

РАДИОМЕТР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИИ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ДЛИНЕ ВОЛНЫ 3,2 см

Э. Г. Мирзабекян

Разработка методики и создание установки для измерения степени поляризации радиоизлучения в трехсантиметровом диапазоне длин волн в последнее время приобрели актуальное значение. Удачное решение этой задачи позволяет поставить ряд новых исследований как в области радиофизики сверхвысоких частот, так и в области радиоастрономии. В настоящей статье описывается новая установка — „поляризационный радиометр“, предназначенная для лабораторных измерений степени поляризации радиоизлучения в трехсантиметровом диапазоне длин волн.

§ 1. МОДУЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СТЕПЕНИ ПОЛЯРИЗАЦИИ

При исследовании радиоизлучения в сантиметровом диапазоне обычно надо уметь выделять и измерять сигнал, мощность которого может составлять десятые доли процента от мощности собственных шумов аппаратуры. В самом деле, как известно [1], подключенное на вход приемника согласованное сопротивление R создает в полосе частот Δf тепловые шумы, мощность которых равна

$$P = kT_0\Delta f \quad (1)$$

где k — постоянная Больцмана,

T_0 — температура шумящего сопротивления.

Но, кроме этих шумов, приемник обладает собственными шумами, которые можно пересчитать на его вход, пользуясь известным понятием шум-фактора — N , показывающим во сколько раз отношение мощности сигнала к

мощности шумов на входе больше того же отношения на входе приемника.

Выражение для мощности собственных шумов на входе приемника принимает при этом вид

$$P = kT_0 N \Delta f \quad (2)$$

Для характеристики мощности шумов приемника принято вводить понятие эквивалентной температуры шумов. Эквивалентная температура собственных шумов приемника — та температура, до которой необходимо нагреть подключенное на вход нешумящего идеального приемника ($N = 1$) согласованное сопротивление, чтобы мощность шумов, развиваемая в этом сопротивлении, равнялась мощности собственных шумов приемника. Согласно этому определению и формуле (2) следует, что

$$T_e = T_0 N$$

где T_e — эквивалентная температура собственных шумов приемника.

В реальных приемниках сантиметрового диапазона $N \sim 15$ и $T_0 \sim 300$, откуда для T_e получим

$$T_e = T_0 N = 4500^\circ \text{K}$$

Для характеристики же шумовой мощности исследуемого источника введем понятие эквивалентной температуры источника или просто температуру источника. Температура источника — это та температура, до которой необходимо нагреть помещенную в волновод согласованную нагрузку (с коэффициентом поглощения $\alpha = 1$), чтобы мощность шумов, отдаваемая этой нагрузкой приемнику, равнялась мощности шумов, отдаваемой исследуемым источником.

Температура поляризованной компоненты радионизлучения того или иного исследуемого источника зачастую может составлять несколько градусов, т. е. всего несколько десятых долей процента от температуры собственных шумов аппаратуры. Это накладывает особо строгие требования к повышению чувствительности метода измерения.

Теория показывает [2, 3], что флуктуационный порог чувствительности, выраженный в температурах источника, равен

$$\Delta T_u = \frac{1}{\sqrt{2}} NT_0 \sqrt{\frac{\Delta\Omega}{\Delta\omega}}$$

где $\Delta\Omega$ — полоса пропускания выходного устройства; $\Delta\omega$ — полоса пропускания усилителя промежуточной частоты.

В приемниках сантиметрового диапазона обычно этот теоретический порог чувствительности

$$\Delta T_u \approx 0,3\text{К}$$

Практически эта чувствительность не достигается из-за наличия медленных флуктуационных изменений собственных шумов приемника, вследствие флуктуаций коэффициента усиления последнего и прочих паразитных эффектов. Для значительного уменьшения влияния флуктуаций собственных шумов аппаратуры (флуктуаций шум-фактора) применяется модуляционный метод. Сущность модуляционного метода изложена в работах Дайка, Троицкого, Бунимовича [2—4]. Идея метода состоит в том, что сигнал со сплошным спектром тем или иным способом модулируется по интенсивности до подачи на вход приемника, причем модуляция сигнала не сопровождается модуляцией собственных шумов приемника. Далее, после детектирования, сигнал выделяется из собственных шумов аппаратуры узкополосным усилителем, настроенным на частоту модуляции.

Нами для измерения слабых степеней поляризации радиоизлучения избран также модуляционный метод, но сам принцип модуляции существенно отличается от применявшихся до сих пор.

Перед нами стояла задача разработки методики и создания установки, позволяющей на фоне относительно сильного неполяризованного сигнала выявить слабую поляризованную компоненту, определить характер поляризации и измерить интенсивность ее.

Общая идея разработанного метода заключается в следующем. Пусть A — источник электромагнитного излучения

сантиметрового диапазона (см. рис. 1); В, С, D — цилиндрический волноводный тракт, состоящий из отдельных секций, в котором может распространяться только волна типа H_{11} . Этот тракт имеет взаимозаменяемые секции С. Секция № 1 —

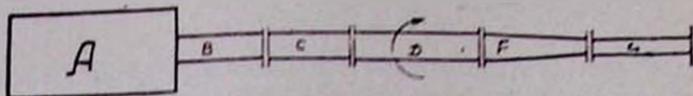


Рис. 1. К объяснению общей идеи метода поляризационных измерений

„пустой“ отрезок цилиндрического волновода; секция № 2 — „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “ — отрезок цилиндрического волновода со вставленной внутрь вдоль волновода по диаметру полистироловой пластинкой, представляющей собой аналог пластинки в $\frac{\lambda}{4}$; секция № 3 — „крест поглотителей“ — отрезок цилиндрического волновода со вставленными внутри двумя взаимно перпендикулярными поглощающими пластинками; секция № 4 — „поглощающая пластинка“ — отрезок цилиндрического волновода со вставленной внутрь вдоль по диаметру поглощающей пластинкой.

Далее следует секция D — модулятор, представляющий собой вращающийся отрезок цилиндрического волновода, внутри которого вдоль волновода по диаметру вставлена полистироловая пластинка, являющаяся аналогом пластинки $\frac{\lambda}{2}$. За модулятором следует секция F — плавный переход от цилиндрического к прямоугольному волноводу, и секция G — анализатор, представляющий собой прямоугольный волновод. Размеры и способ возбуждения цилиндрического волновода таковы, что в нем могут распространяться только волны типа H_{11} . Общая идея метода заключается в следующем.

Случай 1.

Пусть источник A излучает линейно-поляризованную волну, распространяющуюся в цилиндрическом волноводе в виде волны H_{11} . В волноводный тракт вставлена секция № 1.

Вектор E — вектор напряженности электрического поля линейно-поляризованной волны, — при прохождении через „пластинку $\frac{\lambda}{2}$ “ в общем случае оказывается повернутым относительно первоначального своего направления. Так, если направление вектора E до пластинки составляет угол α с направлением плоскости пластинки, то после пластинки этот вектор оказывается повернутым на угол $\beta = 2\alpha$ относительно первоначального своего направления. При вращении же „пластинки $\frac{\lambda}{2}$ “ с угловой скоростью ω_1 , после этой пластинки вектор E вращается с угловой скоростью ω_2 , причем $\omega_2 = 2\omega_1$.

Далее, линейно-поляризованная волна, с вращающимся вокруг оси волновода вектором E , встречает анализатор — плавный переход F и прямоугольный волновод G . В прямоугольном волноводе эта волна оказывается промодулированной: в моменты, когда вектор E перпендикулярен к широким стенкам — волна полностью проходит в прямоугольный волновод, в моменты же, когда вектор E параллелен к тем же стенкам, — она полностью отражается.

Случай 2.

Источник A излучает циркулярно-поляризованную волну. В волноводный тракт вставлена секция № 1. При прохождении циркулярно-поляризованного излучения через „пластинку $\frac{\lambda}{2}$ “ характер ее поляризации не меняется — она остается циркулярно-поляризованной и при вращении модулятора — „пластинки $\frac{\lambda}{2}$ “ модуляция сигнала не происходит.

Если же ввести секцию № 2 — „пластинку $\frac{\lambda}{4}$ “, циркулярно-поляризованная волна на выходе этой секции превращается в линейно-поляризованную и далее, как в случае 1, сигнал модулируется.

Случай 3.

Источник A излучает эллиптически-поляризованную волну. В волноводный тракт введена секция № 1.

Эллипс поляризации эллиптически-поляризованного излучения, прошедшего через „пластинку $\frac{\lambda}{2}$ “, оказывается повернутым весь в целом, без изменения эксцентриситета, на угол 2α относительно первоначального своего положения, где угол α — угол между большой полуосью эллипса и плоскостью пластинки. При вращении „пластинки $\frac{\lambda}{2}$ “ эллипс поляризации вращается с двойной угловой скоростью, по сравнению с угловой скоростью вращения пластинки, и в анализаторе происходит модуляция сигнала: мощность, поступающая в прямоугольный волновод, изменяется от максимального своего значения, когда большая полуось направлена перпендикулярно широким стенкам волновода, до минимального — при повороте этого эллипса на 90° , когда малая полуось перпендикулярна этим стенкам.

