

**ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ
СО ВЗАИМНО-ПЕРПЕНДИКУЛЯРНЫМИ ВОЛНОВОДАМИ И ПУТИ
ИХ УНИФИКАЦИИ**

В технике СВЧ в качестве малогабаритных направленных ответвителей часто используются ответвители со взаимно-перпендикулярными волноводами, имеющие в общей широкой стенке два крестообразных элемента связи [1, 2]. Известны две разновидности таких ответвителей: с крестообразными элементами, оси которых параллельны осевым линиям связанных волноводов, и с элементами, оси которых повернуты на 45° относительно

осевых линий связанных волноводов. Вторая разновидность чаще используется на практике, так как позволяет получать меньшие переходные ослабления. Однако первая разновидность обладает тем преимуществом, что направленность ответвителя теоретически сохраняется достаточно высокой во всем рабочем диапазоне, тогда как для второй разновидности и переходное ослабление, и направленность зависят от частоты [1]. Поэтому для конструирования ответвителя со взаимно-перпендикулярными волноводами с оптимальными характеристиками представляется целесообразным использовать первую разновидность ответвителя (рис. 1), исследовав пути уменьшения перепада характеристики связи.

Амплитуду волны, ответвленной во вторичный волновод, записывают обычно следующим образом:

$$A_{\text{отв}} = \frac{2\pi M_1 F_m}{a^2 b} \sin \frac{\pi d}{a} \sin \frac{2\pi}{\pi_g} d, \quad (1)$$

где M_1 — магнитная поляризуемость крестообразного элемента связи;

$$F_m = \exp \left[-\frac{2\pi t}{\lambda_{\text{кр}}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{кр}}}{\lambda_0} \right)^2} \right]; \quad (2)$$

t — толщина общей стенки; b — высота связанных волноводов; $\lambda_{\text{кр}}$ — критическая длина волны крестообразного элемента связи.

Формула (1) обычно используется для оценки величины переходного ослабления ответвителя, так как экспериментальные характеристики переходного ослабления не только отличаются от рассчитанных на несколько децибел, но и имеют различные наклоны.

Для нахождения путей оптимизации характеристики переходного ослабления необходимо получить теоретическую формулу, расчет по которой хорошо согласовывался с экспериментом. Прежде всего следует учесть явление резонанса на отверстиях связи, так как при выводе формулы (1) использовались соотношения, справедливые только для элементов связи с малыми размерами. Резонансные явления в щели связи с достаточной точностью учитываются введением вместо M_1 эффективной поляризуемости [3]:

$$M_{\text{эфф}} = \frac{M_1}{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{рес}}}{\lambda} \right)^2}, \quad (3)$$

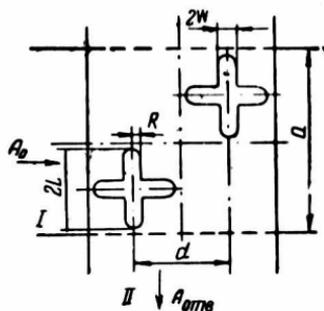


Рис. 1. Область связи направленного ответвителя.

т. е. эффективная поляризуемость элемента связи при приближении рабочей длины волны к резонансной $\lambda_{\text{рез}}$ возрастает. Резонансная длина волны щели для отверстия со скругленными краями $|R = \omega|$ определяется из соотношения [4]

$$2L = 0,5 \lambda_{\text{рез}} + 0,273 \omega.$$

Для прямоугольной щели (без скруглений), рассматриваемой в настоящей работе, формула для $\lambda_{\text{рез}}$ принимает вид

$$\lambda_{\text{рез}} = 4L - 0,6 \omega.$$

При определении коэффициента затухания F_m в симметричном крестообразном элементе связи принято считать, что критическая длина волны элемента при условии $\frac{\omega}{L} \approx 0,1$ совпадает

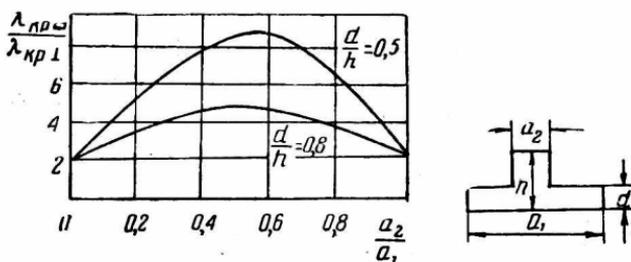


Рис. 2. Зависимость критической длины ширины волновода с канавкой от ширины канавки a_2 .

