

УДК 621.372

А.Н. Сычев, Н.Ю. Рудый

## Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком

Рассмотрен общий случай несимметричных связанных линий в неоднородной диэлектрической среде. Представлены различные системы параметров, включая погонные и модальные. Впервые предлагается геометрическое представление систем параметров связанных линий; приводятся условия их физической реализуемости. Даны примеры расчета тестовых структур.

**Ключевые слова:** несимметричные связанные линии, неоднородный диэлектрик, погонные параметры, погонные емкости, погонные индуктивности, модальные параметры, характеристическое сопротивление, коэффициент связи.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15

В СВЧ-устройствах связанные линии передачи (СЛ) находят самое широкое применение. Симметричные СЛ обычно используются в качестве направленных ответвителей, фильтров и т.п. [1–4], а несимметричные позволяют дополнить последние свойством трансформации импеданса [5, 6].

Несимметричные СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением имеют больше степеней свободы при проектировании устройств на их основе, однако они являются более сложными и трудными для расчёта, поэтому их моделированию посвящено меньше публикаций, чем симметричным типам СЛ.

Цель данной работы – обобщить и дополнить известные системы параметров, описывающие несимметричные связанные линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [7–10], а также дать им геометрическое представление, которое позволит упростить и сделать наглядным анализ и синтез СЛ.

### Конструкции и схемы несимметричных связанных линий

Конструкции несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении показаны на рис. 1.

Заметим, что когда говорят о симметрии связанных линий, то имеют в виду только импедансную электрическую симметрию. При этом, как правило, геометрическая симметрия обуславливает и электрическую, например как показано на рис. 1, а,

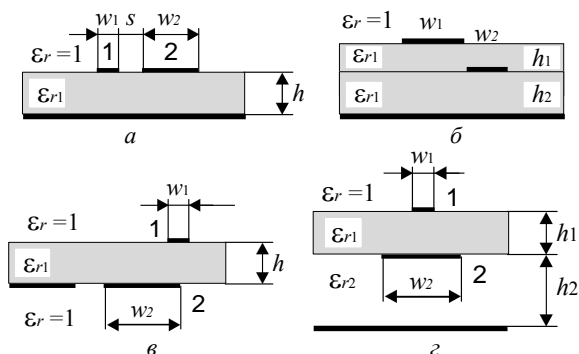


Рис. 1. Несимметричные связанные линии с неоднородным диэлектрическим заполнением: структуры со слабой (а, б) и сильной (в, г) асимметрией

при  $w_1 = w_2$ . Однако, двухуровневая конструкция с линиями неравной ширины (см. рис. 1, б) тоже может практически являться электрически симметричной, если соблюдается геометрическая пропорция  $w_1 / (h_1 + h_2) \approx w_2 / h_2$ , а импедансы линий равны друг другу. И наоборот, конструкция, показанная на рис. 1, г, обладающая геометрической вертикальной «внутрилинейной» симметрией, по существу, является сильно несимметричной в электрическом «межлинейном» смысле.

Схема нагруженного отрезка несимметричных связанных линий длиной  $\ell$  и эквивалентные схемы отрезка бесконечно короткой длины  $\Delta x \rightarrow 0$  показаны на рис. 2.

### Первичные параметры связанных линий

Исходными данными для анализа СЛ в неоднородной диэлектрической среде являются шесть независимых коэффициентов телеграфных уравнений [3, 5, 7], формирующих две матрицы погонных емкостей  $C$  и индуктивностей  $L$  соответственно (см. рис. 2, в, г).

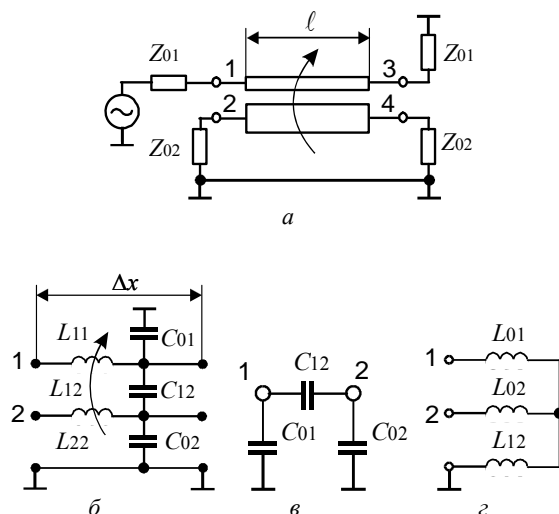


Рис. 2. Несимметричные связанные линии: а – схема произвольно нагруженного отрезка; б – эквивалентная схема бесконечно короткого отрезка; в – частичные ёмкости; г – частичные индуктивности

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{01} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix}; \quad (1)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{01} + L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{02} + L_{12} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $C_{11}, C_{22}$  – собственные погонные емкости первой и второй линий соответственно;  $C_{01}, C_{02}, C_{12}$  – собственные частичные и взаимная погонные емкости;  $L_{11}, L_{22}$  – собственные погонные индуктивности первой и второй линий соответственно;  $L_{01}, L_{02}, L_{12}$  – собственные частичные и взаимная погонные индуктивности соответственно.

Матрица погонных емкостей имеет два расчётных вида: с реальным  $\mathbf{C}$  и с воздушным  $\mathbf{C}(1)$  диэлектрическим заполнением соответственно

$$\mathbf{C}(1) = \begin{bmatrix} C_{11}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{22}(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{01}(1) + C_{12}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{02}(1) + C_{12}(1) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

В последнем случае диэлектрическая проницаемость всей среды в конструкции связанных линий (см. рис. 1) предполагается равной единице ( $\epsilon_r = 1$ ), т.к. это даёт возможность сразу же найти матрицу погонных индуктивностей  $\mathbf{L}$  по известной матричной формуле [8, 11]

$$\mathbf{L} = \epsilon_0 \mu_0 \mathbf{C}(1)^{-1} \text{ Гн/м}, \quad (4)$$

где  $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$  Ф/м;  $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$  Гн/м – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства.

Кроме представленной выше системы погонных (первичных) параметров, существуют и другие системы. Это, прежде всего [1, 5]: 1) система параметров линий в рамках концепции «связанных волн», в которой за основу берётся каждая из двух линий передачи с распространяющимися в них волнами; 2) система модальных параметров в рамках концепции «нормальных волн», в которой за основу берутся две «нормальные волны (собственные моды)», являющиеся общими для обеих линий.

