

Физика волновых процессов и радиотехнические системы

УДК 621.372.852.2

Структурный анализ несимметричных реактивных СВЧ-четырёхполюсников относительно условий согласования

А.И. Чижов

Определены условия согласования реактивных СВЧ-четырёхполюсников при различном виде сопротивлений генератора и нагрузки: только вещественном, вещественном и комплексном либо только комплексном. Получены общие соотношения, отражающие связь между параметрами несимметричного реактивного четырёхполюсника и элементами матрицы рассеяния, позволяющие задать критерий структурного синтеза по согласованию и, следовательно, корректно выбрать структуру согласующего четырёхполюсника в зависимости от импедансов генератора и нагрузки.

Введение

Несимметричные реактивные четырёхполюсники находят широкое применение в технике СВЧ в качестве фильтров, согласующих цепей и т.д. [1-4]. Также они используются в цепях согласования усилителей: входных, выходных и межкаскадных [5-7]. При проектировании таких цепей применяются методы параметрической оптимизации [8-11], которые позволяют получить наилучшее приближение решения задачи согласования в заданной полосе частот для известной структуры цепи. Однако процедура выбора самой структуры согласующей цепи является неформализованной проблемой, поскольку до настоящего времени задача структурного синтеза цепей даже по одному критерию, в нашем случае критерию согласования, не решена. Цель настоящей работы – структурный анализ несимметричных реактивных СВЧ-четырёхполюсников для определения общих соотношений между параметрами произвольного реактивного четырёхполюсника и элементами его матрицы рассеяния при различных граничных условиях на референсных плоскостях цепи (в общем случае $Z_r \neq Z_n$, а сами импедансы генератора и нагрузки могут быть комплексными числами). Это позволит в дальнейшем осуществить структурный синтез цепей по выработанному в настоящей работе критерию согласования.

Для решения поставленной задачи воспользу-

емся методом, предложенным в [12] и названным методом входных импедансов в крайних режимах четырёхполюсника. Суть метода заключается в определении элементов матрицы рассеяния по входным сопротивлениям четырёхполюсника в режимах холостого хода и короткого замыкания со стороны генератора и нагрузки (рис. 1). Как показано в [12], выражения для элементов матрицы рассеяния имеют вид

$$S_{11} = \frac{Z_{xx}^1 (Z_{k3} - 1) + Z_{xx} - 1}{Z_{xx}^1 (Z_{k3} + 1) + Z_{xx} + 1} = \frac{Z_{k3}^1 Z_{xx} (Z_{k3} - 1) + Z_{k3} (Z_{xx} - 1)}{Z_{k3}^1 Z_{xx} (Z_{k3} + 1) + Z_{k3} (Z_{xx} + 1)}, \quad (1a)$$

$$S_{22} = \frac{Z_{xx} (Z_{k3}^1 - 1) + Z_{xx}^1 - 1}{Z_{xx} (Z_{k3}^1 + 1) + Z_{xx}^1 + 1} = \frac{Z_{k3} Z_{xx}^1 (Z_{k3}^1 - 1) + Z_{k3}^1 (Z_{xx}^1 - 1)}{Z_{k3} Z_{xx}^1 (Z_{k3}^1 + 1) + Z_{k3}^1 (Z_{xx}^1 + 1)}, \quad (1b)$$

$$S_{21}^2 = S_{12}^2 = (1 - S_{22}) \left(\frac{Z_{xx} - 1}{Z_{xx} + 1} - S_{11} \right), \quad (1b)$$

где Z_{xx} и Z_{k3} – нормированные к сопротивлению генератора Z_r входные сопротивления четырёхполюсника со стороны генератора при режимах холостого хода или короткого замыкания в референсной плоскости нагрузки;

Z_{xx}^1 и Z_{k3}^1 – нормированные к сопротивлению нагрузки Z_n входные сопротивления четырёхполюсника со стороны нагрузки при режимах холостого хода или короткого замыкания в референсной плоскости генератора.

Формулы (1) непосредственно выражают элементы матрицы рассеяния через параметры про-

А.И. Чижов

г. Н. Новгород, ЗАО “НПП “Салют-27”

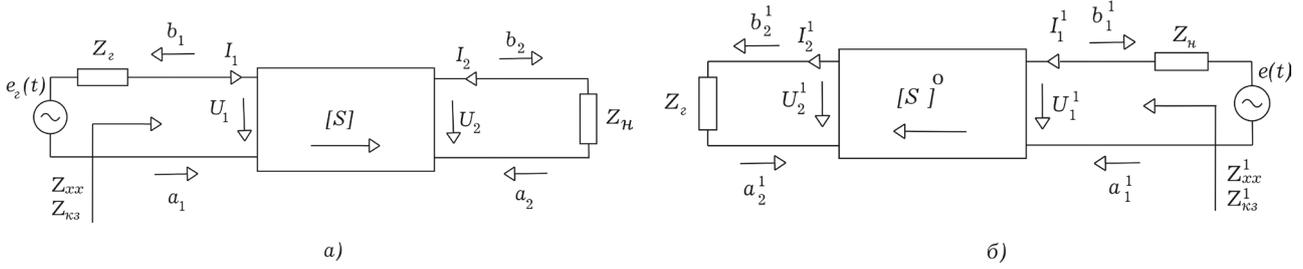


Рис. 1. Расчетные модели произвольного несимметричного реактивного СВЧ-четырёхполюсника при прямой а) и обратной б) передаче СВЧ-энергии

извольного обратимого четырехполюсника при несимметричных граничных условиях по референсным плоскостям генератора и нагрузки.

