

Министерство образования и науки Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**  
(ТУСУР)

**Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники**  
(СВЧиКР)

**Микроволновая техника**

**КОЛЬЦЕВОЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ**

к лабораторной работе для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль

" Микроволновая техника и антенны"

Министерство образования и науки Российской Федерации  
**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**  
(ТУСУР)

**Кафедра СВЧвысокочастотной и квантовой радиотехники**  
(СВЧиКР)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. каф. СВЧиКР

\_\_\_\_\_ Шарангович С.Н.

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2014г.

**Микроволновая техника**

**КОЛЬЦЕВОЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ**

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к лабораторной работе для магистрантов, направления 210400.68

"Радиотехника", профиль " Микроволновая техника и антенны"

Разработчики:

проф.кафедры СВЧиКР

\_\_\_\_\_ Г.Г. Гошин

ассистент кафедры СВЧиКР

\_\_\_\_\_ А.А. Трубачев

доцент кафедры СВЧиКР

\_\_\_\_\_ А.В. Фатеев

2014

УДК 621.372.62

**Гошин Г.Г., Трубачев А.А., Фатеев А.В.**

Кольцевой делитель мощности: Руководство к лабораторной работе по дисциплине «Микроволновая техника». — Томск: Томский гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014. — 29 с.

В руководстве содержится методический материал по теории распространения электромагнитных волн в полосковых линиях передачи, а также принцип работы и расчет мостовой схемы делителя мощности. Также приводятся рекомендации по работе со средством автоматизированного проектирования, моделирования и электродинамического анализа *CST Microwave Studio*. Отмечаются основные теоретические положения, расчётные формулы.

Руководство предназначено для магистрантов технических вузов, обучающихся по направлению подготовки 210400.68 «Радиотехника», профиль «Микроволновая техника и антенны» в рамках дисциплины «Микроволновая техника».

© Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2014

© Гошин Г.Г. 2014

© Трубачев А.А. 2014

© Фатеев А.В. 2014

## Оглавление

Введение.....	5
1 Краткие теоретические сведения.....	5
1.1 Кольцевые гибридные мостовые схемы.....	5
1.2 Расчет мостовой схемы.....	5
1.3 Полосковые линии передачи.....	7
1.4 Микрополосковая линия.....	10
1.5 Щелевая линия.....	12
1.6 Копланарная линия.....	14
2 Рекомендации по выполнению работы.....	17
2.1 Содержание отчета.....	17
2.2 Контрольные вопросы.....	18
2.3 Расчетное задание.....	18
3 Работа с программным обеспечением.....	18
Список литературы.....	28

## Введение

**Цель работы:** изучение принципов работы программного обеспечения для электромагнитного моделирования устройств *CST Microwave Studio* и изучения работы кольцевого делителя мощности на полосковой линии.

### 1 Краткие теоретические сведения

В технике СВЧ мостовые схемы обычно используются как делители мощности на два канала (в равных отношениях при высокой развязке между ними) и как балансные смесители с высокой развязкой между входными каналами [1, 2]. Разновидности топологии мостовых схем представлены на рисунках 1.1 – 1.2.

При использовании мостовой схемы в качестве делителя, энергия подается в плечо 1, распределение мощности энергии происходит в равном соотношении между плечами 2 и 4, а при подаче мощности в плечо 2 энергия распределяется между плечами 1 и 3. В первом случае в плече 3, а во втором – в плече 4 устанавливается оконечная нагрузка.

При использовании мостовой схемы в качестве смесителя энергия подается в плечи 1 и 3, выходными плечами будут 2 и 4.

#### 1.1 Кольцевые гибридные мостовые схемы

Мостовые схемы в виде кольца (рисунок 1.1) характеризуются следующими основными параметрами:

– развязкой между каналами, которая определяется по формуле

$$N = 10 \lg \frac{P_2}{P_4} \text{ (дБ)}, \quad (1.1)$$

где  $P_2$  и  $P_4$  – величины мощностей на выходных каналах (при подаче мощности в 1 канал);

- делением мощности по выходным каналам.

#### 1.2 Расчет мостовой схемы.

Расчет мостовой схемы сводится к определению среднего диаметра  $d_{\text{ср}}$  и ширины кольца  $b_{\text{к}}$  при заданных значениях волнового сопротивления  $Z_0$  основной полоски и рабочей длине волны  $\lambda_0$ . Расстояние между осями

должно быть  $\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ , а по длинной стороне  $\frac{3\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ . Длина средней линии кольца определяется из формулы

$$I_k = \frac{3\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}, \quad (1.2)$$

из этой формулы  $d_{cp} = \frac{\lambda_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{эф}}}$ .

Волновое сопротивление кольца  $Z_k$  определяется из соотношения

$$Z_k = Z_0\sqrt{2}. \quad (1.3)$$

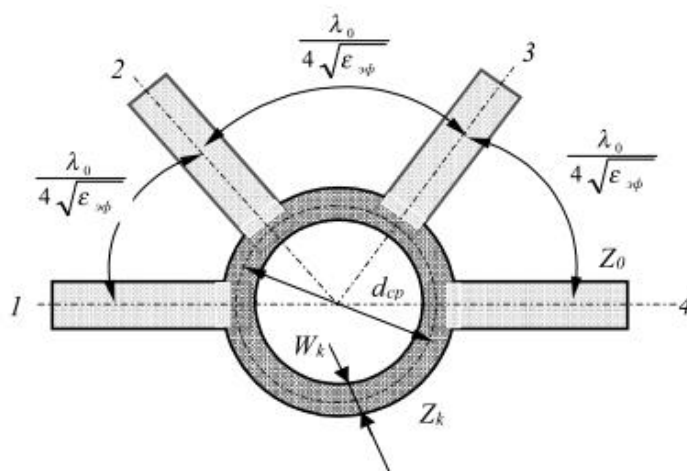


Рисунок 1.1. Кольцевая гибридная схема мостовая

Ширина полосы кольца  $W_k$  определяется аналогично ширине основной полосы по формуле (1.6). Для большей компактности мостовую схему выполняют в виде прямоугольника (рисунок 1.2).

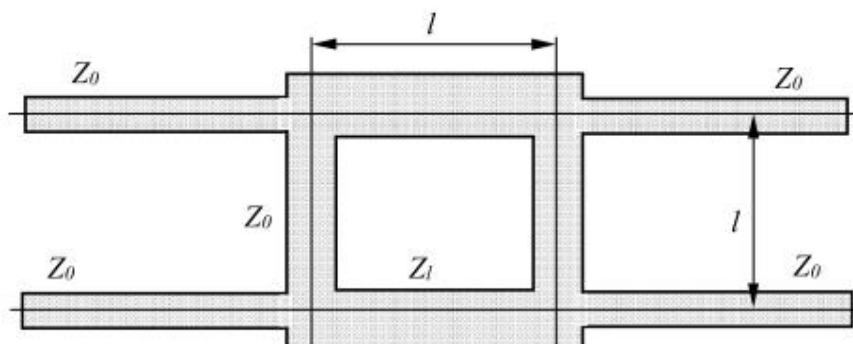


Рисунок 1.2 Прямоугольная гибридная схема мостовая

Размеры прямоугольника определяются по формуле

$$l = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{эф}}} . \quad (1.4)$$

Волновое сопротивление полосок прямоугольной мостовой схемы определяется из выражения

$$Z_l = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} . \quad (1.5)$$

Ширина полоски кольца  $W_k$  определяется аналогично ширине основной полоски по формуле (1.6).

