П.С. Будяков, А.И. Серебряков

Проектирование устройств на основе микрополосковых линий передачи КВЧ диапазона

Методические указания
к выполнению лабораторных работ для студентов,
обучающихся по направлениям подготовки специалистов
210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы»,
бакалавров 210700.62 «Инфокоммуникационные технологии
и системы связи», 230400.62 «Информационные системы и технологии»,
230700.62 «Прикладная информатика», а также аспирантов специальности
051305 «Элементы и устройства автоматики,
вычислительной техники и систем управления»

ШАХТЫ
2013

УДК 621.372.6
ББК 32. 30.2-5-05я73
П84

Рецензенты:

д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматизированного управления» (ТТИ) ЮФУ

Н.И. Чернов

к.т.н., профессор кафедры «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (ф) ДГТУ

Е.И. Старченко

Будяков, П.С., А.И. Серебряков

П84 Проектирование устройств на основе микрополосковых линий передачи КВЧ диапазона: методические указания для выполнения лабораторных работ / П.С. Будяков, А.И. Серебряков. – Шахты : «ИСО и П (ф) ДГТУ», 2013. – 46 с.

В методических указаниях приведены теоретические и информационные материалы к четырем лабораторным работам по курсам «Твердотельная электроника» и «Широкополосные системы передачи информации», связанные с изучением методов проектирования и моделирования пассивных устройств миллиметрового диапазона для систем высокоскоростной передачи данных в современных САПР.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям подготовки специалистов 210601.65 «Радиоэлектронные системы и комплексы», бакалавров 210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 230400.62 «Информационные системы и технологии», 230700.62 «Прикладная информатика», а также аспирантов специальности 051305 «Элементы и устройства автоматики, вычислительной техники и систем управления».

УДК 621.372.6
ББК 32. 30.2-5-05я73

Методические указания разработаны в рамках соглашения 14.132.21.1797 «Разработка и исследование технологических, топологических и архитектурно-схемотехнических основ проектирования функциональных блоков крайне высокого диапазона частот и их практического использования в высокоскоростных системах связи и телекоммуникации» ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

Оглавление

Введение 4
Лабораторная работа 1 5
Лабораторная работа 2 16
Лабораторная работа 3 25
Лабораторная работа 4 34

Введение

До недавнего времени полупроводниковые устройства диапазона крайне высоких частот (КВЧ) проектировались исключительно с использованием технологических процессов на основе полупроводниковых материалов группы A_3B_5, что препятствовало их широкому применению в аппаратуре промышленного и бытового назначения ввиду относительно высокой стоимости при массовом производстве, а также ограничивало дальнейшую микроминиатюризацию существующих систем.

На данный момент, многие приемопередающие тракты выполняются в СВЧ диапазоне, который, однако, сильно перегружен из за постоянного увеличения количества мобильных устройств и повышения скорости передачи данных, а возможности спектрального уплотнения на сегодняшний день практически исчерпаны. Выходом из сложившейся ситуации может быть переход в КВЧ диапазон частот.

Для построения перспективных монолитных интегральных схем (МИС) класса «система на кристалле» КВЧ диапазона, перспективны технологические процессы БиКМОП с SiGe гетеробиполярными транзисторами и глубоко субмикронные КМОП технологические процессы уровня 180 нм и ниже, которые позволяют обеспечить наиболее высокие качественные показатели КВЧ МИС смешанного типа благодаря использованию в аналоговой и цифровой части оптимизированной под конкретное применение элементной базы.

Последние достижения в развитии технологических процессов на основе кремния способствовали появлению опытных образцов КВЧ МИС для следующих применений:

- системы сверхскоростной беспроводной связи;
- радиолокация и автомобильные радары;
- радиометрические системы обеспечения безопасности и противодействия терроризму.

Исследования по проблемам построения экономически выгодных КВЧ монолитных интегральных схем на основе кремниевых технологий активно проводятся зарубежными научными центрами и промышленными компаниями по всему миру. Актуальной задачей таких исследований является разработка и исследование пассивных элементов базовых функциональных узлов диапазона КВЧ на основе SiGe БиКМОП технологического процесса.

В методических указаниях приведены теоретические и информационные материалы к четырем лабораторным работам по курсам «Твердотельная электроника» и «Широкополосные системы передачи информации», связанные с изучением методов проектирования и моделирования пассивных устройств миллиметрового диапазона для систем высокоско-

ростной передачи данных в современных системах автоматизированного проектирования (САПР):

– моделирование линии передачи в программной среде Qucs;

– моделирование направленного ответвителя гибридного типа в программе Qucs;

– моделирование симметрирующего устройства в программе Qucs;

– моделирование LC резонатора в программе Qucs.

В данном методическом пособии все работы выполняются в свободно распространяемой программе Qucs.

Программа Qucs – универсальный симулятор электрических цепей (произносится: kju:ks) разрабатывалась как альтернатива проекту Spice – симулятору работы электронных схем, созданному на кафедре EECS (Electrical Engineering and Computer Sciences) университета Беркли в США.

Под универсальностью программы, отмеченной в названии, понимается моделирование всех типов электронных цепей, как чисто аналоговых или цифровых, так и смешанных, хотя значительная часть «инструментария» Qucs предназначена для расчета электронных цепей СВЧ диапазона. В программу включены средства поддержки языков VHDL и Verilog, библиотеки компонентов могут легко расширяться, существует конвертор для преобразования Spice-моделей компонентов в формат Qucs и т.д.

Программа доступна для многих операционных систем, включая:

- GNU/Linux
- Windows
- FreeBSD
- MacOS
- NetBSD
- Solaris

Существуют описания (более десятка), освещающие отдельные аспект работы с программой, но большинство из них англоязычные. Все эти документы доступны по адресу http://qucs.sourceforge.net/docs.html.

Подробное описание на русском языке можно найти по в пособии «Моделирование аналоговых электронных схем в программной среде Qucs», которую можно скачать по ссылке http://www.rzi.tusur.ru/wp-content/uploads/2013/04/7.pdf.

Программа имеет русифицированный интерфейс, однако, из за отсутствия русификации во многих других популярных системах автоматизированного проектирования (САПР), таких как Agilent ADS, Ansoft HFSS, Cadence Virtuoso, рекомендуется использовать англоязычный интерфейс. Это поможет быстрее адаптироваться при использовании других САПР.

Лабораторная работа 1

«Моделирование линии передачи в программной среде Qucs»

Цель работы:

Определить основные параметры и промоделировать линию передачи в КВЧ диапазоне.

Сведения из теории:

Рассматривая линию передачи, как интегральный элемент СВЧ и КВЧ МИС, из общих требований следует выделить следующие, наиболее важные для рассматриваемого применения:

– максимальная эффективность (малое вносимое ослабление мощности передаваемого сигнала) передачи энергии электромагнитных колебаний от источника к приемнику;

– низкая дисперсия характеристик линии передачи при её использовании для передачи широкополосных сигналов;

– электромагнитная совместимость с элементами СВЧ и КВЧ МИС;

– малые габаритные размеры;

– низкая чувствительность электрических параметров к влиянию конструктивно-технологических погрешностей и стабильности применяемых материалов [1-2].

В зависимости от назначения электрических цепей соединений элементов в СВЧ и КВЧ МИС применяются эквивалентные схемы замещения с сосредоточенными параметрами рисунка 1 или цепочечные схемы замещения с распределенными параметрами, рисунок 2.

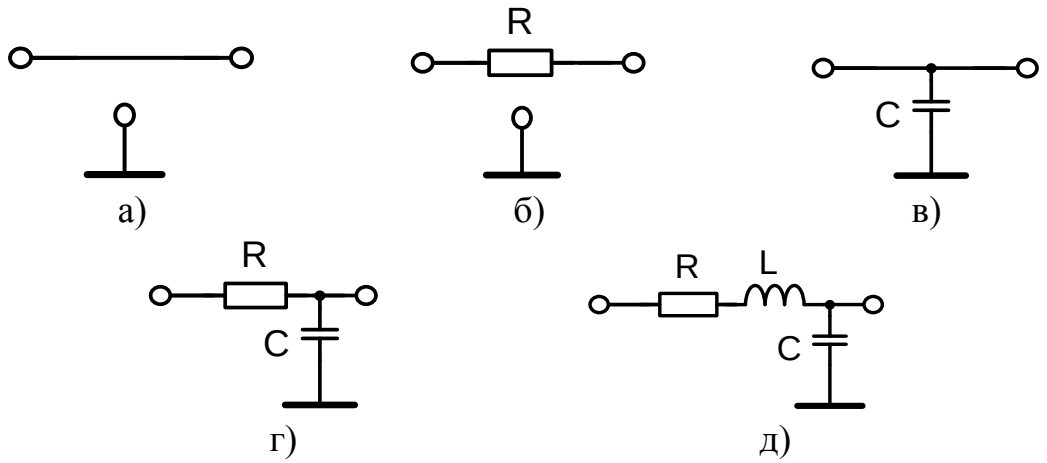


Рисунок 1 – Эквивалентные схемы замещения цепей электрических соединений с сосредоточенными параметрами

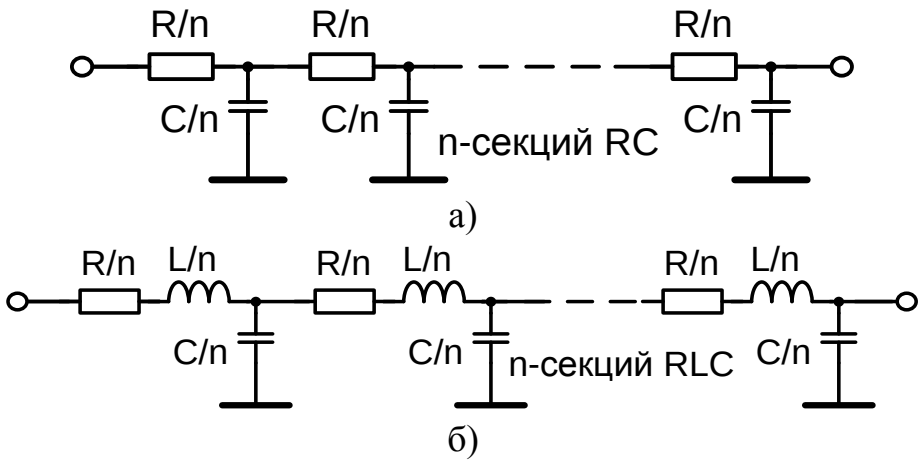


Рисунок 2 – Эквивалентные схемы замещения электрических соединений цепей с распределенными параметрами

Линии передачи играют важную роль в миллиметровом диапазоне частот. Вследствие относительно малой длины волны, и относительно длинных структур, линии передачи могут быть реализованы на чипе. Линии передачи подходят для высоких частот, так как нет никакой неравномерности, и представляют собой плоскости сигнала, всегда совмещенные с землей, что позволяет подключить линии передачи в любой точке схемы. Кроме того, в непосредственной физической близости земли, обратный ток создает дипольную (мультипольную) диаграмму направленности, что уменьшает потери энергии к подложке, и повышает качество этих устройств. Четко определенная земля обратного канала также значительно уменьшает связь магнитного и электрического поля с соседними структурами.

На миллиметровых частотах, реактивные элементы (необходимые для таких элементов как резонаторы) становятся все более малыми, и требуют индуктивность порядка 50-250 пГн. Учитывая квазипоперечный электромагнитный режим распространения, линии передачи, по своей природе масштабируемые в длину и способны реализовать точные значения малого реактивного сопротивления. Кроме того, соединительные линии могут быть смоделированы непосредственной реализацией с использованием линий электропередач. Четыре реальных (или два комплексных) параметра, необходимо для полного расчета свойств любого линии передачи на данной частоте в квазипоперечном электромагнитном режиме, $\omega 0$. Линию передач можно охарактеризовать как эквивалент частотно-зависимого RLGC с распределенными параметрами модели (рис. 2б), который может быть связан с волновым сопротивлением (Z0) и комплексной постоянной распространения (γ) [3]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega_0 L}{G + j\omega_0 C}} \quad (1)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega_0 L)(G + j\omega_0 C)} = \alpha + j\beta \quad (2)$$

Для низких потерь линии, затухание и фазовые постоянные, α и β, можно аппроксимировать:

$$\alpha \approx \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \quad (3)$$

$$\beta \approx \frac{2\pi}{\lambda_g} = \omega_0 \sqrt{LC} \quad (4)$$

Существует большая неточность возникает со стандартным представлением уравнения. (1) и (2). Как видно из формулы (3), два различных механизма потерь объединяются в один параметр, что делает его плохо зависимым относительную важных параметров R и G. Это особенно актуально для линий электропередачи реализованных на низкоомном кремнии, так как они имеют ничтожно малый G. Для решения этого вопроса, предлагаются четыре основных параметра, характеризующие линию передачи [4]:

$$Z = \sqrt{L/C} \quad (5)$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{LC}} \quad (6)$$

$$Q_L = \omega_0 L / R \quad (7)$$

$$Q_C = \omega_0 C / G \quad (8)$$

Обратите внимание, что два механизма потерь полностью отделены в уравнении. (7) и (8). Уравнение Тейлора первого порядка разложения в ряд может быть использовано для связи волнового сопротивления в (1) до величины (5) – (8).

$$Z_0 \approx Z(1+\frac{j}{2}(\frac{1}{Q_C}-\frac{1}{Q_L})) \qquad (9)$$

Уравнение (9) показывает, какие механизмы потерь (Q_L или Q_C) является доминирующей для низких потерь линии. Если Z0 считать реальным, потребуется выполнения равенства $Q_L = Q_C$, которое вообще то говоря, неверно. В отличие от линий, реализованных на GaAs, где G практически равно нулю, линии реализованные с низким удельным сопротивлением кремния часто имеют низкую емкостную составляющую (Q_C) в связи с окружающей подложкой. Для линий, в которых главным образом накапливающих магнитную энергию, индуктивный коэффициент качества (Q_L) является наиболее важным параметром при определении потерь линии, в отличие от резонатора.

После объяснений выше, рассмотрим параметр Sxx, позволяющий рассмотреть свойства Sxy параметров. Коэффициент пропускания определяется, как передача напряжения, деленное на случайное напряжение. Если абсолютное значение передаваемого напряжения больше, чем абсолютное значение падающего напряжения DUT (рис. 3) или системы, то оно характеризуется усилением. Если абсолютное значение передаваемого напряжение меньше, чем абсолютное значение падающего напряжения тестируемого устройства или системой, то оно характеризуется ослаблением или вносимыми потерями.

$$\text{коэффициент передачи} = T = \frac{U_{\text{отраженная}}}{U_{\text{падающая}}} = \tau\angle\phi$$

$$\text{вносимые потери} = -20\log\left|\frac{U_{\text{отраженная}}}{U_{\text{падающая}}}\right| = -20\log\tau$$

$$\text{коэффициент передачи (дБ)} = 20\log\left|\frac{U_{\text{отраженная}}}{U_{\text{падающая}}}\right| = 20\log\tau$$

Рисунок 3 – Параметры линии передачи

В САПР волновое сопротивление легче найти, по формуле (10), зная входной импеданс короткозамкнутой и разомкнутой линии, рис. 2

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in.open} \cdot Z_{in.short}} \qquad (10)$$

Добротность можно высчитать по формуле (11):

$$Q = \frac{\mathrm{Im}(Z_{in})}{\mathrm{Re}(Z_{in})} \tag{11}$$

Порядок выполнения работы:

- Определить основные параметры линии передачи (рис. 4-12);
- Задать параметры подложки, как на рис. 4
- Собрать схему моделирования, параметры моделирования и ввести формулу трансформирования S матрицы в Z матрицу с помощью оператора twoport рис. 5;
- Ввести формулу (10) для расчета волнового сопротивления Z0, рис. 6;
- Построить зависимость волнового сопротивления линии от ширины линии, рис. 7;
- Построить зависимость индуктивности L короткозамкнутой линии передачи от ширины линии, при длине l=100 мкм, рис. 8, используя формулы, рис. 6;
- Найти добротность короткозамкнутой линии QL по формуле из (11) и рис. 3, как показано на рис. 9
- Построить зависимость емкости C разомкнутой линии передачи от ширины линии, при длине l=100 мкм, рис. 10, используя формулы, рис. 6;
- Найти добротность разомкнутой линии QC по формуле из (11) и рис. 6, как показано на рис. 11

