

УДК 621.372

А.Н. Сычев, С.М. Стручков

Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью

Представлены различные базисные наборы проектных параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью, позволяющие эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи, широко используемых в СВЧ-технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройств.

Ключевые слова: связанные линии, чётная мода, нечётная мода, характеристический импеданс, собственный импеданс, коэффициент связи, эффективная диэлектрическая проницаемость.

Связанные линии передачи широко используются в СВЧ-технике в составе направленных ответвителей, фильтров, фазовращателей, а также в импульсной технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройств.

Большое разнообразие конструкций связанных линий (СЛ) зачастую не позволяет разработчику сосредоточиться на ключевых электрических параметрах, позволяющих выявить их основные свойства и построить концептуальную классификацию СЛ по рабочим проектным параметрам. Многократный анализ конструкции (поперечного сечения) с сопутствующими процедурами оптимизации параметров является не всегда эффективным процессом, особенно на первых этапах. Ведь приходится выполнять полный цикл анализа [1]: «проектные параметры конструкции» → «электрические проектные параметры» → «частотный или временной отклик системы». Однако если весь процесс разбить на два этапа, выделив центральное связующее звено – «электрические проектные параметры», то задача намного упростится. Например, направленные ответвители на СЛ синтезируют по заданному коэффициенту связи, а это один из «электрических проектных параметров». Именно последним, характеризующим СЛ, и будет посвящена данная статья.

Постановка задачи. Рассмотрим в качестве примера одну из широко используемых конструкций СЛ – микрополосковые связанные линии, показанные на рис. 1, а. При этом заметим, что коммерчески доступные САПР СВЧ, например MW Office, имеют в своих библиотеках компонентов устройств модели СЛ (CLIN, CLINP, LGC_СТх). Для каждой такой модели пользователь должен задать соответствующий набор электрических проектных параметров, а в физических моделях ещё и геометрическую длину отрезка.

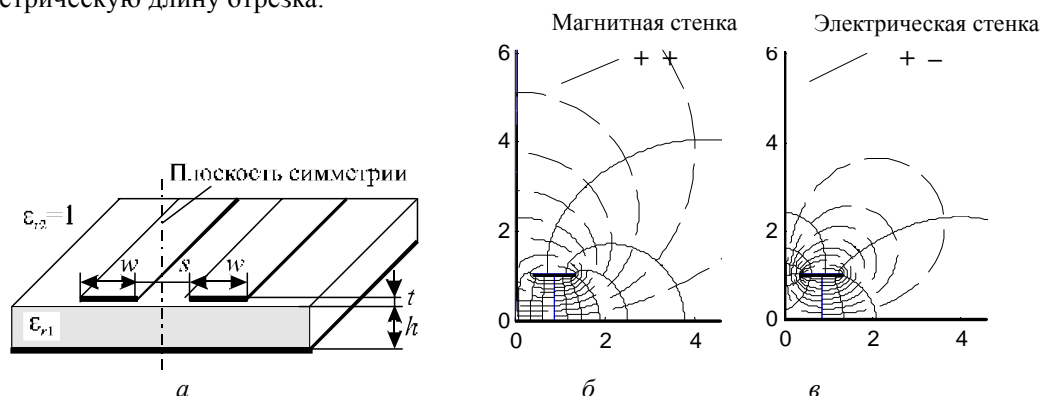


Рис. 1. Конструкция микрополосковых одинаковых связанных линий (а) и их декомпозиция на две полуструктуры в режимах чётного с магнитной (б) и нечётного с электрической (в) стенками возбуждений с сетками силовых (—) и эквипотенциальных (---) линий электрического поля

Компьютерное проектирование СВЧ-устройств, в том числе содержащих отрезки СЛ, с использованием иностранных САПР с англоязычным пользовательским интерфейсом уже давно не ред-

кость. К тому же, в условиях глобализации и международной интеграции, необходимость представления результатов на зарубежных научных конференциях требует придерживаться общепринятой англоязычной терминологии. Отсюда англоязычные термины должны однозначно переводиться на русский, и наоборот.

Однако в отечественных публикациях терминологическая неопределённость, к сожалению, до конца не преодолена. Ведь действующие ныне российские стандарты по терминологии в области СВЧ-устройств и полосковых линий, например ГОСТ 21702–76, впервые появились более 30 лет назад и не определяют некоторых новых важнейших понятий. Отсюда происходит сложность и при выборе того или иного термина в русскоязычной научной литературе и технической документации.

Что касается параметров связанных линий, то разницей в обозначениях и до сих пор неустоявшаяся терминология порой вводит в заблуждение некоторых исследователей, например $\varepsilon_{r,\text{эфф}}^{++} \equiv \varepsilon_{\text{reffe}} \equiv \varepsilon_{\text{effe}} \equiv \varepsilon_{re}$; $\varepsilon_{r,\text{эфф}}^{+-} \equiv \varepsilon_{\text{reffo}} \equiv \varepsilon_{\text{effo}} \equiv \varepsilon_{ro}$; $Z_{0e} \equiv Z_C$; $Z_{0o} \equiv Z_\pi$. Поэтому для сохранения преемственности, русскоязычные специалисты стараются придерживаться классических источников [2, 3, 6], за исключением случаев написания текстов на английском.

Авторы [2. С. 219] заявляют: «Многообразие различных систем параметров, описывающих связанные линии, не вызвано практической необходимостью; оно связано лишь с некоторыми исторически сложившимися традициями и школами». Это опять лишь объясняет ситуацию, однако не снимает проблемы. К тому же заметим, что в публикациях по связанным линиям, обычно приводятся не все интересующие читателя проектные параметры, например зачастую отсутствует коэффициент неуравновешенности связи, который иногда даже неверно интерпретируется.

В связи с этим думается, что главными принципами при введении в научный оборот нового понятия и выборе известного или создании нового технического термина, должны стать – преемственность, понимаемость, адекватность, минимализм, желательно наличие общепринятого английского аналога.

Далее изложим в систематизированной форме практически все известные и некоторые новые соотношения для параметров одинаковых связанных линий, оптимальный выбор которых в ряде случаев позволит ускорить генерацию проектного решения.

