

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«СЕВАСТОПОЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

ИНСТИТУТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Кафедра «Радиоэлектронные системы и технологии»

УСТРОЙСТВА МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

Учебно-методическое пособие

по выполнению лабораторного практикума по дисциплине
для обучающихся очной и заочной форм обучения
направлений 11.03.01 – Радиотехника,
11.03.02 – Информационные технологии и системы связи
и специальности
11.05.01 – Радиоэлектронные системы и комплексы

Севастополь
СевГУ
2022

УДК 621.385.6(076.5)
ББК 32.849.4я73
У825

Р е ц е н з е н т :

И. Л. Афонин - д-р. техн. наук, профессор

Ответственный за выпуск:

И. Л. Афонин - заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы и комплексы», д-р техн. наук, профессор

Составитель: В. В. Головин

У825 Устройства микроволнового диапазона : учебно-методическое пособие по выполнению лабораторного практикума по дисциплине для обучающихся очной и заочной форм обучения направлений 11.03.01 – Радиотехника, 11.03.02 – Информационные технологии и системы связи и специальности 11.05.01 – Радиоэлектронные системы и комплексы / Севастопольский государственный университет, Институт радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем, кафедра «Радиоэлектронные системы и технологии» ; сост. В. В. Головин. – Севастополь : СевГУ, 2022. – 84 с. – Текст : электронный.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам очной и заочной форм обучения в подготовке и выполнении лабораторного практикума по дисциплине «Устройства микроволнового диапазона», а также в получении ими теоретических знаний и приобретении практических навыков исследования микроволновых устройств в САПР AWR Design Environment.

УДК 621.385.6(076.5)
ББК 32.849.4я73

Учебно-методическое пособие утверждено на заседании кафедры «Радиоэлектронные системы и технологии», протокол № 1 от 31 августа 2022 года.

Учебно-методическое пособие рассмотрено и рекомендовано к изданию на заседании Учёного совета Института радиоэлектроники и информационной безопасности, протокол № 2 от 15 сентября 2022 года.

Изд. № 181/2022. Объем 5,25 п. л. Усл. печ. л. 4,88. Уч.-изд. л. 5,145.
РИИЦМ ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

© ФГАОУ ВО «Севастопольский
государственный университет», 2022

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
Лабораторная работа № 1. Нелинейное моделирование характеристик усилителя мощности в <i>AWR Design Environment</i>	6
Лабораторная работа № 2. Исследование характеристик СВЧ ответвителей мощности в <i>AWR Design Environment</i>	25
Лабораторная работа № 3. Исследование характеристик планарных СВЧ фильтров в <i>AWR Design Environment</i>	44
Лабораторная работа № 4. Исследование характеристик смесителей в <i>AWR Design Environment</i>	62
Библиографический список.....	78
Приложение А. Образец оформления титульного листа отчета по лабораторной работе.....	79
Приложение Б. Пример разработки топологии и моделирования характеристик квадратурного двухшлейфного ответвителя	80
Приложение В. Пример расчета параметров резонаторов многополосного фильтра в САПР <i>Mathcad</i>	83

ВВЕДЕНИЕ

Лабораторные работы № 1 и № 2 выполняются бригадой из 2—3 студентов.

Лабораторные работы № 3 — № 6 выполняется студентами индивидуально.

Перед выполнением лабораторной работы **студенты обязаны:**

- изучить описание предстоящей лабораторной работы;
- изучить методику предстоящих измерений или моделирования;
- выполнить предварительные расчеты;
- ознакомиться с правилами работы с измерительными приборами, входящими в измерительную установку лабораторных работ № 1, 2;
- подготовиться к ответам на контрольные вопросы, относящиеся к лабораторной работе.

Бригада, допущенная к работе, готовит лабораторную установку в соответствии с методическими указаниями и до выполнения измерений предъявляет установку для проверки преподавателю.

При выполнении очередного опыта рекомендуется сначала произвести измерения без записей, чтобы убедиться в работоспособности лабораторной установки и выявить общий характер исследуемой зависимости. При этом следует отметить линейные и нелинейные участки зависимости, что позволит правильно выбрать интервал между отсчетами независимой переменной величины (частоты, напряжения и т.п.), пределы ее изменения, а также число отсчетов, достаточных для выявления особенностей исследуемой зависимости. Затем данный опыт нужно повторить с фиксацией результатов эксперимента.

После завершения работы преподаватель просматривает и подписывает протокол выполнения работы, на основании которого студенты оформляют отчеты. В заголовке протокола измерений указываются ФИО исполнителей, группа, название лабораторной работы и дата проведения измерений.

Защита отчета по выполненной лабораторной работе производится каждым студентом индивидуально на очередном лабораторном занятии. В процессе защиты проверяются: правильность оформления отчета, знание студентами методики проведения экспериментов и умение анализировать характер полученных зависимостей и обосновывать выводы к работе. Студенты, не защитившие отчет по текущей работе, к выполнению следующей работы не допускаются.

Отчет оформляется в соответствии с требованиями кафедры к оформлению текстовых документов [1].

Отчет должен содержать:

- титульный лист;

- постановку задач исследования;
- структурную схему лабораторной установки (лаб. раб. № 1 и № 2);
- исходные данные;
- результаты предварительных расчетов;
- результаты теоретических или экспериментальных исследований;
- выводы.

Образец оформления титульного листа приведен в Приложении А.

При постановке задач исследования необходимо сформулировать цель лабораторной работы и краткое содержание теоретических или экспериментальных исследований, которые необходимо выполнить в ходе лабораторной работы.

Исходные данные выбираются каждым студентом в соответствии с предпоследней (M) и последней (N) цифрами номера зачетной книжки.

Для получения допуска к работе студент должен ответить на один — два вопроса (по выбору преподавателя) из числа контрольных вопросов для подготовки к выполнению работы.

Выводы должны носить конкретный характер по каждой из поставленных задач. Не следует подменять выводы перечислением выполненных измерений и наблюдений. Необходимо пояснить особенности исследованных зависимостей, оценить соответствие расчетных и экспериментальных данных, а в случае их расхождения — высказать предположения о возможных причинах, вызвавших такое расхождение.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

НЕЛИНЕЙНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В *AWR Design Environment*

1.1. Цель работы

Изучить методику моделирования и анализа усилителя мощности в САПР *AWR Design Environment*. Приобрести навыки в настройке, регулировке и моделировании характеристик СВЧ усилителя мощности.

1.2. Особенности нелинейного моделирования

В нелинейном моделировании используется гармонический баланс или ряды Вольтера, как источник для возбуждения электрической схемы. Анализ с использованием гармонического баланса и рядов Вольтера — не взаимозаменяемые решения нелинейного устройства. Гармонический баланс лучше использовать для нелинейных устройств типа усилителей мощности, смесителей и умножителей. Анализ с помощью рядов Вольтера, который является линейным возмущающим методом, лучше использовать для устройств со слабо выраженной нелинейностью.

В *AWR Design Environment* моделирование с помощью гармонического баланса проводится просто. Ввод схемы, измеряемые величины и анализ выполняются аналогично линейному моделированию. Основное отличие в возбуждении портов. Здесь требуется добавлять порты, для которых необходимо определять мощность и частоту, а также опцию для изменения любого одного из этих параметров или обоих вместе. Имитатор гармонического баланса позволяет определять одночастотное и многочастотное возбуждение портов, чтобы выполнить одно- и многосигнальный анализ. Всякий раз, когда источник гармонического баланса определён в схеме, имитатор гармонического баланса вызывается автоматически при моделировании.

Одночастотный анализ с использованием гармонического баланса включает в себя моделирование на одной основной частоте из множества частот и с постоянной составляющей тока. Этот анализ требует, чтобы вы определили основную частоту и общее количество гармоник.

Двух- и трёхчастотный анализ с помощью гармонического баланса используется, чтобы определить реакцию на выходе схемы при возбуждении её портов разными частотами. Двухчастотный анализ используется для схем типа смесителей, на которые подаётся частота гетеродина и частота радиосигнала. Трёхчастотный анализ используется, чтобы определить искажения взаимной модуляции в смесителе при подаче сигнала гетеродина и двух частот радиосигналов.

AWR Design Environment позволяет создавать нелинейные измеряемые величины и во временной области, и по частоте. Здесь предлагается полная

система нелинейных измеряемых величин, которая включает в себя S-параметры при большом сигнале, мощность, напряжение и ток. Поскольку анализ с помощью гармонического баланса даёт решение для мощности и частоты в каждой гармонике, используются индексы, чтобы отличать различные параметры.

1.1. Порядок создания схемы и задания параметров моделирования

1.1.1. Создание нового проекта

Выберите «**File**» — «**New Project**» в выпадающем меню.

