

УДК 621.372

А.Г. Лоцилов, Т.Т. Чинь, Н.Д. Малютин, Г.А. Малютин

Синтез связанных полосковых линий с гетерогенным диэлектрическим заполнением

На примере связанных полосковых линий (СПЛ) с горизонтально и вертикально расположенными полосковыми проводниками показано решение обратной задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн, распространяющихся в линиях. Погонные емкости определялись как сумма парциальных емкостей в выделенных подобластях полосковой структуры, в которых вычислялась накопленная энергия электрического поля. Приведены примеры синтеза конструкций СПЛ с заданным отношением фазовых скоростей.

Ключевые слова: связанные полосковые линии, горизонтальное и вертикальное расположение полосок, разница фазовых скоростей синфазных и противофазных волн, нахождение диэлектрических проницаемостей подложек.

DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-7-16

Полосковые линии находят широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре радиолокации, связи, измерений, т.к. позволяют уменьшить массу и габариты узлов и улучшить их технологичность. Связанные полосковые линии (СПЛ) позволяют проектировать широкий спектр устройств СВЧ, поэтому их исследование актуально и в настоящее время. Вопросы теории связанных линий (СЛ), основывающейся на решении обобщенных телеграфных уравнений для одинаковых линий, были рассмотрены в работе [1], в которой введены коэффициенты связи линий по напряжению $K_U = Z_{12}Z^{-1}$ и по току $K_I = Y_{12}Y^{-1}$, где Z и Y – погонное собственное сопротивление и погонная собственная проводимость каждой линии, Z_{12} и Y_{12} – погонные взаимные сопротивление и проводимость линий. В общем случае K_U и K_I не равны. При анализе волн в СЛ в [1] получено четыре значения коэффициентов распространения синфазной (индекс «с») и противофазной (индекс «π») волн:

$$\gamma_{c,\pi} = \sqrt{Z \cdot Y \cdot (1 \pm K_U) \cdot (1 \pm K_I)}. \quad (1)$$

Но неравенство $\gamma_c \neq \gamma_\pi$ не было учтено при анализе матрицы передачи устройств на связанных линиях, т.к. полагалось, что в связанных линиях с ТЕМ-волнами при любой частоте волны движутся с одинаковой скоростью. В [1] также не рассматривался вопрос о реальных конструкциях СЛ, в которых возможны неравенства K_U и K_I .

В работе [2] получена матрица ABCD параметров одинаковых связанных линий в гетерогенной (неоднородной) диэлектрической среде. Неоднородность диэлектрической среды учитывалась введением неравенства электрических длин связанных линий при синфазном и противофазном их возбуждении. Полученные в [2] матричные параметры СЛ использованы для анализа эквивалентных схем нескольких секций, рассмотренных ранее [3]. В [2] было показано, что частотные характеристики известных схем на основе СЛ [3], которые ранее счи-

тались всепропускающими, вследствие неравенства электрических длин синфазного и противофазного типов колебаний существенно изменяются вследствие появления резонансов. Отмечено, что причиной изменения частотных характеристик схем является неоднородность диэлектрического заполнения в поперечном сечении связанных линий.

Дальнейший прогресс в исследовании связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью обозначился с публикацией работ [4–6]. В этих статьях незначительно отличающимися способами решена задача вычисления матричных параметров связанных линий в неоднородной диэлектрической среде и с неодинаковыми линиями.

Практическое применение СЛ с неоднородным диэлектрическим заполнением стимулировало поиск и создание новых разновидностей конструкций связанных полосковых линий. Цели создания таких конструкций были подчас диаметрально противоположны. Для построения направленных ответвителей авторы публикаций стремились сблизить фазовые скорости синфазных и противофазных волн

$$v_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{rec}}} \text{ и } v_\pi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{rep}}},$$

где c – скорость света; ϵ_{rec} , ϵ_{rep} – относительные эффективные диэлектрические проницаемости синфазной и противофазной мод. Это позволяло избежать отрицательного влияния интерференции волн в связанных линиях, которая сопровождается резонансными явлениями и снижает развязку [7–9].

Другое направление состоит в поиске оптимальной степени неравенств v_c и v_π для решения задач улучшения частотно-селективных характеристик устройств на основе СЛ [10, 11], создании устройств защиты аппаратуры от коротких импульсов с помощью модальных фильтров [12, 13], транснаправленных ответвителей [14, 15], традиционных направленных ответвителей [16], фильтров [17], корректоров ГВЗ [18]. Во всех перечисленных рабо-

тах соотношение фазовых скоростей v_c/v_π находится по задаваемым значениям относительных диэлектрических проницаемостей материалов подложек при определенных размерах поперечного сечения связанных полосковых линий. Значения относительных диэлектрических проницаемостей подложек выбираются из весьма ограниченного набора проницаемостей имеющихся фольгированных материалов или подложек.

В настоящее время в связи с развитием аддитивных технологий появилась возможность печати диэлектрических материалов с наперед заданными свойствами [19–24], используя разные материалы и добавки к ним в процессе формирования слоев диэлектрического наполнения. Кроме того, практически не ограничена форма конструкции печатаемого элемента, что может быть использовано для достижения заданного отношения v_c/v_π .

Цель настоящей работы состоит в решении обратной задачи отыскания относительных диэлектрических проницаемостей подложек связанных полосковых линий по заданному отношению фазовых скоростей синфазных и противофазных волн v_c/v_π , распространяющихся в СПЛ. Для достижения поставленной цели решается обратная задача отыскания диэлектрических проницаемостей материалов подложек по заданному отношению v_c/v_π и значениям других вторичных параметров СЛ.

Конструкции и модель связанных линий

Для решения поставленной задачи и отработки метода отыскания диэлектрических проницаемостей гетерогенной в поперечном сечении полосковой структуры нами взята конструкция связанных полосковых линий с поперечным сечением, показанном на рис. 1.

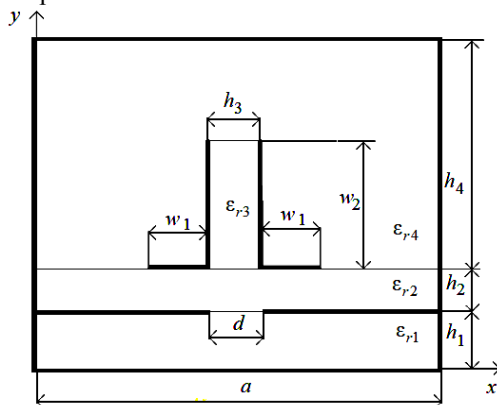


Рис. 1. Поперечное сечение связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой и зазором в заземляемом основании

Эта конструкция представляет модификацию связанных полосковых линий с вертикально расположенной подложкой (VIP), предложенных и исследованных в работах [16, 17]. Наличие зазора позволяет уменьшить собственные емкости горизонтально расположенных полосок и тем самым увеличить характеристическое сопротивление при синфазном