К параметрам линий, прежде всего, относятся характеристические собственные импедансы первой и второй линий, вычисляемые по формулам

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} \text{ и } Z_2 = \sqrt{L_{22}/C_{22}} \quad (5)$$

соответственно [5]. Заметим, что такая пара параметров, как фазовые скорости волн в линиях

$$v_1 = 1/\sqrt{L_{11}C_{11}} \text{ и } v_2 = 1/\sqrt{L_{22}C_{22}}, \quad (6)$$

используется редко, обычно в линиях со слабой связью. Однако широкое применение получили такие параметры, как коэффициенты емкостной и индуктивной связи соответственно

$$k_C = \frac{|C_{12}|}{\sqrt{C_{11}C_{22}}}; \quad k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}, \quad (7)$$

а также коэффициент неуравновешенности емкостной и индуктивной связи [7]

$$k_{LC} \equiv \delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (8)$$

При этом, исходя из условия физической реализуемости, их значения должны лежать в следующих пределах:  $0 \leq k_C, k_L < 1$ ;  $-1 < k_{LC} < 1$ .

### Модальные параметры

Система модальных параметров отыскивается в результате модального анализа из решения алгебраической проблемы собственных значений [8, 11]. К сожалению, у разных авторов применяются различные обозначения для одних и тех же параметров [9, 10, 12], поэтому будем использовать лишь те, которые устоялись в международной научной литературе [9]. Это, прежде всего, относится к названиям пары нормальных волн, которые могут называться: 1) синфазная ( $c$ ) и противофазная ( $\pi$ ); 2) чётная ( $e$ ) и нечётная ( $o$ ). Первую пару названий обычно применяют в случае несимметричных связанных линий, вторую – в случае симметричных.

Исходными данными для поиска модальных (вторичных) параметров являются матрицы первичных параметров – погонных емкостей  $\mathbf{C}$  и погонных индуктивностей  $\mathbf{L}$ . На первом этапе отыскивается произведение матриц емкостей и индуктивностей  $\mathbf{Q} = \mathbf{LC}$ .

$$\begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11}C_{11} - L_{12}C_{12} & -L_{11}C_{12} + L_{12}C_{22} \\ L_{12}C_{11} - L_{22}C_{12} & -L_{12}C_{12} + L_{22}C_{22} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Для найденного произведения определяется спектральное разложение решением задачи на собственные значения

$$\mathbf{LC} = \mathbf{Q} = \mathbf{U} \text{diag}(1/v^2) \mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U} \text{diag}(\epsilon_r/c^2) \mathbf{U}^{-1}, \quad (10)$$

где  $c$  – скорость света в свободном пространстве;  $v$  – вектор, составленный из значений скоростей нормальных волн – синфазной  $v_c$  и противофазной  $v_\pi$ ;  $\epsilon_r$  – эффективные диэлектрические проницаемости для структур синфазного  $\epsilon_{rc}$  и противофазного  $\epsilon_{r\pi}$  возбуждений соответственно

$$\epsilon_{r(c,\pi)} = \frac{c^2}{2}(Q_{11} + Q_{22} \pm D); \quad D = \sqrt{(Q_{11} - Q_{22})^2 + 4Q_{12}Q_{21}}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{U}$  – нормированная матрица модальных напряжений, составленная из собственных векторов матрицы  $\mathbf{Q}$ , записывается

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ R_c & R_\pi \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где  $R_c, R_\pi$  – модальные числа, характеризующие отношение напряжений в линиях и вычисляемые по следующим формулам [9]:

$$R_c = (Q_{22} - Q_{11} + D)/(2Q_{12}); \quad (13)$$

$$R_\pi = (Q_{22} - Q_{11} - D)/(2Q_{12}). \quad (14)$$

При этом из условия физической реализуемости всегда должно выполняться неравенство  $R_\pi \leq 0 < R_c$ .

Из полученных параметров вычисляется матрица модальных токов  $\mathbf{J}$  [9], элементы которой в результате соответствующей нормировки приобретают размерность проводимостей

$$\mathbf{J} = \mathbf{C}\mathbf{U}\text{diag}(v) = \mathbf{C}\mathbf{U}\text{diag}(c/\sqrt{\varepsilon_r}) = \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi 1}^{-1} \\ R_c Z_{c2}^{-1} & R_\pi Z_{\pi 2}^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi 1}^{-1} \\ -(Z_{c1}R_\pi)^{-1} & -(Z_{\pi 1}R_c)^{-1} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где  $Z_{c1}$  – импеданс первой линии при синфазном возбуждении;  $Z_{\pi 1}$  – импеданс первой линии при противофазном возбуждении;  $Z_{c2}$  – импеданс второй линии при синфазном возбуждении;  $Z_{\pi 2}$  – импеданс второй линии при противофазном возбуждении, которые вычисляются по следующим формулам:

$$Z_{c1} = \frac{1}{Y_{c1}} = \frac{1}{c} \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_{rc}}}{C_{11} - C_{12}R_c} \right); \quad (16)$$

$$Z_{\pi 1} = \frac{1}{Y_{\pi 1}} = \frac{1}{c} \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_{r\pi}}}{C_{11} - C_{12}R_\pi} \right); \quad (17)$$

$$Z_{c2} = \frac{1}{Y_{c2}} = -R_c R_\pi Z_{c1}; \quad (18)$$

$$Z_{\pi 2} = \frac{1}{Y_{\pi 2}} = -R_c R_\pi Z_{\pi 1}. \quad (19)$$

Важно отметить, что модальные импедансы  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$ ,  $Z_{c2}$ ,  $Z_{\pi 2}$  и модальные числа  $R_c$ ,  $R_\pi$  соотносятся следующим образом [9]:

$$-R_c R_\pi = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} = \frac{Z_{\pi 2}}{Z_{\pi 1}} = \sqrt{\frac{Z_{c2}Z_{\pi 2}}{Z_{c1}Z_{\pi 1}}}. \quad (20)$$

В случае симметричных линий справедливо  $Z_{c1} = Z_{c2}$ ,  $Z_{\pi 1} = Z_{\pi 2}$ , а также  $R_c = 1$ ,  $R_\pi = -1$ .

