

Метод проектирования микрополосковых направленных ответвителей на основе пилообразных связанных линий

А. А. Шауэрман

В статье рассматривается метод улучшения параметров направленных ответвителей на связанных микрополосковых линиях с помощью компенсации разницы фазовых скоростей в симметричном и асимметричных режимах возбуждения за счёт введения пилообразной формы линий.

Ключевые слова: направленный ответвитель, микрополосковая линия, связанные линии, фазовая скорость, эквивалентная диэлектрическая проницаемость, волновое сопротивление.

1. Введение

Теория проектирования ответвителей на основе передающих линий с волной Т-типа базируется на предположении равенства фазовых скоростей в симметричном и асимметричном режимах возбуждения. Однако неравенство диэлектрических проницаемостей приводит к различию фазовых скоростей, что обуславливает значительное снижение направленности и уменьшение рабочей полосы частот.

Существует множество способов компенсации различия фазовых скоростей. Условно все методы можно разделить на три большие группы. К первой группе относятся методы, базирующиеся на выравнивании эффективной диэлектрической проницаемости в различных режимах возбуждения. Это может быть достигнуто помещением диэлектрических слоев сверху микрополосковой структуры [1], используя анизотропную подложку [2], а также делая гравировку в подложке или на экранирующей поверхности [3]. Главные недостатки данных методов – это сложный технологический процесс изготовления, нивелирующий достоинство микрополосковых структур – простоту реализации. Кроме того, отсутствуют удобные уравнения для расчётов параметров такой компенсации, а процедура проектирования сводится к многоитерационному численному синтезу.

Вторая группа методов компенсации предполагает подключение реактивных сосредоточенных компонентов между связанными линиями [4], шунтируя линии [5], или включение компонентов последовательно с одним или несколькими портами [6, 7]. В некоторых случаях такие методы компенсации позволяют достичь направленности более 70 дБ, но в очень узкой полосе частот [7]. При таком методе компенсации ответвители получаются узкополосными.

Отдельно стоит выделить метод ёмкостной компенсации [4], в этом случае может быть достигнута высокая направленность в широком диапазоне частот. Две идентичные ёмкости включаются между связанными линиями на их границах. Эти внешние ёмкости приводят к увеличению эквивалентной электрической длины линии передачи в режиме асимметричного (нечётного) возбуждения и практически не оказывают влияние на распространение волны в режиме симметричного (чётного) возбуждения. Однако в местах соединения конденсатора с микрополоском не всегда удаётся обеспечить достаточную однородность поля, что

в совокупности со сложностью изготовления сосредоточенной ёмкости, работающей на высоких частотах и имеющей приемлемую точность, ограничивают применение данного метода компенсации на частотах до 10 ГГц [7].

Третья группа методов компенсации дает лучший результат, чем ёмкостная компенсация, и не накладывает ограничения на увеличение частоты. Такие технологии полной планарной компенсации, предложенные А. Podell [8], базируются на физическом увеличении длины пути волны в асимметричном режиме возбуждения, что увеличивает соответствующую эквивалентную диэлектрическую проницаемость. Это достигается за счёт применения пилообразной формы связанных линий. Однако на сегодняшний день методология инженерного расчёта геометрии подобного типа ответвителей развита недостаточно. Следовательно, разработка алгоритма проектирования ответвителя с компенсацией неоднородности фазовых скоростей на основе пилообразной формы является актуальной задачей.

2. Теория

Традиционно микрополосковые направленные ответвители на базе пилообразных связанных линий проектировались полуэмпирическими методами [9], поэтому этот вид ответвителя редко использовался из-за низкой повторяемости проектов, несмотря на то, что он даёт неплохие результаты по направленности и уровню согласования.

В простейшем случае направленный ответвитель на связанных микрополосковых линиях представляет собой восьмиполюсник, состоящий из двух параллельных микрополосковых линий, электрическая длина которых равна четверти длины волны возбуждающего воздействия. Такой ответвитель обладает двумя плоскостями симметрии, показанными на рис. 1 штрихпунктирными линиями, в этом случае матрица рассеяния ответвителя полностью описывается четырьмя параметрами S_{11} , S_{21} , S_{31} , S_{41} .

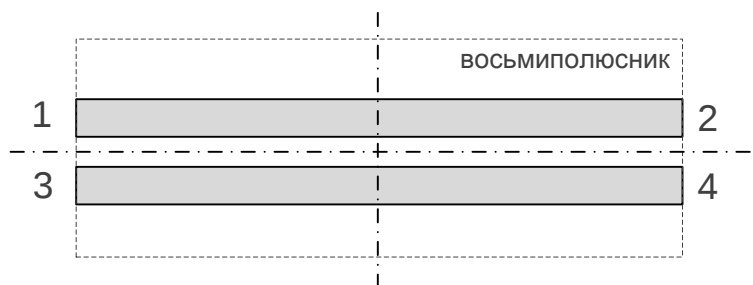


Рис. 1. Нумерация входов 8-полюсника

Основные рабочие характеристики направленного ответвителя могут быть выражены через значения элементов S-матрицы следующим образом [10]:

1) коэффициент стоячей волны напряжения на входе:

$$КСВН_1 = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}; \quad (1)$$

2) рабочее затухание:

$$C_{12} = -20 \lg \left(\frac{1}{|S_{21}|} \right) \text{ [дБ]}; \quad (2)$$

3) коэффициент деления мощности:

$$C_{23} = 20 \lg \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right| \text{ [дБ]}; \quad (3)$$

4) развязка:

$$C_{14} = -20 \lg \left| \frac{1}{S_{41}} \right| \quad [\text{дБ}]; \quad (4)$$

5) направленность:

$$C_{21} = 20 \lg \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right| \quad [\text{дБ}]. \quad (5)$$

Задача проектирования ответвителя сводится к получению максимальной направленности при КСВН₁, равном единице (это значит, что отражённая от входа волна отсутствует) в широком диапазоне частот. Очевидно, что для выполнения этих условий нужно обеспечить $S_{11} = 0$ и $S_{41} = 0$.

Анализ ответвителей на связанных линиях удобно проводить методом чётного (симметричного) и нечётного (асимметричного возбуждения) [11], используя плоскость симметрии, расположенную между первичной и вторичной линиями передачи. При чётном возбуждении на входы линий подаётся воздействие, одинаковое по величине и совпадающее по фазе, при нечётном возбуждении фаза воздействующих сигналов противоположна. Таким образом, в чётном и нечётном режимах возбуждения на границе раздела имеется различное граничное условие: для чётного режима $E_{11} = 0$, а для нечётного $H_{11} = 0$. В данном случае парциальные четырёхполюсники симметричного и асимметричного возбуждения приобретают вид регулярных линий передачи с Т-волной. Длины этих отрезков l совпадают с длиной участка связи.

На рис.2 показано распределение электрического поля при различных режимах возбуждения.

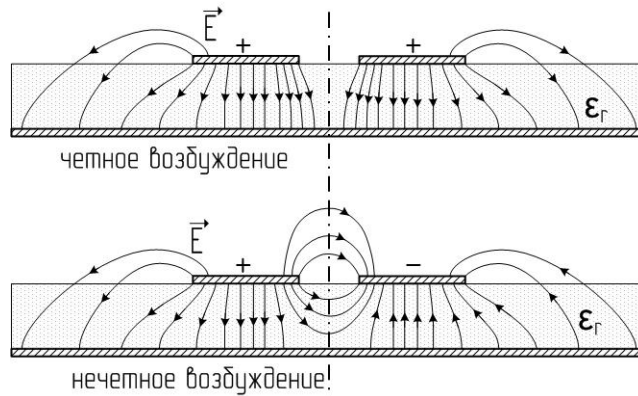


Рис. 2. Распределение электрического поля в различных режимах возбуждения

Из сравнения структур электрического поля следует, что при нечётном возбуждении электрическое поле на краях линий в значительной степени сконцентрировано в воздушной области, в отличие от чётного режима, где поле сосредоточено в основном в диэлектрической подложке под микрополосковыми линиями. Как результат, эффективная диэлектрическая проницаемость в последнем случае выше: $\epsilon_{\text{Эре}} > \epsilon_{\text{Оре}}$. Здесь и далее параметр для чётного режима возбуждения имеет индекс «Е»; для нечётного возбуждения – индекс «О»

Фазовая скорость в диэлектрической среде без потерь определяется следующим выражением [12]:

$$v_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu}}, \quad (6)$$

где L и C – погонные значения индуктивности и ёмкости линии, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость, μ – относительная магнитная проницаемость, c – скорость света в вакууме.

Для любых не имеющих потерь линий с Т-волной волновое сопротивление и фазовая скорость определяются выражением [13]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (7)$$

Используя формулы (6) и (7), можно выразить волновое сопротивление через фазовую скорость и погонную ёмкость:

$$Z_0 = \frac{1}{v_\phi C}. \quad (8)$$

Из неравенства $\varepsilon_{\text{Эре}} > \varepsilon_{\text{Оре}}$ следует, что фазовые скорости $v_{\text{Эф}}$ и $v_{\text{Оф}}$, а следовательно, и волновые сопротивления линий в различных режимах Z_{E0} и Z_{O0} будут отличаться, при этом $v_{\text{Эф}} < v_{\text{Оф}}$ и $Z_{E0} > Z_{O0}$.

