

1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

1.1. Теоретические сведения

В измерительных и контрольных устройствах СВЧ часто используются направленные ответвители (НО) – четырехпортовые устройства (восьмиполосники), позволяющие получить на портах вторичной линии передачи (ЛП) образцы падающей и отраженной волн, которые распространяются по основной ЛП. Обычно мощность образцов существенно меньше мощностей сигналов в основной линии. Если НО представляет собой отдельное устройство, то он выполняется на основе симметричной полосковой линии (СМПЛ), если же он является узлом какого-либо устройства, структура которого выполнена на основе несимметричной полосковой линии передачи (НПЛП), обычно называемой микрополосковой ЛП (МПЛ), то тоже выполняется на основе МПЛ. В данном издании НО проектируется как отдельное устройство, выполненное на основе СМПЛ. Возможны 2 варианта реализации связанных линий из

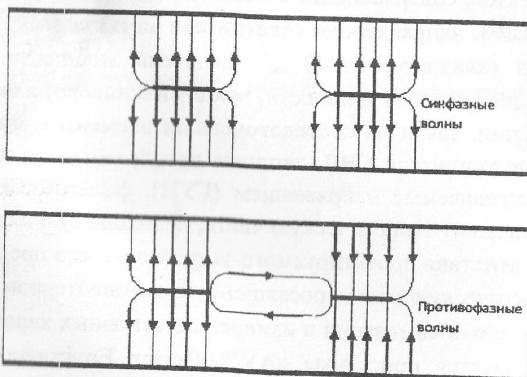


Рис. 1.

этой основе – линии с боковой связью (рис. 1.1: сверху изображено электрическое поле синфазных волн, снизу – противофазных волн) и линии с лицевой связью, когда полоски расположены друг над другом. Первая конструкция более технологична, поэтому остановимся на ней. На рис. 1.2

изображен подобный НО с удаленной верхней половиной СМПЛ.

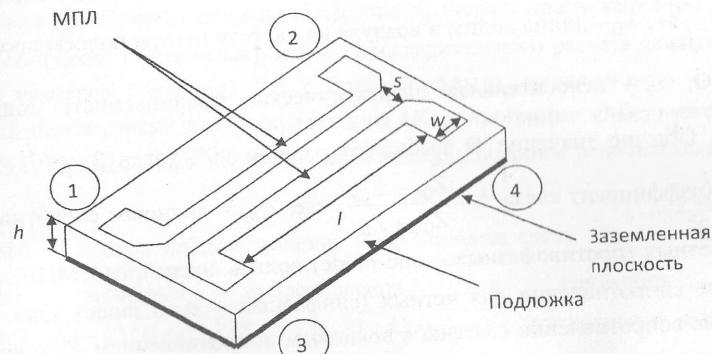


Рис. 1.2

Очевидно, что устройство имеет две плоскости симметрий: горизонтальную и вертикальную. Так как рассматривается восьмиполюсник, то его матрица рассеяния (MP) должна состоять из 16 элементов. Воспользовавшись свойством симметрии, можно записать следующие равенства для элементов MP : $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$, $S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43}$, $S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$, $S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42}$. Потребуем, чтобы все порты были согласованы и порты 1 и 3, 2 и 4 были развязаны (имея в виду, что НО на связанных линиях является противонаправленным – ответвляемый сигнал движется во вторичной линии навстречу прямому сигналу в первичной линии: если возбуждается порт 1, то прямая волна выходит из порта 2, ответвленная – из порта 4, а порт 3 развязан). Тогда $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, $S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0$. Пусть $S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = \beta$, $S_{23} = S_{32} = S_{14} = S_{41} = \gamma$. MP примет следующий

$$\text{вид: } \begin{pmatrix} 0 & \beta & 0 & \gamma \\ \beta & 0 & \gamma & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & \beta \\ \gamma & 0 & \beta & 0 \end{pmatrix}.$$

вид: $\begin{vmatrix} \beta & 0 & \gamma & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & \beta \end{vmatrix}$. Решая систему уравнений, полученную при использова-

нии свойства унитарности МР, получим условие для фаз компонент β и γ : $\varphi_\beta - \varphi_\gamma = (n+1)\pi/2$. В простейшем случае фаза в противоположном порту сдвинута относительно возбуждаемого порта на 90° . Из анализа электромаг-

нитных полей в структуре НО значения элементов МР будут равны:

$$\beta = \frac{\sqrt{1-k^2} \cdot \sin \Theta}{\sqrt{1-k^2} \cdot \cos \Theta + i \sin \Theta} \text{ и } \gamma = \frac{i k \sin \Theta}{\sqrt{1-k^2} \cdot \cos \Theta + i \sin \Theta}. \text{ Здесь } \Theta - \text{электрическая}$$

длина области связи; $\Theta = 2\pi l / \lambda$, l – геометрическая длина области связи; $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$, λ_0 – длина волны в воздухе на частоте центра полосы пропускания НО; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки СМПЛ.

Обычно значение Θ выбирают равным 90° , тогда $\beta = -i\sqrt{1-k^2}$, а $\gamma = k$. Коэффициент связи $k = \frac{Z_{0o} - Z_{0e}}{Z_{0o} + Z_{0e}}$, где Z_{0o} – волновое сопротивление для нечетных (противофазных – odd mode) волн в связанных СМПЛ; Z_{0e} – волновое сопротивление для четных (сининфазных – even mode) волн. Эти волновые сопротивления связаны с волновым сопротивлением Z_0 присоединенных к портам линий соотношением $Z_0 = \sqrt{Z_{0o}Z_{0e}}$.

Воспользовавшись выражением для коэффициента связи k можно получить выражения для волновых сопротивлений: $Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}}$, $Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}}$. Таким образом, зная коэффициент связи, можно определить волновые сопротивления, а по ним – размеры полосков. НО характеризуется четырьмя параметрами, обычно выражаемыми в децибелях: переходное затухание $|\beta| = \frac{1}{k}$, которое на

центральной частоте ($\Theta = \frac{\pi}{2}$) будет иметь вид $|\beta_{dB}| = 20 \lg \frac{1}{k} = 20 \lg \frac{1}{|S_{41}|}$, от-

куда $k = 10^{-\frac{|\beta_{dB}|}{20}}$; направленность – отношение уровня ответвленного сигнала к уровню сигнала, который выходит из противоположного порта (который теоретически развязан): если возбуждается порт 1, а ответвленный сигнал

исходит из порта 4, то направленность определяется как $20 \lg \frac{|S_{41}|}{|S_{13}|}$; значение

KCB на портах (можно оценить по модулю коэффициентов МР S_{nn}):

$$KCB = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|}.$$

1.1.1. Предварительный расчет

В качестве исходных данных для проектирования НО задаются: волновое сопротивление Z_0 ЛП, подсоединенных к портам, переходное затухание $|\beta|$ (обычно в децибелах), центральная частота f_0 полосы пропускания НО, направленность (также в децибелах). Целью предварительного расчета является получение размеров структуры НО с боковой связью, выполненного на основе СМПЛ, необходимых для моделирования НО в программе «Microwave Office» (MWO). Прежде всего переведем значение $|\beta|$, заданное в децибелах, в разы:

$|\beta_{dB}|$
 $|\beta_p| = 10^{\frac{|\beta_{dB}|}{20}}$, затем найдем значение коэффициента связи $k = 10^{-\frac{|\beta_{dB}|}{20}}$. Далее найдем волновые сопротивления для связанных линий:
 $Z_{0o} = Z_0 \sqrt{(1-k)/(1+k)}$, $Z_{0e} = Z_0 \sqrt{(1+k)/(1-k)}$. Эти волновые сопротивления однозначно определяют размеры (ширину w полосков и расстояние между ними s) при заданных значениях расстояния B между проводящими слоями, ограничивающими СМПЛ сверху и снизу, и относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r вещества, заполняющего область СМПЛ между проводящими слоями. Параметры различных диэлектриков, которые могут быть использованы для СМПЛ, приведены в таблице.

Материал	ϵ_r	$\operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-4}$	Частота, ГГц
Поликор	9.8	1	10
ФАФ-4	2.6	10	1
ПТ-3	2.75	11	10
ПТ-5	5	11	10
ПТ-7	7	15	10
ПТ-10	10	20	10
ПТ-16	16	30	10
ФЛАН-2.8	2.8	15	10
ФЛАН-3.8	3.8	12	10
ФЛАН-5	5	15	10
ФЛАН-7.2	7.2	15	10
ФЛАН-10	10	15	10
ФЛАН-16	16	15	10
СФ1-35	6	250	1

Стандартные толщины h подложек, мм: 1, 1.5, 2, 2.5, 3, 3.5, 4, 4.5, 5, 6.

Упомянутые ранее размеры w и s определяются из приближенных выражений:

$$\frac{s}{B} = -\frac{1}{\pi} \ln \left[\operatorname{th} \frac{15\pi^2}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{1}{Z_{0o}} - \frac{1}{Z_{0e}} \right) \right], \quad \frac{w}{B} = \frac{30\pi}{Z_{0e}\sqrt{\epsilon_r}} - \frac{s}{2B} + \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{1}{2} \operatorname{ch} \left(\frac{\pi s}{2B} \right) \right).$$

Видно, что оба размера существенно зависят от относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , и размера B . Чем больше проницаемость и чем меньше B , тем меньше размеры w и s . Поэтому для получения легко реализуемых размеров имеет смысл выбирать небольшие значения ϵ_r и не очень малые значения B . Длина области связи определится из выражения $l = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_r}}$. Далее необходимо создать виртуальную модель НО и исследовать ее с помощью программы MWO.

