

П. М. Геруни

ПРИБОР ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ НА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

При проектировании и практическом выполнении согласований в высокочастотных трактах радиотелескопов, локаторов и других устройств необходимо знание кривых полных входных сопротивлений антенн, резонаторов и других высокочастотных элементов. Так как эти кривые во многих случаях не поддаются расчетам и их практическое получение связано с длительными и кропотливыми измерениями, то взамен классической измерительной линии необходим прибор, автоматизирующий эти измерения.

Описанные в литературе приборы (мост Бирна [1], компаратор проводимостей [2], Т-образное разветвление [3], мост на отрезках линий [4], прибор с направленным ответвителем [5] и др.) не удовлетворяют поставленной задаче, требуя многих операций перестройки, сложны в изготовлении, либо узкодиапазонны. Совершенный измеритель импедансов описан для диапазона трехсантиметровых волн [6].

В настоящей работе рассматриваются вопросы создания простого автоматического прибора, измеряющего полные входные сопротивления в широком диапазоне дециметровых волн.

Прибор использует идею нахождения полного сопротивления по коэффициенту отражения $\bar{\rho}$. Так как

$$\bar{\rho} = \left| \frac{\bar{E}_{отр}}{\bar{E}_{пад}} \right| e^{j\varphi}, \quad (1)$$

то по соотношению между амплитудами падающего и отра-

женного от неизвестной нагрузки сигналов можно судить о модуле коэффициента отражения, а по разности фаз между ними — о фазе ρ .

Для облегчения измерения разности фаз можно было бы применить преобразование частоты, но при этом прибор потерял бы свою широкополосность, так как возникли бы большие ошибки за счет неточного сопряжения генератора и гетеродина в широком диапазоне частот. При применении же гетеродина с фиксированной частотой полоса усилителя промежуточной частоты (УПЧ) должна быть значительно шире 100%, что невозможно. Кроме того, при изменении промежуточной частоты сильно скажутся неравномерности амплитудной и фазовой характеристик УПЧ.

Таким образом, для получения широкополосного прибора измерение разности фаз необходимо производить на сверхвысоких частотах (СВЧ).

Если предположить, что с перестройкой по частоте выходная мощность генератора не меняется ($\bar{E}_{\text{вых}} = \text{const}$), то модуль коэффициента отражения пропорционален отраженной энергии:

$$|\bar{P}| = k |\bar{E}_{\text{отр}}|. \quad (2)$$

Применение генератора с постоянной выходной мощностью позволит измерять не отношения напряжений, а только уровень отраженного сигнала, что нетрудно сделать после квадратичного детектирования.

Необходимая для измерений энергия падающей и отраженной волн забирается из основного тракта при помощи коаксиального направленного ответвителя [5]. Направленные свойства, обусловленные соотношением электрических и магнитных связей, обеспечиваются петлями связи специальной формы для падающей и отраженной волн, расположенными в одном сечении основного тракта. Петли вносят в тракт определенную неоднородность, влияющую на точность измерений. Ввиду этого, для уменьшения отражений коэффициент связи (k_c) желательно иметь небольшой.

Выполненный ответвитель отбирал примерно 1% энергии (рис. 1).

Коэффициент бегущей волны (КБВ) самого ответвителя, измеренный методом смещения узлов в короткозамкнутой линии, был не хуже 0.93 в диапазоне частот 300–800 МГц. Другие методы измерения КБВ неприемлемы вследствие отсутствия хороших широкодиапазонных эталонов нагрузок на СВЧ.

Коэффициент направленности (k_n) был получен порядка 25 дБ (рис. 1). При $k_n \geq 30$ дБ (что вполне реально для данной конструкции) можно измерить коэффициент отражения, равный 0.01, что соответствует КБВ=0.98. При измерении больших и малых КБВ подобный ответвитель особенно ценен (по сравнению с измерительной линией). В данной конструкции k_n не зависит от частоты, пока сохраняются согласование во второй системе и нужное соотношение электрической и магнитной связей.

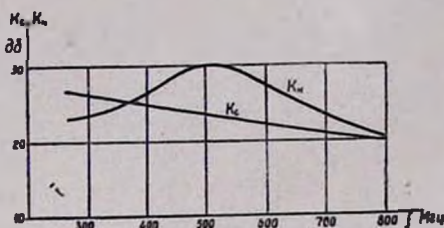


Рис. 1.