возбуждении проводников. Наряду с этим появляется дополнительная возможность варьирования степенью неуровновешенности электромагнитной связи. Модификация VIP с зазором в заземляемом основании была применена для построения С-секции с неуровновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени запаздывания [18, 25]. В работах [14–17] рассмотрен расчет первичных и вторичных параметров СПЛ с вертикальной подложкой различными методами при заданных геометрических размерах и свойствах подложек. Исходными данными могут быть вторичные параметры в виде характеристических сопротивлений синфазного Z_{0c} и противофазного $Z_{0\pi}$ возбуждения, а также коэффициенты емкостной k_C и индуктивной k_L связи, аналогичные по смыслу коэффициентами K_U и K_I и определяющие отношение фазовых скоростей синфазной и противофазной волн [26]:

$$\frac{v_c}{v_\pi} = \sqrt{\frac{(1-k_L)(1+k_C)}{(1+k_L)(1-k_C)}}. \quad (2)$$

Рассматриваемые связанные линии с поперечным сечением по рис. 1 обладают следующими отличительными особенностями.

1. Составляющие погонных емкостей полосок, выполненных на горизонтально и вертикально ориентированных подложках, в различной степени зависят от размеров w_1 и w_2 при прочих равных условиях. Это позволяет относительно независимо изменять частичные емкости полосковой структуры при вариации w_1 и w_2 .

2. Наличие зазора в заземляемом основании и воздушного промежутка между ним и экраном снижает собственные частичные емкости преимущественно горизонтальных полосок с размером w_1 .

3. Ортогональное расположение диэлектрических подложек и соответственно полосок с размерами w_1 и w_2 при изменении относительных диэлектрических проницаемостей ϵ_{r2} и ϵ_{r3} позволяет в различной степени изменять емкостные коэффициенты C_{11} и C_{12} , следовательно, и v_c/v_π [14, 15], или отношение погонных задержек мод, как показано в [27].

Отмеченные особенности СПЛ (см. рис. 1) исследованы нами при изменении размеров w_1 и w_2 . Расчет первичных параметров проводился методом сеток [28]. При этом ставилась задача вне зависимости от выбранного метода (как инструментария) обосновать алгоритм синтеза ϵ_{r2} и ϵ_{r3} физически реализуемой конструкции поперечного сечения СПЛ, позволяющей получать заданное неравенство фазовых скоростей нормальных волн v_c/v_π при ограничениях на вторичные параметры. Заметим, что выбор метода расчета параметров по заданным размерам имеет подчиненное значение.

Расчет электрического поля при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок

(см. рис. 1) выполнялся путем перехода от дифференциального уравнения Лапласа к конечно-разностной аппроксимации и отыскания электрического поля с помощью итерационной процедуры на ПЭВМ с погрешностью 10^{-6} при количестве узлов 125×95 . Результаты расчета в виде эквипотенциальных линий при синфазном и противофазном возбуждении связанных полосок приведены на рис. 2 и 3.

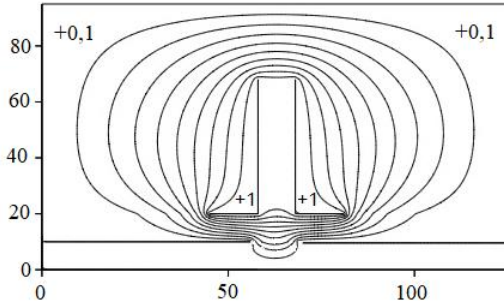


Рис. 2. Эквипотенциальные линии электрического поля при синфазном возбуждении горизонтальных и вертикальных полосок связанных линий

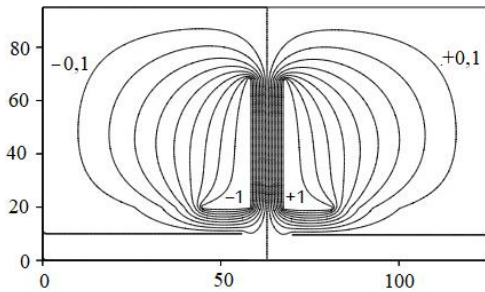


Рис. 3. Эквипотенциальные линии электрического поля при противофазном возбуждении горизонтальных и вертикальных полосок связанных линий

При этом взяты следующие размеры поперечного сечения полосковых линий и относительные диэлектрические проницаемости: $w_1=1,0$ мм, $w_2=3,8$ мм, $h_1=h_2=h_3=0,8$ мм, $h_4=6$ мм, $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r4}=1,0$, $w_1=1,0$ мм, $d=1,0$ мм. В результате решения конечно-разностных уравнений для потенциалов $U_{i,j}$ в узлах сетки вычислялись проекции электрического поля E_x и E_y на оси x и y . Затем для синфазного и противофазного возбуждений находилась полная энергия, запасенная в электрическом поле (3)

$$WE = \sum_{i=1}^{\max(i)-1} \sum_{j=1}^{\max(j)-1} \Delta WE_{i,j}, \quad (3)$$

где $\Delta WE_{i,j}$ – энергия, запасенная в элементе $\Delta x \times \Delta y$. Вычисление $\Delta WE_{i,j}$ проводится по выражению (4):

$$\Delta WE_{i,j} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{4} \cdot \left[(U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2 \right], \quad (4)$$

где ϵ_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость элемента $\Delta x \times \Delta y$; $U_{i,j}$ – потенциал в узле i, j ; $U_{i+1,j}$, $U_{i,j+1}$, $U_{i+1,j+1}$ – потенциалы в узлах элемента $\Delta x \times \Delta y$.

При вычислении полной энергии WE внутренняя область полосковой структуры разбивается на подобласти Ω_m с номерами $m=1, \dots, 6$, в которых относительные диэлектрические проницаемости ϵ_{rm} ($m=1, \dots, 6$) постоянны. Подобласти Ω_m , в которых вычисляются составляющие энергии WE_1, \dots, WE_6 , показаны на рис. 4. WE_1, \dots, WE_6 определяются следующим образом:

$$WE_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r1}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=1}^{H1-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (5.1)$$

$$WE_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r2}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j=H1+1}^{H1+H2} (E_x^2 + E_y^2), \quad (5.2)$$

$$WE_3 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r3}}{4} \cdot \sum_{i=T2}^{I-1} \sum_{j=H1+H2}^{H1+H2+W2-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (5.3)$$

$$WE_4 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r4}}{4} \cdot \sum_{i=1}^{T2-1} \sum_{j=H1+H2}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (5.4)$$

$$WE_5 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r5}}{4} \cdot \sum_{i=T4+1}^{I-1} \sum_{j=H1+H2}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2), \quad (5.5)$$

$$WE_6 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r6}}{4} \cdot \sum_{i=T2}^{T4} \sum_{j=H1+H2+W2+1}^{J-1} (E_x^2 + E_y^2). \quad (5.6)$$

