

УДК 621.372

Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, В.Н. Федоров, Д.Д. Зыков

Широкополосные дискретные недисперсионные фазовращатели на основе эффекта кратного изменения фазовой скорости в многосвязных полосковых структурах с существенно неуравновешенной электромагнитной связью при сохранении согласования в широкой полосе частот

Рассмотрено распространение волн в многосвязных полосковых структурах, приводящихся к трехпроводным и двухпроводным связанным полосковым линиям типа «меандровая линия, перекрытая сплошными полосками». Показано, что в таких структурах электромагнитная связь между линиями существенно неуравновешена, а изменение граничных условий приводит к кратному изменению (до 5 раз) фазовой скорости бегущей волны, образующейся в структуре, при сохранении согласования с внешними цепями в широкой полосе частот. Приведены соотношения для вычисления эквивалентных первичных параметров полосковых структур в процессе их приведения к связанным трехпроводным, двухпроводным и одиночным линиям. Описывается практическая реализация дискретного недисперсионного фазовращателя на основе трехпроводной связанной линии, экспериментальные исследования которого подтвердили проведенный анализ.

Ключевые слова: дискретные фазовращатели, многосвязные полосковые структуры, связанные линии, эффект изменения фазовой скорости, трехпроводные связанные линии.

Многосвязные полосковые структуры (МСПС) и связанные линии (СЛ), характеризующиеся неравенством фазовых скоростей нормальных волн, находят применение при конструировании фазовращателей, фильтров и других устройств [1–6]. В общем случае неравенство фазовых скоростей нормальных волн может быть обусловлено неоднородностью диэлектрического заполнения поперечного сечения связанных проводников в области электромагнитной связи. Авторами работ [7, 8] предложена конструкция многосвязной полосковой структуры типа «меандровая линия, перекрытая сплошной полоской», в которой существенная неуравновешенность электромагнитной связи достигается тем, что связанные проводники имеют разную длину.

Проектирование широкополосных фазосдвигающих устройств сопряжено с решением противоречивой задачи обеспечения больших фазовых сдвигов при сохранении приемлемого согласования в полосе частот и малых потерях.

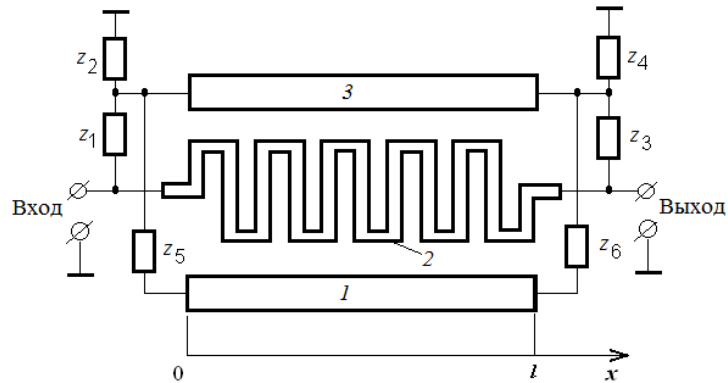
В настоящей работе рассматриваются вопросы анализа недисперсионных фазовращателей, имеющих линейную фазочастотную характеристику в рабочей полосе частот, изменяемую в результате переключения полупроводниковых диодов. Фазовый сдвиг в таких устройствах зависит от частоты линейно.

Постановка задачи. Рассмотрим общую схему секции, используемой для проектирования недисперсионных фазосдвигающих устройств (рис. 1). Секция включает отрезок многосвязной полосковой структуры, которая приводится через систему первичных параметров к трехпроводной связанной полосковой линии, состоящей из сплошных полосок 1, 3 длиной l и полоски в виде меандра 2.

Управление фазовым сдвигом происходит с помощью изменения сопротивлений z_1, \dots, z_6 регулирующих элементов, в качестве которых могут использоваться $p-i-n$ -диоды или транзисторы. Между полосками 1 и 3 установлены переключки, которые имеют сопротивления z_5, z_6 . Максимальный фазовый сдвиг φ_{\max} достигается при $z_2, z_4, z_5, z_6 \rightarrow 0$ и $z_1, z_3 \rightarrow \infty$. Изменение сопротивлений по схеме $z_2, z_4 \rightarrow \infty$ и $z_1, z_3, z_5, z_6 \rightarrow 0$ дает минимальный фазовый сдвиг φ_{\min} . Регулируемый фазовый сдвиг $\varphi = \varphi_{\max} - \varphi_{\min}$ зависит от степени изменения фазовой скорости v_ϕ в полосковой структуре вследствие изменения граничных условий в точках $x = 0, l$. В свою очередь, v_ϕ определяется всей совокупностью параметров полосковой структуры. Принципиальным является возможность

получения примерно одинаковых характеристических сопротивлений структуры в состояниях минимального и максимального фазовых сдвигов при переключении регулирующих элементов.