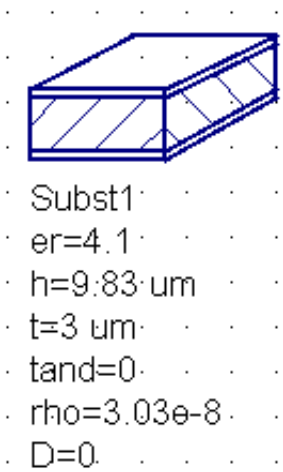


Рисунок 4. Параметры кремниевой подложки современного SiGe техпроцесса

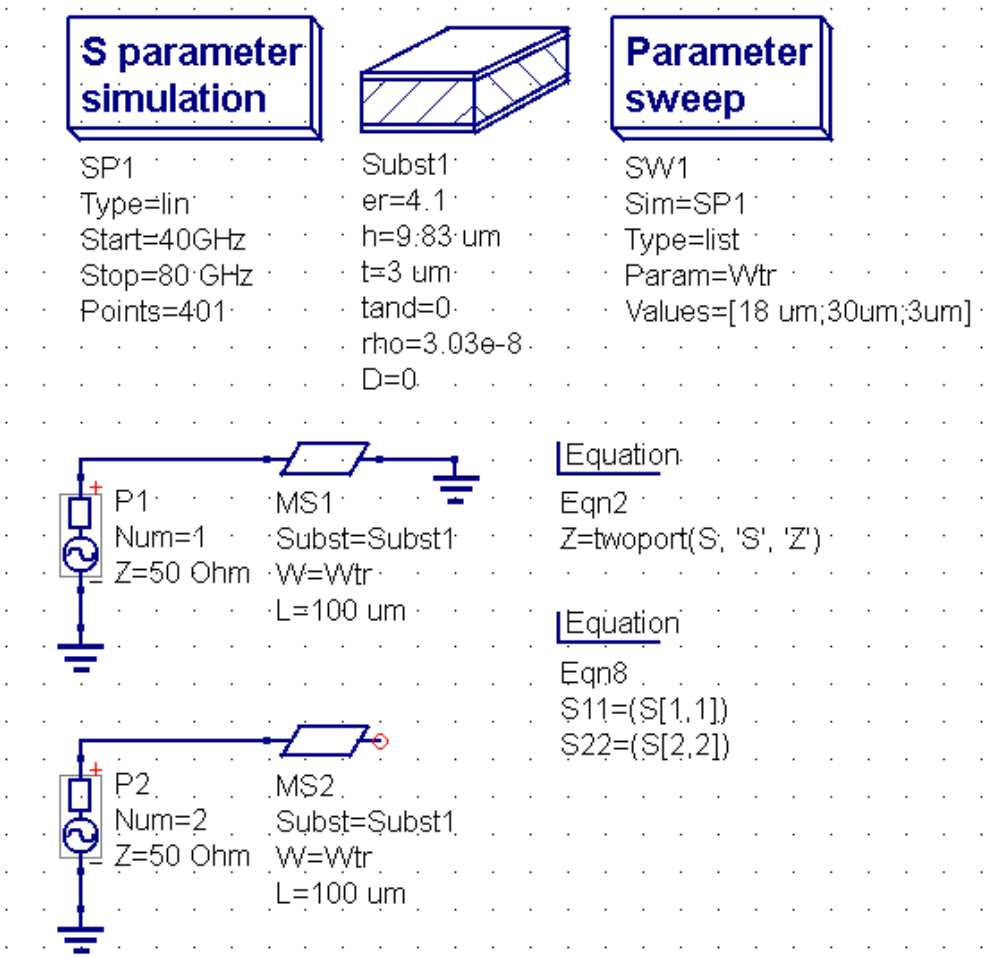


Рисунок 5. Схема моделирования волнового сопротивления линии передачи

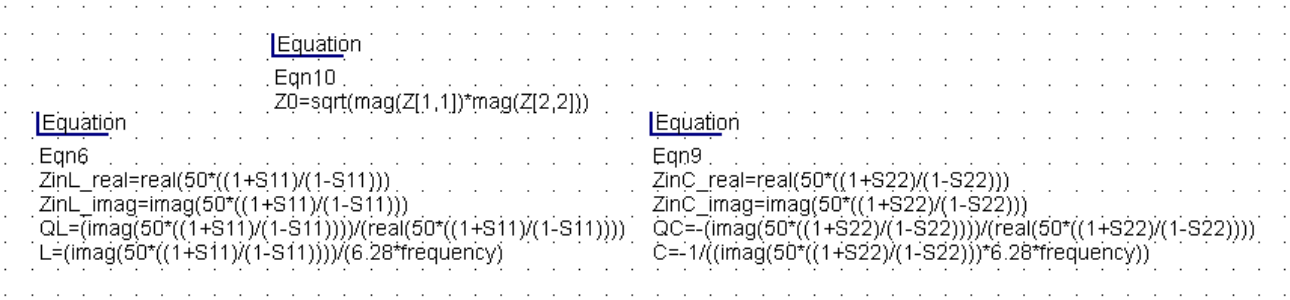


Рисунок 6 Формулы для расчета волнового сопротивления и емкости и индуктивности линии

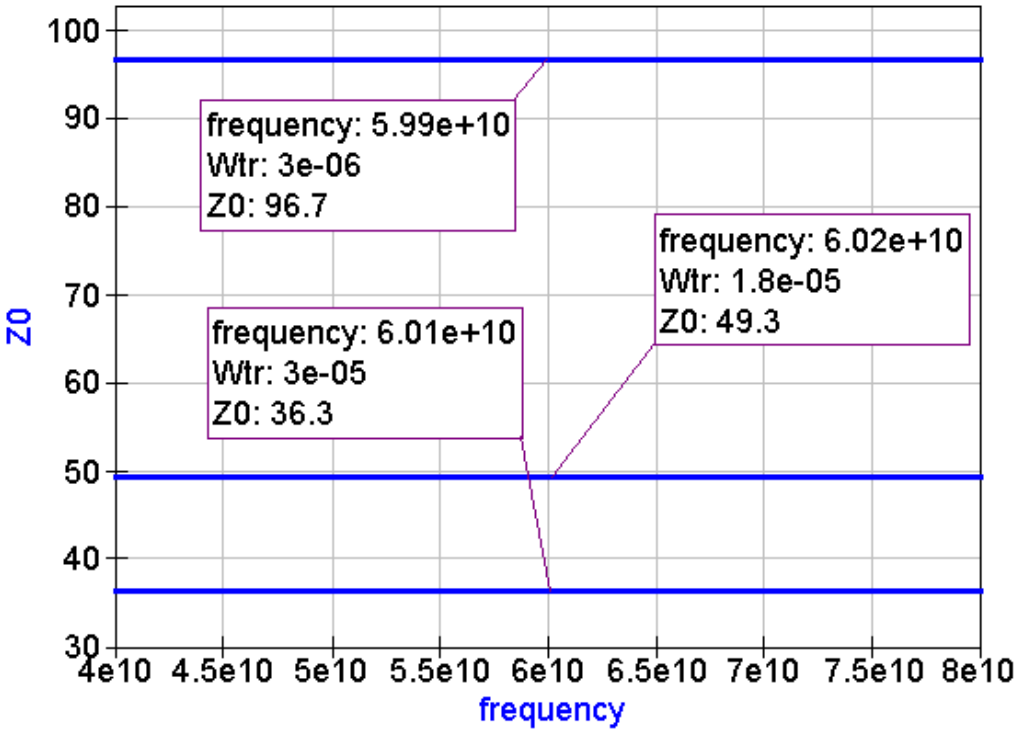


Рисунок 7. Зависимость волнового сопротивления от ширины линии передачи

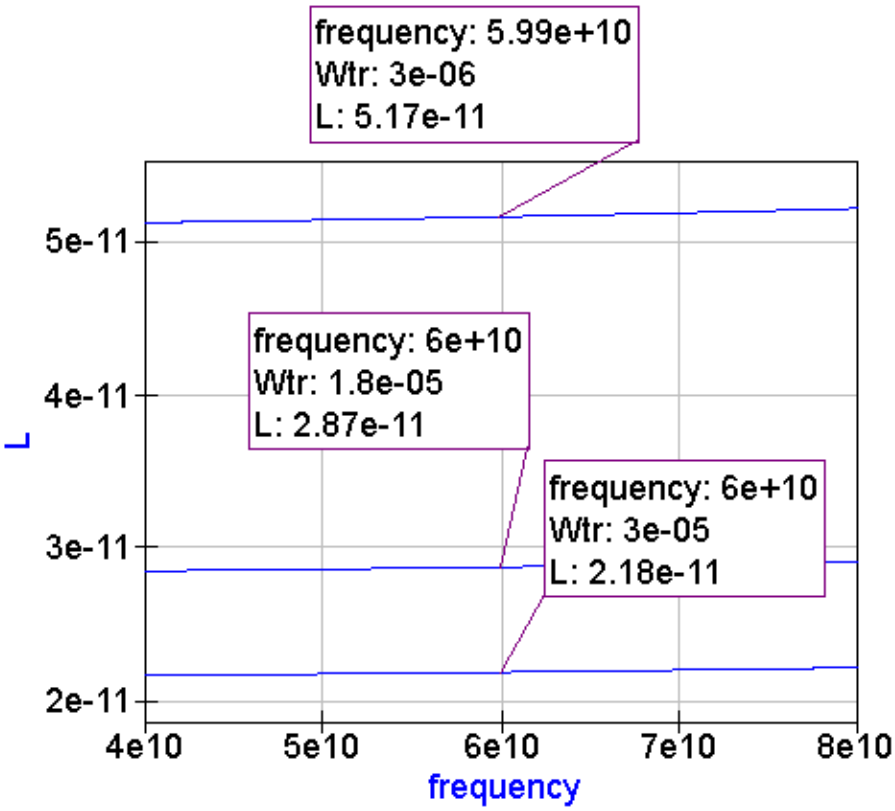


Рисунок 8. Зависимость индуктивности короткозамкнутой линии от частоты при различной ширине линии

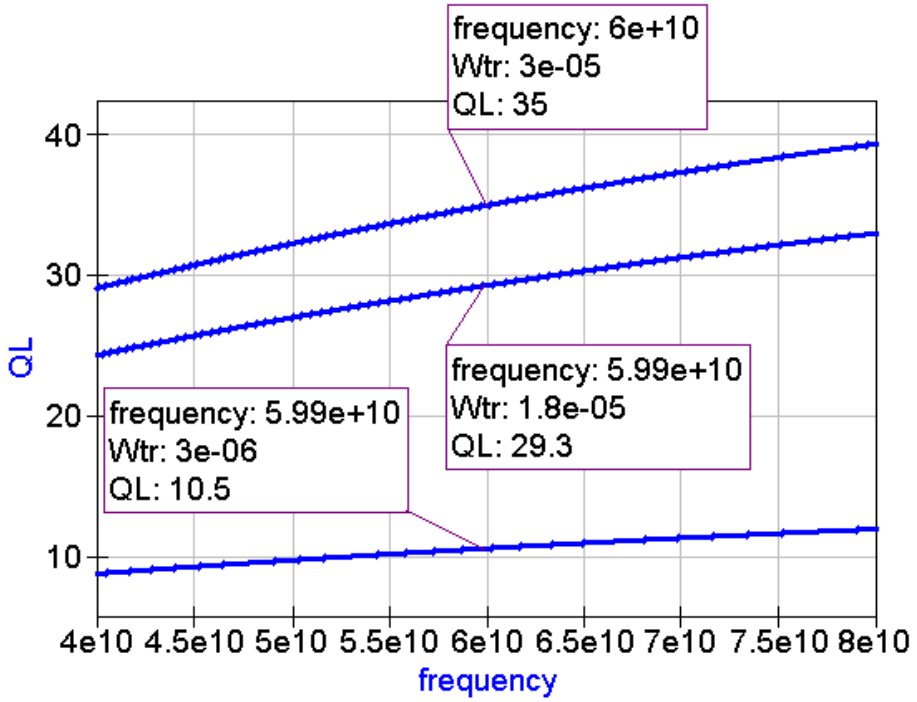


Рисунок 9. Зависимость добротности от ширины линии

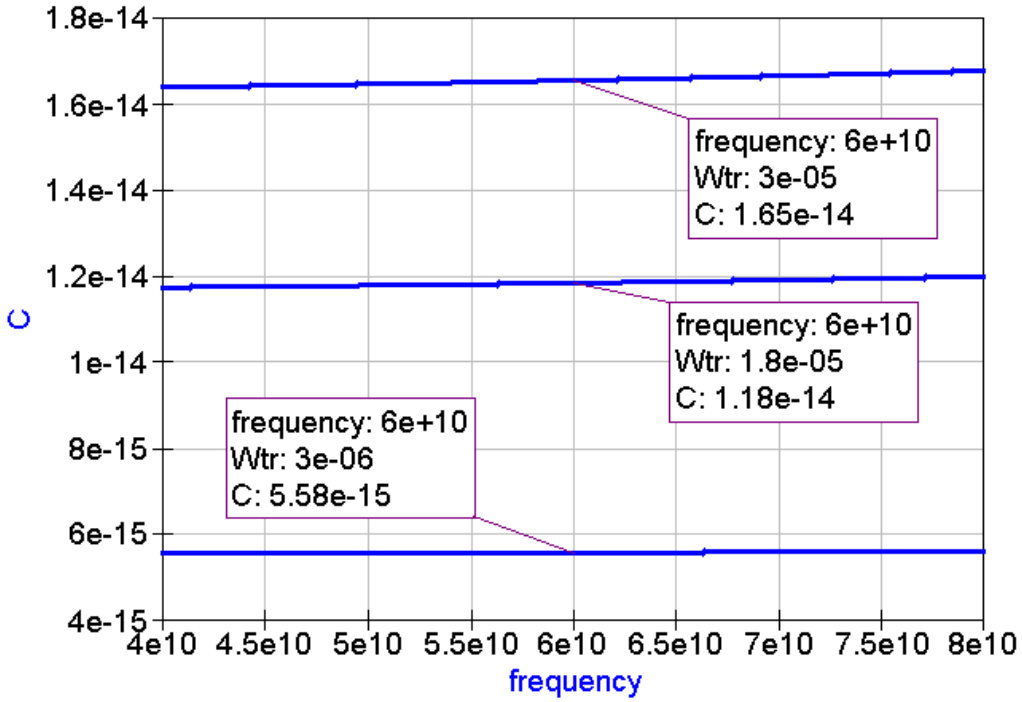


Рисунок 10. Зависимость индуктивности разомкнутой линии от частоты при различной ширине линии

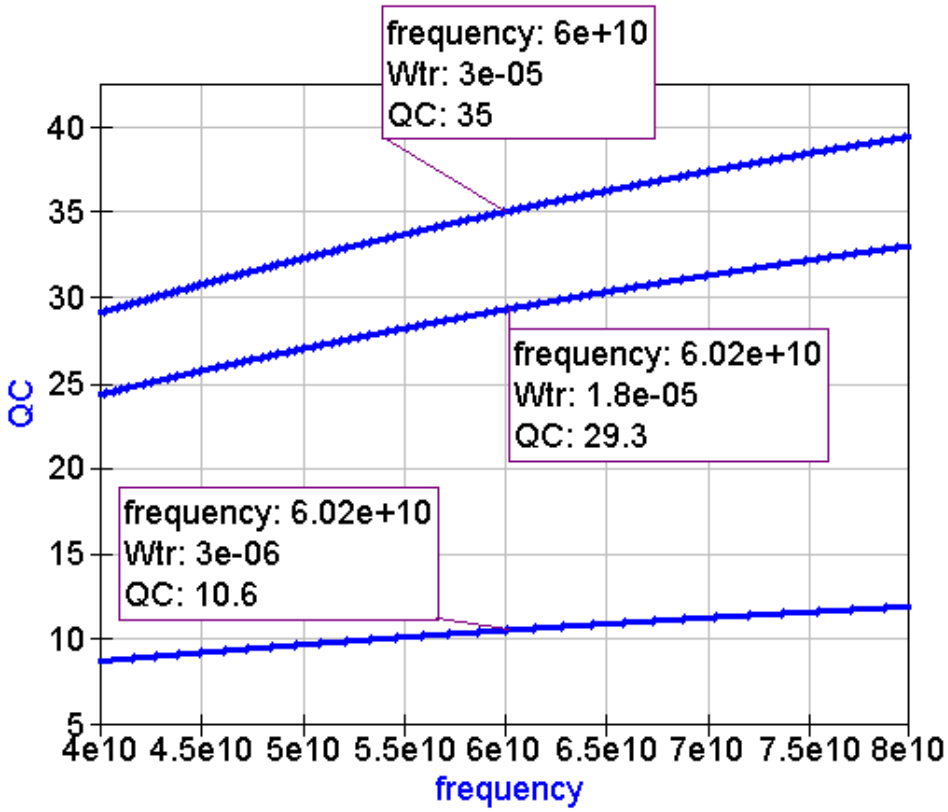


Рисунок 11. Зависимость добротности от ширины линии

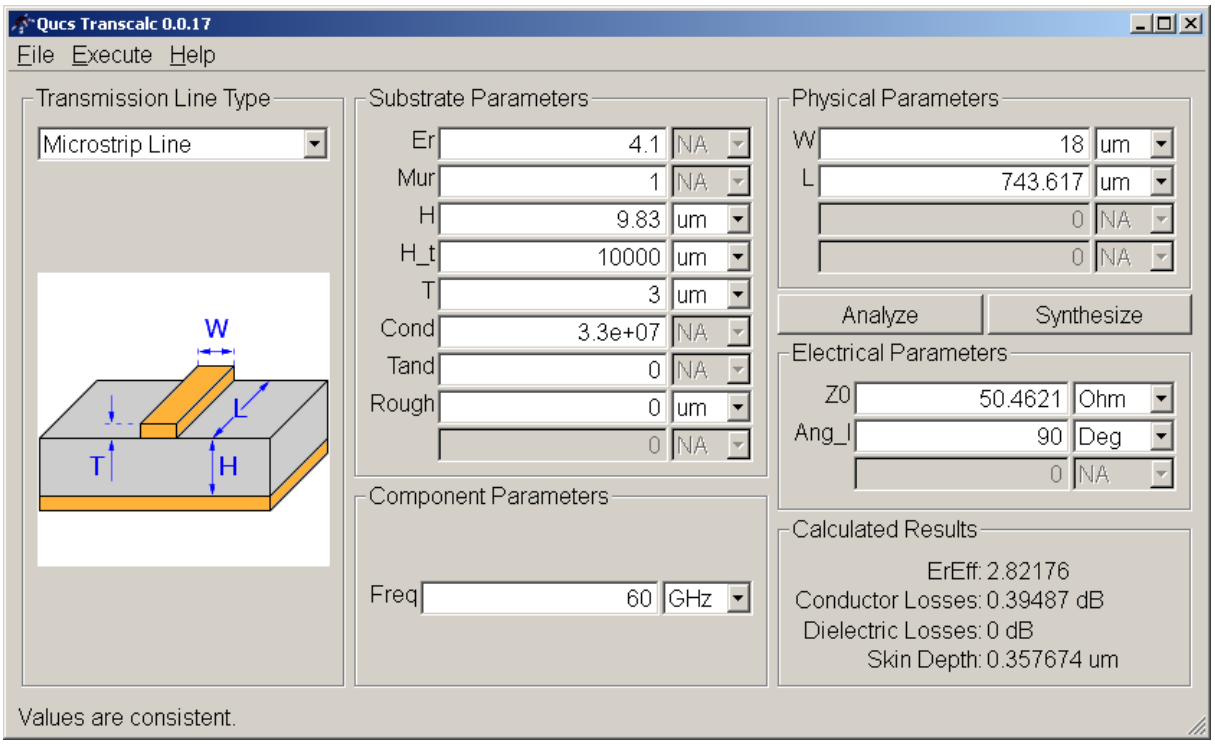


Рисунок 12. Окно программы Line calculator

Содержание отчёта:

Отчёт оформляется в виде журнала лабораторных работ. В него необходимо включить:

– название и цель работы;
– краткие сведения из теории;
– схемы исследуемых устройств;
– подготовительные расчёты;
– таблицы и графики экспериментальных зависимостей;
– выводы по результатам работы.