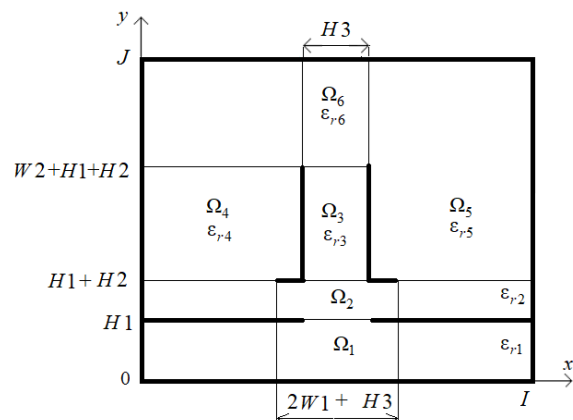


Рис. 4. Разбиение поперечного сечения VIP на подобласти (указаны целые значения координат на сетке)

В выражениях (5.1)–(5.6) пределы суммирования содержат координаты i, j границ подобластей $\Omega_1, \dots, \Omega_6$, получаемые после дискретизации поперечного сечения полосковой структуры. Сумма квадратов проекций вектора напряженности электрического поля на оси x и y вычисляется так:

$$E_x^2 + E_y^2 = (U_{i,j} - U_{i+1,j+1})^2 + (U_{i+1,j} - U_{i,j+1})^2. \quad (6)$$

Формулы (5.1)–(5.6) используются при вычислении матрицы погонных емкостей и индуктивностей связанных линий. Для этого потенциалы на

токонесущих полосках задаются равными +1, +1 при синфазном возбуждении и -1, +1 при противофазном возбуждении. Затем решается уравнение Лапласа в конечно-разностном виде и определяется зависимость $U_{i,j}$. Для синфазного возбуждения рассчитываются распределение потенциалов $U_{i,j}^c$ при заполнении диэлектриками с относительными диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$ и потенциалы $U_{i,j}^c(1)$ при воздушном заполнении. Процедура повторяется для противофазного возбуждения связанных полосок, в результате чего получается $U_{i,j}^\pi$ и $U_{i,j}^\pi(1)$. Для каждого указанного распределения потенциалов в поперечном сечении полосковой структуры рассчитываются WE_1, \dots, WE_6 . Снабдим их такими же индексами соответствия синфазному и противофазному возбуждению и состоянию диэлектрического заполнения:

WE_m^c – накопленная энергия при синфазной моде при заполнении диэлектриками с $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$;

$WE_m^c(1)$ – накопленная энергия для синфазной моды, заполнение воздухом;

WE_m^π – накопленная энергия для противофазной моды, заполнение диэлектриками с $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$;

$WE_m^\pi(1)$ – накопленная энергия для противофазной моды, заполнение воздухом.

Погонная емкость одной полоски для синфазной моды при одинаковых размерах связанных линий и заполнении диэлектриками с $\varepsilon_{r1}, \dots, \varepsilon_{r4}$ определяется так:

$$C^c = \sum_{m=1}^6 WE_m^c. \quad (7)$$

При заполнении воздухом погонная емкость при синфазном возбуждении находится следующим образом:

$$C^c(1) = \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1). \quad (8)$$

Погонные емкости при противофазном возбуждении находятся аналогично

$$C^\pi = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi, \quad (9)$$

$$C^\pi(1) = \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1). \quad (10)$$

Формулы (7)–(10) позволяют представить погонные емкости C^c , $C^c(1)$, C^π , $C^\pi(1)$ как суммы частичных емкостей, поскольку выражения (5.1)–(5.6) получены при суммировании $\Delta WE_{i,j}$ в пределах подобластей, каждая из которых представляет поперечное сечение сложного конденсатора.

Запишем теперь коэффициенты матрицы емкостей рассматриваемых связанных линий

$$C_{11} = C_{22} = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi + \sum_{m=1}^6 WE_m^c \right), \quad (11)$$

$$C_{12} = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi - \sum_{m=1}^6 WE_m^c \right). \quad (12)$$

Коэффициенты матрицы емкостей при воздушном заполнении записываются на основе (8) и (10)

$$C_{11}(1) = C_{22}(1) = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) + \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) \right), \quad (13)$$

$$C_{12}(1) = 0,5 \cdot \left(\sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) \right). \quad (14)$$

Записав матрицу погонных емкостей при воздушном заполнении, находим матрицу погонных индуктивностей [26]

$$L = \frac{1}{c^2} \begin{bmatrix} C_{11}(1) & C_{12}(1) \\ C_{12}(1) & C_{22}(1) \end{bmatrix}^{-1}, \quad (15)$$

где c – скорость света.

Далее определим относительные эффективные диэлектрические проницаемости при синфазном возбуждении

$$\varepsilon_{rec} = \frac{\sum_{m=1}^6 WE_m^c}{\sum_{m=1}^6 WE_m^c(1)} \quad (16)$$

и для противофазной волны

$$\varepsilon_{re\pi} = \frac{\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi}{\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1)}. \quad (17)$$

Обозначим $WE_m^{c,\pi} / \varepsilon_{rm} = \overline{WE}_m^{c,\pi}$. Допустим, что ε_{rec} и $\varepsilon_{re\pi}$ известны. Тогда (16) и (17) позволяют записать систему уравнений, из которой устанавливается связь между относительными диэлектрическими проницаемостями ε_{rm} ($m=1, \dots, 6$), эффективными диэлектрическими проницаемостями $\varepsilon_{rec,\pi}$ и размерами поперечного сечения, так как $\overline{WE}_m^{c,\pi}$, $WE_m^{c,\pi}(1)$ зависят от отношения поперечных размеров полосковой структуры. Если $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r4} = \varepsilon_{r5} = \varepsilon_{r6} = 1$ (заполнение воздухом), тогда получаем систему двух уравнений для определения ε_{r2} , ε_{r3} горизонтально и вертикально расположенных подложек (см. рис. 4):

$$\varepsilon_{r2} \overline{WE}_2^c + \varepsilon_{r3} \overline{WE}_3^c = \varepsilon_{rec} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - \left(\overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c \right), \quad (18a)$$

$$\varepsilon_{r2} \overline{WE}_2^\pi + \varepsilon_{r3} \overline{WE}_3^\pi = \varepsilon_{re\pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - \left(\overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi \right). \quad (18б)$$

Отсюда

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{r2} \\ \varepsilon_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{WE}_2^c & \overline{WE}_3^c \\ \overline{WE}_2^\pi & \overline{WE}_3^\pi \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varepsilon_{rec} \sum_{m=1}^6 WE_m^c(1) - A \\ \varepsilon_{re\pi} \sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) - B \end{bmatrix}, \quad (19)$$

где

$$A = \overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c; \quad B = \overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi.$$

При изменении ϵ_{rec} и ϵ_{rep} значения входящих в (19) других параметров не изменяются, т.к. размеры поперечного сечения полосковой структуры считаем неизменными. Но мы знаем, что вариация ϵ_{r2} и ϵ_{r3} приводит к изменению картины электрического поля. Поэтому выражение (19) справедливо, строго говоря, только при малом изменении электрического поля вследствие изменения ϵ_{rec} и ϵ_{rep} . Тем не менее, как будет показано далее на ряде примеров, расчет ϵ_{r2} и ϵ_{r3} по (19) приводит к поставленной цели получения заданного отношения v_c/v_π в результате двух-трех итераций. При этом практически всегда решения, получаемые из (19), дают правильное направление изменения диэлектрических проницаемостей и позволяют сделать вывод о реализуемости конструкции связанных линий по критерию $1 \leq \epsilon_{r2}, 1 \leq \epsilon_{r3}$.

