

А.Н. Сычев, В.А. Бондарь, К.К. Жаров, В.В. Анисимов, К.Б.-Б. Дагба, А.И. Степанюга

Связанные линии с двойным экраном для СВЧ-мостов различного типа направленности с трансформирующими свойствами

Исследуются несимметричные связанные линии с двойным экраном в кусочно-однородной диэлектрической среде, которые обладают особыми свойствами, позволяющими создавать трансформирующие СВЧ-мосты заданного типа направленности. Впервые предложены новая модель и методика синтеза, учитывающая, как асимметрию, так и неоднородность диэлектрика, дающая возможность синтезировать со-, противо- и транснаправленные мосты, обладающие как трансформирующими, так и требуемыми фазовыми свойствами. Результаты исследования будут полезны для поиска новых проектных решений перспективных СВЧ-устройств.

Ключевые слова: связанные линии, двойной экран, СВЧ-мост, направленный ответвитель, трансформатор импеданса, погонные параметры, модальные параметры, неоднородный диэлектрик, коэффициент связи.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-13-25

Несимметричные связанные линии (СЛ), имеющие сильную, а в пределе «полную асимметрию», ранее уже рассматривались в литературе. Там они анализировались и были известны под следующими названиями: СЛ с двойным экраном [1]; СЛ с внутренним экраном [1, 2]; несимметричные СЛ [3, 4]; коаксиальная линия с двойным экраном; двойная коаксиальная линия [1]; триаксиальный кабель [5]. В ранних исследованиях они применялись в качестве «строительного блока» фильтров [1] и фазовращателей на переключаемых каналах [2, 6], как делитель мощности, совмещенный с трансформатором импеданса для балансных усилителей [3], как компонент симметрирующих устройств [7] и т.п. [8–10].

Однако до сих пор такие линии остаются мало изученными и необоснованно редко используемыми, хотя в [1] правильно отмечалось, что они требуются для создания порой так необходимого на СВЧ последовательного соединения. Основные причины нечастого использования рассматриваемых линий – трудность достижения идеального (двойного) экранирования при конструировании; сложность расчета многослойных структур и технологии их изготовления.

Объектом исследования в данной работе станут именно такие несимметричные связанные линии, показанные на рис. 1, которые для однозначности дальнейшего изложения будем называть «связанными линиями с двойным экраном» (СЛДЭ), где первая сигнальная линия расположена внутри второй линии, играющей роль промежуточного экрана.

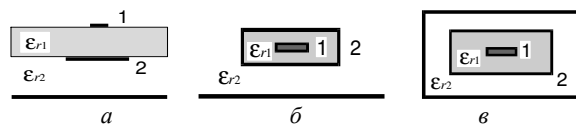


Рис. 1. Варианты конструкций несимметричных связанных линий с двойным экраном: а – линии с частичным экранированием; б, в – линии с полным экранированием

Цель данной работы – исследовать и дополнить существующие электрические модели СЛДЭ новым подходом, учитывающим как асимметрию линий, так и неоднородность диэлектрического заполнения, на основе чего предложить новые техники синтеза. Это откроет ещё один путь для создания ответвитель-

лей и мостов различного типа направленности с трансформирующими свойствами и проектирования новых СВЧ-устройств на их основе.

Схемы и конструкции несимметричных связанных линий с двойным экраном

Обобщенная конструкция идеальных СЛДЭ представляет собой линии, у которых один проводник (условно первый) окружен другим полым проводником (условно вторым), действующим как идеальный экран между внутренней и внешней частью пространства, разделяемого им [1] (см. рис. 1).

Схема нагруженного отрезка СЛДЭ длиной ℓ и эквивалентные схемы бесконечно короткого отрезка $\Delta x \rightarrow 0$ показаны на рис. 2. Моделирование СЛДЭ начинаем с решения задачи анализа.

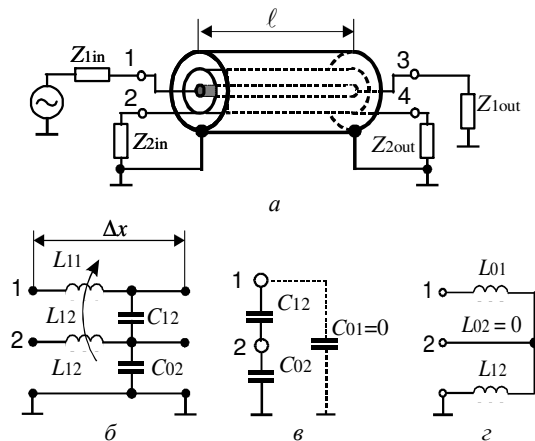


Рис. 2. Несимметричные СЛДЭ:

а – схема произвольно нагруженного отрезка;
б – эквивалентная схема бесконечно короткого отрезка;
в – частичные ёмкости; z – частичные индуктивности

Анализ связанных линий.

Погонные параметры

Главной особенностью идеальных СЛДЭ является полная электрическая изоляция (экранирование) одного проводника, условно первого, другим полым проводником, условно вторым, от земли. Это позволяет полагать, что первый проводник не имеет никакой собственной емкости на землю, т.е. $C_{01} = 0$ (см. рис. 2, в), что ведет к нулевой собственной ин-

дуктивности второго проводника, т.е. $L_{02} = 0$ (см. рис. 2, з). Данные особенности и соответствующие допущения позволяют при описании СЛДЭ от общего случая с шестью параметрами перейти к частному случаю с четырьмя параметрами. Следовательно, идеальные СЛДЭ как компонент распределённой электрической схемы полностью характеризуются набором из четырёх независимых параметров. Выбор конкретной четвёрки электрических параметров определяется поставленной задачей, которая может быть как задачей анализа, так и синтеза.

Исходными данными для квазистатического анализа СЛДЭ с кусочно-однородным диэлектрическим заполнением являются геометрические параметры конструкции и диэлектрическая проницаемость немагнитной среды. По ним решением квазистатической задачи Дирихле для уравнения Лапласа отыскиваются электрические, точнее, погонные параметры СЛДЭ. Эти параметры далее используются в качестве коэффициентов телеграфных уравнений [11] для нахождения частотного отклика линий и представляют собой пару матриц – погонных емкостей \mathbf{C} и индуктивностей \mathbf{L} соответственно (см. рис. 2).

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix}, \text{ Ф/м};$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{01} + L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{12} \end{bmatrix}, \text{ Гн/м}, \quad (1)$$

где C_{11} , C_{22} – собственные погонные емкости первой и второй линий; C_{01} , C_{02} , C_{12} – собственные частичные и взаимная погонные емкости соответственно; L_{11} , L_{22} – собственные погонные индуктивности первой и второй линий; L_{01} , L_{02} , L_{12} – собственные частичные и взаимная погонные индуктивности соответственно. При этом фиксируем $C_{01} = 0$ и $C_{11} = C_{12}$, а также $L_{02} = 0$ и $L_{22} = L_{12}$.

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

$$\mathbf{C}(1) = \begin{bmatrix} C_{12}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{02}(1) + C_{12}(1) \end{bmatrix}, \text{ Ф/м}. \quad (2)$$

В последнем случае предполагается, что диэлектрическая проницаемость всей среды в конструкции связанных линий (см. рис. 1) равна единице ($\epsilon_r = 1$), т.к. это весьма удобно для поиска матрицы погонных индуктивностей \mathbf{L} по известной матричной формуле [11]

$$\mathbf{L} = \epsilon_0 \mu_0 \mathbf{C}(1)^{-1}, \text{ Гн/м}, \quad (3)$$

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

С учетом нулевых значений двух параметров $C_{01} = 0$ и $L_{02} = 0$ можно определить такие параметры СЛДЭ, как собственные импедансы первой и второй линий, вычисляемые по формулам [8, 11]

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} = \sqrt{(L_{01} + L_{12})/C_{12}};$$

$$Z_2 = \sqrt{L_{22}/C_{22}} = \sqrt{L_{12}/(C_{02} + C_{12})}. \quad (4)$$

Далее запишем коэффициенты емкостной и индуктивной связи соответственно [11]

$$k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11}C_{22}}} = \sqrt{\frac{C_{11}}{C_{22}}}\bigg|_{C_{01}=0} = \sqrt{\frac{C_{12}}{C_{22}}}\bigg|_{C_{01}=0};$$

$$k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}}\bigg|_{L_{02}=0} = \sqrt{\frac{L_{12}}{L_{11}}}\bigg|_{L_{02}=0}, \quad (5)$$

а также коэффициент их неуравновешенности [12]

$$k_{LC} \equiv \delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (6)$$

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

Модальные параметры

В СЛДЭ в прямом и в обратном направлениях распространяются по две нормальные волны (моды), называемые синфазной (c) и противофазной (π). Модальные параметры линий определяются в результате модального анализа из решения алгебраической проблемы собственных значений [13–16].