1. Вещественные граничные условия

Рассмотрим реактивный несимметричный четырехполюсник, расположенный между генератором и нагрузкой $Z_G \neq Z_H$, причем $Z_G = R_G$ а $Z_H = R_H$ – вещественные числа и $R_G, R_H > 0$. Обозначим входные сопротивления реактивного четырехполюсника в режимах холостого хода и короткого замыкания следующим образом:

$$Z_{XX} = jX_{XX} \text{ и } Z_{KZ} = jX_{KZ}, \quad (2a)$$

$$Z'_{XX} = jX'_{xx} \text{ и } Z'_{KZ} = jX'_{kz}, \quad (2b)$$

где импедансы (2a) нормированы к Z_G , а импедансы (2b) – к Z_H .

Для реактивных несимметричных четырехполюсников при их согласовании по входу или выходу ($S_{11} = 0$, $S_{22} = 0$) из первых соотношений формул (1a) и (1b) получим

$$Z'_{XX} = \frac{1 - Z_{XX}}{Z_{KZ} - 1}, \quad Z_{XX} = \frac{1 - Z'_{XX}}{Z'_{KZ} - 1}, \quad (3a)$$

а из вторых соотношений тех же формул можем записать

$$Z'_{KZ} = \frac{(1 - Z_{XX})Z_{KZ}}{(Z_{KZ} - 1)Z_{XX}}, \quad Z_{KZ} = \frac{(1 - Z'_{XX})Z'_{KZ}}{(Z'_{KZ} - 1)Z'_{XX}}. \quad (3b)$$

Из сопоставления (3a) и (3b) для соответствующих импедансов придем к соотношению

$$\frac{Z'_{XX}}{Z_{XX}} = \frac{Z'_{KZ}}{Z_{KZ}} = m. \quad (4)$$

Для реактивных четырехполюсников с учетом формул (2) и (4) при $S_{11} = 0$ из первой формулы (3a) получим

$$X_{KZ} = \frac{-1 - j(m-1)X_{XX}}{mX_{XX}}. \quad (5)$$

Аналогично при $S_{22} = 0$ из второй формулы (3a):

$$X'_{KZ} = \frac{-m + j(1-m)X'_{XX}}{X'_{XX}}. \quad (6)$$

Из соотношений (5), (6) непосредственно следует, что для реактивных цепей при согласовании, во-первых, m всегда равно единице ($m = 1$), т.к. левая часть указанных формул есть действительное число, при этом

$$X_{XX} = X'_{XX} \text{ и } X_{KZ} = X'_{KZ}. \quad (7)$$

Во-вторых, знаки входных импедансов в режимах холостого хода и короткого замыкания противоположны:

$$Z_{XX} = jX_{XX}, \quad Z'_{XX} = jX'_{xx} \quad \text{и} \quad (8)$$

$$Z_{KZ} = -jX_{KZ}, \quad Z'_{KZ} = -jX'_{kz}.$$

И, наконец, в-третьих, при согласовании реактивного четырехполюсника из (5), (6) и (8) следует:

$$X_{XX} = 1/X_{KZ} \text{ и } X'_{XX} = 1/X'_{KZ}. \quad (9)$$

На основании вышеизложенного можно сформулировать утверждение: при вещественных $Z_G \neq Z_H$ выполнение условий согласования по одному из полюсов реактивного четырехполюсника (входу или выходу) одновременно обеспечивает выполнение условий согласования по другому его полюсу (выходу или входу).

Кроме того, пользуясь (3) и (8), введем обозначение:

$$\frac{X'_{XX}}{X'_{KZ}} = \frac{X_{XX}}{X_{KZ}} = k. \quad (10)$$

Тогда с учетом (8) и (10) при $S_{11} = 0$ из (3a) получим

$$jX'_{XX} = \frac{k(jX_{XX} - 1)}{k + jX_{XX}}. \quad (11)$$

Аналогично при $S_{22} = 0$:

$$jX_{XX} = \frac{k(jX'_{XX} - 1)}{k + jX'_{XX}}. \quad (12)$$

После подстановки (7) в (11) можно прийти к заключению, что $X_{XX} = \sqrt{k}$, а $X_{KZ} = 1/\sqrt{k}$.