Для тестирования полученных соотношений предпринято решение прямой и обратной задачи. Прямая задача состояла в задании конструктивных размеров связанных полосковых линий: $w_1 = 1,0$ мм, $w_2 = 3,8$ мм, $h_4 = 6$ мм, $h_1 = h_2 = h_3 = 0,8$ мм, $a = 10$ мм, $b = 6$ мм, $d = 0$ мм, относительных диэлектрических проницаемостей: $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r4} = \epsilon_{r5} = \epsilon_{r6} = 1$, $v_c/v_\pi = 1,235$. Был проведен расчёт первичных и вторичных параметров СПЛ при выбранной базовой модели на подложках с $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 2,68$. В результате получены ϵ_{rec} , ϵ_{rep} и $v_c/v_\pi = 1,235$. Обратная задача – определение ϵ_{r2} , ϵ_{r3} по формуле (19), содержащей найденные при решении прямой задачи значения парциальных энергий. Получено полное совпадение результатов расчета v_c/v_π , что подтверждает корректность приводимых выражений.

Знание матриц погонных емкостей, индуктивностей и эффективных диэлектрических проницаемостей позволяет определить характеристические сопротивления синфазной и противofазной волн [26]

$$Z_{0c} = \frac{\sqrt{\epsilon_{rec}}}{\epsilon_0 \cdot c \cdot \sum_{m=1}^6 \overline{WE}_m^c}, \quad (20a)$$

$$Z_{0\pi} = \frac{\sqrt{\epsilon_{rep}}}{\epsilon_0 \cdot c \cdot \sum_{m=1}^6 \overline{WE}_m^\pi}. \quad (20б)$$

Очевидно, что при изменении $\epsilon_{rec,\pi}$ и соответственно ϵ_{r2} и ϵ_{r3} при расчете по формуле (19) будет происходить изменение $Z_{0c,\pi}$, как это следует из (20). Задав $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r4} = 1$, Z_{0c} и $Z_{0\pi}$, рассматривая

(20) как систему из двух уравнений с неизвестными ϵ_{r2} и ϵ_{r3} , получаем по аналогии с (19) матрицу

$$\begin{bmatrix} \epsilon_{r2} \\ \epsilon_{r3} \end{bmatrix} = ZW^{-1} \cdot FE, \quad (21)$$

$$ZW = \begin{bmatrix} Z_{0c} \cdot c \cdot \epsilon_0 \cdot \overline{WE}_2^c & Z_{0c} \cdot c \cdot \epsilon_0 \cdot \overline{WE}_3^c \\ Z_{0\pi} \cdot c \cdot \epsilon_0 \cdot \overline{WE}_2^\pi & Z_{0\pi} \cdot c \cdot \epsilon_0 \cdot \overline{WE}_3^\pi \end{bmatrix}^{-1}, \quad (22)$$

$$FE = \begin{bmatrix} \sqrt{\epsilon_{rec}} - Z_{0c} \cdot c \cdot \epsilon_0 \cdot \left(\overline{WE}_1^c + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^c \right) \\ \sqrt{\epsilon_{rep}} - Z_{0\pi} \cdot c \cdot \epsilon_0 \cdot \left(\overline{WE}_1^\pi + \sum_{m=4}^6 \overline{WE}_m^\pi \right) \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Выражения (19) и (21) могут давать не совпадающие результаты, если задаваться произвольными значениями $\epsilon_{rec,\pi}$ и $Z_{0c,\pi}$. Это связано с тем, что вариация $\epsilon_{rec,\pi}$ ведет к изменению $WE_m^{c,\pi}$ при неизменных размерах поперечного сечения. Поэтому для одновременного попадания в допустимую окрестность значений $\epsilon_{rec,\pi}$ целесообразно исследовать зависимость $WE_m^{c,\pi}$ от размеров поперечного сечения w_1, w_2 . Были взяты следующие исходные параметры связанных полосковых линий: $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r4} = 1$, $\epsilon_{r3} = 16$, $h_1 = 0,8$ мм, $h_2 = 0,5$ мм, $h_3 = 1,0$ мм, $h_4 = 8,0$ мм, $d = 0$, $a = 10$ мм. Размеры полосок w_1, w_2 взяты такие: $w_1 = 2,3$ мм, $w_2 = 0,5, \dots, 5,0$ мм. На рис. 5 и 6 показаны зависимости $\sum_{m=1}^6 \overline{WE}_m^\pi(1)$ и $\overline{WE}_3^\pi(1)$ от w_2 при воздушном заполнении поперечного сечения рассматриваемой связанной линии и противofазном возбуждении полосок. Рисунки 7 и 8 иллюстрируют зависимости $\sum_{m=1}^6 \overline{WE}_m^\pi$ и \overline{WE}_m^π от w_2 при значении диэлектрической проницаемости $\epsilon_{r3} = 16$ и воздушном заполнении остальных подобластей поперечного сечения рассматриваемых связанных линий и противofазном возбуждении полосок.

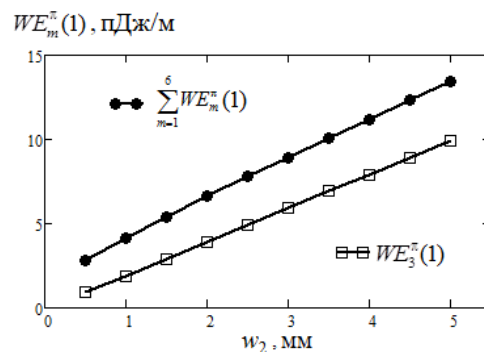


Рис. 5. Зависимости $\sum_{m=1}^6 \overline{WE}_m^\pi(1)$ и $\overline{WE}_3^\pi(1)$ от w_2 и $\epsilon_{r3} = 16$