Исходными данными для поиска модальных параметров являются матрицы погонных емкостей \mathbf{C} и индуктивностей \mathbf{L} , произведение которых отыскивается на первом этапе

$$\mathbf{LC} = \begin{bmatrix} L_{01} + L_{12} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} L_{01}C_{12} & L_{12}C_{02} - L_{01}C_{12} \\ 0 & L_{12}C_{02} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Для найденного произведения определяется спектральное разложение решением задачи на собственные значения

$$\mathbf{LC} = \mathbf{U} \text{diag}(1/v^2) \mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U} \text{diag}(\epsilon_r/c^2) \mathbf{U}^{-1}, \quad (8)$$

где c – скорость света в свободном пространстве; \mathbf{v} – вектор, составленный из значений скоростей нормальных волн – синфазной v_c и противофазной v_π ; ϵ_r – эффективные диэлектрические проницаемости линий в режиме синфазного ϵ_{rc} и противофазного $\epsilon_{r\pi}$ возбуждений соответственно.

$$v_c = 1/\sqrt{L_{12}C_{02}}; \quad v_\pi = 1/\sqrt{L_{01}C_{12}}, \quad (9)$$

$$\epsilon_{rc} = c^2(L_{12}C_{02}); \quad \epsilon_{r\pi} = c^2(L_{01}C_{12}), \quad (10)$$

где \mathbf{U} – нормированная матрица модальных напряжений, составленная из собственных векторов матрицы-произведения \mathbf{LC} , записывается

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ R_c & R_\pi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где R_c , R_π – модальные числа, характеризующие отношения напряжений в линиях, которые принимают значения $R_c = 1$ и $R_\pi = 0$ соответственно. Это можно охарактеризовать как «конгруэнтный случай», предложенный Специале (Speciale) [16], в «предельно-нулевой форме», где $R_\pi = 0$. При этом из условия физической реализуемости естественно выполняется двойное неравенство $R_\pi \leq 0 < R_c$.

Найденные модальные диэлектрические проницаемости ϵ_{rc} и $\epsilon_{r\pi}$, а также скорости нормальных волн v_c и v_π позволяют определить модально-фазовое отношение m согласно [17, 18]

$$m = \sqrt{\epsilon_{r\pi}/\epsilon_{rc}} = v_c/v_\pi. \quad (12)$$

Из полученных параметров вычисляется матрица модальных токов \mathbf{J} [19], элементы которой в результате соответствующей нормировки обретают размерность проводимостей

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= \mathbf{C}\mathbf{U} \text{diag}(v) = \mathbf{C}\mathbf{U} \text{diag}(c/\sqrt{\epsilon_r}) = \\ &= \begin{bmatrix} C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{02} + C_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{L_{12}C_{02}} & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{L_{01}C_{12}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{C_{12}/L_{01}} \\ \sqrt{C_{02}/L_{12}} & -\sqrt{C_{12}/L_{01}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} Z_{c1}^{-1} & Z_{\pi1}^{-1} \\ R_c Z_{c2}^{-1} & -(Z_{\pi1} R_c)^{-1} \end{bmatrix}, \quad (13) \end{aligned}$$

где Z_{c1} – импеданс первой линии при синфазном возбуждении; $Z_{\pi1}$ – импеданс первой линии при противофазном возбуждении; Z_{c2} – импеданс второй линии при синфазном возбуждении; $Z_{\pi2}$ – импеданс второй линии при противофазном возбуждении. При этом два модально-линейных импеданса вычисляются по следующим формулам:

$$Z_{\pi1} = \sqrt{\frac{L_{01}}{C_{12}}}; \quad Z_{c2} = \sqrt{\frac{L_{12}}{C_{02}}}, \quad (14)$$

а ещё два стремятся к своим предельным значениям

$$Z_{c1} \rightarrow \infty; \quad Z_{\pi2} = -R_c R_\pi Z_{\pi1} = 0. \quad (15)$$

Отметим, что эти модально-линейные импедансы Z_{c1} , $Z_{\pi1}$, Z_{c2} , $Z_{\pi2}$ и модальные числа R_c , R_π , в общем, соотносятся известным образом [14]

$$-R_c R_\pi = \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} = \frac{Z_{\pi2}}{Z_{\pi1}}, \quad (16)$$

при этом СЛДЭ, имея предельную структуру, характеризуются нулевым значением соотношения (16)

$$-R_c R_\pi = \frac{Z_{c2}}{\infty} = \frac{0}{Z_{\pi1}} = 0. \quad (17)$$

Опираясь на (4) и (5), определяем коэффициент межлинейной трансформации n в линиях с однородным диэлектриком, следующим образом [4, 20]:

$$n = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \sqrt{\frac{L_{22}C_{11}}{L_{11}C_{22}}} = \sqrt{k_L k_C} \Big|_{C_{01}=0}^{L_{02}=0}. \quad (18)$$

Далее, с использованием матриц модальных напряжений \mathbf{U} и токов \mathbf{J} , находятся матрицы характеристических импедансов (волновых сопротивлений) \mathbf{Z} и адмитансов (волновых проводимостей) \mathbf{Y} [18]:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{U}\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{aligned} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{L_{12}/C_{02}} & \sqrt{L_{12}/C_{02}} \\ \sqrt{L_{01}/C_{12}} & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{L_{12}/C_{02}} + \sqrt{L_{01}/C_{12}} & \sqrt{L_{12}/C_{02}} \\ \sqrt{L_{12}/C_{02}} & \sqrt{L_{12}/C_{02}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} Z_{\pi1} + Z_{c2} & Z_{c2} \\ Z_{c2} & Z_{c2} \end{bmatrix}; \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1} = \mathbf{J}\mathbf{U}^{-1} &= \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_{12} \\ -Y_{12} & Z_{22} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{C_{12}/L_{01}} \\ \sqrt{C_{02}/L_{12}} & -\sqrt{C_{12}/L_{01}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \sqrt{C_{12}/L_{01}} & -\sqrt{C_{12}/L_{01}} \\ -\sqrt{C_{12}/L_{01}} & \sqrt{C_{02}/L_{12}} + \sqrt{C_{12}/L_{01}} \end{bmatrix}, \quad (20) \end{aligned}$$

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 СЛДЭ, вычисляемые по формулам

$$Z_{11} = Z_{\pi1} + Z_{c2} = \sqrt{L_{12}/C_{02}} + \sqrt{L_{01}/C_{12}}; \quad (21)$$

$$Z_{22} = Z_{12} = Z_{c2} = \sqrt{L_{12}/C_{02}}. \quad (22)$$

По характеристическим и модальным импедансам определяется коэффициент связи [18], точнее, коэффициент импедансной связи k :

$$\begin{aligned} k &= \frac{Z_{12}}{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}} = \sqrt{\frac{Z_{12}}{Z_{11}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}} = \sqrt{\frac{Z_{22}}{Z_{11}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}} = \\ &= \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{\pi1} + Z_{c2}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Z_{\pi1}/Z_{c2}}} \Big|_{Z_{12}=Z_{22}}. \quad (23) \end{aligned}$$

Из данного анализа впервые обнаруживается, что для достижения уровня связи 3 дБ в центре полосы рабочих частот разные типы мостов должны обеспечивать соответствующие им разные уровни коэффициента импедансной связи, в частности

$$k = \begin{cases} \sqrt{1/3} = 0,577 & \text{– сонаправленный;} \\ \sqrt{1/2} = 0,707 & \text{– противоположенный;} \\ \sqrt{2/3} = 0,816 & \text{– транснаправленный.} \end{cases} \quad (24)$$

При этом всегда выполняется двойное неравенство

$$\min(k_L, k_C) \leq k \leq \max(k_L, k_C).$$

Далее находим основной модальный параметр СЛДЭ – характеристический импеданс Z_0 [14]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi1}} = \sqrt{Z_{12}Z_m} = \sqrt{Z_c Z_\pi}, \quad (25)$$

где модальные импедансы Z_c и Z_π определяются по формулам [19]

$$Z_c = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi1}} \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}; \quad (26)$$

$$Z_\pi = \sqrt{Z_{c2}Z_{\pi1}} \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}. \quad (27)$$

Кроме того, запишем нормированные собственное ρ и взаимное r сопротивления, найденные через модальные импедансы и элементы матрицы волновых сопротивлений согласно Фельдштейну [11]

$$\rho = \frac{\sqrt{Z_{11}Z_{22}}}{Z_0} = \frac{Z_c + Z_\pi}{2Z_0} = \frac{Z_c + Z_\pi}{2\sqrt{Z_c Z_\pi}}; \quad (28)$$

$$r = \frac{Z_{12}}{Z_0} = \frac{Z_c - Z_\pi}{2Z_0} = \frac{Z_c - Z_\pi}{2\sqrt{Z_c Z_\pi}}, \quad (29)$$

откуда можно вернуться к модальным импедансам

$$\frac{Z_c}{Z_0} = \rho + r; \quad \frac{Z_\pi}{Z_0} = \rho - r, \quad (30)$$

а также вновь определить коэффициент импедансной связи по Фельдштейну [11]

$$k = \frac{r}{\rho} = \frac{r}{\sqrt{1+r^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+1/r^2}} = \frac{\sqrt{\rho^2-1}}{\rho} = \sqrt{1-1/\rho^2}. \quad (31)$$

Соотношения (25)–(31) для отыскания нормированных модальных импедансов Z_c/Z_0 и Z_π/Z_0 , а также собственного ρ и взаимного r нормированных сопротивлений представим в компактной форме в виде геометрического чертежа (рис. 3) с тремя полуокружностями для каждого из трёх типов 3 дБ-мостов на СЛДЭ: 1) сонаправленного (СоН); 2) противонаправленного (ПрН); 3) транснаправленного (ТрН).

