

Ю. Н. ПОЛУХИН, Н. М. ГАЛДИНА, А. И. РОМАНОВ

СОГЛАСОВАНИЕ КРЕСТООБРАЗНОГО СОЧЛЕНЕНИЯ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

В технике СВЧ широкое распространение получили резонансные ферритовые устройства на двухсвязных (двухпроводных, коаксиальных, полосковых и т. п.) линиях, в которых круговая поляризация высокочастотного магнитного поля создается подключением к основной линии двух шлейфов с реактивными входными сопротивлениями противоположного знака [1, 2, 3]. Компенсация реактивностей шлейфов имеет место только на одной оптимальной частоте f_0 , при удалении от которой КСВ устройства увеличивается. При этом рабочая полоса частот устройства ограничивается диапазоном, в котором КСВ не превышает заданного значения.

Расчет КСВ крестообразного сочленения был выполнен в работе [3]. Методика расчета, изложенного в этой работе, учитывает рассогласование устройства, обусловленное только различием модулей входных сопротивлений шлейфов, однако не учитывает неоднородность, обусловленную изменением поперечных размеров линии в области сочленения и вызывающую появление высших типов колебаний. Как показывают численные оценки, влияние этих неоднородностей усиливается с увеличением рабочей частоты и уже в коротковолновой части дециметрового диапазона становится значительным. В настоящей работе проводится расчет КСВ крестообразного сочленения полосковых линий с учетом указанных неоднородностей. Результаты расчета подтверждаются экспериментально.

Строгий электродинамический расчет влияния неоднородностей на режим работы полосковых линий является весьма сложной задачей, поэтому приходится прибегать к приведению неоднородных структур к приближенным эквивалентным схемам. Для получения эквивалентных схем неоднородностей в симметричной полосковой линии (рис. 1а) можно воспользоваться ее упрощенной моделью рис. 1 б [4]. Ширина такой линии D связана с действительной шириной центрального проводника w соотношением [4]:

$$D = b \frac{K(k)}{K(k')},$$

где b — расстояние между заземленными пластинами, $K(k)$ и $K(k')$ — полные эллиптические интегралы первого рода с модулями k и k' соответственно, зависящими от ω . Для полосковой линии с волновым сопротивлением до 100 ом величину D можно определить по упрощенной формуле [4]:

$$D = \omega + \frac{2b}{\pi} \ln 2.$$

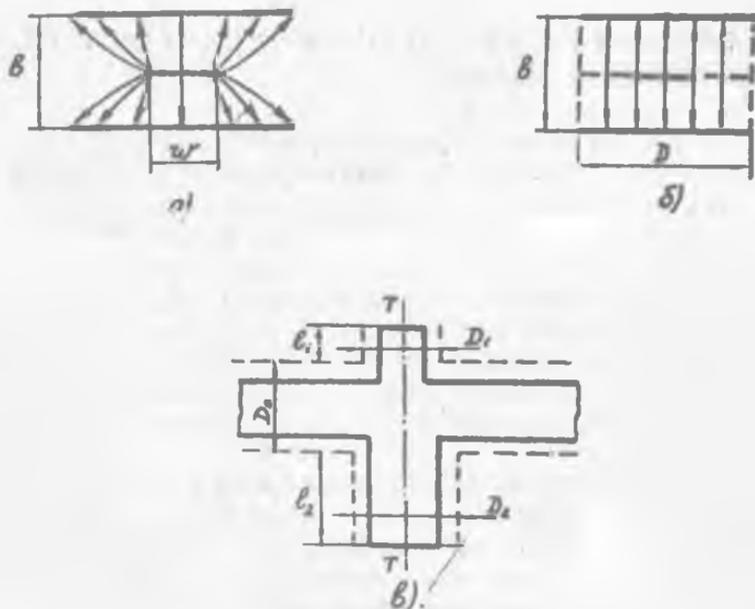


Рис. 1. Приведение симметричной полосковой линии к эквиваленту Бабине.