Исходная квазистатическая модель связанных линий. Предварительный анализ. Начнём с того, что минимальное количество проектных параметров для одинаковых связанных линий равно четырём, т.е. они образуют квартет. После чего встаёт вопрос, какой набор параметров взять в качестве основного, в качестве исходных данных? Предположив, что нам заранее известно волновое сопротивление подводящих линий (практически это всегда так), выбираем четвёрку параметров, содержащую нужное согласованное волновое сопротивление Z_0 . Отсюда базисный набор будет следующим: Z_0 , $\varepsilon_{\text{reff}}$, k , δ (причём последний параметр может быть легко заменён на более удобное в ряде случаев отношение эффективных диэлектрических проницаемостей $\varepsilon_{\text{reffe}}/\varepsilon_{\text{reffo}}$). Этим выбором, т.е. заданием известного ограничения Z_0 , снижаем порядок сложности задачи, понизив на единицу количество степеней свободы с четырёх до трёх. После чего ещё один параметр может быть исключён из разряда искомых, так как может быть произвольным $\varepsilon_{\text{reff}}$, потому что он может быть легко нивелирован длиной отрезка связанных линий. Этот параметр определяет фазу синусоидального сигнала или время задержки для импульсного. В итоге осталось два независимых проектных параметра: коэффициент электромагнитной связи k и степень неоднородности диэлектрического заполнения δ (или эквивалентное ему отношение $\varepsilon_{\text{reffe}}/\varepsilon_{\text{reffo}}$). В случае однородной среды задача сводится лишь к одному варьируемому параметру – коэффициенту связи k . Однако существуют и другие проектные параметры, которые группируются в квартеты, об этом ниже.

В начале общего исследования ещё раз уточним, что рассматриваем случай одинаковых (т.е. с межлинейной симметрией) связанных линий без потерь в проводниках $R = 0$ и диэлектрике $G = 0$. Моделирование обычно начинают с анализа выбранной конструкции линий и их диэлектрического заполнения (рис. 2). На этом этапе поиск элементов матриц погонных емкостей является основной процедурой, всё остальное – производное.

Первичный квазистатический анализ направлен на определение емкостей линий передачи при чётном (even) $C_e(1)$ и нечётном (odd) $C_o(1)$ возбуждениях с воздушным диэлектриком (рис. 2, а, б), из которых выражаются собственная и взаимная частичные емкости:

$$C_{11}(l) = \frac{C_o(1) + C_e(1)}{2}; \quad C_{12}(l) = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{2}, \quad (1)$$

из которых в свою очередь формируется матрица погонных емкостей с воздушным диэлектрическим заполнением $C(1)$

$$C(1) = \begin{bmatrix} C_{11}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{11}(1) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

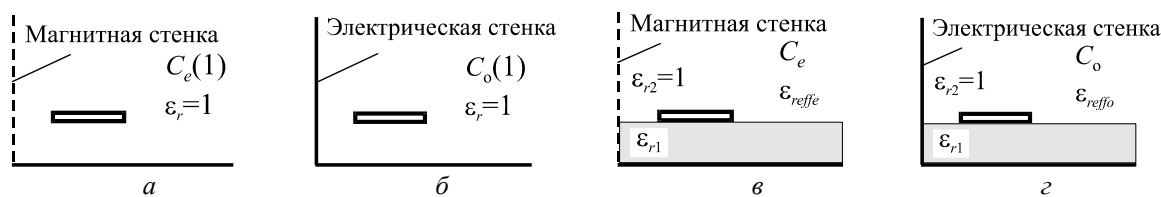


Рис. 2. Расчётные структуры для вычисления модальных частичных ёмкостей:

a – чётная с воздушным диэлектриком $C_e(1)$; $б$ – нечётная с воздушным диэлектриком $C_o(1)$;
 $в$ – чётная с реальным диэлектрическим заполнением C_e ;
 $г$ – нечётная с реальным диэлектрическим заполнением C_o

Аналогично, рассматривая случай реального диэлектрического заполнения (рис. 2, $в, г$), отыскиваются емкости структуры при чётном C_e и нечетном C_o возбуждениях

$$C_{11} = \frac{C_o + C_e}{2}; \quad C_{12} = \frac{C_o - C_e}{2} \quad (3)$$

и составляется матрица погонных емкостей с реальным диэлектрическим заполнением C :

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{11} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Решение обратной задачи – нахождение модальных ёмкостей по заданным собственным и взаимным частичным емкостям – состоит в следующих формулах:

$$C_e = C_{11} - |C_{12}|; \quad C_o = C_{11} + |C_{12}|; \quad (5)$$

$$C_e(1) = C_{11}(1) - |C_{12}(1)|; \quad C_o(1) = C_{11}(1) + |C_{12}(1)|. \quad (6)$$

Возвращаясь к матрице (2) погонных емкостей с воздушным заполнением $C(1)$ и применяя к ней операцию обращения, получаем матрицу погонных индуктивностей L [6]

$$L = \mu_0 \epsilon_0 C(1)^{-1}, \quad (7)$$

где $\mu_0 = 0,4\pi$ мкГн/м, $\epsilon_0 = 8,854$ пФ/м – магнитная и электрическая постоянные, соответственно. Элементы этой матрицы L можно также выразить аналитически [4]:

$$L_{11} = \frac{C_o(1) + C_e(1)}{2c^2 C_o(1) C_e(1)} = \frac{1}{2c^2} \left[\frac{1}{C_e(1)} + \frac{1}{C_o(1)} \right]; \quad L_{12} = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{2c^2 C_o(1) C_e(1)} = \frac{1}{2c^2} \left[\frac{1}{C_e(1)} - \frac{1}{C_o(1)} \right], \quad (8)$$

где $c = 2,998 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в свободном пространстве. Отсюда выражаем коэффициент индуктивной связи [4]

$$k_L = \frac{L_{12}}{L_{11}} = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{C_o(1) + C_e(1)}, \quad (9)$$

Также получаем коэффициент емкостной связи в случае одинаковых линий [4]

$$k_C = \frac{C_{12}}{C_{11}} = \frac{C_o - C_e}{C_o + C_e}. \quad (10)$$

Знание модальных (чётной и нечётной) емкостей структуры с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением позволяет найти эффективные диэлектрические проницаемости для чётного и нечетного возбуждений и модальные импедансы (волновые сопротивления):

$$\epsilon_{reff(e,o)} = \frac{C(e,o)}{C(e,o)(1)}; \quad (11)$$

$$Z_{0(e,o)} = \frac{1}{v_{eff(e,o)} C(e,o)} = \frac{\sqrt{\epsilon_{reff(e,o)}}}{c C(e,o)} = \frac{1}{c \sqrt{C(e,o) C(e,o)(1)}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \epsilon_0}{C(e,o) C(e,o)(1)}} = \frac{\sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}}{\sqrt{\epsilon_{reff(e,o)} [C(e,o)(1) / \epsilon_0]}}, \quad (12)$$

где $v_{eff(e,o)}$ – скорость волны в структурах четного и нечётного возбуждений. Используя (12), получаем коэффициент электромагнитной связи линий или просто коэффициент связи [4]:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \quad (13)$$

Базисные наборы проектных параметров. Представленный выше анализ связанных линий является предварительным, однако для выяснения глубинных закономерностей математической модели целесообразно последовательность аналитических преобразований и взаимосвязь между различными базисными наборами проектных параметров выстроить по развёрнутой схеме, показанной на рис. 3.

