

А. С. ЧЕКИНА, Р. А. ВЕЧКАНОВА, Л. Н. БАРКОВ,
В. П. БРОВЯКОВ

НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ ШЛЕЙФОВОГО ТИПА НА П- и Н-ВОЛНОВОДАХ

Использование в волноводных направленных ответвителях шлейфов с уменьшенной дисперсией позволяет понизить перепад переходного ослабления в диапазоне частот [1]. Однако коэффициент перекрытия диапазона таких ответвителей не превышает 1,5, что объясняется дисперсионными свойствами прямоугольных волноводов, из которых выполняются основной и побочный тракты.

Коэффициент перекрытия может быть увеличен, если ответвитель полностью изготовить из волноводов П- или Н-сечений, преимущества которых освещены в [1—4]. Конструктивно удобнее использовать П-образные волноводы, для основного и побочного трактов и Н-шлейфы.

Как известно [1], переходное ослабление S шлейфового волноводного элемента связи равно

$$S = -10 \lg \frac{2 \operatorname{Re} \bar{Z}_{\text{вх. ш}}}{(2 + \operatorname{Re} \bar{Z}_{\text{вх. ш}})^2 + \bar{X}_{\text{вх. ш}}^2} \partial \delta, \quad (1)$$

где $Z_{\text{вх. ш}}$ — нормированное входное сопротивление шлейфа;

$$\operatorname{Re} \bar{Z}_{\text{вх. ш}} = \bar{R}_{\text{вх. ш}} = \frac{2\alpha^2 (1 + \operatorname{tg}^2 \beta l)}{\alpha^2 (1 - c^* \operatorname{tg} \beta l)^2 + 4 [2c^* + (1 - c^{*2}) \operatorname{tg} \beta l]^2}, \quad (2)$$

$$I_m \bar{Z}_{\text{вх. ш}} = \bar{X}_{\text{вх. ш}} = \frac{\alpha (\alpha^2 - 4) (\operatorname{ctg} \beta l - c^*)}{\alpha^2 (\operatorname{ctg} \beta l - c^*)^2 + 4 [2c^* \operatorname{ctg} \beta l + 1 - c^{*2}]^2}, \quad (3)$$

$$\alpha = \frac{Y_0}{Y_{0\text{ш}}}, \quad c^* = \frac{B}{Y_{0\text{ш}}}, \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_B}, \quad (4)$$

B — проводимость неоднородности емкостного характера в месте включения шлейфа,

$Y_0, Y_{0\text{ш}}$ — волновые проводимости основного тракта и шлейфа соответственно,

l — длина шлейфа;

$\lambda_{\text{в}}$ — длина волны в волноводе шлейфа.

В практических случаях и для оптимальной полосы частот справедливы следующие неравенства:

$$c^* \ll 1, \quad (5)$$

$$\alpha^2(1 - c^* \operatorname{tg} \beta l) \ll 4(2c^* + \operatorname{tg} \beta l), \quad (6)$$

$$|\operatorname{tg} \beta l| > 1,$$

$$(2 + \bar{R}_{\text{вх. ш}})^2 \gg \bar{X}_{\text{вх. ш}}^2, \quad (7)$$

тогда

$$C \simeq -10 \lg \frac{2 \bar{R}_{\text{вх. ш}}}{(2 + \bar{R}_{\text{вх. ш}})^2}, \quad (8)$$

$$\bar{R}_{\text{вх. ш}} = \left[\frac{\alpha \sec \beta l}{\sqrt{2}(2c^* + \operatorname{tg} \beta l)} \right]^2. \quad (9)$$