Рис. 1. Схема управляемых устройств на основе трехпроводных связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением и неодинаковой физической длиной в области электромагнитной связи: z_1, \dots, z_4 – сопротивления регулирующих элементов; z_5, z_6 – сопротивления перемычек, соединяющих сплошные полоски 1, 3, связанные с меандровой линией 2



Анализ волновых свойств структуры. Анализ разбивается на две относительно самостоятельные задачи. Первая из названных задач – определение первичных параметров трехпроводной связанной линии. Вторая – вычисление матриц передачи или матриц рассеяния в состояниях максимального и минимального фазового сдвига.

Рассмотрим расчет первичных параметров связанных линий в предположении, что в них распространяются квази-Т-волны [8]. Конструкция СЛ показана на рис. 2.

Рис. 2. Связанная полосковая структура с сильно неуравновешенной электромагнитной связью: 1, 5 – экранирующие плоскости; 2, 4 – диэлектрические подложки; 3 – меандровый проводник; 6, 7 – сплошные полоски

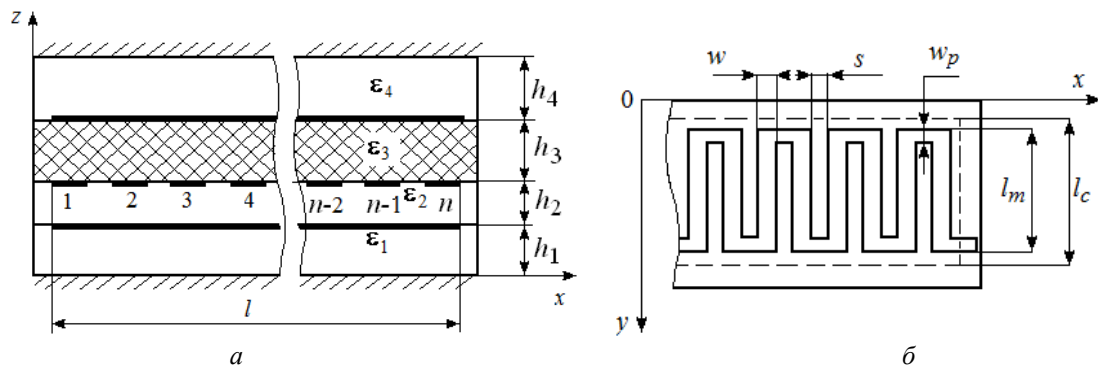
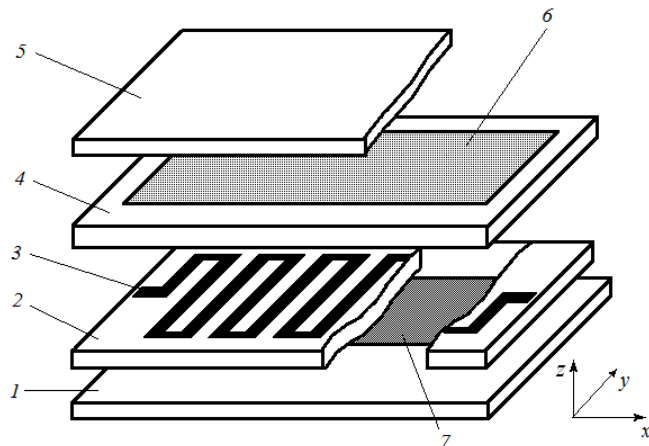


Рис. 3. Конструкция связанных линий типа «меандровая линия, перекрытая сплошными полосками»: а – поперечное сечение в плоскости $y = \text{const}$; б – поперечное сечение в плоскости $z = \text{const}$

Поперечные сечения рассматриваемой линии в плоскости $y = \text{const}$ показаны на рис. 3, а, в плоскости $z = \text{const}$ – на рис. 3, б.

Обозначим размеры связанных полосковых линий (СПЛ) следующим образом; l_m – длина полосок меандровой линии в направлении оси y ; l – длина связанных линий в направлении оси x ; l_c – ширина сплошной полоски; w – ширина полосок меандрового проводника; w_p – ширина перемычек; s – зазор между полосками; h_i – толщины диэлектрических слоев ($i=1, 2, 3$); ϵ_i – относительные диэлектрические проницаемости соответствующих слоев диэлектрика.