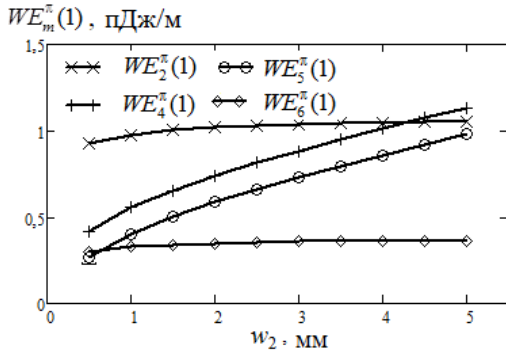


Рис. 6. Зависимости WE_m^π ($m=2, 4, 5, 6$) от w_2 при $\epsilon_{r3}=1$

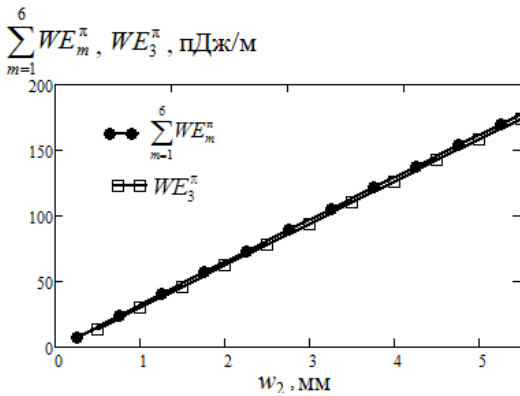


Рис. 7. Зависимости $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi$ и WE_3^π от w_2 при $\epsilon_{r3}=16$

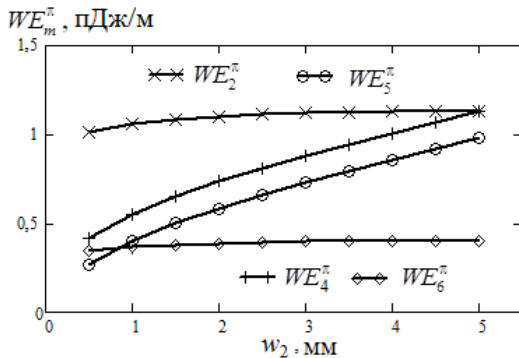


Рис. 8. Зависимости WE_m^π от w_2 при $\epsilon_{r3}=16$

Анализ графиков рис. 5–8 показывает, что доминирующий вклад в суммарную емкость противофазного типа колебаний вносит емкость между вертикально расположенными полосками (коэффициент WE_3^π). Получены функции, аппроксимирующие зависимости $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1)$, $WE_3^\pi(1)$, $\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi$ и WE_3^π от w_2 (24)–(28):

$$\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi(1) \approx f_0(w_2),$$

$$f_0(w_2) = [1,443 \quad 2,852 \quad -0,161 \quad 0,014] \cdot [wr], \quad (24)$$

$$WE_3^\pi(1) \approx f_1(w_2),$$

$$f_1(w_2) = [-0,102 \quad 2,018 \quad -0,005 \quad 0,0005] \cdot [wr], \quad (25)$$

$$\sum_{m=1}^6 WE_m^\pi \approx f_2(w_2),$$

$$f_2(w_2) = [-0,548 \quad 33,197 \quad -0,266 \quad 0,025] \cdot [wr], \quad (26)$$

$$WE_3^\pi \approx f_3(w_2),$$

$$f_3(w_2) = [-2,231 \quad 32,386 \quad -0,118 \quad 0,012] \cdot [wr], \quad (27)$$

$$[wr] = \begin{bmatrix} 1 & w_2 & w_2^2 & w_2^3 \end{bmatrix}^T. \quad (28)$$

Обратившись к выражению (19), найдем WE_3^π по задаваемому $Z_{0\pi}$

$$WE_3^\pi = \frac{1}{Z_{0\pi} \epsilon_0 c} \left[\epsilon_{re\pi} - \epsilon_0 Z_{0\pi} c \left(\sum_{m=3}^6 WE_m^\pi + WE_1^\pi \right) \right]. \quad (29)$$

Теперь можно воспользоваться (27) и найти ширину полосок w_2 , расположенных на вертикальной подложке по заданному $Z_{0\pi}$. Это сводится к решению уравнения

$$32,386 \cdot w_2 - 0,118 \cdot w_2^2 + 0,012 \cdot w_2^3 - 2,231 = WE_3^\pi. \quad (30)$$

Приближенное значение w_2 получается из (30), если не учитывать коэффициенты при w_2^2 и w_2^3 :

$$w_2 \approx (WE_3^\pi + 2,231) / 32,386. \quad (31)$$

Уравнение (30) или приближенная формула (31) позволяют определить w_2 при изменении $Z_{0\pi}$.

Пример 1. Проведенный расчет первичных и вторичных параметров связанных линий при $w_2 = 2$ мм и исходных данных, указанных выше, дал значение $Z_{0\pi} = 18,167$ Ом. Затем сделана корректировка $Z_{0\pi} = 20$ Ом, из (29) определено $WE_3^\pi = 56,199$ пДж/м и в результате решения (30) получено $w_2 = 1,817$ мм. Приближение по (31) дало значение $w_2 = 1,804$ мм.

Методика и результаты синтеза конструкций с заданным отношением фазовых скоростей синфазных и противофазных волн

Синтезированы конструкции с разными отношениями фазовых скоростей синфазных и противофазных волн. За основу взята конструкция с размерами и относительными диэлектрическими проницаемостями $w_1 = 0$, $a = 10$ мм, $h_4 = 6$ мм, $h_1 = h_2 = h_3 = 1,0$ мм, $d = 0$, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r4} = 1,0$. При синтезе делалось, как правило, две итерации. Их суть сводилась к тому, чтобы на первом шаге определить путем применения формул (19), (20) диэлектрические проницаемости ϵ_{r2} и ϵ_{r3} , обеспечивающие заданное v_c/v_π в пределах 0,8...2,5. После получения первого приближения вновь рассчитывались ϵ_{r2} и ϵ_{r3} по (16), (17) и определялись первичные и вторичные параметры.

Пример 2. Задано $v_c/v_\pi = 0,8$. При первой итерации, используя базовые параметры и взяв

$\epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 2,68$, применяем (19) и приходим к выводу о том, относительные диэлектрические проницаемости должны удовлетворять неравенству $\epsilon_{r2} > \epsilon_{r3}$. Берем $\epsilon_{r2} = 16$, $\epsilon_{r3} = 2,6$. Расчет первичных параметров при $w_2 = 2,5$ мм дал значение $v_c/v_\pi = \sqrt{3,572/5,295} = 0,821$.

Вторая итерация проведена изменением $\epsilon_{rec} = 5,58$. Получены необходимые $\epsilon_{r2} = 17,237$, $\epsilon_{r3} = 2,414$. Для расчета взяты $\epsilon_{r2} = 17,20$, $\epsilon_{r3} = 2,42$. Результат

$$\epsilon_{rec} = 5,571, \epsilon_{reп} = 3,567, v_c/v_\pi = 0,8,$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 177,5 & -61,47 \\ -61,47 & 177,5 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3498 & 0,1839 \\ 0,1839 & 0,3498 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Пример 3. Задано $v_c/v_\pi = 1,0$. При первой итерации, используя базовые параметры и взяв $\epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 2,68$, $w_2 = 3$, применяем (19) и приходим к выводу о том, что относительные диэлектрические проницаемости должны удовлетворять неравенству $\epsilon_{r2} > \epsilon_{r3}$, и условие выравнивания v_c и v_π выполняется, если $\epsilon_{r2}/\epsilon_{r3} = 4,738/2,289$.