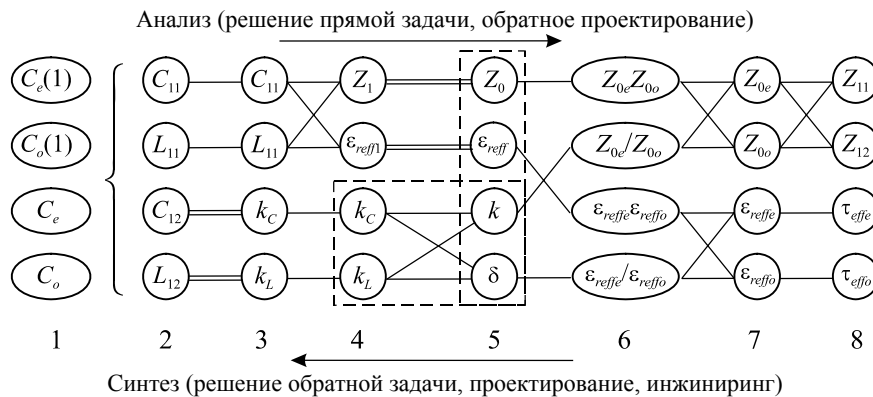


Рис. 3. Взаимосвязь базисных наборов проектных параметров для одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью (в неоднородной диэлектрической среде)

На схеме (рис. 3) представлены базисные наборы проектных параметров (квартеты) и связи между ними. Их названия и состав определяются следующим образом [2–8, 14]:

1) модальные (при четном и нечётном возбуждении) погонные ёмкости с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением: $C_e(1)$, $C_o(1)$, C_e , C_o – чётная и нечётная ёмкости с воздушным диэлектриком; чётная и нечётная ёмкости с реальным диэлектрическим заполнением соответственно;

2) погонные ёмкости и индуктивности в телеграфных уравнениях (первичные погонные параметры, собственные и взаимные ёмкости и индуктивности): C_{11} , C_{12} , L_{11} , L_{12} ;

3) собственные параметры одной из линий и коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи: C_{11} , L_{11} , k_C , k_L . Этот набор является комбинированно-промежуточным, так как содержит два параметра C_{11} , L_{11} из предыдущего 2-го и два параметра k_C , k_L из последующего 4-го наборов;

4) собственные волновое сопротивление и диэлектрическая проницаемость одной из линий, а также коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи: Z_1 , ϵ_{refl1} , k_C , k_L ;

5) характеристические (согласованные) параметры: Z_0 , ϵ_{refl} , k , δ – характеристическое волновое сопротивление, характеристическая эффективная диэлектрическая проницаемость, коэффициент связи, коэффициент неуравновешенности связи (степень неоднородности диэлектрика) соответственно;

6) производно-комбинированные параметры равные отношениям и произведениям модальных параметров: $Z_{0e}Z_{0o}$, Z_{0e}/Z_{0o} , $\epsilon_{refle}\epsilon_{reffo}$, $\epsilon_{refle}/\epsilon_{reffo}$;

7) модальные параметры: Z_{0e} , Z_{0o} , ϵ_{refle} , ϵ_{reffo} – четное и нечётное волновые сопротивления (импедансы), четная и нечётная эффективные диэлектрические проницаемости;

8) собственное и взаимное волновые сопротивления (импедансы), четная и нечётная эффективные погонные задержки: Z_{11} , Z_{12} , τ_{effe} , τ_{effo} .

Итак, при анализе конструкции связанных линий в случае без потерь вначале находим модальные погонные ёмкости, т.е. базисный набор параметров 1 (см. рис. 2 и 3), от которого переходим к исходному набору 2 (см. выше) – матрицам погонных индуктивностей L и ёмкостей C , являющихся первичными параметрами, входящими в телеграфные уравнения. Далее переходим к набору 3 простым обобщением – введением понятий коэффициентов связи ёмкостной и индуктивной получаем C_{11} , L_{11} , k_C , k_L . Переход к набору 4 осуществляется введением понятий собственных (self) параметров линии Z_1 , ϵ_{refl1} . Базисные наборы 5–7 – это модальные и другие вторичные параметры связанных линий.

Теперь запишем некоторые предварительные соотношения. Прежде всего определим собственные параметры одной из связанных линий [3–6]

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}}; \quad L_{11} = Z_1 \sqrt{\varepsilon_{reff1}} / c; \quad (14)$$

$$\varepsilon_{reff1} = c^2 L_{11} C_{11}; \quad C_{11} = \sqrt{\varepsilon_{reff1}} / (c Z_1); \quad (15)$$

$$\varepsilon_{reff1} = (c \tau_{eff1})^2 = (c/v_{eff1})^2; \quad L_{12} = k_L L_{11}; \quad (16)$$

$$\tau_{eff1} = 1/v_{eff1} = \sqrt{\varepsilon_{reff1}} / c = \sqrt{L_{11} C_{11}}; \quad C_{12} = k_C C_{11}. \quad (17)$$

Пусть заданы 2-й и 7-й базисные наборы параметров (см. рис.3), требуется выразить их друг через друга. Решение этой задачи, как прямой, так и обратной, записывается [3–8]:

$$Z_{0e} = \sqrt{(L_{11} + L_{12}) / (C_{11} - |C_{12}|)} = \sqrt{(L_{11} + L_{12}) / C_{0e}}; \quad L_{11} = (Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_{reffe}} + Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_{reffo}}) / (2c); \quad (18)$$

$$Z_{0o} = \sqrt{(L_{11} - L_{12}) / (C_{11} + |C_{12}|)} = \sqrt{(L_{11} - L_{12}) / C_{0o}}; \quad L_{12} = (Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_{reffe}} - Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_{reffo}}) / (2c); \quad (19)$$

$$\varepsilon_{reffe} = c^2 (L_{11} + L_{12})(C_{11} - |C_{12}|) = c^2 (L_{11} + L_{12}) C_{0e}; \quad C_{11} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}} / Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}} / Z_{0o}) / (2c); \quad (20)$$

$$\varepsilon_{reffo} = c^2 (L_{11} - L_{12})(C_{11} + |C_{12}|) = c^2 (L_{11} - L_{12}) C_{0o}; \quad C_{12} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}} / Z_{0e} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}} / Z_{0o}) / (2c), \quad (21)$$

где c – скорость света в свободном пространстве.