### 1.3 Полосковые линии передачи

Симметричная полосковая линия (рисунок 1.3,а) является наиболее часто используемой линией передачи СВЧ-диапазона. Основным типом волны симметричной полосковой линии является  $T$ -волна. Все ее конструктивные параметры определяются на основе электростатического анализа. Для упрощенного анализа толщину центрального полоскового проводника  $t$  считают пренебрежимо малой. Приведенные ниже выражения получены с нулевой толщиной центрального полоскового проводника ( $t=0$ ). Формула волнового сопротивления имеет вид:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{E_r}} \frac{K'(k)}{K(k)} , \quad (1.6)$$

где  $k' = th(\pi W / 2b)$ ;  $K$  - полный эллиптический интеграл первого рода;  $K'$  - дополнительная функция, определяемая уравнением:

$$K'(k) = K(k'), \quad k' = \sqrt{1-k^2}$$

Для получения простого соотношения для волнового сопротивления используют следующую аппроксимацию для соотношения  $K / K'$  вида:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{для } 0 \leq k \leq 0,7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left( 2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) & \text{для } 0,7 \leq k \leq 1 \end{cases}$$

Погрешность этой аппроксимации составляет  $8 \times 10^{-6}$ . Эти формулы позволяют рассчитать точное значение волнового сопротивления  $Z_0$ .

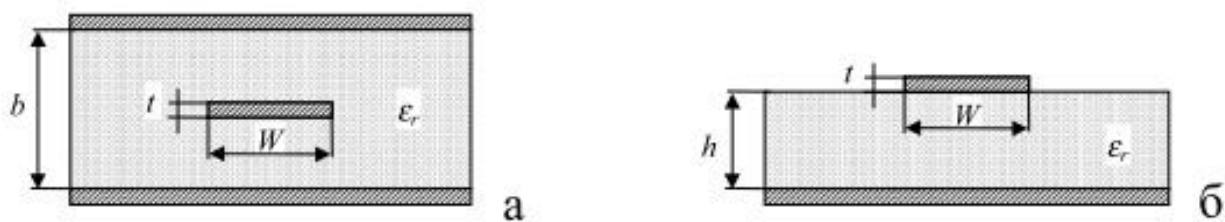


Рисунок 1.3 Полосковая (а) и микрополосковая (б) линия

Симметричные полосковые линии с полосковым проводником конечной длины наиболее точно вычисляются по следующим приближенным формулам:

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4b-t}{\pi W'} \left[ \frac{8b-t}{\pi W'} + \sqrt{\left( \frac{8b-t}{\pi W'} \right)^2 + 6.27} \right] \right\}, \quad (1.7)$$

где

$$\frac{W'}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t}, \quad (1.8)$$

$$\frac{\Delta W'}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{x}{2-x} \right)^2 + \left( \frac{0,0796x}{W/b + 1,1x} \right)^m \right] \right\}, \quad (1.9)$$

$$m = 2 \left[ 1 + \frac{2x}{3(1-x)} \right]^{-1}, \quad x = \frac{t}{b}. \quad (1.10)$$

Для  $W'/(b-t) < 10$  погрешность расчета по формуле (1.9) составляет не более 0,5 %.

Для расчета, конструирования и оптимизации устройств на симметричных полосковых линиях используют формулы определяющие ширину полоски  $W$  для заданного значения волнового сопротивления линии с параметрами  $b$ ,  $\epsilon_r$  и  $t$ . Для полоски нулевой толщины значение отношения  $W/b$  в функции  $Z_0$  и  $\epsilon_r$  используется формула

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \text{Arth} \sqrt{k}, \quad (1.11)$$

$$k = \begin{cases} \sqrt{\left[ 1 - \frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^4} & \text{для } x \geq 1 \\ \left[ \frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^2 & 0 \leq x \leq 1 \end{cases}, \quad (1.12)$$

При  $x = Z_0 \sqrt{\epsilon_r} / (30\pi)$ .

При  $t \neq 0$  уравнения для  $W/b$  используют следующую формулу:



$$\frac{W}{b} = \frac{W_0}{b} - \frac{\Delta W}{b} \quad (1.13)$$

где

$$\frac{W_0}{b} = \frac{8(1-x)}{\pi} \frac{\sqrt{e^A + 0,568}}{e^A - 1}, A = \frac{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}{30\pi}, \quad (1.14)$$

$$\frac{W_0}{b} = \frac{x}{\pi} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[ \left( \frac{x}{2-x} \right)^2 + \left( \frac{0,0796x}{W_0/b - 0,26x} \right) \right] \right\}. \quad (1.15)$$

Величины  $x$  и  $t$  определены в (1.6).

Суммарные потери полосковой линии, определяются коэффициентом затухания  $\alpha$ , складываются из двух составляющих – потери в проводниках и диэлектрике

$$\alpha = \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{д}} \quad (1.16)$$

Потери в проводниках определяются возрастанием индуктивности, обусловленные проникновением магнитного поля в проводник. Для полосковой линии потери рассчитываются по формуле:

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{0,0231R_s \sqrt{\varepsilon_r}}{Z_0} \left[ \frac{\partial Z_0}{\partial b} - \frac{\partial Z_0}{\partial W} - \frac{\partial Z_0}{\partial t} \right], \quad (1.17)$$

где  $R_s = \sqrt{\pi/\mu_0\rho}$  – поверхностное сопротивление проводника, Ом/ ;  $\rho$  – удельное сопротивление проводника.

Используя выражения (1.3) – (1.7) для  $Z_0$ , получаем

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{0,0231R_s \sqrt{\varepsilon_r}}{Z_0} \frac{\partial Z_0}{\partial b} \left\{ 1 + \frac{2W'}{b-1} - \frac{1}{\pi} \left[ \frac{3x}{2-x} - \ln \frac{x}{2-x} \right] \right\}, \quad (1.18)$$

$$\frac{\partial Z_0}{\partial W'} = \frac{30e^A}{W' \sqrt{\varepsilon_r}} \left[ \frac{3,135}{Q} - \left( \frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right) (1+Q) \right], \quad (1.19)$$

$$Q = \sqrt{1 + 6,27 \left( \frac{\pi}{8} \frac{W'}{b-1} \right)^2}. \quad (1.20)$$

Здесь  $\alpha_{\text{пр}}$  в дБ/м.

Потери (дБ/м) в диэлектрике полосковой линии определяются формулой

$$\alpha_{\text{д}} = 27,3 \sqrt{\varepsilon_r} \text{tg}\delta / \lambda_0 \quad (1.21)$$

где  $\text{tg}\delta$  – тангенс угла потерь в диэлектрике.

Из уравнения (1.21) видно, что потери в диэлектрике прямо пропорциональны частоте и  $\text{tg}\delta$ . На СВЧ потери в диэлектрике, как правило, малы по сравнению с потерями в проводниках. Однако в миллиметровом диапазоне в диэлектрике становятся сравнимыми с потерями в проводниках, так как потери в диэлектрике с ростом частоты возрастают по линейному

закону, в то время как потери в проводниках пропорциональны квадратному корню из частоты.

Максимальная рабочая частота в полосковой линии ограничена возможностью возбуждения волны  $H$ -типа. Для широких линий критическая частота (ГГц)  $H$ -волны низшего типа определяется формулой

$$f_{кр} = \frac{15}{b\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(W/b + \pi/4)}, \quad (1.22)$$

где  $W$  и  $b$  выражены в сантиметрах.

Из этой формулы видно, что критическая частота уменьшается при увеличении расстояния между заземленными пластинами или увеличении диэлектрической проницаемости.

#### 1.4 Микрополосковая линия

Конфигурация микрополосковой линии (МПЛ) показана на рисунок 1.4. Микрополосковая линия является неоднородной линией передачи, так как не все силовые линии поля между полосковым проводником и заземленной пластиной проходят через подложку. Поэтому волна, распространяющаяся вдоль микрополоскового проводника, является не чистой  $T$ -волной (является «квази –  $T$ -волной»). Эффективная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{эф}$  меньше диэлектрической проницаемости подложки, так как она учитывает поле вне подложки.