Наличие проводников с различной физической длиной и ортогональной пространственной ориентацией в области электромагнитной связи приводит к появлению весьма интересных волновых свойств. Прежде всего, это различие коэффициентов емкостной $k_{C,pq}$ и индуктивной $k_{L,pq}$ связи проводников, определяемых по формулам

$$k_{C,pq} = \frac{C_{pq}}{\sqrt{C_{pp}C_{qq}}}, \text{ для } p=1, q=2,3 \text{ и для } p=2, q=3; \quad (1)$$

$$k_{L,pq} = \frac{L_{pq}}{\sqrt{L_{pp}L_{qq}}}, \text{ для } p=1, q=2,3 \text{ и для } p=2, q=3. \quad (2)$$

В общем случае меандровую линию можно рассматривать как n -проводную линию, каждая полоска которой связана со сплошными полосками, имеющими номера $n+1$, $n+2$, и соединена перемычками с соседними полосками. Конструктивно размах полосок меандра l_m ограничивается из условия допустимого отклонения фазочастотной характеристики от линейной. Это позволяет упростить расчетную схему и перейти от $(n+2)$ -проводной системы к трехпроводной с соответствующими эквивалентными первичными параметрами в виде матриц \mathbf{C} , \mathbf{L} размером 3×3 . Основная посылка такого упрощения – пренебречь дисперсией за счет взаимодействия соседних полосок меандрового проводника, считая, что картина волнового процесса в основном зависит от связи линий на участке длиной l (см. рис. 3). Подобный подход к расчету первичных параметров в квазистатическом приближении использован, например, в работах [7–9].

Меандровая линия состоит из участков, по которым токи проводимости текут в ортогональных направлениях, совпадающих с осью x и y соответственно. Отсюда для упрощения расчета первичных параметров полосковой структуры целесообразно провести ее декомпозицию с учетом отмеченной особенности.

При расчете погонных емкостных коэффициентов $C_{i,j}$ поступим следующим образом. Найдем суммарные частичные емкости меандровой линии и сплошной полоски в направлениях x и y , считая взаимодействие полосок меандра по напряжению синфазным, а затем вычислим $C_{i,j}$ через частичные емкости структуры. При расчете индуктивностей используем то обстоятельство, что проводники меандровой линии, ориентированные вдоль оси y , не имеют связи со сплошной полоской по магнитному полю в направлении оси x . Это, однако, не означает равенства нулю коэффициента индуктивной связи k_L , так как перемычки меандровой линии шириной w_p и сплошная полоска ориентированы одинаково вдоль оси x , и, следовательно, связаны по магнитному полю. Определение погонной индуктивности регулярной части меандрового проводника проведем на модели, соответствующей противофазному возбуждению соседних полосок по напряжению, так как в реальных рассматриваемых линиях указанные полоски по току возбуждаются также противофазно. Погонные параметры при этом определим как суммарные емкости и индуктивности частей полосковой структуры, ориентированных в ортогональных направлениях [9]:

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_x + \mathbf{C}_y, \quad (3)$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_x + \mathbf{L}_y, \quad (4)$$

где матрицы \mathbf{C}_x , \mathbf{L}_x составлены из емкостных и индуктивных коэффициентов, определяемых вдоль оси x ; \mathbf{C}_y , \mathbf{L}_y определяются вдоль y и нормируются по длине l СПЛ вдоль x .

С применением работ [2, 9–11] рассчитаны первичные параметры трехпроводной структуры со следующими параметрами: $w = w_p = 0,4$ мм, $s = 1,6$ мм, $h_1 = 2$ мм, $h_2 = h_3 = 1$ мм, $h_4 = 6$ мм, $l_m = l_c = 12$ мм, $\epsilon_1 = \epsilon_4 = 1$, $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 10$, $n = 7$. В результате получены матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} :

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 7,8641 & -7,3537 & -0,01 \\ -7,3537 & 14,7070 & -7,3537 \\ -0,01 & -7,3537 & 7,8641 \end{bmatrix} \times 10^{-10}, \text{ Ф/м}, \quad (5)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3,8737 & 2,1769 & 0,4802 \\ 2,1769 & 36,5650 & 2,1769 \\ 0,4802 & 2,1769 & 3,8737 \end{bmatrix} \times 10^{-7}, \text{ Гн/м}. \quad (6)$$