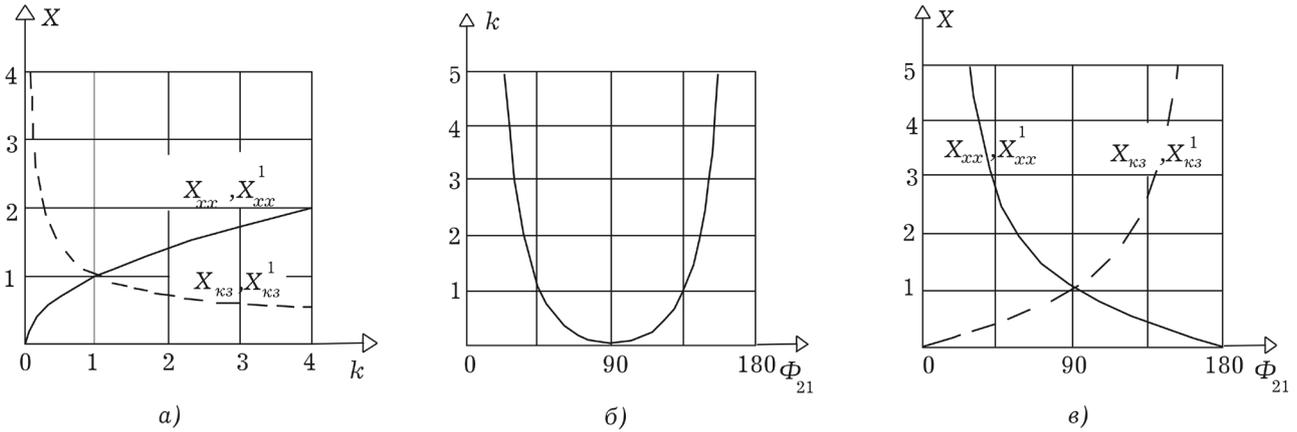


Рис. 2. Зависимость модулей входных импедансов от собственного коэффициента k (а), а также собственного коэффициента (б) и модулей входных импедансов (в) от величины фазы коэффициента передачи

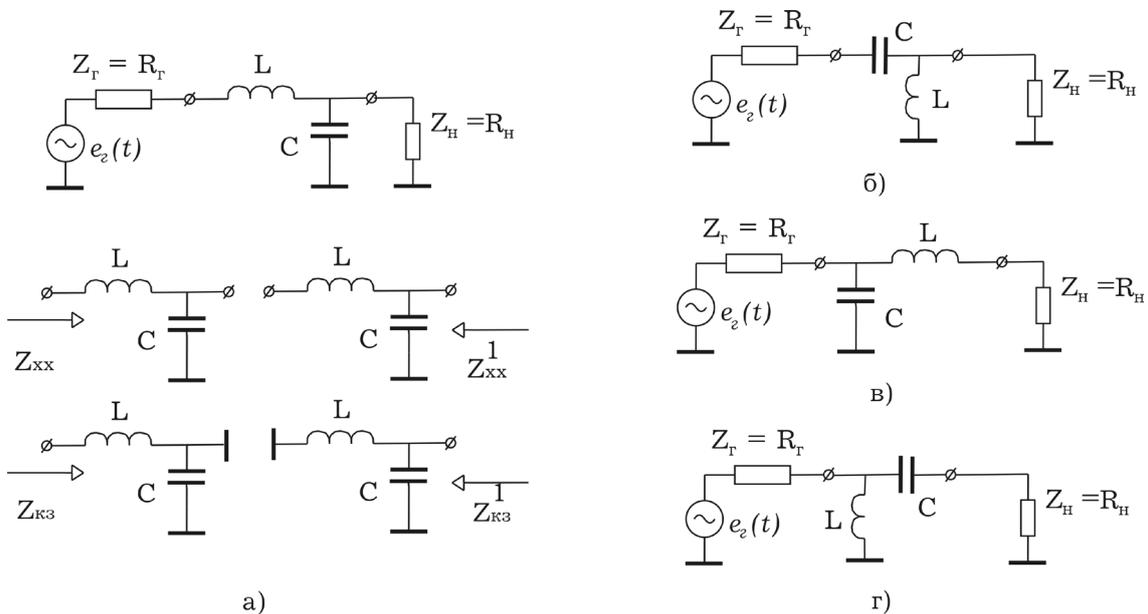


Рис. 3. Реактивные цепи согласования Г-типа

При подстановке (7) в (12) — $X'_{xx} = \sqrt{k}$, а $X'_{kz} = 1/\sqrt{k}$. Это означает, что величины соответствующих нормированных входных импедансов согласованного реактивного четырехполюсника со стороны генератора или со стороны нагрузки равны между собой, хотя их ненормированные значения отличаются, и мера этого различия определяется отношением $R = R_H / R$.

Далее запишем коэффициент передачи согласованного реактивного четырехполюсника, для чего воспользуемся формулой (1в) и соотношениями (3), (10):

$$S_{21}^2 = \frac{Z_{xx} - 1}{Z_{xx} + 1} = e^{j2\arctg \frac{1}{X_{xx}}} = e^{j2\arctg X_{kz}} = e^{j2\arctg \frac{1}{\sqrt{k}}} \quad (13)$$

Как следует из (13), пределы изменения собственного коэффициента k лежат от 0 до бесконечности. Зависимость (13) определяет значе-

ния коэффициентов передачи для всех существующих в природе согласованных на частоте ω_c реактивных несимметричных четырехполюсников. Зависимость модулей входных импедансов и величины фазы коэффициента передачи от собственного коэффициента k приведены на рис. 2а и рис. 2б соответственно. Кроме того, на рис. 2в обозначены зависимости входных импедансов непосредственно от величины фазы коэффициента передачи: $X_{xx} = ctg\phi_{21}$ и $X_{kz} = tg\phi_{21}$.