1.2. Моделирование НО

1.2.1. Пример расчета НО

Задание: переходное ослабление -15 дБ, $f_0 = 3\text{ГГц}$, $Z_0 = 50$ Ом, направленность 20 дБ. Определим значение переходного затухания в разах:

$$\beta_p = 10^{\frac{-15}{20}} = 10^{-0.75} = 0.1778, \text{ далее найдем волновые сопротивления:}$$

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = 50 \sqrt{\frac{1.1778}{0.8222}} = 59.8435 \text{ Ом},$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = 50 \sqrt{\frac{0.8222}{1.1778}} = 41.7756 \text{ Ом. Теперь необходимо выбрать ди-}$$

лектрик для СМПЛ и его толщину. Выберем ФАФ-4 с $\epsilon_r = 2.6$, $\operatorname{tg} \delta = 0.001$ и $B = 2$ мм. Определим длину области связи

$$l = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 3 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2.6}} = 15.5 \text{ мм. Перейдем теперь к вычислению значений } s \text{ и } w:$$

$$\begin{aligned} \frac{s}{B} &= -\frac{1}{\pi} \ln \left[\operatorname{th} \left(\frac{15\pi^2}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \left(\frac{1}{Z_{0o}} - \frac{1}{Z_{0e}} \right) \right] = -\frac{1}{\pi} \ln \left[\operatorname{th} \left(\frac{15\pi^2}{\sqrt{2.6}} \right) \left(\frac{1}{41.7756} - \frac{1}{59.8435} \right) \right] = \\ &= -\frac{1}{\pi} \ln(\operatorname{th} 0.6635) = 0.173, \text{ откуда } s = 0.346 \text{ мм,} \\ \frac{w}{B} &= \frac{30\pi}{Z_{0e}\sqrt{\epsilon_r}} - \frac{s}{2B} + \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{1}{2 \operatorname{th} \left(\frac{\pi s}{2B} \right)} \right] = \frac{94.248}{59.84 \cdot \sqrt{2.6}} - \frac{0.173}{2} + 0.318 \ln \left(\frac{1}{2 \operatorname{th}(0.2717)} \right) = \\ &= 1.092 \text{ и } w = 2.184 \text{ мм.} \end{aligned}$$

Необходимо заметить, что выражения для s и w приближенные, и эти значения подлежат уточнению с помощью калькулятора TxLine из меню Tools в программе MWO. В окне калькулятора (рис. 1.3) в окне Dielectric Constant записываем $\epsilon_r = 2.6$, в окне Loss Tangent – 0.001, выбираем закладку

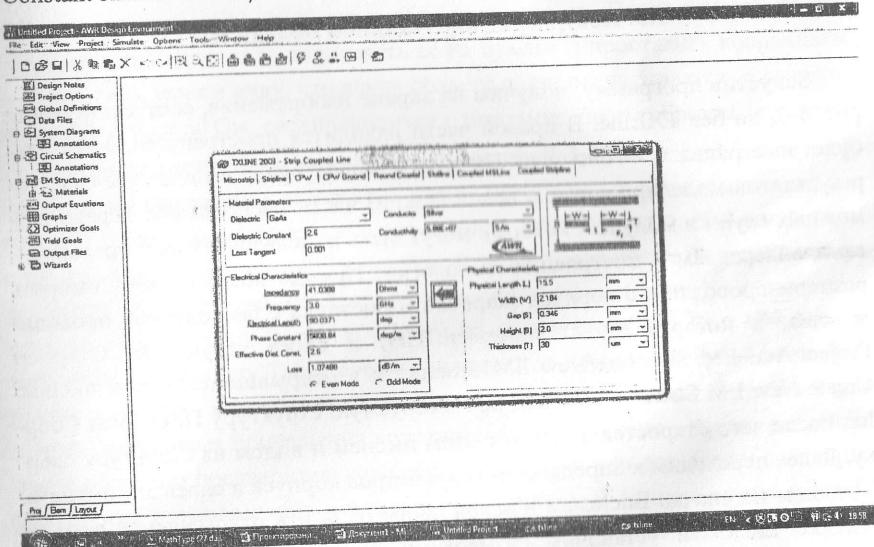


Рис. 1.3

Coupled Stripline, в окне Physical Characteristic записываем рассчитанные размеры, толщину металла (Thickness) выбираем равной 30 мкм. После этого выбираем четный тип (синфазный) волны (Even Mode) и нажимаем кнопку со стрелкой, направленной налево.

В окне Impedance появляется значение 41.04, что меньше расчетного значения. Далее, уменьшая значение w и немного увеличивая s , добиваемся расчетных значений с точностью не хуже 1%. В результате при $w = 1.29$ мм и $s = 0.37$ мм получаем $Z_{0e} = 59.9$, $Z_{0o} = 41.36$ Ом, а длина области связи в градусах равна 90.0371. Теперь, опять с помощью TXLine, определим попечерные размеры подводящих линий с $Z_0 = 50$ Ом, для этого откроем закладку Stripline, введем в окно Impedance значение 50 и $\epsilon_r = 2.6$ и нажмем нижнюю кнопку со стрелкой направо. В результате получаем значение $w = 1.375$ мм. Теперь необходимо построить виртуальную модель НО с помощью программы Microwave Office 2004 V.6.1 (MWO). Созданные файлы проектов будут храниться (по умолчанию) в Documents and Settings/My Documents/AWR Projects.

1.3. Построение виртуальной модели НО

Запустив программу, получим на экране изображение, соответствующее рис. 1.3, но без TXLine. В правой части находится пространство, в котором будет выстраиваться топология НО и на которое будут выводиться графики результатов моделирования; в левой (узкой) части расположено дерево возможных групп и модулей, которые могут быть использованы при проектировании. Перейдем к построению топологии. Прежде всего следует выбрать размеры проводящего корпуса (коробки из металла с бесконечной проводимостью, в которую будет помещен НО) и слоев структуры. Откроем Project/Add EM Structure/New EM Structure и в открывшемся малом окошке Create New EM Structure назовем проектируемую структуру Directional Coupler, после чего откроется окошко с этим именем и видом на структуру сверху. Далее переходим к определению параметров корпуса и слоев внутри него. Щелкнем на значке Enclosure в левой части окна и в открывшемся окне на вкладке Enclosure установим размеры, несколько большие рассчитанной структуры: $X = 25.6$ мм и $Y = 12.8$ мм (выбор числа разбиений, равного 2ⁿ, уменьшает время счета) и выберем размер ячейки сетки по обеим координатам по 0.05 мм (значение, приблизительно кратное ширинам микрополосков (МП)). Для обеспечения такого шага в окошке X—Divisions надо выставить 512, а в окошке Y—Divisions — 256. Далее на вкладке Dielectric Layers выставим высоту верхнего диэлектрического слоя 1 (отделяющего верхнюю

крышку корпуса от структуры НО), равную 1.985 мм, $\epsilon_r = 2.6$, LossTangent = 0.001, BulkCond = 0 и ViewScale = 2. Слой 2 будет содержать полосковые проводники, поэтому его толщина выбирается равной толщине проводника — 0.03 мм, остальные параметры остаются такими же, как в слоях 1 и 3. В качестве слоя 3 выступает нижняя часть, отделяющая нижнюю крышку от структуры НО, толщиной 1.985 мм, $\epsilon_r = 2.6$, LossTangent = 0.001, BulkCond = 0 и ViewScale = 2 (это означает, что на изображении структуры масштаб подложки по высоте будет в 2 раза больше). Боковые стенки корпуса всегда считаются бесконечно проводящими, для верхней и нижней стенок на вкладке Boundaries также устанавливаются значения Perfect Conductor. Далее выбираем из меню View/New Structure View, и на экране появится вид сверху на корпус, в нижней левой части изображения которого показаны за-кладки слоев. Выбираем слой 2 как активный, так как именно в этом слое находится структура НО, которую необходимо создать. Перед тем как начать рисовать структуру, надо нарисовать ее на бумаге и приставить координаты всех ее углов, имея в виду, что длина области связи отсчитывается от середин полосков с $Z_0 = 50$ Ом, соединяющихся с портами. Таким образом, в данном случае длина горизонтальных полосков шириной 1.29 мм будет равна 15.5 мм + 1.4 мм (примерное расстояние между центральными линиями подводящих ЛП от портов к структуре плюс ширина этих ЛП), т. е. 16.9 мм, а расстояние между ними должно быть равно 0.37 мм (координата Y отсчитывается сверху вниз от верхнего края чертежа слоя 2, координата X — от левого края по горизонтали). Затем выбираем из меню Draw/Add Rect Conductor, нажимаем на клавишу Tab и вводим координаты двух точек проводника через их значения x и y , затем снова нажимаем Tab и вводим значения двух других точек через приращения координат dx и dy (можно и прямо рисовать проводники без предварительного чертежа, так как при рисовании сразу определяются текущая длина и ширина проводника). В данном случае (располагаем структуру НО по возможности в центре поверхности) координаты левого края первого горизонтального полоска будут: $x_1 = 3.75$, $y_1 = 3.375$ мм. Так как координаты должны быть кратны шагу сетки, выбираем $y_1 = 3.4$ мм. Приращения равны: $\Delta x = 16.9$ мм, $\Delta y = 1.3$ мм. Для нижнего полоска: $x_2 = 3.75$, $y_2 = 4.7$ мм, приращения остаются те же. Для проведения полосков, ведущих к портам, установим их ширину равной 1.4 мм (прежнее значение не было кратно шагу сетки; ошибка при этом менее 0.8 %). Эти проводни-ния не было кратно шагу сетки; ошибка при этом менее 0.8 %).

