

К ВЫБОРУ СТРУКТУРЫ УЗЛА НАСТРОЙКИ ПЕРЕХОДА ЛИНИЯ — ВОЛНОВОД

Принцип согласования перехода линия — волновод, в частности коаксиально-волноводного перехода, был установлен в работах И. И. Вольмана [1; 2]. Согласно этому принципу реактанс элемента связи линий (штыря, витка) необходимо компенсировать с помощью узла настройки перехода, а волновое сопротивление линии принять равным активной составляющей входного импеданса элемента связи. От структуры узла настройки зависит степень компенсации реактанса элемента связи в полосе перехода.

Изучен вопрос настройки перехода с помощью отрезка закороченного волновода, содержащего скачкообразное изменение размеров сечения. Входной импеданс элемента связи в бесконечно длинном волноводе обозначим как $z'_z = R'_z + jx'_z$. Узел настройки перехода, характеризуемый в плоскости расположения элемента связи коэффициентом отражения $p = p_r + jp_i$, заменяет одно плечо бесконечно длинного волновода и существенно изменяет входной импеданс элемента связи. Последний, как показано в работе [3], запишем в виде соотношений

$$Z_z = R_z + jX_z; R_z = R'_z(1 + p_r); X_z = X'_z + R'_z p_i. \quad (1)$$

Сравнение расчетов по (1) с результатами электродинамического анализа в случае короткозамкнутого отрезка волновода подтверждает возможность их применения для расчета z_{Σ} с достаточной точностью при минимальной длине отрезка, равной 0,15 длины волны. Поэтому на расстояниях такого порядка можно рассматривать скачкообразное изменение сечения в волноводе узла настройки, тем более, что коэффициент отражения от упомянутой нерегулярности значительно меньше единицы.

Переход линия — волновод включает и узел настройки (двух-выходной узел), практически не обладающий потерями. Отсутствие отражения в плоскости ввода элемента связи ($|S_{11}| = 0$) является другой формулировкой указанного принципа согласования. Тогда

$$R_{\Sigma} = Z_c, X_{\Sigma} = 0 \quad (2), \text{ где } Z_c \text{ — волновое сопротивление линии.}$$

Для нормированного относительно Z_c входного импеданса элемента связи ($r = R_{\Sigma}/Z_c$, $x = X_{\Sigma}/Z_c$, $r' = R_{\Sigma}'/Z_c$, $x' = X_{\Sigma}'/Z_c$) условие (2) примет вид

$$r' - 1 = r(1 + p_r) - 1 = 0; \quad x' = x + rp_i = 0. \quad (3)$$

Для узла настройки без потерь $p_r^2 + p_i^2 = 1$, в связи с чем из (3) находим $r = (1 + x^2)/2$ (4).

Таким образом, если соотношение (4) удовлетворяется для заданного элемента связи на каждой рабочей длине волны, частотная зависимость входного импеданса элемента связи не ограничивает полосы перехода и позволяет однозначно исследовать влияние узла настройки перехода. Практически взаимосвязь (4) можно обеспечить достаточно приближенно и условия согласования перехода (3) представить одним уравнением $x(1 + p_r) + p_i = 0$ (5). Ниже воспользуемся аппроксимацией нормированного реактанса цилиндрического штыря, для которого взаимосвязь (4) рассмотрена в работе [4]

$$x = 4,60 - 11,22 q + 5,92 q^2 \quad (6). \text{ Здесь } q = \frac{\pi}{2A} \text{ — нор-}$$

мированное значение длины волны λ ; A — ширина прямоугольного волновода. Параметры волноводного штыря: B — высота узкой стенки волновода, $\xi = B/A = 0,435$; h — высота штыря, $v = h/B = 0,7$; a — радиус штыря, $\sigma = a/A = 0,045$; d — расстояние оси штыря от узкой стенки волновода, $\eta = d/A = 0,35$.