Если же теперь, вместо секции № 1, ввести секцию № 2 — „пластинку $\frac{\lambda}{4}$ “ так, чтобы плоскость пластинки была параллельна одной из полуосей эллипса поляризации, эллиптически-поляризованное излучение, пройдя через эту секцию, окажется линейно-поляризованным и в результате вращения модулятора будет модулироваться в анализаторе с глубиной модуляции, равной единице (в не меньше 1, как без „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “).

Случай 4.

Источник А излучает неполяризованное излучение. Распространяющееся в волноводе неполяризованное излучение, пройдя через „пластинку $\frac{\lambda}{2}$ “, остается неполяризованным и при вращении этой пластинки модуляции не происходит. При введении секции № 2 — „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “, излучение остается попрежнему неполяризованным. Поэтому и в этом случае сигнал не будет модулироваться. Таким образом,

неполяризованное излучение, в отличие от поляризованного, ни в каком случае не модулируется.

Исследование характера поляризации принимаемого излучения ведется следующим образом. Пусть в конце волноводного тракта имеется детектор, с которого мы снимаем и затем усиливаем и измеряем переменную составляющую сигнала. Пусть мы имеем также возможность определять ориентацию вектора E сигнала на входе модулятора (способ определения этой ориентации будет указан ниже). Сначала в волноводный тракт вводится секция № 1. Возможны два результата: I. Сигнал модулируется. II. Сигнал не модулируется.

Рассмотрим первый случай.

Если сигнал модулируется, то он может быть или линейно- или эллиптически-поляризованным. Пусть при этом показание выходного прибора равно N_1 делениям, а направление поляризации входящего в модулятор излучения составляет угол α с вертикалью. Под направлением поляризации будем понимать в дальнейшем направление вектора E в случае линейно-поляризованного излучения или направление большей полуоси эллипса поляризации в случае эллиптически-поляризованного излучения.

Для дальнейшего анализа вводим секцию № 2 так, чтобы „пластинка $\frac{\lambda}{4}$ “ была параллельна направлению поляризации. Тогда, если излучение было эллиптически-поляризованным, то, пройдя „пластинку $\frac{\lambda}{4}$ “, ориентированную параллельно большой полуоси эллипса поляризации, оно станет линейно-поляризованным. При этом новое показание N_2 выходного прибора будет больше, чем N_1 , а направление поляризации, вышедшей из „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “ линейно-поляризованной волны, составит с направлением „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “ угол β , определяемый выражением $-\operatorname{tg} 2\beta = \frac{a}{b}$, где a и b — полуоси эллипса поляризации.

Если же излучение генератора Λ было линейно-поляризованным, то, пройдя пластинку $\frac{\lambda}{4}$, ориентированную параллельно вектору E , оно останется линейно-поляризованным. При этом показание выходного прибора и направление поляризации останутся прежними.

Таким образом, когда сигнал модулируется, мы можем полностью проанализировать характер поляризации.

Рассмотрим теперь второй случай, когда сигнал не модулируется.

Этот случай может иметь место только тогда, когда проходящее излучение циркулярно-поляризовано или неполяризовано. Для дальнейшего анализа вводится секция № 2. При этом, если излучение было циркулярно-поляризованным, то, пройдя через пластинку $\frac{\lambda}{4}$, оно станет линейно-поляризованным и будет модулироваться.

Если же модуляция сигнала при введении пластинки $\frac{\lambda}{4}$ не появляется, то излучение было неполяризованным.

Таким образом, во всех случаях по результатам измерений с секциями №№ 1 и 2 можно однозначно определить характер поляризации принимаемого излучения.

Весьма важно отметить, что если одновременно с поляризованным сигналом имеется неполяризованный фон, то, как это видно из вышеприведенных рассмотрений, неполяризованный фон не дает модуляции и поэтому исключается.

Ниже, при рассмотрении паразитных эффектов, ограничивающих возможности метода, будет рассмотрено влияние относительно сильного неполяризованного фона.

Следует отметить, что для наиболее полного анализа принимаемого излучения требуется также уметь определять степень поляризации (т. е. отношение интенсивности поляризованной компоненты к общей интенсивности) и абсолютную интенсивность поляризованного излучения. Для этих целей предусмотрены секции №№ 3 и 4, о которых подробно будет сказано ниже.

§ 2. АППАРАТУРА

1. Блок сменных секций (рис. 2)

Цилиндрический волновод, соединяющий источник исследуемого радиоизлучения с радиометром, имеет внутренний диаметр $\Phi = 23,4$ мм. При выборе величины диаметра цилиндрического волновода мы должны учитывать, что он

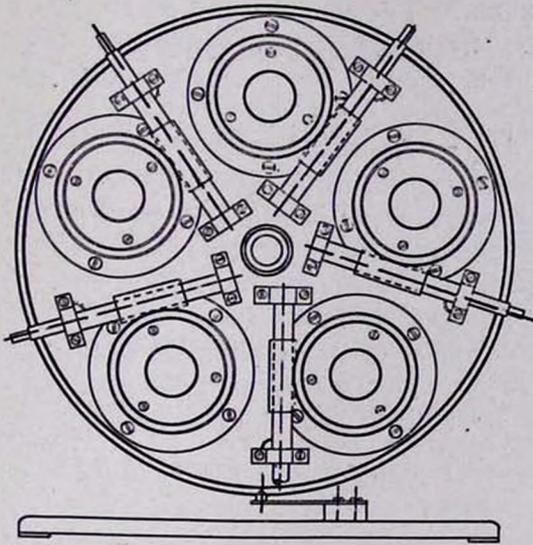


Рис. 2. Блок сменных секций—„револьверный блок“

должен быть больше критического для данной длины волны размера и меньше диаметра, при котором могут возбуждаться и распространяться весьма нежелательные высшие типы волн. При диаметре $\Phi = 23,4$ мм на частоте 9.500 мгц ($\lambda = 3,2$ см) вдоль волноводного тракта может распространяться только волна типа H_{11} .

Согласно общей идее разработанного метода измерений поляризации радиоизлучения в волноводном тракте поляризационного радиометра необходимо иметь взаимозаменяемые секции цилиндрического волновода. Таких секций было у нас пять. Одна из них — запасная, нами не использовалась. Эти секции вмонтированы в общий револьверный барабан. По-

воротом этого барабана можно ввести в волноводный тракт ту или иную желаемую секцию. Каждая секция, кроме этого, имеет возможность поворачиваться вокруг своей оси. На каждой секции имеется градусная шкала, позволяющая измерять углы поворота секции.

Каждая секция револьверного блока имеет свое определенное назначение:

а) Секция № 1 — „пустыя“. Эта секция представляет собой отрезок цилиндрического волновода без каких-либо вставок внутри.

б) Секция № 2 — „пластинка $\frac{\lambda}{4}$ “. В этой секции вдоль цилиндрического волновода по диаметру вставлена полистироловая пластинка. При прохождении электромагнитной волны через отрезок цилиндрического волновода, со вставленной внутрь полистироловой пластинкой, между компонентами вектора напряженности электрического поля вдоль и поперек плоскости пластинок набегает разность фаз, вследствие того, что действие пластинок в этих двух направлениях различно.

Длина полистироловой пластинки подбирается такой, чтобы этот набег разности фаз равнялся бы $\frac{\pi}{2}$, т. е. чтобы данная секция была бы аналогом „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “ в оптике.

Для согласования в волноводе „пластинка $\frac{\lambda}{4}$ “ сделана с четвертьволновыми ступеньками с обеих сторон. Коэффициент стоячей волны этой пластинки оказался равным 1,04. Размеры пластинки, первоначально сделанные по расчетам, были исправлены тщательной экспериментальной проверкой сдвига фаз, создаваемого пластинкой. Пластинка считалась четвертьволновой, если линейно-поляризованный сигнал, падающий под углом $\pm 45^\circ$ к плоскости пластинки, выходил после нее циркулярно-поляризованным (эллиптичность при этом была весьма ничтожной: $c - 1 < 0,001$, где $c = \frac{E_a}{E_b}$ — отношение полуосей эллипса поляризации) и на-

оборот, циркулярно-поляризованный сигнал преобразовывался в линейно-поляризованный $\left(c^1 = \frac{E_a}{E_b} < 10^{-3} \right)$.

в) Секция № 3 — „крест поглотителей“.

Количественные измерения, производимые поляризационным радиометром, требуют градуировки его чувствительности, абсолютной калибровки показаний выходных приборов.

В литературе описаны различные способы градуировок, основным и общепринятым из которых в диапазоне сантиметровых волн является калибровка при помощи согласованной нагреваемой нагрузки — „черного тела“, помещаемого в волновод. Этот метод сводится к измерению выхода при двух различных известных температурах этой нагрузки. Изменению температуры нагрузки на ΔT градусов соответствует изменение показаний выходного прибора на ΔN делений, откуда находится цена деления выходного прибора в температурах источника. Но такой способ калибровки имеет целый ряд недостатков и, фактически, при такой калибровке относительная ошибка в определении эффективных температур слабых источников радиоизлучения слишком велика. В самом деле, как показывают соответствующие измерения, коэффициент стоячей волны — к. с. в., характеризующий коэффициент отражения такой нагрузки, сильно зависит от ее температуры [5].