ники можно рисовать от руки, размеры удобно измерять с помощью линейки, нажав на кнопку с ее наклонным изображением в верхнем ряду. В конце этого процесса на рабочем поле появится изображение (рис. 1.4) полной структуры НО. Теперь необходимо установить порты. Для этого необходимо щелчком мыши выделить полосок, на внешнем краю которого ($Z_0 = 50 \text{ Ом}$) должен быть установлен порт, затем в меню Draw/Add Edge Port (или взять порт из линейки сверху) поместить курсор на внешнем краю левого полоска в его центре и нажать левую клавишу мыши. На этом месте появится маленький квадратик с цифрой 1, определяющий порт № 1. Затем проделаем то же на правом верхнем полоске, установив порт № 2, затем на правом нижнем полоске установим порт № 3, а на левом нижнем – порт № 4 (номера портов программа устанавливает в порядке их подсоединения). Чтобы исследовать структуру НО, необходимо исключить длину подводящих линий. Для этого служит операция «разгерметизации». Щелкнем курсором по порту № 1, на нем появится квадратик, совместим курсор с его центром, нажмем левую кнопку мыши и появившуюся двойную стрелку потянем вниз до границы горизонтального полоска. Появится жирная линия, такая же появится и у порта № 2. Проделаем такую же операцию с портами № 3 и № 4.

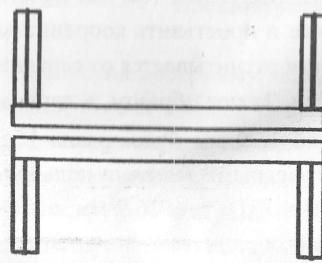


Рис. 1.4

Вид структуры НО показан на рис. 1.4. Теперь можно переходить к анализу частотных характеристик НО. Щелкнув по значку группы Project Options, откроем вкладку Global Units и, отметив окно Metrics Units, установим единицу частоты в GHz. Затем откроем вкладку Frequencies и установим пределы изменения частоты при анализе порядка $\pm 50\%$ от центральной частоты – пусть в данном случае начальной частотой (Start(GHz)) будет 1.5 GHz, конечной частотой (Stop(GHz)) будет 4.5 GHz, шаг изменения частоты выберем 0.5 GHz. Затем поставим точку в круглом окне Add и нажмем кнопки Apply, OK. В прямоугольном окне слева будет выведен список частот для анализа. Далее определимся, какие зависимости нам

будет интересны. Для этого щелкнем на значке Add Measurement to 'S_m' (рис. 1.5), в открывшемся окне выберем тип измерения – S₄₁, источником данных выберем DB(S(4,1)) Directional Coupler, оставим остальные параметры без изменений и нажмем OK. Аналогичным образом определимся с остальными измерениями: S₂₁ (для порта S₂₁) и S₁₁ (для порта S₁₁). В результате на рабочем поле появятся три графика: S₄₁, S₂₁ и S₁₁.

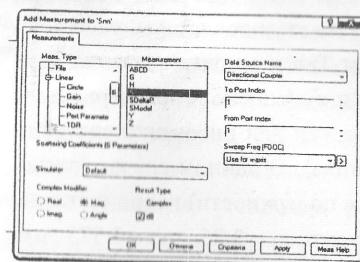


Рис. 1.5

будет 1.5 GHz, конечной частотой (Stop(GHz)) будет 4.5 GHz, шаг изменения частоты выберем 0.5 GHz. Затем поставим точку в круглом окне Add и нажмем кнопки Apply, OK. В прямоугольном окне слева будет выведен список частот для анализа. Далее определимся, какие зависимости нам

необходимо получить. Очевидно, что это $|S_{11}|$, $|S_{21}|$, $|S_{31}|$, $|S_{41}|$ и углы между портами $\text{Angl}S_{nm}$ (ввиду симметрий структуры НО определять остальные элементы МР нет необходимости). Графики для углов выводятся для $\text{Angl}S_{11}$, $\text{Angl}S_{21}$, $\text{Angl}S_{31}$, $\text{Angl}S_{41}$. Пусть на первом графике будут представлены кривые S_{41} . Выберем опцию Project/Add Graph и в открывшемся оконке запишем $|S_{41}|$ и выберем Rectangular (график будет в прямоугольных координатах). Далее выберем опцию Project/Add Measurements, после чего откроется окно, показанное на рис. 1.5. Выберем в левом окне Port Parameters, в среднем – S, в верхнем правом – название проекта, ниже – номер порта, к которому идет сигнал, ниже – номер порта, от которого идет сигнал (если $|S_{11}|$ – это оба индекса одинаковы). Еще ниже, под названием Use for x-axes содержится таблица частот, на которых будут вестись расчеты.

Далее выбираем Mag (поскольку рассчитываем модуль элемента МР) и dB, так как хотим иметь график в децибелах (когда будем измерять углы, то выберем Angle и уберем птичку из dB). График для S_{41} показан на рис. 1.6. Аналогично получим график для S_{21} (рис. 1.7) и S_{11} (рис. 1.8).

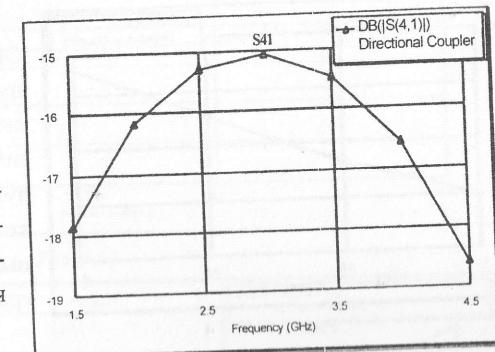


Рис. 1.6

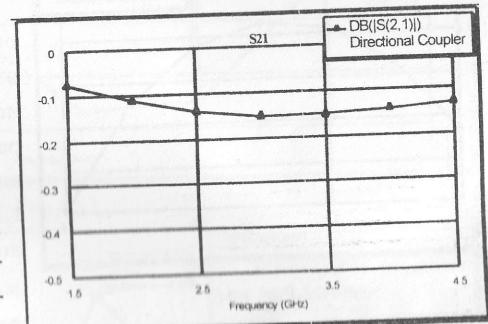


Рис. 1.7

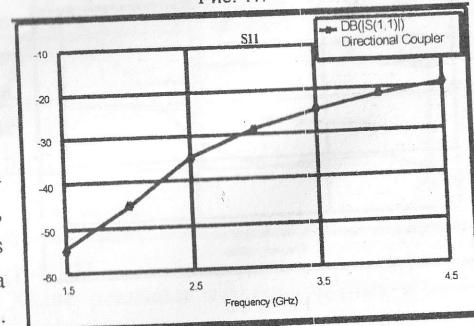


Рис. 1.8

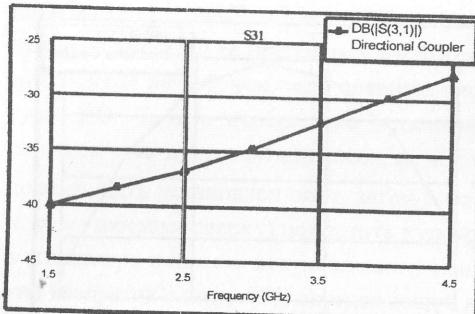


Рис. 1.9

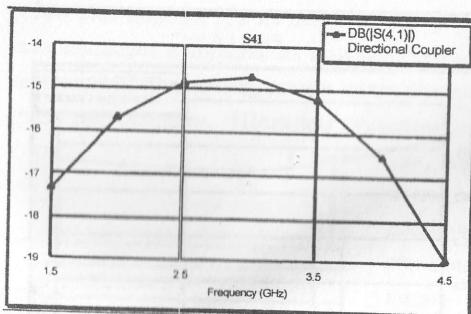


Рис. 1.10

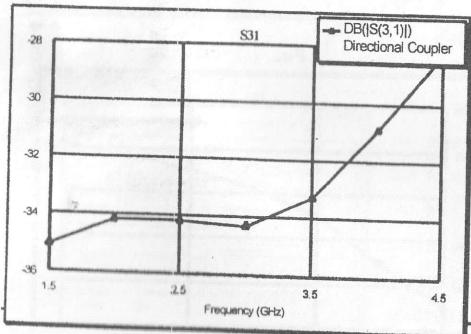


Рис. 1.11

что она равна 3 ГГц. Развязка ($|S_{31}|$) во всей полосе в среднем порядка -30 дБ (в плечо 3 проходит не более одной тысячной от мощности волны, поступающей в порт 1).

Затем нажимаем Apply и OK и выходим из окна. Для запуска расчета надо нажать на кнопку с желтой молнией, расположенную под меню. В результате расчета получаем комплект графиков, показанный на рис. 1.6–1.9. Судя по графику S11, теперь длину надо

увеличить $\frac{3.5}{3} = 1.1666$ раз. Измененная длина горизонтального отрезка равна 15.65 мм, его нужно увеличить до 18.3 мм. После расчета получаем новые графики, приведенные на рис. 1.10 – 1.14. Оценивая графики для модулей коэффициентов МР, можно сказать, что они удовлетворяют заданию: порт 1 достаточно хорошо согласован, переходное затухание чуть меньше -15 дБ, направленность порядка 20 дБ, фазовые углы $\text{Ang } S_{21}, \text{Ang } S_{41}$ близки к идеальным, $\text{Ang } S_{41} = 0, \text{Ang } S_{21} = \pi/2$.