В случае регулярного закороченного волновода в узле настройки длиной l коэффициент отражения p выражается только с помощью фазовой постоянной волны, распространяющейся в волноводе,

$$p = -e^{-\beta_{\lambda} l}; \quad p_r = -\cos 2\xi; \quad p_i = \sin 2\xi, \quad \xi = \beta_{\lambda} l. \quad (7)$$

Для заданной рабочей волны ($\lambda = \lambda_0$, $q = q_0$), т. е. при известных $\beta_{\lambda} = \beta_{\lambda 0}$ и $x = x_0$, условие согласования (5) удовлетворяется,

если $\xi = \xi_0$, где $\text{tg } \xi_0 = -1/x_0$ (8). Соотношение (8) позволяет найти длину закороченного отрезка волновода $l = l_0$. Текущие значения q , ξ , необходимые при расчете $|S'_{11}|$, взаимосвязаны с q_0 , ξ_0 отношением

$$\xi/\xi_0 = \sqrt{1-q^2}/\sqrt{1-q_0^2}. \quad (9)$$

Зависимость $|S'_{11}|$ от q имеет вид [3]

$$|S'_{11}| = |(r' - 1 + jx')/(r' + 1 + jx')|. \quad (10)$$

Применение скачкообразной нерегулярности в волноводе узла настройки позволяет расширить полосу перехода. Плоскость с нерегулярностью сечения волновода разделяет его длину на два отрезка: l_1 — длина отрезка основного волновода с размерами сечения A_1, B_1 ; l_2 — длина закороченного отрезка волновода с измененными размерами сечения A_2, B_2 . Рассмотрим случай, когда $l_1 \neq l_2$, а отношение $v = l_1/l_2$ — переменное. Если при изменении высоты волновода (B_2 ; $b_1 = B_1/B_2$) фазовые постоянные для основной волны не изменяются, то в случае изменения ширины волновода (A_2 ; $a_1 = A_2/A_1$) изменяется отношение электрических длин этих отрезков

$$\xi_1/\xi_2 = v\sqrt{1-q^2}/\sqrt{1-(q/a_1)^2}; \quad \xi_2 = \frac{2\pi/a_1}{q}\sqrt{1-(q/a_1)^2}. \quad (11)$$

В зависимости от направления изменения размеров сечения волновода коэффициент отражения от нерегулярности в плоскости скачка S_{11} — при пренебрежении реактивностью — может быть положительным ($S_{11} = |S_{11}|$) или отрицательным ($S_{11} = -|S_{11}|$):

$$S_{11} = \frac{1 - Y_{c2}/Y_{c1}}{1 + Y_{c2}/Y_{c1}}, \quad (12)$$

где Y_{c1}, Y_{c2} — волновые проводимости соответствующих отрезков волноводов. Коэффициент отражения от узла настройки, учитывающий влияние нерегулярности, представим как

$$p = p_r + jp_l = e^{-j2\xi_1} \left(S_{11} - \frac{S_{12}^2 e^{-j^2\xi_2}}{1 + S_{22} e^{-j^2\xi_2}} \right). \quad (13)$$

Здесь при

$$S_{11} = |S_{11}|, S_{22} = -|S_{11}|, S_{12}^2 = 1 - |S_{11}|^2.$$

Исследование выражения (10) с использованием соотношения (4), условия (5) и характеристики штыря (6) показывает, что полоса перехода расширяется с увеличением $S_{11} = |S_{11}|$ тем больше, чем меньше отношение v . В полосе перехода два значения q_0 обеспечивают полное согласование. Если $S_{11} = -|S_{11}|$, имеет место сужение полосы перехода. Осуществлять $S_{11} = |S_{11}|$ целесообразно одновременным увеличением B_2 и уменьшением A_2 , когда доста-

точное значение S_{11} можно получить при относительно небольших изменениях размеров сечения волновода закороченного отрезка ($b_1 < 1$, $a_1 < 1$). Однако отношение волновых проводимостей зависит тогда от длины рабочей волны (q) [5]:

$$\frac{Y_{c2}}{Y_{c1}} = \frac{b_1 \sqrt{1 - (q/a_1)^2}}{f a_1 \sqrt{1 - q^2}}, \quad (14)$$

где функция f аппроксимируется выражением

$$f = -1 + 0,75 \cos\left(\frac{\pi}{2} a_1\right) - 0,02 \sin(\pi a_1). \quad (15)$$