Параметры матрицы рассеяния S зависят от волновых сопротивлений (Z_{E0} и Z_{O0}), коэффициентов фазы (β_E и β_O) и длин участков связи (D_E и D_O) в различных режимах возбуждения следующим образом [14]:

$$S_{11} = \frac{1}{2} \cdot \frac{j(Z_{E0}^2 - Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)}{2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{j(Z_{O0}^2 - Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O)}{2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O)}, \quad (9)$$

$$S_{21} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{E0}Z_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_E)}}{2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)} + \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{O0}Z_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_O)}}{2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O)}, \quad (10)$$

$$S_{31} = \frac{1}{2} \cdot \frac{j(Z_{E0}^2 - Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)}{2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{j(Z_{O0}^2 - Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O)}{2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O)}, \quad (11)$$

$$S_{41} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{E0}Z_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_E)}}{2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)} - \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{O0}Z_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_O)}}{2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O)}, \quad (12)$$

где Z_0 – волновое сопротивление линии, $\Theta_E = \beta_E D_E$, $\Theta_O = \beta_O D_O$ – электрическая длина линии связи в чётном и нечётном режимах соответственно.

Найдём условия, при которых выполняется $S_{11} = 0$ и $S_{41} = 0$, для этого преобразуем (12) к виду:

$$S_{41} = \frac{2Z_{E0}Z_{O0}Z_0^2(\sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_E)} - \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_O)})}{(2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)) \cdot (2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O))} + \frac{2jZ_{E0}Z_0(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O) \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_E)} - 2jZ_{O0}Z_0(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E) \sqrt{1 + \text{tg}^2(\Theta_O)}}{(2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_E)) \cdot (2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \text{tg}(\Theta_O))}. \quad (13)$$

Сгруппировать второе слагаемое можно при условии:

$$Z_{E0}Z_0(Z_{O0}^2 + Z_0^2) = Z_{O0}Z_0(Z_{E0}^2 + Z_0^2), \quad (14)$$

это возможно при $Z_0 = 0$, что физически лишено смысла, или при:

$$Z_0^2 = Z_{O0} \cdot Z_{E0}. \quad (15)$$

Перепишем выражение (13) с учётом (15):

$$S_{41} = \frac{2Z_{E0}Z_{O0}Z_0^2(\sqrt{1+\operatorname{tg}^2(\Theta_E)} - \sqrt{1+\operatorname{tg}^2(\Theta_O)})}{(2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \operatorname{tg}(\Theta_E)) \cdot (2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \operatorname{tg}(\Theta_O))} + \frac{2j(Z_{O0}Z_{E0})^{3/2}(Z_{O0} + Z_{E0})(\operatorname{tg}(\Theta_O)\sqrt{1+\operatorname{tg}^2(\Theta_E)} - \operatorname{tg}(\Theta_E)\sqrt{1+\operatorname{tg}^2(\Theta_O)})}{(2Z_{E0}Z_0 + j(Z_{E0}^2 + Z_0^2) \cdot \operatorname{tg}(\Theta_E)) \cdot (2Z_{O0}Z_0 + j(Z_{O0}^2 + Z_0^2) \cdot \operatorname{tg}(\Theta_O))} \quad (16)$$

Очевидно, что $S_{41} = 0$ при $\Theta_O = \Theta_E$.

Из (9) аналогичным образом нетрудно найти условия идеального согласования ($S_{11} = 0$):

$$\begin{cases} Z_0^2 = Z_{O0} \cdot Z_{E0}, \\ \Theta_O = \Theta_E. \end{cases} \quad (17)$$

В ответвителе на связанных линиях в чётном и нечётном режимах возбуждения длина участка связи постоянна, поэтому равенство $\Theta_O = \Theta_E$ определяется равенством коэффициентов фазы: $\beta_E = \beta_O$. Учитывая, что:

$$\begin{aligned} \beta_E &= \frac{\omega}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ere}}, \\ \beta_O &= \frac{\omega}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ore}}, \end{aligned} \quad (18)$$

задача построения ответвителя с идеальным согласованием и бесконечной направленностью сводится к выравниванию эффективных диэлектрических постоянных в чётном и нечётном режимах возбуждения. Эти диэлектрические постоянные могут быть найдены из соответствующих значений погонной ёмкости по следующим формулам [13]:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{Ere} &= \frac{C_E}{C_{Ea}}, \\ \varepsilon_{Ore} &= \frac{C_O}{C_{Oa}}, \end{aligned} \quad (19)$$

где C_E , C_O – полные погонные ёмкости линии в чётном и нечётном режимах возбуждения соответственно, C_{Ea} , C_{Oa} – значения погонных ёмкостей в случае, если диэлектриком является воздух.

На рис. 3 показано представление полной погонной ёмкости линии в виде ёмкости плоского конденсатора C_p и двух краевых ёмкостей с каждой стороны полоски:

$$\begin{aligned} C_E &= C_p + C_f + C_{Ef}, \\ C_O &= C_p + C_f + C_{Of}, \end{aligned} \quad (20)$$

где C_{Ef} и C_{Of} – погонные краевые ёмкости с внутренней стороны в различных режимах. Эти ёмкости будут различаться, так как ёмкость для нечётного режима состоит из двух компонент: C_{Of1} – составляющая, определяемая краевым полем в щели в свободном пространстве, а C_{Of2} – в диэлектрике, в то время как эта ёмкость для чётного режима C_{Ef} имеет однородный характер.