Оценивая полосу пропускания НО по значению $|S_{41}|$ на уровне -3 дБ, можно заключить,

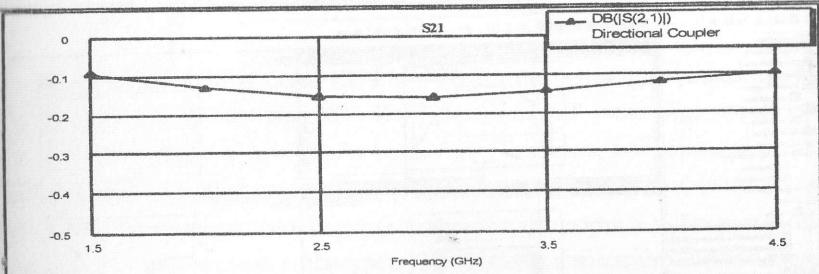


Рис. 1.12

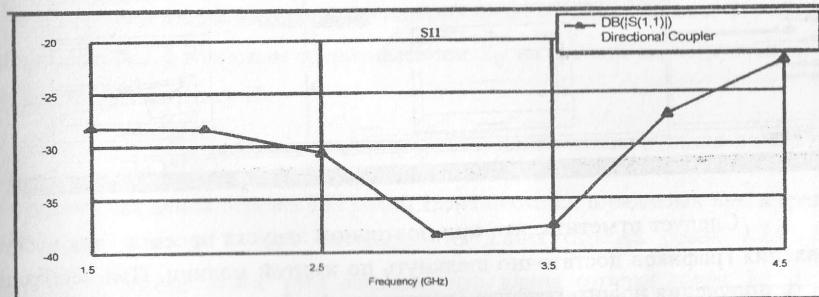


Рис. 1.13

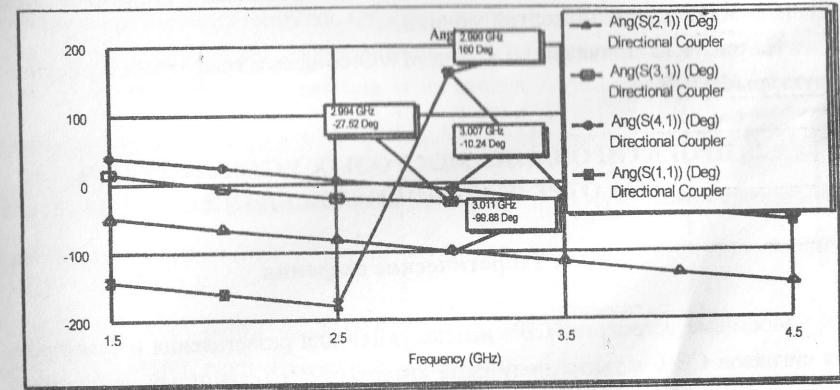


Рис. 1.14

Определим теперь с помощью TXLine реальные значения четных и нечетных волновых сопротивлений. В окончательном варианте $w = 1.4$ мм, $s = 0.3$ мм. Подставив эти значения в калькулятор, получаем: $Z_{0e} = 57.5$ Ом, $Z_{0o} = 38.08$ Ом, что довольно близко к исходным значениям.

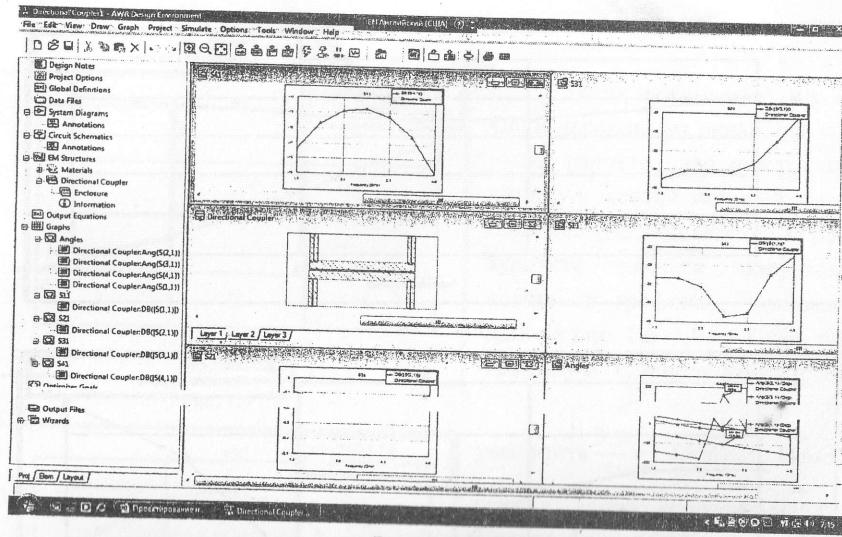


Рис. 1.15

Следует отметить, что при повторном запуске проекта для восстановления графиков достаточно щелкнуть по желтой молнии. При необходимости получения нового графика (например, Angle после получения графиков модулей элементов MP) достаточно заполнить окна Project/Add Measurements и щелкнуть по желтой молнии.

На рис. 1.15 приведен вид окна MWO со всеми графиками и рисунком структуры НО.

2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ НА ОТРЕЗКАХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

2.1. Теоретические сведения

Мостовые устройства СВЧ используются для разветвления и суммирования сигналов СВЧ, а также получения квадратурных (сдвинутых друг относительно друга по фазе на 90°) и противофазных (сдвинутых по фазе на 180°) сигналов СВЧ. Эти МУ строятся на отрезках ЛП с длиной, равной нечетному числу четвертей длин волн. Структура ЛП может быть любой – это могут быть волноводы, коаксиальные, МПЛ, двухпроводные и другие ЛП. В дальнейшем, при изображении МУ на рисунках, будем представлять их в виде отрезков эквивалентных ЛП.

Как любой элемент цепи, СВЧ МУ характеризуются присущими им МР, которые определяют свойства МУ. Коэффициенты МР вида S_{nm} определяют связь между портами n и m (пары контактных зажимов, к которым присоединяются внешние цепи), а коэффициенты вида S_{nn} определяют коэффициенты отражения от соответствующего порта (в данном случае порта n). Для дальнейшего анализа МУ необходимо рассмотреть МР базовых элементов – полуволновых и четвертьволновых отрезков ЛП.

Из теории линий передач известно, что входное сопротивление Z_{in} отрезка линии длиной l с волновым сопротивлением Z_0 на частоте ω , нагруженной на произвольную нагрузку Z :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z + iZ_0 \operatorname{tg}(kl)}{Z_0 + iZ \operatorname{tg}(kl)}, \text{ где } k = \omega \sqrt{\epsilon \mu} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\lambda - \text{длина волны в линии передачи}).$$

Электрическая длина отрезка ЛП равна kl (измеряется в радианах или в градусах). Если $kl = \pi/2$ (это означает, что длина отрезка равна $\lambda/4$), то $Z_{in} = Z_0^2/Z$. Если $kl = \pi$ (это означает, что длина отрезка равна $\lambda/2$), то $Z_{in} = Z$. Отсюда следует, что отрезки, длина которых кратна $\lambda/2$, не трансформируют сопротивления нагрузки. Отрезки, длина которых равна нечетному числу $\lambda/4$, трансформируют сопротивление нагрузки так же, как отрезок длиной $\lambda/4$. Фаза гармонического сигнала ϕ на выходе отрезка равна $-kl$, следовательно, для отрезка длиной $\lambda/4$ $\phi = -\pi/2$, а для отрезка длиной $\lambda/2$ $\phi = -\pi$.

Если на вход линии подается сигнал $S(t) = Ue^{i\omega t}$, то на выходе линии он будет равен $S_{out}(t) = S(t)e^{-ikl}$. Тогда сигнал на выходе линии длиной $(2n+1)\lambda/4$ будет равен $S_{out}(t) = S(t)e^{-(2n+1)\frac{\pi}{2}} = -ie^{-in\pi}S(t)$. Если n четное, то $S_{out}(t) = -iS(t)$, если n нечетное, то $S_{out}(t) = iS(t)$.

Для отрезка длиной $\lambda/4$ матрица рассеяния будет иметь вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & -i \\ -i & 0 \end{bmatrix}, \text{ для отрезка длиной } \lambda/2 - [S] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Для пассивных устройств, представляющих собой структуру из отрезков ЛП, матрицы рассеяния могут быть определены, исходя из свойств симметрии структур, свойства унитарности МР (предполагая, что линии передачи не

имеют потерь) и свойства взаимности (обратимости). Перейдем к рассмотрению конкретных устройств.

2.2. Делитель (сумматор) мощности (мост Уилкинсона)

Мост Уилкинсона представляет собой шестиполосник (т. е. устройство с тремя портами, каждый из которых может рассматриваться как двухполюсник). Входной порт соединен отрезками линий передачи с двумя выходными портами. Сумма мощностей, выходящих из выходных портов, должна равняться мощности, входящей во входной порт. Структура устройства изображена на рис. 2.1.

Отрезок линии TL2 соединяет входной порт с первым выходным портом, отрезок TL3 – со вторым выходным портом. Пусть входной порт имеет номер 1, первый выходной – номер 2, второй выходной – номер 3.

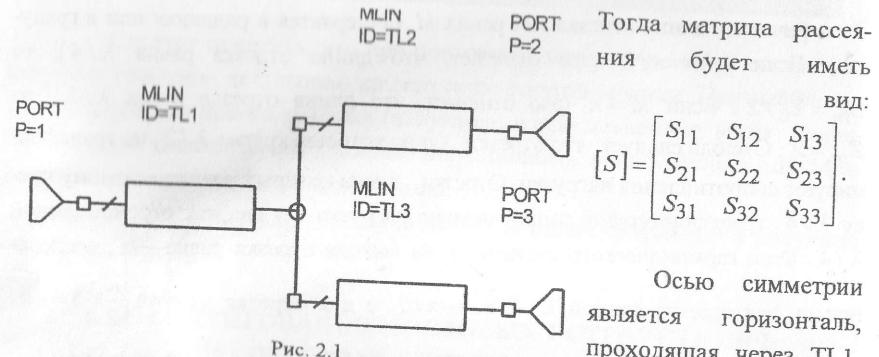


Рис. 2.1

Полняться равенства: $S_{12} = S_{13}$, $S_{21} = S_{31}$, $S_{23} = S_{32}$, $S_{22} = S_{33}$. Считаем, что волновые сопротивления линий, питающих все порты, одинаковы и равны Z_0 . Пусть порт 1 согласован и $S_{11} = 0$. Очевидно, что отрезки линий передачи TL2 и TL3 должны трансформировать сопротивление Z_0 в $2Z_0$, чтобы суммарное сопротивление на входе первого порта было бы равно Z_0 . Для этого отрезки должны иметь длину $\lambda/4$ и волновое сопротивление Z_{01} , удовлетворяющее условию $2Z_0 = Z_{01}^2/Z_0$, откуда $Z_{01} = \sqrt{2} \cdot Z_0$. Очевидно, что при этом порт 1 будет согласован, а мощности в портах 2 и 3 будут равны половине мощности, входящей в порт 1. Учитывая фазовые сдвиги, о которых упоминалось ранее,

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}.$$

Осью симметрии является горизонталь, проходящая через TL1, и поэтому должны выполняться равенства: $S_{12} = S_{13}$, $S_{21} = S_{31}$, $S_{23} = S_{32}$, $S_{22} = S_{33}$.