Вторая итерация проведена при $\epsilon_{r2} = 5,0$, $\epsilon_{r3} = 2,4$, но потребовалась и третья итерация после уточнения с помощью выражения (19). При этом достигается отношение $v_c/v_\pi = 1,004$ при $\epsilon_{rec} = 2,35$, $\epsilon_{reп} = 2,37$, а первичные параметры в виде матриц емкостей и индуктивностей получаются следующими:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 117,6 & -65,18 \\ -65,18 & 117,6 \end{bmatrix}, \text{ пФ/м,}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0,3212 & 0,1771 \\ 0,1771 & 0,3212 \end{bmatrix}, \text{ мкГн/м.}$$

Реализация конструкции связанных линий с синтезированными размерами неудобна для монтажа вертикальной подложки. Чтобы была возможность улучшить технологичность сборки, желательно, чтобы $w_1 > 0$. Тогда возможно соединение вертикально расположенных полосок с горизонтальными полосками с помощью пайки (см. рис. 1, [16–18]). Однако увеличение w_1 ведет к росту собственной емкости на заземляемое основание и уменьшению Z_{0c} . Компенсировать нежелательные изменения можно увеличением зазора d .

Нами были рассчитаны зависимости v_c/v_π и $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}}$ от d при $w_1 = 0,5$ мм и остальных полученных после второй итерации параметрах. Аппроксимация функций $v_c/v_\pi \approx f_4(d)$ и $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} \approx f_5(d)$ получена в виде полиномов

$$f_4(d) = [0,944 \quad 1,49 \cdot 10^{-3} \quad 0,026 \quad -3,38 \cdot 10^{-3}] \times [wd], \quad (32)$$

$$f_5(d) = [44,129 \quad -0,237 \quad 1,803 \quad -0,231] \cdot [wd], \quad (33)$$

$$[wd] = [1 \quad d_2 \quad d_2^2 \quad d_2^3]^T. \quad (34)$$

Совместное решение уравнений (32), (33) позволило найти зазор $d = 1,7$ мм и после повторного расчета по программе NETEPSILON получить $v_c/v_\pi = 1,012$ и приемлемое согласование при $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 48,2$ Ом.

Пример 4. Задано $v_c/v_\pi = 1,7$. Поставлено условие применения диэлектрика одного типа толщиной $h_3 = 1,5$ и с проницаемостью материала $\epsilon_{r3} = 5,0$. Остальное пространство – воздух. Волновое сопротивление для противофазной волны должно быть $Z_{0\pi} = 25$ Ом, $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 50$ Ом. В качестве базового первичного варианта выбрана конструкция с размером вертикально расположенных полосок $w_2 = 3$ мм. После первой итерации получено $v_c/v_\pi = 1,642$, Ом. Второй шаг делался обращением к формуле (27), которая позволила уточнить $w_2 = 4$ мм и в конечном итоге получить $v_c/v_\pi = 1,702$, $Z_{0\pi} = 24,79$ Ом, $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 50,228$ Ом.

Пример 5. В качестве базовой конструкции взята полосковая структура с $w_1 = 0$, $w_2 = 2$ мм, $h_1 = 0$, $h_2 = 0,45$ мм, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r4} = 1$. Поставлена задача получить на основе этой конструкции отношение $v_c/v_\pi \geq 2,5$, используя оценки на основе выражений (19), (20). При этом одновременно должно быть выполнено условие $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} \approx 50$ Ом. Из проведенного анализа (см. предыдущий пример) следует, что $v_c/v_\pi > 1$ можно получить только если $\epsilon_{r3} > \epsilon_{r2}$. В качестве первой итерации было взято $\epsilon_3 = 20,0$, что в предельном случае обеспечивает $\epsilon_{reп} = \sqrt{20} = 4,47$, и при $\epsilon_{rec} = 1,5$ получаем $v_c/v_\pi = 3,65$. Однако расчет показал, что при выбранных параметрах полосковой структуры имеем $v_c/v_\pi = 2,947$ и $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 42,176$. Вторая итерация проведена сначала обращением к (21) при $Z_{0c} = 133,57$ Ом, $Z_{0\pi} = 18,73$ Ом и расчетом $[\epsilon_{r2}, \epsilon_{r3}] = [0,703, 16,871]$. Этот результат означает, что при выбранной $\epsilon_3 = 20,0$ и заданных других параметрах физическая реализация условия $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} \approx 50$ Ом невозможна, т.к. ϵ_{r2} нереализуема. Но одновременно с этим расчет указывает на необходимость уменьшения ϵ_{r3} . Было взято $\epsilon_{r3} = 16$, получен физически реализуемый вариант и $v_c/v_\pi = 2,704$, $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}} = 44,959$ Ом.

Заключение

Представленный подход, суть которого состоит в решении обратных задач отыскания диэлектрических проницаемостей и размеров полосок на основе численного решения уравнения Лапласа и определения накопленной энергии электрического поля в выделенных подобластях, применим к другим типам связанных полосковых линий. Находимые значения относительных диэлектрических проницаемостей подложек могут не соответствовать проницаемостям производимых фольгированных материалов. Так, в примере 2 показана необходимость получения относительных диэлектрических проницаемостей $\varepsilon_{r2} = 17,2$, $\varepsilon_{r3} = 2,42$.

Материалы с точно такими параметрами можно изготовить с помощью аддитивных технологий многокомпонентной печати разными диэлектриками с заранее заданным процентным содержанием составляющих [23]. Другой возможный способ – использовать многослойные подложки из разных доступных диэлектриков с разной толщиной и разными диэлектрическими проницаемостями, в том числе получаемых с помощью принтерных технологий. В этом случае представленный путь решения задачи получения заданного отношения фазовых скоростей при ограничении на другие параметры также применим.

Таким образом, возможности проведенного в настоящей работе синтеза СПЛ по критерию заданного отношения v_c/v_π делают целесообразной новую задачу разработки технологического процесса изготовления диэлектрических материалов с заданной диэлектрической проницаемостью аддитивными методами печати.

Представленная методика, на взгляд авторов, также полезна для встраивания в алгоритм оптимизации при решении схожих задач синтеза полосковых структур при заданных v_c/v_π и $\sqrt{Z_{0\pi} \cdot Z_{0c}}$, так как основывается на аналитических соотношениях при выборе направления поиска необходимых диэлектрических проницаемостей.

Публикация выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проекта № FEWM-2020-039 от 01.03.20.

