

# МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧИСТОТЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТИПОВ ВОЛН

В. П. Безручко, С. Д. Шулика

Вильнюс, Харьков

В многомодовой технике СВЧ широко используются преобразователи типов волн, которые находят двойное применение — как элементы волноводного тракта и элементы аппаратуры, предназначенной для измерения параметров многомодовых устройств. При экспериментальном исследовании преобразователей наиболее сложным является определение чистоты преобразования исходной волны в волну требуемого типа. По существу — это задача измерения амплитудно-модового состава поля на выходе преобразователей. Измерению амплитудно-модового состава поля посвящено много работ, в которых рассмотрены различные методы измерения, однако данная проблема в целом требует дальнейшей разработки.

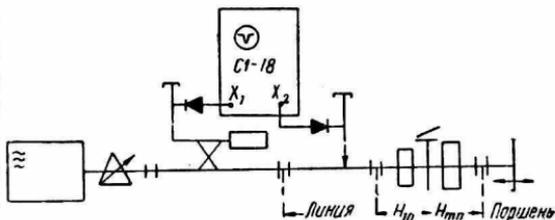


Рис. 1. Блок-схема резонансного метода.

Существующие методы измерения амплитудно-модового состава можно разбить на следующие основные группы: резонансный метод, методы радиолокации, метод поперечного зондирования поля, спектральные методы анализа, селективные методы.

Все эти методы применимы для измерения уровней возбуждения паразитных волн в преобразователях.

**Резонансный метод** может быть применен при исследовании преобразователей с малым уровнем возбуждения паразитных волн и малой величиной фильтрации. Возможны две схемы измерения резонансным методом: схема *A* с подвижным отражающим поршнем на выходе преобразователя (рис. 1) и *B* со встречно включенными преобразователями и раздвижкой (раздвижки) *L* возникают резонансы паразитных типов волн и на кривых коэффициента отражения или передачи появляются резонансные отклики. Преобразователи характеризуются матрицей рассеяния  $[\Gamma]$

$$[\Gamma] = \begin{vmatrix} \Gamma_{00} & \Gamma_{01} & \dots & \Gamma_{0m} \\ \Gamma_{10} & \Gamma_{11} & \dots & \Gamma_{1m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma_{m0} & \Gamma_{m1} & \dots & \Gamma_{mm} \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Индекс 0 относится к возбуждающей волне одномодового входа, индекс 1 — к основной волне преобразователя на выходе, а 2, 3, ...  $m$  относятся к паразитным волнам на выходе. Резонансные условия выполняются не одновременно для разных паразитных волн. Индекс резонирующей волны обозначим  $n$ . Расчетные соотношения для определения уровней паразитных волн ( $|\Gamma_{0n}|^2$ ) можно получить либо непосредственно из анализа выражений для коэффициента отражения (передачи) при резонансе с максимальной связью [1—3] либо через параметры резонанса паразитной волны с максимальной связью [4, 7]. В последнем случае методика получения расчетных соотношений обладает большой физической наглядностью и приводит к формулам

$$|\Gamma_{0n}|^2 = \frac{N\pi}{2Q_n} \left(\frac{\Lambda_n}{\lambda}\right)^2 \frac{\beta_{\max}}{1 + \beta_{\max}} \text{ для схемы А,} \quad (2)$$

$$|\Gamma_{0n}|^2 = \frac{N\pi}{2Q_n} \left(\frac{\Lambda_n}{\lambda}\right)^2 \frac{\beta_{\max}}{2 + \beta_{\max}} \text{ для схемы Б,}$$

где  $N$  — число полуволн в резонаторе;

$Q_n$  — нагруженная добротность;

$\Lambda_n$  — длина волны резонирующего  $n$  типа в резонаторе;

$\beta_{\max}$  — коэффициент связи.