Выберите «**File**» — «**Save Project As**» в выпадающем меню. Откроется диалоговое окно «**Save As**».

Наберите имя проекта «**UHF-amplifier**» и нажмите «Сохранить».

1.1.2. Установка единиц измерения

Чтобы установить единицы измерения, которые используются в проекте по умолчанию необходимо выполнить следующее.

Выберите «**Options**» > «**Project Options**» в выпадающем меню. Откроется диалоговое окно «**Project Options**».

Откройте панель «**Global Units**» («Глобальные опции») в верхней части диалогового окна.

Установите нужные единицы измерения, щёлкая по стрелкам, справа от поля ввода соответствующей единицы так, чтобы они соответствовали показанным на рис. 1.1.

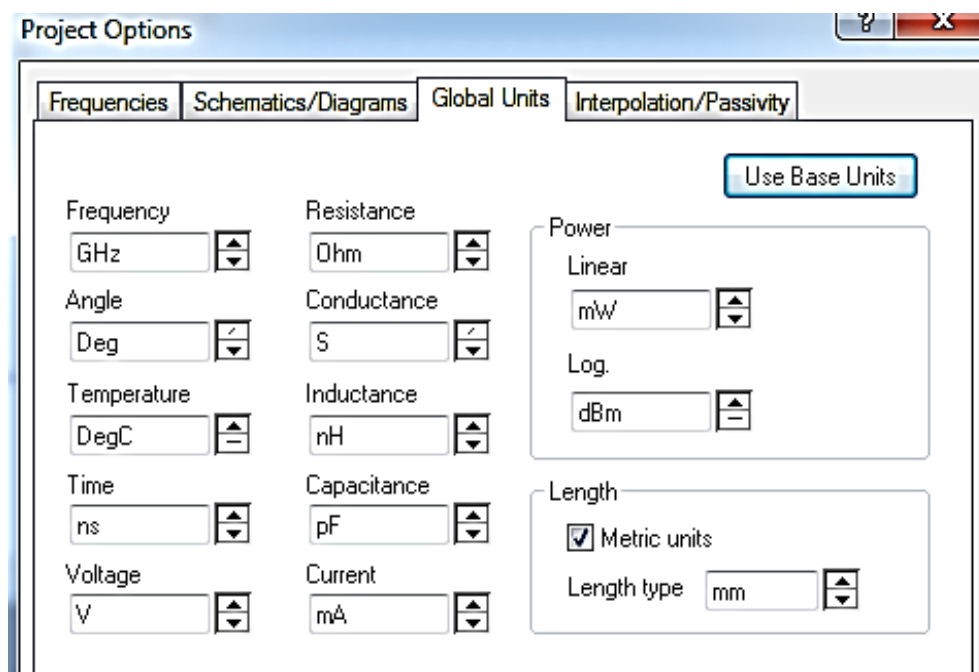


Рис. 1.1 — Задание опций проекта

1.1.1. Создание схемы

Выберите «**Project**» — «**Add Schematic**» — «**New Schematic**» («Проект» — «Добавить схему» — «Новая схема») в выпадающем меню или щёлкните по значку «**New Schematic**»  на панели инструментов. Откроется диалоговое окно «**Create New Schematic**».

Наберите имя схемы «**IV Curve**» (Вольтамперная характеристика) и нажмите «**OK**». Откроется окно схемы на рабочем поле и схема появится, как подгруппа в группе «**Circuit Schematics**» («Схемы цепи») в окне просмотра проекта.

1.1.4. Размещение нелинейной модели из библиотеки

Выберите панель «**Elements**» («Элементы») в нижней части левого окна, чтобы открыть окно просмотра элементов.

В окне просмотра элементов найдите группу «**Circuit Elements**» («Элементы схемы») и разверните ее.

Переместитесь в библиотеке по пути «**Nonlinear**» — «**BJT**».

В списке моделей выберите «**GBJT**» и переместите ее в окно схемы (рис. 1.2).

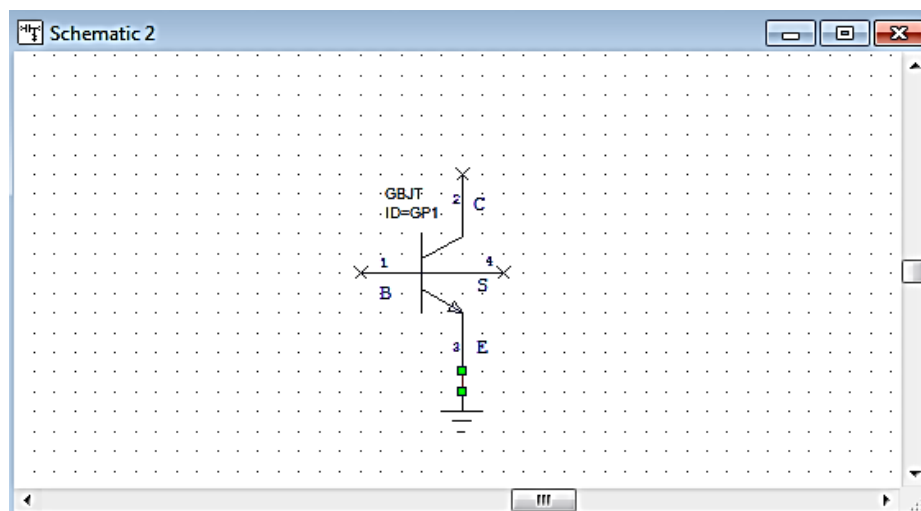


Рис. 1.2 — Пример исходного позиционирования элемента схемы

1.1.5. Размещение измерителя вольтамперной характеристики в схеме

Чтобы поместить измеритель вольтамперной характеристики (с шагом по току) в схему необходимо выполнить следующие операции.

В окне просмотра элементов группы «**Meas. Devices**» («Средства измерения») перейдите в подгруппу «**IV**». Модели измерителей отображаются в нижней части левого окна.

Выберите модель «**IV CURVE1**» и подключите ее в схеме, как показано на рис. 1.3.

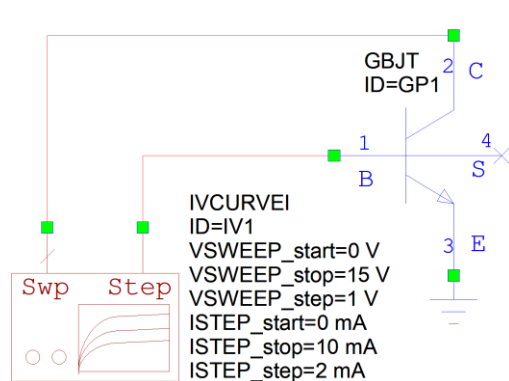


Рис. 1.3 — Подключение устройства для измерения ВАХ

Сохранить полученную схему. Для этого открыть вкладку командного меню «*Edit*» и выбрать «*All to Clipboard*». Теперь схема сохранена в буфере обмена и ее можно переместить в отчет по лабораторной работе в виде рисунка.

Примечание. Чтобы переместить параметры элемента «*IV CURVEI*» в другое место, щёлкните левой кнопкой мышки по полю с параметрами этого элемента, нажмите левую кнопку мышки и, не отпуская её, перетащите параметры в другое место.

Подключение заземления. Щёлкните левой кнопкой мышки по значку «*Ground*» на верхней панели инструментов, позиционируйте землю к узлу «3» транзистора «*GBJT*» и щёлкните левой кнопкой мышки, чтобы её зафиксировать.

1.1.6. Редактирование параметров измерителя вольтамперной характеристики

Дважды щёлкните левой кнопкой мышки по элементу «*IVCURVEI*» в окне схемы. Откроется диалоговое окно «*Element Options*» («Опции элемента»).

Измените значение поля «*Value*» (Значение), как показано на рис. 1.4 и нажмите «*OK*».

Parameters Statistics Display Symbol Layout Model Options Vector								
Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Description
N ID	IV1							Element ID
R VSWEEP_start	0	V	☐	☐	☐	0	0	Swept voltage start value
R VSWEEP_stop	15	V	☐	☐	☐	0	0	Swept voltage stop value
R VSWEEP_step	1	V	☐	☐	☐	0	0	Swept voltage step value
R ISTEP_start	0	mA	☐	☐	☐	0	0	Stepped current start value
R ISTEP_stop	10	mA	☐	☐	☐	0	0	Stepped current stop value
R ISTEP_step	2	mA	☐	☐	☐	0	0	Stepped current step value

Рис. 1.4 — Панель «*Element Options*»

1.1.7. Построение графика вольтамперной характеристики

Нажмите левой кнопкой мышки на панель «**Project**» в нижней части левого окна, чтобы открыть окно просмотра проекта.