Справедливость результатов проведенного структурного анализа проиллюстрируем на примере синтеза параметров простейших согласующих цепей, показанных на рис. 3. Так, для схемы рис. 3а, в соответствии с расчетными моделями, величины входных сопротивлений в режимах холостого хода и короткого замыкания со стороны генератора и нагрузки равны

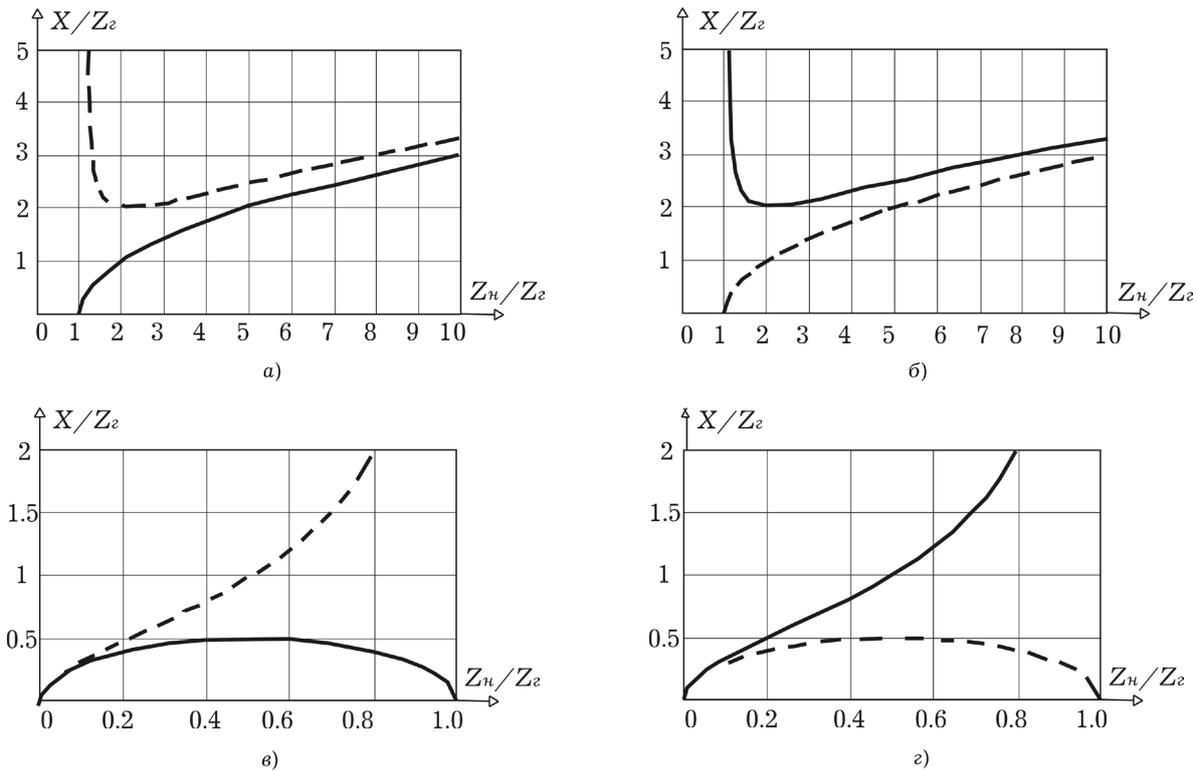


Рис. 4. Зависимости нормированных сопротивлений соответствующих согласующих цепей Г-типа на частоте согласования ω_c от коэффициента трансформации: ——— - сопротивления ветви содержащей индуктивность; - - - - сопротивления ветви содержащей емкость

$$Z_{XX} = j(X_L - X_C), \quad Z_{K3} = jX_L,$$

$$Z'_{XX} = -jX'_C, \quad Z'_{K3} = -j \frac{X'_L X'_C}{X'_L - X'_C}.$$

С учетом соотношений (7) и (9) получим формулы для искомых нормированных сопротивлений на частоте согласования ω_c , выраженные через коэффициент трансформации ($R = Z_n / Z_c$), в виде

$$X_L = \sqrt{R-1}, \quad X_C = \frac{R}{\sqrt{R-1}}. \quad (14a)$$

Аналогично, для схемы рис. 3б, получим формулы для соответствующих нормированных сопротивлений

$$X_L = \frac{R}{\sqrt{R-1}}, \quad X_C = \sqrt{R-1}. \quad (14б)$$

Как следует из приведенных формул, схемы рис. 3а и рис. 3б обладают свойствами повышающего согласующего трансформатора, поскольку величина коэффициента трансформации $R > 1$.

Схемы же, показанные на рис. 3в и рис. 3г, напротив, обладают свойствами понижающего согласующего трансформатора ($R < 1$). Действительно, для схемы рис. 3в соответствующие формулы нормированных импедансов имеют вид

$$X_L = \sqrt{R(1-R)}, \quad X_C = \sqrt{\frac{R}{1-R}}. \quad (14в)$$

Аналогично для схемы рис. 3г получим

$$X_L = \sqrt{\frac{R}{1-R}}, \quad X_C = \sqrt{R(1-R)}. \quad (14г)$$

Формулы (14) в аналитическом виде определяют параметры схем рис. 3 непосредственно через граничные условия, т.е. через импедансы генератора Z_g и нагрузки Z_n . Графическая иллюстрация упомянутых формул приведена на рис. 4. Параметры повышающих согласующе-трансформирующих цепей показаны на рис. 4а и 4б, а понижающих – на рис. 4в, 4г соответственно. Аналогичные формулы приведены, например, в работе [6], однако получены они другим методом, а именно методом узловых напряжений, что свидетельствует о корректности изложенных в настоящем разделе результатов. Следует также отметить, что схемы, изображенные на рис. 3, применялись в [6], в том числе для согласования комплексных нагрузок путем введения дополнительного реактивного элемента, компенсирующего мнимую составляющую импеданса нагрузки. Данный способ согласования является принципиально узкополосным, поскольку использует принцип резонансного контура.

