УДК 621.372

*С. А. ПОГАРСКИЙ*, канд. физ.-мат. наук,

*И. И. САПРЫКИН, Г. М. ПЕТЬКОВ, А. П. ПОЛУЯНЕНКО*

# СИНТЕЗ НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ СО СЛАБОЙ СВЯЗЬЮ НА ОСНОВЕ МНОГОМОДОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Вопрос о конструировании направленного ответвителя (НО) со слабой связью остается достаточно актуальным. Волноводные НО обеспечивают высокие параметры, но узкополосны и громоздки. На связанных линиях при ослаблении связи они обладают более низкой направленностью по сравнению с НО на симметричных полосковых линиях с той же связью [1]. Это происходит вследствие неоднородного диэлектрического заполнения в области поперечного сечения, что вызывает различие фазовых скоростей для четного и нечетного типов возбуждения. Существует несколько способов выравнивания фазовых скоростей, а следовательно, улучшения направленности: выполнение области связи в виде периодической структуры различной формы [2], включение в плечи НО дополнительных реактивных проводимостей [3]. Однако получаемые результаты позволяют получить высокую направленность лишь в узкой полосе частот, что совершенно неприемлемо при проектировании измерительной техники.

В силу изложенного перспективно конструирование направленных ответвителей со слабой связью на основе нетрадиционных линий передачи, в частности на многопроводных микрополосковых линиях (ММПЛ). Поскольку область поперечного сечения ММПЛ (рис. 1, *а*) многосвязна, то в такой системе возможно существование нескольких типов колебаний квази-Т, причем их количество равно $N$-1, где $N$ — число проводников, образующих ММПЛ. Математическое моделирование структуры полей квази-Т типов [4], а также экспериментальные исследования [5]

показали, что такого рода линии могут являться принципиальной основой для конструирования устройств, позволяющих производить направленное ответвление мощности, причем со связью больше, чем 10 дБ (ответвители со слабой связью). Это объясняется тем, что фазовые скорости симметричного и несиммет-

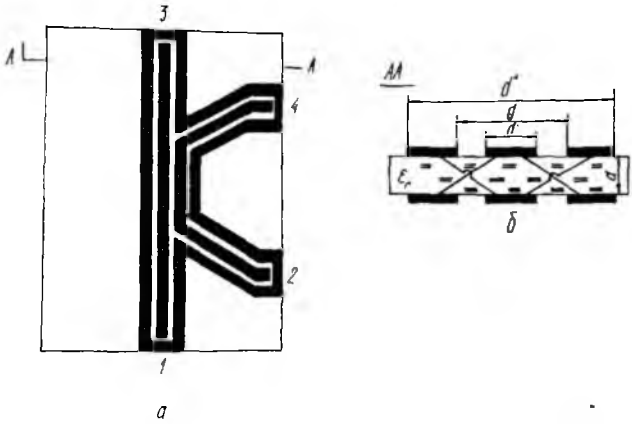


Рис. 1

ричного типов (аналогов четного и нечетного типов в связанных линиях) незначительно различаются. Структура возбуждаемых волн имеет определенные особенности. Магнитные силовые линии в основном сконцентрированы вокруг двух центральных проводников и в диэлектрике, т. е. боковые микрополосковые проводники как бы «экранируют» центральные микрополосковые проводники. Только небольшая часть магнитных силовых линий, соответствующая малым амплитудам магнитного поля охватывает одновременно все три проводника линии в каждом из слоев, это так называемые «линии слабой связи». Магнитное поле вблизи краев внешних боковых полосок слабое, а поскольку НО на многопроводных линиях, выполненных по планарной технологии, работают на боковой связи, то при приближении к проводникам основной линии элементов связи направленное ответвление мощности со слабой связью будет обеспечено. В случае принудительного задания электрических потенциалов на элементах линии, т. е. возбуждении линии посредством перехода специальной конструкции, в линии возбуждается только один тип колебаний, например симметрично-несимметричный (рис. 1, *а*). При приближении к проводникам линии элементов связи в результате искажения структуры поля и возникновения электрической неоднородности в основном тракте происходит возбуждение еще одного типа колебаний квази-Т (несимметрично-симметричного) имеющего фазовую скорость, незначительно отличающуюся от фазовой скорости первого типа колебаний.

Рассмотрим синтез направленного ответвителя со слабой связью, основанного на использовании отрезков ММПЛ (рис. 1, *б*).

электрическая цепь любого НО представляет собой линейный восьмиполюсник, описываемый матрицей передачи $T$, которая в свою очередь является произведением матриц передачи отрезков связанных и несвязанных линий. Обычно полагают, что отрезки связанных линий имеют одинаковый коэффициент связи и выполняются условия идеальных направленности и согласования. Ответвитель, схема которого представлена на рис. 1, *б*, при условии выполнения перечисленных требований будет обладать направленностью второго рода [6]. Матрица передачи отрезков связанных линий имеет вид

$$T=\begin{bmatrix} \cos\varphi_k+i\rho\sin\varphi_k & 0 & 0 & -ir\sin\varphi_k \\ 0 & \cos\varphi_k+i\rho\sin\varphi_k & -ir\sin\varphi_k & 0 \\ 0 & ir\sin\varphi_k & \cos\varphi_k+i\rho\sin\varphi_k & 0 \\ -ir\sin\varphi_k & 0 & 0 & \cos\varphi_k+i\rho\sin\varphi_k \end{bmatrix}, \tag{1}$$

$$k=1, 3, 5, \ldots, 2n+1,$$

для отрезков несвязанных линий

$$T_k=\begin{bmatrix} \exp(i\varphi_k) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-i\varphi_k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \exp(i\varphi_k) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \exp(-i\varphi_k) \end{bmatrix}, \tag{2}$$

$$k=2, 4, 6, \ldots, 2n.$$

Здесь $n$ — число отрезков линий; $\varphi_k=A_k\theta$, где $\theta=2\pi l/\lambda$ — длина отрезка; $\lambda$ — длина волны в линии; $A_k$ — множитель, позволяющий изменять длину отрезка связи линий; $i$ — мнимая единица; $r=k/(1-k^2)^{1/2}$; $\rho=(1-k^2)^{-1/2}$, где $k$ — коэффициент связи отрезков связанных линий.