Возьмём наиболее интересные соотношения между наборами 4 и 5 (см. рис. 3) и представим их взаимосвязь. Выполним процедуру анализа (решение прямой задачи) и выразим 5-й набор параметров через 4-й:

$$Z_0 = Z_1 \sqrt{\sqrt{\frac{1-k_L^2}{1-k_C^2}}}; \quad (22)$$

$$\varepsilon_{reff} = \varepsilon_{reff1} \sqrt{(1-k_L^2)(1-k_C^2)}; \quad (23)$$

$$k = \left(1 - \sqrt{\frac{(1-k_L)(1-k_C)}{(1+k_L)(1+k_C)}} \right) \left(1 + \sqrt{\frac{(1-k_L)(1-k_C)}{(1+k_L)(1+k_C)}} \right)^{-1}; \quad (24)$$

$$\delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (25)$$

Здесь δ – коэффициент неуровновешенности связи, используемый, например, в [4]. Теперь выполним процедуру синтеза (решение обратной задачи) и выразим 4-й набор параметров через 5-й (см. рис. 3). При этом запишем дополнительные соотношения, представляющие интерес при исследовании предельных случаев.

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\left(1 + \frac{1+k}{1-k} \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right)^{-1}} = Z_0 \sqrt{\frac{(1+k)\sqrt{1+\delta} + (1-k)\sqrt{1-\delta}}{(1+k)\sqrt{1-\delta} + (1-k)\sqrt{1+\delta}}}; \quad (26)$$

$$Z_1 = \begin{cases} Z_{0e} = Z_0 \sqrt{(1+k)/(1-k)}, & \text{если } \delta = 1; \\ Z_0, & \text{если } \delta = 0; \\ Z_{0o} = Z_0 \sqrt{(1-k)/(1+k)}, & \text{если } \delta = -1. \end{cases} \quad (27)$$

$$\varepsilon_{reff1} = \frac{\varepsilon_{reff}}{2} \left(\frac{1+k^2}{1-k^2} + \frac{1}{\sqrt{1-\delta^2}} \right); \quad \varepsilon_{reff1} = \begin{cases} \varepsilon_{reff} / (1-k^2), & \text{если } \delta = 0; \\ \infty, & \text{если } \delta = \pm 1. \end{cases} \quad (28)$$

$$k_L = \left(\frac{1+k}{1-k} - \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} \right)^{-1}; \quad (29)$$

$$k_C = \left(\frac{1+k}{1-k} - \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right)^{-1}. \quad (30)$$

Выберем в качестве целевого набора базисный набор 6 (см. рис. 3), а в качестве независимых переменных – наборы 4 и 5 и решим прямую задачу анализа. Попутно решим и обратную задачу, найдя связь наборов 7, 6 и 5. Заметим, что часть из этих выражений доступна из литературы, например [3–8]:

$$Z_{0e}Z_{0o} = Z_0^2 = Z_1^2 \sqrt{(1-k_L^2)/(1-k_C^2)}; \quad Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}; \quad (31)$$

$$\varepsilon_{reffe}\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff}^2 = \varepsilon_{reff}^2 (1-k_L^2)(1-k_C^2); \quad \varepsilon_{reff} = \sqrt{\varepsilon_{reffe}\varepsilon_{reffo}}; \quad (32)$$

$$\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} = \frac{1+k}{1-k} = \sqrt{\frac{(1+k_L)(1+k_C)}{(1-k_L)(1-k_C)}}; \quad k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - 1}{Z_{0e}/Z_{0o} + 1}; \quad (33)$$

$$\frac{\varepsilon_{reffe}}{\varepsilon_{reffo}} = \frac{1+\delta}{1-\delta} = \frac{(1+k_L)(1-k_C)}{(1-k_L)(1+k_C)}; \quad \delta = \frac{\varepsilon_{reffe} - \varepsilon_{reffo}}{\varepsilon_{reffe} + \varepsilon_{reffo}} = \frac{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo} - 1}{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo} + 1} = \frac{(\tau_{reffe}/\tau_{reffo})^2 - 1}{(\tau_{reffe}/\tau_{reffo})^2 + 1}. \quad (34)$$

Запишем прямую связь наборов 4, 5 и 7 (см. рис. 3)

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_1 \sqrt{\frac{1+k_L}{1-k_C}}; \quad (35)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = Z_1 \sqrt{\frac{1-k_L}{1+k_C}}; \quad (36)$$

$$\varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} = \varepsilon_{reff} (1+k_L)(1-k_C); \quad (37)$$

$$\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} = \varepsilon_{reff} (1-k_L)(1+k_C). \quad (38)$$

Обратная связь базисных наборов 7 и 4 (см. рис. 3) записывается

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}Z_{0o}}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}}}}; \quad (39)$$

$$\varepsilon_{reff1} = \left(\sqrt{\varepsilon_{reffe}Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}Z_{0o}} \right) \left(\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}} \right) / 4; \quad (40)$$

$$k_L = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}Z_{0e}} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}Z_{0o}}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}Z_{0o}}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}/\varepsilon_{reffe}}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/\varepsilon_{reffe}}}; \quad (41)$$

$$k_C = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \sqrt{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo}}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \sqrt{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo}}}. \quad (42)$$

Некоторые важные дополнительные соотношения к (37) – (38) и (41)–(42):

$$\varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{(1+k_L)(1-k_C)}{(1-k_L)(1+k_C)}}; \quad k_L = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \tau_{reffo}/\tau_{reffe}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \tau_{reffo}/\tau_{reffe}}; \quad (43)$$

$$\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{(1-k_L)(1+k_C)}{(1+k_L)(1-k_C)}}; \quad k_C = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \tau_{reffe}/\tau_{reffo}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \tau_{reffe}/\tau_{reffo}}. \quad (44)$$

В заключение запишем выражения для элементов матрицы волновых сопротивлений (импедансов) через модальные (характеристические) сопротивления и наоборот, т.е. связь наборов 7 и 8, а также некоторые дополнительные соотношения:

$$Z_{11} = (Z_{0e} + Z_{0o})/2; \quad Z_{0e} = Z_{11} + Z_{12} = Z_{11}(1+k); \quad (45)$$

$$Z_{12} = (Z_{0e} - Z_{0o})/2; \quad Z_{0o} = Z_{11} - Z_{12} = Z_{11}(1-k); \quad (46)$$

$$\tau_{eff(e,o)} = 1/v_{eff(e,o)} = \sqrt{\varepsilon_{reff(e,o)}}/c; \quad k = Z_{12}/Z_{11} = (Z_{0e} - Z_{0o})/(Z_{0e} + Z_{0o}). \quad (47)$$