На практике  $\frac{N}{Q_n}$  определяется через измерение смещения поршня (раздвижки)  $\Delta L$ , соответствующего половине уровня резонансной кривой [4, 7] для резонанса с максимальной связью, а величина  $\beta_{\max}$  определяется через входной коэффициент отражения  $\Gamma_p$  (передачи  $T_p$ ) при резонансе. Расчетные соотношения принимают вид

$$\begin{aligned} \text{схема А } |\Gamma_{0n}|^2 &= \frac{\pi}{2} \frac{\Delta L}{\Lambda_n} (1 \pm |\Gamma_p|) \text{ минус } \beta_{\max} < 1 \\ &+ \text{ для } \beta_{\max} > 1, \quad (3) \\ \text{схема Б } |\Gamma_{0n}|^2 &= \frac{\pi}{2} \frac{\Delta L}{\Lambda_n} (1 - \sqrt{T_p}). \end{aligned}$$

Расчетные формулы (3), полученные через параметры резонанса, совпадают с формулами работ [2, 3, 5] и расходятся с формулами работ [1, 4], при этом в [1] отличие в множителе 0,5, а в [4] формула отличается на множитель  $\frac{\pi}{2} \left(\frac{\lambda}{\Lambda_n}\right)^2$ . Анализ вывода формул в данных работах показывает, что в [1] множитель появляется в результате ряда допущений, а в [4] из-за использования неправильного соотношения между амплитудой бегущей резонирующей волны и энергией, запасенной в резонаторе.

Для определения  $|\Gamma_{0n}|^2$  требуется определить резонансы с  $\beta_{\max}$ . Известная методика определения таких резонансов через определение «исчезающих» резонансов и форму огибающей всех резонансов между ними [1] трудоемка и неоднозначна. Представляется

целесообразным определять резонансы с  $\beta_{\max}$  путем измерения величины связи резонансов с помощью измерительной линии, установленной на входе преобразователя (рис. 1) [8].

Для определения степени связи генератор переводится в режим частотной модуляции ( $\Delta f \approx 5 \div 20 \text{ МГц}$ ). При малой отстройке от рассматриваемого резонанса находятся положения  $L_1$  и  $L_2$  измерительной линии, соответствующие  $\max$  и  $\min$  стоячей волны (рис. 2, а). При помещении зонда линии в положения  $L_1$  и  $L_2$  при резонансе замеряются значения выброса  $d_2$  в минимуме и отсоса  $d_1$  в максимуме, как это показано на рис. 2, б. Значениям  $\beta < 1$  соответствует соотношение  $d_1 > d_2$ ; при  $\beta = 1$   $d_1 = d_2$ ; при  $\beta > 1$   $d_1 < d_2$ .

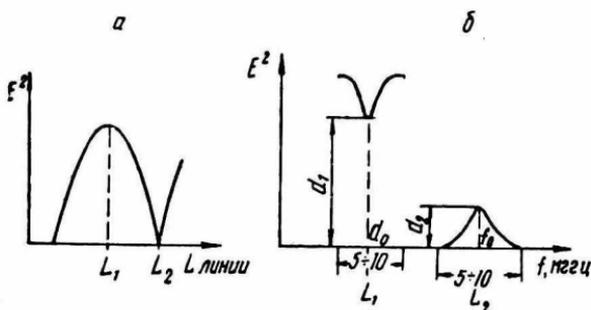


Рис. 2. Форма сигналов на измерительной линии при определении степени связи резонатора.

Резонансный метод целесообразно применять при исследовании преобразователей с малой фильтрацией ( $|\Gamma_{vv}| \sim 1$ ) и малым уровнем возбуждения паразитных типов волн  $|\Gamma_{0v}| = |\Gamma_{1v}| \approx 0,1$ . В этом случае обеспечивается высокая добротность резонансов и малое наложение резонансов друг на друга. Разрешающая способность метода лежит на уровне 40—50 дБ.

К факторам, ограничивающим возможность применения резонансных методов при исследовании преобразователей с малой фильтрацией, можно отнести следующие:

а) нерешенный в удовлетворительном виде вопрос идентификации (отождествления) резонансов с типами паразитных волн при большом их количестве; облегчения идентификации, по-видимому, можно достигнуть с помощью настраиваемых фазоселективных ответвителей;

б) измерение частоты возбуждения преобразователей в фиксированных точках, а следовательно, большая трудоемкость измерения в широком частотном интервале;

в) сложность создания высококачественного многомодового подвижного отражающего поршня и сложность оценки его параметров по перетрансформации волн.

**Радиолокационные методы.** В работах [9—12] предложен и анализируется ряд схем по измерению уровня паразитных типов волн, основанных на принципах импульсной и ЧМ радиолокации, в которых для разделения типов волн использовано различие во временной задержке типов волн в отрезке регулярного многомодового волновода из-за разных групповых скоростей.