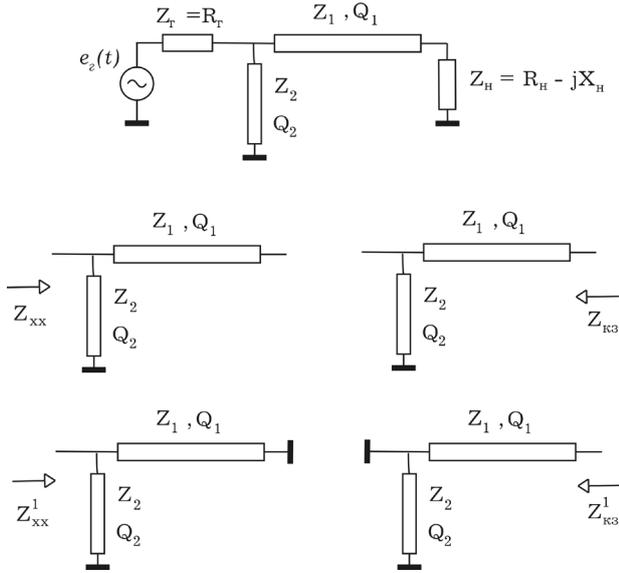


Рис. 5. Пример распределенной повышающей согласующей цепи и ее расчетные модели

2. Комплексные граничные условия

В случае комплексных граничных условий (импедансы генератора и нагрузки суть комплексные числа и в общем случае $Z_r \neq Z_H$) непосредственно пользоваться формулами (1) для анализа четырехполюсников нельзя, поскольку они получены в приближении вещественных граничных условий. Для получения аналитических выражений элементов матрицы рассеяния в случае комплексных граничных условий необходимо провести дальнейшее развитие метода [12]. Для этого воспользуемся расчетной моделью рис.1 и формулами для связи между напряжениями и токами в референсных плоскостях генератора и нагрузки и сходящимися и расходящимися волнами в форме [13]

$$U_1 = \frac{a_1 Z_r^* + b_1 Z_r}{\sqrt{\operatorname{Re} Z_r}}, \quad I_1 = \frac{a_1 - b_1}{\sqrt{\operatorname{Re} Z_r}}, \quad (15a)$$

$$U_2 = \frac{a_2 Z_H^* + b_2 Z_H}{\sqrt{\operatorname{Re} Z_H}}, \quad I_2 = \frac{a_2 - b_2}{\sqrt{\operatorname{Re} Z_H}}. \quad (15b)$$

Далее, аналогично тому, как это было сделано в [12], получим искомые выражения для элементов матрицы рассеяния

$$S_{11} = \frac{Z_{xx}^1 (Z_{kz} - Z_r^* / Z_r) + Z_{xx} - Z_r^* / Z_r}{Z_{xx}^1 (Z_{kz} + 1) + Z_{xx} + 1} = \frac{Z_{kz}^1 (Z_{kz} - Z_r^* / Z_r) (2Z_{xx} + 1 - Z_r^* / Z_r)}{Z_{kz}^1 (Z_{kz} + 1) (2Z_{xx} + 1 - Z_r^* / Z_r) + (Z_{xx} + 1) (2Z_{kz} + 1 - Z_r^* / Z_r)} + \frac{(Z_{xx} - Z_r^* / Z_r) (2Z_{kz} + 1 - Z_r^* / Z_r)}{Z_{kz}^1 (Z_{kz} + 1) (2Z_{xx} + 1 - Z_r^* / Z_r) + (Z_{xx} + 1) (2Z_{kz} + 1 - Z_r^* / Z_r)}, \quad (16)$$

$$S_{22} = \frac{Z_{xx} (Z_{kz}^1 - Z_H^* / Z_H) + Z_{xx}^1 - Z_H^* / Z_H}{Z_{xx} (Z_{kz}^1 + 1) + Z_{xx}^1 + 1} = \frac{Z_{kz} (Z_{kz}^1 - Z_H^* / Z_H) (2Z_{xx}^1 + 1 - Z_H^* / Z_H)}{Z_{kz}^1 (Z_{kz}^1 + 1) (2Z_{xx}^1 + 1 - Z_H^* / Z_H) + (Z_{xx}^1 + 1) (2Z_{kz}^1 + 1 - Z_H^* / Z_H)} + \frac{(Z_{xx}^1 - Z_H^* / Z_H) (2Z_{kz}^1 + 1 - Z_H^* / Z_H)}{Z_{kz}^1 (Z_{kz}^1 + 1) (2Z_{xx}^1 + 1 - Z_H^* / Z_H) + (Z_{xx}^1 + 1) (2Z_{kz}^1 + 1 - Z_H^* / Z_H)}, \quad (17)$$