Далее с использованием матриц модальных напряжений  $\mathbf{U}$  и токов  $\mathbf{J}$ , определяются матрицы характеристических импедансов (волновых сопротивлений)  $\mathbf{Z}$  и адмитансов (волновых проводимостей)  $\mathbf{Y}$  [8]

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix}, \text{ Ом}; \quad (21)$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} = \mathbf{J}\mathbf{U}^{-1} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Y_{22} \end{bmatrix}, \text{ См}, \quad (22)$$

где  $Y_{11}$ ,  $Y_{22}$ ,  $Y_{12}$  – собственные и взаимный характеристические адмитансы связанных линий, при этом  $Z_m = 1/Y_{12}$  – взаимный импеданс.  $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$ ,  $Z_{12}$  – собственные и взаимный характеристические импедансы связанных линий вычисляются по формулам

$$Z_{11} = (Z_{\pi 1}R_c - Z_{c1}R_\pi)d; \quad (23)$$

$$Z_{22} = (Z_{\pi 1}R_\pi - Z_{c1}R_c)R_c R_\pi d; \quad (24)$$

$$Z_{12} = (Z_{\pi 1} - Z_{c1})R_c R_\pi d; \quad (25)$$

$$d = (R_c - R_\pi)^{-1}. \quad (26)$$

Теперь определим важнейший модальный параметр – характеристический импеданс связанных линий  $Z_0$ , который можно отыскать по следующим формулам [9]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi 1}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{\pi 2}} = \sqrt{Z_{12}Z_m}; \quad (27)$$

$$Z_0 = \sqrt{-R_c R_\pi Z_{c1}Z_{\pi 1}} = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi 2}(-R_c R_\pi)^{-1}}. \quad (28)$$

Заметим, что по известным характеристическим импедансам (23)–(25) можно определить коэффициент импедансной связи  $k$  [14] (иногда называемый коэффициентом амплитудной связи [13, с. 150] или коэффициентом связи по напряжению [3, с. 46]).

$$k = \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}} = \frac{Z_{12}}{Z_{c1} - Z_{\pi 1}} = \frac{1}{\sqrt{Z_{c1}^2 + Z_{\pi 1}^2 - Z_{c1}Z_{\pi 1}(R_c/R_\pi + R_\pi/R_c)}}. \quad (29)$$

Введём ещё один новый параметр, который будет дополняющим к коэффициенту связи  $k$ , и назовём его «характеристическим коэффициентом»  $k'$ . Насколько известно авторам, здесь он вводится впервые и будет вычисляться по формуле

$$k' = \sqrt{1 - k^2} = \frac{Z_0}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}}, \quad (30)$$

при этом сумма квадратов коэффициента связи  $k$  и характеристического коэффициента  $k'$  всегда равна единице:

$$k^2 + k'^2 = \frac{Z_{12}^2 + Z_0^2}{Z_{11}Z_{22}} = 1. \quad (31)$$

Вновь предложенный характеристический коэффициент  $k'$  позволяет существенно упростить форму записи ряда соотношений для связанных линий, делая их более компактными и рационализированными:

$$Z_0 = k'\sqrt{Z_{11}Z_{22}}; \quad Z_{12} = k\sqrt{Z_{11}Z_{22}}. \quad (32)$$

Итак, напомним, что для полного описания несимметричных связанных линий требуется шесть независимых параметров. Из системы модальных параметров таковыми могут быть выбраны следующие:  $\varepsilon_{rc}$ ,  $\varepsilon_{r\pi}$ ,  $Z_{c1}$  (или  $Z_{c2}$ ),  $Z_{\pi 1}$  (или  $Z_{\pi 2}$ ),  $R_c$  и  $R_\pi$ . Заметим, что нет необходимости одновременно задавать  $Z_{c1}$  и  $Z_{c2}$ , так как они взаимозависимы (20); то же относится и к  $Z_{\pi 1}$  и  $Z_{\pi 2}$  [5, с. 142].

Ещё одним набором параметров СЛ может быть следующий:  $Z_0$ ,  $k$ ,  $R_c$ ,  $R_\pi$ ,  $\varepsilon_{rc}$ ,  $\varepsilon_{r\pi}$ , в котором вместо модальных характеристических импедансов первой линии  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$  задаются средний характеристический импеданс связанных линий  $Z_0$  и коэффициент связи  $k$ , что при синтезе бывает более удобным. Отсюда, зная  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$ ,  $R_c$ ,  $R_\pi$ , можно найти  $Z_0$ ,  $k$  по ранее записанным формулам (28) и (29). И наоборот, зная  $Z_0$ ,  $k$ ,  $R_c$ ,  $R_\pi$ , можно найти  $Z_{c1}$ ,  $Z_{\pi 1}$  по следующим формулам:

$$Z_{c1} = \frac{Z_0 E}{n}; \quad Z_{\pi 1} = \frac{Z_0}{nE}, \quad (33)$$

где  $n = \sqrt{-R_c R_\pi}$  – коэффициент симметрии;

$$E = \sqrt{X + \sqrt{X^2 - 1}} = \exp[\text{Arch}(X)/2];$$

$$X = \frac{1 - k^2(R_c/R_\pi + R_\pi/R_c)/2}{1 - k^2}. \quad (34)$$

Кроме ранее приведенных зависимостей, также будут интересны формулы для средних модальных импедансов  $Z_c$  и  $Z_\pi$ :

$$Z_c = \sqrt{Z_{11}Z_{22}} + Z_{12} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{\pi 2}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}; \quad (35)$$

$$Z_{\pi} = \sqrt{Z_{11}Z_{22}} - Z_{12} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = \sqrt{Z_{c1}Z_{\pi 2}} \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}, \quad (36)$$

позволяющие определить следующие величины:

$$\sqrt{Z_{11}Z_{22}} = (Z_c + Z_{\pi})/2; \quad Z_{12} = (Z_c - Z_{\pi})/2; \quad (37)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_c Z_{\pi}}; \quad \frac{Z_c}{Z_{\pi}} = \frac{1+k}{1-k}; \quad (38)$$

$$k' = \frac{2\sqrt{Z_c Z_{\pi}}}{Z_c + Z_{\pi}}; \quad k = \frac{Z_c - Z_{\pi}}{Z_c + Z_{\pi}}. \quad (39)$$

Сюда же можно добавить ещё несколько полезных формул

$$\begin{aligned} \sqrt{Z_{11}Z_{22}} &= \sqrt{Z_{12}^2 + Z_0^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{Z_{c2} - Z_{\pi 2}}{R_c - R_{\pi}}\right)^2 + Z_{c1}Z_{\pi 2}} = \frac{D}{1/R_c - 1/R_{\pi}}; \quad (40) \end{aligned}$$

$$k = \frac{Z_{c1} - Z_{\pi 1}}{D}; \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} &= \sqrt{\frac{(Z_{\pi 1}R_{\pi} - Z_{c1}R_c)R_c R_{\pi}}{Z_{\pi 1}R_c - Z_{c1}R_{\pi}}} = \sqrt{\frac{Z_{c2}R_c - Z_{\pi 2}R_{\pi}}{Z_{\pi 1}R_c - Z_{c1}R_{\pi}}}, \\ Z_{12} &= \frac{Z_{c1} - Z_{\pi 1}}{1/R_c - 1/R_{\pi}} = \frac{Z_{c2} - Z_{\pi 2}}{R_c - R_{\pi}}, \quad (42) \end{aligned}$$

где  $D = \sqrt{Z_{c1}^2 + Z_{\pi 1}^2 - Z_{c1}Z_{\pi 1}(R_c/R_{\pi} + R_{\pi}/R_c)}$  – вспомогательный параметр.