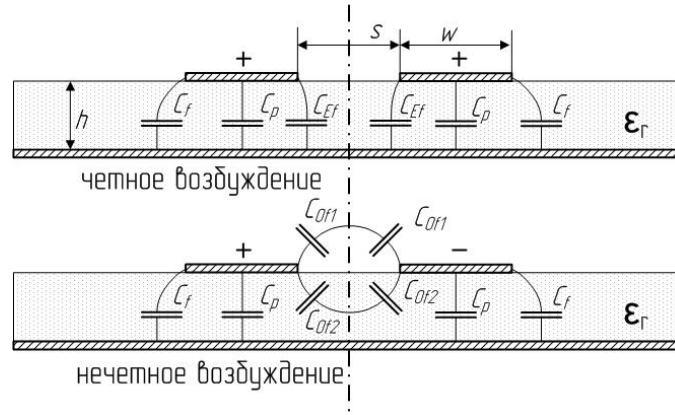


Рис. 3. Статические ёмкостные параметры связанных линий в различных режимах возбуждения

Перепишем уравнение (19) следующим образом:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{Ere} &= \frac{C_{fp} + C_{Ef}}{C_{fpa} + C_{Efa}}, \\ \varepsilon_{Ore} &= \frac{C_{fp} + C_{Of}}{C_{fpa} + C_{Ofa}},\end{aligned}\quad (21)$$

где $C_{fp} = C_f + C_p$ – общая для двух режимов погонная ёмкость.

Для получения идеального ответвителя мы должны обеспечить:

$$\varepsilon_{Ere} = \varepsilon_{Ore}. \quad (22)$$

Сделать это можно, увеличив протяжённость границы связи, в результате увеличатся составляющие ёмкости C_{Ef} и C_{Of} . Один из способов увеличения протяжённости – это введение пилообразной формы связи, как показано на рис 4. На рисунке k – это отношение длины скомпенсированного участка связи к длине исходного, назовём его коэффициентом компенсации.

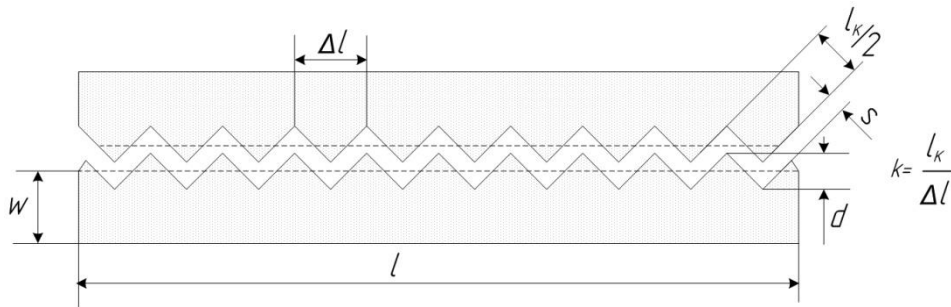


Рис. 4. Геометрия пилообразной компенсации

Введение пилообразной формы при условии сохранения суммарной площади под линией увеличивает только краевую ёмкость со стороны связи в обоих режимах, а ёмкость под линиями и краевая ёмкость внешней границы остаются неизменными. Запишем равенство (22) с учётом (21) при условии компенсации:

$$\frac{C_{fp} + C_{Ef} \cdot k}{C_{fpa} + C_{Efa}} = \frac{C_{fp} + C_{Of} \cdot k}{C_{fpa} + C_{Ofa}}, \quad (23)$$

Отношение k , определяющее соотношение геометрических параметров топологии ответвителя, может быть найдено из выражения (23):

$$k = \frac{C_{fp} \cdot (C_{Efa} - C_{Ofa})}{C_{Ef} \cdot (C_{Ofa} + C_{fpa}) - C_{Of} \cdot (C_{Efp} + C_{fpa})}. \quad (24)$$

Из анализа геометрии (рис. 3) следует, что высота зубцов может быть определена как:

$$d = \frac{\Delta l}{2} \cdot \sqrt{k^2 - 1}. \quad (25)$$

3. Алгоритм расчёта топологии компенсированных связанных линий

Рассмотрим алгоритм расчёта топологии ответвителя с компенсацией пилообразной формы. Положим, что входным параметром для проектирования является волновое сопротивление линий Z_B и задан материал (диэлектрическая проницаемость ε_r), толщина подложки (h), толщина проводящего слоя (t), центральная частота рабочего диапазона частот (f_r).