Правой кнопкой мышки щёлкните по группе «**Graphs**» («Графики») и выберите «**New Graph**» («Новый график») во всплывающем меню. Откроется окно «**Create Graph**» («Создать график»).

Наберите «**IVBJT**» в поле «**Graph Name**» («Имя графика»), выберите «**Rectangular**» («Прямоугольный») и нажмите «**OK**». График отобразится на рабочем поле.

Щёлкните правой кнопкой мышки по подгруппе «**IVBJT**» в группе «**Graphs**» в окне просмотра проекта и выберите «**Add Measurement**» («Добавить измеряемую величину») во всплывающем меню. Откроется диалоговое окно «**Add Measurement**».

Выберите «**Nonlinear**» — «**Current**» («Ток») в окне списка «**Meas. Type**» («Тип измеряемой величины»), выберите «**IV Curve**» в окне списка «**Measurement**», выберите «**IV Curve**» в поле «**Data Source Name**» («Имя источника данных») и нажмите «**OK**».

Выберите «**Simulate**» — «**Analyze**» («Моделирование» — «Анализ») в выпадающем меню или нажмите на кнопку  в верхнем меню.

Результат моделирования отображается на графике (рис. 1.5). Сохраните график («**Edit**» — «**All to Clipboard**») и вставьте его в отчет по лабораторной работе.

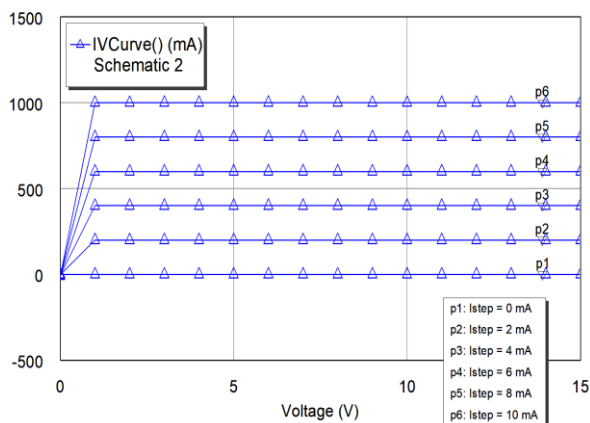


Рис. 1.5 — Результаты моделирования ВАХ транзистора

1.1.8. Создание электрических цепей смещения и питания

Выберите «**Project**» — «**Add Schematic**» — «**New Schematic**» в выпадающем меню. Откроется диалоговое окно «**New Schematic**». Наберите «**DC Bias**» («Постоянный ток смещения») и нажмите «**OK**». Окно схемы откроется на рабочем поле.

Перейдите в панель «**Elem**» в нижней части левого окна, чтобы открыть окно просмотра элементов.

Перейдите по пути «**Nonlinear**» — «**BJT**». Из перечня моделей выберите «**GBJT**» и переместите ее в окно схемы.

В группе «**Lumped Element**» («Сосредоточенные элементы») откройте подгруппу «**Inductor**» («Индуктивности»). Доступные модели катушек индуктивности отображаются в нижней части левого окна. Переместите модель «**IND**» в окно схемы. Спроектируйте аналогично индуктивности $L1$, $L2$. Задайте номиналы индуктивностей равными 1 нГн.

В подгруппе «**Resistor**» выберите модель «**RES**» и переместите ее в окно схемы. Задайте номинал резистора равным 1 Ом.

В группе «**Sources**» («Источники») зайдите в подгруппу «**DC**» («Постоянный ток») найдите модель «**DCVS**» и дважды перенесите её в окно схемы. Задайте значения постоянного напряжения источников равными 1 В и 15 В — как показано на рис. 1.6.

В группе «**Meas. Device**» («Устройства измерения») выберите модель «**I_METER**» («Амперметр») и «**V_METER**» («Вольтметр») и переместите их в окно схемы.

Выполните соединение всех элементов в том виде, как это показано на рис. 1.6.

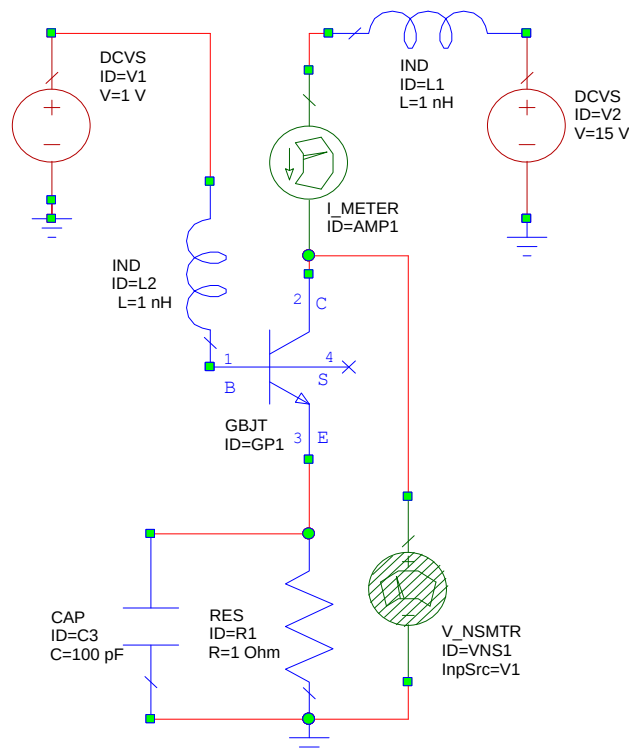


Рис. 1.6 — Создание цепи смещения по постоянному току

Примечание. Возле каждого элемента располагается поле с его параметрами. Чтобы переместить параметры элемента в другое место, если это необходимо, нажмите на поле параметров левой кнопкой мышки (при этом курсор должен отображаться в виде перекрестия) и, не отпуская кнопки мышки, перетащите параметры в другое место.

1.1.9. Добавление порта гармонического баланса

Перед добавлением порта гармонического баланса необходимо на входе и выходе транзистора добавить блокировочные конденсаторы.

Перейдите по пути «**Lumped Element**» — «**Capacitor**» («Конденсаторы»). Доступные модели конденсаторов отображаются в нижней части левого окна. Добавьте модель «**CAP**» в схему, как показано на рис. 1.7 (C1, C2, C3). Задайте номиналы разделительных конденсаторов 1 пФ, а для конденсатора в цепи эмиттера транзистора — 100 пФ.

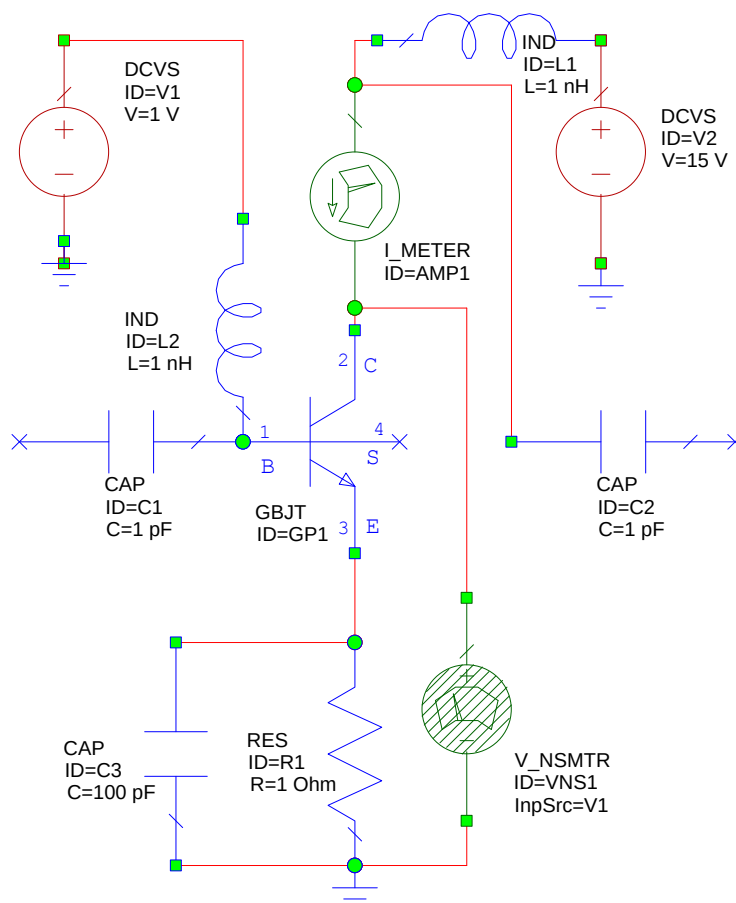


Рис. 1.7 — Подключение конденсаторов

Чтобы добавить **порт гармонического баланса** следует выполнить следующие операции.