Следует отметить, что для данного прибора можно использовать и направленный ответвитель с одним отверстием связи типа Бете [7], а также и волноводные варианты ответвителей.

Другим важнейшим узлом прибора является СВЧ фазомер, измеряющий разность фаз между падающей и отраженной волнами. В основе его работы лежит принцип обычного низкочастотного фазового детектора. Этот принцип успешно осуществлен на СВЧ. Эффект фазового детектирования описывается уравнением

$$E = 2a_2 B_1 B_2 \cos \varphi, \quad (3)$$

где a_2 — коэффициент при квадратичном члене в характеристике детектора, аппроксимированной параболой;
 B_1 и B_2 — амплитуды напряжений на детекторах;
 φ — разность фаз.

Заметим, что E зависит, кроме φ , также от характери-

стик детекторов и от амплитуд подаваемых на детекторы напряжений. Влияние этой зависимости рассмотрено ниже.

Для конструктивного получения диапазонного сдвига фаз на 180° применен широкополосный мост [8]. Баланс этого моста не зависит от частоты, так как частотно-зависимое плечо в $3/4\lambda$ заменено плечом в $\lambda/4$ и частотно-независимым π -поворотом (рис. 2).

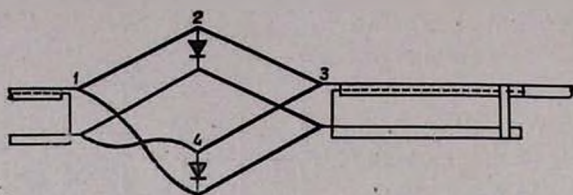


Рис. 2.

В плечи 2 и 4 моста помещены детекторы. Сравниваемые по фазе напряжения подиются на концы 1 и 3. Последние должны быть развязаны по высокой частоте (ВЧ), для чего в точках 2 и 4 должна быть согласованная нагрузка. В свою очередь волновое сопротивление (W) двухпроводной линии при наличии согласования в точках 2 и 4 следует брать равным удвоенному значению волнового сопротивления коаксиальной системы для обеспечения согласования входного сопротивления моста в точках 1 и 3 с волновым сопротивлением питающей линии.

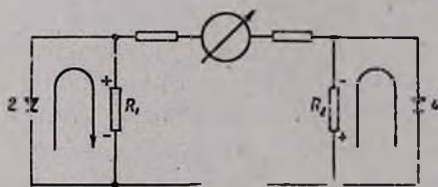


Рис. 3.

Индикатор (стрелочный прибор, осциллограф) включается так, чтобы реагировать на разность напряжений на нагрузках R_1 и R_2 детекторов 2 и 4 (рис. 3).

ВЧ генератор модулируется импульсами $F = 1$ кгц. Инерционность индикатора позволяет выделять среднее значение продетектированных импульсов (обычное интегрирование).

Так как при кондуктивном присоединении детекторов к мосту они окажутся замкнутыми накоротко по постоянному току, то их нужно с одного конца изолировать слюдяной прокладкой, слоем лака или другим способом. При этом с мостом сохраняется вполне достаточная для работы емкостная связь.

Для перехода от коаксиальной системы к двухпроводному мосту применено широкополосное симметрирующее устройство (рис. 2).

Длина плеча моста равна $\lambda/4$ на средней частоте диапазона.

Основная характеристика фазомера, описываемая уравнением (3), представлена на рис. 4.

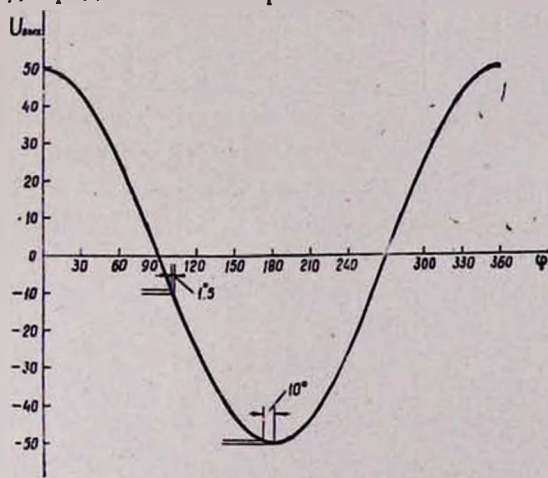


Рис. 4.

