных способов обработки порядок получения экспериментальных данных не имеет значения.

У-компоненту базы (восток-запад) можно получить по одному источнику, однако точность будет невысока, особенно для слабых источников. В табл. 8 приводятся результаты расчетов У-компоненты. Для 1 цикла измерений - по двум источникам (ЗС 273 и ЗС 295) дисперсия получилась довольно большой из-за малого числа данных и невыполнения условия (36). Для II и III циклов расчеты велись по соотношениям (33) - (35); "уточненные" значения $\Delta \bar{y}^T$ были получены после исключений $\Delta \bar{y}_k$, отличающихся от $\Delta \bar{y}^N$ более, чем на $3\bar{\sigma}_y$. Погрешность среднего значения $y = 416,912$ м по II и III циклам измерений составляет примерно 1° (1,54 мм).

Таблица 8

	1 цикл (2 источника)	II цикл	III цикл
$\Delta \bar{y}^N \pm \bar{\sigma}_y$	$64^\circ \pm 6$ (8 значений)	$16,6^\circ \pm 1,8$ (N = 7)	$16,4^\circ \pm 1,8$ (N = 7)
$\Delta \bar{y}^T \pm \bar{\sigma}_y^T$	-	$16,6^\circ \pm 1,8$ (N = 5)	$15,3^\circ \pm 1,8$ (N = 6)

Расчет параметров $\Delta X, \Delta Z, \varphi_{\text{инт}}$ велся по плану, изложенному в п. 4.3. Вначале выбирались зоны часовых углов для пары источников, при которых значения коэффициентов K_x, K_z, K_φ не превышали заданных: $K_x^{\text{max}} = 3, K_z^{\text{max}} = 5, K_\varphi^{\text{max}} = 4$. Разные значения обусловлены стремлением иметь примерно равное число точек для каждого параметра. На рис. 16 и 17 приводятся зависимости коэффициентов K_u от t_1, t_2 для объектов ЗС 273 и ЗС 295 в двух вариантах, когда каждый из них берется в качестве основного и дополнительного. В табл. 9 приводится аналогичный расчет $K_u(t_1, t_2)$ для гипотетических источников с $\delta_1 = 10^\circ, \delta_2 = 30^\circ, \alpha_1 = 1, \alpha_2 = 1,3$. Составление подобных таблиц (или

Таблица 9 а

$t_2 \backslash t_1$	15.°00	30.°00	45.°00	60.°00	75.°00	90.°00
15.°00	K_x 22.26	6.95	4.26	3.39	3.02	2.83
	K_z 7.06	4.21	3.76	3.62	3.56	3.52
	K_φ 37.58	8.68	3.41	1.72	1.14	1.01
30.°00	16.83	5.62	3.70	3.09	2.82	2.69
	3.12	2.98	3.20	3.29	3.34	3.36
	39.26	9.10	3.30	1.81	1.18	1.01
45.°00	8.26	3.62	2.87	2.64	2.54	2.49

$t_2 \backslash t_1$	15.°00	30.°00	45.°00	60.°00	75.°00	90.°00
45.°00	14.45	3.43	2.75	2.80	3.04	3.13
	41.83	9.78	3.90	1.97	1.24	1.03
60.°00	3.78	1.88	2.06	2.17	2.2	2.25
	30.87	6.85	3.25	2.75	2.80	2.90
	45.41	10.66	4.28	2.17	1.34	1.06
75.°00	16.55	3.65	1.99	1.88	1.96	2.04
	50.11	11.51	4.84	3.12	2.76	2.76
	49.47	11.3^	4.75	2.42	1.47	1.11
90.°00	30.64	6.98	2.87	2.02	1.87	1.80
	70.78	16.67	6.96	3.99	3.03	2.77
	53.82	12.79	5.25	2.69	1.63	1.18

