

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ «НОВОСИБИРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ».

Физический факультет

Кафедра общей физики

Абдюшев Никита Юрьевич

КУРСОВАЯ РАБОТА

**Расчет параметров и калибровка направленного ответвителя на
частоту 144 МГц.**

Электромагнитный практикум, 2 курс, группа №19313

Научный руководитель:

к.ф.-м.н А.И. Карапузиков
Оценка научного руководителя

«_____» _____ 20__ г.

Преподаватель практикума

И. И. Морозов
Оценка преподавателя практикума

«_____» _____ 20__ г.

Куратор практикума:

к.т.н. В.Т. Астрелин
Итоговая оценка

«_____» _____ 20__ г.

Новосибирск 2020

Аннотация

Целью данной работы являлось определение оптимальных параметров направленного ответвителя на связанных микрополосковых линиях, предназначенного для работы на частоте 144 МГц и повышенной мощности ~ 500 Вт, и его компенсационных компонентов, представленных в виде конденсаторов, подсоединенных между связанными линиями. Для этого была исследована зависимость основных рабочих характеристик ответвителя, таких как: коэффициент стоячей волны, направленность, переходное ослабление, развязка и рабочее затухание, от геометрических размеров составляющих его элементов с определенными физическими свойствами и компенсационных конденсаторов. Исходные параметры выбирались так, чтобы направленный ответвитель можно было напрямую подключать к цепи работающего прибора, к примеру лазера. Результаты расчетов сравнивались с экспериментальными данными и оценивалась точность методов расчета параметров направленного ответвителя и емкостей, использованных для компенсации.

Содержание

1	Введение	3
2	Теоретическая часть.....	3
2.1	Нахождение основных характеристик.....	3
2.2	Способ расчета параметров.....	7
3	Экспериментальная часть	10
3.1	Расчет параметров.....	10
3.2	Описание эксперимента и установки.....	12
4	Результаты	13
5	Обсуждение результатов	14
6	Вывод	15
7	Библиографический список	15

1. Введение

Микрополосковые направленные ответвители используются во многих отраслях радиоэлектроники, в частности они являются незаменимыми устройствами контроля согласования электрических цепей. Сфера их применимости очень широка, однако проектирование направленных ответвителей затрудняется необходимостью компенсации разности фазовых скоростей распространяющихся в них волн Т-типа в четном и нечетном режимах возбуждения. Такая необходимость обусловлена малой направленностью некомпенсированных ответвителей – их важнейшей характеристикой, напрямую влияющей на точность проводимых с помощью них измерений.

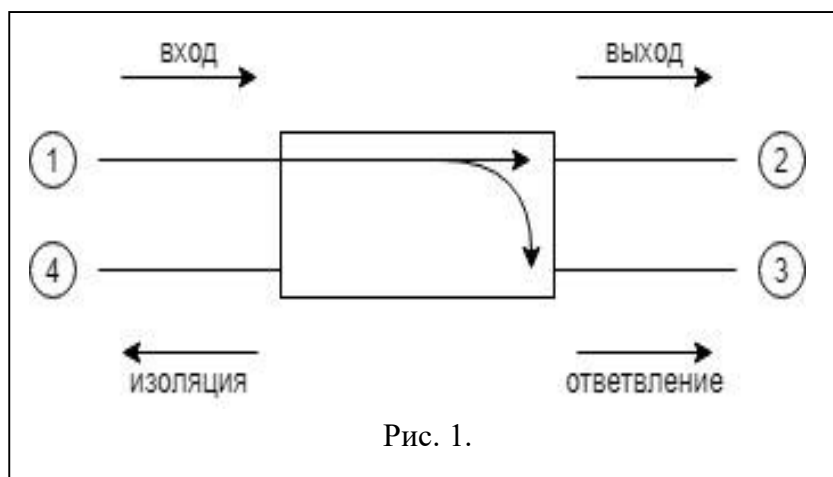
Для микрополосковых направленных ответвителей существует много методов такой компенсации. Так как причиной разности фазовых скоростей является различие эффективных диэлектрических проницаемостей в соответствующих режимах, то все методы направлены на их выравнивание. В данной работе оно достигается увеличением эквивалентной электрической длины линий с помощью подключения между ними реактивных сосредоточенных компонентов, представляющих из себя конденсаторы.

2. Теоретическая часть

2.1 Нахождение основных характеристик

Сначала рассматривается микрополосковый направленный ответвитель без компенсационных компонентов, после чего для него находят увеличивающие направленность емкости.

Направленный ответвитель на микрополосковых связанных линиях представляет собой четырехполюсник, показанный на рис. 1.