Матрица рассеяния будет иметь вид: $[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -i & -i \\ -i & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ -i & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$. При от-

клонении частоты от номинальной (при которой длины отрезков равны $\lambda/4$) коэффициенты матрицы будут изменяться, так как при трансформации Z_0 из портов 2 и 3 в порт 1 суммарное сопротивление на его входе уже не будет равно Z_0 . Для улучшения согласования входного порта 1 при отклонении нагрузок в портах 2 и 3 от значения Z_0 , между портами 2 и 3 включается балластное сопротивление $2Z_0$.

2.3. Квадратурный делитель мощности (шлейфный мост)

Квадратурный делитель мощности – это устройство с четырьмя портами (восьмиполосник), предназначенное для получения двух сигналов половинной (по сравнению с входной) мощности, сдвинутых по фазе друг относительно друга на $\pi/2$. Порты соединяются отрезками ЛП так, чтобы обеспечить заданный алгоритм функционирования устройства. Структура устройства изображена на рис. 2.2. Так как это МУ представляет собой восьмиполосник,

то матрица рассеяния его имеет следующий вид: $[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}$.

Структура имеет две плоскости симметрии – горизонтальную и вертикальную и поэтому должны выполняться условия:

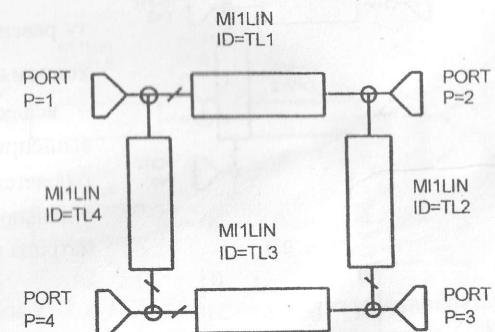


Рис. 2.2

$S_{12} = S_{21} = S_{43} = S_{34} = \alpha$, $S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = \beta$, $S_{13} = S_{31} = S_{42} = S_{24} = \chi$, $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = \delta$. На основе свойства унитарности матрицы рассеяния структуры без потерь можно получить систему уравнений относительно коэффициентов $\alpha, \beta, \chi, \delta$. Однако для упрощения сразу наложим условия на свойства МУ, потребовав, чтобы все порты были согласованы и волны выходили только из портов, лежащих на стороне, противоположной той, на которой находится возбуждающий порт. В этом случае коэффициенты β и δ обращаются в ноль, и ранее упомянутые уравнения принимают вид: $|\alpha|^2 + |\chi|^2 = 1$; $\alpha\chi^* + \alpha^*\chi = 0$.

Можно показать, что последнее уравнение сводится к уравнению $\text{Re}\alpha \cdot \text{Re}\chi + \text{Im}\alpha \cdot \text{Im}\chi = 0$. Принимая во внимание, что мощности в выходных

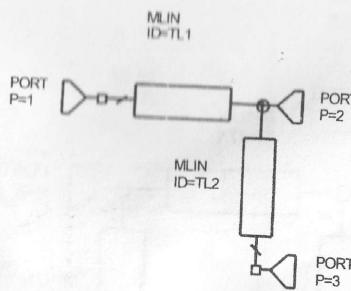


Рис. 2.3

вид: $|S| = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & -i & -1 & 0 \\ -i & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & -i \\ 0 & -1 & -i & 0 \end{vmatrix}$. Для определения волновых сопротивлений отрез-

ков линий передачи закоротим порт 4, пользуясь тем, что сигнал на этом порту равен нулю. Так как условия, накладываемые на сигналы в выходных портах, требуют, чтобы все отрезки имели длину $\lambda/4$, то, принимая во внимание, что закороченная линия такой длины имеет бесконечно большое входное сопротивление, эквивалентная структура будет иметь вид, показанный на рис. 2.3. Предположим, что сопротивления нагрузок портов 2 и 3 равны Z_0 и волновое сопротивление линии TL2 также Z_0 . Для того чтобы входной порт 1 был согласован с волновым

портах должны быть равны половине мощности возбуждения, $|\alpha|^2 = |\chi|^2 = 0.5$. Пусть сигнал на верхнем выходном порту равен $\alpha e^{-i\frac{\pi}{2}} = -i\alpha$, а на нижнем выходном порту $\chi e^{-i\pi} = -\chi$. Здесь α и χ — вещественные числа. Очевидно, что вышеприведенное уравнение удовлетворяется, так как оба его слагаемых по отдельности равны нулю. Таким образом, матрица рассеяния шлейфного МУ имеет

сопротивлением питающей линии, равным Z_0 , необходимо, чтобы волновое со-

противление Z_{01} четвертьволнового отрезка TL1 было бы равно $Z_0 = \frac{2Z_{01}^2}{Z_0}$, так

как сопротивление на его входе равно $Z_0/2$. Отсюда следует, что $Z_{01} = Z_0/\sqrt{2}$.

Очевидно, что такое волновое сопротивление должно быть у верхнего и нижнего отрезков (TL1 и TL3), а у боковых отрезков (TL2 и TL4) волновое сопротивление должно быть равно Z_0 . В приложении приведена теория шлейфного моста с не-равными значениями мощностей в плечах 2 и 3.

2.4. Синфазный-противофазный делитель мощности (гибридное кольцо)

Гибридное кольцо — это также восьмиполюсник или МУ с четырьмя портами. Структура его, показанная на рис. 2.4, такая же, как и у предыдущего МУ. Пусть левый есть порт 1, правый — порт 4, правее TL2 — порт 3, левее — порт 2. Структура имеет только одну плоскость симметрии — вертикаль-

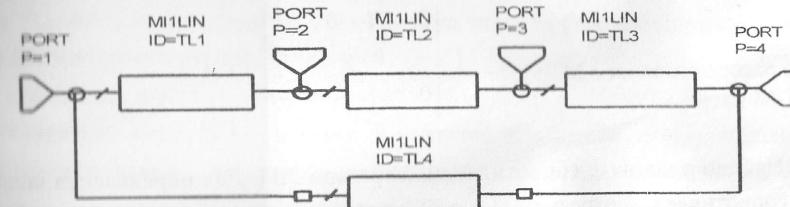


Рис. 2.4

ную, проходящую через отрезки TL2 и TL4, и поэтому должны выполняться равенства:

$$S_{24} = S_{42} = S_{13} = S_{31} = \alpha, \quad S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = \beta,$$

$$S_{32} = S_{23} = \chi, \quad S_{11} = S_{44} = \delta, \quad S_{22} = S_{33} = \varepsilon, \quad S_{14} = S_{41} = \varphi.$$

Для упрощения дальнейших выкладок потребуем, чтобы МУ было согласовано по всем четырем портам, откуда следует равенство $|\delta| = |\varepsilon| = 0$. Если возбуждать порт 2, то мощности синфазных сигналов в портах 1 и 3 должны быть равны половине мощности возбуждения; следовательно, модули $|\beta| = |\chi| = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Предположим также, что порты 1 и 3 развязаны и $\alpha = 0$, что также обеспечивает развязку портов 2 и 4. Тогда, исходя из свойства уни-

тарности матрицы рассеяния, остаются следующие уравнения: $|\beta|^2 + |\varphi|^2 = 1$, $|\beta|^2 + |\chi|^2 = 1$, $\beta\chi^* + \varphi\beta^* = 0$, $\beta^*\chi + \varphi^*\beta = 0$. Второе уравнение удовлетворяется автоматически, из первого и второго следует, что $|\varphi| = |\chi|$. Посмотрим теперь, каким образом могут быть удовлетворены 2 последних уравнения. Отрезки ЛП, которые связывают порты, должны иметь длины, равные нечетному числу четвертей длин волн. Это необходимо, чтобы сопротивления нагруженных портов трансформировались в возбуждающий порт для обеспечения согласования. Пусть возбуждающим является порт 2, а нагруженными — порты 1 и 3. Тогда длины отрезков TL1 и TL2 равны $\lambda/4$ и, следовательно, выполняется равенство $\beta = \chi = -\frac{i}{\sqrt{2}}$. При этом должно удовлетвориться уравнение $\beta\chi^* + \varphi\beta^* = \beta\varphi^* + \chi\beta^* = 0$. Очевидно, что это возможно при $\varphi = -\beta$. Следовательно, $\varphi = \frac{i}{\sqrt{2}}$, а это означает, что длина отрезка TL4 равна $\frac{3\lambda}{4}$. Так как $S_{34} = \beta$, то длина отрезка TL3 равна $\frac{\lambda}{4}$. Мат-

$$\text{рица рассеяния такого МУ: } |S| = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & -i & 0 & i \\ -i & 0 & -i & 0 \\ 0 & -i & 0 & -i \\ i & 0 & -i & 0 \end{vmatrix}$$

Найдем волновые сопротивления отрезков ЛП. Для определения волновых сопротивлений отрезков TL1 и TL2 поступим так же, как и в 2.3, замкнув накоротко порт 4. После этого получим структуру, полностью совпадающую со структурой мостового делителя мощности на 2 (см. 2.1). Очевидно, что волновые сопротивления должны удовлетворять соотношению $Z_{01} = \sqrt{2}Z_0$, где Z_0 — волновое сопротивление линий, питающих порты. Для определения волновых сопротивлений отрезков TL3 и TL4 закоротим порт 1, питая МУ через порт 4. Полученная в результате структура отличается от предыдущей только тем, что длины отрезков разные. Однако отрезок длиной $\frac{3\lambda}{4}$ трансформирует сопротивление точно так же, как отрезок длиной $\frac{\lambda}{4}$, и поэтому волновые сопротивления отрезков будут такими же, как у TL1 и TL2.

