

В. А. ГОРДЕЕВ, А. В. ШИРОБОКОВ, В. П. ВАСИЛЬЕВ

### ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ ФЕРРИТОВЫЙ ФИЛЬТР НА ПОЛУВОЛНОВОЙ ЛИНИИ

Известно, что входное сопротивление линии  $\dot{Z}_{вх}$ , имеющей волновое сопротивление  $Z_c$  и нагрузочное сопротивление  $\dot{Z}_н$  на конце, в зависимости от длины  $l$  и длины волны в ней  $\lambda_d$  выражается, как

$$\dot{Z}_{вх} = Z_c \frac{Z_n + jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_d}}{Z_c + jZ_n \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_d}} \quad (1)$$

Если  $\frac{l}{\lambda_d} = \frac{1}{2} n$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ), то  $Z_{вх} = Z_n = Z_{вых}$  вне зависимости от волнового сопротивления  $Z_c$ , и такой отрезок не должен вносить рассогласования, т. е., если в бесконечную или согласованную на конце регулярную линию с волновым сопротивлением  $Z_p$  включить отрезок с сопротивлением  $Z_c$ , то при выполнении указанного условия ( $n=1$ ) будет иметь место идеальное согласование независимо от соотношения  $\frac{Z_p}{Z_c}$ .

При расстройке по частоте вверх и вниз при неизменной длине линии роет рассогласования (КСВн) будет происходить тем быстрее, чем больше  $\frac{Z_p}{Z_c}$ . При неизменных размерах регулярной линии и изменении  $Z_c$  за счет диэлектрической проницаемости полуволновых втулок КСВн достигает максимального значения при  $\frac{l}{\lambda} = (2m+1)$  ( $m=0, 1, 2, 3, \dots$ ) и численно равен относительной диэлектрической проницаемости втулки [1]. Для волновода аналогичная частотная зависимость КСВн является более сложной,

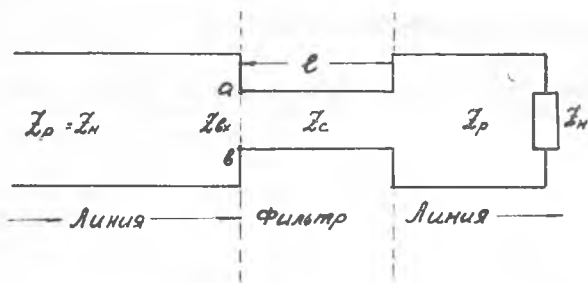


Рис. 1.

а скорость нарастания отражений с расстройкой значительно [1]. Такие полуволновые вставки, как известно, применяются в качестве опор в коаксиальных линиях и для герметизации отдельных областей волноводного пространства.

Резонансная зависимость КСВн и связанного с ним коэффициента отражения дает возможность использовать полуволновый отрезок с ферритовым заполнением в качестве фильтра, перестраиваемого магнитным полем. Принцип действия такого фильтра основан на увеличении коэффициента передачи линии в полосе пропускания за счет уменьшения коэффициента отражения. При реализации такие фильтры могут с успехом применяться в преселекторных цепях, а в сочетании с циркулятором и в промежуточных каскадах с одновременным обеспечением развязки.

В настоящее время в результате освоения СВЧ диапазонов для средств связи и радиолокации ощущается большая потребность в резонансных перестраиваемых элементах. Обычно они реализуются на монокристаллических ферритовых сферах-резонаторах и связанных через них линиях передачи.

Рассматриваемый фильтр, по-видимому, в ряде случаев будет иметь приемлемые параметры и преимущества по сравнению с традиционными. Представляется возможность использовать дешевые поликристаллические материалы, обычно нормализованные ферриты. Важным преимуществом является простота конструкции, кроме того, на нижней границе перестройки фильтра не требуется иметь поле смещения, что упрощает магнитную систему и позволяет надеяться на приемлемую скорость перестройки. Добиться заданной развязки вне полосы пропускания нетрудно уменьшением  $\frac{Z_c}{Z_p}$  за счет изменения высоты линии при довольно больших значениях диэлектрической проницаемости ферритовых материалов ( $\epsilon \sim 10-15$ ).

К расчету фильтра можно подойти, получив аналитическую зависимость КСВн от размеров регулярной и полуволновой линий, параметров ферритовой среды ( $\epsilon$ ,  $\mu_1$ ) и частоты или длины волны.

Пронормируем выражение (1) по сопротивлению нагрузки (рис. 1), равному  $Z_p$

$$\rho = \frac{\dot{Z}_{\text{вх}}}{\dot{Z}_n} = \frac{Z_c \left(1 + j \frac{Z_c}{Z_p} \operatorname{tg} \Theta\right)}{Z_p \left(\frac{Z_c}{Z_p} + j \operatorname{tg} \Theta\right)}, \quad (2)$$

$$\text{где} \quad \Theta = 2\pi \frac{l}{\lambda_d}, \quad (3)$$

( $\lambda_d$  — длина волны в полуволновой линии).