Контрольные вопросы:

1. От чего зависит волновое сопротивление линии передачи?
2. Какие преимущества и недостатки использования линий передачи в КВЧ диапазоне?
3. Как определить добротность индуктивности и что она показывает?
4. Почему в СВЧ и КВЧ диапазонах принято использовать линии с волновым сопротивлением 50 Ом?

Список литературы к лабораторной работе 1

1. Будяков А.С., Котельницкий А.В., Шишкунова Е.В. Состояние и перспективы развития КВЧ интегральных схем класса «система на кристалле» // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. - 2011. - Т. 2 (225) . - С. 104–113.
2. Будяков А.С. Состояние и перспективы СВЧ и КВЧ МИС на основе кремниевых технологий класса система на кристалле // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА. Материалы X научно-технической конференции. - Москва: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2011. - С. 20–21
3. Ali M. Niknejad H.H. mm-Wave Silicon Technology 60 GHz and Beyond / : Springer, 2008. - 317 с.
4. Doan C.H., Emami S., Niknejad A.M., и др. Millimeter-wave CMOS design // IEEE Journal of Solid State Circuits. - 2005. - Т. 40 . - С. 144–155.

Лабораторная работа 2

«Моделирование направленного ответвителя гибридного типа в программе Qucs»

Цель работы:

Определить основные параметры направленных ответвителей (НО) КВЧ диапазона и провести моделирование. Но на четвертьволновых отрезках линий передачи.

Сведения из теории:

Направленный ответвитель — устройство для ответвления части электромагнитной энергии из основного канала передачи во вспомогательный канал.

Направленные ответвители (НО) широко применяют в разных отраслях радиоэлектроники, как в качестве самостоятельных устройств в кабельных и волноводных линиях, так и в качестве элементов радиоэлектронной аппаратуры. Как самостоятельные устройства НО используются для разветвления сигнала с линии (например, телевизионные разветвители) и для контроля параметров сигнала в линии и её согласования. Как элементы аппаратуры НО используются в основном в радиоизмерительных приборах — СВЧ ваттметрах, приборах для измерения КСВ, коэффициента передачи, установках для поверки аттенюаторов и измерения ослаблений, в приемопередатчиках для получения квадратурного сигнала и распределения по входам субгармонического смесителя со сдвигами фаз 0°,180°,270° и 90° [1].

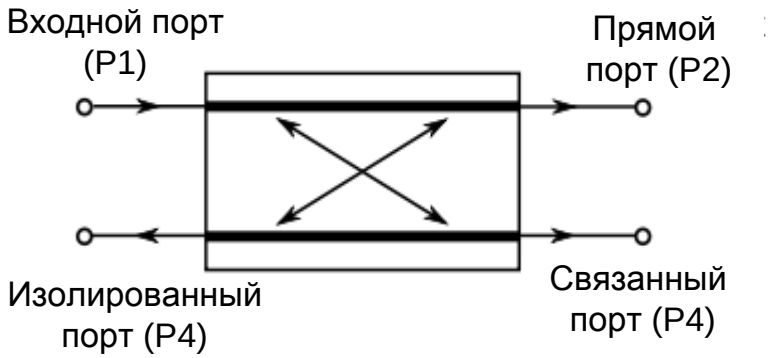


Рисунок 1. – Обобщенная схема направленного ответвителя

К достоинствам КВЧ диапазона можно отнести существенное уменьшение размеров пассивных элементов и соответственно размеров кристалла, таких как направленные ответвители. [2]. Является простейшим типом соединения, поскольку является полностью плоским. Схема ответвителя показана на рис. 1 [3].

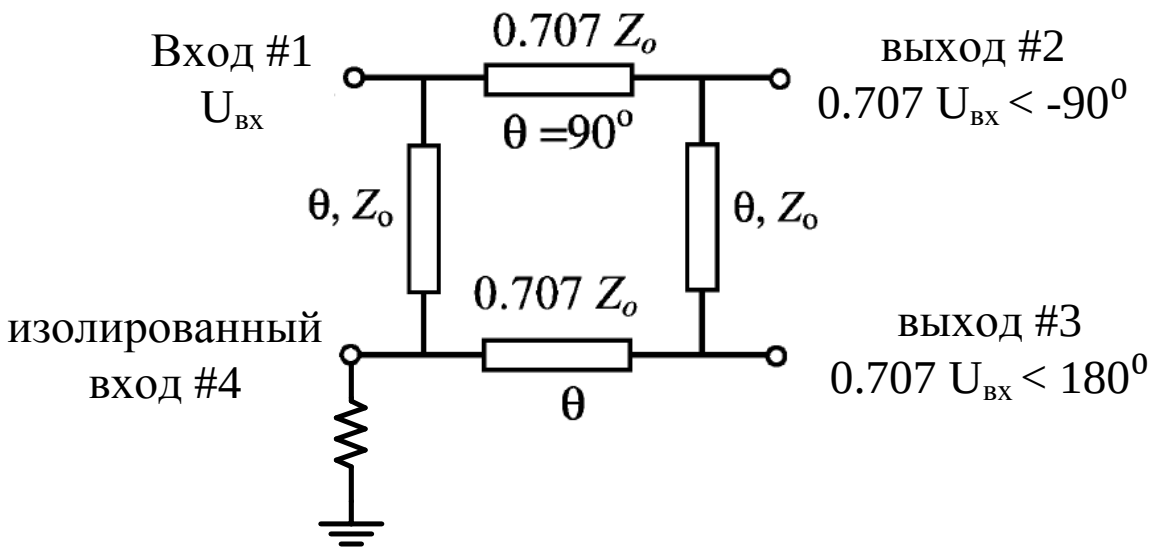


Рисунок 2. – Направленный ответвитель [3].

Каждая линия передачи равна четверти длины волны. Тем не менее, 3/4, 5/4 или 7/4 длины волны и т.д., также могут быть использованы на каждой из линий, если это допустимо или требуется в схеме, т.к. появляются потери пропускной способности. Сигнал, поступающий в верхнем левом порт (#1) состоит из двух квадратурных сигналов портов (#2 и #3), а остальные четыре порта полностью изолирован от входного порта на центральной частоте. Помните, что нижний выходной порт (# 3) имеет самые негативные фазы передачи, так как он имеет самый дальний путь следования сигнала.

Волновое сопротивление Z0 таких линий, выбирается исходя из их сопротивления нагрузки, обычно оно составляет 50 Ом.

Наиболее общей характеристикой многополюсника является матрица параметров, связывающая его реакцию на заданное воздействие с величиной этого воздействия [4]. Наиболее просто реализовать измерение параметров S-матрицы.

Основными параметрами направленных ответвителей являются [1, 4]:

- **коэффициент связи C** - логарифм отношения входной мощности основной линии к мощности, ответвлённой в рабочее плечо вспомогательной линии: $10\log(P1/P3) = -20\log(S31)$
- **коэффициент направленности N** - логарифм отношения мощностей на выходе рабочего и нерабочего плеч вторичной линии: $10\log(P3/P4) = 20\log(S31/S41)$
- **развязка D** - логарифм отношения мощности на входе первичной линии к мощности в нерабочем плече вторичной линии: $10\log(P1/P4) = -20\log(S41)$

- **коэффициент отражения (ρ)** первичной и вторичной линии, который определяется параметрами, определяется через параметры матрицы рассеяния S_{11}, S_{22}, S_{33} и S_{44}. Обычно выражается в логарифмических единицах измерения как RL=20lg(ρ). В зависимости от области применения допускаются различные значения, часто применяется критерий не хуже минус 10 дБ;
- **вносимые потери (IL)** определяются отношением мощности поглощенной в дифференциальной нагрузке на выходе НО ($R_н$) к номинальной мощности генератора (мощность, отдаваемая в согласованную нагрузку). Таким образом, параметр IL учитывает потери мощности, обусловленные рассогласованием в линии, необратимые тепловые потери в проводниках и диэлектрике и потери на излучение
- **ошибка по фазе ($\varphi_{ош}$)** определяет насколько разность фаз выходных сигналов НО отличается от идеального значения 90 градусов;
- **диапазон рабочих частот (f_L…f_U)** часто определяется по уровню -3 дБ или минус -1 дБ.

На частоте 60 ГГц такое устройство будет занимать большую площадь на кристалле по сравнению с другими архитектурами, что не эффективно.

Структура рис. 3 позволяет уменьшить площадь, занимаемую ответвителем путем введения дополнительных конденсаторов [5].

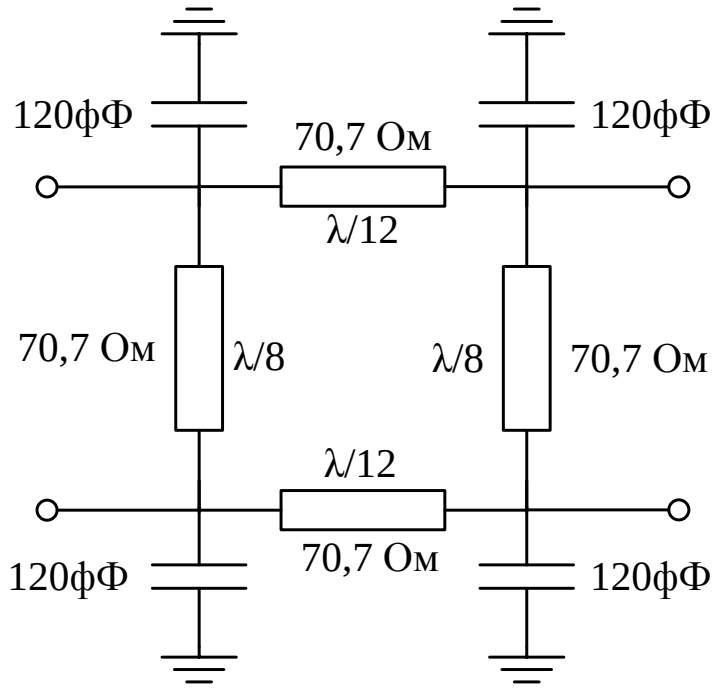


Рисунок 3. – Направленный ответвитель с уменьшенной площадью

Такая структура позволяет уменьшить площадь, занимаемую на кристалле более чем в два раза, однако для получения заданных сдвигов по фазе понадобиться использование два таких ответвителя. Для устранения этого недостатка может быть использована схема на связанных линиях, рис. 4.

Для расчета длина линий можно использовать формулу (1).

$$\lambda/4 = \frac{c}{f_c \cdot \sqrt{\varepsilon_R}} \qquad (1)$$

где c – скорость света,

f_c – резонансная частота,

ε_R – диэлектрическая проницаемость.

Так, для резонансной частоты 60 ГГц и кремниевой подложке с ε_R=4,1, длина четвертьволнового отрезка линии передачи будет равна около 620 мкм. А длина волны равна 2.47 мм.

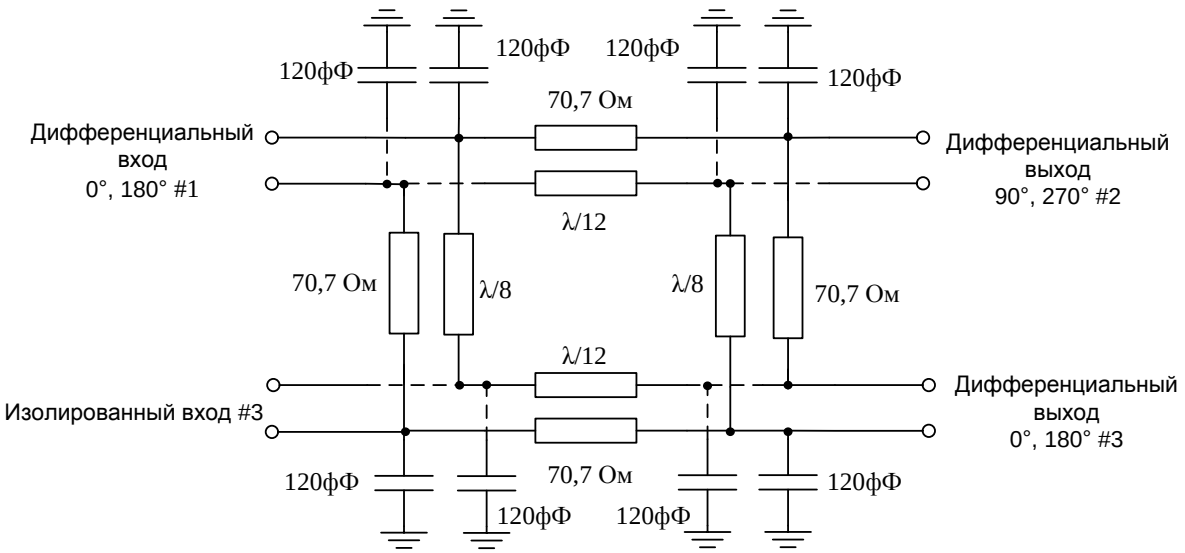


Рисунок 4. – Дифференциальный квадратурный направленный ответвитель [6]

Для примера приведен направленный ответвитель, разработанный в [6]. Для согласования на дифференциальное сопротивление 100 Ом, волновое сопротивление двух связанных линий было выбрано равным 0,707*Z0 и равно 70,7 Ом, которое зависит от расстояния между линиями и их ширины. График топологии НО в 3D режиме и размеры показаны на рис. 5.

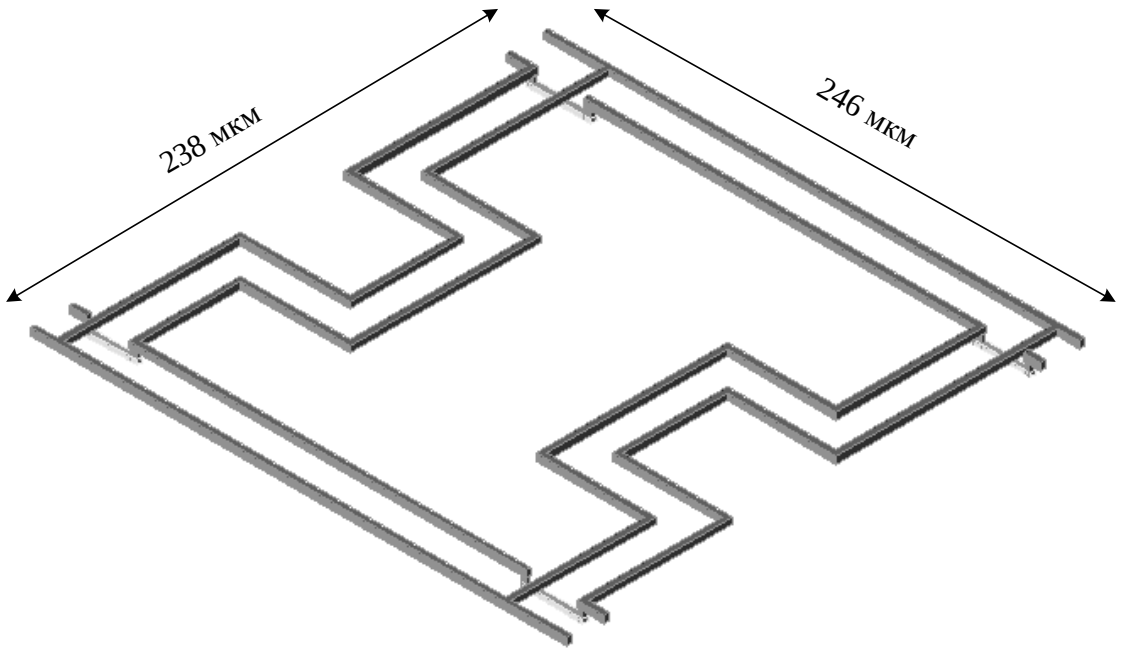


Рисунок 5. – Топология и размеры дифференциального квадратурного направленного ответвителя в 3D режиме

На рис. 6 показаны результаты моделирования S параметров ответвителя на подложке SiGe техпроцесса.