Матрицы сопротивлений \mathbf{R} и проводимостей \mathbf{G} получены в первом приближении методом экстракции исходя из экспериментальных данных о потерях [12–15]:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 0,8 & 0 & 0 \\ 0 & 1,2 & 0 \\ 0 & 0 & 0,8 \end{bmatrix}, \text{ Ом/м}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 10^{-4} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-4} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-4} \end{bmatrix}, \text{ См/м}.$$

Вычислены собственные значения матрицы $\mathbf{\alpha} = \mathbf{ZY}$, которые представляют квадраты коэффициентов распространения $\gamma_e, \gamma_o, \gamma_{eo}$ нормальных волн. На рис. 4, 5 показана частотная зависимость $\text{Im}(\gamma)$ и $\text{Re}(\gamma)$. Фазовые скорости определены очевидным образом: $v_\phi = \omega \cdot (\text{Im}(\gamma))^{-1}$, где v_ϕ, γ имеют индексы e, o, eo соответственно для синфазного (e), противофазного (o) и смешанного (eo) типов возбуждения полосок (рис. 6).

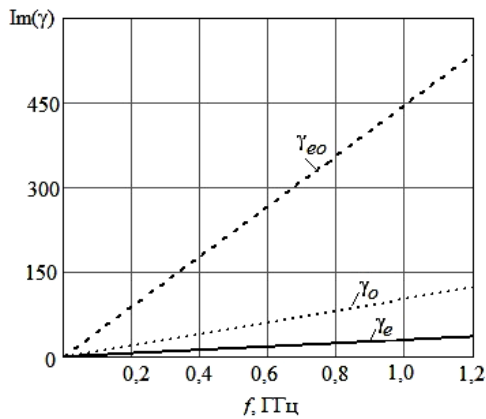


Рис. 4. Частотная зависимость $\text{Im}(\gamma)$ для различных типов нормальных волн

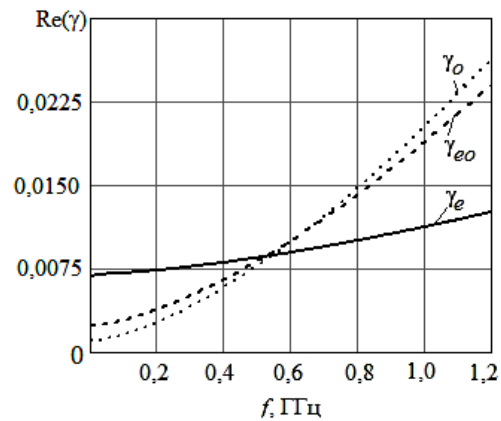


Рис. 5. Частотная зависимость $\text{Re}(\gamma)$ для различных типов нормальных волн

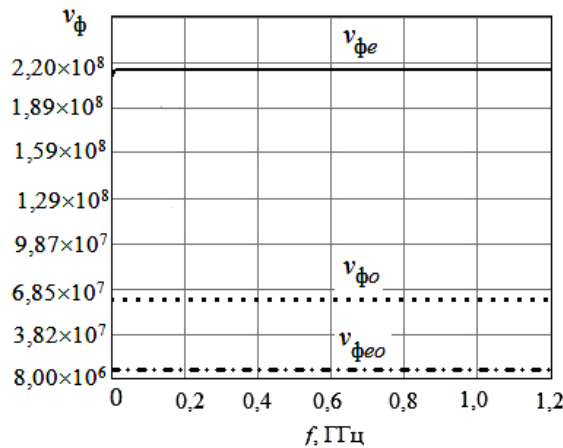


Рис. 6. Частотная зависимость v_ϕ для различных типов нормальных волн

Условия существования двух состояний с одинаковыми характеристическими сопротивлениями при регулировании фазового сдвига. Уравнение, позволяющее найти условия равенства характеристических сопротивлений при регулировании фазового сдвига, следует из равенства характеристического (волнового) сопротивления устройства в состоянии максимального фазового сдвига ϕ_{\max} при $z_2, z_4, z_5, z_6 \rightarrow 0$ и $z_1, z_3 \rightarrow \infty$ и минимального фазового сдвига ϕ_{\min} при $z_2, z_4 \rightarrow \infty$ и $z_1, z_3, z_5, z_6 \rightarrow 0$ (см. рис. 1). Точное определение характеристических сопротивлений требует полного анализа матрицы передачи устройства по схеме рис. 1. Однако если ввести дополнительные режимы возбуждения связанных линий, эта задача упрощается. Введем следующие режимы возбуждения:

– режим «*e-e-e*» – синфазного возбуждения всех полосок, когда напряжения возбуждения на входе полосок 1, 2, 3 равны по модулю и фазе;

– режим «*o-e-o*» – подается напряжение возбуждения на полосу 2, полосы 1 и 3 заземлены.