с критической длиной волны каждой из щелей, образующих крестообразный элемент [2], т. е. влияние поперечной щели на продольную не учитывается. Такое предположение нельзя считать оправданным, так как при возбуждении крестообразного элемента связи любой из компонент магнитного поля его следует рассматривать как отрезок прямоугольного волновода с канавкой, критическая длина волны которого меньше критической длины волны того же прямоугольного волновода без канавки (т. е. щели) [5, 6]. Это обуславливает большее затухание волны в крестообразном элементе связи, чем в отдельной образующей щели.

На рис. 2 представлены характеристики $\lambda_{\text{кр}}$ волновода с канавкой при $\frac{h}{a_1} = 0,5$ в зависимости от ширины канавки для трех значений ее глубины. Эти характеристики имеют куполообразный вид (как для волновода с П-образным выступом); при увеличении ширины канавки до 0,6 ширины волновода $\lambda_{\text{кр}\perp}$ плавно уменьшается; дальнейшее увеличение ширины канавки вызывает увеличение $\lambda_{\text{кр}\perp}$ до значения $\lambda_{\text{кр}\square}$ при $a_1 = a_2$. Таким образом, волновод с канавкой «вырожден»: волноводу с узкой канавкой

по величине критической длины волны соответствует такой же волновод с широкой канавкой.

Поскольку расчет $\lambda_{кр\perp}$ по формулам, приведенным в [5], довольно громоздок, в практических случаях может быть использована простая приближенная формула, полученная для широких канавок $|a_2 \rightarrow a_1|$ [7]:

$$\lambda_{кр\perp} = 2a_1 \left[1 + \frac{2(h-d)}{\pi d} \sin \frac{\pi a_2}{a_1} \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (4)$$

Для расчета $\lambda_{кр\perp}$ волноводов с узкой канавкой $\left(\frac{a_2}{a_1} \rightarrow 0\right)$ малое

отношение $\frac{a_2}{a_1}$ следует заменить, используя факт «вырождения», отношением $\frac{a_{2экр}}{a_1}$, близким к единице, которому должно соответствовать то же значение $\lambda_{кр\perp}$ (рис. 3). С использованием (4) формула для определения критической длины волны крестообразного симметричного элемента связи (рис. 1) примет вид

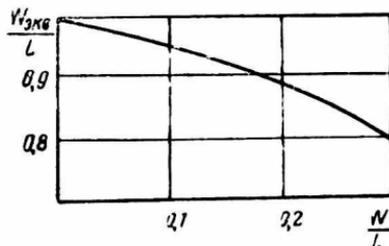


Рис. 3. Зависимость эквивалентной ширины щели крестообразного элемента связи.

$$\lambda_{кр+} = 4L \left[1 + \frac{4(L-\omega)}{\pi\omega} \sin \frac{\omega_{экр}}{L} \pi \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

где $2\omega_{экр}$ — эквивалентное значение ширины щели крестообразного элемента, определяемое из рис. 3.

Из формулы (5) следует, что для крестообразного элемента с отношением $\omega/L = 0,1$ критическая длина волны составляет всего 0,65 критической длины волны прямоугольной щели длиной $2L$.