Используя эквивалент Бабине, рассчитаем эквивалентные параметры полосковой линии с крестообразным сочленением. Эквивалентная линия Бабине, соответствующая модели крестообразного сочленения, представлена на рис. 1 в, а электрическая схема этого сочленения — на рис. 2. Используя результаты [4], получим следующие выражения нормированных параметров эквивалентной схемы рис. 2:

$$x_c = - \frac{\pi^2 D_0 n_1^2 n_2^2}{16\lambda (n_1^2 z_{01}^2 + n_2^2 z_{02}^2)}, \quad (1)$$

$$x_{L1} = \frac{2D_0}{n_1^2 \lambda} \left[\ln 2 \operatorname{cosec} \frac{\pi}{2z_{01}} + \frac{\pi}{6z_{01}} + \frac{3}{2} \left(\frac{D_0}{\lambda} \right)^2 \right], \quad (2)$$

$$h_i = \frac{S_{in} \left(\frac{\pi D_0}{\lambda Z_{0i}} \right)}{\frac{\pi D_0}{\lambda Z_{0i}}} \quad (3)$$

Здесь $i=1, 2$ — номер шлейфа, D_0 — ширина эквивалента Баби-не для основной линии, $z_{0i} = Z_{0i}/Z_0$ — нормированное волновое сопротивление i -го шлейфа, z_0 — волновое сопротивление основной линии, x_{si} — нормированное реактивное входное сопротивление i -го шлейфа, определяемое (для короткозамкнутого и разомкнутого шлейфов соответственно) выражениями:

$$x_{si} = z_{0i} \operatorname{tg} \gamma l_i, \quad x_{si} = -z_{0i} \operatorname{ctg} \gamma l_i \quad (4)$$

l_i — длина i -го шлейфа, $\gamma = 2\pi/\lambda$ — фазовая постоянная, λ — длина волны в линии. Если $z_{01} = z_{02}$, то $n_1 = n_2 = n$, $x_{L1} = x_{L2} = x_L$ и выражение (1) для x_c упрощается:

$$x_c = -\frac{\pi^2 D_0 n^2}{32 \lambda z_{0i}^2}$$

Параметры x_c и x_L эквивалентной схемы увеличиваются с увеличением рабочей частоты. На рис. 3 а, б представлены частотные зависимости x_c и x_L при различных волновых сопротивлениях шлейфов z_{0i} .

Электрическая схема крестообразного сочленения может быть преобразована в схему симметричного четырехполюсника рис. 4 с параметрами z_1 и z_2 :

$$z_1 = jx_c,$$

$$z_2 = jx_2 = j \frac{(x_{L1} + n_1^2 x_{s1})(x_{L2} + n_2^2 x_{s2})}{x_{L1} + x_{L2} + n_1^2 x_{s1} + n_2^2 x_{s2}}, \quad (5)$$

где x_c , x_{Li} , n_i и x_{si} определяются выражениями (1), (2), (3) и (4).

Матрица рассеяния Т-образного симметричного четырехполюсника имеет следующий вид [5]:

$$[S] = \frac{1}{z_2(z_1 + 1 + (z_1 + R)(z_1 + z_2 + 1))} \times \begin{bmatrix} z_2(z_1 - 1) + (z_1 + R)(z_1 + z_2 - 1) & 2\sqrt{R}z_2 \\ 2\sqrt{R}z_2 & z_2(z_1 + 1) + (z_1 - R)(z_1 + z_2 + 1) \end{bmatrix}$$

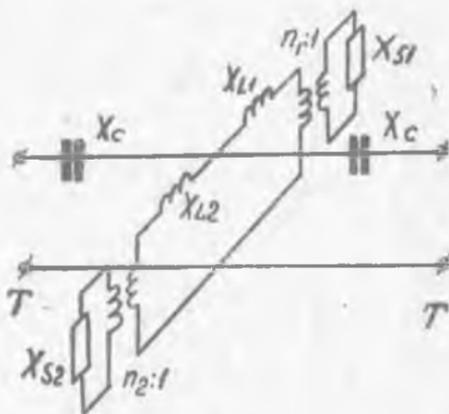


Рис. 2. Эквивалентная схема сочленения.