**Импульсный метод.** Возможны две схемы измерения уровня паразитных волн в преобразователях: схема А, в которой испытуемый преобразователь и многомодовый ответвитель задержанных сигналов расположены на входе отрезка регулярного многомодового волновода длиной  $L$  с закороченным выходом; схема Б, в которой испытуемый преобразователь расположен на входе, а многомодовый ответвитель задержанных сигналов — у выхода отрезка волновода длиной  $2L$ , нагруженного на согласованную нагрузку. Для удобства компоновки схемы В волновод может быть выполнен изогнутым в виде петли. Исследуемые импульсные сигналы с помощью многомодового ответвителя подаются на осциллограф.

Время задержки  $t_m$ , в течение которого тип волны распространяется в многомодовом волноводе длиной  $L$ , определяется для обеих схем следующим образом:

$$t_m = \frac{2L}{v_{m \text{ гр}}}, \quad (4)$$

где  $v_{m \text{ гр}}$  — групповая скорость волны  $m$  типа.

В схеме А на экране осциллографа могут наблюдаться все сигналы основной и паразитных волн, обусловленные прямым возбуждением в преобразователе и последующими переотражениями и преобразованиями на его выходе. В случае высокой фильтрации паразитных типов волн  $|\Gamma_{\nu\nu}| \sim 0$  и при согласованном выходе основной волны  $|\Gamma_{11}| \sim 0$  амплитуды переотраженных и перетрансформированных волн быстро падают, поэтому практически будут наблюдаться сигналы, пропорциональные

$$|\Gamma_{01}|^2 e^{2\alpha_1 L}, |\Gamma_{0\nu}|^2 e^{-2\alpha_\nu L}, |\Gamma_{01}|^2 |\Gamma_{1\nu}|^2 e^{-2(\alpha_1 + \alpha_\nu)L}. \quad (5)$$

В схеме Б на экране осциллографа будут наблюдаться только сигналы, соответствующие основной и паразитным волнам. По величине этих откликов можно оценить относительный уровень типов волн.

В [9] получена оценка минимальной длины тракта, необходимой для разрешения двух волн с групповыми скоростями  $v_{1 \text{ гр}}$  и  $v_{2 \text{ гр}}$  при длительности импульса  $\tau$ .

$$L_{\min} = \frac{1}{2} \frac{v_{1 \text{ гр}} v_{2 \text{ гр}}}{v_{1 \text{ гр}} - v_{2 \text{ гр}}} \tau, \quad v_{1 \text{ гр}} > v_{2 \text{ гр}}. \quad (6)$$

Для разделения двух типов волн с  $\lambda_{\text{кр}}$ , отличающимися на 5% (например,  $H_{20}$  и  $H_{01}$ ), при  $\lambda = 0,7 a$  необходима  $L_{\min} = 236$  м для  $\tau = 0,1$  мксек,  $L_{\min} = 14,2$  м и для  $\tau = 0,006$  мксек.

Эти оценки показывают, что длина регулярного волноводного тракта  $L$  в импульсном методе составляет несколько десятков метров при применении серийных СВЧ генераторов ( $\tau = 0,1$  мксек). Для существенного уменьшения длины тракта требуется наносекундная аппаратура.

**Частотно-модулированный метод.** С целью упрощения измерительной установки (исключения наносекундной аппаратуры) рядом авторов [10—12] предложены и рассмотрены схемы измерения уровня паразитных волн методом частотно-модулированного сигнала (ЧМ). Схемы измерения ЧМ методом аналогичны схемам импульсного метода, только на преобразователь подается ЧМ сигнал, а из регулярной части тракта ЧМ сигналы поступают на смеситель и спектроанализатор.

Принцип действия заключается в следующем. ЧМ сигнал в регулярном волноводе за преобразователем из-за разницы в групповой скорости волн преобразуется в  $n$  ЧМ сигналов, поступающих на смеситель с разной временной задержкой  $t_n$ . При подаче на смеситель опорного ЧМ сигнала в спектре сигнала смесителя появляются составляющие, частоты которых соответствуют типам волн преобразователя, а величины пропорциональны уровню волн [12].

В [11, 12] за исходное берется известное в радиолокации выражение для частот смещения.

$$f_n = \frac{4L\Delta f_m F_m}{v_{ггр}}, \quad (7)$$

где  $\Delta f_m$  — девиация частоты ЧМ сигнала, модулированного по треугольному закону;

$F_m$  — частота модуляции;

$v_{ггр}$  — групповая скорость волны  $n$  типа;

$L$  — длина регулярной части многомодового тракта;

$f_n$  — частота смещения, соответствующая волне  $n$  типа.