Физические ограничения на проектные параметры. Заметим, что условиями физической реализуемости, априорно налагаемыми на погонные и модальные параметры, являются следующие:

$L_{12} < L_{11}$; $|C_{12}| < C_{11}$; $0 < k_{(L,C)} < k < k_{(C,L)} < 1$; $Z_{12} < Z_{11}$; $Z_{0o} < Z_0 < Z_{0e}$; $1 < \varepsilon_{reff(e,o)} < \varepsilon_{reff} < \varepsilon_{reff(o,e)}$; $-1 \leq \delta \leq 1$. Опираясь на эти основные неравенства, введём ещё дополнительную систему ограничивающих (критических, предельных, min, max) параметров, которые позволяют обозначить (конкретизировать) границы основных параметров и записать уточняющие ограничения в виде следующих неравенств:

1) естественно положить, что $\varepsilon_{reff\ min} \leq \varepsilon_{reff}$, где минимально допустимая характеристическая диэлектрическая проницаемость при заданном коэффициенте неуравновешенности определяется формулой

$$\varepsilon_{reff\ min} = \sqrt{\frac{1+|\delta|}{1-|\delta|}} \quad (48)$$

и не зависит от коэффициента связи k . Если характеристическую диэлектрическую проницаемость ε_{reff} задать меньше минимально допустимой, то одна из модальных диэлектрических проницаемостей опустится ниже единицы, что равносильно превышению скорости света данной модой;

2) соотношение $\varepsilon_{reff} \leq \varepsilon_{reff1}$ между характеристической ε_{reff} и собственной ε_{reff1} диэлектрическими проницаемостями базируется на определении значения нижней границы диапазона собственной диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon_{reff1\ min} = \frac{\varepsilon_{reff\ min}}{1-k^2} = \sqrt{\frac{1+|\delta|}{1-|\delta|}} \left(\frac{1}{1-k^2} \right), \quad (49)$$

зависящем, в том числе и от коэффициента связи, при этом $\varepsilon_{reff1\ min} \leq \varepsilon_{reff1}$. Если собственную диэлектрическую проницаемость ε_{reff1} задать меньше нижней границы, то одна из модальных диэлектрических проницаемостей опустится ниже единицы;

3) максимально возможный коэффициент неуравновешенности при заданном коэффициенте связи равен

$$\delta_{\max} = 2k / (1+k^2), \quad (50)$$

при этом $|\delta| \leq \delta_{\max}$. Если модуль коэффициента неуравновешенности задать больше максимально возможного, то один из коэффициентов связи (емкостной или индуктивной) станет отрицательным;

4) минимально допустимый коэффициент электромагнитной связи при заданном коэффициенте неуравновешенности записывается

$$k_{\min} = 1/|\delta| - \sqrt{1/\delta^2 - 1}, \quad (51)$$

откуда границы диапазонов различных коэффициентов связи запишутся так: $\min(k_{(L,C)}) \leq (k_{\min} \leq k) \leq \max(k_{(C,L)}) \leq \delta_{\max}$. Если коэффициент электромагнитной связи k задать меньше минимально допустимого, то один из коэффициентов емкостной или индуктивной связи станет отрицательным;

5) влияние коэффициента неуравновешенности δ на соотношение коэффициентов связи и модальных диэлектрических проницаемостей следующее: если $\delta = 0$, то $k = k_L = k_C$ и $\varepsilon_{reff} = \varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reffo}$; если $\delta > 0$, то $k_L > k_C$ и $\varepsilon_{reffe} > \varepsilon_{reffo}$; если $\delta < 0$, то $k_L < k_C$ и $\varepsilon_{reffe} < \varepsilon_{reffo}$. В этом аспекте интересен случай каскадного соединения регулярных отрезков линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, имеющих все характеристические параметры, одинаковые по модулю, но с коэффициентами неуравновешенности, различающимися по знаку $\delta_1 = -\delta_2$. Такое каскадирование позволяет из двух регулярных неуравновешенных секций $\delta_{1,2} \neq 0$ получать единую ступенчато-нерегулярную уравновешенную структуру $\delta = 0$ связанных линий с выровненными модальными задержками;

6) максимально достижимые отношения эффективных диэлектрических проницаемостей, модальных скоростей и погонных задержек мод в зависимости от коэффициента связи и отношений модальных импедансов могут быть записаны так:

$$\max \left(\frac{\varepsilon_{reff(e,o)}}{\varepsilon_{reff(o,e)}} \right) = \max \left(\frac{\tau_{eff(e,o)}}{\tau_{eff(o,e)}} \right) = \max \left(\frac{v_{eff(o,e)}}{v_{eff(e,o)}} \right) = \frac{1+k}{1-k} = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}. \quad (52)$$

Нарушение соотношений (52) приводит к отрицательному значению одного из коэффициентов связи (индуктивной или емкостной). Также эти соотношения для одинаковых линий позволяют ут-

верждать, что только при увеличении коэффициента электромагнитной связи $k \rightarrow 1$, эквивалентном росту отношения модальных импедансов, можно получить максимальное отношение фазовых скоростей (погонных задержек, эффективных диэлектрических проницаемостей) нормальных волн (мод), т.е. $|\delta| \rightarrow 1$. В противном случае – существенного ослабления связи – приходим к усреднённым значениям всех параметров, равным таковым для одиночной линии, а при нулевой связи $k = 0$ вообще исчезает само понятие неуровновешенности связи ввиду её полного отсутствия, т.е. $\delta = 0$.

Как видим, представленные выше ограничения в виде неравенств, использующие предельные значения параметров, имеют фундаментальную физическую основу и практическую интерпретацию.

Графические зависимости. Теперь представим графические зависимости (рис. 4–8) для визуализации математических соотношений между базисными параметрами, а также для иллюстрации особенностей вышеприведённых ограничений.