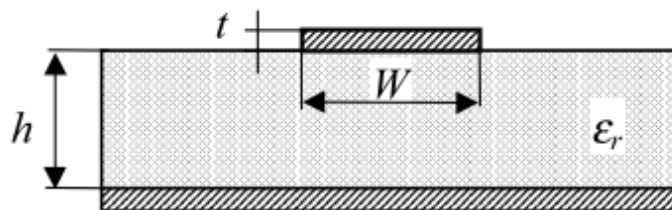


Рисунок 1.4 Микрополосковая линия

В отличие от несимметричной полосковой линии с малым значением диэлектрической проницаемости подложки, в МПЛ электромагнитное поле концентрируется между микрополоском и заземленным основанием (экраном), поэтому потери на излучение уменьшаются.

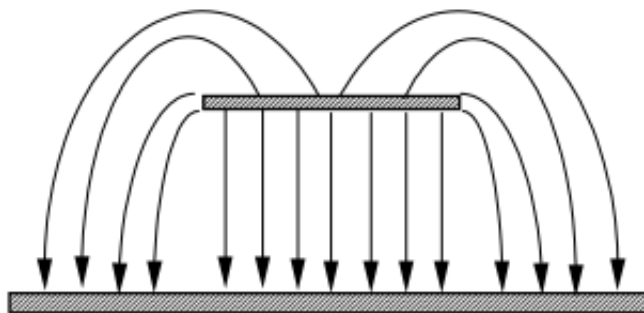


Рисунок 1.5 Распределение в несимметричной полосковой линии электрического поля

Наглядное представление о структуре электромагнитного поля в любой линии передачи дает его графическое изображение. Распределение электромагнитного поля, тока, мощности в поперечном сечении воздушной микрополосковой линии показано на рисунке 1.5.

На практике микрополосковые схемы размещают в герметизирующих корпусах, изолирующих от внешних электромагнитных полей и от внешних климатических воздействий. Собственные волны экранированной микрополосковой линии классифицируют по типу двухслойного провода с добавлением слова «квази», так как собственная волна двухслойного провода имеет пять компонент, а экранированная МПЛ – шесть компонент.

Волна основного типа, распространяющаяся в МПЛ, отличается от *ТЕМ*-волны наличием продольных компонент электромагнитного поля, обусловленных несимметричным заполнением линии диэлектриком (неоднородной диэлектрической средой). Продольные компоненты электромагнитного поля зависят как от параметров структуры (ширины и толщины микрополоска, высоты и диэлектрической проницаемости подложки), так и от рабочего диапазона частот. Это приводит к зависимости собственных параметров МПЛ (волнового сопротивления, эффективной диэлектрической проницаемости, длины волны в линии, потерь) от частоты (дисперсии). При значительном удалении стен и крышки корпуса от микрополоска влияние его на дисперсионные характеристики как основной, так и высших типов волн практически отсутствует.

Строгого решения задачи по определению типов электромагнитных волн в МПЛ нет. Электродинамическая задача требует задания граничных условий на всем контуре поперечного сечения подложки, как в местах ее контакта с металлом, так и со свободным пространством.

Для упрощения анализа возьмем те же допущения, что и для симметричной полосковой линии. Значения волнового сопротивления  $Z_0$  и

эффективной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_{эф}$  вычисляются по следующим формулам:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0,25\frac{W}{h}\right) & \text{для } (W/h \leq 1), \\ \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{для } (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (1.23)$$

где  $\eta = 120\pi$  Ом;  $\varepsilon_{эф} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10h/W)^{-1/2}$ .

Максимальная относительная погрешность расчета величин  $\varepsilon_{эф}$  и  $Z_0$  по этим формулам не превышает 2%. Выражения для отношения  $W/h$  в зависимости от  $\varepsilon_{эф}$  и  $Z_0$  имеют вид

для  $A > 1,52$

$$W/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (1.24)$$

для  $A \leq 1,52$

$$W/h = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, \quad (1.25)$$

где

$$A = \frac{Z_0}{60} \left( \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right), \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (1.26)$$

Эти выражения обеспечивают точность меньше 2%. Приведенные формулы используются для малой толщины полоскового проводника, если  $t/h \leq 0,005$ .

## 1.5 Щелевая линия

Щелевая линия применяется в устройствах, где требуется обеспечить большое волновое сопротивление линии передачи, включение последовательных шлейфов и короткозамыкающих элементов, а также в интегральных микросхемах совместно с микрополосковыми линиями. В щелевой линии распространяется волна  $H$ -типа. Выражения в замкнутой форме для волнового сопротивления и длины волны в щелевой линии находятся путем аппроксимации соответствующих кривых, полученных численным расчетом. Приведенные ниже выражения, полученные аппроксимацией кривых, дают погрешность вычислений, не превышающую 2 % для следующих значений параметров:

$$9,7 \leq \varepsilon_r \leq 20$$

$$0,02 \leq W/h \leq 1,0$$

$$0,01 \leq h/h_0 \leq (h/\lambda_0)_{кр}$$

где  $(h/\lambda_0)_{кр}$  – есть отношение  $h/\lambda_0$ , соответствующее критической частоте для поверхности волны щелевой линии типа  $H_{10}$ . Это отношение определяется формулой  $(h/\lambda_0)_{кр} = 0,25/\sqrt{\varepsilon_r - 1}$ .

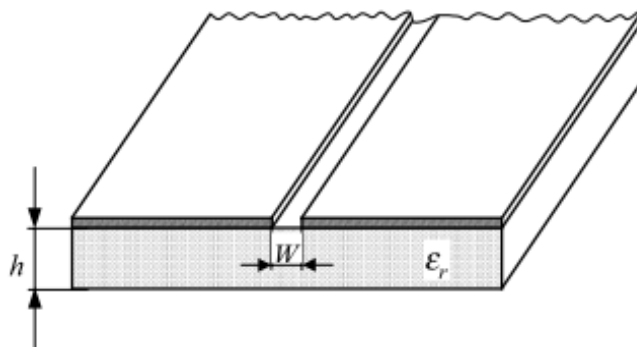


Рисунок 1.6

Обозначение параметров щелевой линии показано на рисунке. 1.6.

Запишем расчетные формулы.

Для  $0,02 \leq W/h \leq 0,2$

$$\lambda_s / \lambda_0 = 0,923 - 0,195 \ln \varepsilon_r + 0,2W/h - (0,126W/h + 0,02) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2) \quad (1.27)$$

$$Z_{0s} = 72,62 - 15,283 \ln \varepsilon_r + 50 \frac{(W/h - 0,02)(W/h - 0,1)}{W/h} +$$

$$+ \ln(W/h \times 10^2) \times [19,23 - 3,693 \ln \varepsilon_r] - \quad (1.28)$$

$$- [0,139 \ln \varepsilon_r - 0,11 + W/h(0,465 \ln \varepsilon_r + 1,44)] \times$$

$$\times (11,4 - 2,636 \ln \varepsilon_r - h/\lambda_0 \times 10^2)^2$$

Для  $0,02 \leq W/h \leq 1,0$

$$\lambda_s / \lambda_0 = 0,987 - 0,21 \ln \varepsilon_r + W/h - (0,111 - 0,0022\varepsilon_r) -$$

$$- (0,053 + 0,041W/h - 0,0014\varepsilon_r) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2) \quad (1.29)$$

$$Z_{0s} = 113,19 - 23,257 \ln \varepsilon_r + 125W/h(114,59 - 22,53 \ln \varepsilon_r) +$$

$$+ 20(W/h - 0,2) \times (1 - W/h) -$$

$$- [0,15 + 0,1 \ln \varepsilon_r + W/h(-0,79 + 0,899 \ln \varepsilon_r)] \times \quad (1.30)$$

$$\times \left\{ [1,25 - 2,71 \ln \varepsilon_r + W/h(2,1 - 0,617 \ln \varepsilon_r) - h/\lambda_0 \times 10^2]^2 \right\}$$

## 1.6 Копланарная линия

Копланарные волноводы широко применяются в интегральных СВЧ схемах. Использование копланарных волноводов в СВЧ устройствах повышает гибкость конструирования, упрощает исполнение при реализации некоторых функциональных устройств. Конфигурация копланарного волновода показана на рисунке 1.7,а. Другая конфигурация (рис. 1.7,б) называется копланарной полосковой линией. Обе конфигурации относятся к категории «копланарных линий», в которых все проводники расположены в одной плоскости (на одной стороне подложки). Достоинством линий этих типов является возможность более простого монтажа пассивных и активных компонентов последовательно или параллельно с линией. При этом нет необходимости в высверливании отверстий или изготовлении пазов в подложке.