1. Рассчитываем ширину одиночной микрополосковой линии с волновым сопротивлением Z_B . Задача эта может быть решена с использованием специализированных САПР, в том числе свободно распространяемых, например TXLINE [15] или AppCAD [16]. Однако расчёт можно выполнить самостоятельно с приемлемой точностью [17]:

1) при $b > 2.1$

$$w = \frac{h \cdot 8}{e^b - 2 \cdot e^{-b}}; \quad (26)$$

2) при $b \leq 2.1$

$$w = \frac{2h}{\pi} \cdot (b_1 - 1) - \frac{2h}{\pi} \cdot \ln(2 \cdot b_1 - 1) + \frac{(\varepsilon_r - 1)h}{\pi \cdot \varepsilon_r} \cdot \left(\ln(b_1 - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\varepsilon_r} \right), \quad (27)$$

где

$$b = \left(\frac{Z_B}{60} \right) \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + (\varepsilon_r - 1) \cdot \frac{0.226 + \frac{0.12}{\varepsilon_r}}{\varepsilon_r + 1}, \quad b_1 = \frac{60 \cdot \pi^2}{Z_B \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}.$$

Погрешность вычислений по (26) не превышает 1%, по (27) – 2%.

При самостоятельном вычислении полученный результат может быть скорректирован для учета влияния конечной толщины проводящего слоя следующим образом:

при $0 < t < 0.1$ скорректированная толщина проводника:

1) при $\frac{w}{h} \leq 0.16$

$$w' = w + t \cdot \frac{1 + \ln\left(\frac{4\pi w}{t}\right)}{\pi}, \quad (28)$$

2) при $\frac{w}{h} > 0.16$

$$w' = w + t \cdot \frac{1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)}{\pi}. \quad (29)$$

2. На втором этапе рассчитываем эквивалентную диэлектрическую проницаемость ε_{re} . Аналогично первому пункту расчёт может быть выполнен в САПР или самостоятельно [17]:

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{10 \cdot h}{w}}}. \quad (30)$$

3. На третьем этапе вычисляем погонные ёмкости при условии, что подложка заполнена диэлектриком с заданной диэлектрической проводимостью.

Краевые ёмкости при чётном возбуждении могут быть получены из краевой ёмкости несвязанных микрополосковых линий. Краевые ёмкости при нечётном возбуждении определяются на основании эквивалентной геометрии связанных полосковых линий и копланарных полосковых линии [13]. Ёмкость C_p определяется как ёмкость плоского конденсатора

$$C_p = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot w}{h}, \quad (31)$$

$$C_f = \frac{\sqrt{\varepsilon_{re}}}{2 \cdot c \cdot Z_B} - \frac{C_p}{2}, \quad (32)$$

где c – скорость света в вакууме.

Краевая ёмкость внутренней границы в чётном режиме определяется как:

$$C_{Ef} = \frac{C_f \cdot \sqrt{\varepsilon_r / \varepsilon_{re}}}{1 + A \cdot \left(\frac{h}{s}\right) \cdot \operatorname{th}\left(10 \cdot \frac{s}{h}\right)}, \quad (33)$$

где $A = \exp\left(-0.1 \cdot \exp\left(2.33 - 2.35 \cdot \frac{w}{h}\right)\right)$.

Ёмкость C_{Of1} (составляющая, определяемая краевым полем в щели в свободном пространстве при нечётном возбуждении) может быть найдена из эквивалентной геометрии копланарной полосковой линии [13]:

$$C_{Of1} = \varepsilon_0 \cdot \frac{K(k')}{K(k)}; \quad k = \frac{s/h}{s/h + 2 \cdot w/h}; \quad k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (34)$$

где отношение эллиптической функции $K(k)$ к дополнительной функции $K(k')$ определены как:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}}\right) \right]^{-1} & \text{для } 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}}\right) & \text{для } 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases}.$$

Ёмкость C_{Of2} , определяемая краевым полем в щели внутри диэлектрика при нечётном возбуждении, может быть найдена путём изменения соответствующего выражения для ёмкости связанных полосковых линий [13]:

$$C_{of2} = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}{\pi} \cdot \ln \left[\operatorname{cth} \left(\frac{\pi \cdot s}{4 \cdot h} \right) \right] + 0.65 \cdot C_f \cdot \left[\frac{0.02}{s/h} \cdot \sqrt{\varepsilon_r} + 1 - \varepsilon_r^{-2} \right]. \quad (35)$$

4. Рассчитываем погонные ёмкости, взяв в качестве диэлектрика воздух ($\varepsilon_r = 1$). Следует учесть, что при сохранении геометрии изменится волновое сопротивление линии, поэтому его следует вычислить отдельно [13]:

1) при $\frac{w'}{h} \leq 1$

$$Z_A = \frac{120}{\sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}} \cdot \left[\ln \left(\frac{8h}{w} \right) + \frac{w^2}{32h^2} - \frac{\varepsilon_r - 1}{2(\varepsilon_r + 1)} \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{\ln \frac{4}{\varepsilon_r}}{\varepsilon_r} \right) \right], \quad (36)$$

2) при $\frac{w'}{h} > 1$

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \frac{1}{\frac{w}{2h} + 0.441 + 0.082 \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} + (\varepsilon_r + 1) \frac{A}{2\pi\varepsilon_r}}, \quad (37)$$

где $A = 1.451 + \ln \left(\frac{w}{2h} + 0.094 \right)$.