В центре рабочей полосы частот $\operatorname{tg} \beta l \rightarrow \infty$;

$$\bar{R}_{\text{вх. ш}} \simeq \frac{\alpha^2}{2} \ll 2, \quad (10)$$

$$C \simeq -10 \lg \frac{\bar{R}_{\text{вх. ш}}}{2}. \quad (11)$$

Необходимая длина шлейфа l_{opt} уточняется из условия симметрии характеристики переходного ослабления

$$\begin{aligned} \alpha_{\lambda+\Pi} [2c_{\lambda+\Pi}^* \cos(\beta_{\lambda-\Pi} l_{\text{opt}}) + \sin(\beta_{\lambda-\Pi} l_{\text{opt}})] = \\ = \alpha_{\lambda-\Pi} [2c_{\lambda+\Pi}^* \cos(\beta_{\lambda+\Pi} l_{\text{opt}}) + \sin(\beta_{\lambda+\Pi} l_{\text{opt}})]. \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь индексы $(\lambda \pm \Pi)$ соответствуют крайним длинам волн диапазона.

Если через A_m обозначить амплитуду волны, ответвляемой m — шлейфом при условии, что в основном волноводе распространяется волна единичной амплитуды, то

$$C = -20 \lg A_m. \quad (13)$$

Из уравнений (10), (11) и (13) следует:

$$\alpha = \frac{Y_0}{Y_{0\text{ш}}} = \frac{Z_{0\text{ш}}}{Z_0} = 2A_m; \quad (14)$$

$$Z_{0\text{ш}} = 2A_m Z_0, \quad (15)$$

где $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$.

Волновое сопротивление основного канала Z_0 , выполненного на Π -образном волноводе, можно реализовать различными сочетаниями геометрических параметров a, l, g, h (рис. 1).

В результате проведенных авторами исследований трансцендентных уравнений, связывающих электрические и геометрические параметры Π (H)-волноводов [2, 3], были получены важ-

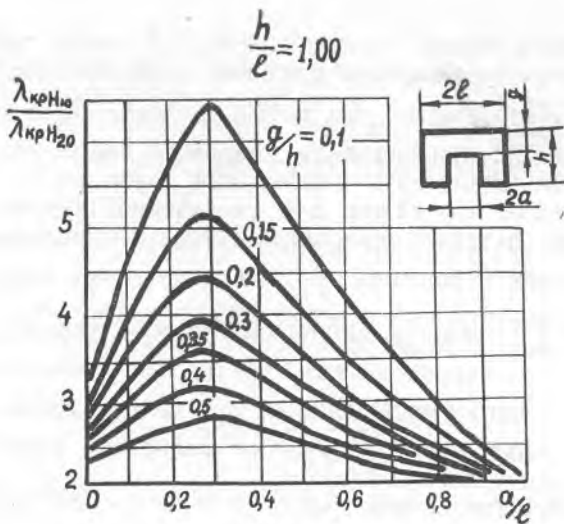


Рис. 1.

ные соотношения, позволяющие выбирать и оптимизировать размеры Π (и H)-сечений с точки зрения наилучшего расположения полосы в одномодовом диапазоне Π (и H)-волновода и компактности сечения:

1. Максимальное значение критической длины волны H_{10} — $\lambda_{кр10}$ получается при $\frac{a}{l} \simeq 0,47$ (отношения $\frac{g}{h}$, $\frac{h}{l}$ — неизменны и $\frac{h}{l} \ll 2$). При увеличении или уменьшении $\frac{a}{l}$ относительно этого значения $\lambda_{кр10}$ монотонно уменьшается.

2. Волновое сопротивление при $\frac{g}{h} \geq 0,5$ минимально, когда $\frac{a}{l} \simeq 0,85$. При уменьшении высоты гребня ($\frac{g}{h} < 0,5$) экстремальная точка смещается в сторону больших $\frac{a}{l}$, и при $\frac{g}{h} \ll 0,1$ волновое сопротивление минимально, когда $\frac{a}{l} = 0,95$.

3. Минимальное значение критической длины волны H_{20} получается при $\frac{a}{l} = 0,3$.

4. $\lambda_{кр20} = 2l$ при $\frac{a}{l} \simeq 0,5$ для любых значений $\frac{g}{h}$.