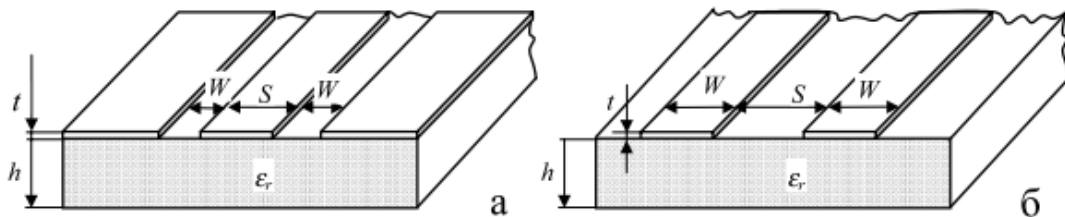


Рисунок 1.7

Анализ копланарных волноводов и копланарных полосковых линий осуществляется квазистатическими и волноводными методами. Изложенный материал основан на квазистатическом анализе. Дисперсионные свойства копланарных линий аналогичны дисперсионным свойствам микрополосковых линий. Дисперсия копланарных линий на подложках с низкой диэлектрической проницаемостью незначительна. Эти результаты показывают, что квази- $T$  – анализ может использоваться до частот трехсантиметрового диапазона волн.

Волновое сопротивление копланарного волновода для диэлектрика конечной толщины записывается следующим образом:

$$Z_{0KB} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad (1.31)$$

где  $k = s/(s + 2W)$ .

Выражение для эффективной диэлектрической проницаемости в замкнутой форме имеет вид

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ \operatorname{tg} [0,775 \ln(h/W) + 1,75] + \frac{kW}{h} [0,04 - 0,7k + 0,01(1 - 0,1\varepsilon_r)(0,25 + k)] \right\} \quad (1.32)$$

Волновое сопротивление копланарной линии рассчитывается по формуле

$$Z_{0KB} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (1.33)$$

где  $\varepsilon_{\text{эф}}$  рассчитывается по формуле (1.32), в которой  $W$  – ширина полосковых проводников,  $S$  – расстояние между ними.

В приведенных формулах считается, что толщина полосковых и заземленных пластин имеет бесконечно малые толщины. Практически же металлизированный слой имеет конечную толщину  $t$ , которая влияет на характеристики. Влияние толщин полосковых проводников на волновое сопротивление копланарной линии может учитываться введением эффективных значений ширины полосок и зазоров. Это аналогично эффекту возрастания ширины микрополосковой линии.

$$s_s = s + \Delta \quad W_s = W + \Delta$$

где  $\Delta$  может быть найдено по формуле

$$\Delta = (1,25t / \pi) [1 + \ln(4\pi s / t)] \quad (1.34)$$

Волновое сопротивление находится по формуле

$$Z_{0KB} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon'_{\text{эф}}}} \frac{K'(k_s)}{K(k_s)}, \quad (1.35)$$

где  $k_s$  эффективное значение отношения

$$k_s = s / (s_s + 2W_s) \approx k + (1 - k^2)\Delta / 2W$$

а  $\varepsilon'_{\text{эф}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость для копланарного волновода с полосками толщиной  $t$ . Выражение для  $\varepsilon'_{\text{эф}}$  получается добавлением формулу емкости копланарного волновода члена  $A\varepsilon_0\varepsilon_r t / W$ , учитывающего возрастание емкости, которое возникает из-за влияния толщин металлических полосок. Величина  $A$  определяется эмпирически из условия совпадения расчетных значений  $\varepsilon'_{\text{эф}}$  с численными значениями величин. Окончательное выражение для  $\varepsilon'_{\text{эф}}$  запишется в виде

$$\varepsilon'_{\text{эф}} = \varepsilon_{\text{эф}} - \frac{0,7(\varepsilon_{\text{эф}} - t)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0,7t/W} \quad (1.36)$$

В копланарной полосковой линии влияние толщин полосок на  $Z_{0\text{кл}}$  и  $\varepsilon_{\text{эф}}$  аналогично влиянию в копланарном волноводе и выражения в замкнутом виде могут быть представлены следующим образом:

$$Z_{0\text{кл}} = \frac{120\pi K(k_3)}{\sqrt{\varepsilon'_{\text{эф}}} K'(k_3)},$$

$$\text{где } k_3 = s/(s_3 + 2W_3) \approx k - (1 - k^2)\Delta/2W$$

$$\Delta = (1,25t/\pi)[1 + \ln(4\pi W/t)] \quad (1.37)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость для КПЛ рассчитывается аналогично:

$$\varepsilon'_{\text{эф}} = \varepsilon_{\text{эф}} - \frac{1,4(\varepsilon_{\text{эф}} - t)t/s}{[K(k)/K'(k)] + 1,4t/s} \quad (1.38)$$

Для оценки активных потерь в проводниках копланарного волновода определяется по формуле (дБ/м)

$$\alpha_{\text{ПП}}^{\text{KB}} = 4,88 \times 10^{-4} R_s \varepsilon_{\text{эф}} Z_{0\text{KB}} \frac{P'}{W\pi} \left(1 + \frac{s}{W}\right) \left[ \frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi s}{t} + 1 + \frac{1,25t}{\pi s}}{\left[2 + \frac{s}{W} - \frac{1,25t}{\pi W} \left(1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right)\right]^2} \right],$$

где

$$P' = \begin{cases} \frac{k}{(1-k')(k')^{3/2}} \left[ \frac{K(k)}{K'(k)} \right]^2 & \text{для } 0 < k < 0,707 \\ \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}} & \text{для } 0,707 < k < 1,0 \end{cases} \quad (1.39)$$

Выражение для постоянной затухания (дБ/м), определяемой потерями в диэлектрике в копланарном волноводе, как и в микрополосковых линиях, может быть записано в виде

$$\alpha_{\text{д}} = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} \frac{\varepsilon_{\text{эф}} - 1}{\varepsilon_r - 1} \frac{\text{tg} \delta}{\lambda_0} \quad (1.40)$$

В этом случае  $\varepsilon_{\text{эф}}$  определяется формулой (1.32). Для копланарной полосковой линии выражение для потерь в проводниках имеет вид



$$\alpha_{ПП}^{KB} = 17,34 \frac{R_s}{Z_{КЛ}} \frac{P'}{\pi s} \left(1 + \frac{W}{s}\right) \left[ \frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} + 1 + \frac{1,25t}{\pi W}}{\left[1 + 2 \frac{W}{s} - \frac{1,25t}{\pi s} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right)\right]^2} \right], \quad (1.41)$$

где  $P'$  определяется формулой (1.39), потери в диэлектрике КПЛ определяются по той же формуле как и в диэлектрике копланарного волновода.