Из (7) дифференцированием получено соотношение для разрешения волн по групповым скоростям, из которого следует, что разрешающая способность метода в основном определяется разрешающей способностью спектроанализатора.

Однако разрешающая способность метода определяется и другим обстоятельством. Как известно [13], в спектрах сигналов смещения не одна, а несколько составляющих, как показано на рис. 3, в. Огибающие спектров сигналов смещения различных

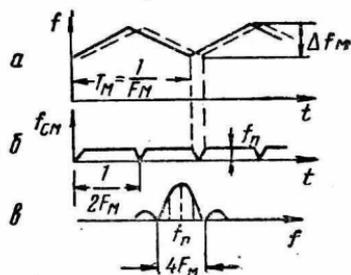


Рис. 3. Графики частот сигналов, действующих в цепи смесителя.

волн одинаковые, но каждая огибающая строится около своего значения  $f_n$ , соответствующего (7). Если предположить, что амплитуды боковых лепестков много меньше амплитуды основного лепестка спектра сигнала смещения, считаем, что сигналы двух волн можно наблюдать раздельно, если разность соответствующих им частот смещения — не меньше ширины центрального лепестка, равного  $4F_m$  для треугольной модуляции. Условие разрешения двух волн принимает вид

$$\Delta f_m L = \frac{v_{1гр} v_{2гр}}{v_{1гр} - v_{2гр}}, \quad v_{1гр} > v_{2гр}. \quad (8)$$

Из (8) следует, что в волноводе  $72 \times 34$  мм на  $\lambda = 0,7$  а, на котором существует только пять типов волн, для разрешения любых двух типов в тракте длиной 40 м требуется девиация частоты  $\Delta f_m$  порядка 50 Мгц. А в случае  $\lambda = 0,5$  а, на которой существует 10 типов волн, при  $L = 40$  м требуется  $\Delta f_m = 160$  Мгц. В настоящее время нет аппаратуры, обеспечивающей девиацию частоты порядка 150 Мгц с частотой повторения 1—10 кГц.

Таким образом, оба радиолокационных метода могут быть использованы для исследования преобразователей любого типа. Целесообразно использовать схемы Б, так как при этом наблюдается минимальное количество сигналов. В связи с этим предпочтительнее использовать импульсный метод. Общими недостатками обоих методов является необходимость в использовании регулярных трактов большой длины и учет затухания измеряемых типов волн, а также отсутствие серийного выпуска СВЧ аппаратуры с требуемыми параметрами и трудоемкость измерения во всем частотном диапазоне по точкам.

**Метод поперечного зондирования поля.** Сущность метода поперечного зондирования поля подробно изложена в работах Форера и Томиясу [14—16], а также Левинсона, Рубинштейна, Слевена [17—19] и состоит в том, что мощности отдельных типов волн анализируемой смеси волн прямоугольного волновода определяются через комплексные амплитуды соответствующих вариаций  $E$  — полей на двух или четырех стенках волновода нескольких (или одного) поперечных сечений. Определение амплитуд вариаций производится по результатам измерений  $E$  поля в  $\rho_k$  точках соответствующей стенки волновода, при этом  $\rho_k$  должно быть больше или равно максимальному индексу вариации поля  $m$  или  $n$  соответственно на широкой или узкой стенке волновода. Определение амплитуды вариаций  $E_m, E_n$  определим путем решения системы линейных уравнений либо посредством анализа Фурье.

Левинсон и др. используют матричное решение системы уравнений для количества точек зондирования  $m$  и  $n$ . Для максимальных индексов  $m_{\max} = 4, n_{\max} = 2$  и положения точек зонди-

рования  $X_k = \frac{a}{8}, \frac{3}{8}a, \frac{5}{8}a, \frac{7}{8}a$ ;  $y_k = \frac{b}{3}, \frac{2}{3}b$  ими получены простые выражения для амплитуд вариаций в виде линейных комбинаций результатов измерения.

Форер и Томиясу при определении амплитуд вариаций используют анализ Фурье, для равномерно расположенных точек зондирования  $\rho_a > m_{\max}$ ,  $\rho_b > n_{\max}$ .