Литература

1. Влостовский Е.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
2. Zysman G.I. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium / G.I. Zysman, A.K. Johson // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1969. – Vol. 7, No. 10. – P. 753–759.
3. Jones E.M.T. Coupled-strip-transmission line filters and directional couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Trans. Microwave Theory Tech. – 1956. – Vol. MTT-4. – P. 75–81.
4. Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38, No. 3. – P. 337–347.
5. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1975. – Vol. 23, No. 9. – P. 734–739.
6. Воробьев П.А. Квази-Т-волны в устройствах на связанных линиях с неуравновешенной электромагнитной связью / П.А. Воробьев, Н.Д. Малютин, В.Н. Федоров // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 9. – С. 1711–1718.
7. March S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip // Microwave Symposium Digest. – 1982. – P. 410–412.
8. Sheleg B. Broad-band directional couplers using microstrip with dielectric overlays / B. Sheleg, B.E. Spielman // IEEE Trans. Microw. Theory. Tech. – 1974. – Vol. 22, No. 12. – P. 1216–1220.
9. Hammad A.M. Weakly coupled directional coupler with simultaneous wide bandwidth and high directivity / A.M. Hammad, Z.M. Ayaz, H.M. Cheema // Microw Opt Technol Lett. – 2019. – P. 1–4.
10. Belyaev B. Investigation of microstrip high-pass filters based on multimode resonator / B. Belyaev, S. Khodentkov, G. Nazarov, S. Natalia, D. Panin // Proceedings – 2019. Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology. – 2019. – P. 383–386.
11. Belyaev B.A. A highly selective bandpass filter based on suspended substrate resonators with a two-sided stripline pattern / B.A. Belyaev., Y.F. Balva, A.A. Leksikov, E.O. Grushevskii, A.M. Serzhantov // Technical Physics Letters. – 2019. – Vol. 45, No. 5. – P. 485–488.
12. Belousov O. Simulation of the time response in multiconductor microstrip modal filters with separate accounting for losses in conductors and dielectrics / O. Belousov, T.R. Gazizov // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT. – 2018. – Vol. 2018. – P. 1–5.
13. Samoylichenko M.A. Electrical Characteristics of a Modal Filter with a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout / M.A. Samoylichenko, Y.S. Zhechev, V.P. Kosteletskii, T.R. Gazizov // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2021. – Vol. 63, No. 2. – P. 435–442.
14. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Y. Rudyi // European Microwave Week 2015: Freedom Through Microwaves, EuMW 2015 // Conference Proceedings; 2015 45th European Microwave Conference Proceedings, EuMC: 45, Freedom Through Microwaves, Paris, 07–10 sept. 2015. – Paris: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. – 2015. – P. 283–286. – DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345755.
15. Sychev N. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert // N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Y. Rudyi // Proc. 25th Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology. – 2015 – P. 547–549.
16. Konishi Y. A directional coupler of a vertically installed planar circuit structure / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuo-ka, M. Nakajima // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – P. 1057–1063.
17. Konishi Y. Newly Proposed Vertically Installed Planar Circuit and its Application / Y. Konishi, I. Awai, Y. Fukuo-ka // IEEE Transactions on Broadcasting. – 1987. – P. 1–7.
18. Malyutin N.D. Wave properties of the group delay correctors based on coupled strip-lines with different inphase and antiphase wave phase velocities / N.D. Malyutin, A. Malyutina, A. Fedorov, A. Loschilov, R. Sharabudinov // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. – 2019. – P. 367–381.
19. Развитие аддитивных принтерных технологий в электронике / Н.Д. Малютин, В.И. Туев, А.Г. Лощилов и

др. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2015. – 69 с.

20. Johann S. Plastic and metal additive manufacturing technologies for microwave passive components up to Kaband / S. Johann, F. William, P. Aurelien // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. – 2018. – Vol. 10. – P. 772–782.

21. Здрок А.Е. Микрополосковая линия, изготовленная методом плоттерной печати чернилами, содержащими наночастицы серебра. Ее частотные и импульсные характеристики / А.Е. Здрок., Д.В. Шерстюк, А.М. Умаров, С.А. Артищев, А.Г. Лоцилов, Н.Д. Малютин // *Нанотехнологии: разработка, применение – XXI век*. – 2016. – Т. 8, № 3. – С. 3–8.

22. Туев В.И. Исследование возможностей применения аддитивной принтерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, С.А. Артищев, А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.А. Бомбизов, С.П. Караульных, И.М. Макаров, А.В. Убайчин // *Доклады ТУСУР*. – 2015. – № 4(38). – С. 52–63.

23. Качаев А.А. Перспективы применения аддитивных технологий для получения керамических материалов / А.А. Качаев, А.С. Чайникова, В.А. Воронов, П.Б. Мазалов, Ю.Е. Лебедева // *Аддитивные технологии: настоящее и будущее: матер. VII Междунар. конф.* – М., 2021. – С. 149–159.

24. Смирнов А. Разработка и исследование керамополимерного филамента для 3d-печати методом послойного наплавления / А. Смирнов, П.А. Подрабинник, Е.В. Кузнецова, Р.С. Хмыров, Н.Н. Бабушкин // *Перспективные технологии и материалы: матер. междунар. науч.-практ. конф.* – Севастополь, 2021. – С. 228–232.

25. Дрогалев С.В. Использование С-секции с неуравновешенной электромагнитной связью в корректорах группового времени замедления / С.В. Дрогалев, Н.Д. Малютин // *Радиотехника*. – 1994. – № 12. – С. 30–32.

26. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // *Доклады ТУСУР*. – 2014. – № 1(31). – С. 39–50.

27. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Временной отклик многопроводных линий передачи. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.

28. Fusco V.F. *Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design* // Prentice-Hall International. – 1990. – P. 87–129.

Лоцилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры (КУДР) Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID ID: 0000-0003-0669-5694
Тел.: +7 (382-2) 51-43-02
Эл. почта: lag@main.tusur.ru

Чинь Тхань То

Аспирант каф. КУДР ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-923-445-04-86
Эл. почта: thanhvodoi1995@gmail.com

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, проф. каф. КУДР ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
ORCID ID: 0000-0003-0317-9096
Тел.: +7-913-12-34-56
Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Малютин Георгий Александрович

Студент каф. КУДР ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-953-854-48-48
Эл. почта: mg.mageorge@yandex.ru

Loschilov A.G., Trinh T.T., Malyutin N.D., Malyutin G.A.

Synthesis of coupled strip lines with heterogeneous cross-section

Using the example of coupled strip lines with horizontally and vertically arranged strip conductors, the solution of the inverse problem of finding relative permittivity according to a given ratio of phase velocities of in-phase and antiphase waves propagating in the lines is shown. Per unite capacitances are defined as the sum of partial capacitances in the selected subdomains of the strip structure, in which the accumulated energy of the electric field was calculated. Examples of the synthesis of coupled line structures with a given ratio of phase velocities are shown.

Keywords: coupled strip lines, horizontal and vertical position of the strips, phase velocities difference of synphase and antiphase waves, finding the permittivities of the substrates.