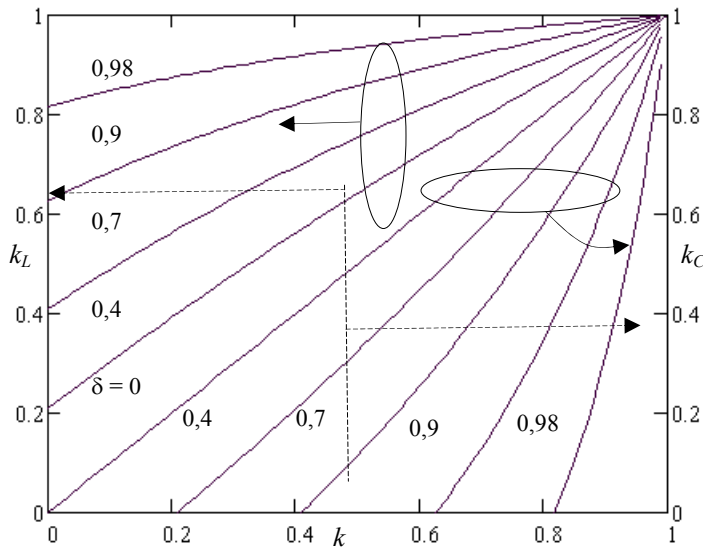


Рис. 4. Зависимости коэффициентов индуктивной k_L и ёмкостной связи k_C от коэффициентов электромагнитной связи k и неуровновешенности δ

Иллюстрация важнейших соотношений (29) и (30) между наборами 4 и 5, которые выделены штриховой линией на схеме параметров (см. рис. 3), а также ограничений (50) и (51) приводится на рис. 4.

Семейство кривых на рис. 4 приведено для одного случая неуровновешенности $0 < \delta < 1$, т.е. когда $k_L > k_C$, однако для второго случая $-1 < \delta < 0$, т.е. когда $k_L < k_C$, надо наименования k_L и k_C двух вертикальных осей ординат просто поменять местами. При заданной величине электромагнитной связи $k = \text{const}$ рост коэффициента неуровновешенности δ ведёт к расхождению значений коэффициентов ёмкостной k_C и индуктивной k_L связи, вплоть до достижения одним из них нулевого уровня, а другим своего максимального значения δ_{max} . Однако, при заданной неуровновешенности $\delta = \text{const}$ рост коэффициента электромагнитной связи k линий ведёт к сближению значений коэффициентов ёмкостной k_C и индуктивной k_L связи и в предельном случае достигает единицы: $k = k_C = k_L = 1$.

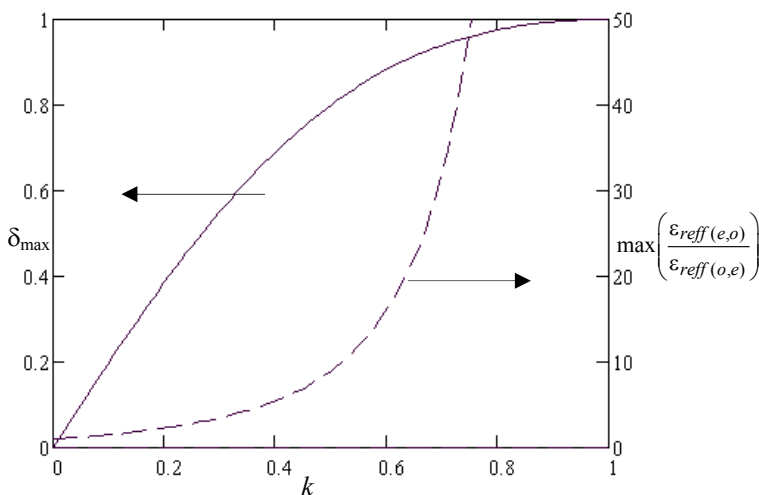


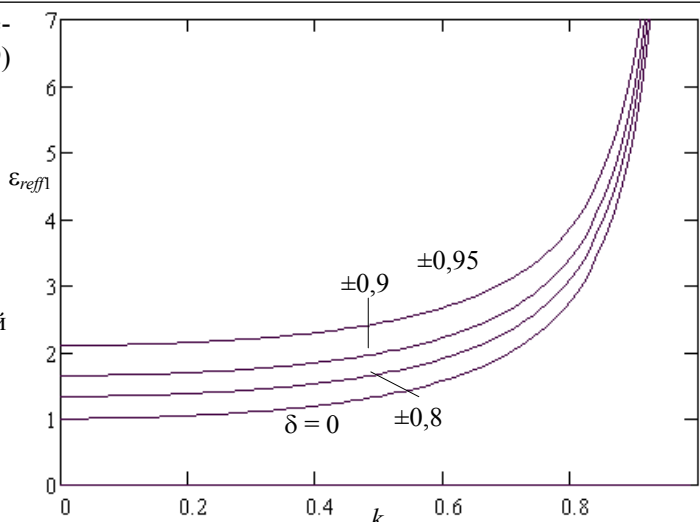
Иллюстрация ограничений (50) и (52) в явном виде приводится на рис. 5.

Рис. 5. Зависимости максимально возможного модуля коэффициента неуровновешенности δ_{max} (—) и отношения модальных диэлектрических проницаемостей $\max(\epsilon_{\text{reff}(e,o)}/\epsilon_{\text{reff}(o,e)})$ (---) от коэффициента связи k

Из рис. 5 видно, что с ростом коэффициента связи k растёт максимально возможное значение коэффициента неуровновешенности δ_{max} , а при заданном коэффициенте связи k текущее значение модуля коэффициента неуровновешенности δ не может превышать предела δ_{max} . Например, при $k = 0,5$ получаем $\delta_{\text{max}} = 0,8$, т.е. $\max(\epsilon_{\text{reff}(e,o)}/\epsilon_{\text{reff}(o,e)}) = 9$.

Интересные соотношения (28) и несколько неожиданное ограничение (49) иллюстрируется рис. 6.

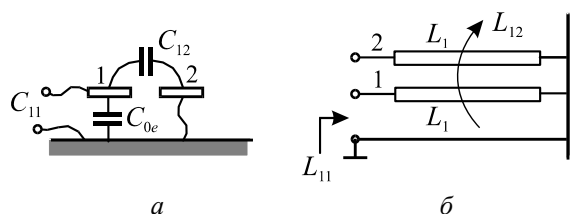
Рис. 6. Семейство кривых зависимости собственной эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_{reff} от коэффициентов связи k и неуровненности $\delta = (0; \pm 0,8; \pm 0,9; \pm 0,95)$ при $\epsilon_r = \epsilon_{reff} = 1$



Из рис. 6 видно, что даже в случае воздушного однородного диэлектрического заполнения $\epsilon_r = \epsilon_{reff} = 1$ и уравновешенной связи $\delta = 0$ (т.е. $k = k_L = k_C$) собственная диэлектрическая проницаемость ϵ_{reff} всегда будет превышать единицу: $\epsilon_{reff} > 1$. Этот вывод выглядит несколько парадоксальным – при отсутствии замедляющей диэлектрической среды наблюдаем замедление волны. Однако объяснение кроется в наличии электромагнитной связи $k > 0$, являющейся фактором эквивалентного замедления. Например, если $\epsilon_r = \epsilon_{reff} = 1$, $\delta = 0$ и $k = \sqrt{2/3} = 0,816$, то согласно формулам (28) и графику (см. рис. 6) получаем $\epsilon_{reff} = 3$. Также важно заметить, что изменение знака коэффициента неуровненности δ никак не влияет на величину собственной диэлектрической проницаемости ϵ_{reff} .