В разном подходе к определению амплитуд вариаций  $E_m, E_n$  состоит первое отличие методик Форера и Левинсона. Второе отличие — в том, что определение амплитуд типов волн Форер производит по амплитудам вариаций двух стенок и нескольких поперечных сечений, а Левинсон — по амплитудам вариаций всех четырех стенок одного поперечного сечения увеличенного волновода.

Согласно работе Левинсона [17], по результатам измерений одного поперечного сечения можно определить амплитуды первых 16 типов  $E, H$ -волн прямоугольного волновода  $\left(\frac{a}{b} \approx 2\right)$  вплоть

до появления волн  $H_{22}$ . В действительности для однокомпонентных элементов связи (зонд, щель) по результатам измерений в одном поперечном сечении можно определить амплитуды только первых типов волн до появления волны  $H_{21}(E_{21})$ , так как при комбинации волн  $H_{21} + E_{21} + H_{01}$  не существует единственного решения для их амплитуд через соответствующие амплитуды широкой  $E_2$ - и узкой  $E_1$ -стенок. Малое количество анализируемых волн (пять вместо 16) и перетрансформация волн  $E_{mn} \leftrightarrow H_{mn}$  в переходе на увеличенный волновод сильно ограничивают область применения методики Левинсона (одного сечения). Методика Форера и Томиясу позволяет производить анализ амплитудно-модового состава при наличии любого числа типов волн.

Факторами, ограничивающими область применения методов поперечного зондирования, являются: низкая разрешающая способность ( $\sim 15-20$  дБ), обусловленная зондовой секцией и фазочувствительного СВЧ индикатором; необходимость применения фазочувствительного СВЧ индикатора; необходимость применения ЭВМ для обработки результатов измерений и длительность процесса измерений.

**Спектральные методы анализа.** К группе спектральных методов можно отнести метод зондирования поля [20—21] и спектральный резонансный метод [23]. Спектральные методы основаны на математической обработке картины поля, снятой вдоль выходного многомодового волновода, нагруженного на неподвижную нагрузку [20—21], либо кривой входного коэффициента отражения преобразователя, полученной при перемещении короткого замыкателя на выходе преобразователя [23].

**Метод продольного зондирования поля.** В методе продольного зондирования измеряется среднеквадратичное электрическое поле

$X(z)$  вдоль волновода параллельно его оси. Квадрат модуля электрического поля может быть представлен (9)

$$|E(z)|^2 = \sum_{r=1}^l \sum_{s=1}^l \{2A_r B_s \cos [(\beta_r + \beta_s)z - (\varphi_r + \varphi'_s)] + \\ + A_r A_s \cos [(\beta_r - \beta_s)z - (\varphi_r - \varphi'_s)] + \\ + B_r B_s \cos [(\beta_r - \beta_s)z - (\varphi'_r - \varphi'_s)]\}, \quad (9)$$

где  $A_i, B_i$  — амплитуда соответственно падающей и отраженной волны  $i$ -го типа;

$\varphi_i, \varphi'_i$  — начальные фазы падающей и отраженной волны  $i$ -го типа;

$l$  — число типов волн.

В  $A_i, B_i$  входят весовые коэффициенты типов волн, зависящие от координат точек зондограммы.  $E(z)^2$  есть, по существу, полигармоничная функция вида

$$y(z) = A_0 + \sum_{j=1}^l A_j \cos \omega_j z + B_j \sin \omega_j z. \quad (10)$$

В нашем случае

$$\omega_j = \beta_r \pm \beta_s, \quad A_0 = \sum_{r=1}^l [A_r^2 + B_r^2]; \\ A_j = \begin{cases} 2A_r B_s \cos(\varphi_r + \varphi'_s) & \text{для } \omega_j = \beta_r + \beta_s; \\ A_r A_s \cos(\varphi_r - \varphi'_s) + B_r B_s \cos(\varphi'_r - \varphi'_s) & \text{для } \omega_j = \beta_r - \beta_s, \quad r \neq s; \end{cases} \quad (11) \\ B_j = \begin{cases} 2A_r B_s \sin(\varphi_r + \varphi'_s) & \text{для } \omega_j = \beta_r + \beta_s; \\ A_r A_s \sin(\varphi_r - \varphi'_s) + B_r B_s \sin(\varphi'_r - \varphi'_s) & \text{для } \omega_j = \beta_r - \beta_s, \quad r \neq s. \end{cases}$$