5. Вычисляем волновые сопротивления линий и эквивалентные диэлектрические проницаемости в различных режимах, а также вычисляем общее волновое сопротивление линии с учётом влияния связанной линии:

$$Z_{E0} = \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_E \cdot C_E^a}}, \quad (38)$$

$$Z_{O0} = \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_O \cdot C_O^a}}, \quad (39)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{E0} \cdot Z_{O0}}, \quad (40)$$

где C_E^a и C_O^a – значения ёмкостей в случае, если диэлектриком является воздух.

Расчёты показывают [13], что погрешность определения ёмкости находится в пределах 3%, погрешность расчёта волнового сопротивления менее 3%.

6. Сравниваем рассчитанное волновое сопротивление Z_0 с исходным волновым сопротивлением Z_B :

- если $Z_0 < Z_B$, то корректируем ширину дорожки в сторону уменьшения;
- если $Z_0 > Z_B$, то скорректируем ширину дорожки в сторону увеличения;
- если они равны, то переходим к следующему пункту.

7. Рассчитываем геометрию (см. рис. 4). По формуле (24) вычисляем коэффициент компенсации k . Вычисляем длину связи:

$$l = \frac{\lambda_E + \lambda_O}{8}, \quad (41)$$

где λ_E , λ_O – длины волн в чётном и нечётном режимах возбуждения:

$$\lambda_E = \frac{c}{f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ere}}}, \quad \lambda_O = \frac{c}{f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ore}}}.$$

Выбираем Δl таким образом, чтобы в длину связи укладывалось целое число зубцов. Для сохранения однородности линии следует выбрать число зубцов наибольшим, однако разме-

ры Δl , d и l_k должны быть много больше технологических норм на производство микрополосковой платы. Рассчитываем высоту зубца по формуле (25).

Расположить зубцы относительно некомпенсированной линии следует таким образом, чтобы первоначальная площадь линии сохранилась.

4. Пример расчёта и моделирования

Произведем расчёт ответвителя для центральной рабочей частоты $f_p = 2.5$ ГГц, волновое сопротивление $Z_B = 50$ Ом, подложка ФАФ-4Д толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью 2.7, расстояние между линиями $S = 0.2$ мм, толщина проводящего слоя меди $t = 0.018$ мм.

Расчётная ширина линии: $w = 2.4$ мм. Погонные ёмкости: $C_p = 54.98$ пФ/м, $C_f = 22.18$ пФ/м, $C_{Ef} = 4.22$ пФ/м, $C_{Of} = 54.46$ пФ/м, $C_{p\phi} = 21.25$ пФ/м, $C_{f\phi} = 10.10$ пФ/м, $C_{Ef\phi} = 1.74$ пФ/м, $C_{Of\phi} = 31.85$ пФ/м. Параметры линий: $\epsilon_{Ore} = 2.533$, $\epsilon_{Ere} = 2.126$, $Z_{E0} = 65.23$ Ом, $Z_{EO} = 36.89$ Ом, $Z_0 = 49.89$ Ом. Рассчитываем параметры геометрии: $k = 1.534$, $l = 20$ мм, $\Delta l = 1$ мм, $d = 0.583$ мм. На рис. 5 показана топология полученного ответвителя.

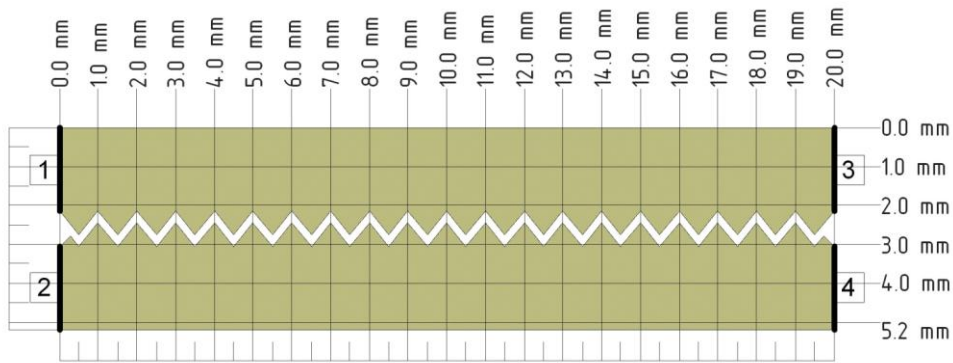


Рис. 5. Топология связанных линий с пилообразной компенсацией

Произведём моделирование рассчитанного ответвителя в системе автоматизированного проектирования AWR Microwave office [18]. Моделирование электродинамической структуры в среде AWR EMSight (Microwave office) основано на решении в спектральной области уравнений Максвелла, сформулированных для трёхмерного устройства, находящегося в прямоугольном корпусе, заполненном планарными кусочно-ломанными средами. При электромагнитном моделировании топология разбивается на прямоугольные сегменты, в пределах которых поле считается однородным. Конечная точность вычисления зависит от числа этих сегментов, определяемого сеткой разбиения: чем оно больше, тем точнее. Однако при уменьшении шага сетки увеличивается время расчёта и количество потребляемой оперативной памяти. В настоящем моделировании расчёт производился по объёму $20 \times 20 \times 6$ мм, шаг сетки разбиения в обеих плоскостях составил 0.05 мм, общее число прямоугольных сегментов 160000.