Переходное ослабление ответвителя с двумя крестообразными элементами связи (рис. 1), таким образом, с учетом соотношений (2), (3) принимает вид

$$C_{\text{дб}} = 20 \lg \frac{2\pi M_1 \sin \frac{\pi d}{a} \sin \frac{2\pi d}{\lambda_{\text{д}}}}{a^2 8 \left[1 - \left(\frac{\lambda_{\text{рез}}}{\lambda} \right)^2 \right]} - 17,372 \frac{\pi t}{\lambda_{кр+}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{кр+}}{\lambda} \right)^2}. \quad (6)$$

Магнитная поляризуемость M_1 крестообразного элемента теоретически также должна отличаться от поляризуемости одной из образующих щелей. Однако экспериментальные исследования, а также исследования в электролитической ванне [8] показали, что M_1 зависит в основном от формы и размеров внешних границ элемента связи вдоль направления магнитного поля, поэтому величину M_1 в формуле (6) с достаточной степенью точности

(ошибка не превышает 5%) можно рассматривать как магнитную поляризуемость прямоугольной щели [9]:

$$M_1 = \frac{4}{3} \frac{L^3}{\ln \frac{4L}{w} - 1}.$$

Обычно используемая формула для определения M_1 крестообразного элемента связи [1, 2] получена фактически для щели эллиптической формы, поэтому дает значительную погрешность при определении поляризуемости щелей иной формы.

Анализ формулы (6) показывает, что перепад величины переходного ослабления определяется в основном изменением в рабочем диапазоне частот ее первого члена, так как второй член формулы значительно меньше первого и слабо зависит от частоты. Таким образом, частотная характеристика переходного ослабления будет зависеть от изменения величины $\sin \frac{2\pi d}{\lambda_g}$ в рабочем диапазоне и от резонансных явлений на отверстиях связи. Расстояние между центрами отверстий d выбирают обычно так, чтобы $\sin \frac{2\pi d}{\lambda_g} \approx 1$, где λ_g — средняя длина волны в волноводе в рабочем диапазоне. Однако с учетом резонансных явлений, которые проявляются тем сильнее, чем меньше длина волны, параметр d определится из выражения

$$\frac{\sin \frac{2\pi d}{\lambda_{\text{opt}}}}{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{рез}}}{\lambda_{\text{min}}}\right)^2} = \frac{\sin \frac{2\pi d}{\lambda_{\text{opt}}}}{1 - \left(\frac{\lambda_{\text{рез}}}{\lambda_{\text{max}}}\right)^2}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что каждому элементу связи с определенной $\lambda_{\text{рез}}$ соответствует свое оптимальное значение d .

Чем сильнее выражены резонансные явления на отверстиях, тем меньший перепад характеристики переходного ослабления может быть достигнут. Однако очевидно, что изменение члена

$1 - \left(\frac{\lambda_{\text{рез}}}{\lambda}\right)^2$ в рабочем диапазоне не может значительно компенсировать изменение величины $\sin \frac{2\pi d}{\lambda_g}$, поэтому для устранения большого перепада характеристики переходного ослабления необходимо применение специальных средств [10].

На рис. 4 представлены экспериментальная и рассчитанная по формуле (6) характеристики переходного ослабления ответвителя, область связи которого изображена на этом же рисунке. Величина перепада характеристики в 39%-ном частотном диапазоне составила ± 1 дБ, что является лучшим значением этого

параметра для ответвителей такого класса. Следует отметить, что значение d несколько превышало $\frac{a}{2}$.

Экспериментальное исследование характеристики направленности показало в то же время, что более высокие значения получаются при расстоянии d , несколько меньшем $\frac{a}{2}$ (рис. 5). Таким образом, при окончательном выборе параметров области связи ответвителя при выборе расстояния между центрами отверстий связи следует исходить из того, что в данный момент важнее — лучшая направленность или меньший перепад связи в рабочем диапазоне.

Уменьшение перепада характеристики ослабления может быть также достигнуто за счет увеличения критической

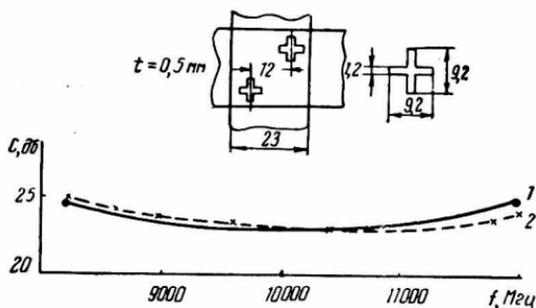


Рис. 4. Характеристики переходного ослабления экспериментального ответвителя: 1 — теоретическая кривая; 2 — экспериментальная кривая.