$$\delta_1 = 10^\circ, \quad \alpha_1 = 1.0;$$

$$\delta_2 = 30^\circ, \quad \alpha_2 = 1.3.$$

Таблица 96

$t_2 \backslash t_1$	15.°00	30.°00	45.°00	60.°00	75.°00	90.°00
15.°00	34.80	7.68	3.00	1.90	1.78	1.87
	125.54	34.02	17.17	11.36	8.73	7.34
	54.34	14.28	6.91	4.38	3.24	2.66
30.°00	43.97	9.96	3.91	2.19	1.80	1.80
	112.1^	30.62	15.63	10.47	8.14	6.92
	46.21	12.22	5.98	3.85	2.50	2.41
45.°00	53.5^	13.53	5.48	2.8	2.01	1.79
	90.76	25.21	13.18	9.06	7.22	6.25
	33.28	8.95	4.51	3.02	2.36	2.03
60.°00	77.58	18.44	7.61	3.99	2.54	1.98
	62.94	18.18	10.03	7.27	6.04	5.40
	16.44	4.73	2.67	2.00	1.73	1.59
75.°00	99.73	24.05	10.13	5.38	3.34	2.41
	30.57	10.09	6.46	5.26	4.74	4.47
	3.42	1.22	1.16	1.19	1.21	1.2
90.°00	123.50	30.09	12.86	6.83	4.31	3.01

$t_2 \backslash t_1$	15.°00	30.°00	45.°00	60.°00	75.°00	90.°00
90.°00	5.05	2.76	3.20	3.41	3.51	3.57
	24.32	5.87	2.59	1.61	1.29	1.18

$$\delta_1 = 30^\circ, \quad \alpha_1 = 1,3; \quad \delta_2 = 10^\circ, \quad \alpha_2 = 1,0.$$

графиков) позволяет сократить число расчетов, если в группе калибровочных источников есть несколько объектов с близкими склонениями и интенсивностями (например, в нашем случае ЗС 380 и ЗС 198). Результаты расчетов \bar{X} , \bar{Z} , $\varphi_{\text{инт}}$ - параметров базы приведены в табл. 10. (для 1 цикла расчет велся только по двум источникам: ЗС 273 и ЗС 295).

Таблица 10

	I цикл (2 источника)	II цикл	III цикл
$\bar{\Delta X} \pm \sigma_{\bar{X}}$ $\sigma_{\bar{X}}$	$-179,4 \pm 1,07$ $(\pm 2,08)$	$-22,5 \pm 0,07$ $\pm 6,07$	$-15,0 \pm 0,05$ $\pm 7,08$
$\bar{\Delta Z} \pm \sigma_{\bar{Z}}$ $\sigma_{\bar{Z}}$	$371,5 \pm 2,07$ $\pm 5,03$	$-19,3 \pm 1,00$ $\pm 15,0$	$-25,7 \pm 1,04$ $\pm 16,0$
$\varphi_{\text{инт}} \pm \sigma_{\varphi}$ σ_{φ}	$34^\circ \pm 2,07$ $\pm 8,07$	$70^\circ \pm 0,05$ $\pm 6,09$	$95^\circ \pm 0,05$ $\pm 6,09$

Значения $\sigma_{\bar{u}}$ в табл. 10 рассчитывались как $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{u}_k^2 - \bar{u}^2}$. Как отмечалось выше, существенное различие $\sigma_{\bar{\varphi}}$ и σ_{φ} определяется, по-видимому, точностью привязки фазовых кривых, измеренных в различные дни, а в данном случае также ошибками измерения и неполной коррекций при обработке значений фазы $\varphi_0^{(1,n)}$. В некотором смысле это различие является характеристикой "чистоты" проведенных измерений. Из анализа полученных результатов можно заключить, что данный способ калибровки дает достаточно высокую точность при использовании только двух источников определенной интенсивности. Кроме того, симметрирование калибровочных точек относительно меридиана источника повышает точность измерений базы при любом способе обработки данных. Общие закономерности в соотношениях между дисперсиями различных параметров базы, полученных двумя способами в этой и предыдущей частях работы, позволяют применять разработанную здесь методику выбора оптимальных точек при подборе источников и составлении планов экспериментальных работ независимо от метода расчета неизвестных величин.