Откройте группу «**Ports**». Откройте подгруппу «**Harmonic Balance**». Доступные модели портов отображаются в нижней части левого окна. Выберите модель «**PORT_PS1**» и перенесите в схему, как показано слева на рис. 1.8.

Откройте диалоговое окно порта «**Element Options**». Введите диапазон изменения мощности от -20 до 0 dBm с шагом 5 dBm, нажмите «**OK**».

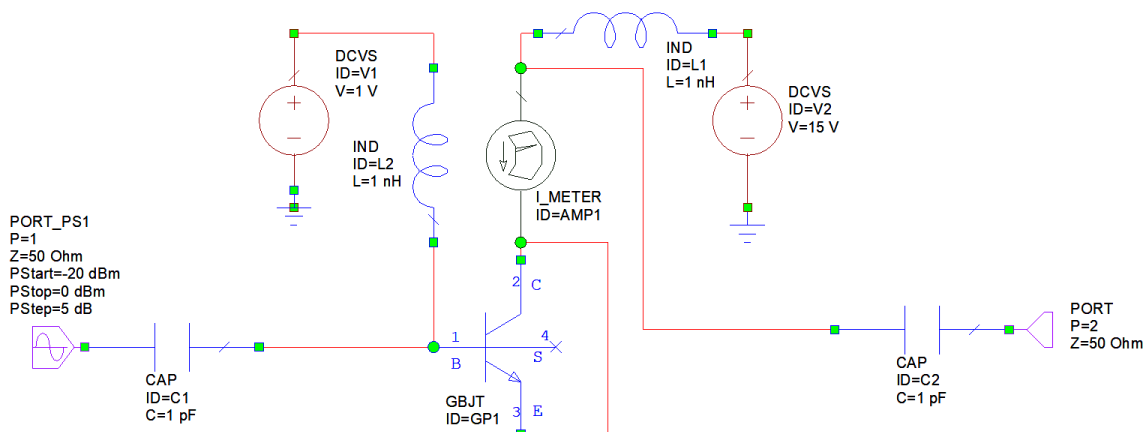


Рис. 1.8 — Добавление порта гармонического баланса в схему

1.1.10. Настройка частот моделирования

Частоты для моделирования могут быть определены двумя способами:

- для всех «*Schematic*»;
- для каждой «*Schematic*» в отдельности.

В первом случае в разделе «*Project*» необходимо открыть пункт «*Project Options*», где задаются начальная, конечная частоты и шаг приращения частоты. Для фиксации внесенных изменений нажмите «*Apply*».

Во втором случае необходимо открыть свойства соответствующей «*Schematic*» (например «*DC Bias*»), во вкладке «*Frequencies*» снять галочку в переключателе «*Use Project Frequencies*» («Использовать частоты проекта»), и аналогично выше рассмотренному случаю задать частоты моделирования.

Для схемы «*DC BIAS*» задайте диапазон частот 1 — 3 ГГц с шагом 0,01 ГГц.

1.1.12. Добавление измеряемой величины коэффициента отражения большого сигнала

Создайте новый график с названием «*Input reflection*» («Коэффициент отражения по входу»).

Чтобы добавить измеряемую величину коэффициента отражения большого сигнала необходимо выполнить следующее.

Щёлкните правой кнопкой мышки по подгруппе «*Input reflection*» и выберите «*Add Measurement*» во всплывающем меню. Откроется диалоговое окно «*Add measurement*» (рис. 1.9).

Выберите «*Nonlinear*» — «*Parameters*» («Нелинейные параметры») в окне списка «*Meas Type*» («Тип измеряемых величин»).

Выберите «*Gcomp*» («Компонент отражённого сигнала») в окне списка «*Measurement*» («Измеряемая величина»). Выберите «*DC Bias*» в поле

«**Data Source Name**», выберите «**PORT_1**» в поле «**Measurement Component**», выберите «**1**» в поле «**Harmonic Index**» («Индекс гармоник») и нажмите «**OK**».

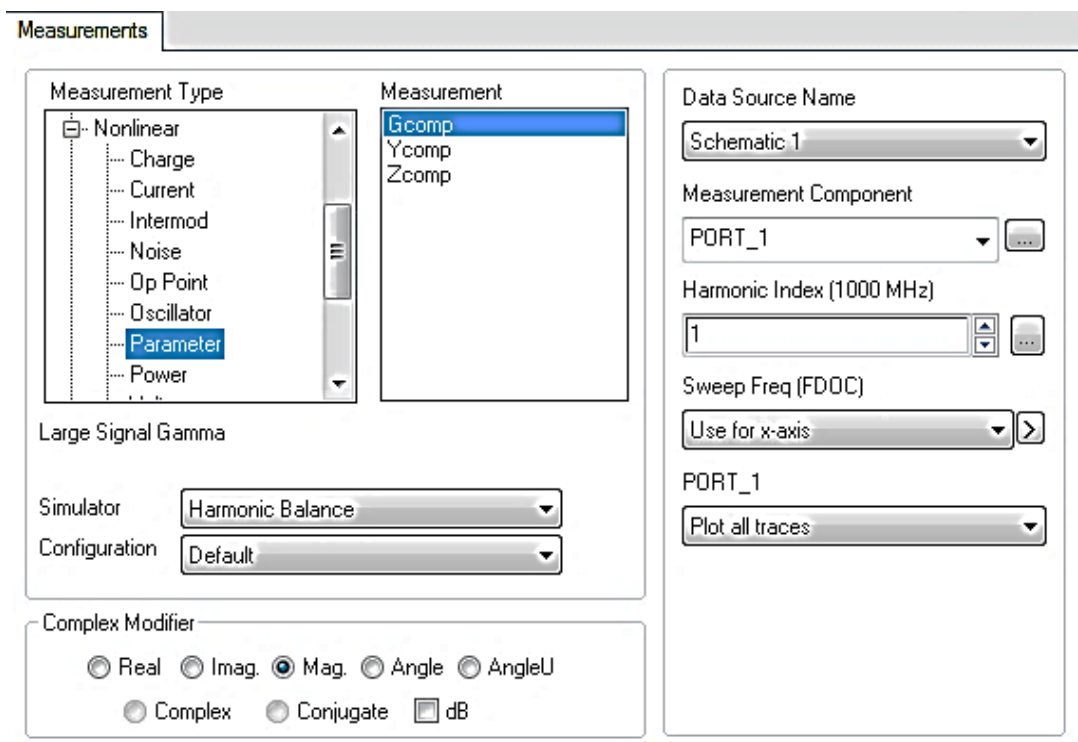


Рис. 1.9 — Добавление измеряемой величины коэффициента отражения большого сигнала

Выполните анализ. Результаты анализа отображаются на графике (рис. 1.10). Перенести график в отчет по лабораторной работе («**Edit**» — «**Allto Clipboard**»).

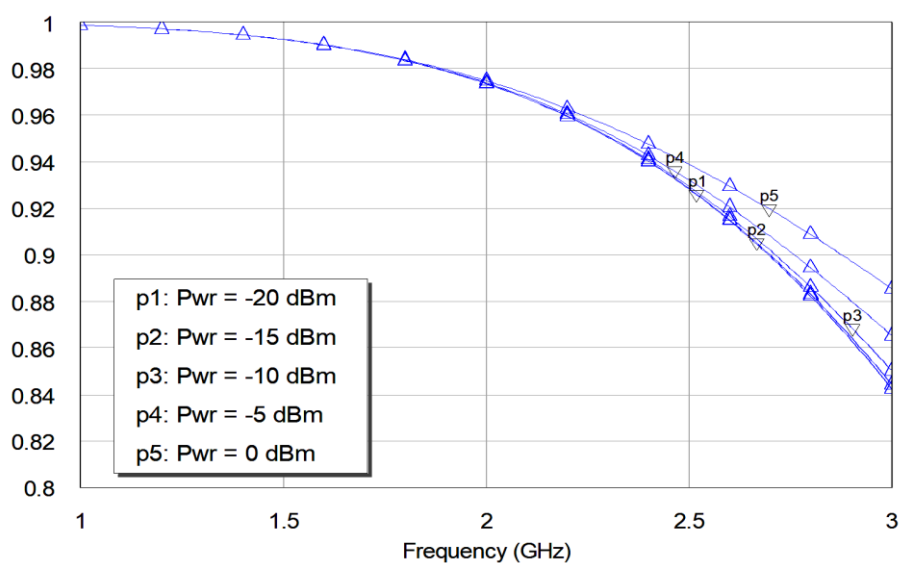


Рис. 1.10 — Представление результатов анализа

1.1.11. Импортрование схемы

Входную и выходную согласующие цепи импортируем из схем, созданных ранее. Для этого следует выполнить следующие операции.