Относительно небольшие же изменения к. с. в. создают довольно сильные изменения паразитного сигнала, вызывающие изменения показаний выходного прибора. Изменения показаний выходного прибора, обусловленные паразитным сигналом, составляют значительную долю изменений показаний выходного прибора при нагревании нагрузки.

Уменьшить же относительную ошибку, вызванную изменением к. с. в., увеличением ΔT нельзя, так как при этом увеличивается и изменение к. с. в.

Далее, нагрузка без термостатирования подвержена влиянию изменений температуры и влажности окружающего воздуха, что влечет за собой увеличение ошибок измерений. Из-за тепловой инерции самой нагрузки и окружаю-

щего волновода на калибровочные измерения тратится сравнительно много времени. Применение двух разных нагрузок, нагретых до различных значений температур, хотя и устраняет некоторые недостатки вышеуказанного способа, но создаст дополнительные трудности: необходимость двух высокочастотных трактов с дополнительным переключением, необходимость тщательного термостатирования и автоматической поддержки постоянной температуры каждой нагрузки, необходимость одинакового согласования двух трактов и пр.

В поляризационном радиометре нами применен новый способ градуировки, идея которого состоит в следующем.

Плоская поглощающая пластинка, помещенная в цилиндрический волновод вдоль по диаметру, будет излучать по закону Кирхгофа — в меру своей температуры и коэффициента поглощения.

Как известно [6], мощность, излучаемая перегородкой в волноводе в частотном интервале Δf , равна:

$$P_{\text{мп}} = kTA_{\text{мп}}\Delta f \quad (1)$$

где k — постоянная Больцмана,

T — температура перегородки.

Входящий в (1) коэффициент $A_{\text{мп}}$ представляет собой суммарный коэффициент поглощения для всех типов волн $E_{\text{мп}}$ и $H_{\text{мп}}$. Если размеры волновода таковы, что докритической волной является только волна типа H_{11} , то $A_{\text{мп}}$ — просто коэффициент поглощения для этого типа волны, обозначаемый нами далее через α .

Таким образом, для расчета тепловой мощности, излучаемой поглощающей пластинкой, помещенной в волновод, надо знать только температуру излучателя и его коэффициент поглощения (при $k. с. в. = 1$). Если поглощающая пластинка частично „прозрачна“, то экспериментальное определение $A_{\text{мп}}$ сводится к определению коэффициента пропускания $1 - \alpha$.

Пусть имеем в цилиндрическом волноводе крест из двух взаимно перпендикулярных поглощающих пластинок с различными коэффициентами поглощения α_1 и α_2 . Обе эти

пластинки находятся при одинаковой температуре — температуре окружающей среды T_0 .

Мощности, излучаемые каждой пластинкой, в силу различия их коэффициентов поглощения, будут не равны: мощность, излучаемая первой пластинкой в единичном интервале частот, равна:

$$P_1 = \kappa_1 k T \quad (2)$$

второй
$$P_2 = \kappa_2 k T \quad (3)$$

Таким образом, излучение „креста поглотителей“, распространяющееся в цилиндрическом волноводе в сторону модулятора, представляет собой две независимые волны, линейно-поляризованные в двух взаимно перпендикулярных направлениях. Интенсивности излучения в этих двух направлениях определяются выражениями (2) и (3).

Предположим $\kappa_1 > \kappa_2$. При вращении модулятора — „пластинки $\frac{\lambda}{2}$ “ мощность излучения, поступающего в анализатор, будет меняться от своего максимального значения P_1 , когда в анализатор полностью проходит излучение от первой пластинки и совершенно не проходит от второй, до минимального — P_2 , когда проходит излучение от второй пластинки и не проходит от первой. Пусть при этом показания выходного прибора равны N делениям. Найдем: какой разности температур соответствует это показание.

Выходные показания прибора пропорциональны разности мощностей излучения пластинок:

$$N = \gamma \Delta P, \text{ где } \Delta P = P_1 - P_2 = (\kappa_1 - \kappa_2) k T_0$$

Пусть экспериментально определенные значения κ равны следующим величинам: $\kappa_1 = 1$, $\kappa_2 = 0,9$ ($T_0 = 300^\circ\text{K}$).

Тогда $\Delta P = 0,1 \cdot k \cdot 300^\circ = k \cdot 30^\circ$, т. е. разность мощностей при данных значениях κ и T_0 эквивалентна сигналу, выраженный в температурах источника $\Delta T_u = 30^\circ\text{K}$.

Таким образом, N делений выходного прибора соответствуют сигналу в 30° по температуре источника.

Конечно, такой метод градуировки не исключает некоторых факторов, ограничивающих точность калибровки, но, как показывается далее, эта точность выше точности, достигаемой общепринятым способом калибровки.

Кроме того, этот метод избавляет нас от неприятных забот по термостатированию, автоматической регулировке температуры и т. д.

Он практически позволяет в начале и в конце каждого измерения надежно и быстро (такая калибровка требует 15—20 сек.) измерить чувствительность поляризационного радиометра, что делает весьма надежными количественные измерения абсолютной интенсивности принимаемого излучения.

г) Секция № 4 — „поглощающая пластинка“.

Для определения степени поляризации — отношения интенсивности поляризованной компоненты к интенсивности общего излучения — необходимо иметь возможность измерять общую интенсивность. Для этой цели служит секция цилиндрического волновода, в которой вдоль него по диаметру расположена поглощающая пластинка. Поглощающая пластинка представляет собой плоскую гетинаксовую пластинку, покрытую поглощающим слоем — аквадагом. Для хорошего согласования концы пластинки сделаны с четвертьволновыми треугольными вырезами. Пластинка обеспечивает почти полное (больше 30 дБ) поглощение для волны, вектор E которой расположен вдоль пластинки.

В перпендикулярном направлении мощность проходит практически без поглощения. Радионизлучение, пройдя через такую секцию, оказывается линейно-поляризованным в направлении, перпендикулярном пластинке. Вместе с тем, пластинка в меру своей собственной температуры посылает излучение с вектором E , направленным вдоль нее (коэффициент поглощения ее $\alpha = 1$).

Таким образом, при измерениях с секцией № 4 показания выходного прибора пропорциональны разности мощностей собственного излучения поглощающей пластинки и излучения исследуемого источника, т. е. разности.

$$\Delta P = P_u - P_n = k(T_N - T_n)$$

где T_u — температура источника.

T_n — температура поглощающей пластинки, равная температуре окружающей среды ($T_0 \approx 300^\circ \text{K}$).

Имея прокалиброванную с помощью секции № 3 установку и зная температуру T_0 „поглощающей пластинки“, можно определять температуру источника.

2. Поляризационный модулятор

Как указывалось выше, разработанный метод поляризационных измерений предполагает новый способ модуляции — модуляцию вращением волноводного аналога „пластинки $\frac{\lambda}{2}$ “. Таким аналогом в поляризационном радиометре

является секция цилиндрического волновода со вставленной внутрь вдоль волновода по диаметру полистироловой пластинкой, размеры которой таковы, что при прохождении излучения через такую секцию между компонентами вектора напряженности электрического поля, параллельной и перпендикулярной к плоскости пластинки, создается сдвиг фазы на 180° . Для лучшего согласования этой пластинки в волноводе она сделана с четвертьволновыми вырезами на концах.

Эта секция цилиндрического волновода была тщательно проверена экспериментально: было измерено, насколько точно она обеспечивает сдвиг фазы на 180° . Размеры полистироловой пластинки, рассчитанные теоретически, были в результате тщательной экспериментальной проверки уточнены. Измерения показали, что возникающая вследствие неточности размеров пластинки паразитная эллиптичность при прохождении линейно-поляризованной волны через эту пластинку, характеризуемая отношением мощностей вдоль полуосей эллипса поляризации, меньше 10^{-4} .

Для исключения паразитной модуляции существенно было добиться хорошего и одинакового согласования „пластинки $\frac{\lambda}{2}$ “ для любой ориентации ее относительно вектора



проходящей волны. Измеренный к.с.в.п. этой пластинки равен 1,04.

Для осуществления модуляции в поляризационном радиометре необходимо вращать секцию — пластинку $\frac{\lambda}{2}$.

Технически эта задача решена следующим образом. За блоком смещенных секций расположен синхронный мотор СОД — 220 (рис. 3). Осью ротора этого мотора служит секция ци-

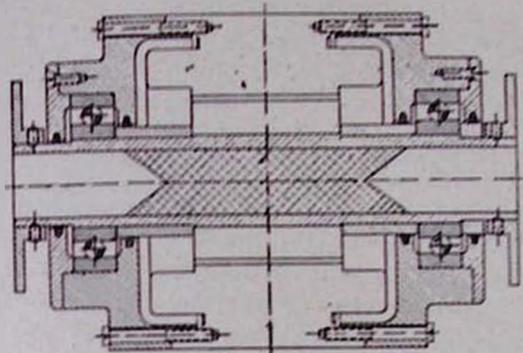


Рис. 3. Поляризационный модулятор

линдрического волновода, представляющая аналог пластинки $\frac{\lambda}{2}$. Мотор питается взятым с выхода камертонного ге-

нератора и усиленным усилителем мощности переменным напряжением частоты 40 гц. Схема радиометра с синхронным детектором требует наличия в схеме фазовращателя для регулировки разности фаз между сигналом и опорным напряжением. Для этого обычно опорное напряжение на синхронный детектор подается через реактивный фазовращатель, который не отвечает требованию постоянства амплитуды напряжения при изменении фазы $\pm 90^\circ$.