В заключение рассмотрим способы получения синфазных и противофазных сигналов. Если возбуждать порт 2, то на портах 1 и 3 будут синфазные сигналы, а при возбуждении порта 3 синфазные сигналы появятся на портах 2 и 4. Если возбуждать порт 4, то противофазные сигналы будут на портах 3 и 1, а при возбуждении порта 3 противофазные сигналы появятся на портах 1 и 4.

2.5. Проектирование конструкций мостовых устройств на отрезках МПЛ

В настоящее время конструкции устройств СВЧ для мощностей до десятка ватт базируются исключительно на микрополосковых ЛП или на средоточенных реактивных элементах. Для больших мощностей используются коаксиальные линии или волноводы, в зависимости от диапазона частот. В результате расчета конструкции МУ должна быть получена его топология, включающая в себя все размеры микрополосковых проводников, их взаимное расположение, размеры и материал диэлектрической подложки. В качестве примера рассмотрим порядок расчета самого простого МУ — моста Уилкинсона. Для расчета размеров МП необходимо знать эффективную относительную диэлектрическую проницаемость ϵ_{ref} МП-структуры, так как ее значение определяет фазовую скорость волны, распространяющейся вдоль МП и, следовательно, геометрические длины отрезков МП. Значение ϵ_{ref} определяется относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r подложки, ее толщиной h и шириной МП w . Выбрав материал подложки, ее толщину, материал и толщину слоя металла, с помощью калькулятора Txline, входящего в состав Microwave Office, можно определить размеры отрезка МПЛ, задав параметры материала, электрическую длину отрезка и его волновое сопротивление. В качестве подложки могут быть использованы такие материалы, как поликор (alumina), тefлон, армированный стекловолокном (ФАФ-4), полистирол, наполненный диоксидом титана (ПТ-3—ПТ-16), полифениленоксид, наполненный диоксидом титана (ФЛАН-2.8—ФЛАН-16), стеклотекстолит (СФ1-35) (см. таблицу на с. 9).

Стандартные толщины h подложек — 1, 1.5, 2, 2.5, 3, 3.5, 4, 4.5, 5, 6 мм. Обычно подложки выпускаются с наклеенными по обе стороны слоями фольги. Толщина слоя фольги t лежит в пределах $3 \leq t \leq 50$ мкм. Минимально необходимая толщина равна примерно 2...5 толщинам скин-слоя. Значе-

ние толщины скин-слоя для меди (в микрометрах) может быть оценено как $\frac{2.1}{\sqrt{f}}$ (f – в гигагерцах). Проводимость меди равна $5.9 \cdot 10^7$ См.

2.5.1. Проектирование моста Уилкинсона

Исходными данными задания являются: центральная частота диапазона, в котором должно работать МУ, и волновые сопротивления портов. С точки зрения компактности устройства желательно выбирать подложку с максимальным значением диэлектрической проницаемости. Однако (при ее минимальной толщине) ширина МП может получиться настолько малой, что ее будет трудно проконтролировать в процессе изготовления. Поэтому проницаемость и толщина подложки выбираются (из приведенного ранее ряда толщин) так, чтобы ширина МП была бы порядка 1...3 мм. Процесс выбора реализуется с помощью калькулятора ЛП TxLine. Задаются размеры H , W , T и ϵ_r . Так как на центральной частоте отрезки МП должны иметь электрическую длину, равную $\lambda/4$, то фазовый сдвиг задается равным 90° и задается соответствующее волновое сопротивление трансформирующих отрезков, после чего калькулятор рассчитывает геометрические размеры МП. Длина подводящей МПЛ (отрезок TL1 на рис. 2.1) выбирается произвольной, так как она просто соединяет порт 1 с остальной частью схемы всего устройства. Теперь на основе полученных размеров необходимо выбрать топологию МУ. Из рис. 2.1 видно, что концы МП TL2 и TL3 нагружены на порты 2 и 3 (и балластное сопротивление). Так как размеры его невелики, концы отрезков TL2 и TL3 должны быть расположены близко друг от друга. Для получения компактной структуры отрезки изгибаются в виде буквы П (рис. 2.5).

МПЛ у порта 1 имеет $Z_0 = 50$ Ом. Тогда МПЛ, ведущие к портам 2 и 3, имеют Z_0 по 70.7 Ом. Между портами 2 и 3 необходимо включить балластное сопротивление 100 Ом и далее с помощью калькулятора TxLine опреде-

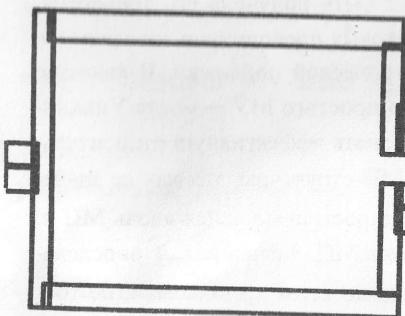


Рис. 2.5

лить размеры МП. Выберем в качестве подложки материал ФЛАН-5 толщиной 2 мм с $\epsilon_r = 5$, в качестве фольги на обеих сторонах подложки – медь толщиной 15 мкм, центральную частоту диапазона примем равной 900 МГц. В результате получаем следующие размеры: для МП 70.7 Ом $w = 1.75$ мм (ширина), $l = 44.5$ мм (полная длина); для МП 50 Ом – $w = 3.43$ мм, длина выбирается из конструктивных соображений. Далее необходимо перейти к программе Microwave Office 2004 V.6.1 (MWO). Созданные файлы проектов будут храниться (по умолчанию) в Documents and Settings/My Documents/AWR Projects. Запустив программу, откроем окно программы.

В правой части находится пространство, в котором будет выстраиваться топология МУ и на которое будут выводиться графики результатов моделирования; в левой (узкой) части расположено дерево возможных групп и модулей, которые могут быть использованы при проектировании. Перейдем к построению топологии. Прежде всего необходимо выбрать размеры проводящего корпуса (коробки из металла с бесконечной проводимостью, в которую будет помещено МУ) и слоев структуры. Откроем Project/Add EM Structure/New EM Structure и в открывшемся малом окошке Create New EM Structure назовем создаваемую структуру Wilkinson Bridge, после чего откроется окошко с этим именем и видом на структуру сверху. Далее переходим к определению параметров корпуса и слоев внутри него. Щелкнем на значке Enclosure и в открывшемся окне на вкладке Enclosure установим размеры $X = 40$ мм и $Y = 30$ мм и выберем размер ячейки сетки по обеим координатам по 0.25 мм (значение, приблизительно кратное ширинам МП). Для обеспечения такого шага в окошке X-Divisions надо выставить 160, а в окошке Y-Divisions – 120. Далее на вкладке Dielectric Layers выставим высоту воздушного слоя 1 (отделяющего верхнюю поверхность подложки от верхней крышки корпуса) равной 5 мм, $\epsilon_r = 1$, LossTangent = 0, BulkCond = 0 и ViewScale = 1. В качестве слоя 2 выступает подложка толщиной 2 мм, $\epsilon_r = 5$, LossTangent = 0.0015, BulkCond = 0 и ViewScale = 2 (это означает, что на изображении структуры масштаб подложки по высоте будет в 2 раза больше, чем масштаб воздушного слоя). Боковые стенки корпуса всегда считаются бесконечно проводящими, для верхней и нижней стенок на вкладке Boundaries также устанавливаются значения Perfect conductor. Следующим этапом работы над проектом является вычерчивание МП-структуры моста на поверхности слоя 2 (верхняя сторона подложки). Прежде чем начать чертить в

в программе MWO, необходимо нарисовать предполагаемый вид структуры на миллиметровой бумаге в масштабе порядка 4:1 и проставить координаты всех внутренних и внешних углов структуры в миллиметрах (координата Y отсчитывается сверху вниз от верхнего края чертежа слоя 2, координата X — от левого края по горизонтали). Затем выберем из меню Draw/Add Rect Conductor, нажимаем на клавишу Tab и вводим координаты двух точек проводника, через их значения x и y , далее снова нажимаем Tab и вводим значения двух других точек через приращения координат dx и dy (можно и прямо рисовать проводники без предварительного чертежа, так как при рисовании сразу определяется текущая длина и ширина проводника). В конце этого процесса на рабочем поле появится изображение полной структуры моста. Проводники должны быть удалены от боковых стенок коробки, чтобы не искажать поля МПЛ. Теперь необходимо установить порты. Выделим щелчком мыши МП, на внешнем краю которого должен быть установлен порт, затем в меню Draw/Add Edge Port (или взять порт из линейки сверху) поместить курсор на внешнем краю левого МП в его центре и нажать левую клавишу мыши. На этом месте появится маленький квадратик с цифрой 1, определяющий порт № 1. Затем необходимо проделать то же на правом верхнем МП, установив порт № 2, и далее на правом нижнем МП, установив порт № 3. Чтобы исследовать структуру непосредственно самого МУ, необходимо исключить подводящие линии. Для этого служит операция «разгерметизации». Установив курсор на внутреннюю грань кубика порта следует нажать левую клавишу, протянуть появившуюся толстую черную линию со стрелкой до внешней границы МП с $Z_0 = 70.7$ Ом и отпустить клавишу. Такую операцию необходимо проделать на всех подводящих МП (рис. 2.5). Теперь можно переходить к анализу частотных характеристик МУ. Щелкнув по значку группы Project Options, откроем вкладку Global Units и, отметив окошко Metrics Units, установим единицу частоты в GHz. Затем откроем вкладку Frequencies и установим пределы изменения частоты при анализе порядка $\pm 30\%$ от центральной частоты — пусть в данном случае начальной частотой (Start(MHz)) будет 0.6 GHz, конечной — (Stop(GHz)) 1.2 GHz, шаг изменения частоты выберем 0.2 GHz. Затем поставим точку в круглом окошке Add и нажмем кнопки Apply, OK. В прямоугольном окне слева будет выведен список частот для анализа. Далее определимся, какие зависимости необходимо получить. Очевидно, что это S_{nn} для всех портов, S_{nm} (S_{21}, S_{31}, S_{32} между портами 2 и 3) и углы между