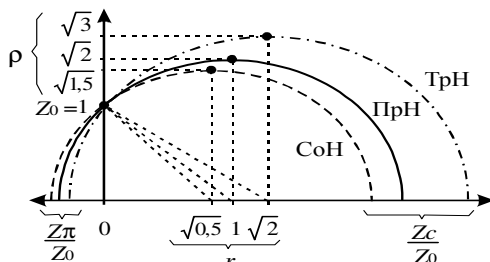


Рис. 3. Диаграмма нормированных модальных импедансов Z_c/Z_0 и Z_π/Z_0 , а также собственного ρ и взаимного r сопротивлений при $Z_0 = 1$ для трёх типов мостов на СЛДЭ

Из чертежа (см. рис. 3) явно определяются следующие числовые значения собственного ρ и взаимного r нормированных сопротивлений:

$$\rho = \begin{cases} \sqrt{3/2} = 1,225 - \text{СоН}; \\ \sqrt{2} = 1,414 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{3} = 1,732 - \text{ТрН}. \end{cases} \quad r = \begin{cases} \sqrt{1/2} = 0,707 - \text{СоН}; \\ 1 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{2} = 1,414 - \text{ТрН}. \end{cases} \quad (32)$$

Кроме того, из сопоставления (23) и (31) можно получить ещё одну формулу для нормированного сопротивления связи r , выраженную через квадратный корень из модально-импедансного отношения:

$$r = \sqrt{Z_{c2}/Z_{\pi 1}}. \quad (33)$$

Опираясь на модальные параметры (9), (14) и используя известное определение волнового сопротивления одиночной линии передачи Z_0 через погонные емкость C , индуктивность L и скорость волны v в линии $Z_0 = vL = 1/(vC)$ [11], можно записать:

$$L_{01} = Z_{\pi 1}/v_\pi; \quad C_{12} = 1/(v_\pi Z_{\pi 1}); \quad (34)$$

$$L_{12} = Z_{c2}/v_c; \quad C_{02} = 1/(v_c Z_{c2}). \quad (35)$$

Отсюда можно через модально-фазовое m (12) и модально-импедансное $Z_{c2}/Z_{\pi 1}$ отношения, а также сопротивление связи r (33), по-новому определить коэффициенты емкостной и индуктивной связи (5):

$$k_C = \sqrt{\frac{C_{12}}{C_{12} + C_{02}}}\bigg|_{C_{01}=0} = \sqrt{\frac{1/(v_\pi Z_{\pi 1})}{1/(v_\pi Z_{\pi 1}) + 1/(v_c Z_{c2})}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Z_{\pi 1}/Z_{c2})/m}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(r^2 m)}}; \quad (36)$$

$$k_L = \sqrt{\frac{L_{12}}{L_{12} + L_{01}}}\bigg|_{L_{02}=0} = \sqrt{\frac{Z_{c2}/v_c}{Z_{c2}/v_c + Z_{\pi 1}/v_\pi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Z_{\pi 1}/Z_{c2})m}} = \frac{1}{\sqrt{1 + m/r^2}}. \quad (37)$$

Расчет по формулам (36), (37) даёт следующие численные значения коэффициентов емкостной и индуктивной связи в СЛДЭ для согласованных 3 дБ-мостов трех различных типов направленности:

$$k_L = \begin{cases} \sqrt{1/7} = 0,378 - \text{СоН}; \\ \sqrt{1/2} = 0,707 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{2/5} = 0,632 - \text{ТрН}; \end{cases} \quad (38)$$

$$k_C = \begin{cases} \sqrt{3/5} = 0,775 - \text{СоН}; \\ \sqrt{1/2} = 0,707 - \text{ПрН}; \\ \sqrt{6/7} = 0,926 - \text{ТрН}. \end{cases} \quad (39)$$

Характеристические нагрузки для СЛДЭ

Полубесконечный отрезок идеальных СЛДЭ (рис. 4, а) весьма наглядно замещается модально-линейной эквивалентной схемой, показанной на рис. 4, б, которая представляет собой два изолированных отрезка линий передачи, последовательно соединенных на ближнем конце и согласованно нагруженных на дальнем конце, как в [1].

Кроме того, для СЛДЭ существуют П- и Т-образные эквивалентные схемы (рис. 4, в, г), которые являются полностью согласованными и неотражающими, т.е. характеристическими оконечными нагрузками [13, 18]. При этом для идеальных СЛДЭ с учетом предельных значений известных параметров (15) структуры П- и Т-образной схем замещения (см. рис. 4, в, г) упрощаются и сводятся к единой схеме характеристической терминальной (оконечной) нагрузки в виде двух последовательно соединённых резисторов (см. рис. 4, д), значения которых стремятся, а в пределе становятся равными модально-линейным импедансам $Z_{1\pi}$ и Z_{c2} .

Из рис. 4, д видно, что значение сопротивления между 1-й и 2-й линиями равно $Z_{1\pi} = Z_m$, а между 2-й линией и землёй равно $Z_{c2} = Z_{12}$. Следовательно, все величины элементов характеристической нагрузки выражаются через соответствующие модальные импедансы (14)–(22), и нет необходимости вводить дополнительные обозначения параметров нагрузки.

К тому же здесь также выполняется соотношение (25) для характеристического импеданса Z_0 .

И наконец, представим эквивалентную схему в виде двух отдельных нагрузочных резисторов Z_{01} и Z_{02} (рис. 4, е), которые подключаются между каждой из линий и землёй и согласованы с отрезком СЛДЭ

на центральной частоте. Расчётные номиналы согласованных сопротивлений для мостов различных типов направленности определяются по формулам, приводимым в табл. 1, а их характеристический импеданс при любых m вычисляется так:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}}. \tag{40}$$

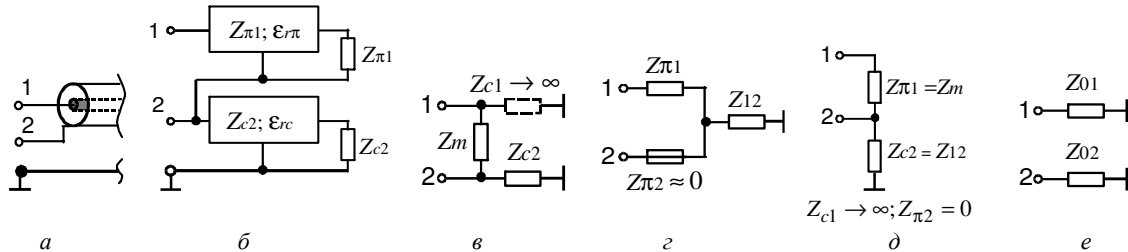


Рис. 4. Полубесконечный отрезок идеальных СЛДЭ (а) и его схемы замещения: в виде отрезков одиночных линий, последовательно соединенных на ближнем конце и согласованно нагруженных на дальнем конце (б); в виде П-образной (в) и Т-образной (г) цепей, которые при идеальном экранировании сводятся к единой цепи из двух последовательно соединённых резисторов (д), а также в виде двух отдельных резисторов (е)

Таблица 1

Согласованные нагрузки и другие параметры для мостов различных типов направленности на отрезке СЛДЭ

Схема нагрузки	Тип моста		
	Сонаправленный $k = \sqrt{1/3}; m = 3^{\pm 1}$ $v_{(c,\pi)} = \begin{cases} 1/\sqrt{L_{12}C_{02}}; \\ 1/\sqrt{L_{01}C_{12}}. \end{cases}$	Противонаправленный $k = \sqrt{1/2}; m = 1$ $v = v_{\pi} = v_c = 1/\sqrt{L_{11}C_{11}} = 1/\sqrt{L_{22}C_{22}} = 1/\sqrt{(L_{01} + L_{12})C_{12}} = 1/\sqrt{L_{12}(C_{02} + C_{12})}$	Транснаправленный $k = \sqrt{2/3}; m = 3^{\pm 1}$ $v_{(c,\pi)} = \begin{cases} 1/\sqrt{L_{12}C_{02}}; \\ 1/\sqrt{L_{01}C_{12}}. \end{cases}$
Z_{01} Z_{02} 	$Z_0 = Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{Z_{\pi 1}Z_{c2}} = \sqrt{L_{01}L_{12}/(C_{02}C_{12})}$	$Z_{01} = Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}} = \sqrt{(L_{01} + L_{12})/C_{12}}$ $Z_{02} = Z_2 = \sqrt{L_{22}/C_{22}} = \sqrt{L_{12}/(C_{02} + C_{12})}$	$Z_{01} = Z_{\pi 1} = \sqrt{L_{01}/C_{12}}$ $Z_{02} = Z_{c2} = \sqrt{L_{12}/C_{02}}$

Синтез трансформирующих мостов на СЛДЭ

Существует три типа направленности ответвителей на связанных линиях: 1) сонаправленный (СоН, прямой); 2) противонаправленный (ПрН, обратный); 3) транснаправленный (ТрН, трансверсальный или поперечный). Основные характеристики трех типов согласованных 3 дБ-ответвителей (т.е. мостов) на отрезке СЛДЭ с электрической длиной синфазной (здесь быстрой) волны θ_c равной 90 град, приведём в табл. 2. Каждый из этих мостов на СЛДЭ полностью описывается набором из четырех независимых параметров (двух импедансных и двух фазовых), например, $Z_{\pi 1}, Z_{c2}, \epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$ или $Z_0, k, \epsilon_{rc}, \epsilon_{r\pi}$. Основные соотношения для мостов на СЛДЭ представим в табл. 3.