В постановке задачи синтеза ответвителя варьируемыми параметрами структуры считают длину отрезков связанных и несвязанных линий $A_kl$, т. е. варьируются безразмерные множители $A_k$, а также коэффициент связи $k$ (его полагают одинаковым для всех участков связи. В этом заключается отличие от задач синтеза ответвителей первого рода, где варьируемыми параметрами являются коэффициенты связи отрезков линий, а их длины полагаются равными. Функцию переходного ослабления направленного ответвителя, определяющую деление мощностей между плечами *1, 2* восьмиполюсника с матрицей передачи $T=\prod_{k=1}^{l} T_k$ запишем так:

$$C_{12}(\theta, \vec{A})=10\lg(1+1/|T_{41}|^2)=10\lg\left(1+\frac{1}{\alpha^2+\beta^2}\right), \tag{3}$$

где $T_{41}$ — элемент матрицы $T$; $\alpha = \mathrm{Re}\, T_{41}$; $\beta = \mathrm{Im}\, T_{41}$. Задача синтеза определяется как отыскание значений вектора $\vec{A}^*$ — вектора таких варьируемых параметров, что выполняется условие

$$\max_{\theta_1 < \theta < \theta_2} |C - C_{12}(\theta, \vec{A}^*)| = \min_{\vec{A}}. \qquad (4)$$

Здесь $\theta_1$, $\theta_2$ — границы рабочего диапазона частот; $C$ — заданный номинальный уровень переходного ослабления. При численной реализации описанного алгоритма первоначально, как правило, определяется оптимальное начальное приближение путем нескольких пробных просчетов, а затем ищется локальный минимум (4). Как показывает практика, для обеспечения приемлемой величины направленности необходимо проведение довольно сложных электродинамических расчетов и длительных экспериментов.

Экспериментально исследовали макет НО на основе ММПЛ. Подвод СВЧ-мощности к элементам НО осуществляли с помощью коаксиально-полоскового перехода, в котором центральный проводник коаксиала соединялся с центральным проводником верхнего слоя многопроводной линии, а экранирующий проводник коаксиала — с боковыми проводниками многопроводной линии. В качестве опорного диэлектрика использовали ситалл с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 9{,}8$. Основные геометрические размеры элементов НО составили: толщина подложки $a = 1$ мм, $d = 3$ мм, $d' = 1$ мм, $d'' = 5$ мм, ширина зазора $\Delta = 1$ мм. Амплитудно-частотные характеристики направленного ответвителя представлены на рис. 2. Максимальный КСВН в полосе частот $\Delta f = 40$ % при центральной частоте $f_0 = 3{,}2$ ГГц составил 1,28. При осуществлении минимальной связи $C_{12} = 28$ дБ достигалась направленность $C_{24} = 25$—30 дБ. На рис. 2 сплошными линиями показаны расчетные характеристики, точками представлены результаты экспериментальных измерений $C_{13}$, $C_{12}$, $C_{24}$. Кривая для КСВН определяется экспериментально. Некоторую неравномерность амплитудно-частотных характеристик можно скомпенсировать накладыванием на область связи диэлектрической пластинки со специально подобранной формой и имеющей большую относительную диэлектрическую проницаемость, чем у опорного диэлектрика.

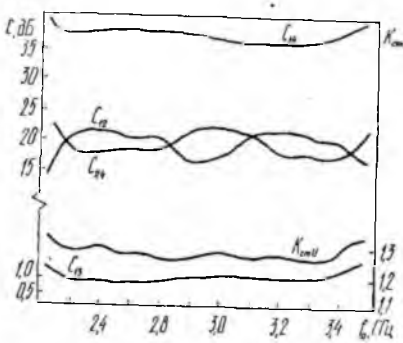

Рис. 2

Таким образом, параметры НО на основе многопроводных микрополосковых линий передачи отвечают достаточно высоким требованиям, отличаются технологичностью, поскольку выпол-

няются по планарной технологии. В связи с этим их можно рекомендовать к применению в приборах контроля передающих устройств и для прецизионных измерений в микрополосковых трактах СВЧ-диапазона.

**Список литературы:** 1. *Темнов В. М., Суворов В. Н.* Увеличение направленности микрополосковых ответвителей//Вопр. радиоэлектроники. Радиоизмер. техника. — 1973. — Вып. 5. — С. 115. 2. *Шапошников А. А., Юрьев К. В.* Симметричные периодические микрополосковые направленные ответвители//Электрон. техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. — 1975. — Вып. 9. — С. 64—73. 3. *Эренбург Г. М., Евдокимов Д. Л.* О направленности микрополосковых ответвителей на связанных линиях//Вопр. радиоэлектроники. — 1978. — Вып. 1.— С. 48—53. 4. *Литвиненко Л. Н., Погарский С. А., Сапрыкин И. И., Седых В. М.* Моделирование симметричных волн типа Т в многопроводных микрополосковых линиях.//Радиотехника и электроника. — 1985. — 30, № 1. — С. 167—169, 5. *Погарский С. А., Сапрыкин И. И., Седых В. М.* Экспериментальное исследование свойств многопроводной микрополосковой линии передачи//Радиотехника. — 1983. — Вып. 65. — С. 40—42.

*Поступила в редколлегию 25.09.85*