Обратим внимание на то, что режим «*e-e-e*» не является режимом синфазного возбуждения полосок, при котором существует один из возможных типов нормальных волн, поскольку условия для существования соответствующего типа нормальной волны в общем случае предусматривают неравенство амплитуд волн в линиях в силу их неодинаковости [16–22]. Физические аспекты эффекта кратного изменения фазовой скорости в структурах с сильно неуравновешенной электромагнитной связью рассмотрены в работе [23].

Представляет интерес определение эквивалентных первичных параметров структуры рис. 2, 3 как однопроводной линии передачи при изменении граничных условий в соответствии с введенными режимами возбуждения и схемой рис. 1. Для этого проведем определение матрицы результирующих емкостей [1] по известной матрице собственных емкостей трехпроводной структуры C_p , определяемой из матрицы C [см. выражение (5)].

В соответствии с введенными режимами возбуждения полосок запишем матрицу потенциалов A , связывающую матрицу результирующих емкостей C_{eff} в режимах «*e-e-e*» и «*o-e-o*» и матрицу частичных емкостей C_p , получаемую из (4) [1]:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad C_p = \begin{bmatrix} C_{1,1} + C_{1,2} + C_{1,3} \\ C_{2,2} + C_{2,1} + C_{2,3} \\ C_{3,3} + C_{3,1} + C_{3,2} \\ -C_{1,2} \\ -C_{1,3} \\ -C_{2,3} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$C_{eff} = A \times C_p. \quad (8)$$

В результате преобразования (8) с учетом симметрии матрицы C получаем

$$C_{eff} = \begin{bmatrix} C_{1,1} + 2C_{1,2} + 2C_{1,3} + C_{2,2} + 2C_{2,3} + C_{3,3} \\ C_{2,2} + C_{1,3} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Численное значение матрицы $C_{eff} = \begin{bmatrix} 1,002 \\ 14,719 \end{bmatrix} \cdot 10^{-10}$ Ф/м.

Физический смысл матрицы C_{eff} состоит в следующем: первый элемент, равный $1,002 \cdot 10^{-10}$ Ф/м, представляет суммарную (результирующую) погонную емкость структуры по рис. 2, 3 в режиме возбуждения «*e-e-e*»; второй элемент, имеющий значение $14,719 \cdot 10^{-10}$ Ф/м, является соответственно суммарной емкостью при возбуждении типа «*o-e-o*».

Определение результирующей погонной индуктивности L_{eff}^{eee} для введенного режима возбуждения «*e-e-e*» проводится из условия равенства тока I на входе структуры сумме токов в полосках 1, 2 и 3, в результате чего получаем:

$$L_{eff}^{eee} = \left(\sum_{i=1}^3 I_i \right)^{-1}. \quad (10)$$

В формуле (10) I_i – элементы столбцовой матрицы $\mathbf{I} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \mathbf{E}$; \mathbf{L} – матрица индуктивностей; \mathbf{E} – единичная матрица. Расчет дал значение $L_{eff}^{eee} = 2,177 \cdot 10^{-7}$ Гн/м. Результирующая погонная индуктивность L_{eff}^{oeo} для введенного режима возбуждения «*o-e-o*» определяется после отыскания тока в полоске под номером 2, поэтому получаем:

$$L_{eff}^{oeo} = (I_2)^{-1}, \quad (11)$$

где I_2 – элемент под номером 2 столбцовой матрицы \mathbf{I}_0 :

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Вычисление L_{eff}^{oeo} дало значение $L_{eff}^{oeo} = 3,439 \cdot 10^{-6}$ Гн/м.

Знание эквивалентных первичных параметров структуры в двух режимах возбуждения позволяет оценить вторичные параметры – волновые сопротивления Z_{eff}^{eee} и Z_{eff}^{oeo} :

$$Z_{eff}^{eee} = \sqrt{\frac{L_{eff}^{eee}}{C_{eff}^{eee}}}, \quad Z_{eff}^{oeo} = \sqrt{\frac{L_{eff}^{oeo}}{C_{eff}^{oeo}}}.$$

Численные значения волновых сопротивлений: $Z_{eff}^{eee} = 46,612$ Ом, $Z_{eff}^{oeo} = 48,335$ Ом.