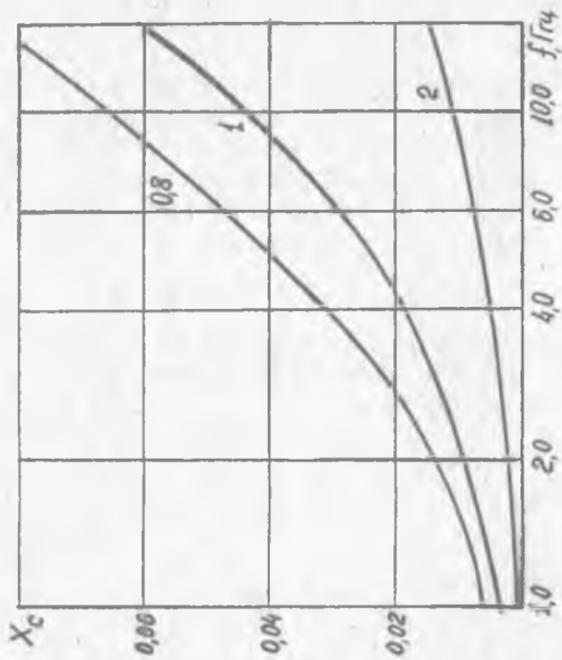
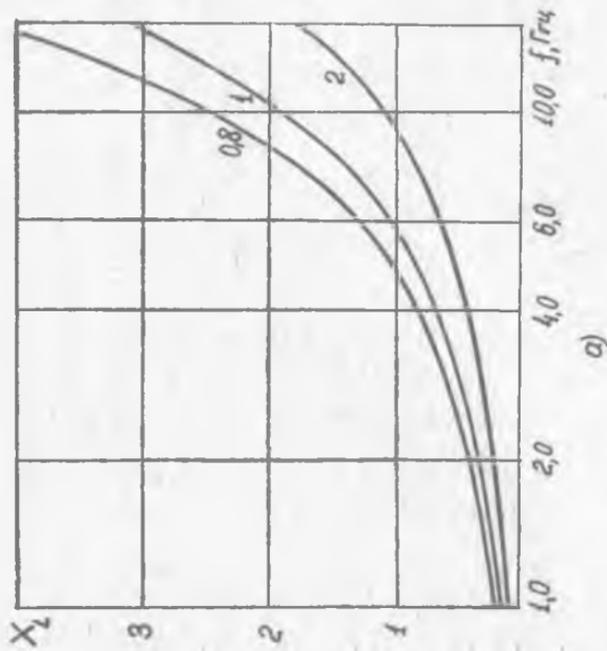


Рис. 3. Зависимость параметров x_1 и x_c от частоты (цифрами у кривых указаны значения z_{01}).

где z_1 и z_2 — нормированные параметры четырехполюсника, $R = z_0'/z_0$ — нормирующий множитель. Модуль элемента S_{11} матрицы определяется выражением:

$$|S_{11}| = \frac{x_c(x_c + 2x_2) + 1}{\sqrt{(x_c^2 + 1)((x_c + 2x_2)^2 + 1)}} \quad (6)$$

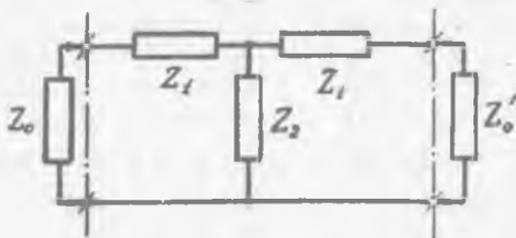


Рис. 4. Приведенная эквивалентная схема сочленения.