## 2 Рекомендации по выполнению работы

При выполнении лабораторной работы необходимо изучить принципы работы программного обеспечения *CST Microwave Studio* для автоматизированного проектирования микроволновых устройств..

Для каждого варианта данные задаются из таблицы 2.1

Таблица 2.1

№ варианта	Тип линии передачи	Диэлектрическая проницаемость материала подложки $\epsilon$	Толщина подложки $h$ , мм	Рабочая частота $f_0$ , ГГц
1	Симметричная полосковая	2,2	1,5	4
2	Симметричная полосковая	3,8	1	4
3	Симметричная полосковая	9,8	0,5	4
4	Микрополосковая	2,2	1,5	4
5	Микрополосковая	3,8	1	4
6	Микрополосковая	9,8	0,5	4
7	Щелевая	2,2	1,5	4
8	Щелевая	3,8	1	4
9	Щелевая	9,8	0,5	4

### 2.1 Содержание отчета

Отчет о проделанной работе должен содержать следующие разделы:  
Цель работы;

Краткая теория;

Результаты работы - графики зависимостей ослабления от частоты для всех портов делителя мощности.

Выводы по проделанной работе

## 2.2 Контрольные вопросы

1. Что такое гибридное кольцо?
2. Какой тип волны распространяется в симметричной полосковой линии?
3. В чем отличие продольных и поперечных волн?
3. Какие продольные составляющие присутствуют в  $T$ -волнах?

## 2.3 Расчетное задание

Рассчитайте параметры топологии изображенного на рисунке 2.2.

**Исходные данные:**

Соппротивление линии  $Z_0 = 50 \text{ Ом}$ ;

Отношение  $W/h \leq 1$ ;

Остальные данные исходя из варианта.

**Требуется рассчитать:**

Ширина микрополосковой линии  $W$ ,  $W_k$

Длина стороны прямоугольника  $l$ .

## 3 Работа с программным обеспечением

1. Создадим новый проект;
2. Зададим единицы измерения ( $mm$ ,  $GHz$ ,  $ns$ ).
3. По рассчитанным значениям создадим переменные:  
 $W$  – ширина основного полоска;  
 $h$  – высота подложки;  
 $t$  – толщина металлизации ( $t=0,05\text{мм}$ );  
 $W_k$  – ширина шлейфной части;  
 $eps$  – диэлектрическая проницаемость подложки;  
 $l$  – длина шлейфа;  
 $a$  – ширина платы ( $a=20 \text{ мм}$ ).
4. Создадим подложку платы при помощи *Brick*.  
Размеры  $a \times a \times h$ .  
Назовем её *Substrate*, в компоненте *Substrate*.

По умолчанию материалом является *Vacuum*. Для создания нового материала, в выпадающем списке *Material* выберите пункт [*New Material*] (Рисунок 3.1).

В появившемся меню *New Material Properties* зададим:

- цвет подложки;
- название Material Name: Polikor;
- значение диэлектрической проницаемости *Epsilon*: *eps*.

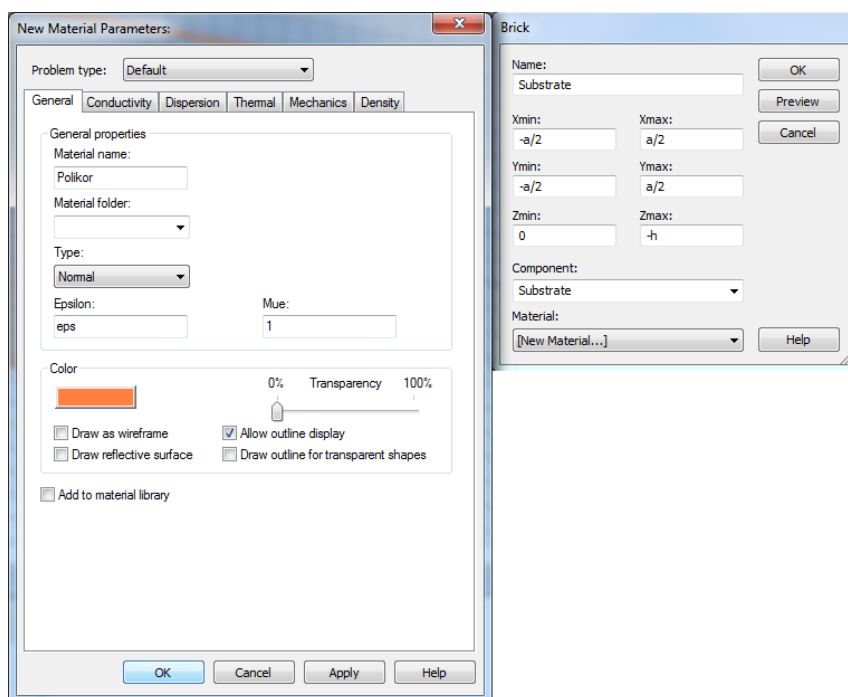


Рисунок 3.1

5. Для того, чтобы создать металлизацию на обратной стороне платы, на вкладке *Modeling* выберем пункт *Picks* (захватить) и двойным нажатием мыши выберем необходимую плоскость (Рисунок 3.2).

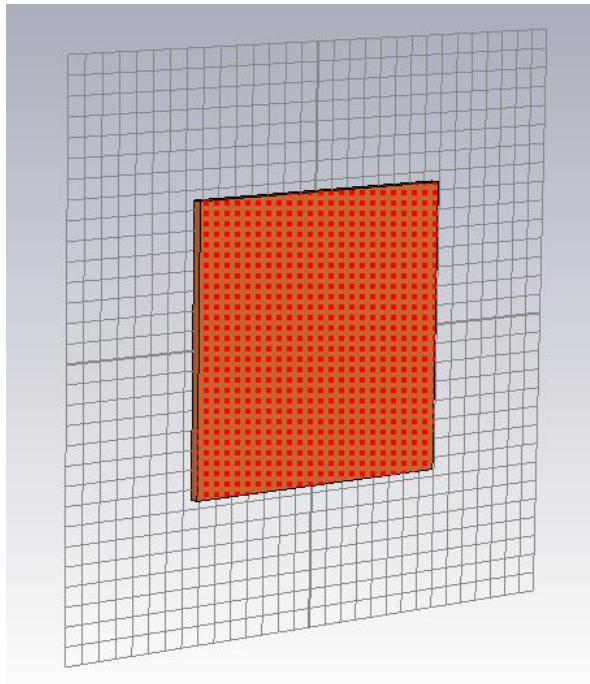



Рисунок 3.2

6. Теперь необходимо «**выдавить**» слой металлизации. Для этого выберем на вкладке *Modeling* иконку –  *Extrude*. В появившемся меню необходимо задать имя новой фигуры: *Ground* и толщину. Зададим значение толщины  $10t$  и материал *PEC* (Рисунок 3.3).

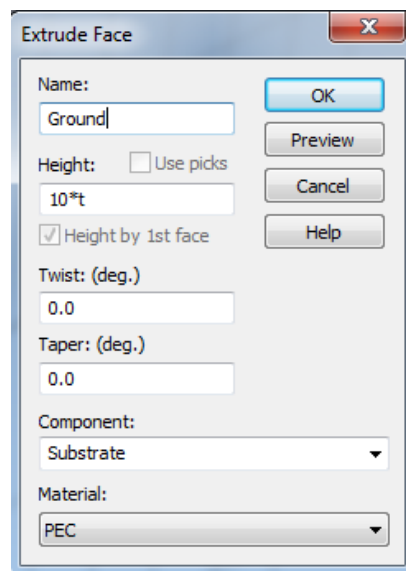


Рисунок 3.4

7. Теперь, по рассчитанным ранее данным необходимо построить топологию платы изображенной на рисунке 2.1.2. Для этого предлагается инструменты *Curves* на вкладке *Modeling*. Сначала построим контуры

входных и выходных линий. Для этого можно использовать инструменты *Rectangle* или *Polygon*.