портами ($\text{Angl}S_{21}, \text{Angl}S_{31}, \text{Angl}S_{32}$). Пусть на первом графике будут представлены кривые S_{nn} . Выберем опцию Project/Add Graph и в открывшемся окошке запишем S_{nn} и выберем Rectangular (график будет в прямоугольных координатах). Далее выделим S_{nn} , выберем опцию Project/Add Measurements, после чего откроется окно, показанное на рис. 2.6. В правой верхней строке вводится название проекта как источника входных данных, в крайнем левом окне выделяется строка Port Parameters, в следующем окне в правых второй и третьей строках устанавливается по 1, в нижнем правом углу dB, в левом — Mag, после чего нажимается кнопка Arclpy (при этом будет вычисляться значение элемента матрицы рассеяния S_{11}), затем OK. Далее повторяется эта процедура для измерения S_{22}, S_{33} (изменяя соответственно цифры во второй и третьей строках). Третий график назовем S_{nm} и на нем отразим значения S_{21}, S_{31}, S_{32} . Для задания S_{21} между 1-м и 2-м портами в строке To Port Index устанавливается 2 и т. д. Затем запускаем расчет, нажав на кнопку с желтой молнией. После окончания расчета на экран выводятся графики, показанные на рис. 2.7. С помощью опции Graph/Marker/Add Marker выводится маркер в виде креста, щелкнув которым по кривой графика выводятся измеренные значения. Из графика видно, что S_{21}, S_{31} равны -3 dB во всем диапазоне исследования, а минимальное значение S_{11} около -25 dB на частоте немного больше 1 ГГц. Это означает, что структура МУ должна быть изменена (МП с $Z_0 = 70.7$ Ом должны быть удлинены примерно на 10 %). Однако сначала исследуем величину S_{23} , чтобы оценить связь между портами 2 и 3. Ранее (2.2) была получена МР для этого МУ:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -i & -i \\ -i & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ -i & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Очевидно, что такая связь существенна.

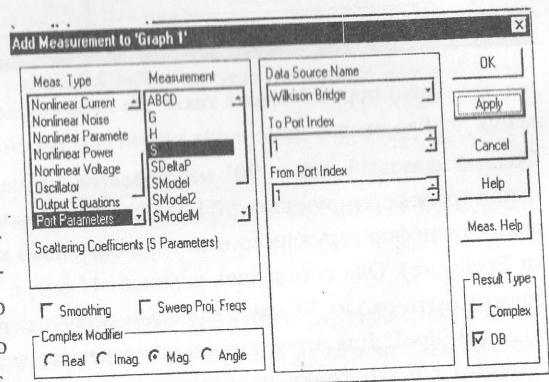


Рис. 2.6

Ранее (2.2) была получена МР для этого МУ:

График (рис. 2.7) также свидетельствует об этом. Это объясняется тем, что между этими портами отсутствует навесное балластное сопротивление 100 Ом. К сожалению, в программе MWO EMSight отсутствует возможность введения такого дополнительного элемента. Для проверки функционирования порта рассмотрим графики коэффициентов S_{21} , S_{31} . Совершенно очевид-

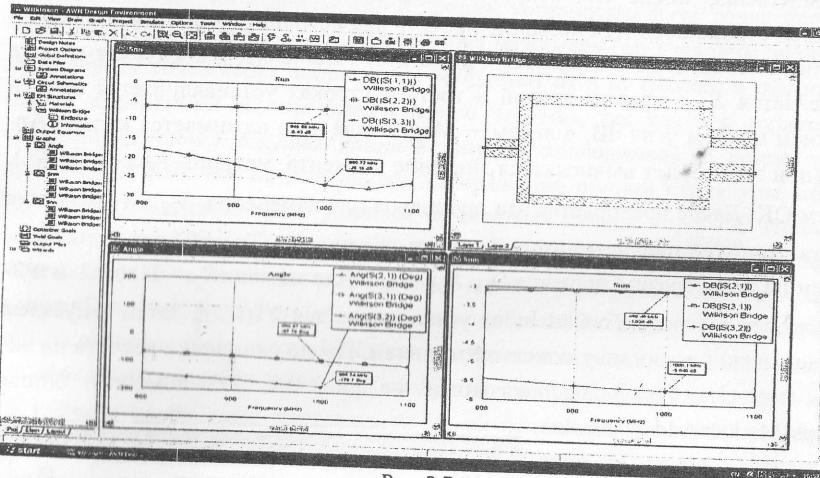


Рис. 2.7

но, что плечо порта 3 имеет такие же параметры, что и плечо 2. Для определения необходимого изменения структуры рассмотрим график фазы $\text{Angle } S_{21}$. Полный фазовый сдвиг 90° наблюдается на частоте 1027.1 МГц, поэтому длину трансформирующих МП должна быть увеличена на 14.12 %. Измерим длину трансформирующего отрезка с помощью кнопки Measure (левее кнопки Enclosure). Она составляет порядка 44 мм, а для новой структуры длина должна быть около 50 мм. Реализуем новую структуру под названием Wilkinson Bridge1. Для этого дважды щелкнем по горизонтальному проводнику, захватим синюю точку посередине правого края проводника и потянем ее вправо, удлинив проводник на 6 мм. То же самое сделаем с нижним проводником и поместим на место правые вертикальные проводники и линии, подводящие к портам. Теперь закажем те же характеристики, что и в первом проекте. Для того чтобы получить их в виде «гладких» кривых, отметим квадратик в нижнем левом углу окна Add Measurement to Wilkinson Bridge1. Эти характеристики приведены на рис. 2.8. На графике для $|S_{11}|$ отметим точки со значениями -20 дБ.

При таком значении от порта 1 отражается 1 % падающей мощности. Будем считать, что это границы полосы пропускания моста. Определим централь-

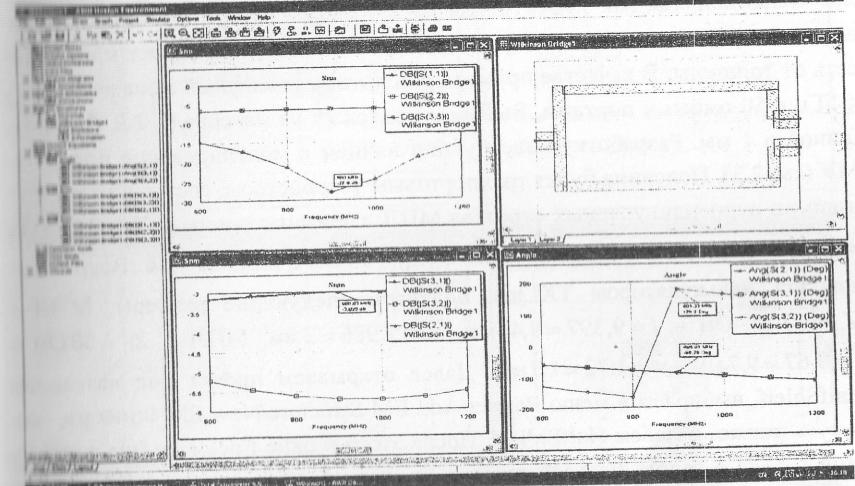


Рис. 2.8

ную частоту как $\sqrt{f_{\min} f_{\max}}$; в данном случае она равна 923.6 МГц. Таким образом, можно считать, что вариант EM структуры Wilkinson Bridge1 удовлетворяет заданию.

2.5.2. Проектирование квадратурного моста

Квадратурный мост является четырехпортовой структурой, составленной из четырех отрезков ЛП длиной $\lambda / 4$. Так как ЛП на основе МПЛ имеют конечную ширину, то около портов наблюдается перекрытие двух МПЛ, присоединяемых к данному порту. Электромагнитное поле в области перекрытия отличается от такового в неперекрывающихся отрезках МПЛ, что не учитывалось при теоретическом анализе этого МУ, так как поле в отрезках принимается однородным по всей их длине. Чтобы уменьшить влияние данного несоответствия, надо минимизировать размеры области перекрытия.