Таким образом, можно записать неявное уравнение для отыскания первичных параметров структуры исходя из условий согласования при известной нагрузке:

$$\left(\sum_{i=1}^3 (\mathbf{L}^{-1} \mathbf{E})_i \right)^{-1} \cdot (C_{1,0} + C_{2,0} + C_{3,0})^{-1} = \left[\left(\mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \right)_2 \right]^{-1} \cdot (C_{2,2} + C_{1,3})^{-1}, \quad (12)$$

где $C_{1,0}$, $C_{2,0}$, $C_{3,0}$ – собственные емкости полосок, определяемые из матрицы погонных емкостей \mathbf{C} .

Из полученных данных об эквивалентных первичных параметрах структуры определяем фазовые скорости волн, соответствующих режиму «eee»: $v_{eee} = 1 / \sqrt{L_{eff}^{eee} \cdot C_{eff}^{eee}} = 2,141 \cdot 10^8$ м/с,

$v_{oeo} = 1 / \sqrt{L_{eff}^{oeo} \cdot C_{eff}^{oeo}} = 1,406 \cdot 10^7$. Полученные значения находятся в соответствии с ранее полученными результатами на основе анализа нормальных волн, распространяющихся в полосковой структуре (см. рис. 6).

Рассчитанные фазовые скорости являются предельно возможными при условии согласования. Далее будет показана практическая реализация фазосдвигающих устройств, подтверждающая полученные теоретические результаты.

Приведение к двухпроводной структуре. Переход к двухпроводной структуре в виде меандровой линии, связанной со сплошной полоской, имеет смысл как с точки зрения упрощения задачи анализа и синтеза фазовращателей на основе трехпроводных связанных линий, так и конструктивной реализации устройств. Эквивалентная схема фазовращателей на двухпроводной связанной линии показана на рис. 7.

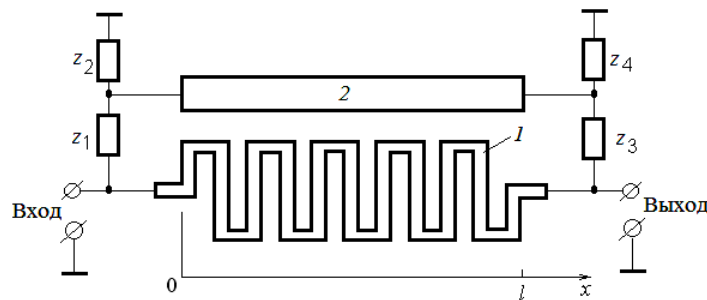


Рис. 7. Эквивалентная схема фазовращателей на основе двухпроводной связанной линии

Поступая аналогично тому, каким образом получены соотношения (9), (10) и (11), получаем матрицы эквивалентных первичных параметров при редукции трехпроводной системы в двухпроводную связанную линию:

$$\mathbf{C}_{eff} = \begin{bmatrix} C_{2,2} & 2C_{1,2} \\ 2C_{1,2} & 2C_{2,2} \end{bmatrix}, \quad \Phi/\text{м}, \quad \mathbf{L}_{eff} = \begin{bmatrix} L_{2,2} & 2L_{1,2} \\ 2L_{1,2} & 2L_{2,2} \end{bmatrix}, \quad \text{Гн/м}. \quad (13)$$

Реализация фазовращателей. Изготовлен макет фазовращателя на основе трехпроводной связанной линии с топологией и на подложках с параметрами, указанными выше. В качестве изменяемых сопротивлений z_1, z_2, z_3, z_4 использовались переключательные $p-i-n$ -диоды, z_5, z_6 выполнены неизменяемыми перемычками. Диапазон рабочих частот составил 0,33–1,00 ГГц (коэффициент

перекрытия 3:1), максимальное вносимое затухание $|s_{21}| \leq 2$ дБ, КСВН < 1,55, управляемый фазовый сдвиг на частоте 1,0 ГГц не менее $\varphi = \varphi_{\max} - \varphi_{\min} = 270$ град. Частотная зависимость вносимого фазового сдвига при переключении $p-i-n$ -диодов показана на рис. 8. Как видим, в рабочей полосе частот ФЧХ близка к линейной.