В поляризационном радиометре изменение соотношения фаз между сигналом и опорным напряжением осуществляется изменением фазы модуляции сигнала при помощи вращения статора мотора-модулятора.

Для определения угла поворота статора на нем имеется градусная шкала с делениями через каждые 2° от -90° до $+90^\circ$.

Такой способ обеспечивает вращение фазы в любых желаемых пределах, совершенно не влияя на амплитуду опорного напряжения.

Кроме того, после соответствующей градуировки шкалы статора мотора (об этой градуировке подробно ниже) такой способ позволяет определять ориентацию поляризации принимаемого поляризованного сигнала.

Связь между модуляторной секцией цилиндрического волновода и соседними секциями осуществляется через бесконтактные дросельные фланцы. Для уменьшения потерь принимаемого излучения в таких фланцах зазор между ними доведен до 0,1 мм.

3. Балансный смеситель

После модулятора следует анализатор — плавный переход с цилиндрического на прямоугольный волновод, соединенный с одним из плеч высокочастотного восьмиполюсника. Вместо обычно применяемых двойных Т-образных соединений в поляризационном радиометре используется волноводное кольцо, так называемое гибридное кольцо новой конструкции.

Из двух возможных видов гибридных колец — колец в Е и Н-плоскостях — было выбрано кольцо в Е-плоскости — высокое кольцо, как обеспечивающее более близкое расстояние между двумя детекторами балансного смесителя и более легко согласовывающееся. Кольцо в Е-плоскости является последовательным соединением плеч восьмиполюсника. Условия согласования при таком соединении требуют выполнения следующих соотношений [7].

$$Z_1 = Z_2, \quad Z_3 = Z_4, \quad Z_1 Z_4 = 2Z_0^2$$

где Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 — волновые сопротивления соответствующих плеч восьмиполюсника, Z_0 — волновое сопротивление кольца.

Наиболее широкополосное согласование достигается при

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = \sqrt{2} Z_0$$

Для выполнения последнего равенства необходимо,

чтобы ширина кольца равнялась $\frac{b}{\sqrt{2}}$, где b — размер узкой стороны прямоугольных волноводов, присоединяемых к кольцу. В этом случае кольцо будет согласовано со стороны любого плеча, если волноводы каждого плеча имеют согласованные нагрузки. Расположение же мест соединений плеч с кольцом рассчитывается из требований удовлетворения соответствующих разностей фаз. В литературе имеется описание только одного частного вида кольца, у которого все соединяющиеся плечи расположены по одну сторону диаметра кольца с определенным относительным расположением. Нет никаких указаний на возможность иного расположения соединяющихся прямоугольных волноводов. Между тем в тех или иных случаях требуется иметь кольца различных габаритов с различным относительным расположением соединяющихся плеч.

Для этой цели найдем условия, которым должны удовлетворять размеры кольца и соотношения расстояний между соединениями плеч с кольцом (схематический чертеж гибридного кольца приведен на рис. 4). Гибридное кольцо должно удовлетворять общему условию — каждое плечо должно быть электрически связано с соседними двумя плечами и развязано с оставшимся четвертым плечом. Из этого требования вытекает необходимость выполнения следующих условий:

$$\begin{aligned} l_{12} - l_{12} &= p_1 \lambda_g^0 & l_{22} - l_{22} &= p_2 \lambda_g^0 \\ l_{14} - l_{14} &= p_2 \lambda_g^0 & l_{34} - l_{34} &= p_1 \lambda_g^0 \\ l_{13} - l_{13} &= (2p_1' + 1) \frac{\lambda_g^0}{2} & l_{21} - l_{21} &= (2p_2' + 1) \frac{\lambda_g^0}{2} \\ l_{12} + l_{23} + l_{34} + l_{41} &= N \frac{\lambda_g^0}{4} = 2R_{cp} \end{aligned}$$

где l_{mn} и l_{mn} — взаимно дополняющие дуги кольца между плечами m и n ; λ_g^0 — длина волны в кольцевом волноводе;

R_{cp} — радиус средней окружности кольца; p и p' — целые числа.

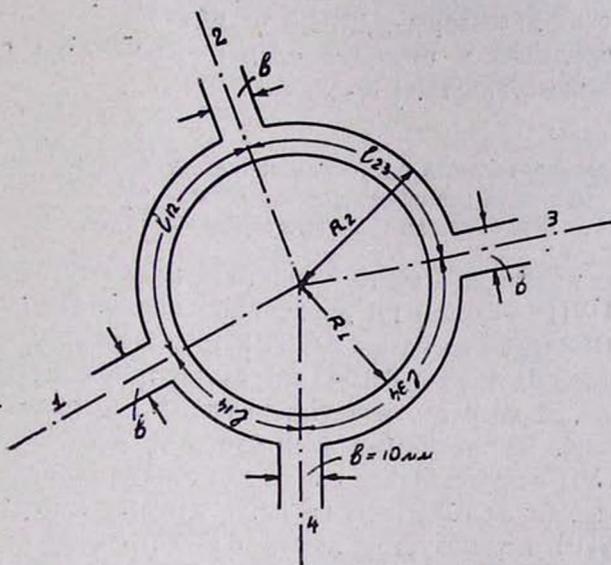


Рис. 4. К расчету «гибридного кольца»

Разность $I_{m\alpha} - I'_{m\alpha}$ — это разность двух путей волны, распространяющейся из плеча m в плечо n по двум взаимно дополняющим дугам кольца.

Исходя из вышеуказанных требований, были сконструированы и изготовлены два варианта гибридных колец: первый вариант:

$$l_{12} = l_{23} = l_{14} = 5 \frac{\lambda_g^0}{4}, \quad l_{34} = 3 \frac{\lambda_g^0}{4}, \quad 2\pi R_{cp} = 18 \frac{\lambda_g^0}{4}$$

второй вариант:

$$l_{12} = l_{23} = l_{14} = 3 \frac{\lambda_g^0}{4}, \quad l_{34} = \frac{\lambda_g^0}{4}, \quad 2\pi R_{cp} = 10 \frac{\lambda_g^0}{4}$$

В поляризационном радиометре было использовано гибридное кольцо первого варианта. В этом кольце плечо № 1 — сигнальное плечо, плечи №№ 2 и 4 — детекторные, плечо № 3 — гетеродинное. При использовании гибридного кольца так же, как при употреблении двойного трюника, шумы гетеродина подавляются.

В качестве смесителей используются кремниевые кристаллические детекторы — ДКС-5 и ДКС-4.

Гетеродином и поляризационном радиометре служит отражательный клистрон К-19.

4. Предварительный усилитель промежуточной частоты Основной усилитель промежуточной частоты RC-усилитель и вспомогательные блоки

Вход предварительного усилителя промежуточной частоты — ПУПЧ — сделан по двухтактной схеме. Первый каскад ПУПЧ собран на лампе 6Ж1П в триодном режиме, второй каскад — на триоде 6Н15П по схеме триод с заземленной сеткой, далее следуют четыре каскада на лампах 6Ж1П с контурами, настроенными на частоты 48 мГц, 60 мГц и 72 мГц. УПЧ представляет собой две тройки каскадов, собранных на лампах 6Ж1П. В качестве второго детектора на выходе УПЧ используется лампа 6Х2П. Усиление УПЧ регулируется изменением напряжения катодного смещения лампы последней тройки.

Узкополосный RC-усилитель имеет следующие данные: частота — 80 гц; полоса — 4 гц; усиление ≈ 10000 . На выходе RC-усилителя помещен синхронный детектор на лампе 6Х6 и усилитель постоянного тока на двух лампах 6Ж4. При помощи соответствующего переключателя можно постоянную времени выходных устройств менять в пределах от 0,1 до 32 сек.

§ 3. ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Как ясно из предыдущего, для осуществления модуляции необходимо, чтобы на модулятор подавался линейно-поляризованный сигнал. Поляризаторами сигнала служат соответствующие, описанные выше, сменные секции цилиндрического волновода. Источником переменного напряжения для питания мотора-модулятора служит камертонный генератор на частоту 40 гц. Стабилизированное по частоте и амплитуде напряжение, выдаваемое камертонным генератором

ром, усиливается усилителем мощности, собранным на двух лампах ГУ-50, и подается на синхронный мотор.

При вращении мотора с частотой Ω_m оборотов в секунду модуляция мощности сигнала происходит с учетверенной частотой — частотой $\Omega_c = 4 \Omega_m$.

В самом деле, как указывалось выше, вектор напряженности электрического поля линейно поляризованного излучения, входящего в модулятор, пройдя через вращающуюся с частотой Ω_m пластинку $\frac{\lambda}{2}$, на выходе этой пластинки вращается с удвоенной частотой — $2\Omega_m$.

В анализаторе — прямоугольном волноводе — амплитуда напряженности электрического поля будет изменяться по закону.

$$E = |E_0 \cos 2\Omega_m t|$$

т. е. по закону изменения модуля косинуса.