Откройте окно просмотра проекта «**Project**».

Щёлкните правой кнопкой мышки по группе «**Circuit Schematics**» в окне просмотра проекта и выберите «**Import Schematic**» («Импорт схем») во всплывающем меню. Откроется диалоговое окно «**Browser For File**».

Открываем папку по следующему пути

«**C:\ProgramFiles(x86)\AWR\AWR2009(или «14»)\Examples**».

Выбираем и открываем файл «**input_match.sch**». На рабочем поле отображается схема, показанная на рис. 1.11, а.

Аналогично импортируем схему «**output_match.sch**» (рис. 1.11, б).

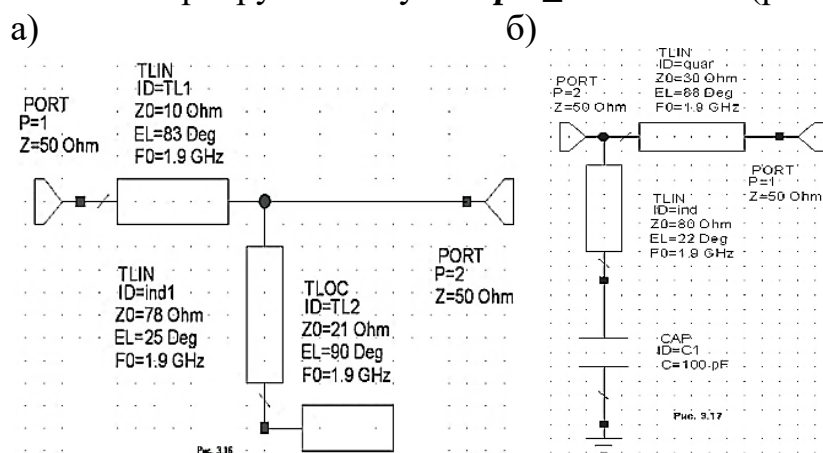


Рис. 1.11 — Подсхемы входной (а) и выходной (б) согласующих цепей

Перенесите схемы согласующих цепей в отчет по лабораторной работе («**Edit**» — «**All to Clipboard**»).

1.1.14. Добавление подсхем к схеме

Чтобы добавить согласующие схемы на входе и выходе усилителя необходимо выполнить следующие операции.

В группе «**Subcircuit**» («Подсхемы») в окне просмотра элементов выберите и последовательно переместите в окно проекта подсхемы «**input_match**» и «**output_match**». При этом после перемещения «**output_match**» прежде ее фиксации в поле схемы щелчком правой кнопки мыши разверните «**output_match**» на 180°.

Подключите согласующие цепи так, как показано на рис. 1.12.

Перенести схему усилителя в отчет по лабораторной работе («**Edit**» — «**All to Clipboard**»).

Повторите измерение величины коэффициента отражения на входе усилителя аналогично пп. 1.1.12 для схемы с согласующими цепями.

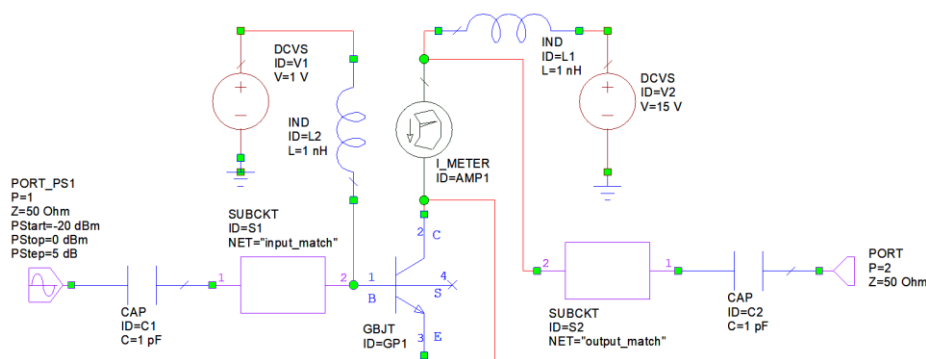


Рис. 1.12 — Подключение входной и выходной согласующих цепей

Перенести в отчет по лабораторной работе график частотной зависимости коэффициента отражения на входе усилителя с согласующими цепями («Edit» — «All to Clipboard»).

Определите частоту, на которой модуль коэффициента отражения минимален. Дальнейший анализ будет проводиться для этой частоты.

1.4. Моделирование характеристик усилителя мощности

1.4.1. Частотная зависимость величины выходной мощности

Чтобы создать график частотной зависимости выходной мощности (в дБ/Мвт) следует выполнить следующие операции.

Нажмите на панель «**Project**» в нижней части левого окна, чтобы открыть окно просмотра проекта.

Создайте график с названием «**Pout**» («Выходная мощность»).

В окне «**Add Measurement**» в списке «**Meas Type**» выберите «**Nonlinear**» — «**Power**». В окне «**Measurement**» выберите «**Pcomp**». Выберите «**DCBias**» в поле «**Data Source Name**», выберите «**PORT_2**» в поле «**Measurement Component**», выберите «**1**» в поле «**Harmonic Index**», выберите опцию «**dBm**» в области «**Result Type**» и нажмите «**OK**».

Выполните анализ. Результаты анализа отображаются на графике (рис. 1.13). Перенесите полученный график в отчет по лабораторной работе.

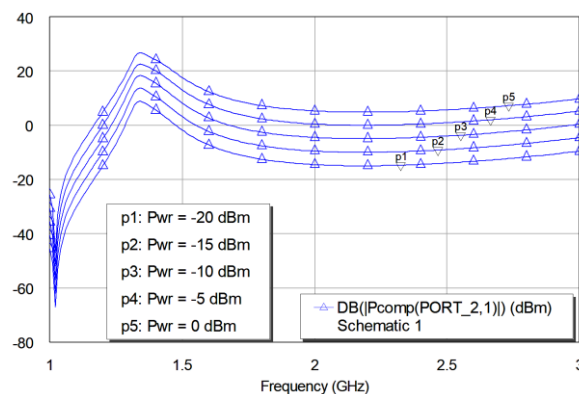


Рис. 1.13 — Частотная зависимость выходной мощности

1.4.2. Создание графика измеряемых величин динамической нагрузки

График динамической нагрузки наносится на график вольтамперной характеристики устройства.

Щёлкните правой кнопкой мышки по подгруппе «**IVBJT**» в группе «**Graphs**» и выберите «**Add Measurement**» во всплывающем меню. В окне списка «**Meas. Type**» выберите «**Nonlinear**» — «**Current**». В окне списка «**Measurement**» выберите «**IV DLL**». Выберите «**DC Bias**» в поле «**Data Source Name**». Выберите «**V_METER.VM1**» в поле «**Voltage Measure Component**», выберите «**I_METER.AMP1**» в поле «**Current Measure Component**». В поле «**Sweep Freq**» выберите частоту, соответствующую наилучшему согласованию на входе схемы усилителя (эта частота определена в пп. 1.1.14 по минимуму модуля коэффициента отражения). В следующем окне «**PORT_1**» выберите мощность -10 dBm . Нажмите «**Apply**» и затем «**OK**» (рис. 1.14).

Выполните анализ. Результаты анализа отображаются на графике (рис 1.15). Перенесите полученный график в отчет по лабораторной работе.

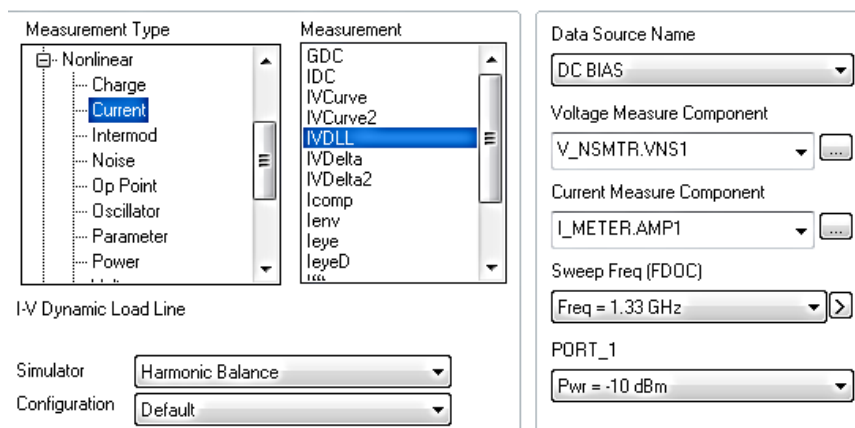


Рис. 1.14 — Окно параметров для построения графика динамической нагрузки

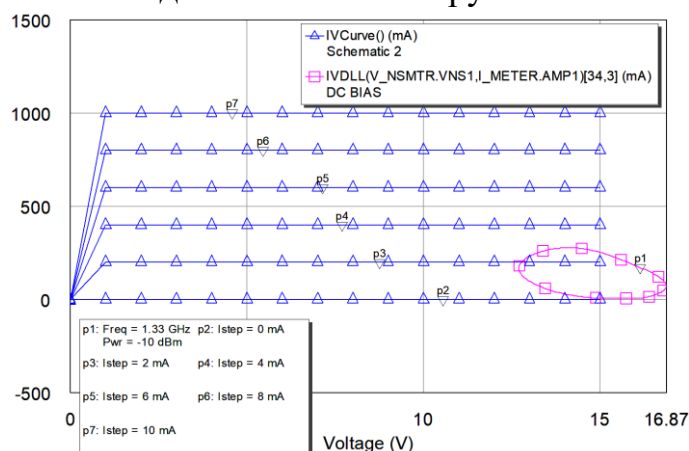


Рис. 1.15 — Результаты моделирования

1.4.1. Добавление двухчастотного порта гармонического баланса

Обычно измеряемые величины, используемые для характеристики усилителя мощности, являются тремя последовательностями составляющих интермодуляции относительно передаваемой мощности. Чтобы создать эти измеряемые величины, на вход необходимо подать две близко расположенные частоты.