Параметры геометрии для моделирования с учетом сетки разбиения: $k = 1.562$, $l = 20$ мм, $\Delta l = 1$ мм, $d = 0.6$ мм. Используя параметры для моделирования, вычисляем волновые сопротивления, эквивалентные диэлектрические проницаемости и фазовые коэффициенты для чётного и нечётного режимов возбуждения. По формулам (9, 10, 11, 12) производим расчёт параметров рассеяния полученной структуры. По формуле (1) вычисляем коэффициент стоячей волны напряжения на входе, по (5) – направленность. Результаты расчётов и моделирования показаны на рис.6, рис.7 и рис.8. На рисунках пунктирной линией показаны зависимости параметров до введения компенсации, сплошной – после. Линии с точками – результат электромагнитного моделирования, линии без точек – результат аналитического расчёта.

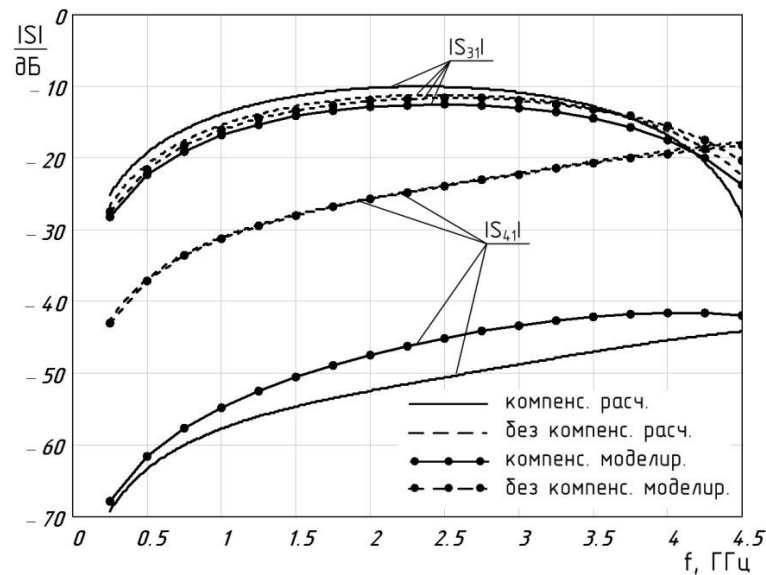
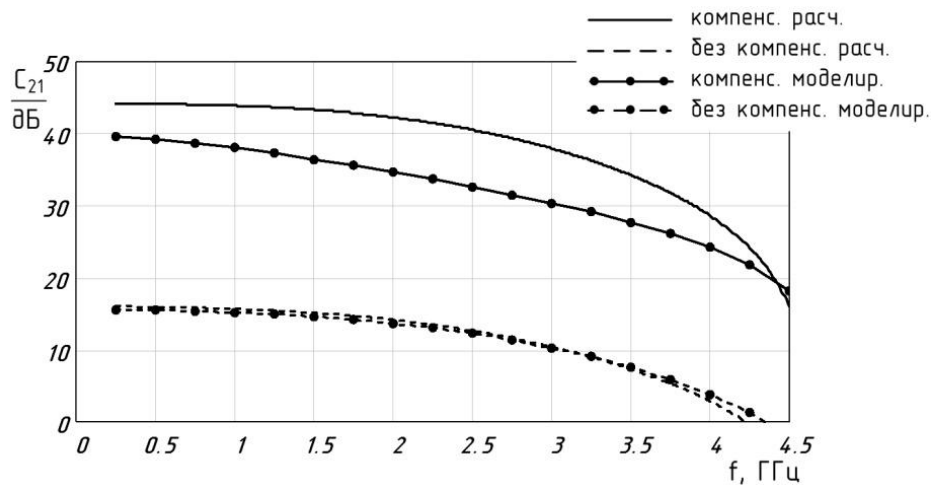
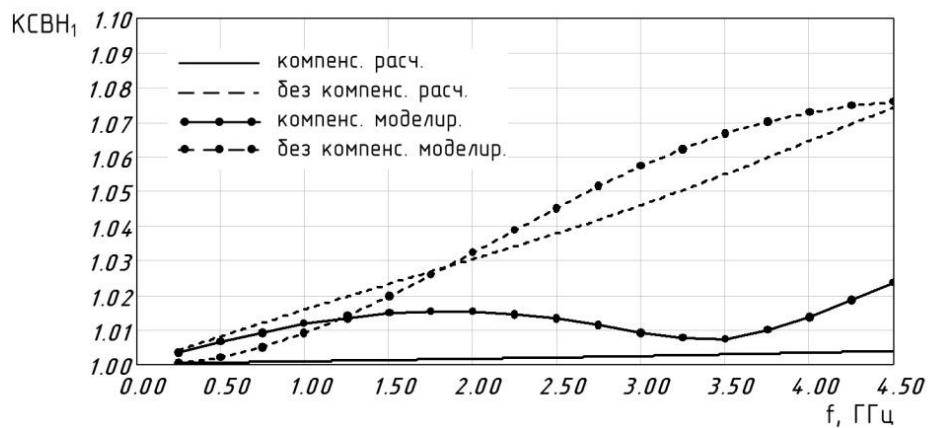
Рис. 6. Зависимость модулей S_{31} и S_{41} от частоты