Большинство представленных выше импедансных соотношений, имеющих физический смысл в несимметричных связанных линиях  $Z_{11} \neq Z_{22}$ , можно облечь в графическую (точнее, в геометрическую) форму и, связав воедино, изобразить на одном (рис. 3, а) или нескольких (рис. 3, б; 4) чертежах, в которых длины отрезков соответствуют числовым значениям искомым параметрам.

Из чертежа на рис. 3, а видно, что он содержит окружность среднего характеристического импеданса диаметром  $Z_c + Z_{\pi} = 2\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$  (штрихпунктирная линия), две полуокружности – верхнюю диаметром  $Z_{c1} + Z_{\pi 1}$ , соответствующую первой линии, и нижнюю диаметром  $Z_{c2} + Z_{\pi 2}$ , соответствующую второй линии, а также два вписанных в «усреднённую» окружность симметричных относительно горизонтальной оси прямоугольных треугольников с гипотенузой  $\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$  и катетами  $Z_{12}$  и  $Z_0$ , соответствующих параметрам линий.

На рис. 4 для несимметричных СЛ показаны: треугольники ненормированных и нормированных импедансов; полуокружность, приведенная к единичному радиусу, со вписанным треугольником нормированных импедансов; а также окружность модальных чисел (при этом всегда  $R_{\pi} \leq 0$ ) с соответствующими формулами.

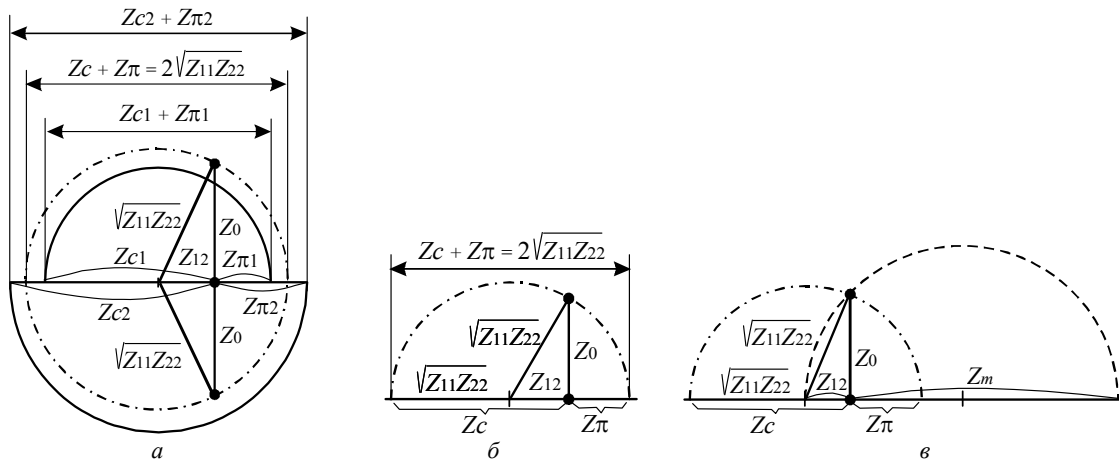


Рис. 3. Геометрическое представление импедансных соотношений в несимметричных связанных линиях  $Z_{11} \neq Z_{22}$  (а); полуокружность среднего импеданса со вписанным треугольником для выявления соотношений между параметрами линий и их модальными параметрами (б); две пересекающиеся полуокружности для выявления соотношений между модальными и взаимными импедансами (в)

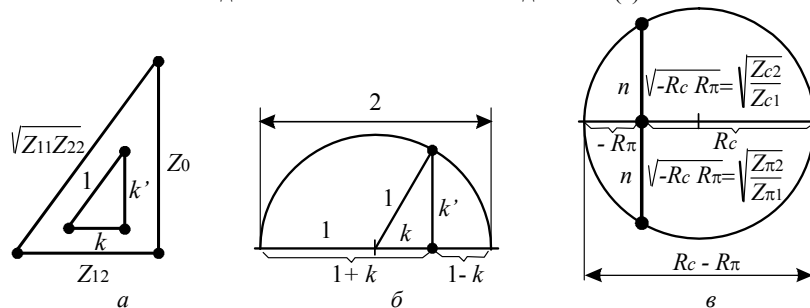


Рис. 4. Несимметричные связанные линии: а – треугольники импедансов; б – полуокружность, приведенная к единичному радиусу, со вписанным треугольником нормированных импедансов; в – окружность модальных чисел ( $R_{\pi} \leq 0 < R_c$ )

Используя геометрическое представление интересующих зависимостей, поняв их геометрический смысл и применяя известные геометрические теоремы, в том числе Пифагора, можно напрямую из чертежей «увидеть» основные импедансные соотношения для несимметричных связанных линий, записанные выше.

**Характеристические нагрузки**

Теперь для полубесконечного отрезка несимметричных связанных линий, показанных на рис. 5, а, представим два варианта схем замещения, показанных на рис. 5, б, в, которые являются полностью согласованными неотражающими, т.е. характеристическими нагрузками связанных линий [8, 12].

Формулы для вычисления значений элементов идеально согласованных нагрузок в виде П-образной, Т-образной цепей, замещающих полубесконечный отрезок СЛ, записываются так, что в индексах важна последовательность их записи.

Отсюда значения элементов цепи  $Z_{1c}, Z_{1\pi}, Z_{2c}, Z_{2\pi}$  не надо путать с ранее описанными модальными импедансами  $Z_{c1}, Z_{\pi1}, Z_{c2}, Z_{\pi2}$  – это совершенно разные величины, однако это не относится к взаимным импедансам  $Z_m$  и  $Z_{12}$ , которые идентичны и элементам цепи, и элементам характеристических матриц.

$$Z_{1\pi} = [Z_{c2}(1/R_c - 1) - Z_{\pi2}(1/R_\pi - 1)] / (R_c - R_\pi);$$

$$Z_{2\pi} = [Z_{c2}(R_c - 1) - Z_{\pi2}(R_\pi - 1)] / (R_c - R_\pi);$$

$$Z_{12} = (Z_{c2} - Z_{\pi2}) / (R_c - R_\pi);$$

$$Z_{1c} = Z_0^2 / Z_{2\pi};$$

$$Z_{2c} = Z_0^2 / Z_{1\pi};$$

$$Z_m = Z_0^2 / Z_{12}.$$

Здесь выполняются следующие соотношения между значениями элементов нагрузок:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{1c}Z_{2\pi}} = \sqrt{Z_{1\pi}Z_{2c}} = \sqrt{Z_{12}Z_m}.$$