Основные рабочие характеристики микрополоскового направленного ответвителя выражаются через параметры характеризующей его S - матрицы рассеяния [1]:

1) Коэффициент стоячей волны:

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

2) Рабочее затухание (insertion loss):

$$L = -20 \log|S_{12}|, \text{ дБ} \quad (2)$$

3) Развязка (isolation):

$$I = -20 \log|S_{13}|, \text{ дБ} \quad (3)$$

4) Переходное ослабление (coupling):

$$C = -20 \log|S_{13} \cdot S_{14}|, \text{ дБ} \quad (4)$$

5) Направленность (directivity):

$$D = 20 \log \frac{|S_{13}|}{|S_{14}|}, \text{ дБ} \quad (5)$$

Смысл этих величин легко понять, если выразить S – параметры через отношения мощностей на соответствующих коэффициентам точках подключения направленного ответвителя [1]:

$$|S_{13}| = \frac{P_3}{P_1}, \quad |S_{14}| = \frac{P_4}{P_1}, \quad |S_{12}| = \frac{P_2}{P_1}$$

где P_i – мощность на i -ой точке подключения.

Так же S – параметры можно вычислить как полусумму или полуразность коэффициентов передачи или отражения в четном и нечетном режимах возбуждения [2]. При четном режиме на входы линий направленного ответвителя подаются сигналы одинаковые по амплитуде и фазе, при

нечетном – одинаковые по амплитуде, но противоположные по фазе. При написании величин, полученных в четном режиме, будем использовать индекс «Е», а в нечетном – «О». Тогда формулы для S - параметров будут записаны как:

$$S_{11} = \frac{1}{2} \cdot \frac{i(Z_{0E}^2 - Z_0^2) \cdot \tan \theta_E}{2Z_{0E}Z_0 + i(Z_{0E}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_E} + \frac{1}{2} \cdot \frac{i(Z_{0O}^2 - Z_0^2) \cdot \tan \theta_O}{2Z_{0O}Z_0 + i(Z_{0O}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_O}, \quad (6)$$

$$S_{12} = \frac{1}{2} \cdot \frac{i(Z_{0E}^2 - Z_0^2) \cdot \tan \theta_E}{2Z_{0E}Z_0 + i(Z_{0E}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_E} - \frac{1}{2} \cdot \frac{i(Z_{0O}^2 - Z_0^2) \cdot \tan \theta_O}{2Z_{0O}Z_0 + i(Z_{0O}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_O}, \quad (7)$$

$$S_{13} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{0E}Z_0 \cdot \sqrt{1 + \tan^2 \theta_E}}{2Z_{0E}Z_0 + i(Z_{0E}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_E} + \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{0O}Z_0 \cdot \sqrt{1 + \tan^2 \theta_O}}{2Z_{0O}Z_0 + i(Z_{0O}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_O}, \quad (8)$$

$$S_{14} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{0E}Z_0 \cdot \sqrt{1 + \tan^2 \theta_E}}{2Z_{0E}Z_0 + i(Z_{0E}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_E} - \frac{1}{2} \cdot \frac{2Z_{0O}Z_0 \cdot \sqrt{1 + \tan^2 \theta_O}}{2Z_{0O}Z_0 + i(Z_{0O}^2 + Z_0^2) \cdot \tan \theta_O}, \quad (9)$$

где Z_0 , Z_{0E} , Z_{0O} – характеристические сопротивления линии, θ_E , θ_O – электрические длины линии.

Ясно, что для получения наибольшей направленности при КСВ равном единице нужно добиться равенства S_{11} и S_{14} нулю, откуда, используя формулы (6) и (9), получаем условие:

$$\begin{cases} Z_0^2 = Z_{0E}Z_{0O} \\ \theta_O = \theta_E = k \cdot \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (10)$$

Тогда длину линий возьмем за $L = \lambda/4$, где λ – длина волны с учетом коэффициента укорочения $k = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{re}}$, λ_0 – длина волны в вакууме.

Так как $\theta = \beta \cdot L$, где $\beta = \frac{\omega}{c} \cdot \sqrt{\epsilon_{re}}$ – коэффициент связи, ω – рабочая частота направленного ответвителя, c – скорость света в вакууме, ϵ_{re} – эффективная диэлектрическая проницаемость, то из (10) следует равенство $\epsilon_{reE} = \epsilon_{reO}$, где ϵ_{reE} и ϵ_{reO} – эффективные диэлектрические проницаемости в четном и нечетном режимах соответственно.