длинны волны связанных волноводов в области их общей стенки, что приводит к меньшему изменению λ_g в рабочем диапазоне (и, как следствие, к меньшему перепаду характеристики ослабления). Однако известные способы увеличения критической длины волны — частичное и полное заполнение волноводов диэлектриком, использование проводящего гребешка для образования П-волновода — не могут быть использованы в данном случае, так как ведут к ухудшению направленности в диапазоне и усложнению конструкции.

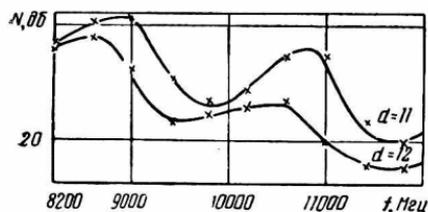


Рис. 5. Характеристики направленности экспериментального ответвителя.

Таким образом, материалы статьи показывают, что ответвители на взаимно-перпендикулярных волноводах, имеющие два крестообразных отверстия с прямоугольными краями, оси которых параллельны осям волноводов, хорошо поддаются расчету и имеют направленность выше 20 дБ в 39% -ной полосе частот. Расчетные формулы просты и дают хорошее совпадение с экспериментом.

Для решения ряда задач в контрольно-измерительной и испытательной аппаратуре СВЧ используются направленные ответвители, к которым не предъявляются высокие требования по электрическим параметрам ($N_{\min} > 20 \text{ дб}$, $\Delta C = \pm 1,0 \text{ дб}$), от которых, однако, требуются простота конструкции и компактность. В соответствии с НПО.224.000 такие ответвители относятся к четвертой группе, третьему и четвертому классам.

Наиболее полно отвечают этим требованиям рассмотренные выше направленные ответвители на взаимно-перпендикулярных волноводах. По этой причине рядом фирм разработаны и серийно выпускаются комплекты ответвителей такого типа [11].

Таким образом, учитывая возможности оптимизации характеристик переходного ослабления ответвителей на взаимно-перпендикулярных волноводах, рассмотренные в настоящей работе, представляется целесообразным разработать нормализованный комплект ответвителей такого типа, который по совокупности параметров будет лучше известных аналогов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Voss W. A. Optimized crossed slot directional coupler. — „The Microwave J.“, May, 1963, p. 160—163.
2. Сосунов В. А., Шибаев А. А. Напряженные ответвители сверхвысоких частот. Саратов, Приволжск. книжн. изд-во, 1964, с. 13—18.
3. Levy R. Directional couplers. — „Advances Microwaves“, 1966, vol. 1. New York, p. 43—48.
4. Sohn S. Microwave coupling by large spertures. — „Proceedings of JRE“, 1952, vol. 40, p. 11—14.
5. Vilmur R., Jshii K. The Channet waveguide. — „IRE Transaction“, 1962, MTT-10, N 3, p. 141—145.
6. Яшкин А. Я. и др. Особенности волноводов T -образного сечения. — «Учен. зап. Моск.-го заочн. пед. ин-та», вып. 30, 1971, с. 43—45.
7. Малов Н. И. Критические волны волноводов сложного сечения. — «Учен. зап. МГПИ», т. 58, 1954, с. 141—150.
8. Sohn S. Determination of aperture parameters by electrolitic-tank measurements... — „Proseedings of IRE“, 1951, vol. 39, N 11, p. 54—58.
9. Алексеев Ю. В., Сосунов В. А. К вопросу о магнитной поляризуемости прямоугольных элементов связи. — «Электронная техника», Сер. 11, 1971, вып. 3, с. 111—113.
10. Борейко Э. В. Частотная коррекция переходного ослабления волноводных направленных ответвителей. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. 6, 1971, вып. 5, с. 5—9.
11. Направленные ответвители на скрещенных волноводах. Голландия. Каталог 3149—487—72, с. 196.