Особую важность имеет эквивалентная схема в виде отдельной пары нагрузочных резисторов (рис. 5, з), которая идеально согласована со связанными линиями, имеющими однородное диэлектрическое заполнение. Расчётные номиналы резисторов (см. рис. 5, з) вычисляются по формулам [14], геометрическое представление которых для случая  $R_c = -R_\pi$  дано на рис. 5, д,

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{R_c Z_{\pi1} - R_\pi Z_{c1}}{R_c Z_{\pi1}^{-1} - R_\pi Z_{c1}^{-1}}},$$

$$Z_{02} = \sqrt{\frac{R_c Z_{c2} - R_\pi Z_{\pi2}}{R_c Z_{c2}^{-1} - R_\pi Z_{\pi2}^{-1}}},$$

при этом выполняется

$$Z_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}.$$

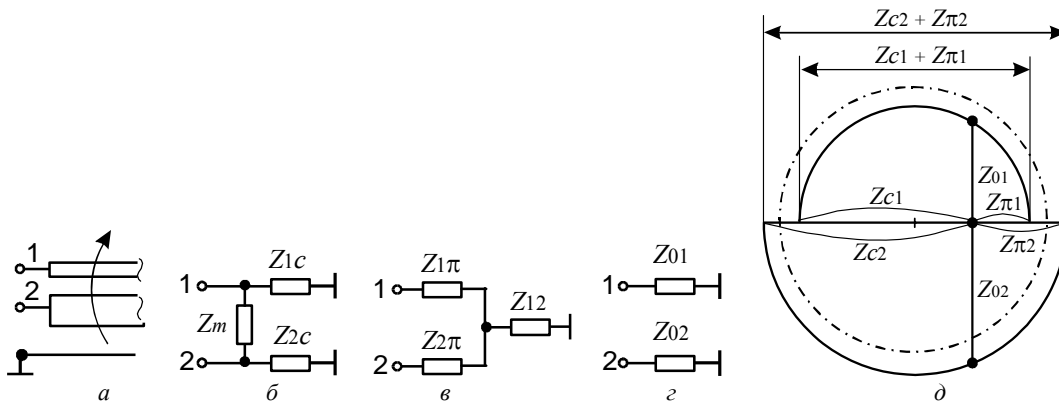


Рис. 5. Полубесконечный отрезок несимметричных связанных линий (а) и его эквивалентные схемы в виде П-образной (б) и Т-образной (в) цепей, а также двух резисторов (з); геометрическое представление расчётных импедансов (д)

**Фазовые параметры**

Теперь от импедансных зависимостей перейдём к фазовым, определив вначале понятия усреднённых (среднегеометрических) модальных диэлектрической проницаемости  $\epsilon_r$ , электрической длины  $\theta$  и скорости волны  $v$  соответственно

$$\epsilon_r = \sqrt{\epsilon_{rc}\epsilon_{r\pi}}; \theta = \sqrt{\theta_c\theta_\pi}; v = \sqrt{v_c v_\pi},$$

где  $\epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$  – относительные диэлектрические проницаемости среды в структурах синфазного и противофазного возбуждений;  $\theta_\pi, \theta_c$  – электрические длины линий синфазного и противофазного возбуждений;  $v_c, v_\pi$  – скорости синфазной и противофазной волн. Далее определим понятие модально-фазового отношения  $m$  [15]:

$$m = \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{\sqrt{\epsilon_{rc}}} = \frac{\theta_\pi}{\theta_c} = \frac{v_c}{v_\pi}.$$

И наконец, определим ещё пару фазовых коэффициентов – коэффициент диэлектрической связи

$$k_\epsilon = \frac{\epsilon_{rc} - \epsilon_{r\pi}}{\epsilon_{rc} + \epsilon_{r\pi}} = \frac{1 - \epsilon_{r\pi}/\epsilon_{rc}}{1 + \epsilon_{r\pi}/\epsilon_{rc}} = \frac{1 - m^2}{1 + m^2}$$

и собственно коэффициент фазовой связи, который может быть вычислен по следующим формулам:

$$k_v \equiv k_\theta = \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}} - \sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{\sqrt{\epsilon_{rc}} + \sqrt{\epsilon_{r\pi}}} = \frac{v_\pi - v_c}{v_\pi + v_c} = \frac{\theta_c - \theta_\pi}{\theta_c + \theta_\pi};$$

$$k_v = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{r\pi}}/\sqrt{\epsilon_{rc}}}{1 + \sqrt{\epsilon_{r\pi}}/\sqrt{\epsilon_{rc}}} = \frac{1 - v_c/v_\pi}{1 + v_c/v_\pi} = \frac{1 - \theta_\pi/\theta_c}{1 + \theta_\pi/\theta_c} = \frac{1 - m}{1 + m}.$$

При этом значения всех модальных фазовых коэффициентов, как и коэффициента неуровновешенности (8) индуктивной и емкостной связи (по сути являющимся тоже фазовым параметром), лежат в пределах от «минус единицы» до «плюс единицы», т.е.  $-1 < k_L, k_C, k_\varepsilon, k_V, k_\theta < 1$ .

Заметим, что для симметричных СЛ выполняется равенство  $k_{LC} = k_\varepsilon$ . Более того, в однородной диэлектрической среде все фазовые коэффициенты равны нулю, поэтому линии передачи с однородным диэлектрическим заполнением ( $\varepsilon_r = \varepsilon_{rc} = \varepsilon_{r\pi}$ ) называют ещё синхронными [16] или с уравновешенной электромагнитной связью [1, 10], в противном случае они – асинхронные или с неуровновешенной связью [4].

Графические построения, позволяющие определить среднегеометрическую диэлектрическую проницаемость  $\varepsilon_r$  и коэффициент диэлектрической связи  $k_\varepsilon$ , изображены на рис. 6.

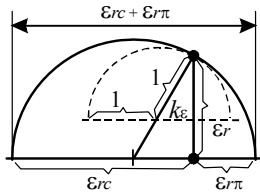


Рис. 6. Полуокружности со вписанными треугольниками для определения среднегеометрической проницаемости  $\varepsilon_r$  и коэффициента диэлектрической связи  $k_\varepsilon$

#### Условия физической реализуемости

Вновь вернёмся к полной системе параметров, описывающих несимметричные СЛ в неоднородной диэлектрической среде. Таких систем может быть несколько. Они могут быть основаны на погонных, модальных или смешанных параметрах, включающих импедансы согласованных нагрузок, и т.п.