Эффективные диэлектрические проницаемости могут быть выражены через эффективные емкости линий следующим образом [3]:

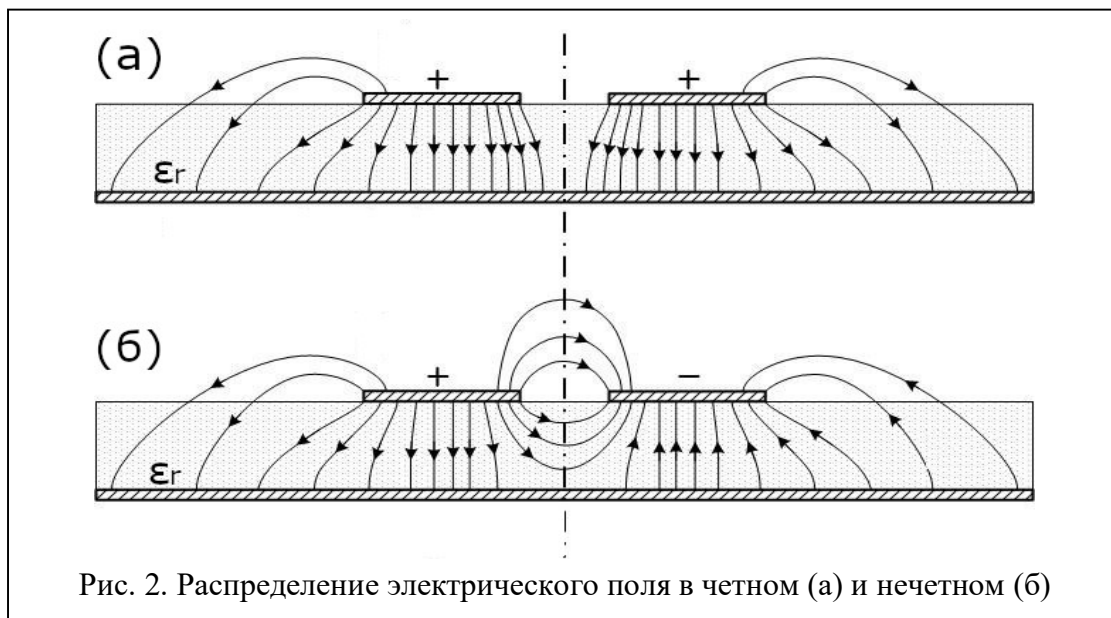
$$\varepsilon_{reE} = \frac{C_E}{C'_E} \quad , \quad \varepsilon_{reO} = \frac{C_O}{C'_O} \quad (11)$$

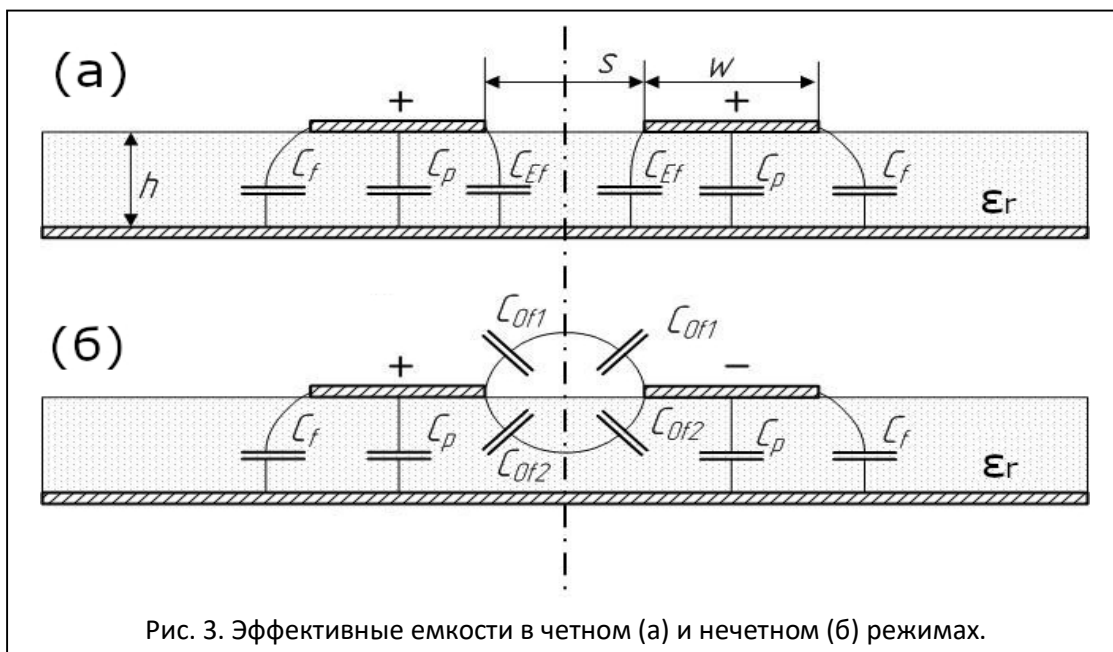
Где C_E и C_O – эффективные емкости в четном и нечетном режимах соответственно, C'_E и C'_O – то же, но в случае, когда диэлектриком в подложке является воздух.