Мощность принимаемого излучения при поляризационной модуляции будет в прямоугольном волноводе изменяться по закону

$$P = \frac{E_0^2}{2} (1 + \cos 4\Omega_m t)$$

Следует отметить (как это видно и из формулы), что глубина модуляции при таком способе модуляции всегда равна единице, так как мощность сигнала изменяется от максимального своего значения до нуля (когда сигнал полностью отражается от анализатора). В поляризационном радиометре частота модуляции сигнала равна 80 гц. (При частоте питания мотора в 40 гц число оборотов мотора в секунду равно 20, т. е. $\Omega_m = 20$, а частота модуляции сигнала $\Omega_c = 4 \Omega_m = 80$).

При выборе частоты модуляции руководствуются следующими соображениями. В диссертации Малахова [8] и в работе Салононовича и Шмаонова [9] экспериментально показано, что спектральная плотность собственных шумов приемника имеет аномальный характер — резкое возрастание в области нулевых частот. Поэтому частота модуляции, естественно, должна быть вне области повышенной спек-

тральной плотности шумов. Область аномальной спектральной плотности простирается до частот в несколько десятков герц. Частота модуляции должна быть больше этой величины. Повышение частоты модуляции выше 80—100 гц не должно дать ощутимого выигрыша.

Радиовозлучение исследуемого источника, имеющее сплошной спектр, пройдя через модулятор, оказывается промодулированным. Промодулированный шумовой сигнал со сплошным спектром, смешиваясь с частотой местного гетеродина, преобразуется в шумы промежуточной частоты. На выходе второго детектора, наряду с шумом комбинационных частот, появляется переменная составляющая частоты модуляции, мощность которой пропорциональна мощности модулируемого сигнала. Эта переменная составляющая узкополосным RC-фильтром выделяется из собственных шумов аппаратуры, усиливается и подается на синхронный детектор.

Источником опорного напряжения для синхронного детектора служит тот же камертонный генератор. Так как частота опорного напряжения должна быть равной 80 гц, переменное напряжение с выхода камертонного генератора предварительно удваивается и фильтруется.

На синхронном детекторе происходит смещение синусоидального колебания сигнала, получающегося на выходе RC, с синхронным опорным напряжением. В результате этого смещения вырабатывается постоянное напряжение, пропорциональное мощности измеряемого сигнала.

Далее, это постоянное напряжение усиливается усилителем постоянного тока с оконечной RC-ячейкой. Величины сопротивления R и емкости C определяют полосу пропускания выходного устройства.

При применении синхронного детектора необходимо, чтобы разность фаз между сигналом и опорным напряжением равнялась 0° или 180° . Как указывалось выше, эта разность фаз устанавливается и меняется изменением фазы модуляции сигнала при помощи поворота статора мотора.

Оптимальное соотношение фаз между опорным напря-

жением и сигналом определяется и контролируется при помощи осциллографа.

К выходу радиометра можно присоединять либо шлейф-осциллограф НЮ, либо самопишущий автоматический потенциометр ЭПП-09.

§ 4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО РАДИОМЕТРА

Подготовка установки к регулярным измерениям включала тщательные испытания как отдельных узлов, так и всей установки в целом. Работа по исследованию установки проводилась по следующим разделам.

1. Настройка высокочастотного тракта

В процессе конструирования отдельных высокочастотных узлов установки одним из основных требований, предъявляемых к конструируемым узлам, было получение возможно широкой полосы по высокой частоте.

Так, например, применявшиеся высокочастотные детекторные секции после тщательного подбора двух симметричных кристаллов и настройки на одну и ту же среднюю частоту имели коэффициент стоячей волны по напряжению — к.с.в.н. меньше 1,5 в полосе 300 мГц.

Испытания высокочастотного тракта включали также испытание сконструированного нами нового гибридного кольца. Эти испытания показали большое преимущество гибридных колец по сравнению с широко применяющимися ранее двойными тройниками.

Как известно, двойные тройники настраиваются с помощью индуктивных штырей и емкостных диафрагм. Настройка эта обычно отнимает немало времени и требует определенного умения. При этом настраиваются эти тройники в сравнительно узкой полосе: в полосе 200 мГц к.с.в.н. на краях равен 2,0 [5]. Гибридное же кольцо в отличие от двойных тройников совершенно не имеет настроенных элементов и оказывается автоматически настроенным при правильном расчете конструкции и точном изготовлении его. Так, испытание нашего гибридного кольца показало,

что к.с.в.п. его на краях полосы в 500 мггц равен 1,3, в середине — 1,06. Важной характеристикой работы гибридного кольца является степень развязки между сигнальным и гетеродинным плечами. Соответствующие измерения показали, что гибридное кольцо обеспечивает развязку порядка 28 дб. Эти данные убедительно показывают целесообразность применения гибридных колец вместо двойных тройников.

Измерения полосы пропускания гибридного кольца вместе с детекторными секциями дали следующие результаты: к.с.в.п. на краях полосы в 400 мггц равен 1,6; в середине — 1,06.

Таким образом испытания показали, что полоса высокочастотного тракта поляризационного радиометра заметно шире (примерно в 4 раза) полосы радиометров на ту же полну, описание которых опубликовано ранее.

2. Испытание усилителей промежуточной частоты

Измерения показали, что общая полоса ПУПЧ и УПЧ равна 20 мггц. Измеренный с помощью генератора с шумовым диодом шум-фактор оказался равным 3. Общее усиление ПУПЧ и УПЧ равно 10000. Общий шум-фактор поляризационного радиометра, измеренный при помощи генератора стандартных сигналов, оказался равным 12.

3. Исследование паразитных эффектов в аппаратуре

а) Ошибки измерений, вызванные интерференционным эффектом.

Кристаллические детекторы, стоящие в волноводном тракте в качестве смесителей, сами являются источниками шумового напряжения. Шумы детекторов, распространяясь в направлении сигнального тракта и отражаясь от него обратно, могут дать, когда не предпринимаются соответствующие меры, интерференционный эффект: прямые и отраженные волны когерентны и поэтому амплитуда суммарного шумового напряжения на входе приемника будет зависеть от амплитуд и разности фаз прямой и отраженной волн. Указанная же разность фаз зависит от длины волновода и ча-

стоты гетеродина. Впервые указал на наличие интерференционного эффекта В. С. Тройцкий [10].

Рассмотрим интерференционный эффект в поляризованном радиометре. Распространяющееся в прямоугольном волноводе в сторону модулятора шумовое излучение детекторов оказывается линейно-поляризованным и, пройдя через модулятор, отражается то от исследуемого источника, то от той или иной пластинки, введенной в волноводный тракт. Это приводит к модуляции интерференционного эффекта с частотой, равной частоте модуляции полезного сигнала, что вносит ошибки в производимые измерения.

Расчет показывает, что величина паразитного уровня, обусловленного наличием интерференционного эффекта, при балансной схеме входа пропорциональна разности

$$\Delta T_u = T_k \left(r_a \cos \frac{2\pi f}{c} 2l_a - r_p \cos \frac{2\pi f}{c} \cdot 2l_p \right) \quad (4.1)$$

где T_k — температура шумов кристалла,

r_a , l_a — коэффициент отражения исследуемого и точника и длина линии до него,

r_p , l_p — коэффициент отражения соответствующей пластинки, введенной в волноводный тракт, и длина линии до нее.

Из этой формулы следует, что для уменьшения интерференционной ошибки необходимо:

во-первых, добиться такого согласования, чтобы при возможно меньших значениях r_a и r_p были бы возможно меньшими и разности $\Delta r = r_a - r_p$;

во-вторых, выбирать место пластинок вдоль волноводного тракта так, чтобы $2(l_a - l_p) = p\lambda_g$;

где λ_g — длина волны в волноводе,

p — целое число.

Вышеприведенное рассмотрение показывает, что помимо тщательного согласования всех элементов высокочастотного тракта, т. е. достижения возможно меньших значений к.с.в.н., характеризующих коэффициенты отражения, необходимо еще добиться возможно меньших значений соответствующих разностей к.с.в.н. Для точного определения этих разностей нами была применена специальная схема измерений, показанная на рис. 5.

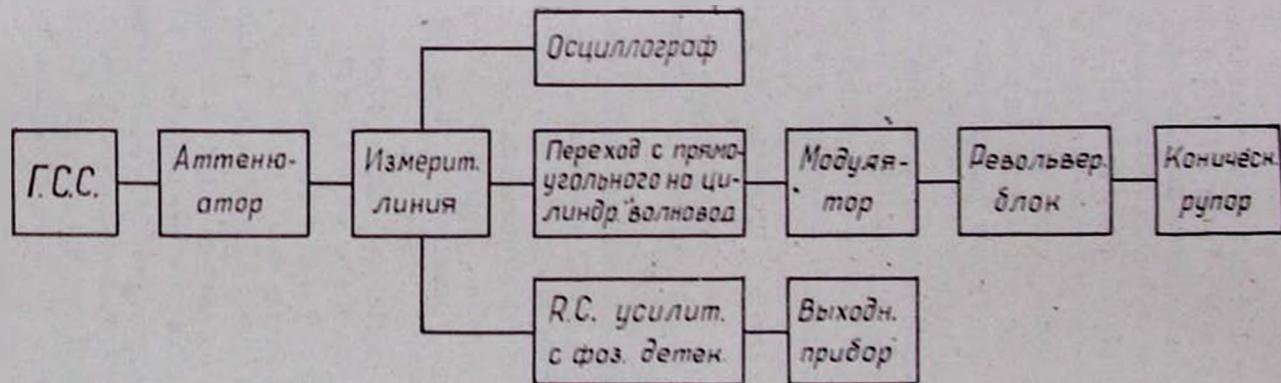


Рис. 5 Схема измерений разностей к.с.п.