Для системы из шести первичных параметров связанных линий – погонных емкостей и индуктивностей – условия физической реализуемости формулируются просто: значения всех частичных собственных и взаимных параметров должны быть больше нуля, т.е.  $C_{01}, C_{02}, C_{12} > 0$ ;  $L_{01}, L_{02}, L_{12} > 0$  (см. рис. 2).

Ещё одной удобной для расчёта является система, содержащая следующие шесть параметров линий: характеристический импеданс  $Z_0$ , коэффициент импедансной связи  $k$ , модальные числа  $R_c, R_\pi$  и модальные диэлектрические проницаемости  $\varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$ . Заметим, что одновременно и произвольно все параметры задавать нельзя, поэтому необходимо сформулировать условия физической реализуемости несимметричных СЛ. Начнём с характеристического импеданса, который обычно выбирается равным системному импедансу (как правило, 50 Ом). Коэффициент импедансной связи  $k$  можно задать любым в диапазоне  $[0 \dots 1]$ . А вот модальные числа, характеризующие степень импедансной асимметрии линий, в случае однородного диэлектрика ( $\varepsilon_r = \varepsilon_{rc} = \varepsilon_{r\pi}$ ;  $n = R_c = -R_\pi$ ) должны удовлетворять следующим условиям физической реализуемости [16]:

$$k^2 \leq \min(n^{\pm 2}) \leq 1 \quad \text{или} \quad 1 \leq \max(n^{\pm 2}) \leq 1/k^2. \quad (52)$$

При асимметрии в случае неоднородного диэлектрика  $\varepsilon_{rc} \neq \varepsilon_{r\pi}$  и равенстве по модулю модальных чисел  $n = R_c = -R_\pi$  требуется ещё выполнение условия

$$\max \left[ \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_{rc}}{\varepsilon_{r\pi}}} \right)^{\pm 1} \right] \left( \frac{1+k}{1-k} \right) \leq \left| \frac{1+n}{1-n} \right|. \quad (53)$$

И, наконец, в случае симметрии СЛ ( $R_c = -R_\pi = 1$ ) модальные диэлектрические проницаемости  $\varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$ , характеризующие степень неоднородности диэлектрика, должны удовлетворять условию [4]

$$1 \leq \max \left[ \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_{rc}}{\varepsilon_{r\pi}}} \right)^{\pm 1} \right] \leq \left( \frac{Z_c}{Z_\pi} = \frac{1+k}{1-k} \right)$$

$$\text{или} \quad \min \left[ \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_{rc}}{\varepsilon_{r\pi}}} \right)^{\pm 1} \right] \left( \frac{Z_c}{Z_\pi} \right) \geq 1. \quad (54)$$

Представленные условия позволяют утверждать, что только в структуре из симметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде коэффициент импедансной связи может быть задан произвольным в диапазоне  $[0; 1]$ . Кроме того, величина импедансной связи  $k$  определяет верхнюю границу асимметрии импедансов и нижнюю границу фазового отношения, т.е. слишком большая связь не позволяет достигать дополнительной асимметрии, а слишком малая связь не позволяет достигать большего фазового отношения. Другими словами, при росте требований к асимметрии связь надо снижать, а при росте требований к разному модальным скоростей связь надо увеличивать. Например, при связи  $k = 1/\sqrt{2}$  (3 дБ) максимально достижимая асимметрия в однородном диэлектрике, выражаемая отношением импедансов линий, равна двум, а максимально возможное фазовое отношение модальных скоростей в симметричных линиях близко к  $m \approx 5,8$ .

Основные типы связанных линий и их базовые наборы параметров представлены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры связанных линий			
Среда	Электрическая симметрия	Погонные (первичные) параметры	Модальные параметры
Неоднородная	Несимметричные	$L_{11}, L_{22}, L_{12}, C_{11}, C_{22}, C_{12}$	$Z_0, k, R_c, R_\pi, \varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$
Однородная		$C_{11}, C_{22}, C_{12}, \varepsilon_r$	$Z_0, k, n, \varepsilon_r$
Неоднородная	Симметричные	$L_{11}, L_{12}, C_{11}, C_{12}$	$Z_0, k, \varepsilon_{rc}, \varepsilon_{r\pi}$
Однородная		$C_{11}, C_{12}, \varepsilon_r$	$Z_0, k, \varepsilon_r$

По табл. 1 заметим, что погонные параметры являются первичными при анализе связанных линий, однако при синтезе СЛ исходными данными являются модальные параметры.

#### Синтез погонных параметров

Пусть заданы значения шести модальных параметров несимметричных связанных линий в неод-

нородной диэлектрической среде:  $Z_0, k, R_c, R_\pi, \epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$ , которые удовлетворяют условиям физической реализуемости (52) и (53). Найдём их погонные параметры по следующему алгоритму:

1) зная  $Z_0, k, R_c, R_\pi$  и используя формулы (33), (34), находим параметры  $Z_{c1}, Z_{\pi1}, R_c, R_\pi$ ;

2) формируем матрицы модальных напряжений  $\mathbf{U}$  и токов  $\mathbf{J}$  согласно (12) и (15);

3) перемножив известные матрицы, получаем искомые матрицы погонных емкостей  $\mathbf{C}$  и индуктивностей  $\mathbf{L}$  соответственно

$$\mathbf{L} = \mathbf{U} \text{diag}(\sqrt{\epsilon_r}/c) \mathbf{J}^{-1}; \quad (55)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{J} \text{diag}(\sqrt{\epsilon_r}/c) \mathbf{U}^{-1}. \quad (56)$$

Выполнив поэлементное умножение в (55) и (56), найдём элементы матриц погонных параметров:

$$L_{11} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}} Z_{\pi1} - \sqrt{\epsilon_{rc}} Z_{c1}}{R_\pi} \right) \frac{R_c R_\pi d}{c}; \quad (57)$$

$$L_{22} = \left( \sqrt{\epsilon_{r\pi}} Z_{\pi1} R_\pi - \sqrt{\epsilon_{rc}} Z_{c1} R_c \right) \frac{R_c R_\pi d}{c}; \quad (58)$$

$$L_{12} = \left( \sqrt{\epsilon_{r\pi}} Z_{\pi1} - \sqrt{\epsilon_{rc}} Z_{c1} \right) \frac{R_c R_\pi d}{c}; \quad (59)$$

$$C_{11} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}} R_c}{Z_{\pi1}} - \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}} R_\pi}{Z_{c1}} \right) \frac{d}{c}; \quad (60)$$

$$C_{22} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{R_c Z_{\pi1}} - \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}}}{R_\pi Z_{c1}} \right) \frac{d}{c}; \quad (61)$$

$$C_{12} = \left( \frac{\sqrt{\epsilon_{r\pi}}}{Z_{\pi1}} - \frac{\sqrt{\epsilon_{rc}}}{Z_{c1}} \right) \frac{d}{c}; \quad (62)$$

$$d = (R_c - R_\pi)^{-1},$$

где  $c$  – скорость света в свободном пространстве.