При получении кривой в качестве фазовращателя использовалась измерительная линия с согласованной нагрузкой на конце. Во избежание влияния неполного согласования зонд линии был выполнен в виде петли связи, обладающей направленными свойствами. В другом опыте фаза отраженной волны измерялась перемещением короткозамыкающего (КЗ) поршня на конце тракта.

Шкала фазомера градуируется непосредственно в значениях φ . Точность отсчета фазы составляет $1^\circ.5$ на кру-

тых участках кривой и 10° на вершинах. При внесении постоянного сдвига фаз (при помощи фазовращателя) все замеры можно производить с точностью $1^\circ.5$, что составляет 0.5% от 2π .

Диапазонность фазомера определяется амплитудно-частотной характеристикой (рис. 5). Диапазонность зависит от качества согласования плеч моста, от симметрирующего

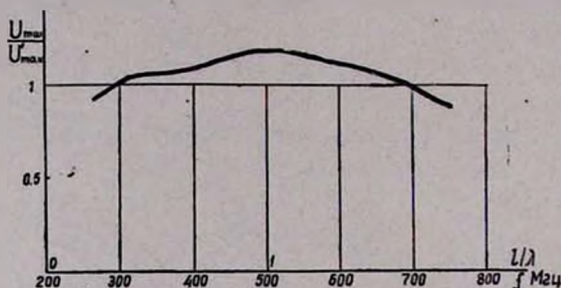


Рис. 5.

устройства и от применяемых детекторов. В выполненном макете со средней частотой 500 МГц полоса составляла почти 100% .

Излучение моста слабое. Его с трудом удалось обнаружить на 500 МГц на расстоянии 10 мм от моста волномером типа ВСТ-1Д, имеющим в качестве антенны полуволновый вибратор с рефлектором. В силу этого помещение фазомера в экран или на проводящую плоскость не влияет на его работу.

Так как показания фазомера (как видно из (3)) зависят и от амплитуд измеряемых сигналов (а последние чаще всего сильно меняются в процессе снятия характеристик), то применяется специальная электронная схема своегообразного автоматического регулирования усиления (АРУ), избавляющая фазомер от указанного недостатка. Схема содержит два усилителя (рис. 6) и легко обеспечивает постоянство выхода при изменении амплитуды входного сигнала в 2000 раз (при неизменной фазе).

Фазомер может быть выполнен и с помещением в плечи моста по два детектора (последовательно).

В целом блок-схема прибора представлена на рис. 6.

Общая погрешность фазомера складывается, как средняя квадратичная, из следующих погрешностей:

а) Случайная погрешность отсчета по стрелочному индикатору. Зависит от разрешающей способности индикатора.

б) Систематическая погрешность градуировки*, определяемая точностью градуировочных эталонов.

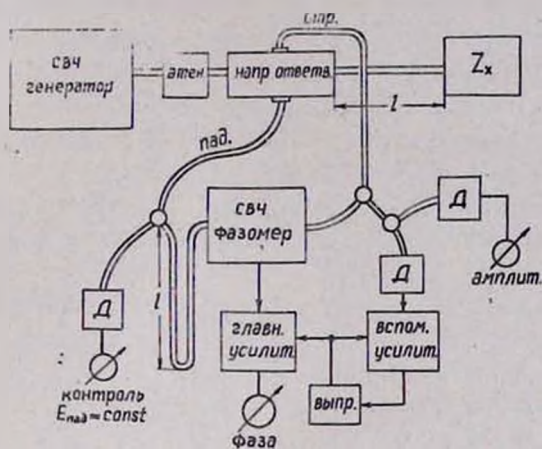


Рис. 6.

в) Систематическая погрешность за счет старения ламп, детекторов. Устраняется принятием соответствующих мер.

г) Методическая погрешность за счет неодинаковости характеристик детекторов в плечах моста. Может быть скомпенсирована соответствующим подбором детекторов и их нагрузок.

д) Методическая погрешность за счет нестабильности частоты генератора ($\frac{\Delta f}{f} = 0,5\%$ для ГС-6). Будет иметь место при нарушении баланса плеч моста, а также за счет

* При градуировке необходимо применять тот же генератор (ту же амплитуду напряжения), который будет использоваться при измерениях.