Синтез трансформирующего моста начинается с выбора значений нагрузочных сопротивлений Z_{01}, Z_{02} (см. рис. 4, д) и задания модально-фазового отношения, соответствующего типу направленности.

В противонаправленном мосте, необходимо обеспечить модально-фазовое отношение (12), равное единице, $m = 1$, а в со- и транснаправленном – трехкратное, $m = 3$ (или $1/3$), т.е. $m = 3^{\pm 1}$.

Для формирования противонаправленного квадратурного моста (3 дБ) с идеальным согласо-

ванием и направленностью необходимо выполнить ещё условие

$$Z_{02}/Z_{01} = 1/2, \tag{41}$$

а транснаправленного квадратурного моста – условие

$$Z_{02}/Z_{01} = 2, \tag{42}$$

(см. табл. 2). Отсюда видно, что и противонаправленный и транснаправленный 3 дБ-мосты на отрезке СЛДЭ обладают свойством двукратной трансформации импеданса $Z_{02}/Z_{01} = 2^{\pm 1}$, а их характеристический импеданс Z_0 вычисляется по одной и той же формуле (40).







В отличие от двух предыдущих мостов сонаправленный согласованный мост на СЛДЭ не является квадратурным, а получается синфазно-противофазным (т.е. суммарно-разностным) и, несмотря на неодинаковость линий, не имеет межлинейной трансформации. Однако он может обеспечить продольную трансформацию импеданса между ближним Z_{in} и дальним Z_{out} концами отрезка линий (см. табл. 3) с характеристическим импедансом

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in}Z_{out}}. \tag{43}$$

При отсутствии трансформации, когда $Z_0 = Z_{in} = Z_{out}$, такой мост становится наиболее широкополосным.

Таблица 2

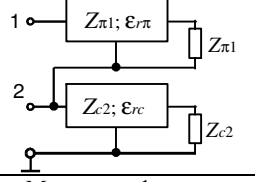
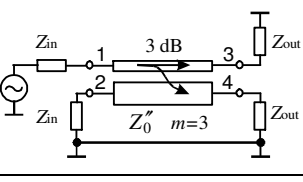
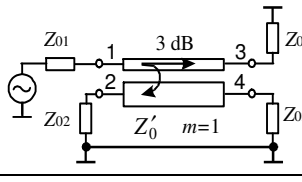
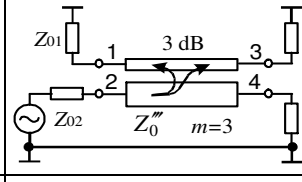
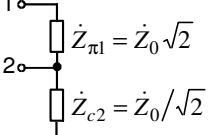
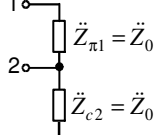
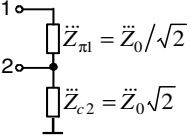
Характеристики трех типов согласованных 3 дБ-мостов на отрезке СЛДЭ с электрической длиной $\theta_c = 90^\circ$ град

Возбуждаемая линия	Рабочие параметры согласованного моста на отрезке СЛДЭ	Тип направленности и характеристики мостов на отрезке СЛДЭ		
		Сонаправленный синфазно-противофазный	Противонаправленный квадратурный	Транснаправленный квадратурный
Любая 1 или 2	1. Модально-фазовое отношение m 2. Коэффициент импеданной связи k 3. Возвратные потери (все порты согласованы)	$m = 3$ (или $1/3$) $k = \sqrt{1/3} = 0,577$ $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ на центральной частоте	$m = 1$ $k = \sqrt{1/2} = 0,707$ $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ на всех частотах	$m = 3$ (или $1/3$) $k = \sqrt{2/3} = 0,816$ $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$ на центральной частоте
Внутренняя 1	1. Вносимые потери ($\theta_c = 90^\circ$) 2. Связь ($\theta_c = 90^\circ$) 3. Развязка (изоляция) 4. Разность фаз между выходными портами, град	 $ S_{31} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $ S_{41} ^* = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $S_{21} = S_{43} = 0$ $\Delta\phi_{34} = \pm 180$	 $ S_{31} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $ S_{21} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $S_{41} = S_{32} = 0$ $\Delta\phi_{23} = -90$	 $ S_{41} ^* = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $ S_{21} = \sqrt{1/2}$ (-3 дБ) $S_{31} = S_{42} = 0$ $\Delta\phi_{24} = -90$
		 $ S_{42} = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{32} ^* = 0,707$ (-3 дБ) $S_{12} = S_{34} = 0$ $\Delta\phi_{34} = 0$	 $ S_{42} = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{12} = 0,707$ (-3 дБ) $S_{32} = S_{41} = 0$ $\Delta\phi_{14} = -90$	 $ S_{32} ^* = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{12} = 0,707$ (-3 дБ) $S_{42} = S_{31} = 0$ $\Delta\phi_{13} = -90$
Внешняя 2	1. Вносимые потери ($\theta_c = 90^\circ$) 2. Связь ($\theta_c = 90^\circ$) 3. Развязка (изоляция) 4. Разность фаз между выходными портами, град	$ S_{42} = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{32} ^* = 0,707$ (-3 дБ) $S_{12} = S_{34} = 0$ $\Delta\phi_{34} = 0$	$ S_{42} = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{12} = 0,707$ (-3 дБ) $S_{32} = S_{41} = 0$ $\Delta\phi_{14} = -90$	$ S_{32} ^* = 0,707$ (-3 дБ) $ S_{12} = 0,707$ (-3 дБ) $S_{42} = S_{31} = 0$ $\Delta\phi_{13} = -90$

* – Связь на дальнем конце отрезка линий.

Таблица 3

Импедансные, фазовые и другие параметры трех типов 3 дБ-мостов на отрезке СЛДЭ

Параметры моста на отрезке СЛДЭ	Тип направленности и параметры мостов на отрезке СЛДЭ		
	Сонаправленный синфазно-противофазный	Противонаправленный квадратурный	Транснаправленный квадратурный
			
Модально-фазовое отношение m	$\dot{m} = 3$ (или $1/3$)	$\dot{m} = 1$	$\dot{m} = 3$ (или $1/3$)
Отношение нагрузочных сопротивлений	$Z_{out}/Z_{in} = Z_{in}/Z_{in} = 1$	$Z_{02}/Z_{01} = 1/2$	$Z_{02}/Z_{01} = 2$
Коэффициент трансформации n	$\sqrt{Z_{out}/Z_{in}} = \text{произвольный}$ $\dot{n} = 1$ – оптимальный	$\ddot{n} = \sqrt{Z_{02}/Z_{01}} = 1/\sqrt{2}$	$\ddot{n} = \sqrt{Z_{02}/Z_{01}} = \sqrt{2}$
Характеристические нагрузки для СЛДЭ	$Z_{in} = \dot{Z}_0^2/Z_{out}$ $Z_{out} = \dot{Z}_0^2/Z_{in}$	$Z_{01} = \dot{Z}_0\sqrt{2}$ $Z_{02} = \dot{Z}_0/\sqrt{2}$	$Z_{01} = \ddot{Z}_0/\sqrt{2}$ $Z_{02} = \ddot{Z}_0\sqrt{2}$
Характеристический импеданс Z_0	$\dot{Z}_0 = \sqrt{Z_{in}Z_{out}} = \sqrt{\dot{Z}_{\pi 1}\dot{Z}_{c 2}}$	$\ddot{Z}_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}} = \sqrt{\ddot{Z}_{\pi 1}\ddot{Z}_{c 2}}$	$\ddot{Z}_0 = \sqrt{Z_{01}Z_{02}} = \sqrt{\ddot{Z}_{\pi 1}\ddot{Z}_{c 2}}$
Модально-линейные импедансы $Z_{\pi 1}, Z_{c 2}$	 $\dot{Z}_{\pi 1} = \dot{Z}_0\sqrt{2}$ $\dot{Z}_{c 2} = \dot{Z}_0/\sqrt{2}$	 $\ddot{Z}_{\pi 1} = \ddot{Z}_0$ $\ddot{Z}_{c 2} = \ddot{Z}_0$	 $\ddot{Z}_{\pi 1} = \ddot{Z}_0/\sqrt{2}$ $\ddot{Z}_{c 2} = \ddot{Z}_0\sqrt{2}$
Модально-импедансное отношение $r^2 = Z_{c 2}/Z_{\pi 1}$	$\dot{Z}_{c 2}/\dot{Z}_{\pi 1} = 1/2$	$\ddot{Z}_{c 2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 1$	$\ddot{Z}_{c 2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 2$
Коэффициент импеданной связи k	$\dot{k} = \sqrt{1/3} = 0,577$	$\ddot{k} = \sqrt{1/2} = 0,707$	$\ddot{k} = \sqrt{2/3} = 0,816$