Высокая точность определения параметров базы по радиоизлучению дискретных источников и хорошее соответствие между данными, полученными различными способами, позволяют заключить, что радиоастрономические методы калибровки интерферометра достаточно эффективны и надежны, не требуют каких-либо жестких условий, кроме определенной чувствительности приемника и некоторых элементов в методике наблюдений, и в ряде случаев является единственными способами контроля параметров интерферометрических инструментов.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Христиансен У., Хегбом И. Радиотелескопы, - М.: Мир, 1972.
2. Wesseling A.H.-IEEE Trans.Ant.Prop., 1967, v.AP-15, p.2.
3. Леонченко В.П., Фельдштейн А.Л., Шепелянский Л.А. Расчет полосковых фильтров на встречных стержнях / справочник - М. : Связь, 1975.
4. Cristal E.-IEEE Trans.Micr.Theory Techn., 1964, v.MMT-12, p.4.
5. Засухин В.Ф., Романычев А.А., Романычев Ю.Н., Титов Г.К. - Изв.вузов "Радиофизика", 1976, т. 19, № 7.
6. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М. : Наука, 1973.
7. Фрейтер Р.Г. - Приборы для научных исследований, 1984, т. 35, № 7.
8. Фрейтер Р.Г. - Приборы для научных исследований, 1985, т. 38, № 5.
9. ТИИЭР, 1973, т. 81, № 9, с. 115.
10. Алексеев В.А., Кротиков В.Д. - Изв.вузов "Радиофизика", 1989, т. 12, с. 661.
11. Озолиньш Г.А. Аппаратура и методы обработки радиоастрономических наблюдений. Препринт, Рига, 1972.
12. Legg T.H.-IEEE Trans.Ant.Prop., 1965, v.AP-13, p.28.
13. Беагон В.С., Дугин Н.А., Романычев А.А., Турчин В.И. Препринт, № 125, Горький: НИРФИ, 1979.
14. Morimoto M.-Electronics Letters, 1965, v.I, p.7, p.192.
15. Дугин Н.А., Семенова Л.Р. Препринт № 137, - Горький : НИРФИ, 1980.
16. Электронная техника, серия 3, 1977, вып. 8(72), с. 50.
17. Вопросы радиоэлектроники, серия общетехническая, 1976, вып. 8, с. 51.
18. Аналоговые и цифровые интегральные схемы. - М. : Сов. радио, 1979.
19. Справочник по нелинейным схемам. - М. : Мир, 1977.
20. Wade C.M.-Astrophysical J., 1970, v.162, p.381.
21. Щеголев Б.М. - Математическая обработка наблюдений. - М. : Физматгиз, 1960.
22. Левин Б.Р. - Теоретические основы статистической радиотехники. - М. : Сов.радио, 1970.

23. Pacholczyk A.G. A handbook of Radio Sources, P. 1., .
24. Pauliny-Toth I.K. etc.-Astrophys.J.Suppl., 1966, v.13, p.65.
25. Fomalont E.B.-Astrophys.J., 1968, v.15, n.138, p.203.
26. Broten N.W. etc.-M.N.R.A.S. 1969, v.146, n.3, p.313.
- 2 Hollis J. 36Foot Telescope Computer System Manual, NRAO, Computer Division Internal Report, 1974, n.18.

Дата поступления статьи

5 сентября 1980 года

	стр.
1. Некоторые соотношения	3
2. Приемная аппаратура	4
Первый гетеродин интерферометра	8
Блоки высокой частоты	11
Контроллер	12
Амплифазометр, усилители первой ПЧ	13
Аналоговые перемножители	17
Гетеродинный фильтр	18
Линии связи с центральным пунктом	20
Схема фазовой калибровки	22
Линия задержки	24
Аппаратура управления и обработки данных	26
3. Исследование точностных характеристик интерферометра	26
4. Определение базового расстояния двухэлементного интерферометра по излучению вне- земных источников	30
4.1. Общий анализ фазовой кривой источника	31
4.2. Определение параметров базы из уравнений методом наименьших квадратов	34
4.3. Определение параметров базы решением системы линейных уравнений	36
4.4. Определение проекций базы по одному источнику	43
4.5. Экспериментальные результаты	44
5. Литература	53