Для добавления двухчастотного порта гармонического баланса выполните следующие операции. Щёлкните левой кнопкой мышки по окну схемы «**DC Bias**» на рабочем поле, чтобы сделать его активным.

Дважды щёлкните левой кнопкой мышки по элементу «**PORT1**» в окне схемы. В окне «**Element Options**» откройте вкладку «**Port**» (рис. 1.16).

The image shows the 'Port' tab of the 'Element Options' dialog. It contains several settings for configuring a port. Under 'Port type', 'Source' is selected. Under 'Simulator type', 'Harmonic Balance' is chosen from a dropdown. The 'Swept power' checkbox is checked. Under 'Tone type', 'Tone 1 & 2' is selected. Under 'Source excitation', 'Excite fundamental frequency' is selected.

Рис. 1.16 — Свойства порта

В «**Tone type**» выберите «**Tone 1&2**», выберите «**Harmonic Balance**» в поле ввода «**Simulator type**», установите опцию «**Swept power**», выберите опцию «**Excite fundamental frequency**» («Возбуждение фундаментальной частоты») в области «**Source excitation**» («Источник возбуждения»).

Нажмите на панель «**Parameters**» («Параметры») в верхней части диалогового окна и установите значения полей «**Value**» («Значение»), как показано на рис. 1.17. Затем нажмите «**OK**».

Parameters	Statistics	Display	Symbol	Layout	Model Options	Port			
Name	Value	Unit	Tune	Opt	Limit	Lower	Upper	Description	
I P	1							Port number	
C Z	50	Ohm	☐	☐	☐	0	0	Termination impedance	
R Fdelt	0.02	GHz	☐	☐	☐	0	0	Delta frequency (f2=f1+Fdelt)	
R PStart	-20	dBm	☐	☐	☐	30	30	Swept power magnitude start	
R PStop	0	dBm	☐	☐	☐	30	30	Swept power magnitude stop	
R PStep	1	dB	☐	☐	☐	0	0	Swept power magnitude step	

Рис. 1.17 — Задание параметров двухтонального порта

1.4.4. Добавление измеряемой величины второй и третьей составляющих интермодуляционных искажений

Для начала требуется в свойствах схемы «**DC Bias**» задать только одну частоту моделирования f_0 , соответствующую случаю наилучшего согласования (минимум модуля коэффициента отражения, см. пп. 1.1.14).

Для этого следует открыть свойства схемы «**DC Bias**», задать начальную частоту, равную f_0 , а конечную частоту задать f_0+1 ГГц и выбрать шаг 1 ГГц. Нажать «**Apply**». Курсором выделить в списке «**CurrentRange**» частоту f_0+1 ГГц и нажать кнопку «**Delete Selected**» («Удалить выбранное»). Таким образом, в списке частот схемы «**DC Bias**» останется только одна частота f_0 .

Чтобы добавить измеряемую величину второй и третьей составляющих интермодуляции, выполните следующие операции.

Нажмите на панель «**Project**» в нижней части левого окна, чтобы открыть окно просмотра проекта.

Создайте новый график с названием «**IM23**» («Интермодуляция 2, 3»).

Добавьте измерение. Выберите «**Nonlinear**» — «**Power**» в окне списка «**Meas.Type**», выберите «**Pcom**» в окне списка «**Measurement**», выберите «**DC Bias**» в поле «**Data Source Name**», выберите «**PORT2**» в поле «**Measurement Component**».

Задается измерение мощности основной гармоники несущей частоты (маркер треугольник на рис. 1.18). Введите в двух полях «**Harmonic index**» значения «**1:0**». Выберите в поле «**PORT_1**» опцию «**Use for x-axis**». Нажмите «**Apply**».

Задается измерение мощности интермодуляционной составляющей второго порядка (маркер квадрат на рис. 1.18). Выберите в двух полях «**Harmonic index**» значения «**1:1**» Нажмите «**Apply**».

Задается измерение мощности интермодуляционной составляющей третьего порядка (маркер ромб на рис. 1.18). Выберите в двух полях «**Harmonic index**» значения «**-1:2**» Нажмите «**Apply**».

Нажмите «**OK**».

Проведите анализ. При этом результаты отображаются на графике (рис. 1.18).

Перенесите полученный график в отчет по лабораторной работе.

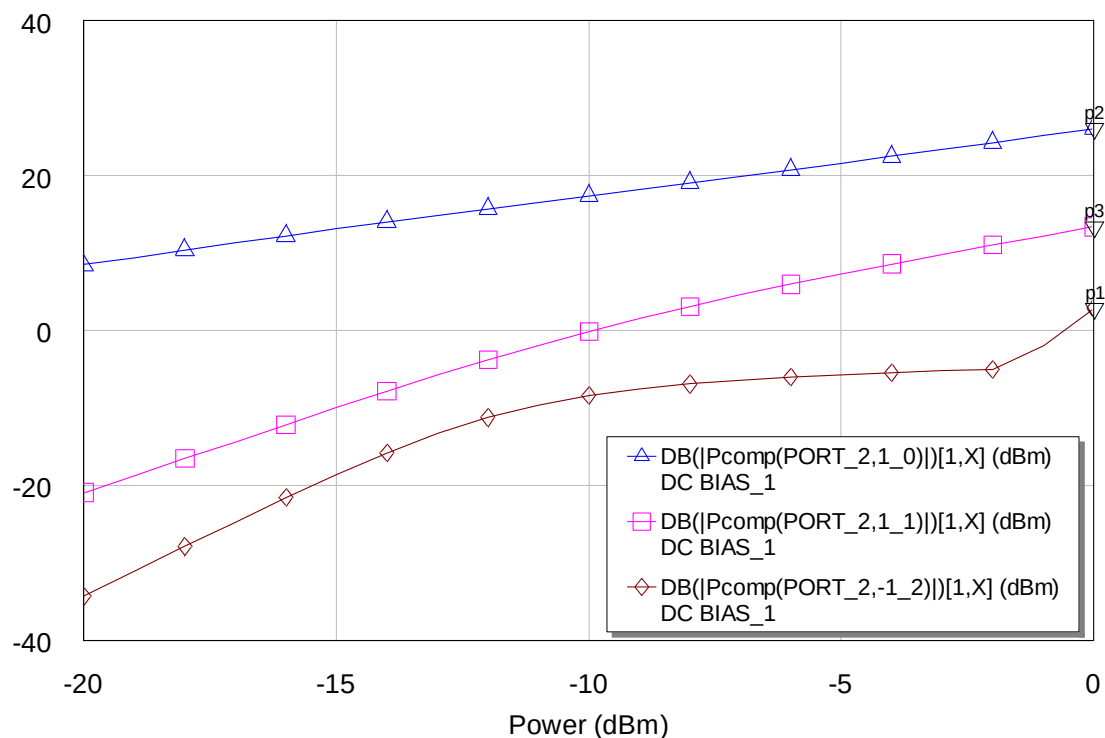


Рис. 1.18 — Результаты нелинейного моделирования составляющих спектра на выходе усилителя

1.4.5. Анализ нелинейных искажений балансного усилительного каскада

Создать дубликат схемы «**DC Bias**» («**DC Bias 02**»), в котором открыть свойства первого (входного) порта и во вкладке «**Port**» активировать формат порта «**Termination**» («Обычный порт»).

Создать новую схему с названием «**Amplifire**».