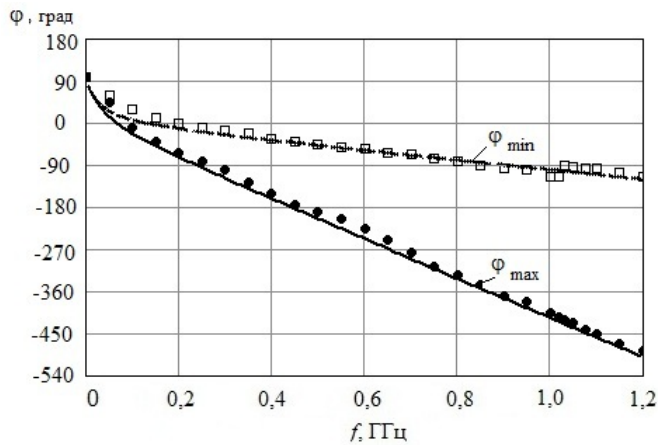


Рис. 8. Частотная зависимость фазового сдвига: -----, □□□ — соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии φ_{\min} ; —, ●●● — соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии φ_{\max}

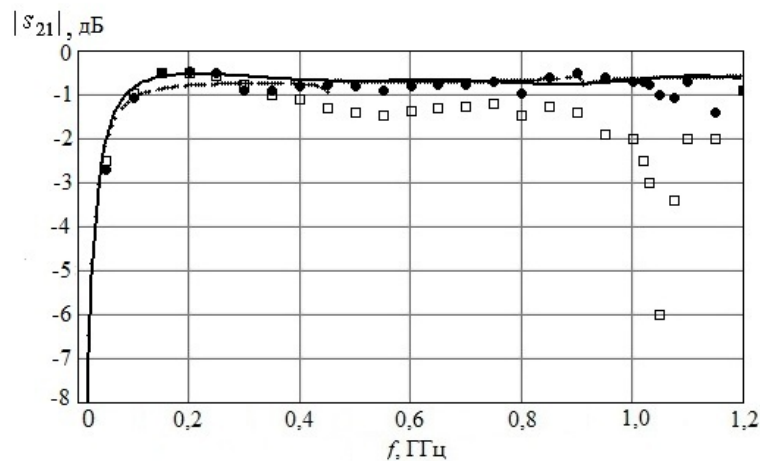


Рис. 9. Частотная зависимость вносимого затухания $|s_{21}|$: -----, □□□ — соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии φ_{\min} ; —, ●●● — соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии φ_{\max}

Заключение. Таким образом, показана возможность построения дискретных недисперсионных фазовращателей, согласуемых в широкой полосе частот в состояниях минимального и максимального фазового сдвига. Расширение функциональных возможностей связано, прежде всего, с поиском путей плавного изменения фазового сдвига в пределах достижимого диапазона. Дальнейшие исследования в этом направлении, возможно, дадут положительные результаты путем применения нерегулярных связанных полосковых линий, характеризующихся неуравновешенной связью [23].

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по контракту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. — Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. — 164 с.
2. Сычёв А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / под ред. Н.Д. Малютина. — Томск: Том. гос. ун-т, 2001. — 318 с.
3. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лошилов. — Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. — 168 с. — ISBN 978-5-86889-593-7.