При условии, что нагрузка согласована ($\Gamma_H = 0$), $|S_{11}|$ является модулем коэффициента отражения от входа четырехполюсника ($|\Gamma_{вх}| = |S_{11}|$). Зная $|S_{11}|$, нетрудно рассчитать коэффициент стоячей волны устройства:

$$КСВ = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (7)$$

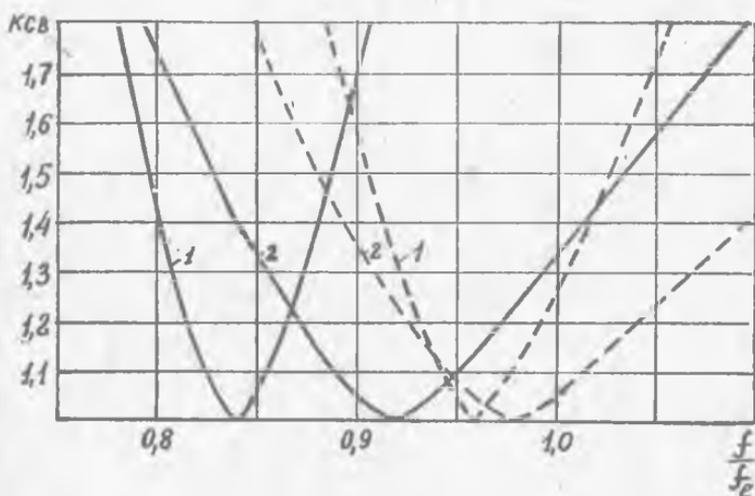


Рис. 5. Частотные зависимости КСВ сочленения (цифры у кривых указаны значения z_{01}).

(— — — —) — для диапазона частот 10 Гц.
 (- - - -) — для диапазона частот 3 Гц.

По приведенным соотношениям (5), (6) и (7) были рассчитаны частотные характеристики КСВ полосковой линии с двумя разомкнутыми шлейфами длиной $l_2 = 3l_1 = \text{const}$ при различных

значениях z_{01} для диапазонов частот 3 Гц и 10 Гц. Результаты расчета представлены на графиках рис. 5. Из графиков видно, что при одновременном увеличении волновых сопротивлений шлейфов ($z_{01} = z_{02}$) частота оптимального согласования f_c смещается в сторону высоких частот, причем в сантиметровом диапазоне волн это смещение больше, чем в дециметровом, что соответствует приведенным выше частотным зависимостям параметров x_c и x_L эквивалентной схемы сочленения. Расчет КСВ без учета указанной выше неоднородности показывает, что при $z_{01} = z_{02}$ частота оптимального согласования f_c не зависит от величины z_{01} и для устройства с разомкнутыми шлейфами равна $f_c = f_l = \frac{v}{8l_1} = \frac{3v}{8l_2}$ (v — фазовая скорость ТЕМ — волны в линии).

На рис. 6 приведена зависимость смещения частоты оптимального согласования (f_c/f_l) от частоты. Результаты расчета КСВ по изложенной методике согласуются с экспериментальными данными, приведенными на рис. 7 для диапазона частот 3 Гц.

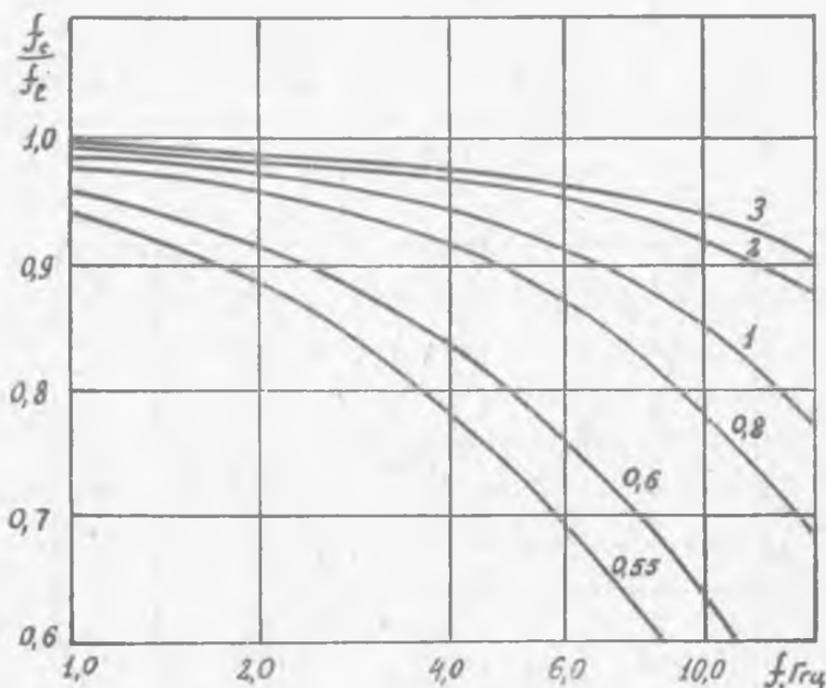


Рис. 6. Зависимость относительного смещения частоты оптимального согласования f_c/f_l от частоты (цифрами у кривых указаны значения z_{01})