После синтеза погонных параметров связанных линий предполагается их конструктивная реализация, однако этот этап – за рамками данной работы.

В завершение представим четыре тестовые структуры связанных линий различных типов с полным списком их расчётных параметров, которые сведём в табл. 2. Первая структура – это СЛ с воздушным однородным заполнением (все фазовые коэффициенты равны нулю); линии имеют импедансы 75 и 50 Ом соответственно и представляют собой несимметричный согласованный противонаправленный ответвитель со слабой связью (10 дБ, т.е.  $k = 0,316$ ) [16]. Вторая – это связанные микрополосковые линии неравной ширины (см. рис. 1, а) с параметрами конструкции:  $w_1/h = 0,4$ ;  $w_2/h = 0,11$ ;  $s/h = 0,08$ ;  $\epsilon_r = 10$  [17]. Третья – противонаправленный мост с трансформацией импеданса (50/25 Ом) на несимметричных СЛ с лицевой связью (см. рис. 1, в):  $w_1 = 0,36$  мм;  $w_2 = 3,15$  мм;  $h_1 = 0,051$  мм;  $h_2 = 0,548$  мм;  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 3,38$  [18]. Четвертая – впервые синтезированная в данной работе структура, являющаяся квадратурным транснаправленным мостом (3 дБ) с трансформацией импеданса (50/25 Ом).

Таблица 2

Численные значения параметров связанных линий

Группы параметров	Параметры	Значения параметров			
		[16]	[17]	[18]	Эта работа
Погонные	$L_{11}$ , мкГн/м	0,2635	0,5885	0,2724	0,4365
	$L_{12}$ , мкГн/м	0,0680	0,3789	0,148	0,1747
	$L_{22}$ , мкГн/м	0,1757	0,8072	0,1481	0,1749
	$C_{11}$ , пФ/м	46,85	158,3	257,81	419,7
	$C_{12}$ , пФ/м	18,14	66,83	257,8	419,6
Модальные	$Z_0$ , Ом	61,24	70,5	24,03	35,36
	$k$	0,3162	0,527	0,7379	$\sqrt{2/3}$
	$R_c$	0,8165	0,994	0,9446	1
	$R_\pi$	-0,8165	-2,061	-0,0759	-0,001
	$\epsilon_{rc}$	1,0	6,387	2,858	1,1
Импедансы	$Z_1$ , Ом	75	61,0	32,5	32,3
	$Z_2$ , Ом	50	84,6	17,7	18,9
	$Z_{c1}$ , Ом	84,9	126,7	61,9	111,3
	$Z_{\pi1}$ , Ом	44,1	39,24	9,33	11,2
	$Z_{c2}$ , Ом	104,1	91,66	394,4	50082
	$Z_{\pi2}$ , Ом	54,1	26,5	20,4	25,0
	$Z_{m2}$ , Ом	69,3	187,8	28,3	50,1
Коэффициенты	$k_L$	0,3162	0,552	0,737	0,632
	$k_C$	0,3162	0,502	0,739	0,926
	$k_{LC}$	0	0,069	-0,004	-0,708
	$k_\epsilon$	0	0,088	-0,005	-0,8
	$k_\nu$	0	0,044	-0,003	-0,5
Импедансы, проводимости	$Z_{11}$ , Ом	79,1	70,4	48,2	75
	$Z_{22}$ , Ом	52,7	97,7	26,3	50
	$Z_{12}$ , Ом	20,4	43,7	26,3	50
	$Y_{11}$ , См	0,0141	0,020	0,0455	0,04
	$Y_{22}$ , См	0,0211	0,014	0,0835	0,06
Нагрузочные резисторы	$Z_{01}$ , Ом	75	59,9	32,6	25
	$Z_{02}$ , Ом	50	83,0	17,7	50
	$Z_{1c}$ , Ом	116	92,1	66791	50082
	$Z_{2c}$ , Ом	63,9	185,9	26,3	50,1
	$Z_m$ , Ом	184	113,7	22,0	25,0
	$Z_{1\pi}$ , Ом	58,6	26,7	22,0	25,0
	$Z_{2\pi}$ , Ом	32,3	54,0	0,01	0,02
$Z_{12}$ , Ом	20,4	43,7	26,3	50,0	

**Заключение**

Обобщены и дополнены известные системы параметров, описывающих несимметричные СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением. Вводится такой новый параметр, как «характеристический коэффициент», позволяющий рационализировать и сделать компактной запись ряда соотношений. Впервые системам параметров СЛ дана геометрическая интерпретация, которая позволила ускорить и сделать наглядными их анализ и синтез. Приведены примеры расчета тестовых структур.

**Приложение**

При моделировании СЛ используются соотношения из алгебры и геометрии, которым необходимы соответствующие пояснения и иллюстрации. Итак, пусть даны две величины  $x_1$  и  $x_2$ . Требуется найти их среднее арифметическое  $s$  и среднее гео-

метрическое  $b$  значения. Основные соотношения и геометрическое решение задачи [19] даны на рис. П1.

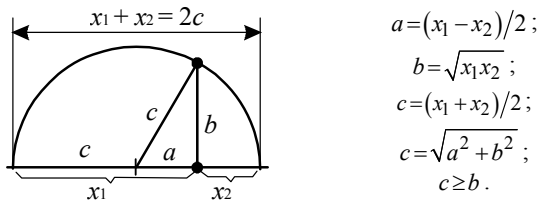


Рис. П1. Геометрический чертёж для отыскания среднего арифметического  $c$  и среднего геометрического  $b$

### Литература

1. Влостовский Е.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
2. Фильтры и цепи СВЧ / пер. с англ. Л.В. Алексеева, А.Е. Знаменского, В.С. Полякова. – М.: Связь, 1976. – 248 с.
3. Справочник по элементам полосковой техники / О.И. Мазепова, В.П. Мещанов, Н.И. Прохорова и др. / под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с.
4. Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью // Доклады ТУСУР. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.
5. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P. RF and microwave coupled-line circuits. – Norwood: Artech House, 1999. – 520 p.
6. Wincza K. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and  $n$ -way power amplifiers/ K. Wincza, S. Gruszczynski // IEEE Trans. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.
7. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines // IEEE Trans. – 1970, Vol. MTT-18, No. 4. – P. 217–222.
8. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. – 1973. – Vol. MTT-21, No. 7. – P. 450–457.
9. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans., 1975. – Vol. MTT-23, No. 9. – P. 734–739.
10. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 12. – С. 2473–2478.
11. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines // Phil. Magazine, 1937. – Vol. 24, July. – P. 97–113.
12. Сычев А.Н., Малютин Н.Д. Квази-Т-параметры многопроводных связанных линий и их топологическое представление в задачах построения САПР СВЧ-устройств // Вопросы конструирования и технологии производства РЭА / Под ред. Е.И. Гольдштейна, Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1986. – С. 110–115.
13. Конструирование и расчёт полосковых устройств / В.И. Голубев, И.С. Ковалёв, Е.Г. Кузнецов / под ред. И.С. Ковалёва. – М.: Сов. радио, 1974. – 296 с.
14. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits // IEEE Trans. – 1992. – Vol. MTT-40, No. 12. – P. 2190–2199.
15. Сычев А.Н. Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУР, 2017. – Т. 20, № 2. – С. 15–18.

16. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances // IEEE Trans. – 1966. – Vol. MTT-14, No. 7. – P. 337–346.

17. Sachse K. Scattering parameters and directional coupler analysis of characteristically terminated asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. – 1990. – Vol. MTT-38, No. 4. – P. 417–425.

18. Сычев А.Н. Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью / А.Н. Сычев, К.К. Жаров // Электронные средства и системы управления: мате. докл. XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 нояб. 2018 г.): В 2-х ч. – Ч. 1 – Томск: В-Спектр, 2018. – С. 91–93 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://storage.tusur.ru/files/122116/2018-1.pdf> (дата обращения: 28.01.2019).

19. Среднее геометрическое [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Среднее\\_геометрическое](https://ru.wikipedia.org/wiki/Среднее_геометрическое) (дата обращения: 28.01.2019).

### Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении проектировании (КСУП) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) Ленина пр-т., 40, г. Томск, 634050, Россия  
ORCID 0000-0002-4079-4605  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: ans@main.tusur.ru

### Рудый Николай Юрьевич

Студент каф. КСУП ТУСУРА  
Ленина пр-т., 40, г. Томск, 634050, Россия  
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17  
Эл. почта: nickolay0512@mail.ru

Sychev A.N., Rudyi N.Y.

### Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics

The general case of asymmetric coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium is considered. Various systems of parameters are presented, including per-unit-length and modal ones. For the first time, a geometrical representation of systems of parameters of coupled lines is proposed. The conditions of their physical implementation are given.

**Keywords:** asymmetric coupled lines, inhomogeneous dielectric, per-unit-length parameters, per-unit-length capacitances, per-unit-length inductances, modal parameters, characteristic impedance, coupling coefficient.

**doi:** 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-7-15

### References

1. Vlostovskiy E.G., Theory of coupled transmission lines, *Telecommun. Radio Eng.*, 1967, vol. 21, Apr., pp. 87–93.
2. *Microwave filters and circuits*, Ed. A. Matsumoto, New York, London: Academic Press, 1970, 349 p.
3. *Handbook on components of stripline techniques*, Ed. Fel'dstein A.L., Moscow: Svyaz' Publ., 1979, 336 p. (in Russ.).
4. Sychev A.N., Struchkov S.M. Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling, *Proceedings of TUSUR University*, 2014, no. 1 (31), March, pp. 39–50 (in Russ.).



5. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P. *RF and microwave coupled-line circuits*, Norwood: Artech House, 1999.– 520 p.
6. Wincza K., Gruszczynski S. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and  $n$ -way power amplifiers, *IEEE Trans.*, 2011, vol. MTT-59, no. 7, pp. 1803–1810.
7. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines, *IEEE Trans.*, 1970, vol. MTT-18, no. 4, pp. 217–222.
8. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-21, no. 7, July 1973, pp. 450–457.
9. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans.*, 1975, vol. MTT-23, no. 9, Sept., pp. 734–739.
10. Malyutin N.D. Matrix parameters of unequal coupled striplines with inhomogeneous dielectrics, *Radio-engineering and Electronics*, 1976, vol.21, no. 12, pp. 2473–2478 (in Russ.).
11. Pipes L.A. Matrix theory of multiconductor transmission lines, *Phil. Magazine*, 1937, vol. 24, July, pp. 97–113.
12. Sychev A.N., Malyutin N.D. Qasi-static parameters of multi-conductor coupled lines and their topological representation in problems of CAD of microwave circuits, in book Questions of design and manufacturing technology of electronic equipment, Ed. E.I. Goldstein, N.D. Malyutin, Tomsk: TSU Press, 1986, pp. 110–115 (in Russ.).
13. Konstruirovaniye i raschet poloskovykh ustroystv / Golubev V.I., Kovalev I.S., Kuznetsov E.G. / Pod red. I.S. Kovaleva, Moskva: Sov. Radio, 1974, 296 s. [*Design and calculation of stripline circuits*, Ed. I.S. Kovalev, Moscow: Sov. Radio Publ., 1974, 296 p. (in Russ.).
14. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits, *IEEE Trans.*, 1992, vol. MTT-40, no. 12, pp. 2190–2199.
15. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. Synthesis of an ideal phase ratio for a coupled-line coupler with given type of directivity, *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 15–18 (in Russ.).
16. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances, *IEEE Trans.*, 1966, vol. MTT-14, no. 7, pp. 337–346.
17. Sachse K. Scattering parameters and directional coupler analysis of characteristically terminated asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans.*, 1990, vol. MTT-38, no. 4, pp. 417–425.
18. Sychev A.N., Zharov K.K. Modeling of asymmetric broad-side coupled lines, *Electronic Tools and Control Systems: Proc. of XIV Int. Scientific Conf.* (Nov. 28–30, 2018): in 2 part, part 1, Tomsk: V-Spectrum, 2018, pp. 91–93 (in Russ.). [Online] Available at: <https://storage.tusur.ru/files/122116/2018-1.pdf> (accessed January 28, 2019).
19. Geometric mean. [Online] Available at: [https://en.wikipedia.org/wiki/Geometric\\_mean](https://en.wikipedia.org/wiki/Geometric_mean) (accessed: January 28, 2019).

---

**Aleksandr N. Sychev**

Doctor of Engineering, Professor,  
Department of Computer Systems, Tomsk State  
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia  
ORCID 0000-0002-4079-4605  
Phone: +7 (382-2) 41-47-17  
Email: [ans@main.tusur.ru](mailto:ans@main.tusur.ru)

**Nickolay Y. Rudyi**

Student of Department of Computer Systems, Tomsk State  
University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia  
Phone: +7 (382-2) 41-47-17  
Email: [nickolay0512@mail.ru](mailto:nickolay0512@mail.ru)