Исходя из распределения электрического поля, показанного на рис. 2, эффективные емкости могут быть представлены следующим образом:

$$C_E = C_p + C_f + C_{Ef} \quad , \quad C_O = C_p + C_f + C_{Of} \quad , \quad C_{Of} = C_{Of1} + C_{Of2} \quad (12)$$

Это показано на рис. 3.





Тогда характеристические сопротивления представляются следующим образом [3]:

$$Z_{0E} = \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_E \cdot C'_E}} \quad , \quad Z_{0O} = \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_O \cdot C'_O}} \quad (13)$$

Где c - скорость света в вакууме.

2.2 Способ расчет параметров

Как правило характеристическое сопротивление Z_0 берут равным 50 Ом.

Расчет параметров микрополоскового направленного ответвителя с хорошей точностью можно провести вручную, используя формулы, представленные в [3]:

1) Рассчитаем ширину полосок w , исходя из ее наибольшего среди остальных параметров влияния на характеристическое сопротивление Z_0 :

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

$$\text{При } A \geq 1,52: \quad w' = \frac{8h \cdot \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

$$\text{При } A < 1,52: \quad w' = \frac{2h}{\pi} \left\{ b - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}$$

$w = w' + \Delta w$ - ширина полосы с поправкой на ее толщину:

При $0 < t < 0,1$:

$$\text{При } \frac{W}{h} < 0,5\pi: \quad \Delta w = \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right)$$

$$\text{При } \frac{W}{h} \geq 0,5\pi: \quad \Delta w = \frac{1,25t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right)$$

2) Теперь рассчитаем эффективную диэлектрическую проницаемость:

$$\epsilon'_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \sqrt{1 + 10 \cdot \frac{h}{w}}}$$

$\epsilon_{re} = \epsilon'_{re} + \Delta\epsilon_{re}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость с учетом ширины полосы:

$$\Delta\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{w/h}}$$

3) Далее рассчитаем эффективные емкости:

$$C_p = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r W}{h} \quad , \quad C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{2cZ_0} - \frac{C_p}{2}$$

Где c - скорость света в вакууме.

Заметим, что расстояние между полосами S является неизвестной, которая определяется в конце расчетов.

Краевая емкость внутренней границы в четном режиме:

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

Где $A = \exp\left(-0,1 \cdot \exp\left(2,33 - 2,53 \cdot \frac{s}{h}\right)\right)$.

Краевая емкость внутренней границы в нечетном режиме:

$$C_{of1} = \varepsilon_0 \cdot \frac{K(k')}{K(k)}$$

Где $k = \frac{s/h}{s/h + 2 \cdot w/h}$, $\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt[4]{1-k^2}}{1 - \sqrt[4]{1-k^2}}\right) & \text{для } 0 < k < 0,7 \\ \left[\frac{1}{\pi} \cdot \ln\left(2 \cdot \frac{1 + \sqrt[4]{1-k^2}}{1 - \sqrt[4]{1-k^2}}\right)\right]^{-1} & \text{для } 0,7 < k < 1 \end{cases}$

$$C_{of2} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \cdot \ln\left[\coth\left(\frac{\pi s}{4h}\right)\right] + 0,65 \cdot C_f \left(\frac{0,02 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{s/h} + 1 - \varepsilon_r^{-2}\right)$$

По формуле (12) вычисляем C_O и C_E .

4) Теперь находим характеристическое сопротивление Z'_0 в случае, когда диэлектриком является воздух, используя следующие формулы:

При $w/h < 1$: $Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{w} + 0,25 \cdot \frac{w}{h}\right)$

При $w/h \geq 1$: $Z_0 = \frac{376,7}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right)\right]^{-1}$

И для такого диэлектрика проделываем пункт 3), находя C'_E и C'_O .

б) По формулам (11) и (13) вычисляем ε_{Ere} , ε_{Ore} и Z_{0E} , Z_{0O} соответственно, после чего находим:

$$L = \frac{\lambda_E + \lambda_O}{8}, \text{ где } \lambda_E = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ere}}} \text{ и } \lambda_O = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ore}}}$$

$$\text{и } \theta_E = \frac{2\pi L}{\lambda_E}, \quad \theta_O = \frac{2\pi L}{\lambda_O}.$$

Теперь по формулам (6) – (9) мы можем вычислить S – параметры и через них по формулам (1) – (5) найти рабочие характеристики направленного ответвителя.