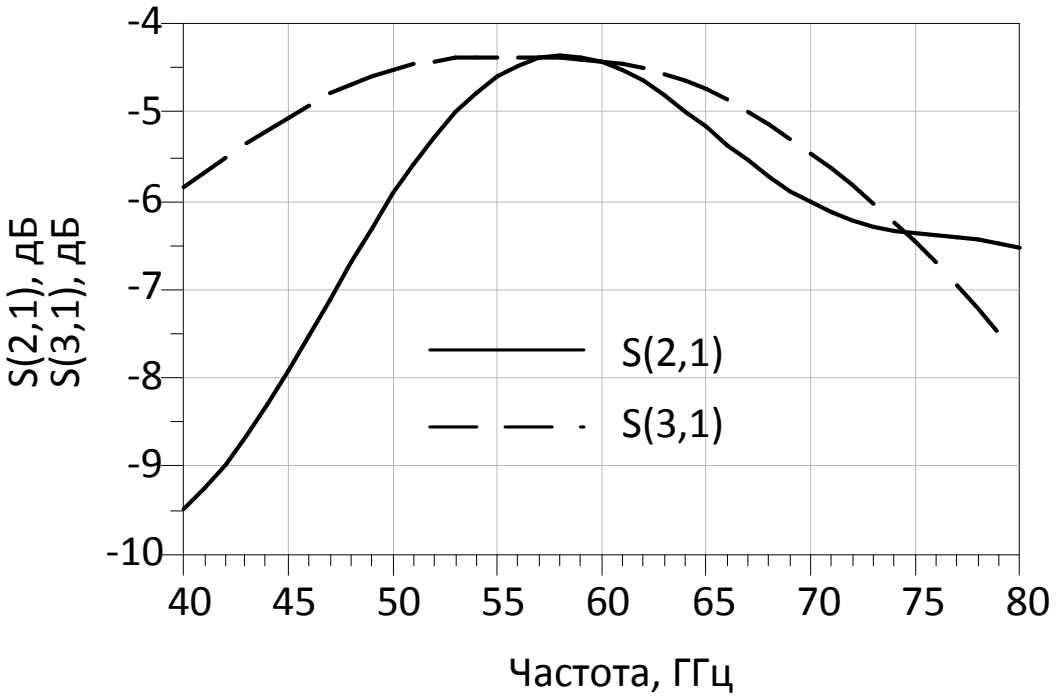


Рисунок 6. – Параметры коэффициента связи S31 и потерь в главной линии S21

На рис. 7 показаны результаты моделирования фазовой ошибки.

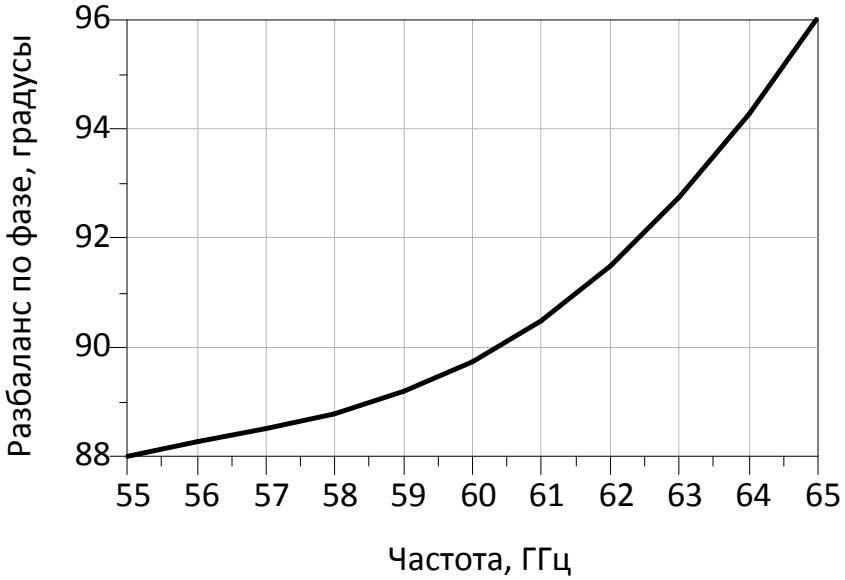


Рисунок 7. – Частотная зависимость фазовой ошибки

Порядок выполнения работы:

Согласно рис. 8 с помощью программы Line Calculator рассчитать длину четвертьволновой линии передачи и ширины микрополосковых линий передачи с Z0 =50 Ом и 0,707 Z0=35.35 Ом.

Собрать схему направленного ответвителя, рис. 9.

Задать формулы для расчета параметров направленного ответвителя, рис. 10

Вывести графики основных характеристик НО, рис. 11

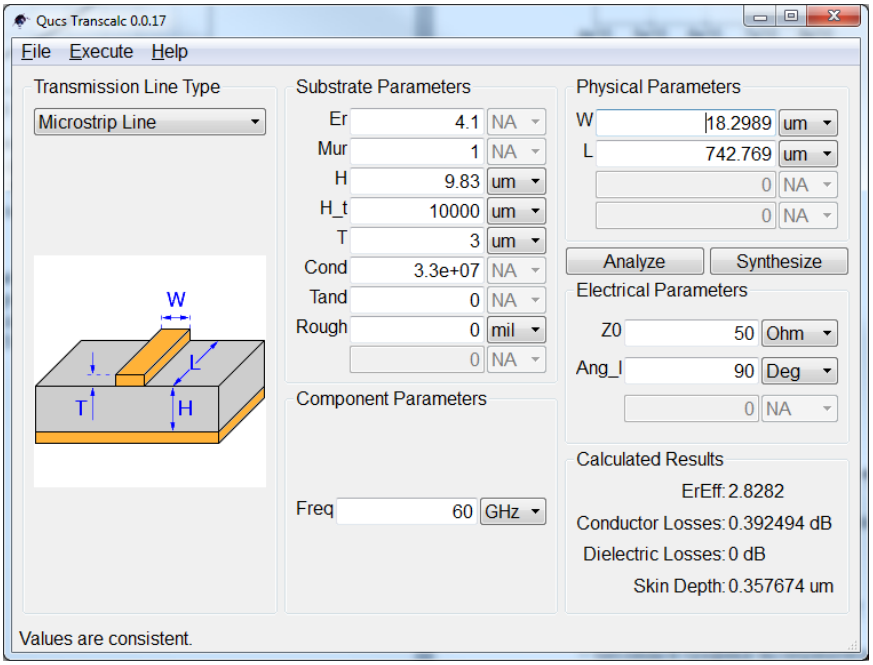


Рисунок 8. – Окно программы Line Calculator для расчета электрических и геометрических параметров линии передачи

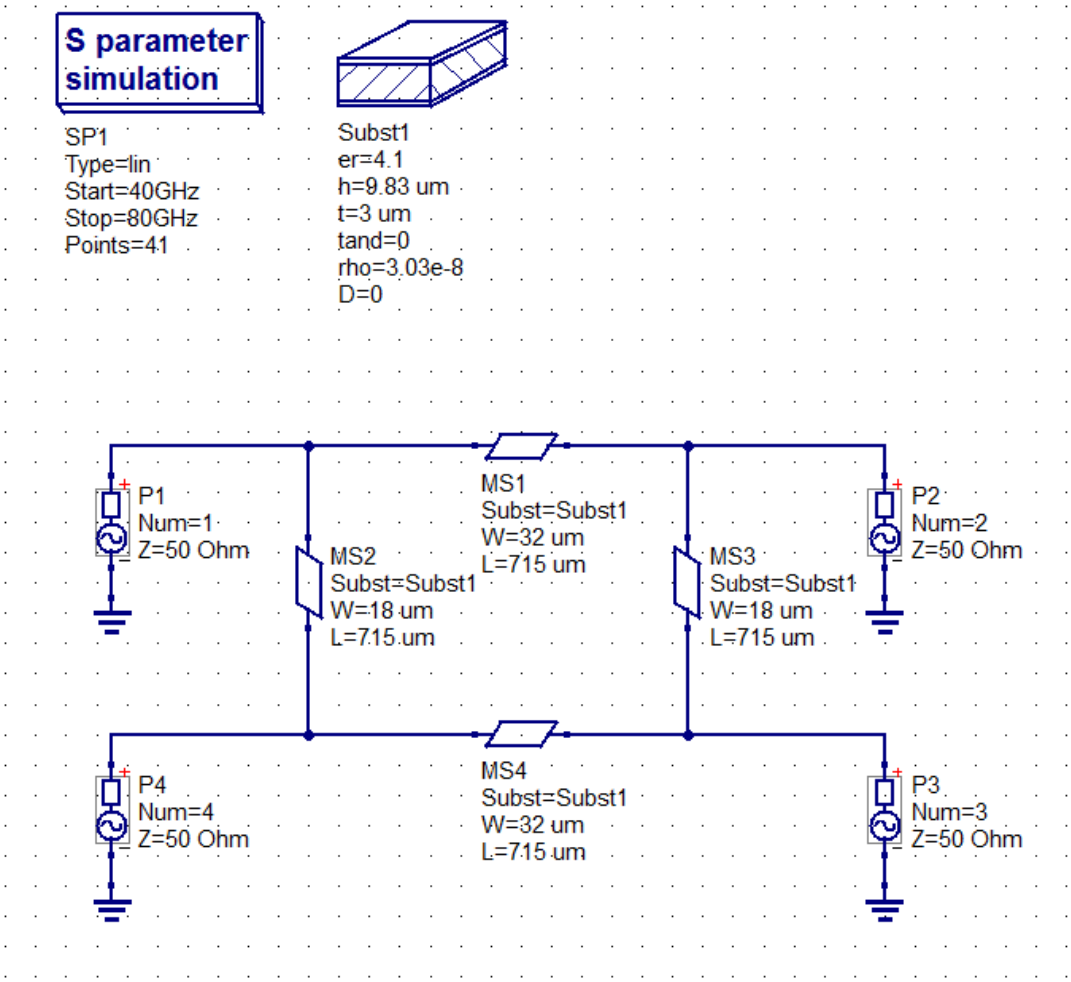


Рисунок 9. – Схема для моделирования направленного ответвителя

Equation

```
Eqn2
C=dB(S[3,1])
N=dB(S[3,1]/S[3,4])
D=dB(S[4,1])
S11=dB(S[1,1])
S22=dB(S[2,2])
S33=dB(S[3,3])
S44=dB(S[4,4])
ML=dB(S[2,1])
CL=dB(1-S[1,3])
IL1=dB(S[1,2]+S[1,3])
IL=ML-CL
fi_error=unwrap(phase(S[2,1]/S[3,1]))
```

Рисунок 10. – Формулы для расчета основных характеристик НО

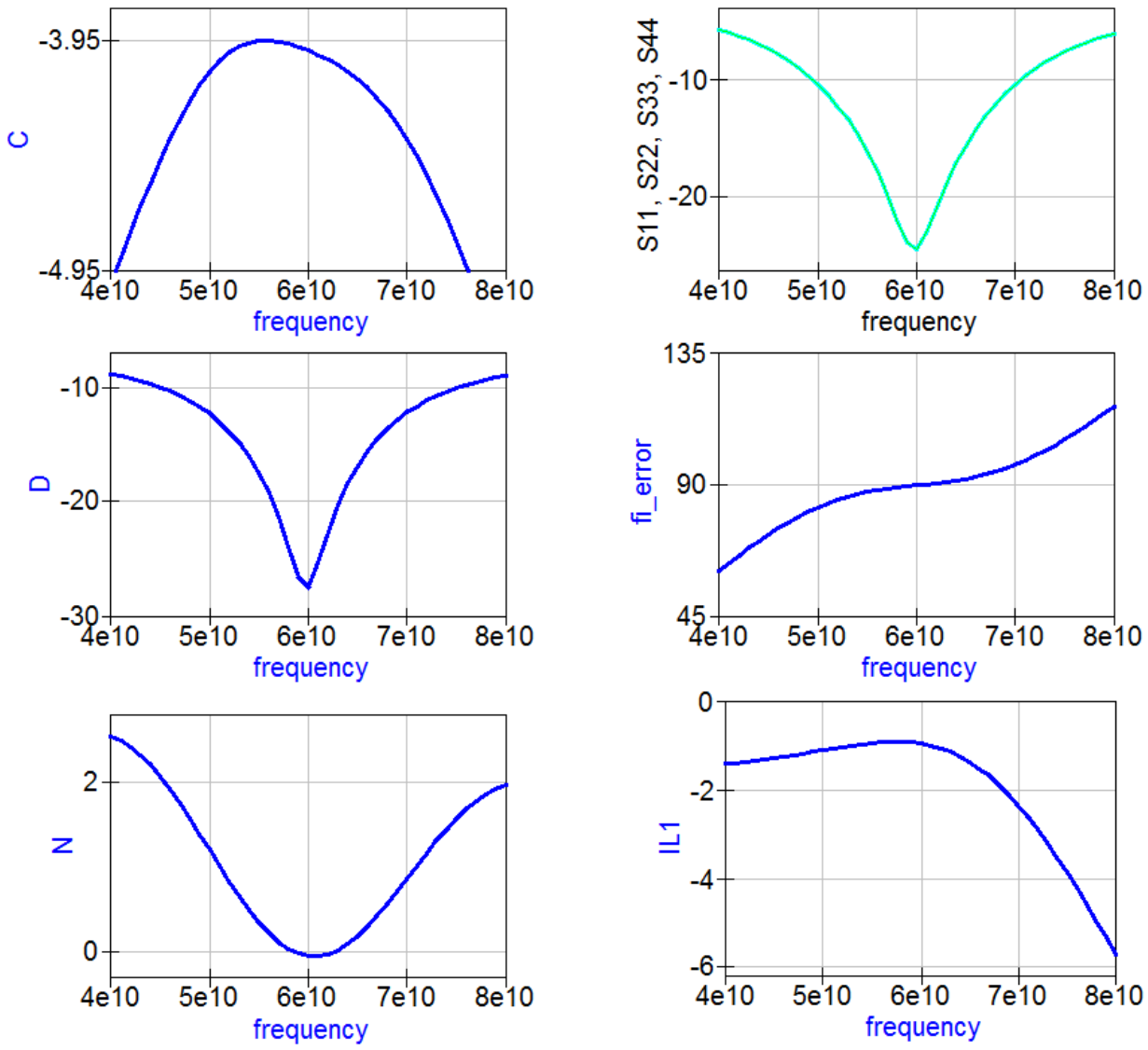


Рисунок 11. – Графики характерист НО

Содержание отчёта:

Отчёт оформляется в виде журнала лабораторных работ. В него необходимо включить:

– название и цель работы;
– краткие сведения из теории;
– схемы исследуемых устройств;
– подготовительные расчёты;
– таблицы и графики экспериментальных зависимостей;
– выводы по результатам работы.

Контрольные вопросы:

1. Для чего и где используются направленные ответвители?
2. Какие основные характеристики НО?
3. Какова простейшая схема направленного ответвителя?
4. Какие способы уменьшения площади НО Вы знаете и почему это важно?

Список литературы к лабораторной работе 2

1. Коновалов С.С., Капитанов А.А., Остапенков П.С. Расчет и моделирование направленного ответвителя в объеме подложки из LTCC керамики [Электронный ресурс] http://www.rusnauka.com/17_AVSN_2012/Tecnic/6_112739.doc.htm
2. Ali M. Niknejad, Hossein Hashemi mm-Wave Silicon Technology 60 GHz and Beyond //Springer, 2008.- С. 301
3. G. E. Ponchak Experimental analysis of reduced-sized coplanar waveguide transmission lines // IEEE MTT-S Int. Dig., 2003, С. 971–974
4. Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. М., Высшая школа, 1981
5. Haroun, I. Experimental Analysis of a 60 GHz Compact EC-CPW Branch-Line Coupler for mm-Wave CMOS Radios // 2010 IEEE Microwave and Wireless Components Letters С. 211 – 213
6. Будяков П.С., Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В. Моделирование направленного ответвителя в программе Agilent ADS // «Инфомационные технологии в науке и образовании», Междунар. Науч.-практ. Интернет-конф., 29-31 мая 2012 / под ред. А.Э. Попов. : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. - С. 119–121.

Лабораторная работа 3

«Моделирование симметрирующего устройства в программе Qucs»

Цель работы:

Определить основные параметры симметрирующих устройств (СУ) КВЧ диапазона и провести моделирование СУ Маршанда.

Сведения из теории:

Симметрирующие устройства диапазона СВЧ и КВЧ применяются для преобразования сигнала несимметричной линии (например, микрополосковой линии) в дифференциальный сигнал симметричной линии (например, двухпроводной линии) с минимальными вносимыми потерями и ошибками симметрирования амплитуды и фазы.

На рис. 1 приведена обобщенная схема включения симметрирующего устройства (СУ) с принятыми условными обозначениями.

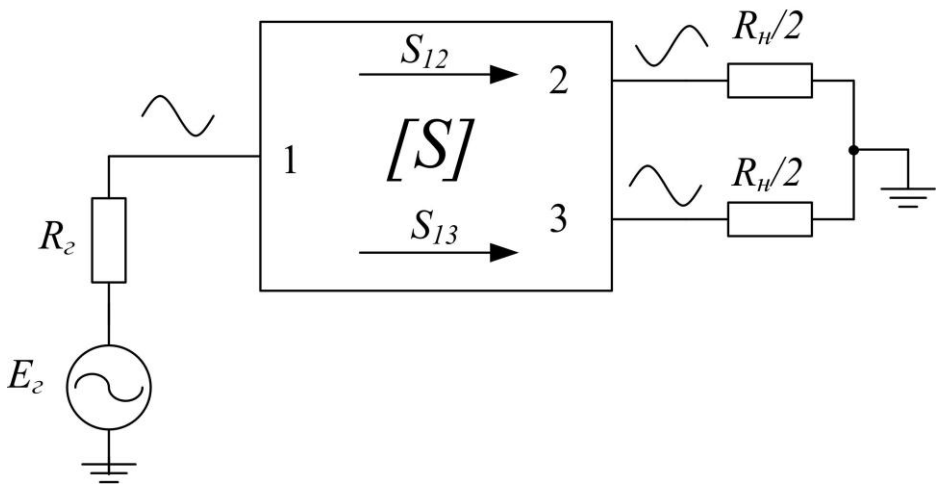


Рисунок 1. – Обобщенная схема включения симметрирующего устройства

Основное применение СУ – это смесители, умножители частоты, двухтактные усилители, дипольные антенны и т.д. В интегральных схемах СУ позволяют улучшить электромагнитную совместимость функциональных блоков и расширить динамический диапазон.