Путем математической обработки результатов измерения  $X(z)$ , находят  $B_j^2, A_j^2$ , а через них — относительные амплитудные соотношения между типами волн. Известно применение нескольких методов обработки зондограмм. В нашем случае  $\omega_j$  полигармонической функции  $y(z)$  легко вычисляются по размерам волновода и длине волны  $\lambda$ , следовательно, отпадает необходимость в обработке зондограмм с целью нахождения  $\omega_j$ , для чего главным образом применяются методы Ланцоша и корреляционный. Задача определения амплитуд типов волн сводится к хорошо изученной задаче анализа полигармонического сигнала — определению амплитуд спектральных составляющих с известными  $\omega_j$  функции  $y(z)$ , хорошо аппроксимирующей  $X(z)$  [22].

Основным методом построения хорошей аппроксимации служит классический метод наименьших квадратов. Он подробно описан в литературе, а конкретная схема его применения к аналогичной задаче рассмотрена в [22].

В [22] приведена формула, по которой можно оценить точность аппроксимации.

Если длина  $L$  зондограммы  $X(z)$  достаточно велика и выполняется условие  $|\omega_j - \omega_i| L \gg 1$  ( $j \neq i$ ), то выражение для  $A_j$  и  $B_j$  принимают простой вид:

$$A_0 \approx \frac{1}{2L} \int_{-L}^L x(z) dz, \quad A_l \approx \frac{1}{L} \int_{-L}^L x(z) \cos \omega_l z dz, \quad (12)$$

$$B_l \approx \frac{1}{L} \int_{-L}^L x(z) \sin \omega_l z dz \quad (j = 1, 2, \dots, \nu)$$

Для метода продольного зондирования необходима зондовая секция с высоким постоянством связи зонда и многомодовая нагрузка с малым коэффициентом отражения  $\Gamma_{\text{нр}}$  по волне  $\mu$  типа. От постоянства связи зонда зависит разрешающая способность метода, а от степени согласования нагрузки — точность определения мощности типов, приблизительно равная для  $\mu$  типа  $\delta W_{\text{ор}}^{\text{max}} \approx \pm 2\Gamma_{\mu\alpha}\Gamma_{\text{нр}}$ .

Хорошо согласованная нагрузка позволяет упростить методику обработки результатов измерения, так как при  $B_l \ll A_l$  система уравнений (11) существенно упрощается.

### Спектральный резонансный метод

Для преобразователя, выход которого нагружен на подвижный отражающий поршень, с помощью диаграммы графов и фурье анализа найдено выражение для коэффициента отражения на входе преобразователя в зависимости от положения поршня  $l$  [23]:

$$\Gamma = \Gamma_{00} + \sum_{\nu=1}^m \left[ \Gamma_{0\nu} \left\{ \sum_{\mu=1}^2 \Gamma_{\nu\nu}^{\mu-1} l^{-j2\alpha_{\nu\beta_{\nu}l}} \right\} \right] +$$

$$+ 2 \sum_{\nu=1}^{m-1} \sum_{\mu=\nu+1}^m \left[ \Gamma_{0\nu} \Gamma_{\text{ор}} \Gamma_{\mu\alpha} l^{-j2(\beta_{\nu} + \beta_{\mu})l} \right] + R(l). \quad (13)$$

Правая часть (13) представляет полигармоническую функцию, в двух суммах которой собраны составляющие с  $\omega_j = \beta_{\nu} \pm \beta_{\mu}$ , а в остаточный член  $R$  входят составляющие с  $\omega_j$  более высоких порядков.

Уравнение (13) является исходным для определения амплитуд паразитных волн по экспериментально измеренным реальной и мнимой частям коэффициента отражения  $\Gamma(l)$  на входе преобразователя математическими методами, применяемыми в продольном зондировании. Спектральный резонансный метод целесообразно применять при исследовании преобразователей с большой фильтрацией ( $\Gamma_{\nu\nu} \ll 1$ ) и большим уровнем возбуждения паразитных типов волн, так как при этом увеличивается точность обработки результатов измерения в результате уменьшения спектра уравнения (13).

Спектральные методы измерения уровня паразитных волн преобразователя, на наш взгляд, перспективны, и требуют дальнейшего изучения.

**Метод селективного измерения типов волн.** Суть метода состоит в измерении отдельных или всех паразитных типов волн на выходе преобразователя с помощью модоселективных приемников типов волн, в качестве которых можно использовать модоселективные ответвители типов волн [24] и преобразователи типов волн.