7) Уравнивая A и B коэффициенты ABCD матриц, характеризующих нечетные режимы идеального нескомпенсированного и настоящего скомпенсированного ответвителей, получают следующее выражение для компенсационной емкости [4]:

$$C = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\varepsilon_{Ore}/\varepsilon_{Ere}}\right)}{\pi f Z_{0O}}$$

3. Экспериментальная часть

3.1 Расчет параметров

Рассчитаем параметры направленного ответвителя на микрополосковых линиях для работы на частоте $f = 144$ МГц. Диэлектрическая проницаемость подложки $\varepsilon_r = 4,6$ и ее толщина $h = 1,5$ мм были выбраны так, чтобы ширина линий и соответственно их рабочая мощность не оказались слишком маленькими. Толщина линий $t = 36$ мкм, характеристическое сопротивление $Z_0 = 50$ Ом.

Из расчетов были получены следующие величины:

Ширина линии $w = 2,85$ мм, $\varepsilon_{re} = 3,52$ Ф/м, зависимость переходного ослабления и направленности от расстояния между линиями, КСВ и рабочее затухание оказались близки к идеальным.

С помощью графиков на рис. 4 и рис. 5 из практических соображений было выбрано $S = 2$ мм. Тогда $C_O = 135$ пкФ, $C_E = 116,9$ пкФ, $\varepsilon_{ore} = 3,15$, $\varepsilon_{Ere} = 3,62$, $Z_{0O} = 44,1$ Ом, $Z_{0E} = 54,26$ Ом, $Z_0 = 48,8$ Ом. Тогда компенсационная емкость $C = 2,655$ пкФ.

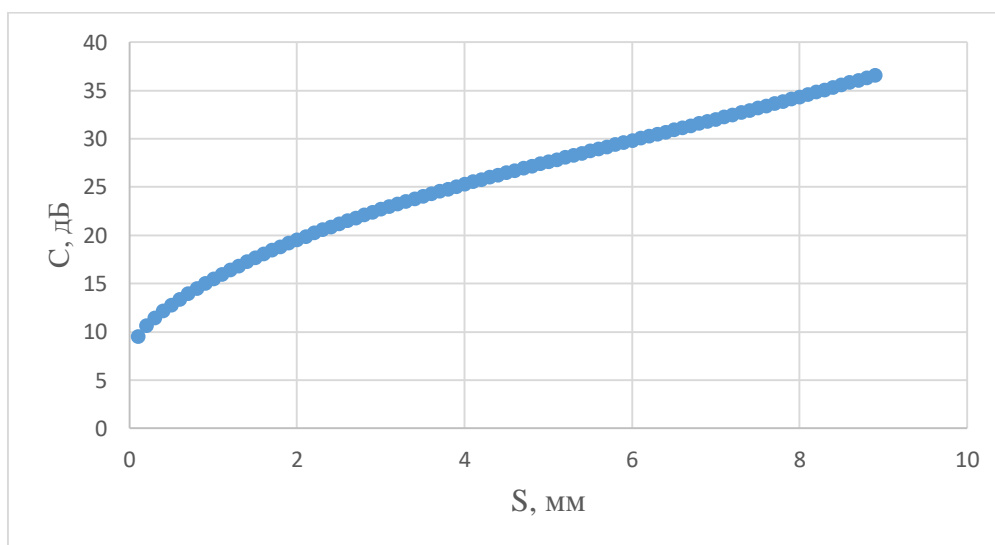


Рис. 4. График зависимости переходного ослабления от расстояния между линиями.