Основными параметрами СУ являются [1, 2]:

- диапазонн рабочих частот ($f_L \ldots f_U$);
- коэффициент отражения (ρ);
- вносимые потери (IL);
- ошибка симметрирования фазы ($\varphi_{ош}$);
- ошибка симметрирования амплитуды (ΔA).

Диапазон рабочих частот ($f_L \ldots f_U$) часто определяется по уровню минус 3 дБ или минус 1 дБ. Однако могут использоваться и другие критерии, определяемые областью применения СУ. Например, диапазон рабочих частот может определяться исходя из допустимой ошибки симметрирования амплитуды 0,5 дБ.

Коэффициент отражения (ρ) определяется через параметры матрицы рассеяния S_{11} и S_{22}. Обычно выражается в логарифмических единицах измерения как RL=20lg(ρ). В зависимости от области применения допускаются различные значения, часто применяется критерий не хуже минус 10 дБ.

Вносимые потери (IL) определяются отношением мощности поглощенной в дифференциальной нагрузке на выходе СУ ($R_н$) к номинальной мощности генератора (мощность отдаваемая в согласованную нагрузку). Таким образом, параметр IL учитывает потери мощности обусловленные рассогласованием в линии, необратимые тепловые потери в проводниках и диэлектрике, потери на излучение, а также потери обусловленными наличием ошибки симметрирования фазы сигнала. В интегральных СУ как правило доминируют омические потери в металлизации, поэтому предпочтение отдается структурам с меньшей длиной проводников. Формула для определения вносимых потерь IL имеет следующий вид:

$$IL = -10log(|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2) = -10log(\frac{|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + 2|S_{12}||S_{13}|cos\phi_{ош}}{|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 + 2|S_{12}||S_{13}|}), \qquad (1)$$

где $\varphi_{ош}$ – ошибка симметрирования фазы, S_{mn} – комплексные коэффициенты матрицы рассеяния шестиполюсника СУ.

Первая часть выражения (1) определяет все потери за исключением составляющей обусловленной ошибкой симметрирования фазы. Эта составляющая определяется второй частью (1) и в случае малых значений фазовой ошибки ею можно пренебречь. Так при ошибке симметрирования 10 градусов вторая составляющая выражения (1) имеет значение 0,033 дБ, поэтому более широкое употребление нашло упрощенное выражение:

$$IL \approx -10log(|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2). \qquad (2)$$

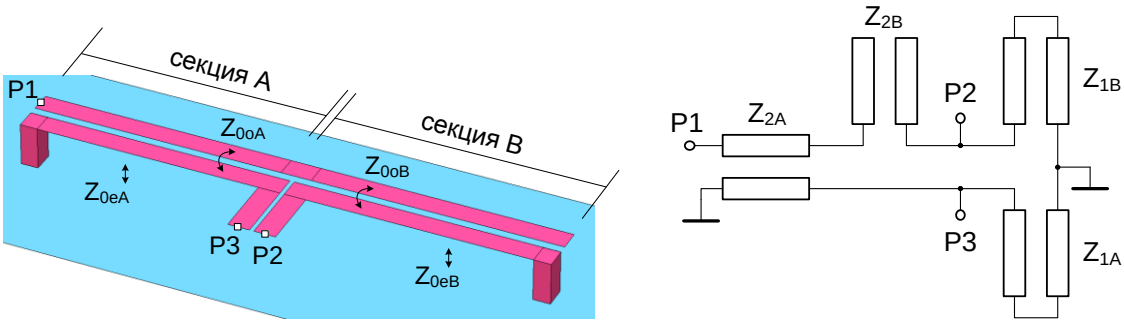
Ошибки симметрирования фазы ($\varphi_{ош}$) определяет насколько разность фаз выходных сигналов СУ отличается от идеального значения 180 градусов и определяется выражением:

$$\varphi_{ош} = 180° - \left| tan^{-1} \frac{Im(S_{12}/S_{13})}{Re(S_{12}/S_{13})} \right|. \quad (3)$$

Ошибки симметрирования амплитуды (ΔA) определяет разность амплитудных характеристик противофазных выходов СУ и определяется выражением:

$$\Delta A = 20 log\left(\frac{S_{12}}{S_{13}}\right). \quad (4)$$

При построении МИС миллиметрового диапазона волн наиболее распространенной является конструкция СУ, предложенная Маршандом [3]. Изначально данная конструкция была реализована с применением отрезков связанных коаксиальных линий. Позже она была переработана в планарный вариант и нашла широкое применение благодаря менее жестким требованиям к соотношению волновых сопротивлений используемых отрезков связанных линий в сравнении с другими конструкциями СУ. Данное преимущество особенно актуально для применения в современных кремниевых технологических процессах с фиксированным расположением слоев многоуровневой металлизации. Планарный вариант СУ Маршанда состоит из двух пар четвертьволновых отрезков полосковых линий (секция А и В) с боковой или лицевой связью, рис. 2 [3, 4]. Для того, чтобы уменьшить размер такой структуры, можно скрутить линии в меандр. Согласование входа и выхода устройства на 50 и 100 Ом происходит путем изменения ширины полосковых линий. Топология такого симметрирующего устройства показана на рис. 4.



а) б)

Рисунок 2. – Пример конструктивного исполнения СУ Маршанда (а) и его эквивалентная схема (б)

Стрелками на рисунке 2а указаны проводники, по которым определяются значения волновых сопротивлений для нечетной (Z_{0oA}, Z_{0oB}) и четной (Z_{0eA}, Z_{0eB}) мод в связанных линиях секций А и В.

Непосредственно преобразование несимметричного сигнала «Р1» в симметричный «Р2-Р3» в СУ (см. рисунок 2а) происходит в секции А. Секция В в конструкции СУ (см. рисунок 2а) может быть исключена, однако при этом будут созданы неодинаковые условия по нагрузке выходов – выход «Р3» шунтируется короткозамкнутым шлейфом Z_{1A}, а выход «Р2» нет, что ведет к значительной асимметрии сигналов на выходе.

Возможность построения широкополосных СУ на основе двухпроводной линии (секция А) обеспечивается только при значительном снижении ёмкости проводников линий секции А относительно проводящей плоскости «земли». Данное условие выражается в необходимости обеспечить значение волнового сопротивления четной моды Z_{0eA} в десятки-сотни раз выше, чем волновое сопротивление нечетной моды Z_{0oA}, что практически не достижимо в рамках современных кремниевых технологических процессов.

Идея Маршанда заключается в добавлении компенсирующей секции В, которая приводит к шунтированию выхода «Р2» короткозамкнутым шлейфом с волновым сопротивлением Z_{1B} (рисунок 2б). В случае идентичности параметров секции А и секции В шунтирующее действие короткозамнутых шлейфов на выходы «Р2» и «Р3» будет одинаковым, что позволяет обеспечить практически идентичные частотные характеристики выходов.

Эквивалентная схема СУ Маршанда (рисунок 2б) состоит из согласующего четвертьволнового шлейфа с волновым сопротивлением Z_{2A}, последовательной секции Z_{2B}, которая по своим частотным свойствам подобна последовательному колебательному LC контуру и двух шунтирующих короткозамкнутых шлейфов Z_{1A}, Z_{1B} которые по своим частотным свойствам подобны параллельному LC колебательному контуру.

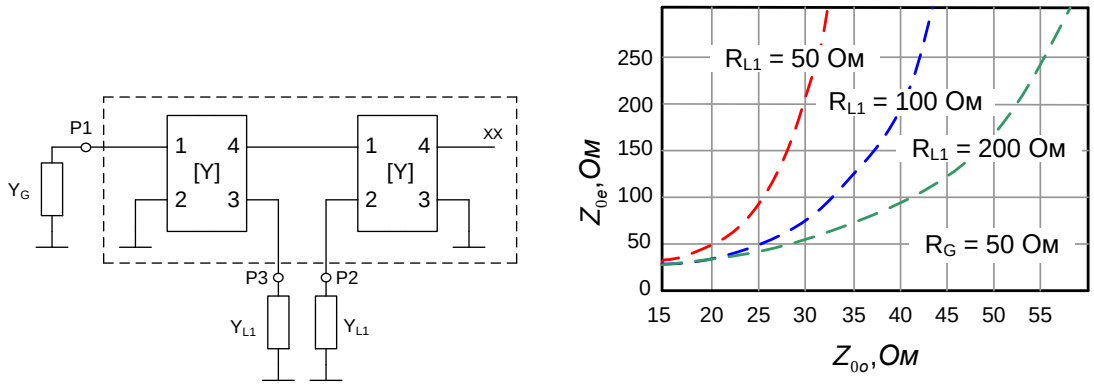
Таким образом, диапазон рабочих частот СУ Маршанда определяется отношением последовательного импеданса Z_{2B} и шунтирующего нагрузку импеданса $Z_{1A}||Z_{1B}$, что приводит к необходимости снижать волновое сопротивление для нечетной моды и повышать волновое сопротивление для четной моды.

Этап схемотехнического проектирования СУ Маршанда заключается в выборе значений волновых сопротивлений связанных пар линий секции А и В, таким образом, чтобы обеспечить заданные значения частотных характеристик. Можно выделить три основных метода определения значений волновых сопротивлений связанных линий СУ, рассмотрим последовательно данные методы.

Наиболее простой метод расчета СУ Маршанда предполагает установление заданных условий только на центральной частоте рабочего диа-

пазона [5, 6]. Метод не предусматривает количественную оценку диапазона рабочих частот СУ Маршанда. Предполагается использование идентичных по конструкции и параметрам секций А и В (рисунок 2а), что обеспечивает минимальные значения ошибки симметрирования по фазе и амплитуде.

По данному методу СУ Маршанда представляется в виде соединения двух направленных ответвителей, характеризуемых идентичными матрицами Y-параметров, как это показано на рисунке 3а [7].



а) б)

Рисунок 3 – Эквивалентная схема СУ Маршанда для метода № 1 (а) и расчетные зависимости (б)

Схема рисунка 3а может быть свернута к эквивалентному шестиполюснику (СУ Маршанда) нагруженному со стороны несимметричного входа на нагрузку Y_G и со стороны симметричного выхода на нагрузки Y_{L1}. Если потребовать выполнения условий в терминах S-параметров:

$$S_{11} = 0;\ S_{21} = -S_{31}, \tag{5}$$

то полученная система уравнений может быть решена относительно значений волновых сопротивлений направленных ответвителей и сопротивлений нагрузок. Данное решение описывается уравнением:

$$\frac{1}{Z_{0o}} - \frac{1}{Z_{0e}} = \sqrt{\frac{2}{R_G R_{L1}}}, \tag{6}$$

где Z_{0o}, Z_{0e} – волновые сопротивления связанных линий для нечетной и четной моды соответственно, R_G, R_{L1} – сопротивления нагрузок в соответствии с рисунком 3а.

На рисунке 3б приведены решения параметрического уравнения (6) для различных сочетаний R_G, R_{L1}. Таким образом, условия обеспечения рабочих параметров СУ (1) выполняются для непрерывного ряда значений

волновых сопротивлений связанных линий в секциях А и В. Преимуществом метода №1 является возможность выбора значений из непрерывного ряда, что упрощает проектирование в условиях жестких ограничений на величину достижимых волновых сопротивлений.

На рис. 4 показан пример топологии СУ Маршанда, а на рис. 5 результаты моделирования его основных характеристик [8].

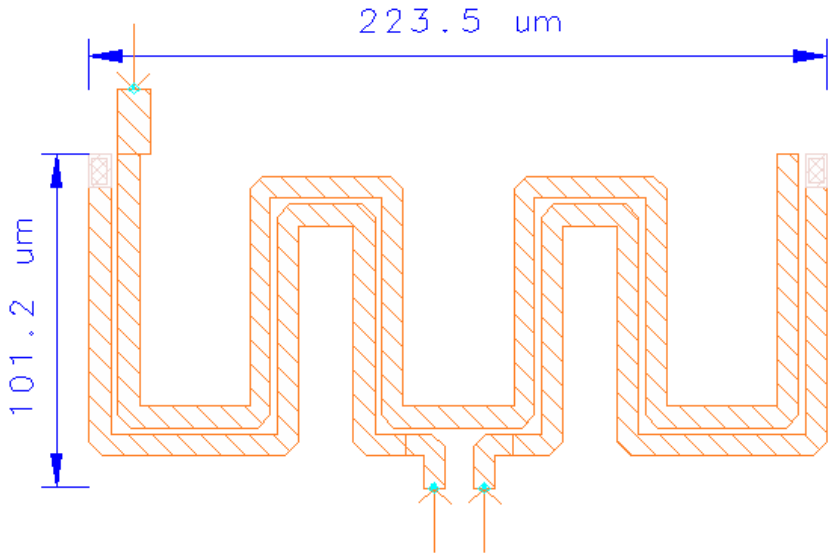


Рисунок 4 – Топология симметрирующего устройства Маршанда [8]

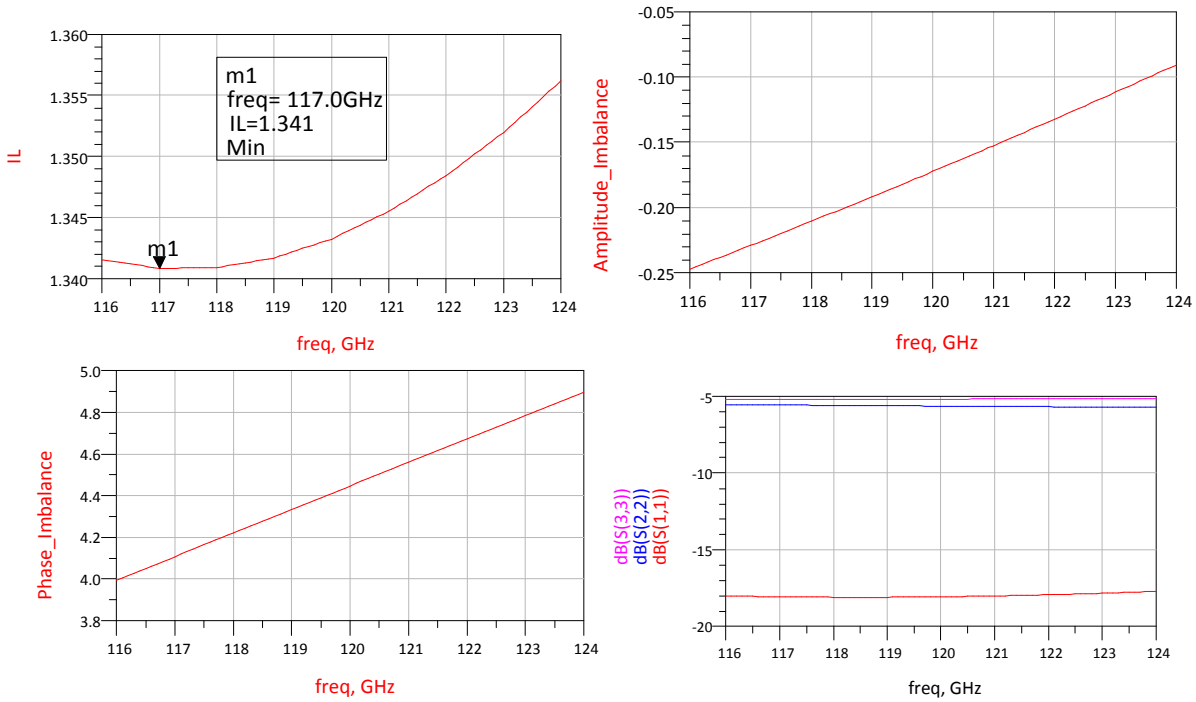


Рисунок 5. – Результаты моделирования СУ Маршанда рис. 4

Порядок выполнения работы:

1. Рассчитать длину четвертьволнового отрезка линии передачи с помощью программы LineCalculator или формулы:

$$\lambda/4 = \frac{c}{f_c \cdot \sqrt{\varepsilon_R}} \qquad (7)$$

где c – скорость света, f_c – резонансная частота, ε_R – диэлектрическая проницаемость.

2. Собрать схемы СУ Маршанда на элементах Coupled Microstrip Line, рис. 6
3. Задать формулы и переменные, рис. 7
4. Провести моделирование и вывести графики передачи с вывода 1 на вывод 2 и 3, коэффициентов отражения и разности фаз между выводами 2 и 3, рис. 29.