Если $0 < \frac{a}{l} < 0,5$, критическая длина $\lambda_{кр20} < 2l$, а при $0,5 < \frac{a}{l} < 1$, $\lambda_{кр20} < 2l$. Использование Π - или H -волновода с

шириной гребня больше половины широкой стенки волновода нецелесообразно с точки зрения сужения одномодального частотного диапазона. Наибольшая его величина достигается при $\frac{a}{l} \approx 0,28$. Другими словами, при заданном диапазоне частот это соотношение позволяет реализовать наибольший зазор между гребнем и широкой стенкой, что важно для увеличения пробивной прочности волновода, а также технологичности его выполнения.

5. Увеличение отношения $\frac{h}{l}$ при неизменных прочих отношениях $\left(\frac{a}{l} \text{ и } \frac{g}{h}\right)$ ведет к пропорциональному увеличению $\lambda_{кр10}$ и Z_0 .

6. При $\frac{a}{l} < 0,5$ уменьшение зазора между гребнем и широкой стенкой приводит к понижению волнового сопротивления и расширению частотного диапазона.

7. Оптимальная ширина гребня с точки зрения диссипативных потерь для частотного диапазона больше полутора октав определяется из отношения $\frac{a}{l} \approx 0,25$. При меньшем диапазоне $\frac{a}{l} = 0,1 \div 0,4$.

Для получения наиболее компактных сечений основного и побочного волноводов необходимо производить расчет в следующей последовательности. По заданному перекрытию диапазона $\frac{\lambda_{-п}}{\lambda_{+п}}$ определить отношения $\frac{a}{l} = n$ и $\frac{q}{h} = n_1$ из графиков рис. 1 [4]. Для этого прежде всего необходимо выбрать

$$\frac{\lambda_{кр10}}{\lambda_{кр20}} = q_1 \approx 2 \frac{\lambda_{-п}}{\lambda_{+п}}$$

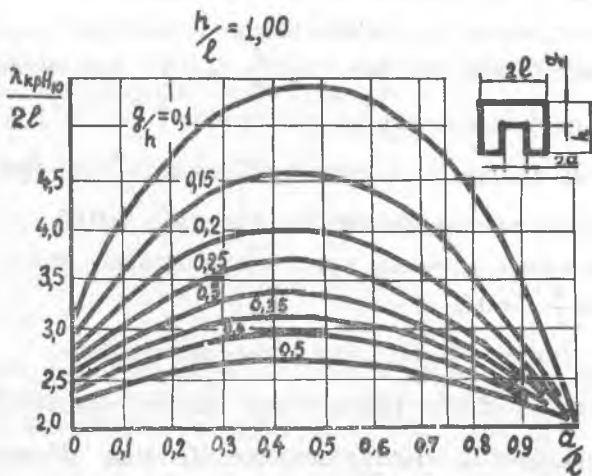


Рис. 2.

Тогда n определяется абсциссой экстремальной точки кривой с параметром n_1 , касающейся уровня q_1 .

Здесь и далее используются графики для фиксированного значения $\frac{h}{l}=1$, что допустимо ввиду малой зависимости $\lambda_{кр10}$ и $\lambda_{кр20}$ от этого параметра [5].

По известным n и n_1 определяется значение $P_1 = \frac{\lambda_{кр10}}{2l}$ из графиков рис. 2.

Если рабочую полосу расположить в одномодовом диапазоне P - (или H)-волновода по аналогии с прямоугольным, то размер широкой стенки может быть найден из выражения

$$2l = \frac{1}{P_1} \left(\lambda_{+n} + \frac{q_1 \lambda_{-n} - \lambda_{+n}}{1 + \frac{q_1}{k}} \right), \quad (16)$$

где k — коэффициент неравномерности запаса по краям диапазона;

$$k = \frac{\lambda_{кр10} - \lambda_{+n}}{\lambda_{кр20} - \lambda_{-n}}. \quad (17)$$

Рекомендуется брать $k \geq 20q_1$.