Наличие реактивной проводимости в плоскости скачка размеров сечения волновода сужает полосу перехода. С изменением высоты волновода ($b_1 < 1$) емкостную проводимость запишем согласно [5]

$$\frac{B_c}{Y_{c1}} = \frac{b_1 \sqrt{1 - (q/a_1)^2}}{f a_1 \sqrt{1 - q^2}} \psi, \quad (16)$$

где функцию ψ удобно также аппроксимировать выражением

$$\psi = 3(1 - b_1)^2 + 4,8(1 - b_1)^{5/2} e^{-4,8(1 - d_1)}; \quad (17)$$

параметр d_1 для симметричного изменения высоты волновода принимает значение

$$d_1 = \frac{\zeta}{2b_1} \sqrt{\frac{1}{q^2} - 1}. \quad (18)$$

Аналогично представляется индуктивная проводимость в плоскости скачкообразного уменьшения ширины волновода

$$\frac{BL}{Y_{c1}} = -q / (\Phi \sqrt{1 - q^2})^2. \quad (19)$$

Здесь функция Φ дана в работе [5]. С учетом результирующей реактивной проводимости (B') S -параметры скачкообразной нерегулярности становятся комплексными

$$\begin{aligned} \bar{S}_{11} &= \frac{|S_{11}| - jb}{1 + jb}; & \bar{S}_{22} &= \frac{|S_{11}| + jb}{1 + jb}; \\ b &= \frac{B'/Y_{c1}}{1 + Y_{c2}/Y_{c1}}; & \bar{S}_{12}^2 &= -\frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{11}|^2} \bar{S}_{11} \bar{S}_{22}. \end{aligned} \quad (20)$$

В приведенных выражениях $|S_{11}|$ определяется формулой (12).

При расчете узла настройки перехода целесообразно задавать длину волны полного согласования q_0 в области максимальной ширины полосы. Одновременно следует исключить влияние реактивностей на q_0 в плоскости скачка размеров сечения волновода с помощью параллельного резонанса $B' = B_c + B_L = 0$ (21). Для

обеспечения $V_L \neq 0$ необходимо принять $a_1 < 1$, исходя из возникающего при этом сужения полосы волновода ($q_{\max} \leq a_1$). Условие согласования перехода (5) используется для расчета на q_0 длины закороченного волновода в узле настройки l_2 , и при заданном отношении v — также длины l_1 . Очевидно, теперь применяется выражение (13) и S -параметры (20) при $b=0$, так как на $q_0 B' = 0$.

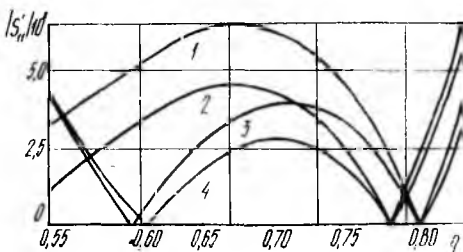


Рис. 1

(20) реактивной проводимости B' ($b \neq 0$ в плоскости скачка сечения волновода. Полученная зависимость $|S'_{11}|$ от q служит для расчета верхнего и нижнего пределов полосы перехода ($\Delta q = q^+ - q^-$) на уровне $|S'_{11}| = 0,05$ с помощью ЭВМ.

На рис. 1 представлено влияние реактивной проводимости b в плоскости скачка размеров сечения волновода в узле настройки на характер зависимости коэффициента отражения от перехода от q . Кривые построены для приведенных параметров штыря при $v=0,2$ и $a_1=0,9$ для двух пар значений q_0 и b_1 (0,78 и 0,643 соответственно — кривые 2, 4; 0,8 и 0,6 — кривые 1, 3). Ес-

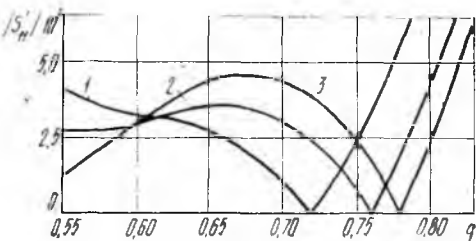


Рис. 2

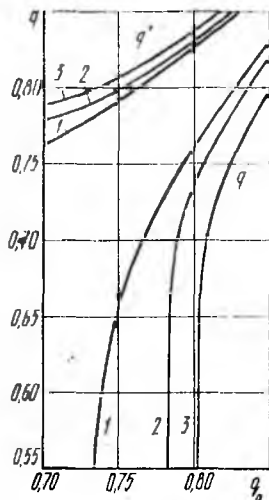


Рис. 3

ли пренебречь реактивной проводимостью, как сказано ранее, возникает вторая точка полного согласования ($q_0 = 0,603$ и $0,613$, кривые 2,4). Подъем $|S'_{11}|$ между q_0^- и q_0^+ не превышает принятого здесь уровня $|S'_{11}| = 0,05$. Реактивная проводимость устраняет вторую точ-