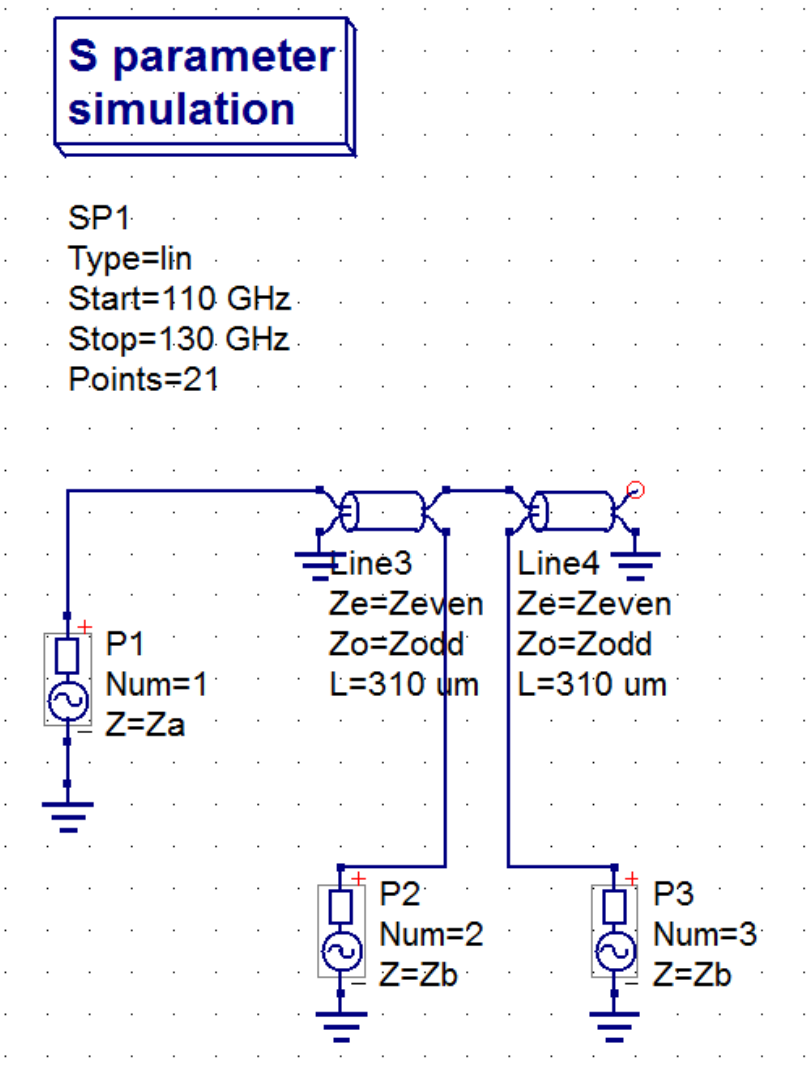


Рисунок 6. – Схема для моделирования СУ Маршанда

Equation

Eqn2
Za=50
Zb=50
Zeven=20
Zodd=1/(sqrt(2/(Za*Zb))+1/Zeven)

Equation

Eqn1
S11=dB(S[1,1])
S22=dB(S[2,2])
S33=dB(S[3,3])
IL=dB(S[2,1]+S[3,1])
fi_error=abs(phase(S[2,1]/S[3,1]))
S31=dB(S[3,1])
S21=dB(S[2,1])

Рисунок 7. – Формулы и переменные для моделирования СУ

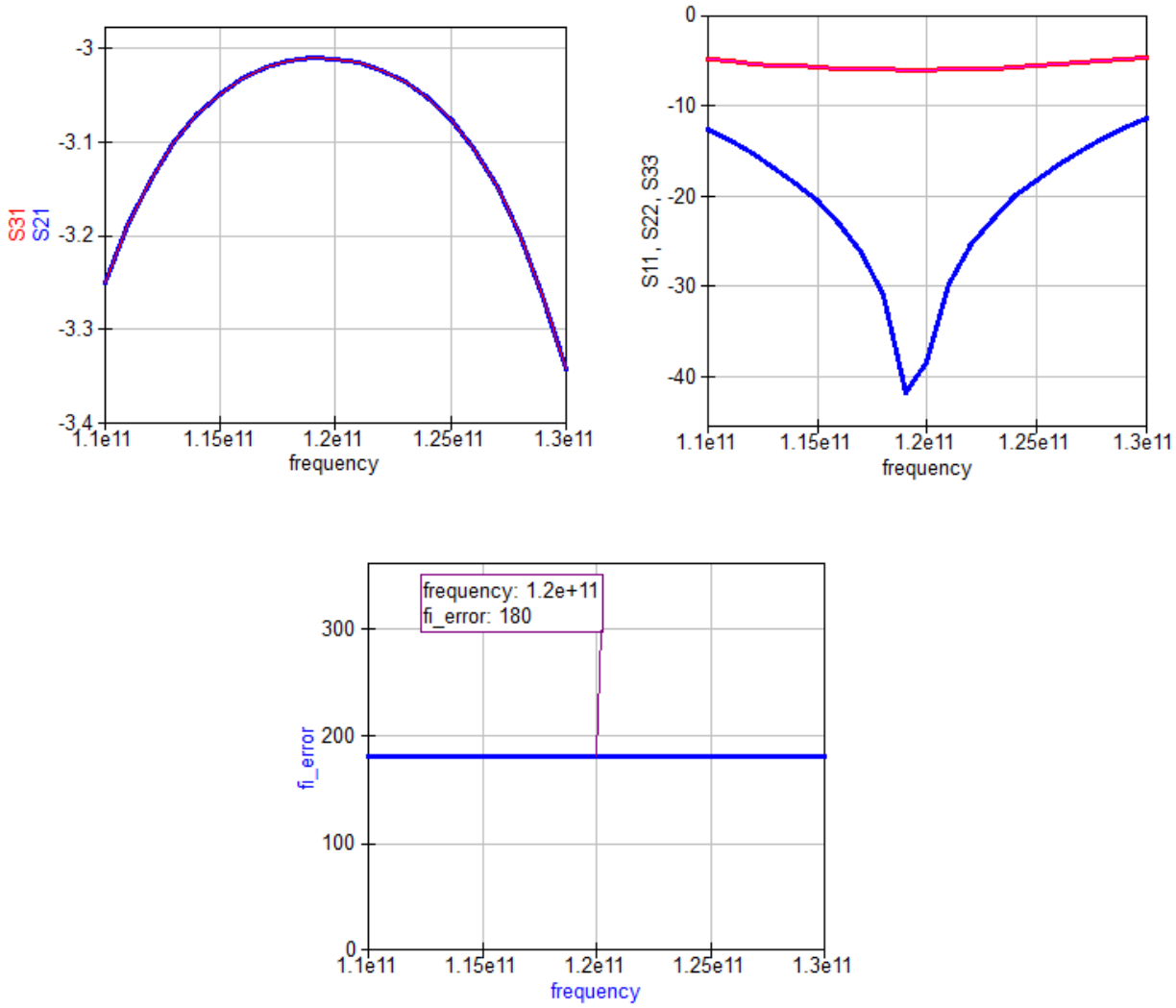


Рисунок 8. – Результаты моделирования в программе Qucs

Контрольные вопросы:

1. Для чего и где используются симметрирующие устройства?
2. Какие основные параметры СУ?
3. Что такое волновое сопротивление связанных линий для нечетной и четной моды? Как их определить?
4. Зачем СУ в топологии проектируют в виде меандра и почему это важно?

Список литературы к лабораторной работе 3

1. Будяков А.С., Журавлева Л.В., Власов А.И., Аверьянихин А.Е. Проектирование симметрирующих устройств Маршанда для кремниевых монолитных интегральных схем миллиметрового диапазона волн
2. Yoon Y.J., Lu Y.L.Y., Frye R.C., и др. Design and characterization of multilayer spiral transmission-line baluns // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. - 1999. - Т. 47. - № 9 . – С. 1841–1847
3. Будяков А.С., Журавлева Л.В., Власов А.И., Аверьянихин А.Е. Проектирование симметрирующих устройств Маршанда для кремниевых монолитных интегральных схем миллиметрового диапазона волн
4. Mongia R. K., Bahl I. J., Bhartia P. RF and Microwave Coupled-Line Circuits – Artech House Publishers, 2 edition, 2007. – 549 с.
5. Marchand N. Transmission-Line Conversion Transformers // Electronics. - 1944. - Т. 17 . - С. 142–146.
6. Zhang Z., Guo Y.-X., Ong L.C., и др. Improved planar Marchand balun using a patterned ground plane // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. - 2005. - Т. 15. - № 3 . - С. 307–316.
7. Steer M. Microwave and RF design: a systems approach / SciTech Publishing, Incorporated, 2009. - 650 с.
8. Будяков П.С., Будяков А.С., Прокопенко Н.Н. Сравнительный анализ активных SiGe смесителей миллиметрового диапазона // Проблемы разработки перспективных микро-и наноэлектронных систем-2012 (МЭС-2012). , 2012. - С. 298–301.

Лабораторная работа 4

«Моделирование LC резонатора в программе Qucs»

Цель работы:

Определить основные параметры LC резонатора миллиметрового диапазона и провести его моделирование в программе Qucs.

Сведения из теории:

Целью настоящей работы является рассмотрение LC нагрузок в коллекторных цепях дифференциальных каскадов, которые часто используются в смесителях, усилителях и генераторах, а так же для оптимизации их добротности [1].

Для того чтобы лучше понять Sxx параметры, давайте рассмотрим идеальную линию передачи, подключенную к порту измерителя (рис. 1), с состояниями типа: с нагрузкой (LOAD), разомкнуто (OPEN), короткозамкнутого (SHORT), а также идеальным сопротивлением.

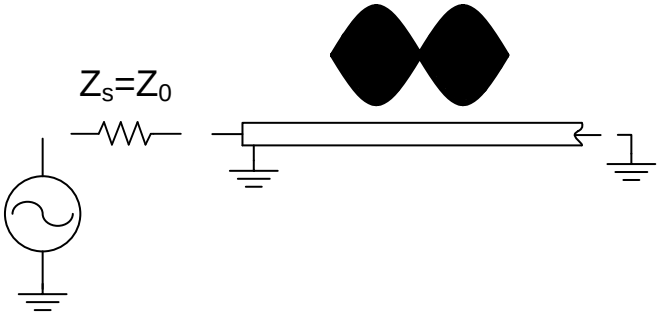


Рисунок 1. – Линия передачи, подключенная к анализатору цепей

При очень низких частотах, с длиной волны намного больше, чем длина линии, линии передач можно рассматривать просто как провод. Это является достаточным для проведения постоянного или низкочастотного сигнала. Сопротивление провода относительно мало и почти не влияет на низкочастотный сигнал. На более высоких частотах длины волн сравнимых или меньших относительно длинной линии передачи (или проводника в высокочастотном контуре), а мощность передачи можно рассматривать с точки зрения бегущих волн. Когда линии передачи соответствует характеристическому импедансу, максимальная мощность передается на нагрузку. При несоответствии с волновым сопротивлением, часть сигнала, которая не поглощается нагрузкой, отражается обратно к источнику.

Если линии передачи соответствует волновому сопротивлению Z0 (LOAD состояние), появление отраженного сигнала не происходит, так как все передаваемая мощность, потребляется нагрузкой. Огибающей сигнала, в зависимости от расстояния вдоль линии передачи не показывает наличие

стоячей волны, потому что без отражения, энергия течет только в одном направлении.

Когда линии в состоянии короткого замыкания (SHORT состояние) происходит, рассеивание нулевой мощности, отраженная волна распространяется вдоль линии в сторону источника. Отраженные волны должны быть равны по величине с волной источника и иметь фазу 180 градусов в плоскости нагрузки. Отраженная и падающая волны равны по величине, но распространяются в противоположном направлении.

Если линия передачи разомкнута (OPEN состояние), отраженная волна тока будет 180 градусов по фазе относительно волны источника, а отраженная волна напряжения будет в фазе с волной источника в плоскости нагрузки. Это гарантирует, что ток будет равен нулю. Отраженная и падающая волна тока равны по величине, но распространяются в противоположном направлении.

Если линия передачи нагружена 25Ом идеальным резистором, в результате линия характеризуется полным поглощением и полным отражением, часть падающей мощности поглощается и часть отражается. Амплитуда отраженной волны напряжения будет равна одной трети от падающей волны, и иметь 180 градусов по фазе в плоскости нагрузки. Стоячие волн больше не будет равны нулю, и пики будет меньше, чем в замкнутых и разомкнутых случаях. Соотношение пиков будет 2:01.

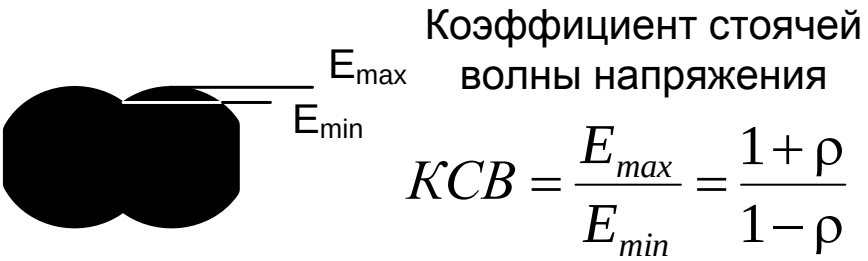


Рисунок 2. – Коэффициент стоячей волны по напряжению

Традиционный способ определения импеданса – измерение коэффициента стоячей волны (КСВ) использованием РЧ детектора (зонда). Зонд перемещался вдоль линии передачи, относительное положение и значения пиков и впадин отмечались. Из этих измерений импеданса получали КСВ. Процедуру повторяют на различных частотах. Современные анализаторы измеряют падающие и отраженные волны непосредственно с подключением линии к источнику сигнала, результаты могут быть представлены в различных форматах (в том числе КСВ).

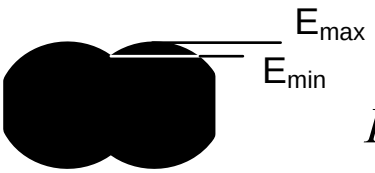
Наиболее общий термин для комплексного коэффициента отражения - Г (гамма). Амплитуда коэффициента Г записывается ρ. Коэффициент отражения представляет собой отношение напряжение отраженного сигнала с уровнем напряжения падающего сигнала. Например, линия передачи

нагружена волновым сопротивлением Z0, будет иметь всю энергию, передаваемую в нагрузку Vrefl = 0 и ρ = 0. Когда полное сопротивление нагрузки Z_L не совпадает с характерным импедансом, энергия отражается и ρ больше нуля. Когда сопротивление нагрузки равна (обрыв или короткое замыкание) вся энергия отражается и ρ = 1. В результате диапазон возможных значений ρ от 0 до 1.

коэффициент отражения $\Gamma = \frac{U_{отр}}{U_{пад}} = \rho\angle\Phi = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$

возвратные потери $= -20\log(\rho), \rho = |\Gamma|$

Коэффициент стоячей волны напряжения



$$КСВ = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{1+\rho}{1-\rho}$$

Рисунок 3. – Параметры отражения.

Возвратные потери способ выразить коэффициент отражения в логарифмическом масштабе (дБ). Обратные потери это число в децибелах, в случае, когда отраженный сигнал ниже падающего сигнала. Обратные потери всегда выражается в виде положительного числа и колеблется в пределах бесконечности для нагрузки с волновым сопротивлением и 0 дБ для разомкнутой или короткозамкнутой линии. Другой общий термин, используемый, чтобы выразить отражения, коэффициент стоячей волны , который определяется как максимальное значение огибающей по минимальному значению. Это связано с ρ = (1 + ρ)/(1 – ρ).

КСВ колеблется от 1 (без отражения) до бесконечности (полное отражение).

Если нагрузка линии передачи $Z_L = 0$ входной импеданс становится:

$$Z_{in} = \frac{B_{TL}}{D_{TL}} = jZ_0\frac{\sin\theta}{\cos\theta} = jZ_0\tan\theta \qquad (1)$$

Отметим, что линии передачи с замкнут выход индуктивной! Это может быть сделано более очевидными при сравнении с сосредоточенными индуктивностями:

$$Z_{ind} = j\omega L \Leftrightarrow Z_{short} = jZ_0\tan\theta \qquad (2)$$

Если нагрузка линии передачи разомкнута ($Z_L = \infty$) входное сопротивление становится:

$$Z_{cap} = \frac{1}{j\omega C} \Leftrightarrow Z_{open} = \frac{Z_0}{j\tan\theta} \qquad (3)$$

Обзор входных сопротивлений приведены для короткозамкнутого и разомкнутого состоянии нагрузки линий электропередачи (рис. 4).