Ширина гребня

$$2a = n \cdot 2l.$$

По кривым рис. 3 для известных n и n_1 определяется отношение $\frac{Z_0}{Z}$ (здесь Z_0 и Z — волновые сопротивления P -волновода и прямоугольного при $f \rightarrow \infty$ соответственно). Поскольку величина Z_0 обычно задана, а величина Z равна

$$Z = 60\pi^2 \frac{h}{l}, \quad (18)$$

то не представляет труда определить размер h и величину зазора между гребнем и широкой стенкой волновода

$$g = n_1 \cdot h.$$

Размеры H -волноводных шлейфов рассчитываются в соответствии с выбранным законом распределения амплитуд ответвляемых волн [1]. Для упрощения расчета, удобства конструкции и получения характеристик, наиболее соответствующих расчетным, размеры шлейфов необходимо выбирать следующим образом:

1) ширину H -волноводов всех шлейфов $2l_{ш}$ равной ширине P -волновода основного и побочного трактов $2l_{ш} = 2l$;

2) ширину гребня в шлейфах $2a_{ш}$ равной ширине гребня P -волноводов $2a_{ш} = 2a$;

3) высоту волноводов шлейфов

$$2h_{ш} \leq \frac{\lambda_{в}}{4}.$$

При увеличении $2h_{ш}$ до максимально возможного, с конструктивной точки зрения, значения уменьшается дисперсионность шлейфа.

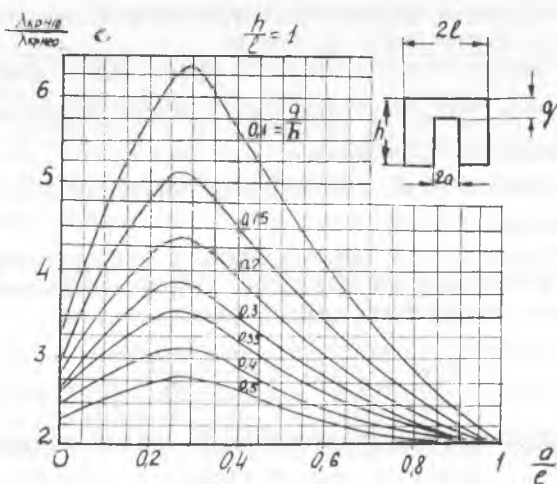


Рис. 3.

4) величину зазора между гребнями $2g_{\text{ш}}$ — в соответствии с законом распределения амплитуд ответвляемых волн и, следовательно, волнового сопротивления шлейфов $Z_{\text{ош}}^m$.

Порядок определения амплитуд волн A_m , ответвляемых каждым шлейфом, и количества шлейфов достаточно подробно изложен в ряде работ [1, 7, 8]. На основании уравнения (15) определяется сопротивление каждого шлейфа $Z_{\text{ош}}^m$. Затем находится отношение $\frac{Z_{\text{ош}}^m}{Z}$ (Z рассчитывается по формуле (18)). По кривым

рис. 3 определяется $\frac{g}{h}$ и далее — величина g .

Применение H -волноводов в основном и побочном трактах совместно с H -образными шлейфами позволило создать ответвитель, работающий в 3-сантиметровом диапазоне с перекрытием в 1 октаву, переходным ослаблением 3 дБ, перепадом переходного ослабления $\pm 0,7$ дБ и направленностью более 20 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сосунов В. А., Шибяев А. А. Направленные ответвители и их применение. Приволжское книжное изд-во, г. Саратов, 1969.
2. Дерюгин Л. Н. «Радиотехника», № 6, 1948.
3. Гальченко Н. А., Михалевский В. С. «Радиотехника и электроника», № 1, 1970.
4. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот, т. 1, Изд-во «Сов. радио», 1965.
5. Седых В. М. «Радиотехника и электроника», № 2, 1966.
6. Dukworth G. «Proc. IRE», № 12, 1959.
7. Советов Н. М. Известия высших учебных заведений. «Радиотехника», № 3, 1959.
8. Туровер Я. М. «Радиотехника и электроника», т. 2, № 4, 1957.