$$S_{21}^2 = S_{12}^2 = (1 - S_{22}) \left(\frac{Z_{xx} - Z_r^* / Z_r}{Z_{xx} + 1} - S_{11} \right), \quad (18a)$$

$$S_{21}^2 = S_{12}^2 = (S_{22} + Z_H^* / Z_H) \left[\frac{(Z_r^* / Z_r) - Z_{kz} + S_{11}}{1 + Z_{kz}} + S_{11} \right], \quad (18б)$$

$$S_{21}^2 = S_{12}^2 = (1 - S_{11}) \left(\frac{Z_{xx}^1 - Z_H^* / Z_H}{Z_{xx}^1 + 1} - S_{22} \right), \quad (18в)$$

$$S_{21}^2 = S_{12}^2 = (S_{11} + Z_r^* / Z_r) \left[\frac{(Z_H^* / Z_H) - Z_{kz}^1}{1 + Z_{kz}^1} + S_{22} \right]. \quad (18г)$$

Приведенные выражения для элементов матрицы рассеяния позволяют определить требования к входным сопротивлениям в режимах холостого хода и короткого замыкания реактивных четырехполюсников при двустороннем согласовании, т.е. фактически установить требования к структуре согласующе-трансформирующей цепи при комплексных граничных условиях. Действительно, при $S_{11} = S_{22} = 0$ величина коэффициента передачи, как следует из (18а), равна

$$S_{21}^2 = \frac{Z_{xx} - Z_r^* / Z_r}{Z_{xx} + 1}. \quad (19a)$$

Из (19а) получим связь между коэффициентом передачи и входным сопротивлением четырехполюсника в режиме холостого хода со стороны нагрузки. Кроме того, пользуясь (19а) и формулами (18), можно найти связь между Z_{xx} и остальными величинами входных сопротивлений, входящими в формулы (16) – (18), в режиме двустороннего согласования

$$Z_{kz} = \frac{Z_{xx} [(Z_H^* Z_r^* / Z_H Z_r) - 1] + (1 + Z_H^* / Z_H) Z_r^* / Z_r}{Z_{xx} (1 + Z_H / Z_H) + Z_H / Z_H - Z_r^* / Z_r}, \quad (19б)$$

$$Z_{xx}^1 = \frac{Z_{xx} (1 + Z_H^* / Z_H) + Z_H^* / Z_H - Z_r^* / Z_r}{1 + Z_r^* / Z_r}, \quad (19в)$$

$$Z_{kz}^1 = \frac{Z_{xx} [(Z_H^* Z_r^* / Z_H Z_r) - 1] + (1 + Z_H^* / Z_H) Z_r^* / Z_r}{Z_{xx} (1 + Z_r^* / Z_r)}. \quad (19г)$$

Как показал анализ выражений (16) – (18), в случае реактивных четырехполюсников при выполнении условий двустороннего согласования ($S_{11} = S_{22} = 0$) необходимо чтобы модуль величины коэффициента передачи был равен единице, а его фаза должна совпадать во всех уравнениях (18а) – (18б). Следует напомнить,

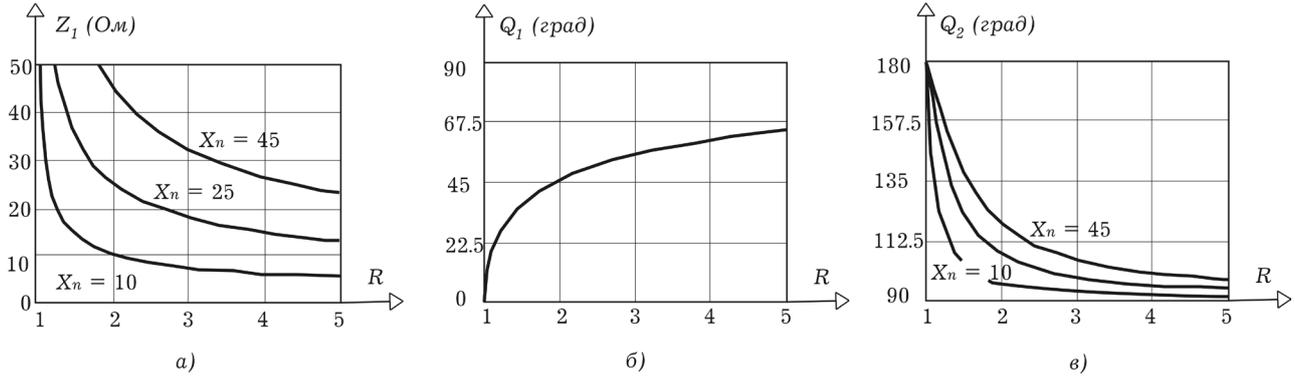


Рис. 6. Зависимости параметров повышающей согласующей цепи от коэффициента трансформации при различных значениях мнимой части сопротивления емкостной нагрузки

что равенство нулю коэффициентов отражений должно выполняться для обеих форм записи соответствующих коэффициентов, формулы (16) и (17). Поэтому из множества комбинаций значений Z_{xx} , Z_{kz} , Z'_{xx} и Z'_{kz} этим требованиям, с учетом формул (19), отвечают следующие значения упомянутых величин:

$$Z_{xx} \rightarrow \infty, \quad Z'_{xx} \rightarrow \infty, \quad (20a)$$

$$Z_{kz} = \frac{Z_H^* Z_\Gamma^* - Z_H Z_\Gamma}{(Z_H^* + Z_H) Z_\Gamma}, \quad Z'_{kz} = \frac{Z_H^* Z_\Gamma^* - Z_H Z_\Gamma}{(Z_\Gamma^* + Z_\Gamma) Z_H} \quad (20b)$$