4. Sytchev A.N. A. Model of the shielded multiconductor microstrip lines on double-layer substrate – a novel approach // Microwave Electronics: Measurements, Identification, Application Conference, 2001. MEMIA 2001. Pp. 77 – 81. DOI: 10.1109/MEMIA.2001.982325.
5. Gazizov, T.R., Dolganov, E.S., Zabolotsky, A.M. Modal filter as a device for electrostatic discharge protection of onboard computers and control units of space vehicles // Russian Physics Journal, 2012, v. 55, No 3, Pp. 282-286 (WOS:000307973500006, DOI: 10.1007/s11182-012-9808-3).
6. TEM Mode-Matching Analysis of Multi-coupled Strip-line Filters / J.A. Ruiz-Cruz, Yunchi Zhang, J.M. Rebollar, K.A. Zaki, J.R. Montejo-Garai, A.J. Piloto. Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International. DOI: 10.1109/MWSYM.2007.380546 P. 541 – 544.
7. Belyaev B.A. Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, V.V. Tyurnev, A.A. Leksikov, and Y.F. Bal'va // Microwave Opt. Technol. Lett. – 2013. – Vol. 55. – P. 2866–2869.
8. Vorob'ev, P.A. Quasi-T-Waves in Devices Using Coupled Strip Lines with Unbalanced Electromagnetic Coupling / Vorob'ev, P.A., Malyutin, N.D., Federov, V.N. Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). 1982. 27 (9). Pp. 38-44.
9. Малютин Н.Д. Квазистатические параметры связанных полосковых линий с сильно неуравновешенной электромагнитной связью / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1988. – Т. 31, № 1. – С. 58–62.
10. Sytchev A.N., Chernov Yu.D., Shevtsov A.Yu. Analysis of the transmission strip lines with the «Lines Designer» package for Windows // 1999 High power microwave electronics: Measurements, identification, applications (MIA-ME'99), Sept. 21–23, 1999, Novosibirsk, Russia, NSTU: Proc. of the 2-nd IEEE-Russia MIA-ME'99 Conf. – Novosibirsk: NSTU, 1999. – P. IV.26–IV.31.
11. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, И.С. Костарев // Компьютерные учебные программы и инновации. – М.: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ, 2007. – № 10. – С. 89–90.
12. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н.Д. Малютин, Т.Х. Бибииков, И.В. Большанин, А.Г. Лоцилов, С.Б. Сунцов, Э.В. Семенов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 295 – 301.
13. Векторный импульсный измеритель цепей P4-И-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sibtronika.ru/product/hardware/r4-i-01.php>, свободный (дата обращения: 24.09.2011).
14. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов и др. // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.
15. Loschilov A.G. Instrumentation for nonlinear distortion measurements under wideband pulse probing / A.G. Loschilov, E.V. Semyonov et al. // Proc. of 19th Int. CrimeanConference «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2009) (Sevastopol, September 14–18, 2009). – Sevastopol, 2009. – Vol. 2. – P. 754–755. ISBN: 978–1–4244–4796–1.
16. Пистолькорс А.А. Приемные антенны / А.А. Пистолькорс. – М.: Связьтехиздат, 1937. – 287 с.
17. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.
18. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 388 с.
19. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics / K.D. Marx // IEEE Trans, on MTT. – 1973. – Vol. MTT-21, № 7. – P. 450–457.
20. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 12. – С. 2473–2478.
21. Беляев Б.А. Исследование коэффициентов связи сонаправленных резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53, № 4. – С. 432–440.
22. Maljutin N.D. Effect of multiple changes of phase and group velocity of traveling waves in the microwave broadband devices based on strip structures with a strongly unbalanced electromagnetic coupling / N.D. Maljutin, A.G. Loschilov, A.N. Sychev, A.N. Maljutina // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014. 24th International Crimean Conference. – Sevastopol, 2014. – P. 567–569. – DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959530.

23. Малютин Н.Д. Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам / Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, А.А. Ильин, А.Н. Малютин, И.В. Большанин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (23). – С. 183–190.

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор, нач. научного управления ТУСУРа

Д-р техн. наук, профессор

Тел.: 8 (383-2) 52-79-42

Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Лоцилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа

Тел.: (382-2) 25-33-60

Эл. почта: yogl@mail.ru

Федоров Вячеслав Николаевич

Канд. техн. наук, доцент Северо-Восточного федерального университета им. М.К. Аммосова

Тел.: +7-914-224-89-74

Эл. почта: fvnsvfu@mail.ru

Зыков Дмитрий Дмитриевич

Канд. техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа, доцент НИТПУ

Тел.: 8 (382-2) 70-15-84

Эл. почта: zdd@keva.tusur.ru

Maljutin N.D., Loschilov A.G., Fedorov V.N., Zykov D.D.

Broadband discrete non-dispersive phase shifters based on the effect of multiple changes in the phase velocity in multi-coupled structures with significantly unbalanced electromagnetic coupling while maintaining matching in a wide frequency band

We considered wave propagation in multi-coupled stripline structures, transforming to a three-wire and two-wire strip line type of «meander line, covered by solid stripes». It is shown that in such structures electromagnetic coupling between lines is significantly unbalanced, and the change of the boundary conditions leads to a considerable change (up to 5 times) the phase velocity of the traveling wave formed in the structure, while maintaining matching with external circuits in a wide frequency band. Relationships for calculating the equivalent primary parameters of stripe structures in the process of reduction them to the coupled three-wire, two-wire and single lines. We describe a practical realization of the discrete non-dispersive phase shifter based on a three-wire coupled line, experimental research was confirmed the analysis.

Keywords: discrete phase shifters, multi-coupled stripline structures, coupled lines, the effect of changing the phase velocity, three-conductor coupled strip line.