При измерениях по этой схеме картина стоячих волн в измерительной линии в случае, если соответствующие к.с.в.н. не равны, периодически меняется с частотой 80 гц, на которую настроен RC-усилитель с синхронным детектором. Модуляция мощности в измерительной линии обусловлена измеряемой разницей к.с.в.н. При этом показания выходного прибора пропорциональны разности соответствующих к.с.в.н.

Такая схема измерений дает возможность измерить разницу к.с.в.н. в третьем знаке и определить фазу паразитной модуляции, а по последней уже и ориентацию направления максимального паразитного сигнала.

Таким способом определялась нами разница между к.с.в.н. „поглощающей пластинки“ и источника — $(k_n - k_u)$; „пластинки $\frac{\lambda}{4}$ “ и источника — $(k_\lambda - k_u)$; первой и второй пластин „креста поглотителей“ — $(k_I - k_{II})$.

Тщательным согласованием нам удалось сделать эти разницы меньше 0,01 при значениях к.с.в.н. порядка 1,05. Зная точные значения этих разниц к.с.в.н., можно, пользуясь выражением, приведенным в формуле (4.1), для каждого конкретного случая теоретически оценить величину максимальной интерференционной ошибки. Но, помимо такой теоретической оценки, мы нашли возможность экспериментальной оценки ошибки, вызванной паразитной модуляцией.

Идея этого способа состоит в следующем.

Возьмем крест из двух поглощающих пластинок с одинаковыми коэффициентами поглощения, равными единице: $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$. Пусть при этом к.с.в.н. этих пластинок со стороны детекторов различны: $k_I \neq k_{II}$. По схеме 1 (рис. 5) измеряем выход, обусловленный, как это ясно из схемы измерения, только различным к.с.в.н. у каждой из этих пластинок. Тут необходимо отметить, что при таких и подобных им измерениях для точного определения величины сигнала мы воспользовались возможностью легко и просто исключать ошибку определения нуля отсчета с помощью поворота „креста“ на 90° . При таком повороте фаза модуляции сигнала на синхронном детекторе меняется на 180° и если в

начале выходной прибор постоянного тока отклонялся на $+$ n делений, то после поворота он отклонится на $-$ n делений.

Таким образом, выход, обусловленный разностью к.с. в.п., измеренный таким способом, пусть равен N_1 делениям.

При этом $N_1 = \frac{N' - N''}{2}$, где N' и N'' показания выходного

прибора при двух взаимно перпендикулярных положениях „креста“. Далее измеряем выход по полной схеме радиометра (с ПУПЧ и УПЧ и т. д.). Пусть при этом он равен N_2 делениям выходного прибора. Ясно, что ввиду равенства коэффициентов поглощения и температур обеих пластинок „креста“, мощности собственных излучений пластинок „креста“, равны. Измеренный выход в N_2 делений обусловлен только паразитным сигналом \pm разницей условий отражения шумов детектора от каждой пластинки.

Таким образом, мы вправе утверждать, что паразитный сигнал, дающий при измерении по схеме I отклонение выходного прибора, равное N_1 делениям, дает при измерении по полной схеме радиометра отклонение, равное N_2 делениям. Иными словами, N_1 делениям по первой схеме соответствуют N_2 деления по полной схеме. После такой калибровки этот крест поглотителей заменяем, скажем, эталонным крестом поглотителей — секцией № 3, которая служит в нашей установке для калибровки чувствительности. Как было указано выше, коэффициент поглощения одной пластинки равен $\alpha_1 = 1$, другой пластинки — $\alpha_2 = 0.9$. Измеряем выход по схеме I. Ясно, что он обусловлен только паразитной модуляцией.

Пусть отклонение при этом равно N_3 делениям. Далее измеряем выход от этого же креста по полной схеме радиометра. При этом отклонение пусть равно N_4 делениям. Выход этот обусловлен как разницей мощностей собственных излучений каждой пластинки — полезный сигнал, так и разницей в условиях отражения шумов детекторов от каждой пластинки — паразитный сигнал. Теперь мы можем отделить полезный сигнал от паразитного. В самом деле,

$$N_1 = N \pm \frac{N_2}{N_4} N_3.$$

Здесь через N обозначен выход, обусловленный полезным сигналом; $\frac{N_2}{N_1} \cdot N_3$ — выход, обусловленный паразитным сигналом. Выбор знака зависит от того: в фазе или в противофазе полезный и паразитный сигналы. Фаза паразитной модуляции определяется при измерениях по схеме I, а фаза полезной модуляции задается положением первой пластинки ($x_1 > x_2$).

Таким образом, вышеуказанный способ позволяет экспериментально определить ошибку измерений, вызванную паразитной модуляцией.

б) Паразитная амплитудная модуляция неполяризованного фона.

Другим паразитным эффектом поляризационного радиометра, могущим внести ошибку при поляризационных измерениях, является паразитная амплитудная модуляция неполяризованного фона, вызванная поглощением в полистироловых $\frac{\lambda}{2}$ и $\frac{\lambda}{4}$ пластинках. Хотя поглощение в полистироле и весьма ничтожно, но в измерениях слабых поляризаций на фоне сильного неполяризованного излучения паразитная амплитудная модуляция этого фона может составить заметную долю выходного уровня сигнала. Во всяком случае, не лишена смысла приводимая ниже количественная оценка этого эффекта, позволяющая судить в какой мере этот эффект может влиять на точность поляризационных измерений.

Неполяризованное радиоизлучение, распространяющееся в цилиндрическом волноводе, пройдя через полистироловую пластинку, окажется частично-поляризованным, так как интенсивность излучения в направлении вдоль пластинки будет несколько ослаблена в меру поглощения пластинки, излучение же в направлении, перпендикулярном пластинке, практически пройдет пластинку без ослабления.

Пусть в волноводный тракт введена секция № 1 — „пустая“. В этом случае единственной полистироловой пластинкой в тракте является вращающаяся „пластинка $\frac{\lambda}{2}$ “.

При вращении «пластинки» $\frac{\lambda}{2}$, направление частичной поляризации будет вращаться вокруг оси волновода с частотой вращения «пластинки» $\frac{\lambda}{2}$, создавая некоторую паразитную модуляцию принимаемого неполяризованного излучения. При этом выходной уровень поляризационного радиометра будет пропорционален разности мощностей в направлениях вдоль и перпендикулярно к пластинке прошедшего через эту пластинку принимаемого неполяризованного излучения. Частота этой паразитной модуляции будет равна частоте вращения пластинки, т. е. она вдвое меньше частоты модуляции измеряемого поляризованного сигнала.

Как известно, при распространении волны на длину λ_m (λ_m — длина волны в диэлектрике) амплитуда уменьшается в $e^{-2\pi\lg\frac{\delta}{2}}$ раз, где $\operatorname{tg}\delta$ — тангенс потерь данного диэлектрика. Таким образом, вектор напряженности волны, прошедшей через диэлектрик, заполняющий волновод, выразится

$$E = E_0 e^{-2\pi\lg\frac{\delta}{2}} \quad (3.2)$$

Для полистирола в области частот порядка $9 \cdot 10^9$ значение $\operatorname{tg}\delta = 0,00025$. Подставляя соответствующие численные значения в (3.2), будем иметь

$$E = E_0^{-7,5 \cdot 10^{-4}} \approx E_0(1 - 7,5 \cdot 10^{-4}) \approx 0,999E_0$$

Отсюда, мощность на выходе волновода, участок длиной в λ_m которого целиком заполнен полистиролом, будет равна

$$P \approx 0,998 P_0 \quad (3.3)$$

Дальнейший расчет, учитывающий частоту паразитной амплитудной модуляции неполяризованного фона (она вдвое меньше частоты полезной модуляции, на которую настроен узкополосный RC-усилитель) и весьма малые потери в полистироле, которые выражаются соотношением (3.3), показывает, что ошибки измерений, вызванные такой паразитной модуляцией, пренебрежимо малы.

В случае же работы с секцией № 2— «пластинкой $\frac{\lambda}{4}$ »,

частота паразитной амплитудной модуляции равна частоте модуляции полезного сигнала, но фаза паразитной модуляции сдвинута относительно фазы полезной модуляции на 90° . Поэтому синхронный детектор, работая в режиме максимальной чувствительности к полезному сигналу, оказывается нечувствительным к паразитному.