Таким образом, формулы (20) определяют условия двустороннего согласования реактивного четырехполюсника с комплексными граничными условиями. Кроме того, можно сделать заключение о том, что четырехполюсники, обладающие структурой, удовлетворяющей условиям (20), соответствуют схемам с согласующе-трансформирующими свойствами, поэтому формулы (20) могут служить критерием при структурном синтезе согласующих цепей с комплексными граничными условиями.

Справедливость полученных соотношений (16)–(20) проиллюстрируем на примере синтеза параметров цепи с распределенными параметрами, показанной на рис. 5. Для определенности полагаем, что сопротивление генератора носит вещественный и положительный характер ($Z_\Gamma = R_\Gamma$), а сопротивление нагрузки есть комплексное число с отрицательной мнимой частью (т.е. импеданс нагрузки носит емкостный характер, $Z_H = R_H - jx_H$). Найдем значения параметров цепи (волновые сопротивления и электрические длины отрезков) при выполнении условий двухстороннего согласования на некоторой частоте согласования ω_c .

Пользуясь расчетными моделями, приведенными на рис. 5, соответствующие импедансы для режимов холостого хода и короткого замыкания

со стороны генератора и нагрузки можно записать в виде

$$z_{xx} = -jZ_1 \operatorname{ctg}(\theta_1 + Q) - jZ_1 \frac{\sin Q \sin \theta_1}{\sin(\theta_1 + Q)},$$

$$z'_{xx} = -jZ_1 \operatorname{ctg}(\theta_1 + Q), \quad (21a)$$

$$z_{kz} = -jZ_1 \frac{\operatorname{ctg} Q \operatorname{tg} \theta_1}{\operatorname{tg} \theta_1 - \operatorname{ctg} Q}, \quad z'_{kz} = jZ_1 \operatorname{tg} \theta_1. \quad (21b)$$

Из формул (21a) непосредственно следует, что выполнение условий согласования (20a) возможно при

$$\theta_1 + Q = \pi, \quad (22)$$

где Q введено через обозначение $\operatorname{ctg} Q = \operatorname{ctg} \theta_2 Z_2 / Z_1$.

При сопоставлении формул (20b) и (21b) с учетом (22) получим искомые параметры цепи рис. 5

$$Z_1 = \frac{x_H}{\sqrt{R-1}}, \quad \theta_1 = \operatorname{arctg}(\sqrt{R-1}), \quad (23a)$$

$$\theta_2 = \operatorname{arccctg}\left(\frac{Z_1}{Z_2} \operatorname{ctg} Q\right), \quad Q = \pi - \theta_1, \quad (23b)$$

где $R = R_H / R$ – коэффициент трансформации; Z_2 – волновое сопротивление разомкнутого шлейфа, свободный параметр.

Результаты расчетов параметров цепи рис. 5 по формулам (23) на некоторой частоте согласования ω_c , при подстановке конкретных численных значений сопротивлений генератора и нагрузки, приведены на рис. 6 (свободный параметр Z_2 принят равным 80 Ом). Эти результаты полностью совпадают с результатами, полученными другими известными способами, например с помощью диаграммы Вольперта-Смита. Допустим, если принять сопротивление генератора $Z_\Gamma = 50$ Ом, а сопротивление нагрузки $Z_H = 100 - j10$ Ом, то, согласно (23), $Z_1 = 10$ Ом, $\theta_1 = 45$ град, $\theta_2 = 97.12$ град. Аналогичные результаты получаются с помощью диаграммы Вольперта-Смита (рис. 7, кривая $Z_\Gamma - A - Z_H$).

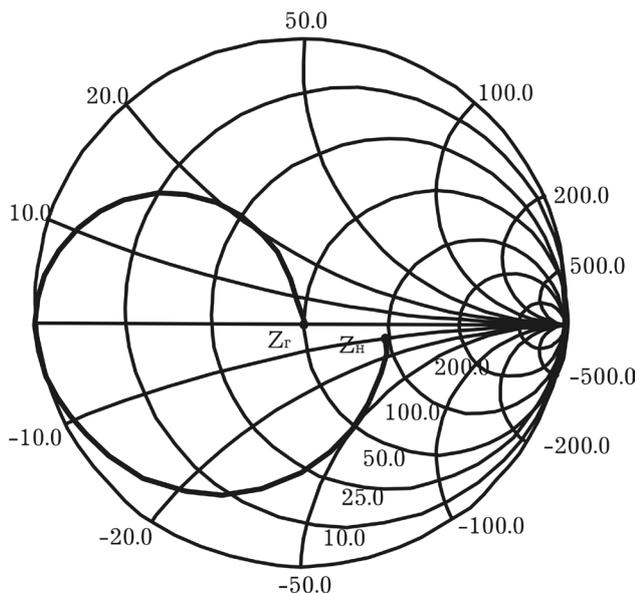


Рис. 7. Пример решения задачи согласования с помощью диаграммы Вольперта-Смита

Здесь следует сказать, что формулы (23) и рис. 6, в отличие от диаграммы Вольперта-Смита, дают наглядное представление об изменении параметров схемы при вариации сопротивлений генератора и нагрузки. Отметим также совпадение результатов расчетов амплитудно- и фазочастотных характеристик, проведенных по формулам (16) – (18), с расчетами выполненными на ЭВМ с применением известных прикладных программ [14].