Для создания полоска необходимо задать его координаты. Он смещен относительно оси симметрии на  $l/2$  (половину длины стороны квадрата, рисунок 2.1.2). И его ширина равна  $W$ . Полученная кривая изображена на рисунке 3.5.

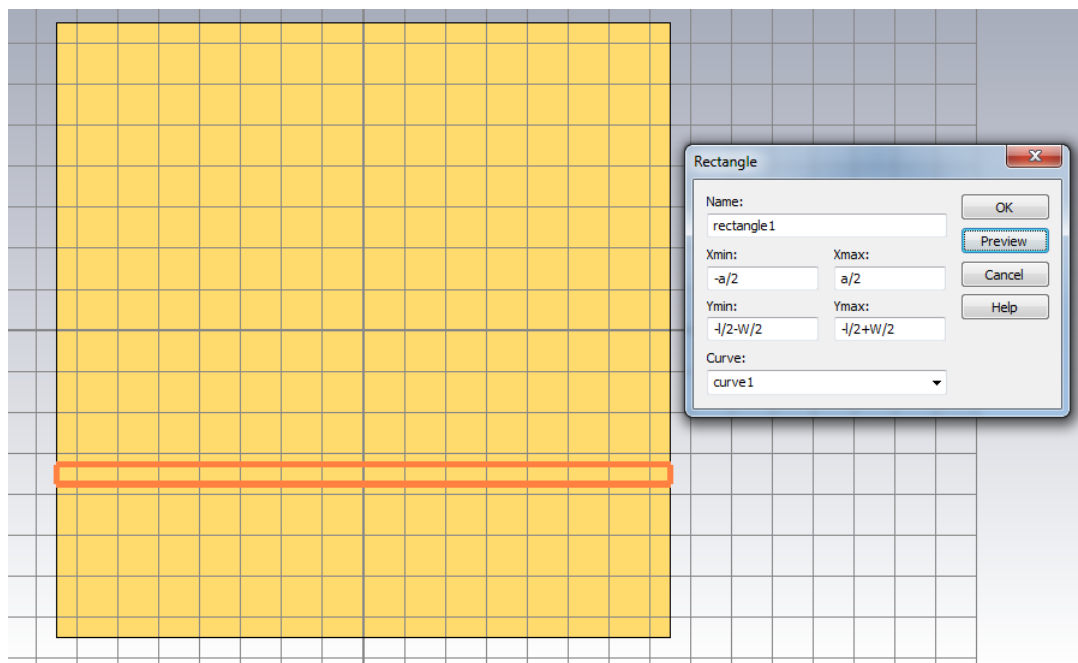


Рисунок 3.5

Для создания второй линии отразим прямоугольник по оси  $Y$ , при помощи инструмента *Transform-Mirror* на вкладке *Modeling*.

Для создания топологии квадрата используем инструмент *Polygon*. Вначале создадим внешний контур квадрата.

Получим вид, представленный на рисунке 3.6.

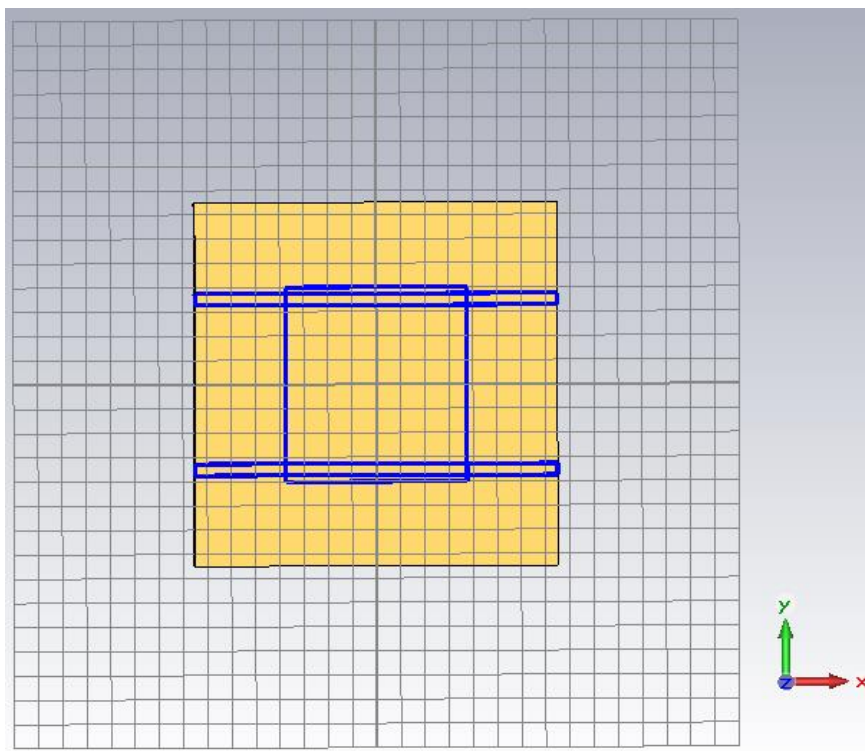


Рисунок 3.6

После этого построим внутренний квадрат. Обратите внимание, что ширина полосок, расположенных параллельно оси  $Y$  равна  $W$ , а параллельных  $W_k$ , длина стороны квадрата  $l$ . В итоге получим следующий вид (рисунок 3.7).

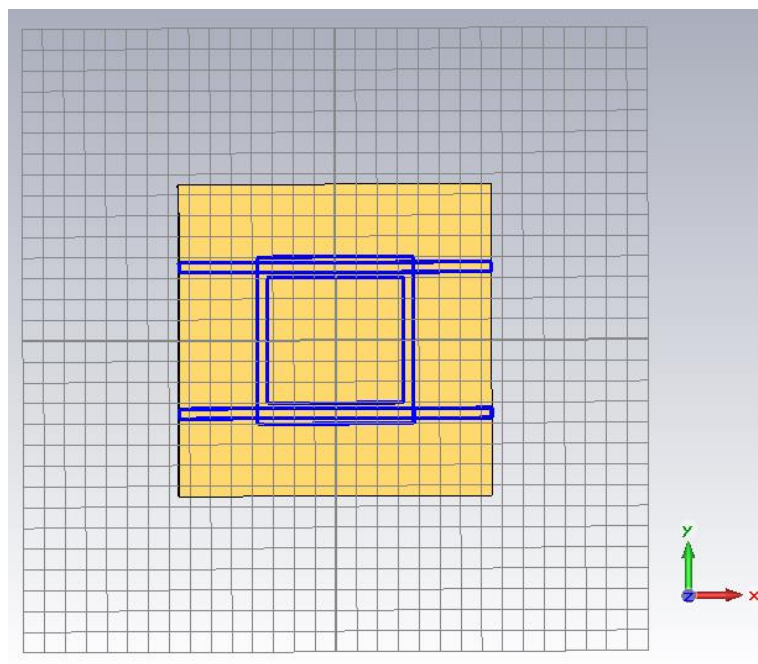


Рисунок 3.7

Теперь необходимо из начерченных кривых создать слой металлизации. Для этого будем использовать инструмент *Curve Tools-Extrude Curve* на вкладке *Modeling*. Выберем кривую *rectangle1\_1*.

В выпадающем меню зададим:

- имя нового объекта: *Line\_1*;
- толщину: *t*;
- материал: *PEC*;
- компонент: *Circuit*.

Получим следующий вид (Рисунок 3.8).