Воспользовавшись схемой «**DC Bias 02**» как «**Subcircuit**» («Вспомогательная схема»), создать в схеме «**Amplifire**» топологию, показанную на рис. 1.19. Перенесите проект балансного усилительного каскада в отчет по ЛР.

Ответвитель можно найти среди элементов цепей в разделе:

«**General**» — «**Passive**» — «**PwrDivider**».

Повторить анализ интермодуляционных составляющих для данной схемы по аналогии с пп. 1.4.4. Результаты анализа показаны на рис. 1.20. Перенесите полученный график в отчет по лабораторной работе.

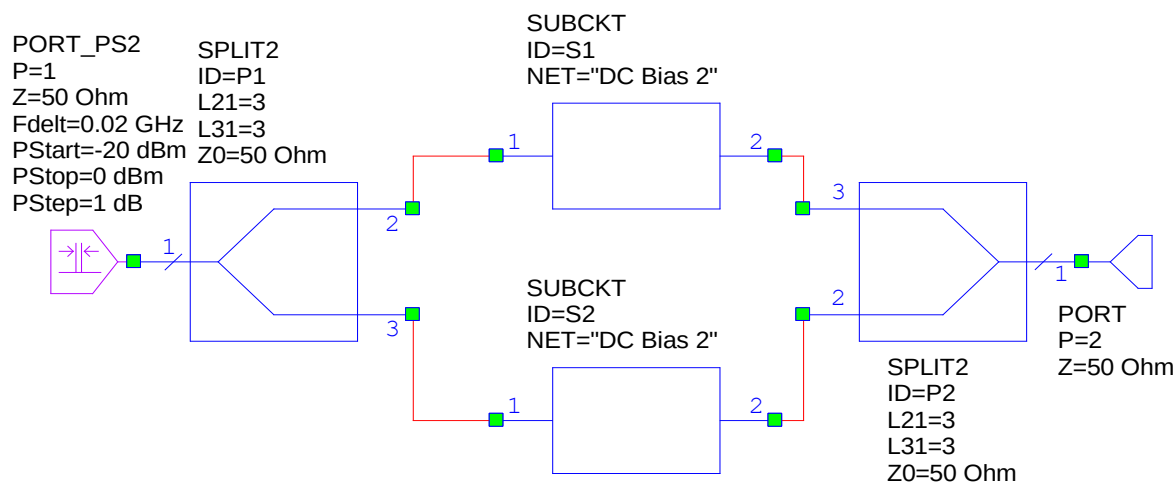


Рис. 1.19 — Схема балансного усилительного каскада

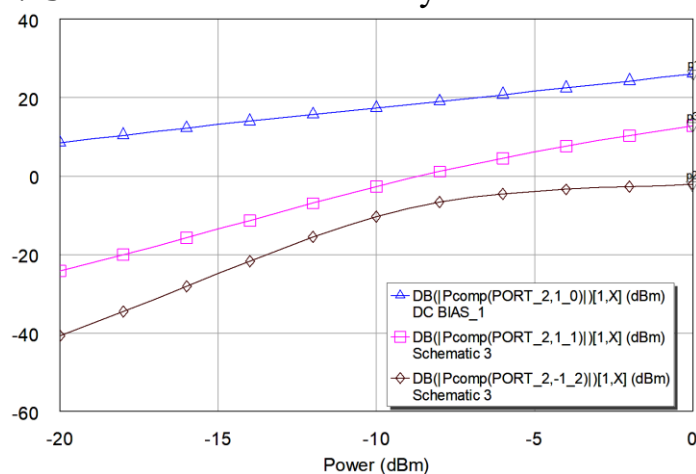


Рис. 1.20 — Результаты нелинейного моделирования составляющих спектра на выходе балансного усилителя

1.4.6. Моделирование характеристик усилителя мощности

1.4.6.1. Исходные данные

В таблице 1.1 приведены исходные данные для моделирования.

По таблице 1.1 — Исходные данные для моделирования усилителя мощности

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Усилитель мощности	Y1	Y2	Y3	Y1	Y2	Y3	Y1	Y2	Y3	Y1
Диапазон частот, ГГц	0,1—3	0,01—4	2—3	0,1—3	0,01—4	2—3	0,1—3	0,01—4	2—3	0,1—3

Схемы усилителей У1 — У3 показаны на рис. 1.21 — 1.23.