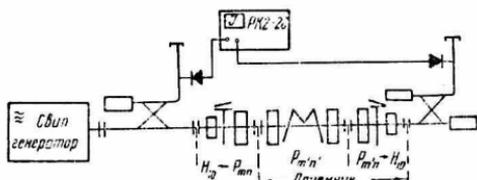


Рис. 4. Блок-схема измерения с приемниками-преобразователями.

Схема измерения с преобразователями типов волн представлена на рис. 4 и позволяет производить панорамное измерение уровня паразитных типов волн с помощью серийной аппаратуры (Р1-18 — Р1-23). Результаты измерения зависят от поглощения или отражения приемником-преобразователем основной (рабочей)

волны исследуемого преобразователя.

Рассмотрим сначала случай, когда приемник-преобразователь не отражает волну основного типа  $\Gamma_{1np} \approx 0$ . При этом на экране ЭЛТ индикатора РК2-28 кривая коэффициента передачи будет подобна кривой 1 рис. 5, а, соответствующей уровню  $N_n(f)$  паразитной волны при идеальной избирательности приемника ( $S = \infty$ ), либо кривым 2, 3 рис. 5, а в результате интерференции двух составляющих выходного сигнала приемника-преобразователя.

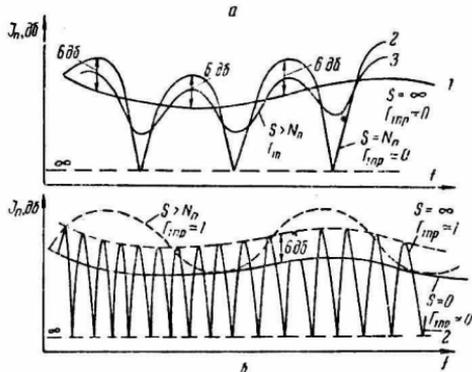


Рис. 5. Кривые коэффициента передачи схемы при измерении с приемниками-преобразователями.

начала при конечной избирательности приемника-преобразователя. Величина сигнала

$$I_n(f)_{дБ} = N_n(f) + 20 \lg \left( 1 + 10^{-\frac{S-N}{20}} e^{i\varphi} \right), \quad (14)$$

где

$$\varphi \sim (\beta_1 - \beta_n) L.$$

Уровень паразитной волны определяется по максимальному значению коэффициента передачи. При этом получаем завышенное значение уровня паразитной волны из-за конечной избирательности приемника-преобразователя. В частности, при  $S \leq N_n$  погрешность составляет  $\geq 6$  дБ. Погрешность измерения можно устранить путем повышения избирательности приемника-преобразователя с помощью дополнительного фильтра или путем обработки наблюдений повторных измерений при помещении отрезков волноводов между исследуемым преобразователем и приемником паразитной волны с усреднением по амплитудам всех результатов измерений.

Рассмотрим случай, когда приемник отражает основной тип волны  $|\Gamma_{\text{пр}}| \approx 1$ . В этом случае на коэффициент передачи будут влиять интерференция из-за конечной избирательности приемника с большим периодом  $\sim (\beta_1 - \beta_n)$  и интерференция прямой паразитной волны  $\sim |\Gamma_{0n}|$  с обратной паразитной волной  $\sim |\Gamma_{1n}|$ , возбуждаемой отраженной основной волной, период которой  $2\beta_1$  много меньше. Огибающая сигнала при  $S > N_n$  соответствует кривой 1 рис. 5, б. Уровень паразитной волны определяется по максимальному значению огибающей коэффициента передачи (кривая 1 рис. 5, б) с вычитанием 6 дБ при  $|\Gamma_{\text{пр}}| \approx 1$ . Получаем завышенное значение уровня паразитной волны в результате конечной избирательности приемника. Уменьшение погрешности из-за  $S \geq N_n$  достигается изложенными выше способами.

Анализ методов измерений, а также практическое исследование части методов показывают, что на современном этапе наиболее целесообразно использовать метод селективного приемника с использованием самих преобразователей в качестве приемника. Применение других методов в широком частотном интервале затруднительно ввиду отсутствия необходимой измерительной аппаратуры и сложности обработки результатов измерений. Представляется целесообразным продолжать дальнейшее исследование методов измерения чистоты преобразователей, в особенности спектральных методов, с целью создания необходимой измерительной аппаратуры и стыковки ее со средствами обработки результатов измерений.