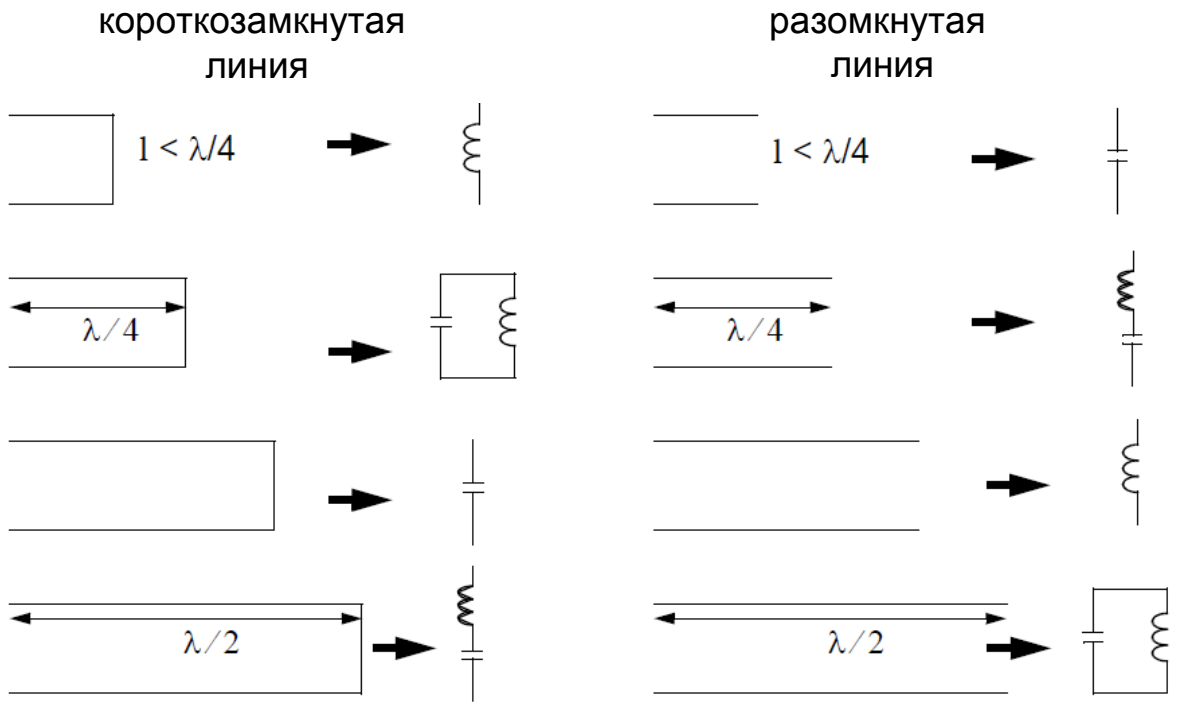
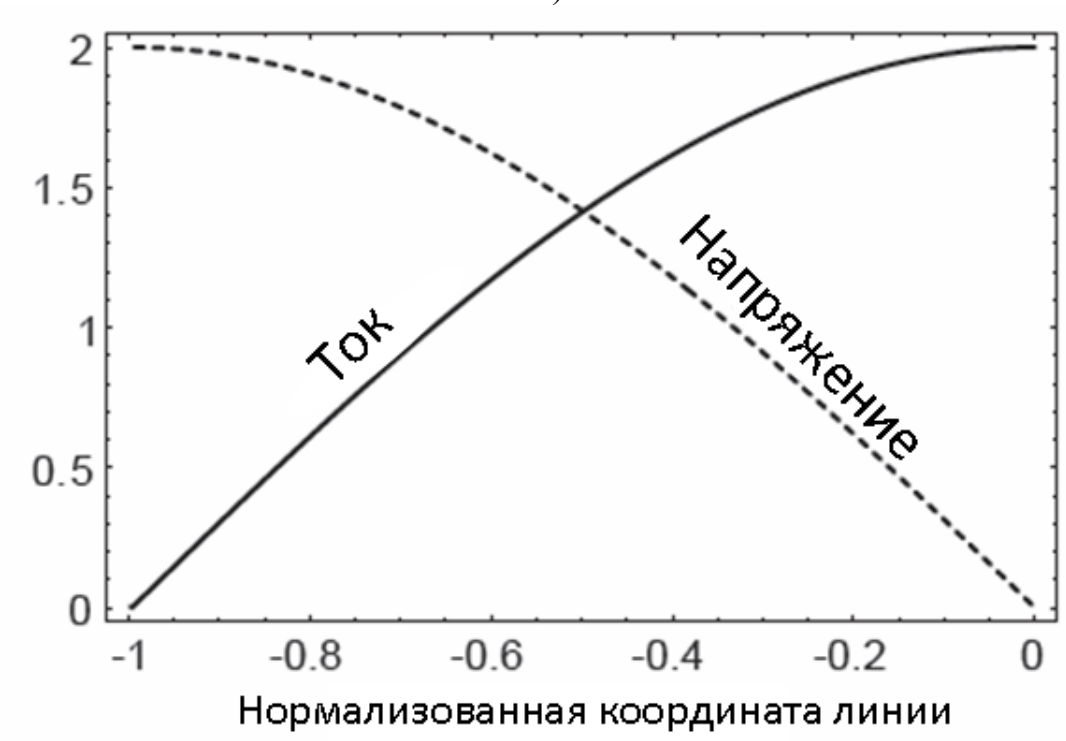


Рисунок 4. – Линии передачи и их эквивалентные схемы на распределенных элементах

Во многих КВЧ МИС смесителей и усилителей используются дифференциальный выход, нагруженный на сопротивление $R_н$, от значения которого зависит коэффициент передачи схемы (смесители Гильберта и их модификации, дифференциальные усилители, генераторы и т.д.) [2-4]. Современные МИС по SiGe техпроцессам имеют напряжения питание 3,3 - 5 В, что существенно ограничивает диапазон значений $R_н$ в сторону уменьшения. В этом случае для увеличения коэффициента передачи и выделения полезной составляющей сигнала в КВЧ диапазоне зачастую используют короткозамкнутые четвертьволновые отрезки линий передачи. Добротность таких линий является одним из важных параметров в таких задачах. На рис. 5а изображена дифференциальная микрополосковая линия, закороченная на одном из концов, которая на резонансной частоте работает в режиме стоячей волны, а на рис. 5б графики токов и напряжений в

зависимости от нормированной координаты линии. Из рисунка можно сделать вывод, что левая часть такой линии имеет емкостной характер, а правая индуктивный. На короткозамкнутом конце линии напряжение находится на минимальном уровне, а ток на максимальном, поэтому потери происходят в основном из за последовательного сопротивления микрополосковой линии передачи. Другая сторона линии имеет противоположный характер, ток минимален, а напряжение – максимально, поэтому потери связаны с паразитной шунтирующей проводимостью (между дифференциальными линиями).

а)



б)

Рисунок 5. – Дифференциальный четвертьволновой отрезок линии передачи, закороченный на одном из концов (а) и графики токов и напряжений в зависимости от координаты линии (б) [5].

Это явление может быть использовано для снижения потерь в линии и соответственно увеличения добротности [5]. Для этого, на короткозамкнутом конце линии необходимо увеличивать ширину линий и зазор между ними, а на другом конце, наоборот, уменьшать ширину и зазор, как показано на рис. 6. Длина такой линии рассчитывается из формулы (4).

$$\lambda/4 = \frac{c}{f_c \cdot \sqrt{\varepsilon_R}} \qquad (4)$$

где c – скорость света, f_c – резонансная частота, ε_R – диэлектрическая проницаемость.

Так, для резонансной частоты 120 ГГц и кремниевой подложке с ε_R=4,1, длина линии будет равна около 310 мкм.

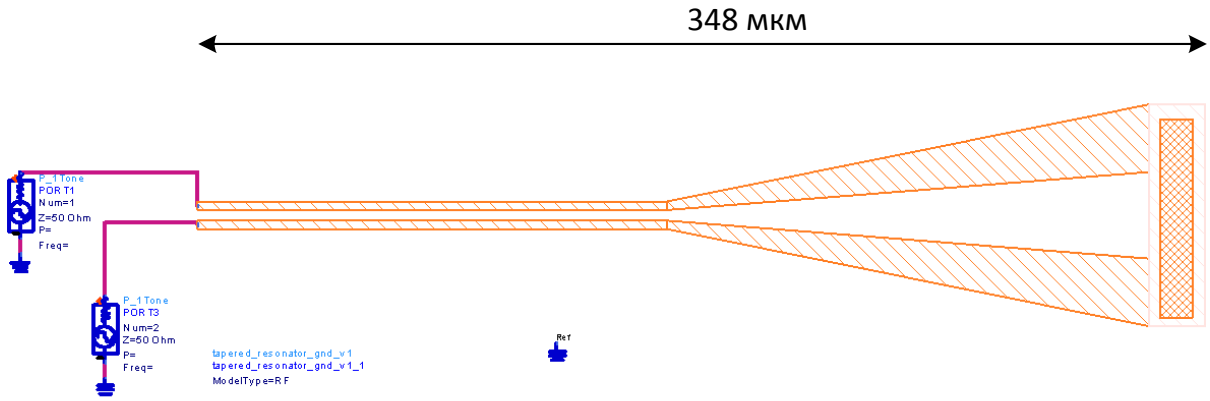
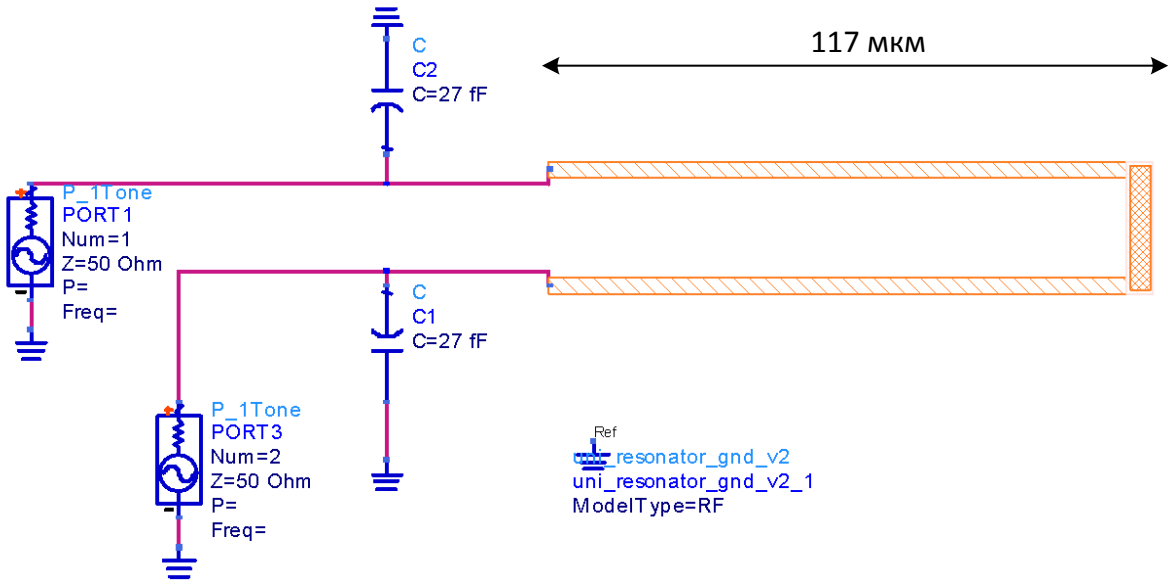
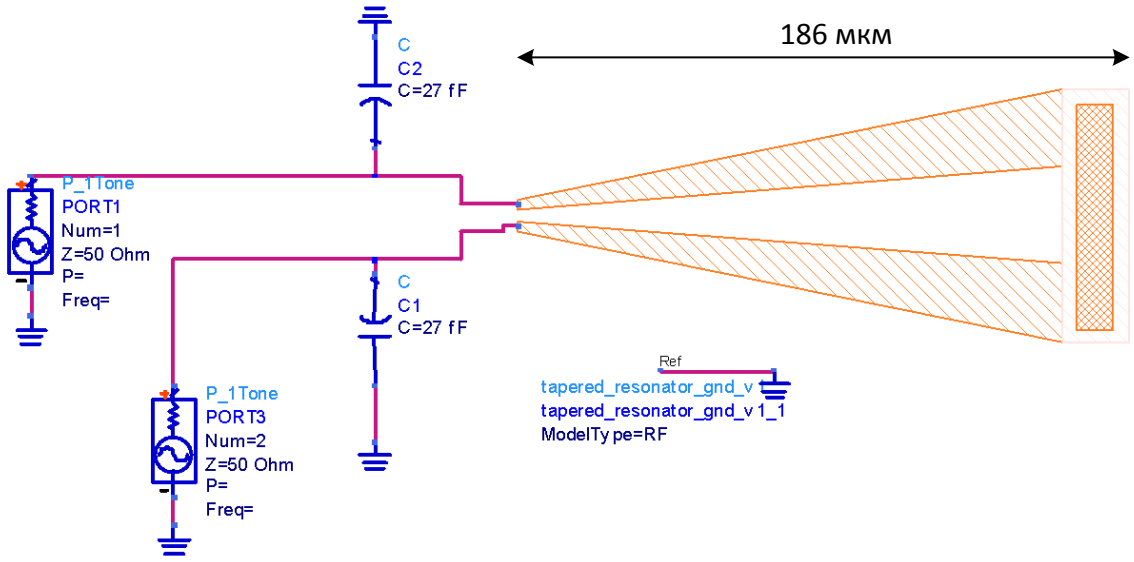


Рисунок 6. – Линия передачи с увеличенной добротностью

При проектировании нагрузок, необходимо учитывать выходную коллекторную емкость транзисторов, которая может существенно повлиять на добротность таких линий. Например, выходная паразитная емкость смесителя на основе ячейки Гильберта равна 27 фФ [2]. Таким образом, вместо левой части четвертьволнового отрезка линии передачи, имеющей емкостной характер, может быть использована паразитная выходная емкость транзисторов, рис. 7. В дополнении, это существенно сэкономит занимаемую площадь на кристалле.



а)



б)

Рисунок 7. – Схема моделирования LC нагрузки без оптимизации (а) и с оптимизацией добротности (б) в САПР Agilent ADS

На рис. 8 показаны результаты электромагнитного моделирования входного сопротивления, выраженного в децибелах, от частоты в САПР Agilent ADS и Momentum с использованием подложки SiGe БиКМОП технологического процесса с проектными нормами 0,13 мкм.

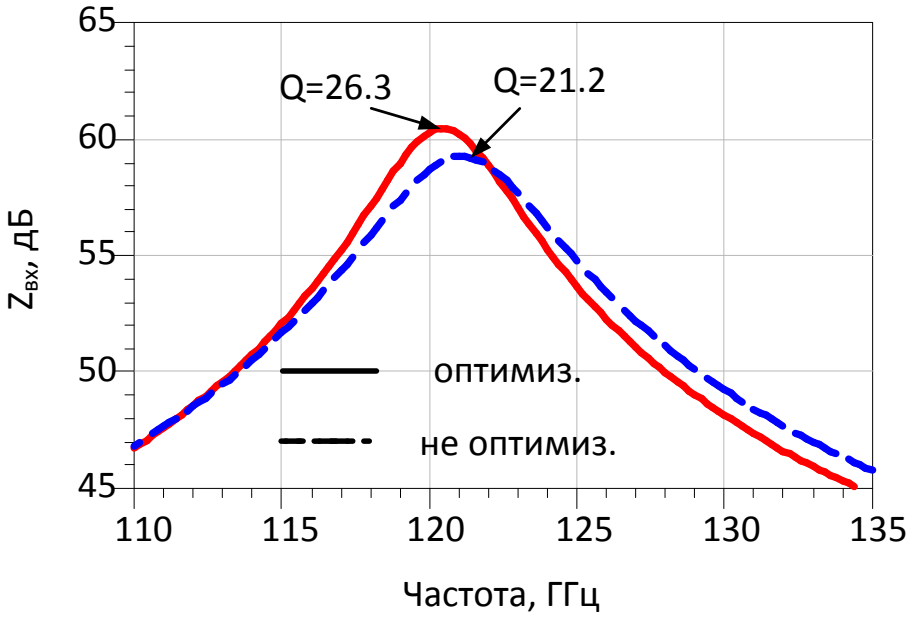


Рисунок 8. – Результаты моделирования LC нагрузки в САПР Agilent ADS

Как видно из результатов моделирования (рис. 8), оптимизация короткозамкнутой четвертьволновой линий передачи, позволяет повысить добротность на 24%.