Продолжение табл. 3

1	2	3	4
Нормированное сопротивление связи r	$1/\sqrt{2}$	1	$\sqrt{2}$
Нормированное собственное сопротивление ρ	$\sqrt{3/2}$	$\sqrt{2}$	$\sqrt{3}$
Нормированные модальные импедансы $Z_c/Z_0, Z_\pi/Z_0$	$\frac{\dot{Z}_{(c,\pi)}}{\dot{Z}_0} = \sqrt{\frac{3}{2}} \pm \frac{1}{\sqrt{2}} = \begin{cases} 1,932 \\ 0,518 \end{cases}$	$\frac{\ddot{Z}_{(c,\pi)}}{\ddot{Z}_0} = \sqrt{2} \pm 1 = \begin{cases} 2,414 \\ 0,414 \end{cases}$	$\frac{\dddot{Z}_{(c,\pi)}}{\dddot{Z}_0} = \sqrt{3} \pm \sqrt{2} = \begin{cases} 3,146 \\ 0,318 \end{cases}$
Коэффициент емкостной связи k_C	$\sqrt{3/5} = 0,775$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{6/7} = 0,926$
Коэффициент индуктивной связи k_L	$\sqrt{1/7} = 0,378$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{2/5} = 0,632$
Коэффициент k_{LC}	$(\sqrt{5} - \sqrt{21})/(\sqrt{35} - \sqrt{3}) = -0,561$	0	$\frac{\sqrt{14} - \sqrt{30}}{\sqrt{35} - \sqrt{12}} = 0,708$
Матрица волновых сопротивлений \mathbf{Z}	$\dot{Z}_0 \begin{bmatrix} \sqrt{2} + 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$	$\ddot{Z}_0 \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\dddot{Z}_0 \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} + \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} \end{bmatrix}$
Собственные значения матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z}	$\frac{Z'_{(c,\pi)}}{\dot{Z}_0} = \sqrt{2} \pm 1 = \begin{cases} 2,414 \\ 0,414 \end{cases}$	$\frac{Z''_{(c,\pi)}}{\ddot{Z}_0} = \frac{3 \pm \sqrt{5}}{2} = \begin{cases} 2,618 \\ 0,382 \end{cases}$	$\frac{Z'''_{(c,\pi)}}{\dddot{Z}_0} = \frac{5 \pm \sqrt{17}}{2\sqrt{2}} = \begin{cases} 3,226 \\ 0,310 \end{cases}$
Модальные числа \bar{R}_c, \bar{R}_π из собственных векторов \mathbf{V} матрицы \mathbf{Z}	$R'_c = \sqrt{2} - 1 = 0,414;$ $R'_\pi = -\sqrt{2} - 1 = -2,414$	$R''_c = (\sqrt{5} - 1)/2 = 0,618;$ $R''_\pi = (-\sqrt{5} - 1)/2 = -1,618$	$R'''_c = (\sqrt{17} - 1)/4 = 0,781;$ $R'''_\pi = (-\sqrt{17} - 1)/4 = -1,281$
Произведение и отношение модальных чисел $-\bar{R}_c\bar{R}_\pi; -\bar{R}_c/\bar{R}_\pi$	$-R'_c R'_\pi = 1;$ $-R'_c/R'_\pi = 3 - \sqrt{8} = 0,172$	$-R''_c R''_\pi = 1;$ $-R''_c/R''_\pi = (3 - \sqrt{5})/2 = 0,382$	$-R'''_c R'''_\pi = 1;$ $-R'''_c/R'''_\pi = (9 - \sqrt{17})/8 = 0,610$

Итак, порядок расчета (синтеза) одноступенчатого согласованного трансформирующего 3 дБ-моста на отрезке СЛДЭ с заданным типом направленности следующий:

1. Фиксируем нумерацию связанных линий: первая – внутренняя; вторая – внешняя (экранирующая) согласно рис. 1, 2 и 4. Если нумерация будет обратной, то последующие соотношения необходимо будет перенумеровать, а в матричных формах переставить между собой и строки, и столбцы.

2. По заданным нагрузочным сопротивлениям Z_{01}, Z_{02} или Z_{in}, Z_{out} находим значение характеристического импеданса системы Z_0 по (40) или (43).

3. По найденному характеристическому импедансу Z_0 и заданному типу направленности (со-, противо-, транс-) отыскиваем величины модально-линейных импедансов $Z_{\pi 1} = Z_0/r$ и $Z_{c2} = rZ_0$, где взаимное нормированное сопротивление r определяется из (32).

4. Учитывая тип направленности, по табл. 3 определяем значение модально-фазового отношения m .

5. По найденному отношению m и заданной величине одной из модальных диэлектрических проницаемостей (например, ϵ_{rc}) находим величину второй модальной диэлектрической проницаемости (в данном примере $\epsilon_{r\pi}$) из соотношения (12).

Таким образом, в результате синтеза получаем полное электрическое описание моста заданного типа направленности на отрезке СЛДЭ в виде набора из четырех модальных параметров – двух импедансных и двух фазовых, а именно: $Z_{\pi 1}, Z_{c2}, \epsilon_{rc},$

$\epsilon_{r\pi}$, позволяющих далее выбрать конструкцию (см. рис. 1) и определить её геометрические размеры [21–23].

Анализ матрицы волновых сопротивлений

В ряде случаев представляет интерес математическое спектральное разложение матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z} связанных линий. Выполним его для всех типов СЛДЭ и мостов (со-, противо- и транснаправленного) на их основе и представим в общем виде так:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{V} \begin{bmatrix} \bar{Z}_c & 0 \\ 0 & \bar{Z}_\pi \end{bmatrix} \mathbf{V}^{-1}, \tag{44}$$

где $\bar{Z}_{(c,\pi)}$ – собственные значения матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z} ; \mathbf{V} – матрица, составленная из собственных векторов матрицы \mathbf{Z} , записываемая так:

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \bar{R}_c & \bar{R}_\pi \end{bmatrix}, \tag{45}$$

где \bar{R}_c, \bar{R}_π – модальные числа из матрицы \mathbf{V} , удовлетворяют следующим значениям «металлических» пропорций (сечений) [24]: «серебряной» $\sqrt{2} + 1 = 1,414$ – в случае сонаправленного моста; «золотой» $(\sqrt{5} + 1)/2 = 1,618$ – в случае противонаправленного моста, и ещё одной, пока безымянной, но для которой предлагается термин «платиновая» $(\sqrt{17} + 1)/4 = 1,281$ – в случае транснаправленного моста. При этом произведение модальных чисел для всех типов мостов всегда одинаково и равно единице $-\bar{R}_\pi\bar{R}_c = 1$, откуда следует

$$\bar{R}_\pi = -\bar{R}_c^{-1}. \quad (46)$$

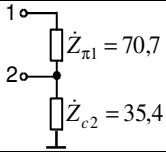
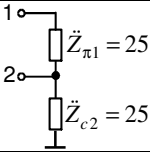
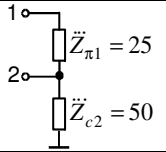
Основные формулы, полученные из вышезаписанных соотношений (44)–(46), приведены в табл. 3.

Численные результаты

Для численной и графической иллюстрации полученных расчетных соотношений возьмем три схемы мостов с проектными параметрами, приведенными в табл. 4.

Таблица 4

Примеры проектных параметров для трех типов 3 дБ-мостов на отрезке СЛДЭ

Параметры моста на отрезке СЛДЭ	Тип направленности и параметры мостов на отрезке СЛДЭ		
	Сонаправленный синфазно-противофазный	Противонаправленный квадратурный	Транснаправленный квадратурный
Модальные диэлектрические проницаемости	$\epsilon_{rc} = 1,1$ $\epsilon_{r\pi} = 9,9$	$\epsilon_{rc} = 1,1$ $\epsilon_{r\pi} = 1,1$	$\epsilon_{rc} = 1,1$ $\epsilon_{r\pi} = 9,9$
Модально-фазовое отношение m	$\dot{m} = 3$	$\dot{m} = 1$	$\dot{m} = 3$
Отношение нагрузочных сопротивлений	$Z_{out}/Z_{in} = 1$	$Z_{02}/Z_{01} = 0,5$	$Z_{02}/Z_{01} = 2$
Характеристические нагрузки СЛДЭ, Ом	$Z_{in} = 50$ $Z_{out} = 50$	$Z_{01} = 35,4$ $Z_{02} = 17,7$	$Z_{01} = 25$ $Z_{02} = 50$
Характеристический импеданс Z_0 , Ом	$\dot{Z}_0 = 50$	$\ddot{Z}_0 = 25$	$\ddot{Z}_0 = 35,4$
Модально-линейные импедансы $Z_{\pi 1}, Z_{c2}$, Ом			
Модально-импедансное отношение $Z_{c2}/Z_{\pi 1}$	$\dot{Z}_{c2}/\dot{Z}_{\pi 1} = 1/2$	$\ddot{Z}_{c2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 1$	$\ddot{Z}_{c2}/\ddot{Z}_{\pi 1} = 2$
Модальные импедансы Z_c, Z_π , Ом	$\dot{Z}_c = 96,6$ $\dot{Z}_\pi = 25,9$	$\ddot{Z}_c = 60,4$ $\ddot{Z}_\pi = 10,4$	$\ddot{Z}_c = 111,3$ $\ddot{Z}_\pi = 11,2$
Матрица волновых сопротивлений \mathbf{Z} , Ом	$\begin{bmatrix} 106,1 & 35,4 \\ 35,4 & 35,4 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 50 & 25 \\ 25 & 25 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 75 & 50 \\ 50 & 50 \end{bmatrix}$
Собственные значения матрицы волновых сопротивлений \mathbf{Z} , Ом	$Z'_c = 120,8$ $Z'_\pi = 20,7$	$Z''_c = 65,5$ $Z''_\pi = 9,5$	$Z'''_c = 114,0$ $Z'''_\pi = 11,0$
Матрица погонных емкостей \mathbf{C} , пФ/м	$\begin{bmatrix} 148 & -148 \\ -148 & 247 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 140 & -140 \\ -140 & 280 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 419 & -419 \\ -419 & 489 \end{bmatrix}$
Матрица погонных индуктивностей \mathbf{L} , мкГн/м	$\begin{bmatrix} 0,865 & 0,124 \\ 0,124 & 0,124 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,176 & 0,088 \\ 0,088 & 0,088 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0,438 & 0,175 \\ 0,175 & 0,175 \end{bmatrix}$
Коэффициент импедансной связи k	$\dot{k} = \sqrt{1/3} = 0,577$	$\ddot{k} = \sqrt{1/2} = 0,707$	$\ddot{k} = \sqrt{2/3} = 0,816$
Коэффициент емкостной связи k_C	$\sqrt{3/5} = 0,775$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{6/7} = 0,926$
Коэффициент индуктивной связи k_L	$\sqrt{1/7} = 0,378$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{2/5} = 0,632$
Коэффициент трансформации	$\sqrt{\sqrt{3/35}} = 0,541$	$\sqrt{1/2} = 0,707$	$\sqrt{\sqrt{12/35}} = 0,765$
Коэффициент неуравновешенности k_{LC}	$(\sqrt{5} - \sqrt{21})/(\sqrt{35} - \sqrt{3}) = -0,561$	0	$(\sqrt{14} - \sqrt{30})/(\sqrt{35} - \sqrt{12}) = -0,708$
Собственные импедансы линий Z_1 и Z_2 , Ом	76,5 22,4	35,4 17,7	32,3 18,9