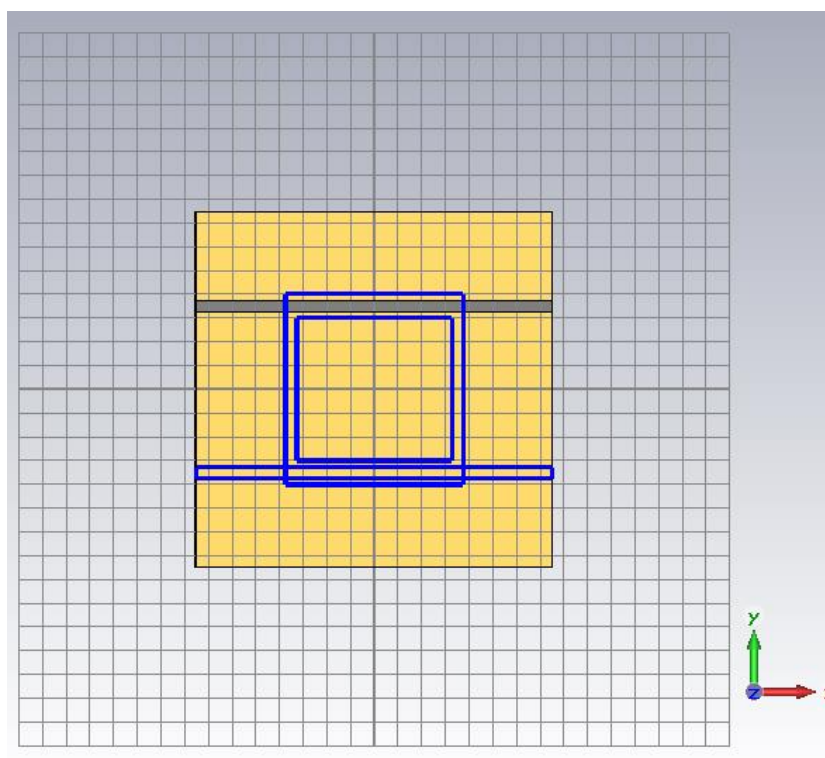


Рисунок 3.8

Аналогичным образом «выдавим» все кривые. Назовем их *Line\_2*, *Square\_1* и *Square\_2*. Полученная топология примет вид, показанный на рисунке 3.9.

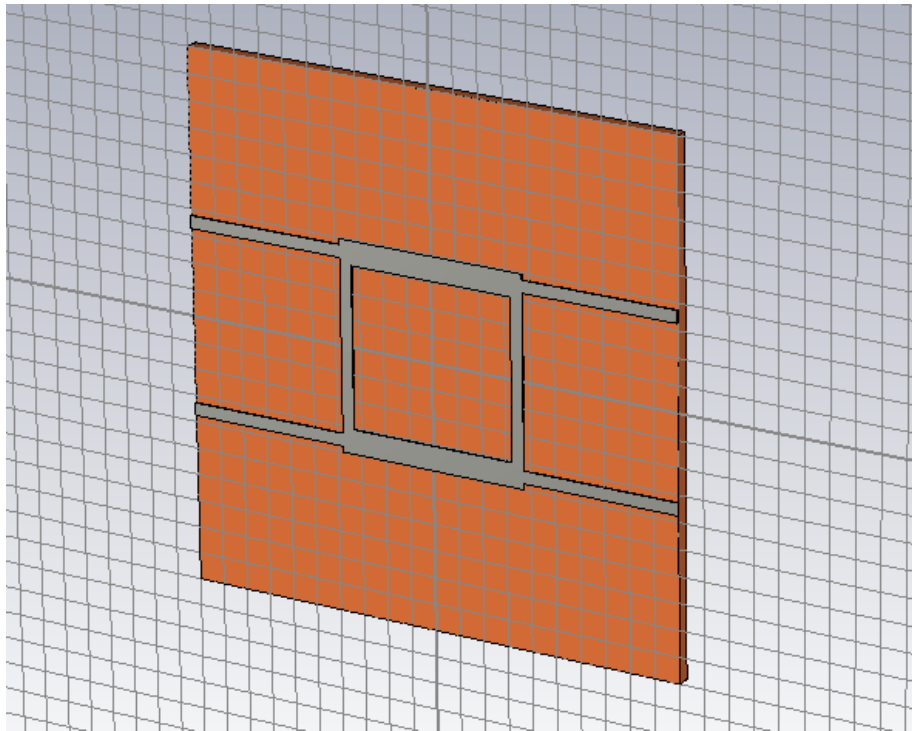


Рисунок 3.9

Для того чтобы вырезать внутри окно в квадрате необходимо воспользоваться инструментом *Boolean*. Для этого выделим внешний квадрат в дереве навигации и выберем *Boolean – Subtract (Вычитание)* на вкладке *Modeling* и выберем внутренний квадрат.

Далее объединим все элементы под каталога *Circuit* в один при помощи *Boolean – Add* (Аналогично предыдущему пункту с *Subtract*). Измените название объекта на *Bridge*.

#### 8. Настройка элементов анализа.

В первую очередь зададим окружающий материал на вкладке *Simulation – Background*. В данном случае, при проектировании микрополоскового устройства задается:

- тип окружающего материала (*Normal*);
- окружающее пространство (*Surrounding space*);
- по оси *Z* верхний предел (*Upper Z distance*) равной 5 мм;
- граничные условия в меню *Boundaries* на вкладке *Simulator*;
- $Z_{min}$  – *Electric* (где обратная сторона платы), остальные *Magnetic*;
- Частотный диапазон от 0 до 8 ГГц.

Следующим пунктом настройки является задание портов ввода-вывода.

Для создания портов на микрополосковой линии разработчик программного обеспечения для получения наилучших результатов моделирования рекомендует воспользоваться следующими правилами [3].



К сожалению, этот тип линии является относительно сложным с электромагнитной точки зрения. Поэтому необходимо учитывать при определении портов для этого типа структуры несколько вещей. Этот тип структуры требует моделирования воздуха над микрополосковой линией. Самый простой способ сделать это, указать расширение в диалоговом окне справочного материала (*Background Material*).

Размер порта является очень важным фактором. С одной стороны, порт должен быть достаточно большим, чтобы приложить значительную часть основной моды квази-*TEM* волны к микрополосковой линии. С другой стороны, размер порта не должен быть выбран излишне большим, поскольку это может привести к появлению мод высших порядков, которые будут распространяться в порту.

Следующие рисунки показывают режим фундаментальной (основной) моды микрополосковой линии и режим высших мод.

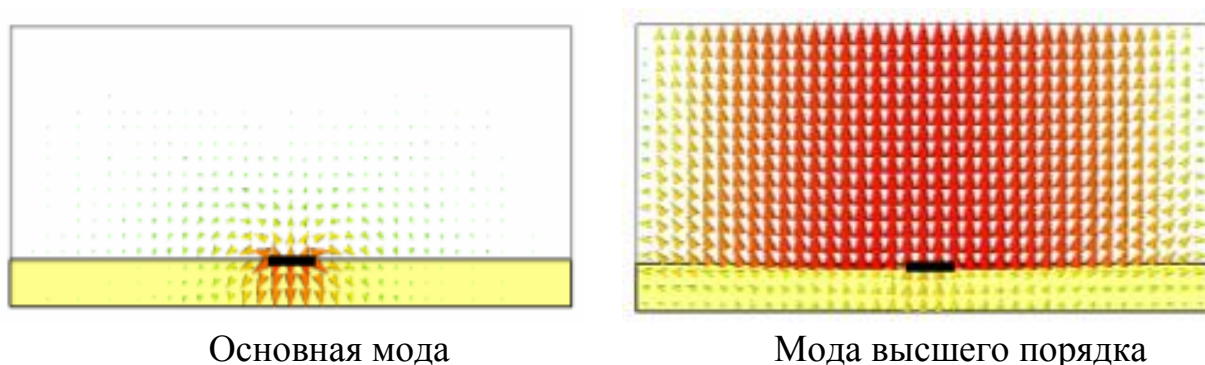


Рисунок 3.10

Более высокие моды, микрополосковой линии очень похожи на моды прямоугольного волновода. Такое поведение может быть объяснено тем, что по окружности порта для расчета режим работы автоматически добавляется корпус. Граничные условия на краях порта принимает настройки из *3D*-модели. В случае "открытой" границы в *3D* модели, будет использоваться "магнитная" граница порта. Этот корпус вокруг вызывает порт вести себя как прямоугольный волновод и, следовательно, предполагает распространение мод высшего порядка.