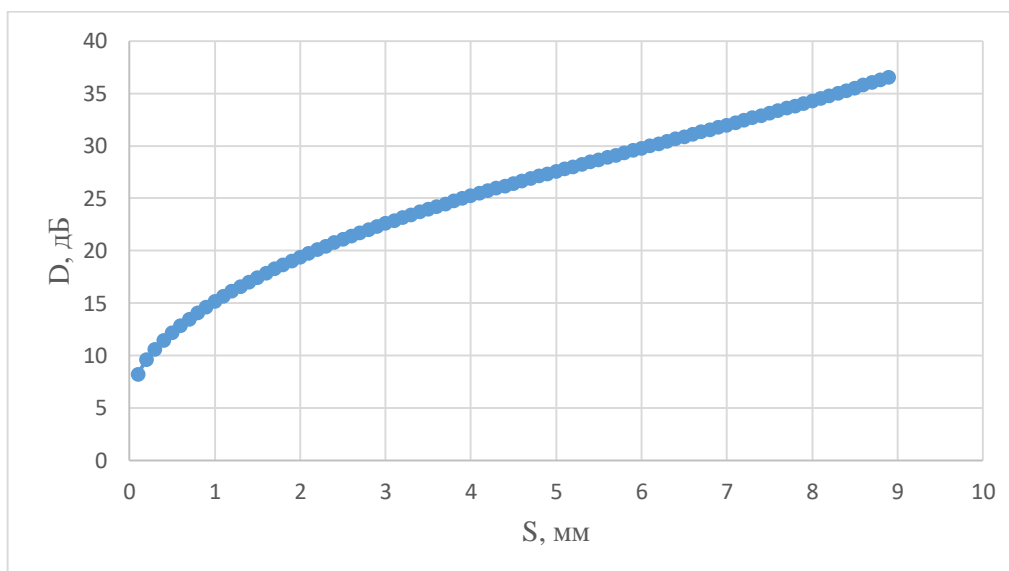


Рис. 5. График зависимости направленности от расстояния между линиями.

3.1 Описание эксперимента и установки

К входу основной линии направленного ответвителя и сначала к рабочему, а после к нерабочему плечу вторичной линии подключается устройство векторный анализатор цепей OBZOR TR1300/1, подающий в цепь сигнал 1 дБм и измеряющий зависимость величины ответвленной на рабочее или нерабочее плечо вторичной линии мощности от частоты сигнала. Неиспользуемые точки подключения глушатся идеальными 50 - Омными нагрузками.



Рис. 6. OBZOR TR1300/1.

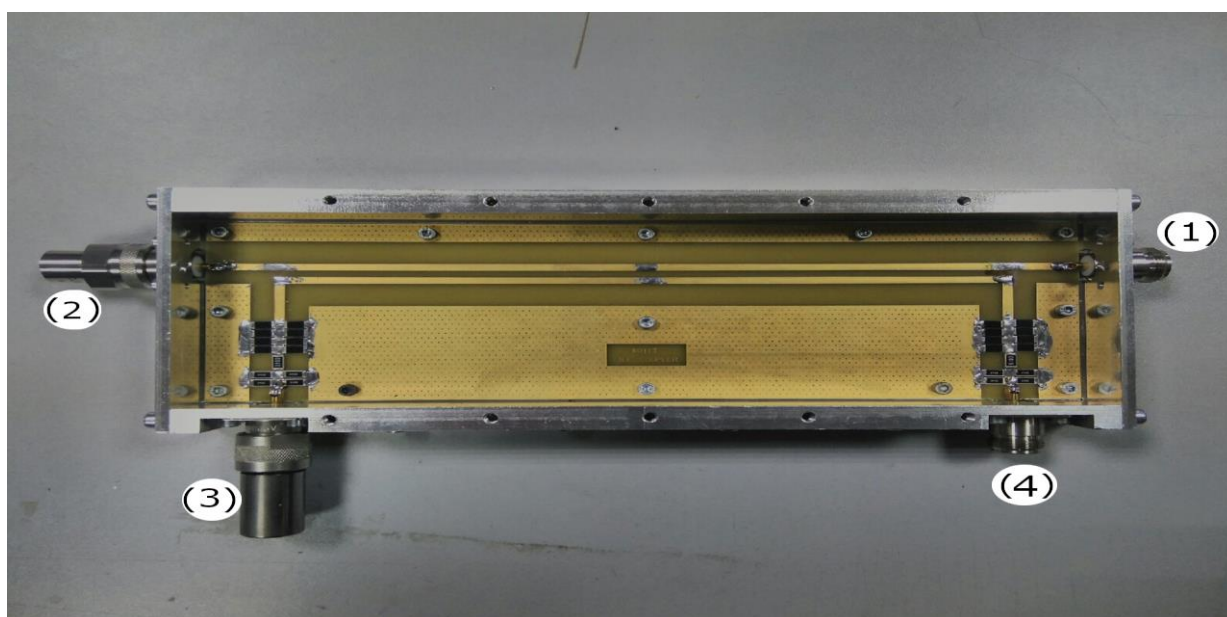


Рис. 7. Направленный микрополосковый ответвитель с входом основной линии (1), выходом основной линии, заглушенной идеальной нагрузкой (2), нерабочим плечом вторичной линии, заглушенным идеальной нагрузкой (3), рабочим плечом вторичной линии (4).