Эти устройства представляют собой нагруженные четвертьволновые трансформирующие отрезки СЛДЭ, выполняющие функции со-, противо- и транснаправленного согласованных 3 дБ-мостов, показанных на рис. 5. Они были проанализированы в

частотной области, и их расчетные частотные зависимости модуля [$s_{ij} = 20 \log(|S_{ij}|)$, дБ] и фазы [$\varphi_{ij} = \arg(S_{ij})$, град] основных коэффициентов S_{ij} ($i, j = 1, \dots, 4$) матрицы рассеяния \mathbf{S} показаны на

рис. 6. Электрическая длина всех мостов выбирается одинаковой и составляет $\theta_c = 90$ град на частоте $f = 1$ ГГц. При этом электрическая длина отрезка линий СЛДЭ θ_c определяется геометрической длиной и замедлением ϵ_{rc} самой быстрой (здесь синфазной) волны. Таким образом,

$$\theta_c = \frac{\omega l}{v_c} = \frac{360 f \sqrt{\epsilon_{rc}} l}{c},$$

где c – скорость света в свободном пространстве; l – геометрическая длина отрезка СЛДЭ.

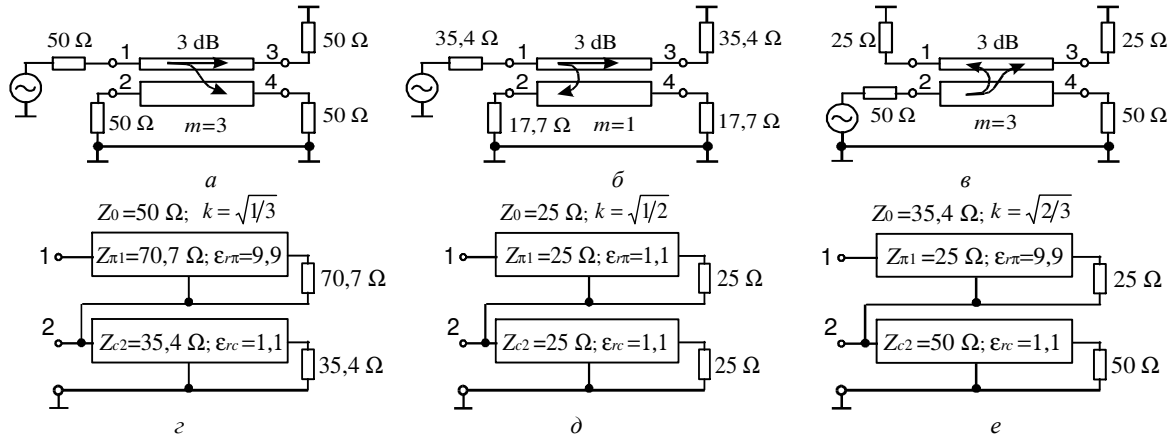


Рис. 5. Три схемы нагруженных трансформирующих 3-дБ мостов на отрезке СЛДЭ и их модальные схемы замещения: а, z – сонаправленный; б, d – противоположенный; в, e – транснаправленный

Из представленных зависимостей и предварительных расчётов было выявлено, что сонаправленный мост, нагруженный на входе и выходе на 50 и 25 Ом соответственно (т.е. с двукратной трансформацией импеданса), имеет полосу рабочих частот по уровню согласования $S_{22} = 15$ дБ и связи на дальнем конце $S_{41} = (3-3,2)$ дБ всего лишь 10%. Однако если во всех портах установлены одинаковые нагрузки (например, 50 Ом) и отсутствует продольная трансформация импеданса (с наличием симметрии между ближним и дальним концами отрезка линий), то при том же уровне согласования $S_{11} = S_{22} = 15$ дБ и связи на дальнем конце $S_{41} = (3-3,3)$ дБ полоса рабочих частот расширяется до 16 % (см. рис. 6, а). Характеристики рабочего затухания 1-й и 2-й линий совпадают друг с другом $S_{31} = S_{42}$; также совпадают все кривые согласования и развязки $S_{11} = S_{22} = S_{21}$. Кроме того, при возбуждении 1-го порта разность фаз между выходными 3-м и 4-м портами составляет

$$\Delta\phi_1 = \phi_{41} - \phi_{31} = -180 \text{ град},$$

а при возбуждении 2-го порта разность фаз между теми же 3-м и 4-м портами составляет уже

$$\Delta\phi_2 = \phi_{42} - \phi_{32} = 0 \text{ град}$$

в центре полосы рабочих частот (см. рис. 6, б). При этом

$$\Delta\phi_2 - \Delta\phi_1 = 180 \text{ град}$$

во всей полосе рабочих частот, т.е. мост является синфазно-противофазным (суммарно-разностным), что аналогично случаю несимметричного сонаправленного моста на микрополосковых линиях, описанному в [19, с. 153] и [25].

Противонаправленный мост (см. рис. 6, в, z) идеально согласован на всех портах и на всех частотах, поэтому в поле графиков отображаются лишь характеристики связи S_{21} и рабочего затухания S_{31} , но не попадают характеристики возвратных потерь S_{11} и развязки S_{41} . Каждая из двух неодинаковых линий

нагружена на своё согласованное сопротивление, поэтому характеристики рабочего затухания в 1-й и 2-й линиях совпадают друг с другом $S_{42} = S_{31}$. Разность фаз между сигналами в выходных 2-м и 3-м портах составляет 90 град

$$\Delta\phi = \phi_{31} - \phi_{21} = -90 \text{ град},$$

т.е. мост является квадратурным. Полоса рабочих частот по уровню связи $S_{21} = (2,53-3,5)$ дБ весьма широка и достигает 60%.

Частотные характеристики (ЧХ) транснаправленного моста на отрезке СЛДЭ при возбуждении ближнего конца внешней линии, т.е. 2-го порта, показаны на рис. 6, d, e, где наблюдается наибольшее количество различающихся кривых (их шесть). Выделим и обозначим эти характеристики (см. табл. 2):

S_{11}, S_{22} – ЧХ возвратных потерь (отражения) для 1-го и 2-го портов (пунктирные линии без и с крестиками) соответственно;

S_{12} – ЧХ «ближней» связи между 2-м и 1-м портами на ближнем конце (штриховая линия);

S_{32} – ЧХ рабочего затухания, т.е. «дальней» связи между 2-м и 3-м портами на дальнем конце (черная штрихпунктирная линия);

S_{31}, S_{42} – ЧХ вносимых потерь в 1-й и 2-й линиях, т.е. здесь внутрелинейной и внешнелинейной развязки (сплошные линии без и с треугольниками) соответственно. Из графиков (см. рис. 6, d, e) видно, что у транснаправленного моста с возбуждаемым 2-м портом по уровню внешнелинейной развязки $S_{42} = 15$ дБ (почти совпадающему с уровнем возвратных потерь 1-го порта S_{11}) при уровне ближней связи $S_{12} = (2,8-3,5)$ дБ полоса рабочих частот достигает 14%. Это вполне приемлемо для большого количества приложений. Также отметим, что разность фаз между выходными 1-м и 3-м портами в рабочей полосе частот составляет