Схемы измерений собственной погонной ёмкости C_{11} и индуктивности L_{11} одной из связанных линий показаны на рис. 7. Они важны для непосредственной экспериментальной экстракции двух проектных параметров из 2-го и 3-го базисных наборов (см. рис. 3), позволяющей верифицировать результаты численного компьютерного моделирования СЛ.

Рис. 7. Схемы измерений собственной погонной ёмкости C_{11} (а) и индуктивности L_{11} (б) одной из связанных линий



Отрезок связанных линий в схеме измерения собственной ёмкости C_{11} (рис. 7, а) на дальнем конце имеет обрыв (режим холостого хода). На ближнем конце одна из линий соединяется с «землёй» (режим короткого замыкания), а другая подключается к измерителю ёмкости. Измеренная величина ёмкости делится на длину отрезка и получается значение собственной погонной ёмкости C_{11} .

В схеме измерения собственной индуктивности L_{11} (рис. 7, б) на дальнем конце обе связанные линии соединяются с «землёй» (режим короткого замыкания). На ближнем конце одна из линий имеет обрыв (режим холостого хода), а другая подключается к измерителю индуктивности. Измеренная величина индуктивности делится на длину отрезка и получается значение собственной погонной индуктивности L_{11} .

Семейство кривых зависимости собственного импеданса Z_1 от коэффициентов связи k и неуровненности δ , описываемых формулами (26) и (27), приводится на рис. 8.

Из рис. 8 видно, что при нулевой связи значения всех импедансов совпадают: $Z_1 = Z_{0e} = Z_{0o} = Z_0 = 50$ Ом. Однако при увеличении коэффициента связи k наблюдаем отклонение значения собственного импеданса Z_1 от характеристического Z_0 (здесь $Z_0 = 50$ Ом), нарастающее как в сторону малых при $\delta < 0$, так и в сторону больших при $\delta > 0$ значений импедансов. Например, при $k = 0,5$ и $\delta = \pm 0,9$ получаем $Z_1 = 36,2$ Ом и $Z_1 = 69,2$ Ом соответственно. Заметим, что в случае уравновешенной связи $\delta = 0$ получаем $Z_1 = Z_0 = 50$ Ом независимо от величины связи, а в двух других

предельных случаях неуравновешенной связи $\delta = \pm 1$ величины собственных импедансов Z_1 совпадают с модальными импедансами Z_{0e} и Z_{0o} соответственно [см. формулу (27)].

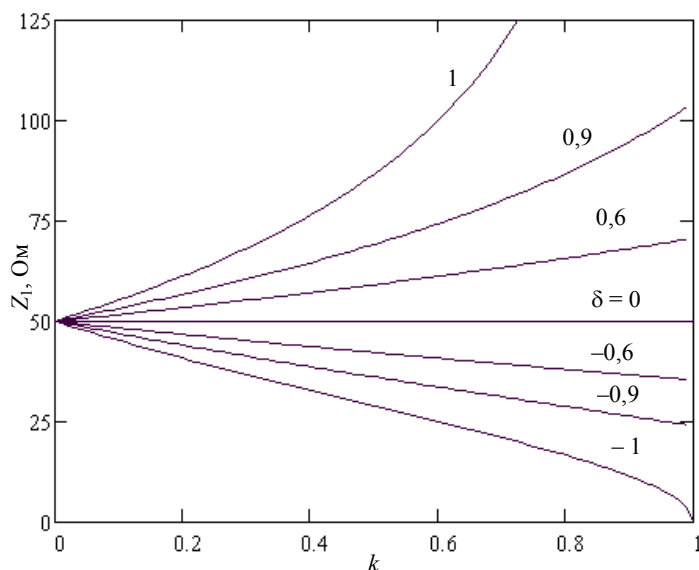


Рис. 8. Семейство кривых зависимости собственного импеданса Z_1 от коэффициентов связи k и неуравновешенности $\delta = (0; \pm 0,6; \pm 0,9; \pm 1)$ при $Z_0 = 50$ Ом

Примеры моделирования. Представим примеры базисных наборов проектных параметров для различных структур СЛ. Первая тестовая структура СЛ – микрополосковые связанные линии [9] со следующими параметрами конструкции (см. рис. 1): $w = 0,9$ мм; $t = 0,05$ мм; $s = 0,8$ мм; $h = 1$ мм; $\epsilon_{r1} = 10$; $\epsilon_{r2} = 1$. Здесь исходными данными являются модальные параметры, которые вместе с остальными рассчитанными параметрами СЛ представлены в таблице.

Вторая структура – СЛ с сильной лицевой связью на вертикальной подложке [10] с параметрами конструкции: $w = 2,5$ мм; $h_1 = 1$ мм; $h_2 = 0,5$ мм; $\epsilon_{r1} = 7,15$; $\epsilon_{r2} = 2,82$; $\epsilon_{r3} = 1$. Здесь исходными данными являются погонные емкости и индуктивности (второй базисный набор), которые вместе с остальными параметрами СЛ также представлены в таблице.

Числовые значения проектных параметров из базисных наборов для различных структур

Номер базисного набора по рис. 3	Проектный параметр	Источник				
		[9]	[10]	[11, 12]	[13]	[14]
1	$C_e(1)/\epsilon_0$	2,40	1,95	1,21	5,14	0,837
	$C_o(1)/\epsilon_0$	3,89	13,17	12	7,20	2,51
	C_e'/ϵ_0	15,7	4,81	1,58	10,7	7,91
	C_o'/ϵ_0	20,4	34,72	15,6	15,1	14,68
2	C_{11} , пФ/м	160,0	175,0	76	113,9	100
	C_{12} , пФ/м	21,0	132,4	62,1	19,48	30
	L_{11} , мкГн/м	0,422	0,369	0,57	0,2093	1
	L_{12} , мкГн/м	0,100	0,274	0,465	0,0349	0,5
4	Z_1 , Ом	51,4	45,9	86,6	42,9	100
	ϵ_{reff1}	6,08	5,81	3,9	2,15	9
	k_C	0,131	0,757	0,816	0,171	0,3
	k_L	0,237	0,742	0,816	0,167	0,5
5	Z_0 , Ом	50,9	46,5	86,6	42,9	95,3
	ϵ_{reff}	5,86	2,55	1,3	2,08	7,44
	k	0,185	0,749	0,816	0,169	0,405
	δ	0,109	-0,034	0	-0,004	0,235
7	Z_{0e} , Ом	61,3	122,8	272,47	50,9	146,4
	Z_{0o} , Ом	42,2	17,6	27,52	36,2	62,0
	ϵ_{reffe}	6,54	2,46	1,3	2,08	9,45
	ϵ_{reffo}	5,25	2,63	1,3	2,09	5,85