Рис. 7. Зависимость направленности от частоты

Рис. 8. Зависимость $КСВН_1$ от частоты

Анализ графиков зависимостей позволяет сделать вывод, что введение пилообразной компенсации увеличивает направленность более чем на 20 дБ во всем диапазоне рабочих частот, при этом коэффициент стоячей волны напряжения на входе не превышает 1.02, что обеспечивает хорошее согласование линий. Однако данный метод не позволил добиться од-

нородности направленности и коэффициента деления мощности в диапазоне частот, что может ввести некоторые ограничения на использование подобного ответвителя.

4. Выводы и заключение

Предложен метод инженерного расчёта геометрии ответвителя пилообразной формы.

Метод компенсации различия фазовых скоростей в чётном и нечётном режимах в микрополосковых связанных линиях с помощью введения пилообразной геометрии позволяет достичь высокой направленности в широкой полосе частот, не используя дополнительные сосредоточенные компоненты, что значительно упрощает проектирование и изготовление направленных ответвителей. Верность метода подтверждена электродинамическим моделированием микрополосковой структуры.

Литература

1. Kim C. S. and anoth. A design of microstrip directional coupler for high directivity and tight coupling // Eur. Gallium Arsenide and Other Semiconduct. Applicat. Symp. Sep. 2001. P. 126–129.
2. Kobayashi M. and Terakado R. Method for Equalizing Phase Velocities of Coupled Microstrip Lines by Using Anisotropic Substrate // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. Jul 1980. V. 28. P. 719 – 722.
3. Moradian M. and Khalaj-Amirhosseini M. Improvement the characteristics of the microstrip parallel coupled line coupler by means of grooved substrate // Progress In Electromagnetics Research. M. 2008. V.3. P. 205-215.
4. Dydyk M. Accurate design of microstrip directional couplers with capacitive compensation // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. May 1990. P. 581–584.
5. Sheng-Fuh Chang and anoth. New high-directivity coupler design with coupled surliness // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2004. V.14, № 2, P. 65-67.
6. Phromlounsri R. and Chongcheawchamnan M. A high directivity design using an inductive compensation technique // Asia-Pacific Microw. Conf., Dec. 2005, P. 2840–2843.
7. Müller J. and Jacob A. F. Complex compensation of coupled line structures in inhomogeneous media // IEEE International Microwave Symposium (IMS). Atlanta, USA, June 2008.
8. Podell A. A high directivity microstrip coupler technique // 1970 G-MTT Int. Microwave Symp. Dig. P. 33-36.
9. Taylor, J. L. and Prigel D. D. Wiggly phase shifters and directional couplers for radio-frequency hybrid-microcircuit applications // IEEE Trans. Parts, Hybirds and Packaging. Dec. 1976. V. PHP-12, № 4.
10. Малорадский Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчёт СВЧ-элементов на полосковых линиях. М.: Советское радио, 1972. 232 с.
11. Cohn S.B. Shielded coupled-strip transmission line // IRE transaction on microwave theory and techniques. October 1955. V. 3, issue 5, P.29-38.
12. Чернушенко А.М., Петров Б.В., Малорацкий Л.Г. и др. Конструирование экранов и СВЧ-устройств: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1990. 351 с.
13. Гунта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1987. 428 с.
14. Affandi A. M. Simple analysis of high directivity microstrip directional coupler // The fourth Saudi engineering conference, Nov.1995. V. 3, P. 231-246.
15. Tx-line: transmission line calculator. URL:
<http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator> (дата обращения: 23.02.2013).

16. Official Beta site for AppCAD. URL: <http://www.hp.woodshot.com/appcad/> (дата обращения: 23.02.2013).
17. Бахарев С. И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. Вольмана В.И. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.
18. Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. М.: Солон-пресс, 2003. 492 с.

*Статья поступила в редакцию 18.01.2013;
переработанный вариант — 26.03.2013*

Шауэрман Александр Александрович

Инженер лаборатории электронных средств обучения СибГУТИ, (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86) тел. (383) 2-698-317, e-mail: aykulisha@gmail.com.

Development and investigation of micro-strip directional coupler with phase velocity compensation based on saw-tooth configuration of coupled lines

A.A. Shauerman

The article considers the method of improvement directional couplers on coupled micro strip lines through compensation of phase velocity difference in symmetric and asymmetric excitation modes due to implementation of saw-tooth lines.

Keywords: directional coupler, micro-strip line, coupled lines, phase velocity.