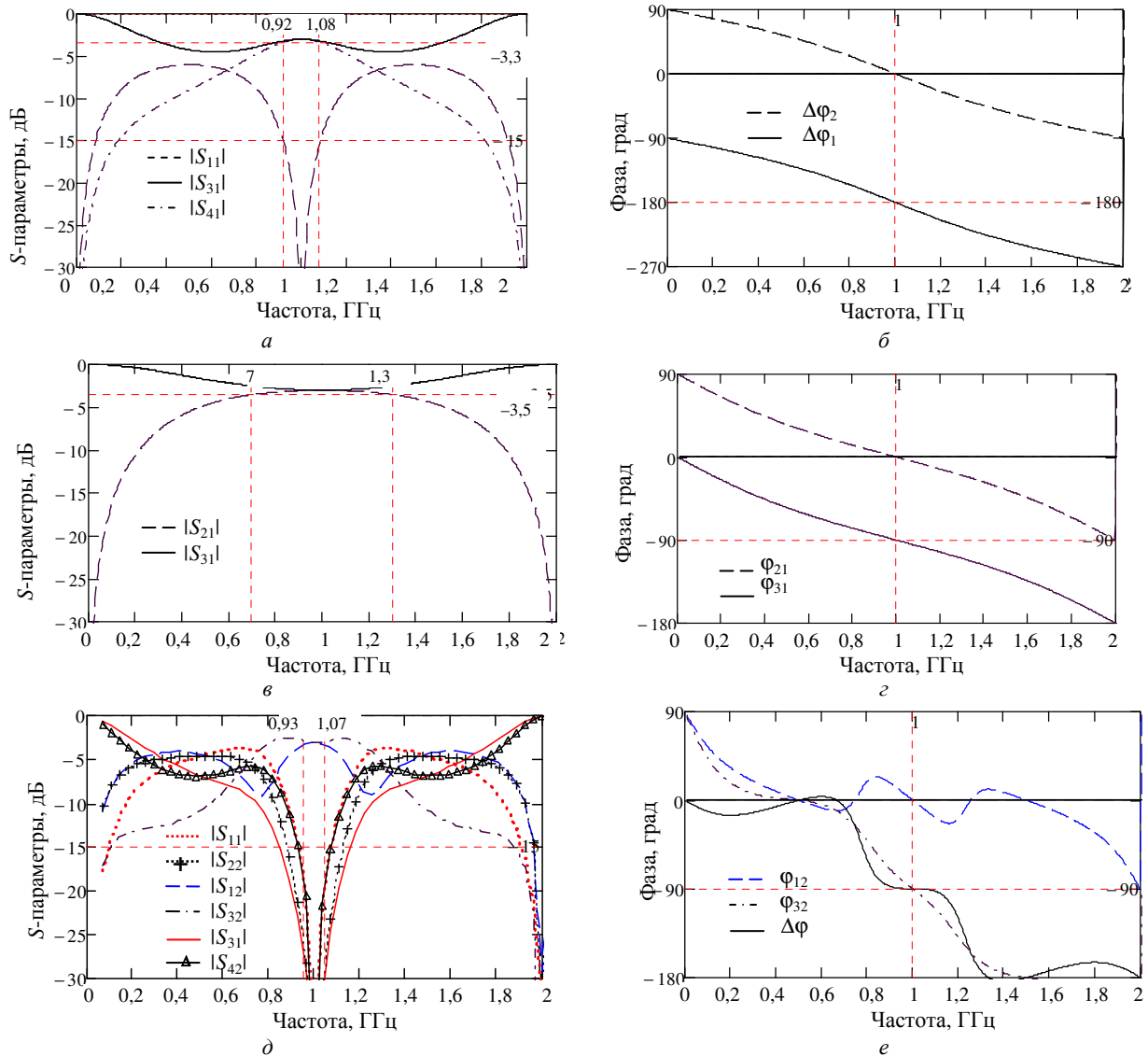


Рис. 6. Амплитудно- и фазочастотные характеристики трёх типов трансформирующих 3-дБ-мостов на отрезке СЛДЭ: а, б – сонаправленный; в, г – противоположенный; д, е – транснаправленный

$$\Delta\phi = \phi_{32} - \phi_{12} = -90 \text{ град}$$

с погрешностью не более ± 1 град, т.е. транснаправленный мост является квадратурным с высокой точностью.

Заключение

1. Применение отрезков связанных линий с двойным экраном, имеющих неоднородное диэлектрическое заполнение, позволяет создавать направленные ответвители и мосты с любым произвольно заданным типом направленности: 1) прямым (сонаправленным); 2) обратным (противонаправленным); 3) поперечным (трансверсальным, т.е. транснаправленным).

2. Идеальные СЛДЭ полностью описываются набором из четырех независимых параметров – двух импедансных и двух фазовых. Таковыми могут выступать $Z_{\pi 1}$, Z_{c2} , ϵ_{rc} , $\epsilon_{r\pi}$ или Z_0 , k , ϵ_{rc} , m .

3. В однородной диэлектрической среде при модально-фазовом отношении, равном единице,

возможен только противоположенный режим работы ответвителя (моста).

4. В неоднородной (кусочно-однородной) диэлектрической среде при обеспечении троекратного модально-фазового отношения можно за счет изменения импеданса (т.е. коэффициента импедансной связи) достичь или со-, или транснаправленного режимов работы.

5. Хотя на основе СЛДЭ возможно формирование трех типов мостов различной направленности, однако сонаправленный мост получается синфазно-противофазным (т.е. неквадратурным), а противоположенный и транснаправленный – квадратурными.

6. Сонаправленный согласованный 3 дБ-мост на СЛДЭ при одинаковых нагрузочных сопротивлениях на всех портах имеет отношение модально-линейных импедансов, равное двум.

7. Противонаправленный согласованный 3 дБ-мост на СЛДЭ имеет двукратное отношение сопротивлений характеристических нагрузок на каждом

из обоих концов отрезка линий и одинаковые модально-линейные импедансы.

8. Транснаправленный согласованный 3-дБ-мост на СЛДЭ имеет двукратное отношение как нагрузочных (на каждом из обоих концов отрезка линий), так и модально-линейных импедансов.

9. Сонаправленный согласованный мост на СЛДЭ, не обладая свойством межлинейной трансформации, обеспечивает трансформацию импеданса между ближним и дальним концами отрезка линий. При этом он становится максимально широкополосным, если трансформации не осуществляется (нагружен на одинаковые сопротивления по всем портам).

10. Для получения равного деления мощности (связь 3 дБ в центре полосы рабочих частот) между выходными портами СЛДЭ-мостов различных типов направленности необходимы различные величины коэффициента импедансной связи k . При этом для сонаправленного моста требуется «слабый» $\dot{k} = \sqrt{1/3} = 0,577$, для противонаправленного – «средний» $\ddot{k} = \sqrt{1/2} = 0,707$, а для транснаправленного – «сильный» коэффициент связи $\ddot{\ddot{k}} = \sqrt{2/3} = 0,816$, что в данном исследовании выявлено впервые.

Приложение

При моделировании связанных линий удобно использовать геометрическую форму представления соотношений между импедансными и смежными параметрами.

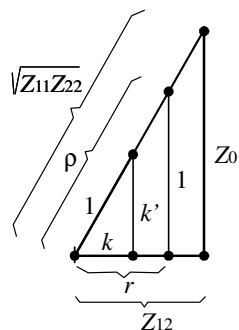


Рис. П1. Геометрический чертёж, иллюстрирующий взаимосвязь импедансных параметров СЛ, основанных на следующих ненормированных сопротивлениях: собственном $\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$; взаимном Z_{12} и характеристическом Z_0

Основные расчетные соотношения: $Z_{11}Z_{22} = Z_{12}^2 + Z_0^2$; $\rho^2 = r^2 + 1$; $k^2 + k'^2 = 1$, а также $k = Z_{12}/\sqrt{Z_{11}Z_{22}}$; $k = r/\rho$ наглядно и компактно изображаются на одном геометрическом чертеже – «треугольнике импедансов» [18] (рис. П1).

Литература

1. Фильтры и цепи СВЧ / пер. с англ. Л.В. Алексеева, А.Е. Знаменского, В.С. Полякова. – М.: Связь, 1976. – 248 с.
2. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах. – Томск: ТГУ, 2001. – 318 с.
3. Wincza K. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and n -way power amplifiers / K. Wincza, S. Gruszczynski // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2011. – Vol. MTT-59, No. 7. – P. 1803–1810.
4. Wincza K. Approach to the design of asymmetric coupled-line directional couplers with maximum achievable im-

pedance-transformation ratio / K. Wincza, S. Gruszczynski, S. Kuta // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2012. – Vol. MTT-60, No. 7. – P. 1218–1225.

5. Триаксиальный кабель [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Триаксиальный_кабель (дата обращения: 01.09.2020).

6. Sytchev A.N. A novel loaded switched line phase shifter based on 3-D structure with meander-line // 1998 Asia-Pacific Microw. Conf. Proc. (APMC'98), Yokohama, Japan. – Dec. 8–11, 1998, Vol. 2. – P. 489–492.

7. Broadband balun circuits composed of impedance transforming directional couplers and LH transmission-line sections / J. Sorocki, I. Piekarz, K. Staszek, P. Kaminski, K. Wincza, S. Gruszczynski // Int. Journal of Information and Electronics Engineering. – 2016. – Vol. 6, No. 3. – P. 147–150.

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

9. Jensen T. Coupled transmission lines as impedance transformer / T. Jensen, V. Zhurbenko, V. Krozer // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 2007. – Vol. MTT-55, No. 12. – P. 2957–2965.

10. Abbasi M. Q-, V-, W-band power amplifiers utilizing coupled transmission lines for impedance matching / M. Abbasi, H. Zirath, I. Angelov // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. – 2008. – P. 863–866.

11. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд. – М.: Связь, 1971. – 388 с.

12. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1970, Vol. MTT-18, No. 4. – P. 217–222.

13. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1973. – Vol. MTT-21, No. 7. – P. 450–457.

14. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microw. Theory Techn., 1975. – Vol. MTT-23, No. 9. – P. 734–739.

15. Tsai C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits / C. Tsai, K.C. Gupta // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1992. – Vol. MTT-40, No. 12. – P. 2190–2199.

16. Speciale R. Even- and odd-mode for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1975. – Vol. MTT-23, No. 11. – P. 897–908.

17. 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.

18. Сычев А.Н. Параметры несимметричных связанных линий с неоднородным диэлектриком / А.Н. Сычев, Рудый Н.Ю. // Доклады ТУСУР. – 2018. – Т. 21, № 4-1. – С. 7–15.

19. Mongia R. RF and microwave coupled-line circuits / R. Mongia, I.J. Bahl, P. Bhartia, J. Hong. – Ed. 2-nd. – Boston, London: Artech House, 2007. – 549 p.

20. Сычев А.Н. Анализ и синтез несимметричных связанных линий в однородной диэлектрической среде // Доклады ТУСУР. – 2019. – Т. 22, № 1. – С. 11–19.

21. Сычев А.Н. Моделирование неодинаковых связанных линий с лицевой связью / А.Н. Сычев, К.К. Жаров // Электронные средства и системы управления: матер. докл.

XIV Междунар. науч.-практ. конф. (28–30 нояб. 2018 г.): в 2-х ч. – Томск: В-Спектр, 2018. – Ч. 1. – С. 91–93.

22. Sychev A.N. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique / A.N. Sychev, K.K. Zharov. – 2019 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Russia, Tomsk, 2019. – P. 1–3 [Электронный ресурс]. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/8729591> – Режим доступа: (дата обращения: 20.09.2020).

23. Жаров К.К. Моделирование транснаправленного ответвителя на связанных линиях с многослойным диэлектрическим заполнением / К.К. Жаров, А.Н. Сычев // Электронные средства и системы управления: матер. докл. XV Междунар. науч.-практ. конф. (20–22 нояб. 2019 г.): в 2-х ч. – Томск: В-Спектр, 2019. – Ч. 1. – С. 101–104.

24. Spinadel V.W. The family of metallic means [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://vismath1.tripod.com/spinadel/index.html#re24> (дата обращения: 01.09.2020).

25. Ikalainen P.K. Wideband, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity / P.K. Ikalainen, G.L. Matthaei // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. – 1987. – Vol. MTT-35, No. 8. – P. 719–725.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении проектирования (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

Бондарь Владислав Андреевич

Студент каф. КСУП ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: vladuxexel@gmail.com

Жаров Константин Константинович

Ст. преп. каф. КСУП ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: konstantin.k.zharov@tusur.ru

Анисимов Валерий Валерьевич

Магистрант каф. КСУП ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: maternatallia@gmail.com

Дагба Кежик Байыр-Белекович

Студент каф. КСУП ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: thiswhitenike@gmail.com

Степанюга Антон Игоревич

Студент каф. КСУП ТУСУР Ленина пр-т, 40, г. Томск, 634050, Россия
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: ganeball9799@mail.ru

Sychev A.N., Bondar V.A., Zharov K.K., Anisimov V.V., Dagba K.B.-B., Stepanyuga A.I.

Coupled lines with double shields for microwave hybrids of various types of directivity with transforming properties

Asymmetric coupled double-shielded lines in an inhomogeneous dielectric medium, which have special properties that allow us to create microwave hybrids of a given directionality type are investigated. For the first time, a new model and method of synthesis are proposed, which takes into account both the asymmetry and the inhomogeneity of the dielectric, which makes it possible to synthesize co-, counter- and trans-directional couplers that have both the transforming and required phase properties. The research results will be useful for finding new design solutions of the next generation microwave circuits.

Keywords: coupled lines, double shield, microwave hybrid, directional coupler, impedance transformer, line parameters, modal parameters, inhomogeneous dielectric, coupling coefficient.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-13-25

References

1. *Microwave filters and circuits*, Ed. A. Matsumoto, New York, London: Academic Press, 1970, 349 p.
2. Sychev A.N. *Upravlyayemyye SVCH ustroystva na mnogomodovykh poloskovykh strukturakh*. [Controllable microwave circuits based on multimode stripline structures], Tomsk: TSU, 2001, 318 p. (in Russ.).
3. Wincza K., Gruszczynski S. Asymmetric coupled-line directional couplers as impedance transformers in balanced and n -way power amplifiers, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2011, vol. 59, no. 7, pp. 1803–1810.
4. Wincza K., Gruszczynski S., Kuta S. Approach to the design of asymmetric coupled-line directional couplers with maximum achievable impedance-transformation ratio, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2012, vol. 60, no. 7, pp. 1218–1225.
5. Triaxial cable [Online]. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Triaxial_cable (Accessed: September 20, 2020).
6. Sytchev A.N. A novel loaded switched line phase shifter based on 3-D structure with meander-line, *1998 Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. (APMC'98)*, Yokohama, Japan, Dec. 8–11, 1998, vol. 2, pp. 489–492.
7. Sorocki J., Piekarz I., Staszek K., et al. Broadband balun circuits composed of impedance transforming directional couplers and LH transmission-line sections, *Int. Journal of Information and Electronics Engineering*, 2016, vol. 6, no. 3, May, pp. 147–150.
8. Cristal E.G. Coupled-transmission-line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1966, vol. 14, no. 7, pp. 337–346.
9. Jensen T., Zhurbenko V., Krozer V. Coupled transmission lines as impedance transformer, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 2007, vol. 55, no. 12, pp. 2957–2965.
10. Abbasi M., Zirath H., Angelov I. Q-, V-, W-band power amplifiers utilizing coupled transmission lines for impedance matching, *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2008, pp. 863–866.
11. Fel'dstein A.L., Yavich L.R. *Sintez chetyrekhpolysnikov I vos'mipolysnikov na SVCH* [Synthesis of four-port and two-port networks on the microwave], Ed. 2-nd, Moscow: Svyaz' Publ., 1971, 336 p. (in Russ.).
12. Krage M.K., Haddad G.I. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of

inhomogeneous lines, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1970, vol. 18, no. 4, pp. 217–222.

13. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic termination for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1973, vol. 21, no. 7, pp. 450–457.

14. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1975, vol. 23, no. 9, pp. 734–739.

15. Tsai C., Gupta K.C. A generalized model for coupled lines and its applications to two-layer planar circuits, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1992, vol. 40, no. 12, pp. 2190–2199.

16. Speciale R. Even- and odd-mode for nonsymmetrical coupled lines in nonhomogeneous media, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1975, vol. 23, no. 11, pp. 897–908.

17. Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Y. Synthesis of an ideal phase ratio for coupled-line coupler with given type of directionality, *Proceedings of TUSUR University*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 15–18. (in Russ.).

18. Sychev A.N., Rudyi N.Y. Parameters of asymmetric coupled lines with inhomogeneous dielectrics, *Proceedings of TUSUR University*, 2018, vol. 21, no. 4-1, pp. 7–15 (in Russ.).

19. Mongia R., Bahl I.J., Bhartia P., Hong J. *RF and microwave coupled-line circuits*, Ed. 2-nd, Boston, London: Artech House, 2007, 549 p.

20. Sychev A.N. Analysis and synthesis of asymmetric coupled lines in a homogeneous dielectric medium, *Proceedings of TUSUR University*, 2019, vol. 22, no. 1, pp. 11–19 (in Russ.).

21. Sychev A.N., Zharov K.K. Modeling of asymmetric broad-side coupled lines, *Electronic devices and control systems: Proc. of XIV Int. scientific-practical Conf.* (Nov. 28–30, 2018): in 2 part, p. 1, Tomsk: V-Spectrum, 2018, pp. 91–93 (in Russ.).

22. Sychev A.N., Zharov K.K. Analysis of asymmetric broad-side coupled lines by conformal mapping technique, *2019 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON)*, Russia, Tomsk, 2019. – P. 1–3. [Online]. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8729591> (Accessed: September 20, 2020).

23. Zharov K.K., Sychev A.N. Modeling of transdirectional coupler based on coupled lines with multilayer dielectric filling, *Electronic devices and control systems: Proc. of XV Int. scientific-practical Conf.* (Nov. 20–22, 2019): in 2 part, Tomsk: V-Spectrum, 2019, part 1, pp. 101–104 (in Russ.).

24. Spinadel V.W. The family of metallic means. [Online] Available at: <http://vismath1.tripod.com/spinadel/index.html#re24> (Accessed: September 20, 2020).

25. Ikalainen P.K., Matthaei G.L. Wideband, forward-coupling microstrip hybrids with high directivity, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, 1987, vol. 35, no. 8, pp. 719–725.

Aleksandr N. Sychev

Doctor of Engineering Sciences, 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) 4-147-17
Email: ans@main.tusur.ru

Vladislav A. Bondar

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: vladuxexel@gmail.com

Konstantin K. Zharov

Senior lecturer of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: konstantin.k.zharov@tusur.ru

Valery V. Anisimov

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: muternatallia@gmail.com

Kezhik B.-B. Dagba

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: thiswhitenike@gmail.com

Anton I. Stepanyuga

Student of Department of Computer Systems TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, 634050, Russia
Phone: +7 (382-2) 41-47-17
Email: ganeball9799@mail.ru