Полоса частот, в которой КСВ не превышает заданного значения, увеличивается с увеличением волновых сопротивлений шлейфов. На рис. 8 приведены расчетные зависимости полосы согласования по уровню КСВ = 1,25 от волнового сопротивления шлейфов для диапазона частот 10 Гц (кривая 1) и 3 Гц (кривая 2).

На этом же рисунке нанесена экспериментальная зависимость (точки) ширины полосы согласования от z_{oi} для частоты 3 Гц. При волновом сопротивлении шлейфов около 100 ом полоса согласования имеет значение около 13% от f_c для частоты 3 Гц и не более 10% для частоты 10 Гц. Изготовление шлейфов с волновым сопротивлением более 100 ом практически не приводит к существенному увеличению полосы согласования.

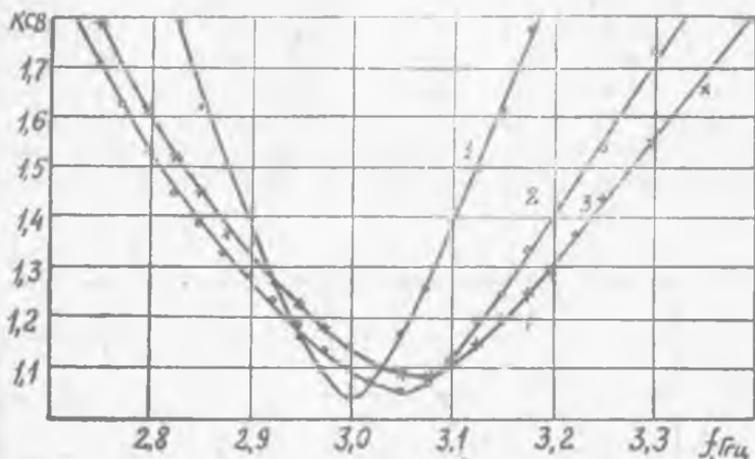


Рис. 7. Экспериментальные частотные зависимости КСВ сочленения (цифрами у кривых указаны значения z_{oi})

Согласно изложенному, параметры x_c и x_l эквивалентной схемы крестообразного сочленения резко возрастают в сантиметровом диапазоне волн. В дециметровом диапазоне волн (длиннее 20—25 см) величина x_c , являющаяся параметром z_1 симметричного четырехполюсника, имеет малое значение, которым можно пренебречь по сравнению с параметром z_2 , особенно при волновых сопротивлениях шлейфов $z_{oi} > z_0$. В этом случае матрица рассеяния четырехполюсника имеет вид:

$$[S] = \frac{1}{R(1+y)+1} \begin{bmatrix} R(1-y)-1 & 2\sqrt{R} \\ 2\sqrt{R} & 1-R(1+y) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где $y = \frac{1}{z}$, а z определяется выражением (5). При вычислении КСВ по (8) под S_{11} следует понимать соответствующий элемент матрицы (9). Если $R=1$, то при $\Gamma_n=0$ выражение для КСВ принимает вид:

$$КСВ = \frac{1 + |y/(2+y)|}{1 - |y/(2+y)|}. \quad (10)$$

Результаты расчета частотных характеристик КСВ по упрощен-

ной формуле (10), не учитывающей параметр x_c эквивалентной схемы сочленения, показали, что в коротковолновой части дециметрового диапазона смещение этих характеристик относительно соответствующих кривых рис. 7 не превышает 1%.