Третья структура – импульсный расщепитель на связанных линиях с сильной и уравновешенной связью, выполненный на витой паре [11, 12]. Оптимальные параметры СЛ имеют следующие расчётные значения: согласованный характеристический импеданс $Z_0 = 50\sqrt{3} = 86,6$ Ом; коэффициент связи $k = \sqrt{2/3} = 0,816 = 1,76$ дБ; $\delta = 0$, кроме того, $\varepsilon_{\text{reff}} = 1,3$. Эти и другие проектные параметры представлены в таблице.

Четвёртая структура – тоже экранированная витая пара [13], у которой в качестве исходных данных взят второй базисный набор, т.е. собственные и взаимные погонные ёмкости и индуктивности. Исходные данные и результаты расчета остальных параметров представлены в таблице.

В последнем тестовом примере [14], положив геометрическую длину отрезка СЛ – 3 м, при абсолютной задержке 30 нс нашли погонную задержку $\tau_{\text{eff}} = 10$ нс/м, откуда с учётом формулы (47) получили $\varepsilon_{\text{reff}} = 9$. Оставшиеся исходные параметры следующие: $Z_1 = 100$ Ом; $k_L = 0,5$; $k_C = 0,3$. Исходные данные и результаты расчета остальных параметров представлены в таблице.

Таким образом, беря в качестве исходных данных один из базисных наборов (квартетов), получаем по вышеприведенным формулам любой из других оставшихся. Интерпретация и оценка вновь полученных параметров позволяют выявить характерные особенности связанных линий, а также сопоставить различные конструкции линий по единым критериям.

Заключение. На основе изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Взаимосвязь базисных наборов проектных параметров для одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью (т.е. с неравными фазовыми скоростями или в неоднородной диэлектрической среде) наглядно представляется схемой, показанной на рис. 3.

2. Для одинаковых связанных линий с неуравновешенной связью минимальное количество параметров в базисном наборе равно четырём.

3. Исследованы ограничения на величины проектных параметров, обусловленные возможностями физической реализуемости. Введена система ограничивающих (предельных) параметров, позволившая обозначить границы задаваемых проектных параметров и сформулировать новые соотношения в виде неравенств. Выявлены закономерности поведения ряда основных проектных параметров СЛ; предельное значение одного параметра может быть «плавающим» и зависеть от заданной величины другого параметра из единого базисного набора.

4. Рассмотрена схема измерения собственных погонных параметров СЛ, позволяющая экспериментально верифицировать численные результаты компьютерного моделирования.

5. Представленные различные базисные наборы проектных параметров и аналитические соотношения между ними позволяют эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи. При решении задачи анализа СЛ первичный базисный набор включает модальные ёмкости при воздушном $C_e(1)$, $C_o(1)$ и реальном диэлектрическом заполнении C_e , C_o .

6. Наиболее подходящим для решения задачи синтеза СЛ является базисный набор проектных параметров, включающий: характеристический импеданс Z_0 , эффективную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{\text{reff}}$, коэффициенты связи k и неуравновешенности δ .

Авторы выражают благодарность Н.Д. Малютину, проф. ТУСУРа и Т.Р. Газизову, проф. каф. ТУ ТУСУРа за полезные дискуссии по тематике связанных линий, а В.М. Зюзькову, проф. каф. КСУП ТУСУРа, – за полезное обсуждение терминологических вопросов.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Министерством образования и науки Российской Федерации по контакту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Сычев А.Н. Общие подходы к оптимальному проектированию интегральных СВЧ-устройств // Доклады ТУСУРа. – 2010. – 2 (22), Ч. 1. – С. 76–80.
2. Фельдштейн А.Л. Синтез четырёхполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
3. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
4. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. MTT-18, № 4. – P. 217–222.
5. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-II: Evaluation of coupled-line parameters / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. MTT-18, № 4. – P. 222–228.
6. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Радио и связь, 1979. – 336 с.

7. Аристархов Г.М. Анализ фильтров на связанных линиях с неравными фазовыми скоростями / Г.М. Аристархов, Ю.П. Вершинин // Радиотехника и электроника. 1983. – № 9. – С. 1714–1724.
8. Беляев Б.А. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, Н.В. Лалетин, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2003. Т. 48, №1. – С. 39–46.
9. Sychev A.N. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.A. Chekalin, V.A. Shestakov, S.M. Struchkov // European Microwave Week 2013 Conf. Proc. – Eur. MC 2013. – 6–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. – P. 1107–1110.
10. Sychev A.N. Analysis of the broad-side coupled lines on the vertical substrate using the numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.E. Dolgushin // 20-th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2010). – 13–17 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine, 2010. – P. 636–638.
11. Sychev A.N. A new pulse splitter based on coupled lines / A.N. Sychev, V.A. Shestakov, M.A. Chekalin et al. // 22nd Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2012), Sevastopol, Ukraine. – P. 520–521.
12. Пат. 2501159 РФ, МПК H03K 5/156. Импульсный расщепитель на связанных линиях / А.Н. Сычев, Шестаков В.А., М.А. Чекалин и др. / Патентооблад. ТУСУР. – заявка № 2012 111828/07, заявл. 27.03.2012, опубл. 10.12.2013. – Бюл. № 34. – 7 с.
13. Малютин Н.Д. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н.Д. Малютин, Т.Х. Бибииков, И.В. Большанин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), Ч. 1. – С. 295–301.
14. Sakagami I. On analysis of pulse signal propagation based on transfer function of lumped distributed multi-branch coupled line networks // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. – 1997. – Vol. 3. – P. 1125–1128.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-44-68

Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Стручков Сергей Михайлович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: struchkov.sm@gmail.com

Sychev A.N., Struchkov S.M.

Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling

Various basis sets of the design parameters for uniform coupled lines with unbalanced electromagnetic coupling are presented. They allow effectively to carry out modeling and designing, analysis and synthesis of coupled transmission lines, which are widely used in microwave circuits and high-speed interconnects of digital devices.

Keywords: coupled lines, even mode, odd mode, characteristic impedance, self impedance, coupling factor, effective dielectric permittivity.