Порядок выполнения работы:

- Построить схему моделирования четвертьволновых отрезков линии передачи, рис. 9;
- Используя встроенный калькулятор линий Tool – Line calculator рассчитать значение длины четвертьволнового отрезка линии передачи на частоте 120 ГГц, рис. 10 (на рисунке приведен расчет для 60 ГГц);
- Вывести график действительной и мнимой части входного импеданса короткозамкнутой линии, рис. 12 по формулам рис. 11;
- Вывести график действительной и мнимой части входного импеданса разомкнутой линии, рис. 13 по формулам рис. 11;
- С помощью программы Line calculator рассчитать волновое сопротивление в четной Z0e и нечетной Z0o моды и длину четвертьволнового отрезка линии, используя параметры рис. 14. Учесть, что толщина линии не должна быть меньше чем 2 мкм, а расстояние между линиями не должно быть сильно большим, чтобы не увеличивать занимаемую площадь на кристалле. Вычислить волновое сопротивление путем нахождения среднего квадратического:

$$Z0 = \sqrt{Z0e \cdot Z0o} \qquad (5)$$

- Собрать схему для моделирования волнового сопротивления и входного импеданса, как на рис. 15
- Вывести графики результатов моделирования входного импеданса, рис. 16

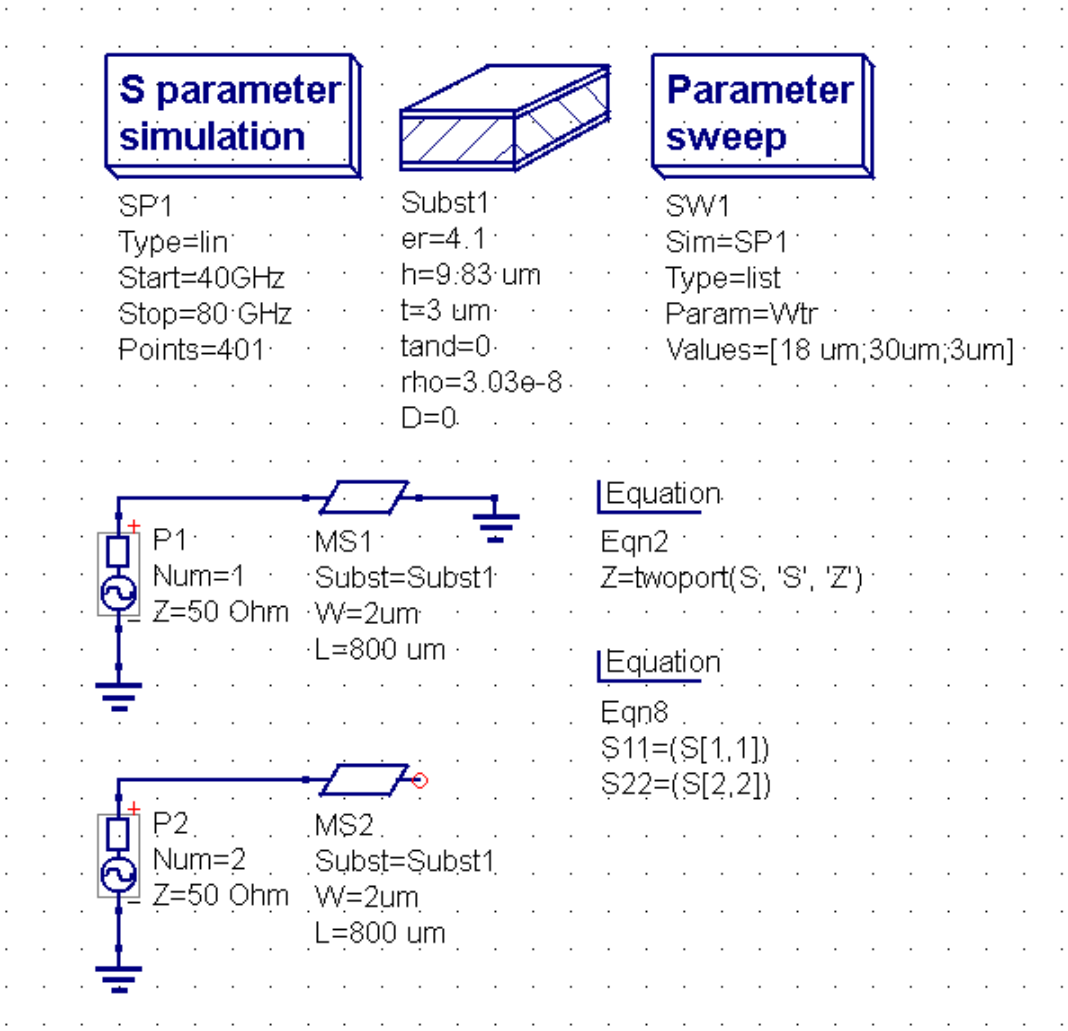


Рисунок 9. – Схема моделирования четвертьволновых отрезков линии передачи

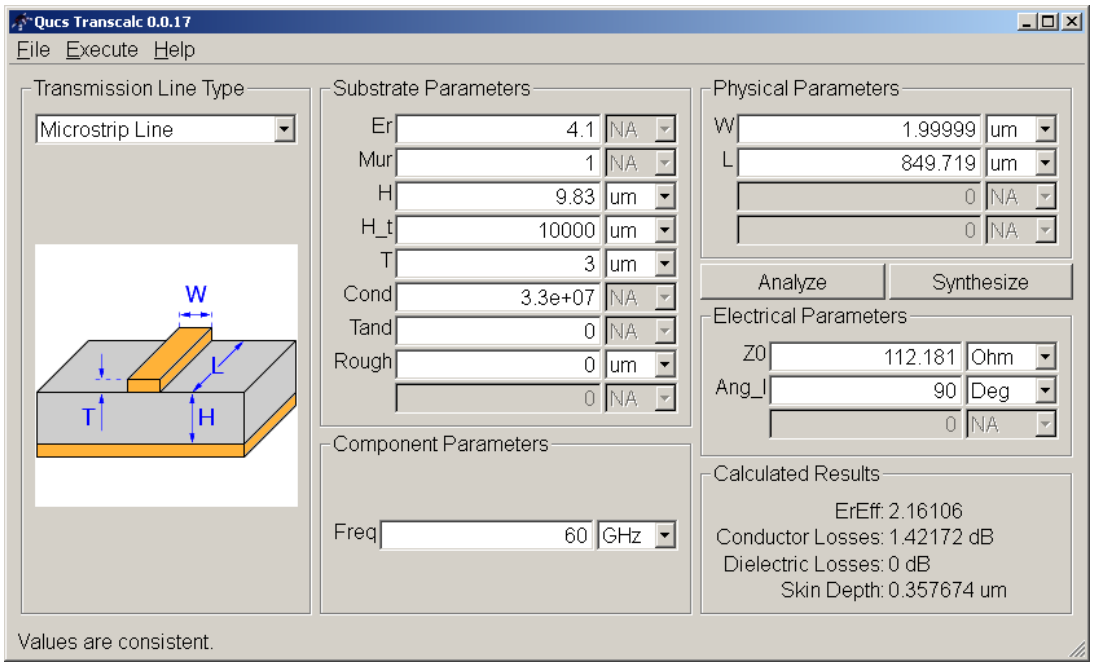


Рисунок 10. – Окно программы калькулятор линий

```
Equation
Eqn10
Z0=sqrt(mag(Z[1,1])*mag(Z[2,2]))

Equation
Eqn2
Z=twoport(S, 'S', 'Z')

Equation
Eqn11
Zin_short_real=real(Z0*((1+S11)/(1-S11)))
Zin_short_imag=imag(Z0*((1+S11)/(1-S11)))
Zin_short_dB=dB(Z0*((1+S11)/(1-S11)))

Equation
Eqn8
S11=(S[1,1])
S22=(S[2,2])
```

Рисунок 11. – Формулы для расчета действительной и мнимой части входного импеданса

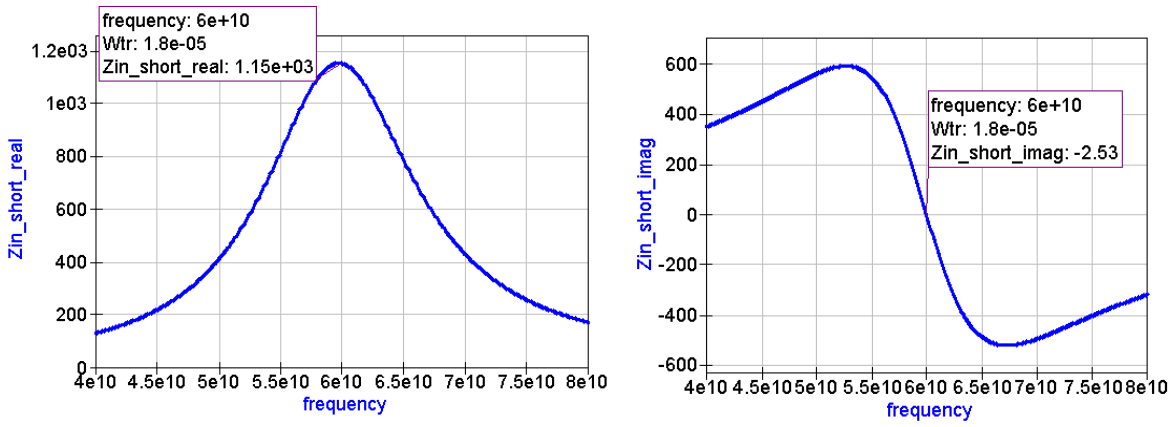


Рисунок 12. – Частотная характеристика входного импеданса короткозамкнутой линии: реальная (а) и мнимая (б) части

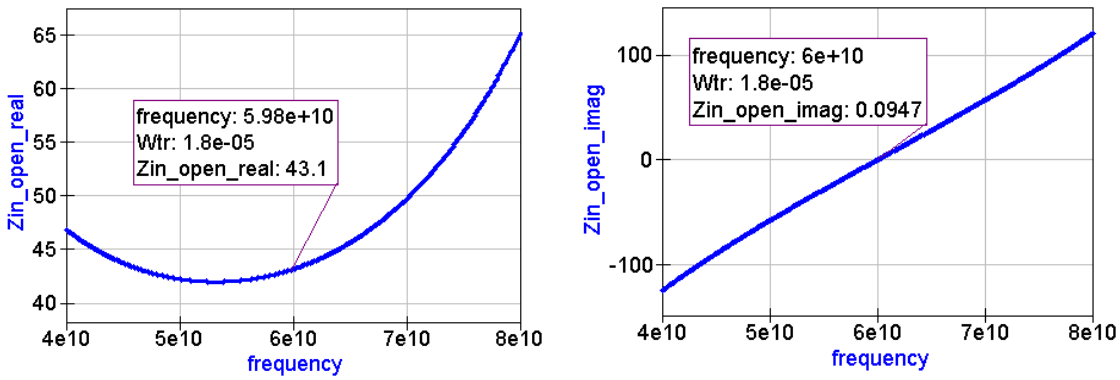


Рисунок 13. – Частотная характеристика входного импеданса разомкнутой линии: реальная (а) и мнимая (б) части

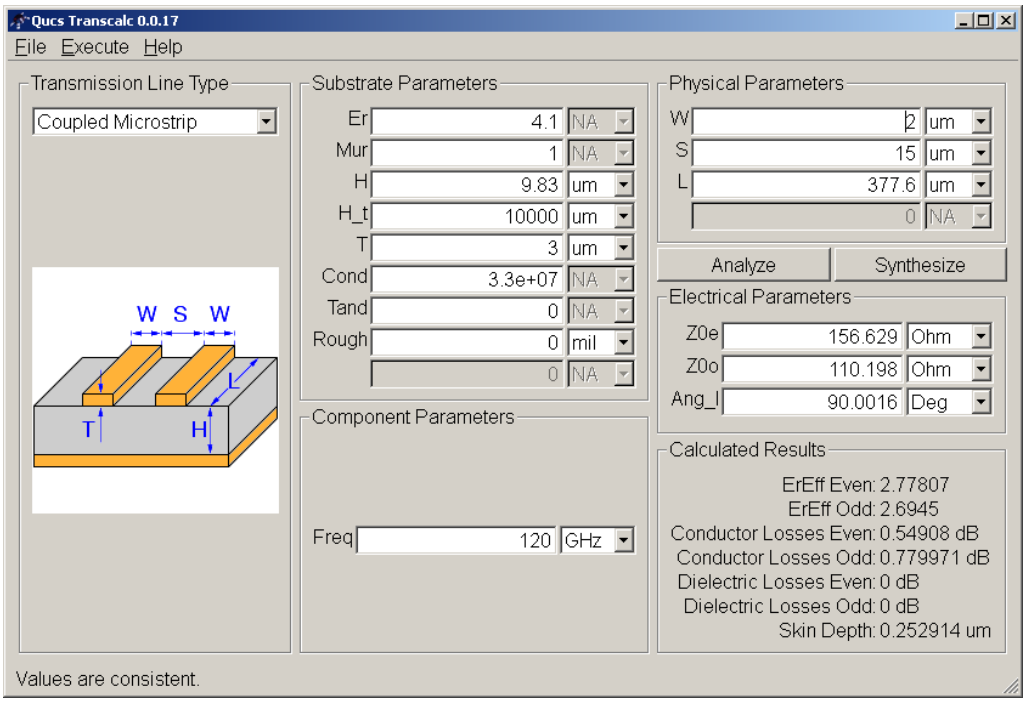


Рисунок 14. – Пример расчета волнового сопротивления и длины дифференциальной микрополосковой линии передачи

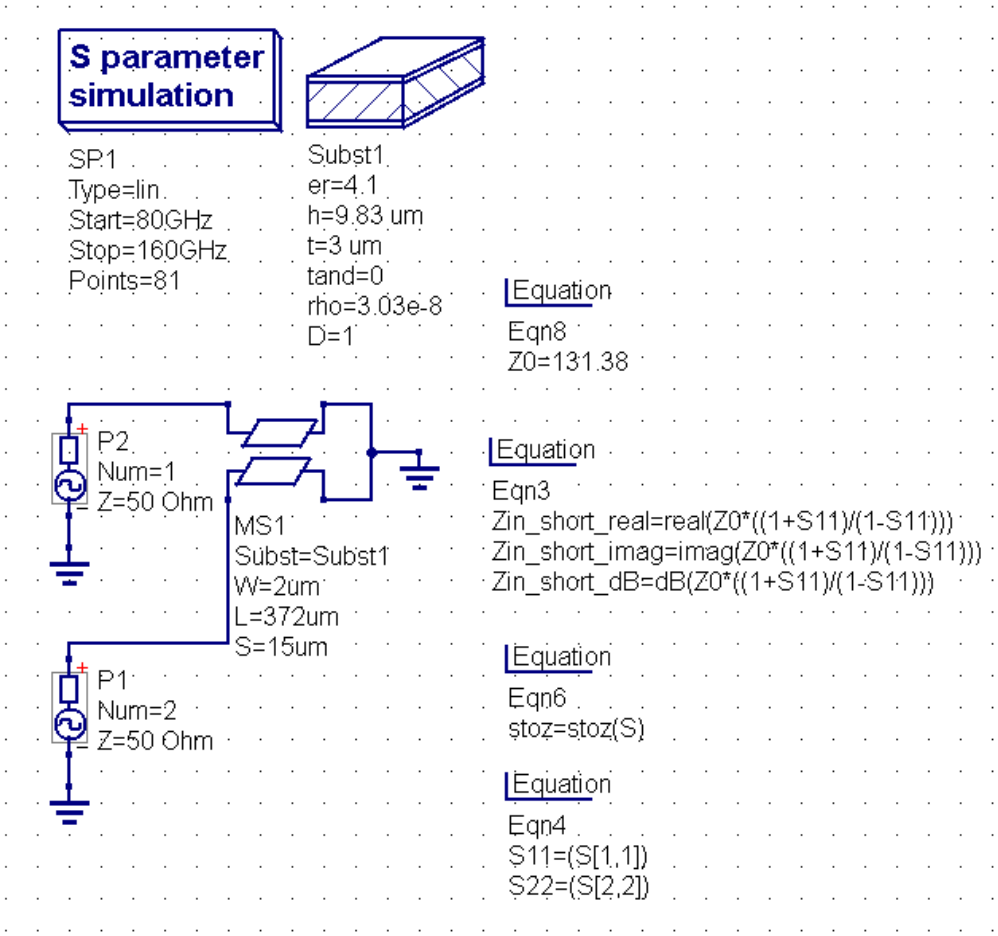
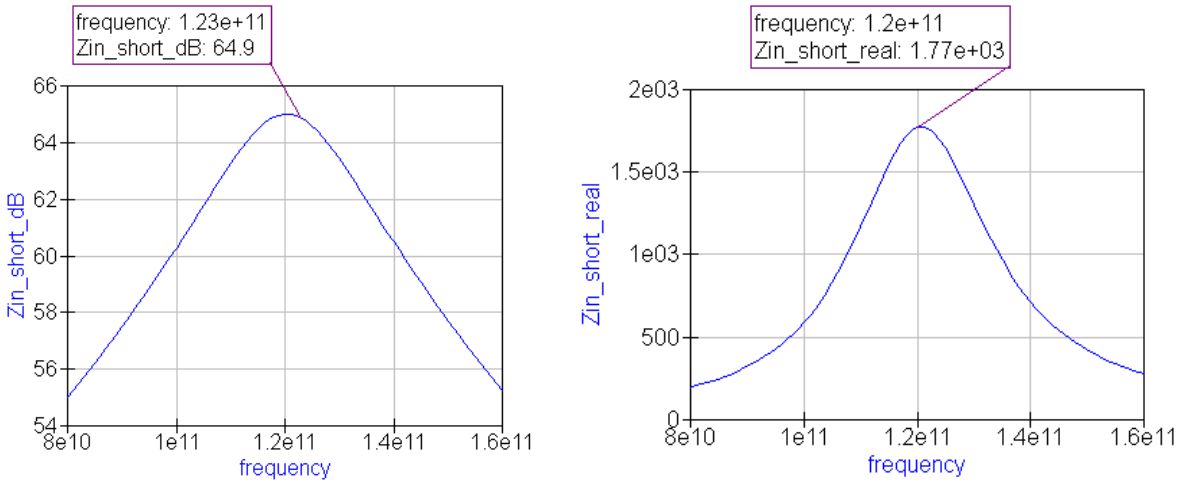


Рисунок 15. – Схема для моделирования волнового сопротивления и входного импеданса дифференциальной линии



а) б)

Рисунок 16. – Результаты моделирования входного импеданса в децибеллах (а) и в Ом (б)

Контрольные вопросы:

1. Для чего и где используются резонаторы?
2. Какие основные параметры резонаторов?
3. Какие существуют способы увеличения добротности резонатора?
4. Какой эквивалентной схеме на распределенных элементах соответствует линия передачи длиной меньше длины четвертьволнового отрезка линии передачи?

Список литературы к лабораторной работе 4

1. Будяков, П.С. Оптимизация добротности LC нагрузок КВЧ диапазона [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2013, №3. – Режим доступа: http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n3y2013/1810 (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.
2. Будяков, П.С., Прокопенко, Н.Н., Серебряков, А.И. СФ-блок смесителя КВЧ диапазона для высокоскоростных систем передачи данных // Известия ЮФУ. Технические науки. Вып. «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». - № 2 (127). – 2012 г. – С. 88-93
3. Prokopenko N.N., Budyakov P.S., Serebryakov A.I. Architecture of the Microwave Differential Operating Amplifiers with Paraphrase Output // International Conference on Signals and Electronic Systems / под ред. A. Pulka, T. Golonek. - Gliwice: IEEE, 2010. - С. 165–168
4. Prokopenko N.N., Budyakov P.S., Serebryakov A.I. Analog controlled amplifiers and voltage multipliers based on modified Gilbert cells // Circuits and Systems for Communications (ECCSC), 2010 5th European Conference on. , 2010. - С. 140–144.
5. Marcu C., Niknejad A.M. A 60 GHz high-Q tapered transmission line resonator in 90nm CMOS // 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. : IEEE, 2008. - С. 775–778.