DOI: 10.21293/1818-0442-2021-25-1-7-16

References

1. Vlostovsky E.G. [On the theory of coupled transmission lines]. *Radio Engineering*, 1967, T 22, no. 4, pp. 28–35 (in Russ.).
2. Zysman G.I, Johson A.K. Coupled Transmission Line Networks in an Inhomogeneous Dielectric Medium. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1969, vol. 7, no. 10, pp. 753–759.
3. Jones E.M.T, Bolljahn J.T. Coupled-strip-transmission line filters and directional couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1956, vol. 4, pp. 75–81.
4. Allen J.L. Non-symmetrical coupled lines in an inhomogeneous dielectric medium. *International Journal of Electronics*, 1975, vol. 38, no. 3, pp. 337–347.
5. Tripathi V.K. Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1975, vol 23, no. 9, pp. 734–739.
6. Vorobyov P.A, Malyutin N.D., Fedorov V.N. [Quasi-T-waves in coupled line devices with unbalanced electromagnetic coupling] *Radio Engineering and Electronics*, 1982, t. 27, no. 9, pp. 1711–1718 (in Russ)
7. March S.L. Phase velocity compensation in parallel-coupled microstrip. In *Microwave Symposium Digest*, 1982, pp. 410–412.
8. Sheleg B, Spielman B.E. Broad-band directional couplers using microstrip with dielectric overlays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1974, vol. 22, no 12, pp. 1216–1220.
9. Hammad A.M, Ayaz Z.M., Cheema H.M. Weakly coupled directional coupler with simultaneous wide bandwidth and highdirectivity. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2019, pp. 1–4.

10. Belyaev B, Khodenkov S., Nazarov G, Natalia S., Panin D. Investigation of microstrip high-pass filters based on multimode resonator. *Radioelectronics and Information Technology*, 2019, pp. 383–386.

11. Belyaev B.A, Balva Y.F., Leksikov A.A., Grushevskii E.O., Serzhantov A.M. A highly selective bandpass filter based on suspended substrate resonators with a two-sided stripline pattern. *Technical Physics Letters*, 2019, vol. 45, no. 5, pp. 485–488.

12. Belousov O, Gazizov T.R. Simulation of the time response in multiconductor microstrip modal filters with separate accounting for losses in conductors and dielectrics. *Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies, MWENT*, 2018, vol. 2018, pp. 1–5.

13. Samoylichenko M.A, Zhechev Y.S., Kosteletskii V.P., Gazizov T.R. Electrical Characteristics of a Modal Filter with a Passive Conductor in the Reference Plane Cutout. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2021, vol. 63, no 2, pp. 435–442.

14. Sychev A.N, Struchkov S.M., Putilov V.N., Rudyi N.Y. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit. *Paris: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc*, 2015, pp. 283–286.

15. Sychev N. A, Struchkov S.M., Rudyi N.Y. Transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert. *Proceedings of the 25th International Crimean Conference on Microwave & Telecommunication Technology*, 2015, pp. 547–549.

16. Konishi Y. A, Awai I., Fukuoka Y., Nakajima M. Directional coupler of a vertically installed planar circuit structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1988, pp. 1057–1063.

17. Konishi Y, Awai I., Fukuoka Y. Newly Proposed Vertically Installed Planar Circuit and its Application. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 1987, pp. 1–7.

18. Malyutin N.D, Malyutina A.G., Fedorov A., Loschilov A.G., Sharabudinov R.M. Wave properties of the group delay correctors based on coupled strip-lines with different inphase and antiphase wave phase velocities. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2019, pp. 367–381.

19. Malyutin N.D., Tuev V.I., Loshchilov A.G. *Razvitiye additivnykh printernykh tekhnologiy v elektronike* [Development of additive printer technologies in electronics], Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 2015, 69 p. (in Russ)

20. Johann S., William F., Aurelien P., Johann S. Plastic and metal additive manufacturing technologies for microwave passive components up to Kaband *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2018, vol. 10, c. 772–782.

21. Zdrok A.E, Sherstyuk D.V., Umarov A.M., Artishchev S.A., Loschilov A.G., Malyutin N.D. [Microstrip line made by plotter printing ink containing silver nanoparticles, its frequency and impulse response] *Nanotechnologies: development, application – XXI century*, 2016, vol. 8, no. 3, pp. 3–8 (in Russ).

22. Tuev V.I, Malyutin N.D., Loschilov A.G., Artishchev S.A., Zdrok A.E., Allanurov A.M., Bombizov A.A., Karaulnykh S.P., Makarov I.M., Ubaychin A.V. [Application of the additive printer (plotter) technology in electronics to form films from organic and inorganic materials] *Proceedings of the TUSUR University*, 2015, no. 4, (38), pp. 52–63 (in Russ).

23. Kachaev A.A, Kachaev A.A., Chaynikova A.S., Voronov V.A., Mazalov P.B., Lebedeva Yu.E. [Prospects for the use of additive technologies for the production of ceramic materials] Additive technologies: present and future. *Materials of the VII International Conference*. Moscow, 2021, pp. 149–159 (in Russ).

24. Smirnov A, Podrabinnik P.A., Kuznetsova E.V., Khmyrov R.S., Babushkin N.N. [Development and analysis of ceramopolymer filament for 3d printing by fdm method] *Perspective Technologies and Materials. Materials of the International Scientific-Practical Conference*, 2021, pp. 228–232 (in Russ).

25. Drogalev S.V, Malyutin N.D. [Use of a C section with unbalanced electromagnetic coupling in group delay correctors] *Telecommunications and Radio Engineering*, 1995, pp. 88 (in Russ).

26. Sychev A.N, Struchkov S.M. [Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling] *Proceedings of the TUSUR University*, 2014, no. 1 (31), pp. 39–50 (in Russ).

27. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R. [Time response of multiconductor transmission lines], *Tomsk: Tomsk State University*, 2007. – 152 p. (in Russ).

28. Fusco V.F. Microwave circuits. Analysis and Computer-aided Design *Prentice-Hall International*, 1990, pp. 87–129.

Anton G. Loschilov

Candidate of Science in Engineering, Associate Professor, Head of Department of Design of Units and Components for Radioelectronic Systems (KUDR), Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR) 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050 ORCID ID: 0000-0003-0669-5694 Phone: +7 (382-2) 51-43-02 Email: lag@main.tusur.ru

Thanh T. Trinh

Postgraduate student, Department KUDR, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050 Phone: +7-923-445-04-86 Email: thanhvodoi1995@gmail.co

Nickolay D. Malyutin

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department KUDR, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050 ORCID ID: 0000-0003-0317-9096 Phone: +7-913-854-48-48 Email: ndm@main.tusur.ru

George A. Malyutin

Student, Design KUDR, TUSUR 40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050 Phone: +7-953-911-86-10 Email: mr.mageorge@yandex.ru