ку полного согласования q_0 , хотя $|S'_{11}|$ снижается при $q' < q_0$ (кривые 1, 2). Увеличение промежутка $q' - q_0$ приводит к соответствующему повышению $|S'_{11}|$ и тем самым до ограничения полосы перехода снизу уже в случае $q_0 = 0,8$ ($q^- = 0,74$). Реактивная проводимость несколько снижает верхний предел полосы (q^+).

На рис. 2 даны кривые $|S'_{11}|$ для различных значений отношения a_1 и параметра q_0 : кривая 1 — $a_1 = 1$, $q_0 = 0,72$; 2 — $a_1 = 0,85$, $q_0 = 0,76$; 3 — $a_1 = 0,9$, $q_0 = 0,78$. С учетом влияния реактивной проводимости ($b \neq 0$) на характеристики перехода с нерегулярностью в узле настройки построены кривые 2, 3 при $v = 0,2$. Кривая 1 — характеристика перехода с регулярным волноводом в узле настройки. Значения q_0 приняты близкими к максимальным, когда полоса перехода ограничивается снизу полосой волновода ($q^- = 0,55$). Из рисунка видно, что в выборе a_1 существует optimum (при $a_1 \sim 0,9$), обеспечивающий максимальное расширение полосы перехода. Дальнейшее уменьшение a_1 приводит к резкому влиянию реактивной проводимости на стыке волноводов в узле настройки.

Рис. 3 иллюстрирует зависимость ширины полосы перехода, найденной на уровне $|S'_{11}| = 0,05$, от q_0 — принятой длины волны полного согласования. Полоса определяется разностью $\Delta q = q^+ - q^-$, где q^+ — верхний, а q^- — нижний пределы полосы перехода. Кривые 1 построены для регулярного волновода в узле настройки ($a_1 = 1$). Кривые 3 ($a_1 = 0,9$; $b = 0,2$; $v = 0,2$) характеризуют предельно возможную ширину полосы перехода. Кривые 2 ($a_1 = 0,69$; $b \neq 0$; $v = 0,2$) представляют ширину полосы, обеспечиваемой оптимальным узлом настройки, содержащим скачкообразную нерегулярность. Максимальная ширина полосы перехода имеет место при таком q_0 , когда $q^- = 0,55$, а q^+ — максимально ($q_0 = 0,78$). Дальнейшее увеличение q_0 приводит к возрастанию q^- , уменьшение q_0 — к снижению q^+ .

Отсюда следует, что при использовании оптимального элемента связи узел настройки перехода рассмотренного типа позволяет расширить полосу перехода на 20—25 %.

В предложенном методе синтеза перехода полоса зависит от характеристики элемента связи (6), от точности удовлетворения условия (4). Для произвольных характеристик элемента связи синтез узла настройки усложняется, так как двух условий — резонанса и согласования, которые можно обеспечить на различных частотах, обычно не достаточно.

Список литературы: 1. Вольман И. И. Возбуждение электромагнитных волн линейным вибратором в прямоугольном волноводе // Радиотехника. 1946. Т. 1, № 9. С. 21—26. 2. Вольман И. И., Шпунтов А. И. Экспериментальное определение входных сопротивлений вибраторов в волноводе при волне TE_{10} // Радиотехника. 1947. Т. 2, № 1. С. 85—90. 3. Захария И. А. Матрица рассеивания коаксиально-волноводных переходов со штыревыми и петлевыми элементами связи // Теорет. электротехника. 1975. Вып. 18. С. 75—93. 4. Захария И. А. К синтезу широкополосных переходов линия — волновод // Теория и методы расчета радиотехни-