неодинаковых фазовых характеристик петель связи направленного ответвителя. Кроме того, если путь до детекторов моста для падающей и отраженной волн неодинаков $l_1 - l_2 = \Delta l$, то за счет изменения электрической длины Δl , при изменении частоты на Δf , возникает ошибка в фазе $\Delta \varphi$. Эта погрешность невелика, если учесть, что длины l_1 и l_2 можно брать равными с достаточной точностью. С этой целью путь падающей волны удлинен на $2l$ (см. рис. 6). Если выполнить отрезок $2l$ в виде простейшего фазовращателя (типа „тронбон“), то прибор избавляется от большого недостатка, присущего всем приборам этого типа, — от влияния на результат измерений расстояния от места включения прибора в тракт до измеряемой нагрузки.

Погрешность за счет неполного устранения влияния амплитуды мала вследствие хорошей работы корректирующих усилителей.

Остальные погрешности, вызванные неравномерностью характеристик ответвителя и фазомера, автоматически исключаются при градуировке прибора.

В итоге, с учетом всех погрешностей, точность прибора составляет 3—4% по амплитуде и 3% по фазе.

При соответствующем выполнении индикаторной части прибор может выдавать кривую входного сопротивления подключенной нагрузки на экране электронно-лучевой трубки с частотными отметками, на фоне декартовой или полярной системы координат (круговой диаграммы сопротивлений). При этом масштаб будет несколько нелинейным и точность не выше 15%.

В заключение автор выражает благодарность Д. М. Сазонову (МЭИ) за большую помощь, оказанную при выполнении настоящей работы.

Июнь, 1958

Պ. Մ. ՀԵՐՈՒՆԻ

ՍԱՐԲ ԳԵՐԲԱՐՁՐ ՀԱՃԱԽԱԿԱՆՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐՈՒՄ ԿՈՄՊԼԵՔՍ
ԴԻՄԱԴՐՈՒԹՅՈՒՆՆԵՐԻ ԱՎՏՈՄԱՏԻԿ ՉԱՓՄԱՆ ՀԱՄԱՐ

Ա մ փ ո փ ու մ

Հողվածում քննարկվում է պարզ և ավտոմատիկ սարք ստեղծելու հարցը, որը չափում է անտենաների, ուղղանառորենների և այլ էլեմենտների կոմպլեքս մուտքային դիմադրությունները դեցիմետրանոց ալիքների վրա:

Անդրադարձման գործակցի մոդուլը որոշվում է ընկած և անդրադարձած ալիքների ամպլիտուդաների հարաբերությամբ, որոնք դուրս են բերվում հիմնական տրակտից կոաքսիալ տիպի ուղղված ճլուղավորիչով: Անդրադարձման գործակցի ֆազան որոշվում է ընկած և անդրադարձած ալիքների ֆազաների տարբերությամբ՝ ամպլիտուդային շտկում ունեցող գերբարձր հաճախականությամբ ֆազաչափի միջոցով:

Չափման արդյունքը անմիջապես կարդացվում է երկու միկրոամպերմետրների վրա: Սարքի բացթողման շերտի լայնությունը հավասար է 300 ÷ 750 մեգահերցի: Չափման ճշտությունը ըստ ամպլիտուդայի կազմում է 3--4%, ըստ ֆազայի՝ 3%, ճրակտի մեջ սարքը կարող է միացվել ցանկացած տեղում: Ինդիկատորային մասի համապատասխան վերափոխման դեպքում կոմպլեքսային դիմադրության կորը կարելի է անմիջապես տեսնել էլեկտրոնա-ճառագայթային խողովակի էկրանի վրա:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. J. Byrne, PNEC, 3, 603, 1947.
2. O. Woodward, Electronics, 29, 116, 1947.
3. Л. Шейнголд, Вopr. радиолок. техн., 4, 1954.
4. D. King, Proc. IRE, 39, 37, 1950.
5. B. Palzen, Electrical Communication, 4, 26, 1949.
6. W. Gabriel, Proc. IRE, 9, 42, 1410, 1954.
7. H. Bethe, Phys. Rev., 66, 163, 1944.
8. W. Tyminski, A. Hylas, Proc. IRE, 1, 81, 1953.