## ЛИТЕРАТУРА

1. G. Klinger. The measurement of spurious modes in over-moded waveguides. Proceeding IEE, pt. B, suppl. 13, pp. 89—93, January, 1959.
2. Р. Б. Ваганов. Экспериментальный анализ электромагнитного поля в волноводных переходах, содержащих критические сечения. «Радиотехника и электроника», т. V, № 5, 1960.
3. Р. Б. Ваганов, В. В. Мериакри. Подавление резонансных явлений в многоволновых волноводах. «Радиотехника и электроника», т. VI, № 8, 1961.
4. В. В. Шишкарева, Б. В. Сестрорецкий. Некоторые новые идеи в технике волноводных трактов. Сб. «Современные проблемы антенно-волноводной техники», Изд. АН СССР, 1967.
5. N. B. Saddler, J. A. Staniforth. Technique for the measurement

of the percutage of power in the single spurious mode of on overmoded waveguide. Electronics letters, 15 th, May 1969, v. 5, N 10.

6. J. S. Butterwerth, M. Eng, ... Over-moded rectangular waveguide for high-power transmission Proc IEE, vol. 110, N 5, May 1963.

7. Л. Н. Гейвандов, С. Д. Шулика. К вопросу о резонансном методе определения чистоты возбуждения преобразователей-возбудителей волн высших типов. «Вопросы радиоэлектроники, серия РТ», вып. 6, 1969.

8. Handbook of Microwave measurements. vol. 2. Edited by Sucher M. and Fox J. Polytechnic institute of Brooklyn, Microwave reseach institute.

9. А. Б. Догадкин. Аппаратура для исследования неоднородностей в волноводах наносекундными радиопульсами. «Радиотехника и электроника», т. IV, № 5, 1959.

10. Патент ФРГ № 1160541 класс G 01r, 21e-36/10 от 29. IX. 1966.

11. H. D. Effemeу. A survay methods to identifiycution microwave fields or wave modes in cylindrical waveguides. PIEEE part B, vol. 106, N 13, 1959.

12. С. М. Лыскин. Исследование спектра типов колебаний многомодового волновода частотномодулированным сигналом. Сб. «Электронная техника, контрольно-измерительная серия», вып. 1, Изд-во «Наука», 1969.

13. А. С. Винницкий. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. Изд-во «Советское радио», 1961.

14. M. P. Forrer, K. Tomiyasu. Determination of higher order propagating modes in waveguide systems. «Journal of applied physies», vol. 29, number 7, July, 1958.

15. M. P. Forrer, K. Tomiyasu. Inst. Radio Engrs., Natl. Conv. Rec. V, Part 1, 263—269, 1957.

16. K. Tomiyasu. Mode conversion in short conical and asymmetrical-rectangular waveguide tapers. IEE. Trans. Microwave Theory and Technignes (Correspondence), vol MTT—16, pp. 197—199, March.

17. D. S. Levinson, I. Rubinstein. A techniguc for measuring individual modes propagating in overmoded waveguide. IEE transactions on microwave theory and technigues, vol., MTT—14, № 7, July, 1966.

18. D. S. Levinson, R. L. Steven. Power measurements in multi-mode waveguide. Microwave I., 1967, Oct., vol. 10 № 11, pp. 59—64.

19. R. E. Pattrе. Comments on «A Techniguc for Measuring individual modes propagating in overmoded wavegnide» by D. S. Levinson and I. Rubinstein — authors reply. «IEEE Frans. Microwave theory and techn». 1967, 15, № 2, pp. 133—134.

20. H B. Dave. Analysis of wavegnide modes by standingwave patten measurements. IRE Fransactions on MTT vol. MTT—10, № 4, 1962.

21. С. М. Лыскин, Л. И. Кац. О возможности применения корреляционного анализа для определения спектра типов волн в многомодовой линии передачи. «Электронная техника», вып. 3. сер. 11, 1967.

22. М. Г. Серебренников, А. А. Первозванский. Выявление скрытых периодичностей. «Наука», 1965.

23. B. Strebel. Ein. Resonanzmevverfahren für Wellentypwandler, NTZ, 1967, Heft 8.

24. С. С. Фел, А. Л. Молчанов. Применение ответвителей селективных по типам волн для измерения мощности третьей гармоники. «Вопросы радиоэлектроники», серия IV, вып. 4, 1963.