Для этого длина отрезка МПЛ должна быть значительно больше, чем его ширина. Это условие можно выполнить, если использовать подложку с малой толщиной, так как эффективная диэлектрическая проницаемость слабо зависит от ее толщины и поэтому длина отрезка МПЛ тоже будет мало зависеть от толщины. В качестве примера рассчитаем шлейфный мост на частоту 4 ГГц с 50-омными портами. Выберем подложку из материала ФЛАН-5 толщиной в 1 мм. Разработку конструкции начнем с моделирования половины МУ (см. 2.3). Половина будет трехпортовым устройством, состоящим из двух взаимно-перпендикулярных отрезков МПЛ: горизонтального с $Z_0 = 35.35 \text{ Ом}$ и длиной $\lambda / 4$ (90°) и вертикального с $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ и длиной $\lambda / 4$. Воспользовавшись калькулятором TXLine, получаем следующие размеры: МПЛ с $Z_0 = 35.35 \text{ Ом}$ – $l = 9.397 \approx 9.4 \text{ мм}$, $w = 2.986 \approx 3 \text{ мм}$, МПЛ с $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ – $l = 9.67 \approx 9.7 \text{ мм}$, $w = 1.72 \approx 1.7 \text{ мм}$. Далее открываем проект под названием HalfShleif, выбираем в меню Project/Add EM Structure/New EM Structure, которую также назовем HalfShleif. После этого в окне Enclosure (щелкнув по этой строке в левом окне управления проектом) устанавливаем высоту воздушного промежутка ($\epsilon_r = 1$) равной 5 мм, толщину подложки 1 мм, $\epsilon_r = 5$ и значение тангенса угла потерь 0.0015, размер подложки $20 \times 20 \text{ мм}$ и шаг сетки 0.1 мм. Далее рисуем (см. 2.5.1) структуру, изображенную на рис. 2.9. Затем в меню Options/Project Options в закладке Frequencies устанавливаем начальную частоту 3.6 ГГц, конечную – 4.4 ГГц, шаг изменения частоты – 0.2 ГГц. Далее заказываем необходимые измерения, которые надо произвести в процессе моделирования. Для этого в меню Project/Add Graph перечисляем последовательно 3 графика, называя их S_{nn} , S_{nm} и $Angl$. Для графика S_{nn} заказываем измерения S_{11} , S_{22} , S_{33} (подробно эта процедура описана в

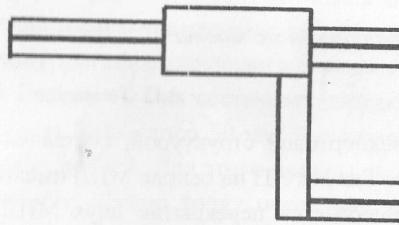


Рис. 2.9

2.5.1), для графика S_{nm} – S_{21}, S_{31}, S_{32} , для графика $Angl$ – $AnglS_{21}, AnglS_{31}, AnglS_{32}$. Далее запускаем программу расчета, нажав на кнопку с желтой молнией. После окончания расчета получаем графики,

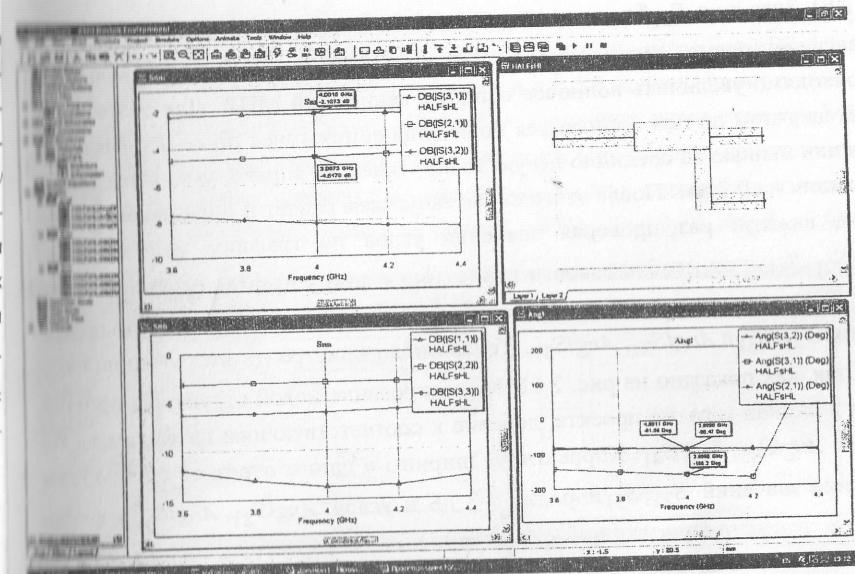


Рис. 2.10

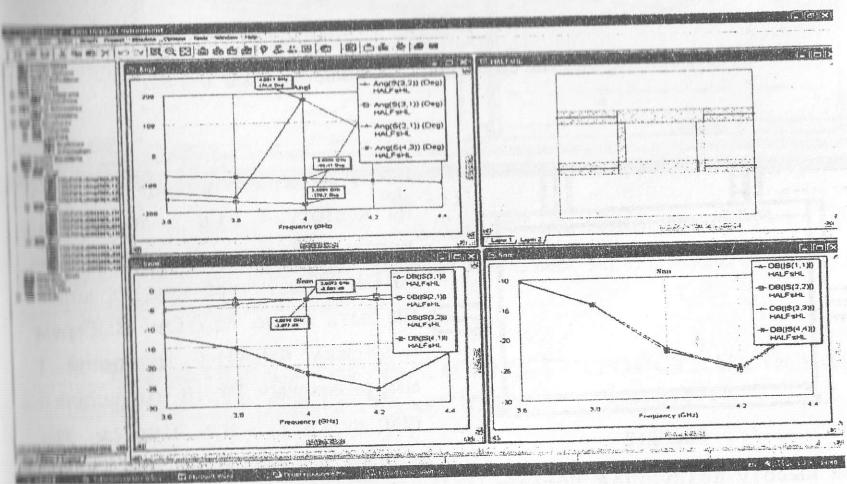


Рис. 2.11

изображенные на рис. 2.10. Из графика $Angl$ видно, что длины обоих отрезков мало отличаются от $\lambda / 4$ (90°). Из графика S_{nm} видно, что значения S_{21}, S_{31} существенно отличаются от необходимых (они должны быть равны

-3 дБ). Значение S_{31} близко к -2 дБ, следовательно, сопротивление порта 3, трансформируемое вертикальной МПЛ, менее 50 Ом. Чтобы его увеличить, необходимо увеличить волновое сопротивление этой МПЛ. Для этого двойным щелчком по ней добиваемся появления синих точек по ее периметру и, зацепив мышью за среднюю левую точку, тянем ее вправо, уменьшая ширину линии на 0.2 мм. После этого снова запускаем расчет и оцениваем результаты; каждый раз проверяя значения углов по графику Angl и значения S_{21}, S_{31} , при необходимости корректируя длину и ширину обоих отрезков. В результате получаем структуру, обеспечивающую необходимые значения S_{21}, S_{31} и $\text{Angl}S_{21}, \text{Angl}S_{31}$. Теперь надо пристроить вторую половину МУ так, как показано на рис. 2.11. Моделирование новой структуры продолжим в рамках того же проекта, добавив к соответствующим графикам изменения $\text{Angl}S_{43}, S_{44}, S_{41}$. Корректируя ширины и длины отрезков с целью получения значений S_{21}, S_{31} порядка -3 дБ и углов $\text{Angl}S_{21}, \text{Angl}S_{32}$ порядка -90° получим окончательную структуру моста с характеристиками, приведенными на рис. 2.11.

2.5.3. Проектирование синфазно-противофазного моста

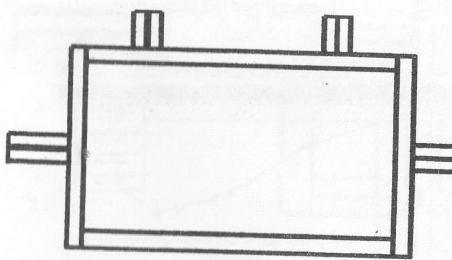


Рис. 2.12

новив высоту воздушной области ($\epsilon_r = 1$) равную 5 мм. Обратимся к калькулятору TXLine и получим следующие размеры для МПЛ: $l=9.964 \approx 10$ мм, $w=0.879 \approx 0.9$ мм. Ширина МПЛ с $Z_0 = 50$ Ом равна 1.7 мм. Далее на поле подложки выполняем рисунок структуры, показанный на рис. 2.12.

В меню Project Options в закладке Frequencies устанавливаем начальную частоту 3.6 ГГц, конечную $- 4.4$ ГГц, шаг изменения частоты $- 0.2$ ГГц. Зака-
чиваем такие же графики и измерения, как и в 2.5.2, и запускаем программу счета. Настройка ведется только с помощью изменения длин отрезков МПЛ кольца, без изменения волнового сопротивления. При каждом изменении не-
обходимо сохранять симметрию структуры. Целью настройки являются:
 $S_{21} = S_{31} = -3$ дБ (с отклонением не более $2...3\%$), $\text{Angl}S_{21} = \text{Angl}S_{31} = 90^\circ$ (с

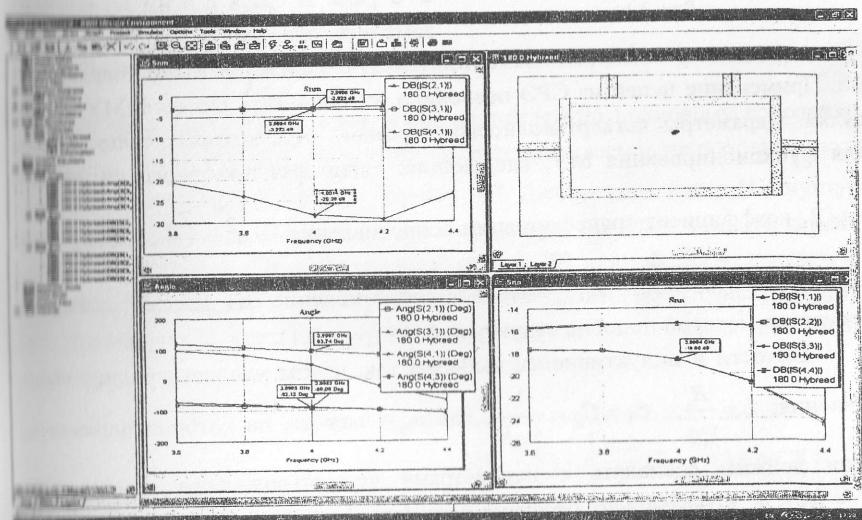


Рис. 2.13

отклонением не более $2...3\%$), $\text{Angl}S_{43}=90^\circ$ (на самом деле 270° , но про-
грамма отбрасывает значения, кратные 180°). Вид экрана после окончатель-
ной настройки приведен на рис. 2.13.

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

3.1. Теоретические сведения

Размеры МУ на основе ЛП сравнимы с длиной волны. Так периметр МУ Уилкинсона равен половине длины волны, шлейфного МУ — длине волны, гибридного (кольцевого) МУ — полутора длинам волны. На срав-