4. Градуировка шкалы фазовращателя

Как указывалось выше, изменение соотношения между фазой модуляции сигнала и фазой опорного напряжения осуществляется поворотом статора мотора-модулятора. Методика поляризационных измерений требует соответствующей градуировки шкалы статора мотора. Можно предложить несколько способов такой градуировки, наиболее простым из которых является следующий. К цилиндрическому волноводному тракту взамен исследуемого источника подключается генератор стандарт-сигналов 4ЗИ, на выходе которого имеется переход с прямоугольного волновода на коаксиальный кабель и обратный переход с коаксиального кабеля на прямоугольный волновод. К последнему переходу подключается плавный переход с прямоугольного на цилиндрический волновод. Когда включается генератор в цилиндрическом волноводном тракте в сторону приемника распространяется линейно поляризованное излучение в виде волн типа H_{11} с вектором E напряженности электрического поля, перпендикулярным широким стенкам прямоугольного волновода плавного перехода. Поворачивая вокруг оси волноводного тракта плавный переход на угол φ , определяемый по градусной шкале на плавном переходе, мы поворачиваем направление вектора E принимаемого сигнала на этот же угол φ . Для каждого известного направления вектора E сигнала устанавливается такое положение статора мотора-модулятора, при котором достигается оптимальное (0° или 180°) соотношение фаз модуляции сигнала и опорного напряжения на синхронном детекторе. Правильность соотношения

физ определяется с помощью осциллографа, подключенного к входному трансформатору синхронного детектора.

При этом при повороте направления вектора E принятого сигнала на угол $\Delta\varphi$ статор мотора приходится поворачивать на угол $\Delta\varphi_m = \frac{1}{2}\Delta\varphi$. Углы поворота статора мо-

тора отсчитываются по градусной шкале на статоре. Вообще для последующих измерений полезно запомнить следующие два обстоятельства.

Во-первых, при повороте вектора E линейно поляризованного сигнала на угол $\Delta\varphi$ при неподвижном статоре мотора разность фаз модулирующего сигнала и опорного напряжения меняется на угол $\Delta\psi = 2\Delta\varphi$.

Во-вторых, при повороте статора мотора на угол $\Delta\varphi_m$ при неподвижном векторе E сигнала эта разность фаз меняется на угол $\Delta\psi = 4\Delta\varphi_m$. В самом деле, повернув статор мотора на угол $\Delta\varphi_m$, мы тем самым поворачиваем пластинку $\frac{\lambda}{2}$ на такой же угол. При этом угол между пластин-

кой $\frac{\lambda}{2}$ и вектором E сигнала на выходе модулятора изменяется на величину $\Delta\varphi^1 = 2\Delta\varphi_m$, а изменение же ориентации вектора E на угол $\Delta\varphi^1$ влечет изменение разности фаз на синхронном детекторе на угол $\Delta\psi = 2\Delta\varphi^1 = 4\Delta\varphi_m$.

Все эти соотношения подтверждаются экспериментально.

Проградуировав вышеуказанным способом шкалу фазовращателя-статора мотора, можно при поляризационных измерениях определять неизвестную нам ориентацию вектора E радионизлучения исследуемого источника.

5. Абсолютная калибровка радиометра

По описанному в § 2 способу абсолютной градуировки была определена чувствительность поляризационного радиометра. Как указывалось выше, разность мощностей от каждой пластинки „креста поглотителей“, выраженная в температурах источника, равна $\Delta T_s = 30^\circ$, так что изменение по-

казаний выходного прибора при повороте „креста“ на 90° эквивалентно изменению температуры сигнала на $\Delta T = 60^\circ$.

Определенная экспериментально с помощью „креста поглотителей“ предельная чувствительность поляризационного радиометра, выраженная в температурах источника, оказалась равной:

$$\delta T_u = 1^\circ \text{K}$$

§ 5. О НЕКОТОРЫХ ПРИМЕНЕНИЯХ ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО РАДИОМЕТРА

С помощью описываемого радиометра можно провести ряд радиофизических исследований в трехсантиметровом диапазоне длин волн. Прежде чем перейти к конкретным применениям поляризационного радиометра, предложим два способа определения величины сдвига фаз между двумя взаимно перпендикулярными компонентами радиоизлучения, распространяющегося в волноводном тракте. Покажем, что если мы имеем между источником радиоизлучения, подключенным к цилиндрическому волноводу радиометра, и блоком сменных секций участок волноводного тракта, вносящий по тем или иным причинам некоторый сдвиг фаз между двумя взаимно перпендикулярными компонентами радиоизлучения, то по степени искажения характера поляризации радиоизлучения можно определить величину сдвига фаз. Для определения этой величины необходимо иметь источник излучения с известным нам характером поляризации излучаемых им волн. Таким источником радиоизлучения может быть генератор стандарт-сигналов 43И,

1. Пусть генератор 43И излучает линейно поляризованную волну. Последовательно меняем направление линейной поляризации излучаемого сигнала — угол $\alpha_{\text{изл.}}$ между вектором E излучения и вертикалью. Для этого вращаем вокруг оси волноводного тракта плавный переход с прямоугольного на цилиндрический волновод, соединяющий генератор с высокочастотным трактом. Как указывалось выше, на пути радиоизлучения, распространяющегося в сторону приемника, имеется исследуемый анизотропный участок волноводного тракта. Анизотропия эта выражается в различии скоростей

распространения для волн, поляризованных в различных направлениях, перпендикулярных оси волноводного тракта. Вследствие этого излучение на выходе этого участка будет в зависимости от ориентации вектора E излучения, входящего в этот участок, либо линейно, либо эллиптически поляризованным. Для каждого фиксированного значения угла $\alpha_{\text{изл}}$ измерим эллиптичность радионизлучения, выходящего из этого участка. По данным этих измерений мы можем определить величину сдвига фаз, создаваемого этим участком между двумя взаимно перпендикулярными компонентами излучения, направленными вдоль осей анизотропии исследуемого участка. Можно также определить ориентацию осей анизотропии.

В самом деле, пусть сигнал линейно поляризован под углом α к направлению оси анизотропии. Выберем прямоугольную систему координат так, чтобы направление оси z совпадало с направлением оси анизотропии, и оси x и y находились бы на плоскости, перпендикулярной оси волноводного тракта.

Тогда компоненты вектора напряженности электрического поля сигнала вдоль этих полуосей после прохождения исследуемого участка могут быть выражены через

$$E_x = E \sin \alpha \sin \omega t \quad E_y = E \cos \alpha \sin(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

где φ — появившийся сдвиг фазы.

Сделав соответствующие элементарные преобразования, получим уравнение кривой, которую описывает конец вектора E после прохождения исследуемого участка:

$$\frac{E_x^2}{E^2 \sin^2 \alpha} + \frac{E_y^2}{E^2 \cos^2 \alpha} - \frac{E_x E_y}{E^2 \sin \alpha \cos \alpha} \cos \varphi - \sin^2 \varphi = 0 \quad (2)$$

Легко видеть, что уравнение (2) — есть уравнение эллипса.

Обозначив через β угол между большой полуосью эллипса поляризации с осью x , можем получить следующее соотношение, связывающее β , φ и α :

$$\operatorname{tg} 2\beta = \operatorname{ctg} \varphi \operatorname{tg} 2\alpha. \quad (3)$$

Для связи же между эксцентриситетом e и углами α и φ , находим следующее соотношение:

$$e = \sqrt{1 - \frac{1 - \sqrt{\cos^2 2\alpha + \sin^2 2\alpha \cos^2 \varphi}}{1 + \sqrt{\cos^2 2\alpha + \sin^2 2\alpha \cos^2 \varphi}}} \quad (4)$$

Для случая, когда угол $\alpha = 45^\circ$, формула эта принимает вид

$$e = \sqrt{1 - \frac{1 - \cos \varphi}{1 + \cos \varphi}} \quad (5)$$

Измерив эксцентриситет e эллипса поляризации излучения, прошедшего через исследуемый участок, можно легко по формуле (5) найти величину φ сдвига фаз.

2. Величину сдвига фаз можно найти и другим способом, несколько отличающимся от вышеописанного. В этом случае линейно поляризованный сигнал генератора 43И преобразуется (при помощи „турникета“ или другим из известных способов) в циркулярно поляризованный. Тогда, при прохождении такого сигнала через исследуемый участок, между двумя взаимно перпендикулярными компонентами, направленными вдоль осей анизотропии этого участка, возникает некоторый сдвиг фаз φ . Компоненты вектора E сигнала вдоль осей x и y будут равны следующим выражениям (оси x и y выбраны вдоль осей анизотропии):

$$E_x = E \sin \omega t \quad E_y = E \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi \right) \quad (6)$$

Приняв $\psi = \frac{\pi}{2} + \varphi$ и исключив из (6) время t , будем иметь следующее уравнение кривой, которую описывает конец вектора E :

$$E_x^2 + E_y^2 - 2E_x E_y \cos \psi - E^2 \sin^2 \psi = 0 \quad (7)$$

Это уравнение является уравнением эллипса, полуоси которого составляют с осями анизотропии исследуемого участка угол β , связанный с величиной сдвига фаз следующим соотношением:

$$\operatorname{tg} 2\beta = \frac{2 \cos \psi}{\cos \psi - 1} \quad (8)$$

Зная направление осей анизотропии исследуемого участка и определив при помощи радиометра направление осей

эллипса поляризации радиоизлучения на выходе этого участка, можно измерить угол β и по формуле (8) вычислить величину сдвига фаз.