4. Результаты

Для некомпенсированного микрополоскового направленного ответвителя:

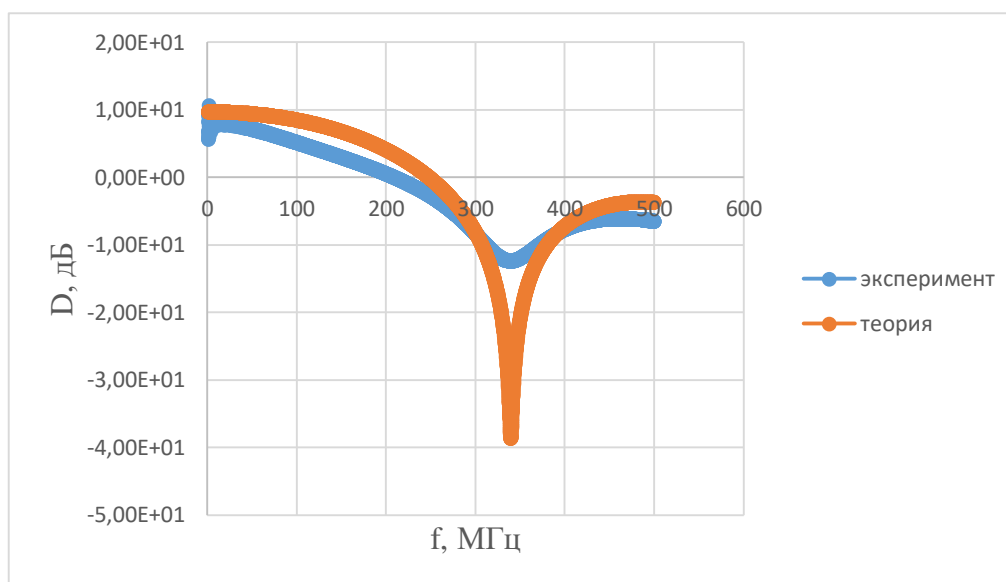


Рис. 8. График зависимости направленности от частоты сигнала.

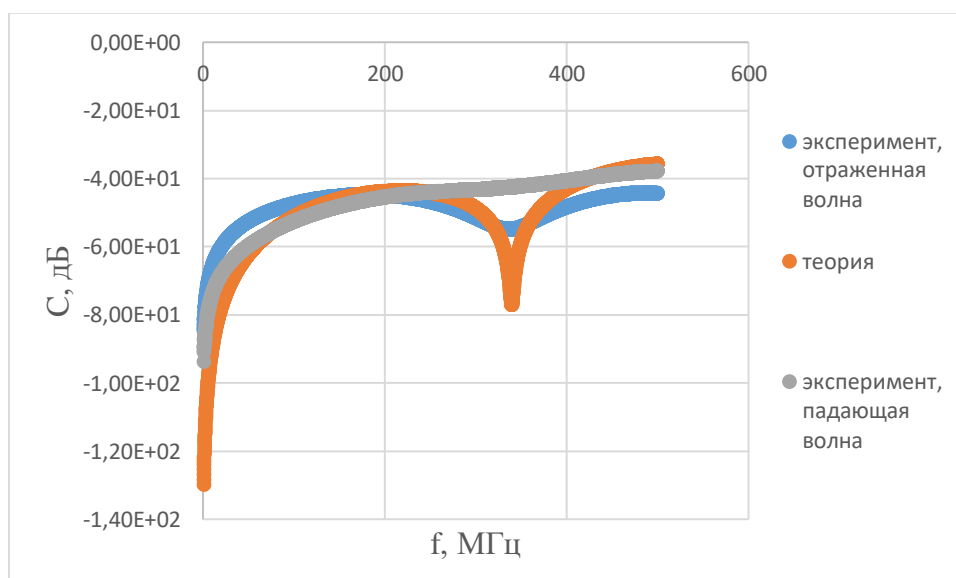


Рис. 9. График зависимости переходного ослабления от частоты сигнала.

Для скомпенсированного микрополоскового направленного ответвителя:

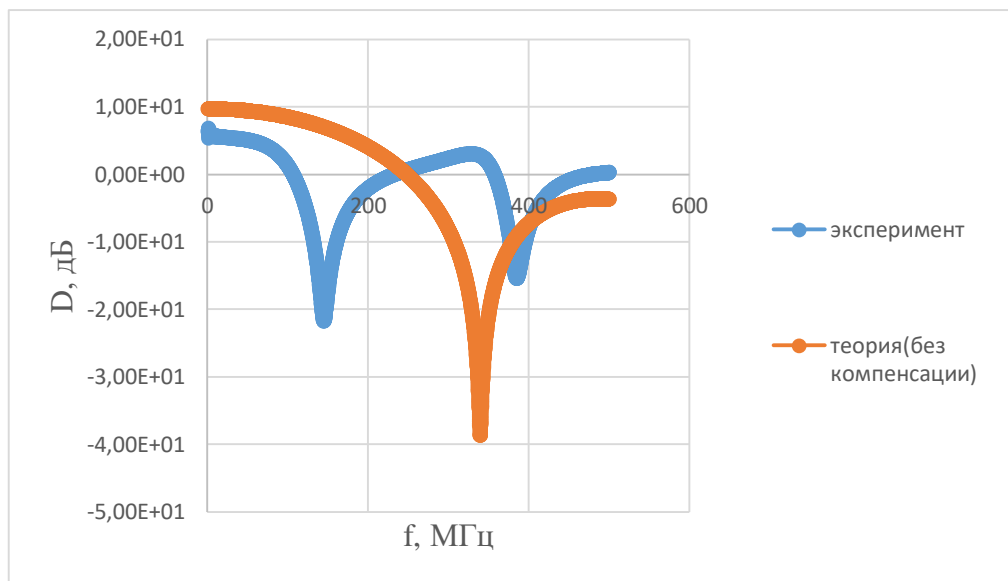


Рис. 10. График зависимости направленности от частоты сигнала.

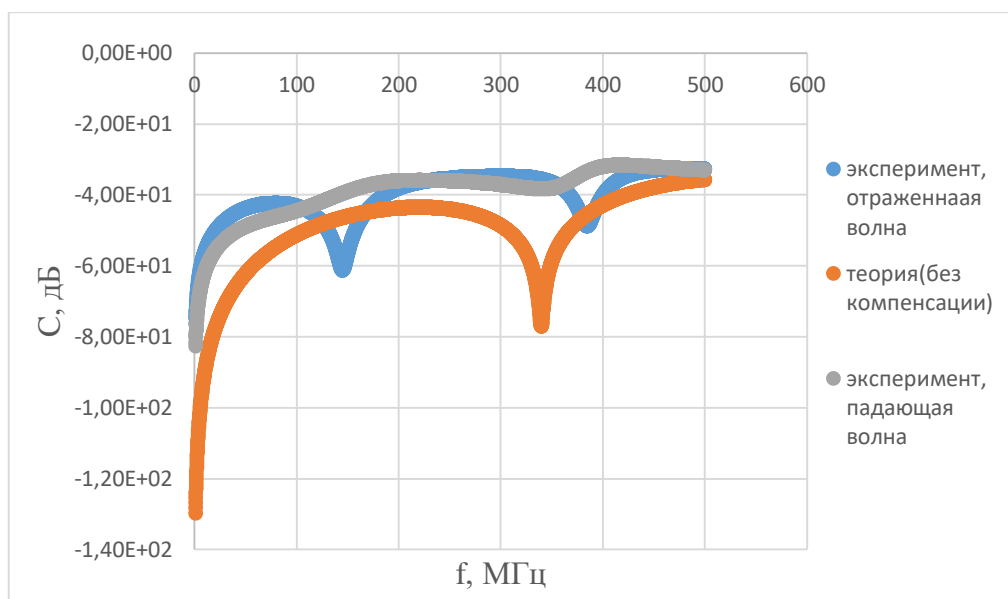


Рис. 11. График зависимости переходного ослабления от частоты сигнала.

5. Обсуждение результатов

Из полученных результатов видно, что теоретические данные достаточно точно совпадают с экспериментальными, и использованный метод проектирования обеспечивает хорошую направленность на рабочей частоте.

Однако на практике вместо рассчитанной компенсационной емкости $C = 2,655$ пкФ лучший результат показала емкость $C = 5,5$ пкФ. Это может быть связано с тем, что в расчетах не учитывалось изменение эффективной диэлектрической проницаемости связанных микрополосковых линий в нечетном режиме возбуждения, связанное с добавлением компенсационных емкостей.

6. Вывод

В данной работе было проведено теоретическое моделирование направленного ответвителя на связанных микрополосковых линиях с компенсационными сосредоточенными емкостями, подключенными между ними. Расчеты были проверены экспериментально. При проектировании направленного ответвителя удалось достичь высокой точности сходимости теоретических данных с экспериментальными, однако было выяснено, что использованный метод компенсации требует доработки.

7. Библиографический список

1. Бахарев С. И., Вольман В.И., Либ Ю.Н. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ полосковых устройств / под ред. Вольмана В.И. М.:Радио и связь, 1982. 328 с.
2. Affandi A. M. Simple analysis of high directivity microstrip directional coupler // The fourth Saudi engineering conference, Nov.1995. V. 3, P. 231-246.
3. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1987. 428 с.
4. Dydyk M. Accurate design of microstrip directional couplers with capacitive compensation // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. May 1990. P. 581–584.