Для оценки допусков на размеры шлейфов были рассчитаны частотные характеристики КСВ при вариации длин шлейфов и $z_{o1}=z_{o2}=\text{const}$ и вариации волновых сопротивлений при $l_2=3l_1=\text{const}$. Изменение l_1 на 10% вызывает смещение f_c на 2%, а изменение l_2 на 10% смещает f_c на 8%. Если принять допустимое смещение f_c равным 1%, то допуск на l_1 составит 5%, а допуск на l_2 — 1,25%. Изменение волнового сопротивления шлейфов в 1,4 раза вызывает смещение частоты оптимального согласования на 5,5. Изменению волновых сопротивлений в 1,4 раза соответствует изменение ширины шлейфов на 45%. Если снова принять

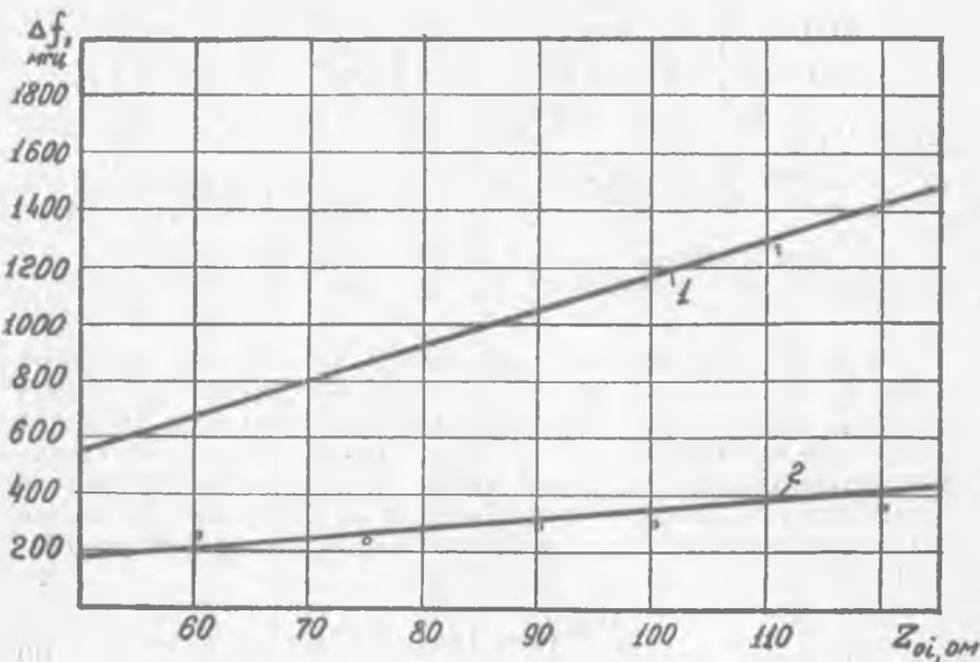


Рис. 8. Зависимость полосы согласования от волнового сопротивления шлейфов: 1 — для диапазона 10 Гц (— расч., о о о о — экспер.), 2 — для диапазона 3 Гц.

допустимое смещение f_c равным 1%, то допуск на ширину шлейфа составит 8%. Абсолютное значение допуска для шлейфов с $z_{o1}=z_{o2}=50$ ом, имеющих ширину 3 мм, составит 0,024 мм. Для шлейфов с большим волновым сопротивлением абсолютное значение допуска будет еще меньше. Знак допуска для обоих шлейфов должен быть одинаковым.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lewin L. A resonance absorption isolator in microstrip for 4 G/S. «Proc. IEE», v. 104, P. B., n. 6, 1957.
 2. Dukes I. M. C. The application of Printed—Circuit Technigues to the Design of microwave Components. «Proc. IEE», v. 105, № 20, p. 155, 1958.
 3. Ершов И. В. К вопросу о широкополосности одного типа вентиля дециметрового диапазона, «Вопросы радиоэлектроники», серия V, № 1, стр. 94, 1965.
 4. Печатные схемы сантиметрового диапазона. Сб. под ред. В. И. Сушкевича, ИЛ, 1956.
 5. Фельдштейн А. А., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. Госэнергоиздат, М.—Л., 1967.
-