Чем больше порт, тем меньше частота отсечки его мод. Так как более высокие моды несколько искусственны, они не должны рассматриваться в симуляции. Таким образом, размер порта должен быть выбран достаточно малым, чтобы более высокие моды, не могли распространяться и только одна (фундаментальная) мода должна быть выбран в порту.

Как правило, размер порта определяется в соответствии с так называемым коэффициентом расширения, как показано на следующем рисунке:

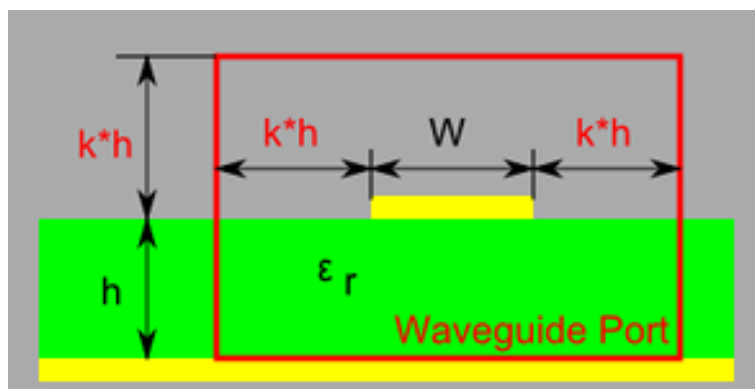
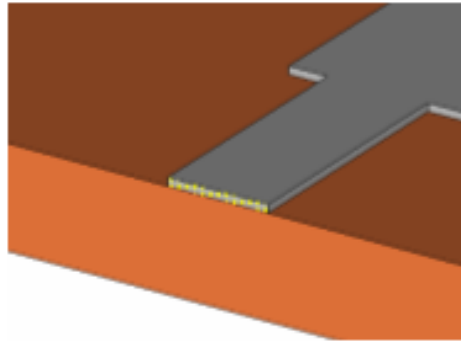


Рисунок 3.11

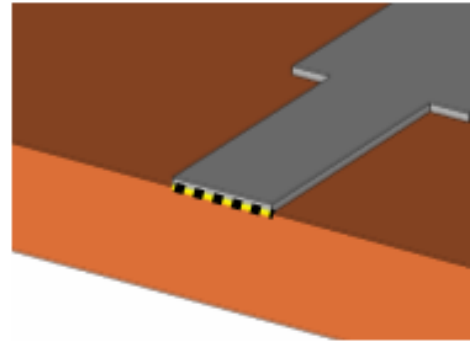
Его оптимальное значение варьирует в диапазоне от 5 до 10 в зависимости от соотношения  $W / h$ , на диэлектрической подложке и на частотном диапазоне (из-за частотной дисперсии основной моды квази-*ТЕМ* волны). Размер порта может быть быстро проверен по визуализации распространения  $E$  и / или  $H$  области моды порта. Если поле резко отсекается границей порта, его размер должен быть увеличен, и наоборот. Более надежный вариант, является оценка коэффициента  $K$  по сходимости кривой линии импеданса, в разумных пределах, например, 3 -15.

Один из способов создать порт для этого типа структуры является ввести все свои координаты численно. Тем не менее, поскольку это решение является достаточно громоздким, ниже рассмотрен способ создания порта для микрополосковых линий с помощью инструмента *Pick*.

Можно выбрать весь торец микрополосковой линии или выбрать край торцевой поверхности, расположенный на поверхности диэлектрической подложки. Следующие рисунки иллюстрируют эти действия:



Выбор торцевой поверхности



Выбор грани линии прилегающей к подложке

Рисунок 3.12

После выбора геометрии, вы можете открыть диалоговое окно определения порта (*Waveguide Port*). В этом диалоговом окне, просто указать расширение порта вокруг выбранной геометрии путем ввода расстояния в соответствующих полях ввода.

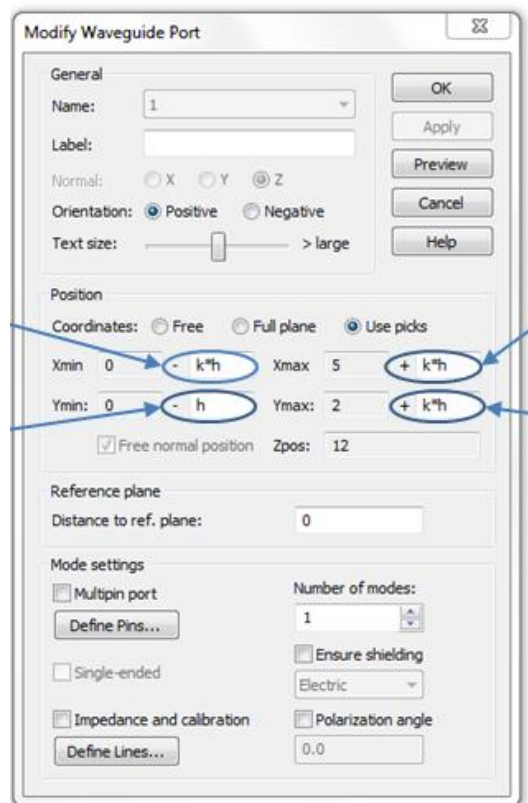


Рисунок 3.13

Примечание: Убедитесь, что вводите именно высоту подложки для расширения порта ниже микрополосковой линии, иначе вы можете получить

некоторое нежелательное дополнительное пространство между подложкой и слоем металлизации, или порт может быть не подключен к земле вообще.

#### 8. Анализ структуры.

После завершения всех настроек остается добавить необходимые мониторы.

На вкладке *Simulation* в меню *Field Monitor*, добавьте 3 монитора на частоте 4 ГГц:

- *E-field*;

- *H-field*;

- *Power Flow*.

Далее на вкладке *Home* выбираем решение "**Частотный метод решения**" (*Frequency Domain Solver*), выбираем в его настройках гексаэдральную сетку разбиения и нажимает *Start*.

После окончания расчета добавьте постобработку - расчет КСВН. В дереве навигации в папке *2D/3D Results* в подкаталоге *Power Flow* приведено распространение мощности сигнала в зависимости от подводимой линии.

Просмотрите и зафиксируйте *S*-параметры и КСВН на расчетной частоте. Сделайте выводы.

#### Список литературы

1. Проектирование полосковых устройств СВЧ. – Учебное пособие. Ульяновск, 2001. – 123 С.
2. Малорацкий Л.Г., Явин Л.Р., Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
3. CST Studio 2014 [Электронный ресурс]. – Computer Simulation Technology, 2014. 1 электрон. опт. диск (DVD-ROM).

**Учебное издание**

**Гошин Геннадий Георгиевич**  
**Трубачев Анатолий Андреевич**  
**Фатеев Алексей Викторович**

**КОЛЬЦЕВОЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ**

Руководство к лабораторной работе

Формат 60x84 1/16. Усл. печ. л.-----.

Тираж экз. Заказ-----.

Томский государственный университет систем управления  
и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40.

Тел. (3822) 533018.