В отличие от резонансного согласования, рассмотренного в предыдущем разделе настоящей работы, в общем случае согласующая цепь, удовлетворяющая условиям (20), не требует введения дополнительных реактивных элементов. В силу сказанного, полосовые свойства согласующе-трансформирующей схемы целиком определяются выбранной структурой четырехполюсника, последняя же может обеспечить весьма широкую полосу рабочих частот.

Заключение

В настоящей работе исследованы общие взаимосвязи, существующие между параметрами несимметричного реактивного четырехполюсника с произвольной топологической схемой соединения его элементов и требуемыми при техническом проектировании элементами матрицы рассеяния, т.е. проведен структурный анализ. Разработанный в [12] метод входных импедансов в крайних режимах четырехполюсника обобщен на случай цепей с комплексными граничными условиями. Определены связи между элемен-

тами матрицы рассеяния и параметрами реактивного четырехполюсника при вещественных, комплексных и смешанных граничных условиях по референсным плоскостям генератора и нагрузки. Установлены требования к структуре произвольного реактивного четырехполюсника, отвечающего условиям двустороннего согласования цепи. Сформулированные требования могут служить критерием для структурного синтеза согласующе-трансформирующих цепей. Кроме того, показано, что полученные в работе соотношения могут быть применены для определения параметров согласованных реактивных четырехполюсников. Адекватность приводимых в работе соотношений и их применение проиллюстрировано на примере анализа и синтеза параметров конкретных цепей как в случае узкополосного (резонансного), так и широкополосного согласования.

Полученные в работе результаты могут быть полезны не только для построения алгоритмов структурного синтеза согласующе-трансформирующих цепей, но и синтеза параметров согласующих схем связи СВЧ-усилителей различного типа (маломощных или мощных), умножителей частоты, генераторов и т.д.

Литература

1. Фано, Р.М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / Р.М. Фано; пер. с англ. под ред. Г.И. Слободенюка. – М.: Сов. радио, 1964. – 69 с.
2. Маттей, Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Г.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс; пер. с англ. под ред. Л.В. Алексева и Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
3. Фельдштейн, А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М., Связь, 1965. – 352 с.
4. Неганов, В.А. Теория и применение устройств СВЧ / В.А. Неганов, Г.П. Яровой. – М.: Радио и связь, 2006. – 720 с.
5. Каганов, В.И. СВЧ полупроводниковые передатчики / В.И. Каганов. – М.: Радио и связь, 1981. – 400 с.
6. Богачев, В.М. Транзисторные усилители мощности / В.М. Богачев, В.В. Никифоров. – М.: Энергия, 1978. – 344 с.
7. Шварц, Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах / Н.З. Шварц. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
8. Никольский, В.В. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ / В.В. Никольский, В.П. Орлов, В.Г. Феоктистов [и др.]. – М.: Радио и связь, 1982. – 272 с.

9. Демидов, В.М. Проектирование широкополосных согласующе-трансформирующих цепей с помощью ЭВМ / В.М. Демидов, О.М. Корчажкина / под ред. В.М. Богачева. – М.: Изд. МЭИ, 1982. – 100 с.
10. Гупта, К. Машинное проектирование СВЧ-устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха; пер. с англ. под ред. В.Г. Шейкмана. – М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
11. Фуско, В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование / В. Фуско; пер. с англ. под ред. А.А. Вольмана и А.Д. Муравцова. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
12. Чижов, А.И. Метод определения элементов матрицы рассеяния СВЧ-четырёхполосников / А.И. Чижов // Антенны. – 2007. – №2. – С. 55-59.
13. Kurokawa, K. Power waves and scattering matrix / K. Kurokawa // IEEE Trans. – 1965. – V. MTT-13 – №2 – P. 194-202.
14. Разевиг, В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office / В.Д. Разевиг, Ю.В. Потапов, А.А. Куршин. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 496 с.

The Structural Analysis Asymmetrical Reactive Microwave Two-Port Networks Concerning Matching Conditions

A.I. Tchizhov

The structural analysis of asymmetrical reactive microwave two-port networks is executed. The conditions of matching such two-port networks are determined under various boundary conditions – real or complex. The common ratio between proper parameters of asymmetrical reactive two-port network and elements scattering matrix are received. The results, received in work, can be useful not only to construction of algorithms structural synthesis matching circuits, but also synthesis parameters matching circuits microwave amplifiers various type (LNA or power), multipliers, generators etc.

Чижов Александр Иванович, родился 14 ноября 1957 года. В 1980 году окончил Горьковский политехнический институт, а в 1990 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. В настоящее время является начальником лаборатории радиоприемных устройств ЗАО «НПП «Салют-27», г. Нижний Новгород. Область научных интересов: устройства СВЧ-диапазона: маломощные усилители и смесители, управляющие устройства (аттенюаторы, фазовращатели, переключатели, ограничители).