Если же в тех или иных конкретных задачах направление осей анизотропии неизвестно, то величину сдвига фаз можно определить, измерив эксцентриситет эллипса возбуждающей эллиптической поляризации. В самом деле, между эксцентриситетом e и величиной сдвига фаз можно вывести следующее соотношение:

$$e = \frac{\sqrt{\cos \psi}}{\cos \frac{\psi}{2}} \quad (9)$$

где

$$\psi = \varphi + \frac{\pi}{2}$$

Таким образом, если имеется участок волноводного тракта, в котором скорости распространения радиоизлучения в каких-либо двух взаимно перпендикулярных направлениях не равны, то циркулярно поляризованное излучение, пройдя через такой участок, становится эллиптически поляризованным. Измерив соотношение мощностей вдоль полуосей эллипса поляризации, можно по формуле (9) определить величину сдвига фаз, создаваемого исследуемым участком волноводного тракта, между двумя взаимно перпендикулярными компонентами распространяющегося излучения.

Итак, как ясно из настоящей статьи, разработанный метод поляризационных исследований позволяет производить полный анализ поляризации исследуемого радиоизлучения, т. е.:

1) определять, поляризовано или неполяризовано это излучение;

2) при наличии поляризованной компоненты определять характер поляризации во всех трех случаях:

а) циркулярно поляризованное излучение — направление вращения вектора E ;

б) эллиптически поляризованное излучение — степень эллиптичности, направление вращения вектора E и ориентацию полуосей эллипса поляризации;

в) линейно поляризованное излучение — направление плоскости поляризации.

3) измерять абсолютную интенсивность поляризованной компоненты;

4) измерять абсолютную интенсивность общего (поляризованного и неполяризованного) излучения.

Следует отметить существенное преимущество разработанного метода поляризационных измерений по сравнению с другими известными методами, заключающееся в том, что новый принцип модуляции, так называемой поляризационной модуляции, позволяет полностью устранить относительно мощный фон неполяризованного излучения. При поляризационных измерениях модулируется только поляризованная компонента исследуемого излучения, а неполяризованное излучение не претерпевает модуляции. Это преимущество особенно существенно при исследованиях весьма слабых степеней поляризации.

Вышеуказанные возможности поляризационного радиометра позволяют назвать ряд радиофизических задач, для решения которых с успехом может быть использован поляризационный радиометр. К числу таких задач относятся следующие.

I. Исследование цилиндрических волноводных трактов.

В целом ряде случаев в радиолокации и в радиоастрономии используются цилиндрические волноводы в качестве линий передач. Зачастую при этом требуется, чтобы при распространении радиоизлучения в сравнительно длинном цилиндрическом волноводе между двумя взаимно перпендикулярными компонентами излучения не набегала бы разность фаз. С помощью поляризационного радиометра можно исследовать такие тракты и, в случае наличия в этих трактах паразитного сдвига фаз, измерить величину его и одним из известных способов скомпенсировать этот сдвиг фаз.

II. Определение диэлектрической проницаемости ϵ или показателя преломления n различных диэлектриков на частоте 9500 мггц.

Поместив диэлектрическую пластинку в цилиндрический волновод, зная размеры пластинки и длину волны, из-

лучаемой генератором, можно по величине сдвига фаз, даваемой этой пластинкой, определить ν или n .

III. Исследование поляризации радиоизлучения плазмы с наложенным внешним магнитным полем.

Вмонтировав определенным образом газоразрядную трубку в цилиндрический волновод и наложив внешнее магнитное поле, можно исследовать зависимость степени и характера поляризации радиоизлучения плазмы от величины и направления магнитного поля, от концентрации ионов и электронов и от прочих параметров.

IV. Исследование законов отражения и преломления в диапазоне ультра-коротких длин волн ($\lambda = 3,2$ см). Определение по результатам соответствующих измерений показателей преломления различных диэлектриков на частотах ≈ 10000 мГц.

V. Исследование поляризации теплового радиоизлучения анизотропных (в том числе магнитоактивных) сред. Исследование распространения радиоизлучения через такие среды.

VI. Поляризационный радиометр может найти применение и в радиоспектроскопии при исследовании эффекта Зеемана.

VII. Исследование эффекта Фарадея на частотах ≈ 10000 мГц.

В заключение выражаю глубокую благодарность профессору С. Э. Хайкину и старшему научному сотруднику Н. Л. Кайдановскому за руководство и ценные советы при выполнении настоящей работы.

Է. Գ. ՄԻՐԶԱԲԵԿՅԱՆ

ՌԱԿՈՆԱՌՈՒԿԱՅԻՄԱՆ ՐԵԿՆՈՒՅՄԱՆ ՈՒՍՈՒՄՆԱՍԻՐՈՒԹՅԱՆ
ՀԱՄԱՐ ՌԱԿՈՒՄՆՏՐ 3.2 սմ ԱԼԻԲԻ ԵՐԿԱՐՈՒԹՅԱՆ ՎՐԱ

Ա Վ Փ Ո Փ Ն Ա Վ

Ներկա հոդվածում նկարագրված է մի նոր սարք, այսպես կոչված րեկոնցման սպիրոմետրը: Հեղինակի կողմից մշակված սպիրոմետրային րեկոնցման ուսումնասիրության նոր մե-

թողը և նրա հիման վրա ստեղծված բեկոացման ուղիումետրը: հնարավորություն են տալիս համեմատաբար ուժեղ չբեկոացված ճառագայթման ֆոնի վրա հայտնաբերել ճառագայթման բեկոացված թույլ կոմպոնենտը և կատարել բեկոացման բազմակողմանի ուսումնասիրություն, ինչպես նաև չափել բեկոացված կոմպոնենտի բացարձակ ինտենսիվությունը: Բացի դրանից, բեկոացման ուղիումետրը կարող է օգտագործվել սովորական ամպլիտուդային ուղիումետրերով կատարվող բոլոր տեսակի չափումների համար:

Ի տարբերություն բեկոացման ուսումնասիրության համար գոյություն ունեցող սարքերի, բեկոացման ուղիումետրում բեկոացման չափումների ժամանակ մոդուլացիայի է ենթարկվում և ուժեղացվում ուսումնասիրվող ուղիումետրային միջան բեկոացված կոմպոնենտը, սրի հետևանքով լրիվ հեռացվում է չբեկոացված ֆոնը: Այդ հանդամանքը զգալիորեն բարձրացնում է ուղիումետրի զգայնությունը թույլ բեկոացման չափումների ժամանակ:

Նկ. 3-ում նոր մոդուլյատորը իրենից ներկայացնում է « $\frac{\lambda}{2}$ թերթի» ալիքամուղ անալոգը: Մոդուլյացիան իրականացվում է վերջինիս պտտման միջոցով:

Բեկոացման ուղիումետրում կիրառված է զգայնության բացարձակ կալիբրովկայի նոր եղանակ, որը թույլ է տալիս յուրաքանչյուր չափման սկզբում ու վերջում հեշտությամբ և արագ կատարել այդպիսի կալիբրովկա:

Բեկոացման ուղիումետրի բարձր հաճախականության հանգույցներից անհրաժեշտ է նշել նաև նոր օդակաձև ալիքամուղ ութարևեղ (ВОСЬМИПОЛУОСНИК) (նկ. 4), որը ունի մի շարք առավելություններ նախկինում լայնորեն կիրառվող կրկնակի ալիքամուղ T-կամրջակների նկատմամբ:

Բեկոացման ուղիումետրի հիմնական տվյալներն են՝

1. Բաց թողման շերտի լայնությունը բարձր հաճախականության համար՝ $5 \cdot 10^8$ հերց (լարվածության կանգնած ալիքի գործակիցը շերտի եզրերում հավասար է 1,5):
2. Ընդունվող հաճախականությունների շերտի լայնությունը (հայելիային խողակի օգտագործման ժամանակ) — $4 \cdot 10^7$ հերց:
3. Ազմուկի գործակիցը՝ $N = 12$:

4. Մաքրիմալ զգայնությունը $\approx 1^\circ\text{K}$ ($\tau = 10$ վրկ ժամանակի հաստատունի գեղարտ)։

Բևեռացման սաղխամետրեր կարող է օգտագործվել գերբարձր հաճախականությունների հետ կապված մի շարք սաղխափրփրկական յարտատար հեռադառու թյունների ժամանակ (աարբեր գիլկերրիկներում բեկման և անցրագարձման օրենքների ուսումնասիրություն, պրագմայի սաղխաաաղայիման բևեռացման ուսումնասիրություն՝ արպարին մաղխաական գաշտի աակայություն գեղարտ, Ֆարագելի և Չեկմանի էֆեկանների ուսումնասիրություն՝ 10^{10} հերց հաճախականությունների համար և այլն)։

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Nyquist H. Phys. Rev. 32, 110 (1928).
2. Троицкий В. С. ЖТФ, т. 22, 455 (1952).
3. Бунимович В. С. Фауктуационные процессы в радиоприемных устройствах (1951).
4. Dicke R. H. Rev. Sci. Instr. Vol. 17, 268 (1946).
5. Турчешев М. Г. Кандидатская диссертация (1954).
6. Рытов С. М. Теория электрических фауктуаций и тепловых шумов (1954).
7. Техника измерений на сантиметровых волнах (Издательство «Советское радио», т. 1, стр. 254-256 (1949).
8. Малахов А. И. Кандидатская диссертация ГГУ (1955).
9. Соломонович А. Е. и Шмаков Т. А. Исследование низкочастотной части спектра собственных шумов приемника (1952).
10. Троицкий В. С. ЖТФ, 25, 1426 (1955).