Коэффициент отражения связан с нормированным сопротивлением  $\rho$  следующим образом:

$$|\dot{\Gamma}| = \left| \frac{\dot{\rho} - 1}{\dot{\rho} + 1} \right| = \left| \frac{Z_n - Z_{\text{вх}}}{Z_n + Z_{\text{вх}}} \right|. \quad (4)$$

Он в свою очередь определяет КСВн

$$K = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|} \quad (5)$$

или, с учетом (4)

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{t (Z_p^2 - Z_c^2)}{\sqrt{4Z_p^2 Z_c^2 + t^2 (Z_p^2 + Z_c^2)^2}}. \quad (6)$$

Вводя обозначения

$$\frac{Z_c}{Z_p} = \beta; \quad (7)$$

$$\operatorname{tg} \Theta = t, \quad (8)$$

запишем (6) в виде

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{t(1 - \beta^2)}{\sqrt{4\beta^2 + t^2(1 + \beta^2)^2}}. \quad (9)$$

Для КСВн получим:

$$K_{\text{свн}} = \frac{\sqrt{4\beta^2 + t^2(1 + \beta^2)^2} + t(1 - \beta^2)}{\sqrt{4\beta^2 + t^2(1 + \beta^2)^2} - t(1 - \beta^2)}; \quad (10)$$

$$K_{\text{свн}} = \frac{4\beta^2 + 2t^2 + 2\beta^2 t^2 + 2t(1 - \beta^2)\sqrt{4\beta^2 + t^2(1 + \beta^2)^2}}{4\beta^2 + 4\beta^2 t^2}. \quad (11)$$

Раскрывая введенные обозначения (3, 7, 8), получим аналитическое выражение КСВн.

Для волноводного варианта

$$\beta = \frac{ab'}{a'b} \frac{\nu_{\perp} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}{\sqrt{\epsilon \mu_{\perp} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}},$$

где  $a$  и  $b$  — ширина и высота регулярного волновода;  
 $a'$  и  $b'$  — ширина и высота полуволнового отрезка;  
 $\epsilon$ ,  $\mu_1$  — параметры заполняющего последний полуволновой отрезок феррита;  
 $\lambda'_{кр}$  — критическая длина волны в волноводе, заполненном ферритом.

Для микрополосковой линии:

$$\beta = \frac{b' w \sqrt{\epsilon_d}}{b w' \sqrt{\epsilon_{\phi}}} \sqrt{\mu_1}, \quad (13)$$

где  $\omega$ ,  $\omega'$  — ширина незаземленного полоска;  
 $b$ ,  $b'$  — высота линии.

Если произвести подстановки (3, 7, 8, 13) и (3, 7, 8, 14) в уравнение (12), получаются довольно громоздкие выражения функций КСВн, которые трудно проанализировать на оптимум параметров фильтра.

Учитывая, что в выражение (12) входят четвертые степени  $t$  и  $\beta$ , которые даже при больших  $\rho$  меньше единицы, этими членами можно пренебречь и для узкополосных фильтров упростить выражение для КСВн:

$t \ll 1$  — небольшие расстройки,

$\beta \ll 1$  — большой перепад сопротивлений полуволновой и регулярной линий.

$$K = \frac{t^4 \approx \beta^4 \rightarrow 0,}{4\beta^2} \cdot (t + \sqrt{4\beta^2 + t^2})^2. \quad (14)$$

Если задаться необходимой развязкой вне полосы пропускания за счет отражений согласно (6) и (4) и полосой заграждения согласно (8) и (3), т. е. величинами  $K$  и  $t$ , то можно определить перепад волновых сопротивлений  $\beta$  (7) и соотношение размеров регулярной линии, полуволновой линии, а также параметров диэлектрика и феррита, заполняющих линии (12), (13).

Зная размеры линии и фильтра ( $\beta$ ) и уровень развязки ( $K$ ,  $\rho$ ,  $\Gamma$ ), легко определить полосу заграждения

$$t = \operatorname{tg} \Theta = \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda_{до}} = \frac{\beta(K-1)}{\sqrt{K}} \quad (15)$$

$\lambda_{дв}$  — длина волны, соответствующая верхней частоте заграждения фильтра,

$$\frac{2\pi l}{\lambda_{дв}} = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{\beta(K-1)}{\sqrt{K}}; \quad (16)$$

$$\lambda_{дв} = \frac{2\pi l}{\operatorname{arctg} \frac{\beta(K-1)}{\sqrt{K}}}. \quad (17)$$

Центральную длину волны фильтра  $\lambda_{до}$  можно найти из условия

$$\frac{\lambda_{до}}{2} = l, \text{ т. е. } \lambda_{до} = 2l. \quad (18)$$

Полоса заграждения

$$\Delta\lambda = 2(\lambda_{дв} - \lambda_{до}). \quad (19)$$

Таким образом, в зависимости от заданных параметров устройства по приведенной методике можно оценить остальные неизвестные.

Был рассчитан и изготовлен фильтр на волноводе сечением  $35 \times 15$  мм с размерами полуволнового отрезка  $35 \times 4 \times 8$  мм и ферритовым вкладышем размером  $35 \times 4 \times 8$  мм. Ферритовый элемент изготовлен из феррита марки М-77.

Получены следующие параметры фильтра:

полоса пропускания на уровне 3 дб — 4%, на уровне 20 дб — 10%.

Полоса перестройки фильтра составляла  $\pm 15\%$  от центральной частоты. Измерения производились в диапазоне 5—7 Гц. Параметры фильтра могут быть значительно улучшены путем увеличения перепада волновых сопротивлений, т. е. уменьшения толщины ферритового элемента до десятых долей миллиметра.

Полученные результаты являются предварительными. В настоящее время ведутся разработки с целью улучшения параметров фильтра.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Теория линий передачи сверхвысоких частот под редакцией А. И. Шпунтова. Издательство «Советское радио», 1951.