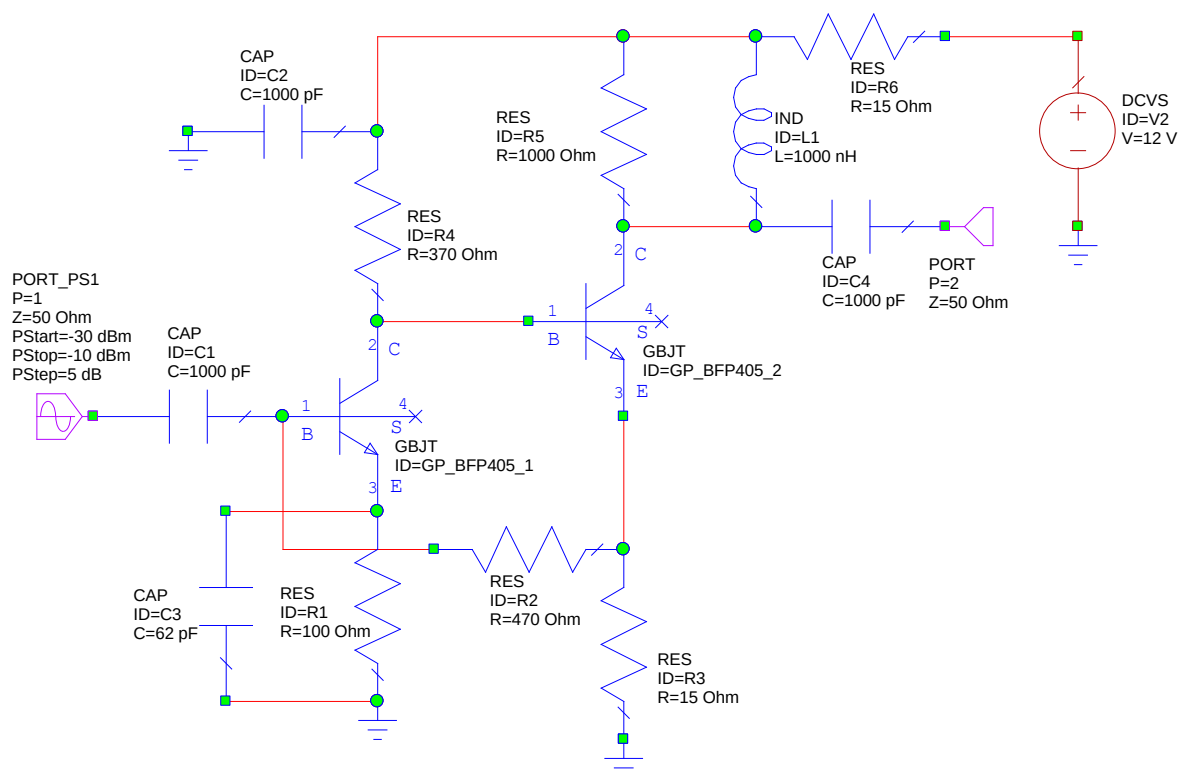


Рис. 1.21 — Схема широкополосного усилителя У1

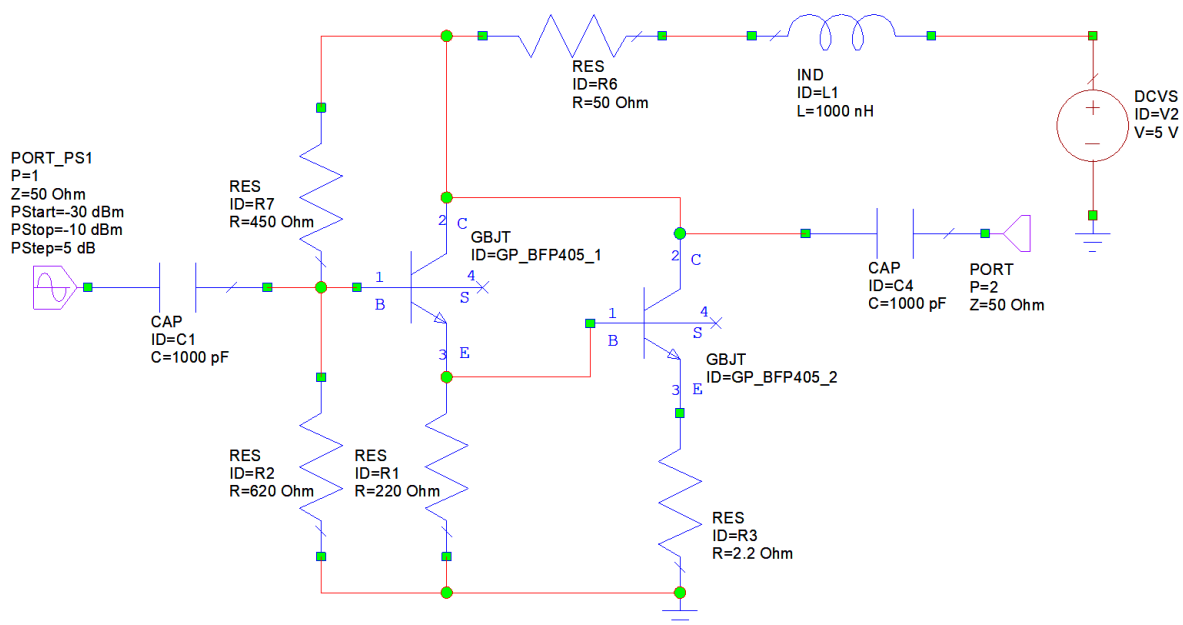


Рис. 1.22 — Схема широкополосного усилителя У2

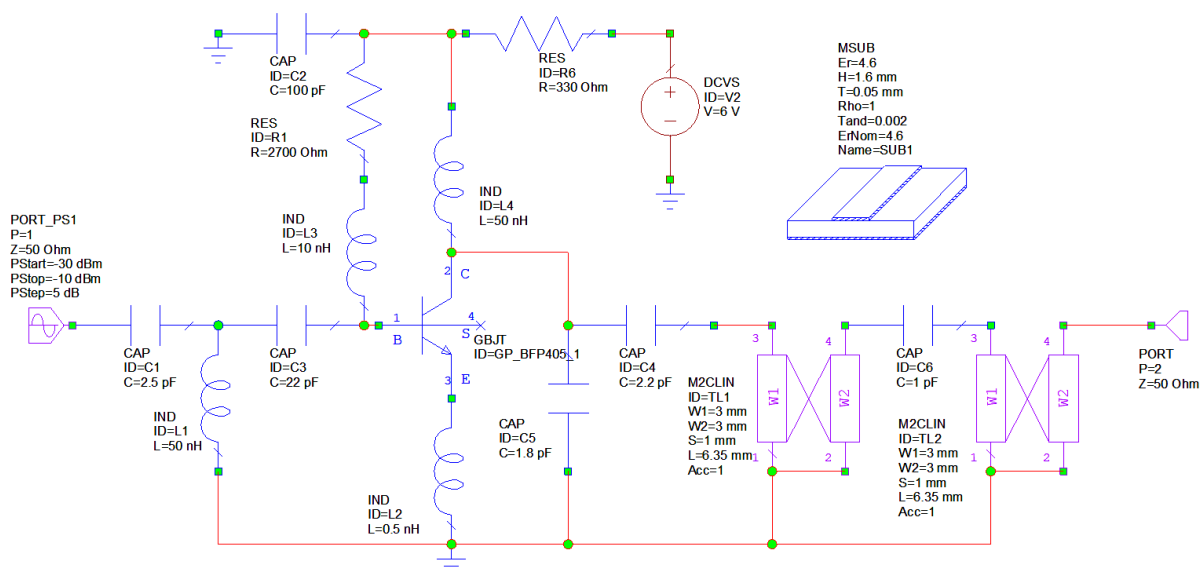


Рис. 1.23 — Схема резонансного усилителя УЗ

Для построения схемы усилителя в *AWR Design Environment* используется модель биполярного транзистора *BFP405*, которая вынесена в отдельный файл «**GBJT BFP405.emp**», размещенный в папке методических материалов по дисциплине «**Устройства микроволнового диапазона**» — «**Лабораторный практикум**» — «**Приложение БПТ**».

Модель транзистора *BFP405* взята из библиотеки элементов в *AWR Design Environment* (Library — Parts by type — Nonlinear — Infineon — GBJT — *BFP405*).

Необходимые для схемы усилителя УЗ элемент параметров подложки и связанные микрополосковые линии передачи находятся в разделе «*Elements*» в папках «*Substrates*» и «*Microstrip/Coupled Lines*», соответственно.

1.4.6.2. Порядок моделирования характеристик усилителя мощности

- В *AWR Design Environment* построить требуемую схему усилителя.
- Для входного гармонического порта задать диапазон изменения мощности от -30 до -10 дБм.
- Для построенной схемы усилителя построить график частотной зависимости выходной мощности при различных уровнях входной мощности (см. пп. 1.4.1).
- Для построенной схемы усилителя построить график частотной зависимости модуля коэффициента отражения на входе при различных уровнях входной мощности (см. пп. 1.1.12).
- Для построенной схемы усилителя построить график частотной зависимости интермодуляционных составляющих спектра выходного сигнала при различных уровнях входной мощности (см. пп. 1.4.4).

1.5. Содержание отчета

- 1.5.1. Схема для измерения ВАХ транзистора.
- 1.5.2. Результаты моделирования ВАХ транзистора.
- 1.5.1. Схема усилителя мощности с согласующими цепями.
- 1.5.4. Представление результатов анализа модуля коэффициента отражения на входе усилительного каскада до и после согласования.
- 1.5.5. Схемы согласующих цепей.
- 1.5.6. Частотная зависимость выходной мощности.
- 1.5.7. График динамической нагрузки.
- 1.5.8. Результаты нелинейного моделирования гармонических составляющих выходной мощности усилительного каскада на одиночном биполярном транзисторе.
- 1.5.9. Схема проекта балансного усилительного каскада и результаты нелинейного моделирования гармонических составляющих его выходной мощности.
- 1.5.10. Схема усилителя У1 (У2 или У3).
- 1.5.11. Графики с характеристик усилителя У1 (У2 или У3).
- 1.5.12. Выводы по лабораторной работе.

1.6. Контрольные вопросы для подготовки к защите лабораторной работы

- 1.6.1. Опишите порядок моделирования и назначение вольтамперной характеристики биполярного транзистора.
- 1.6.2. Поясните порядок подключения портов гармонического баланса.
- 1.6.3. Поясните порядок добавления измеряемой величины коэффициента отражения большого сигнала.
- 1.6.4. Поясните порядок создания подсхем и их подключения к базовой схеме.
- 1.6.5. Поясните назначение цепей согласования и особенности их построения.
- 1.6.6. Поясните порядок построения графика измеряемых величин динамической нагрузки.
- 1.6.7. Поясните порядок добавления измеряемой величины третьей составляющей интермодуляции.
- 1.6.8. Поясните причины возникновения интермодуляционных искажений в усилителе.
- 1.6.9. Сравните характеристики усилителя на одиночном биполярном транзисторе и балансного усилительного каскада.
- 1.6.10. Для чего нужны два источника постоянного напряжения в схеме и для чего используются катушки индуктивности?
- 1.6.11. Поясните назначение резистора и конденсатора в цепи эмиттера транзистора.
- 1.6.12. Для чего нужны разделительные конденсаторы и как выбираются их номиналы?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ В *AWR DESIGN ENVIRONMENT*

2.1. Цель работы

Исследовать эффективности суммирования мощности схемами широкополосного суммирования, построенными на основе различных типов планарных сумматоров.

2.2. Задание к лабораторной работе

В соответствии с индивидуальным заданием (табл. 2.1 и 2.2) необходимо выполнить моделирование характеристик двух- и четырехканальных ответвителей мощности:

- 1 — кольцевой ответвитель мощности с омической нагрузкой (рис. 2.1);
- 2 — узкополосный ненаправленный делитель мощности с согласованием в выходных плечах (рис. 2.2, а);
- 3 — узкополосный ненаправленный делитель мощности с согласованием во входном плече (рис. 2.2, б);
- 4 — широкополосный ненаправленный делитель мощности с согласованием в выходных плечах (рис. 2.2, в);
- 5 — широкополосный ненаправленный делитель мощности с согласованием во входном плече (рис. 2.2, г);
- 6 — трехшлейфный квадратурный ответвитель (рис. 2.3);
- 7 — ответвитель Ланге (рис. 2.4).

Таблица 2.1 — Исходные данные для выполнения лабораторной работы

<i>M</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Типы делителей мощности	1, 4, 7	2, 5, 7	3, 6, 7	1, 4, 7	2, 5, 7	3, 6, 7	1, 4, 7	2, 5, 7	3, 6, 7	1, 4, 7
Центральная частота f_0 , ГГц	0,9	2,4	3,5	5,8	1,2	1,8	2,2	3,2	2,35	0,6
Диапазон частот Δf , ГГц	0,3	0,4	0,5	0,7	0,3	0,4	0,5	0,6	0,5	0,3
Толщина диэлектрика, мм	0,5	0,76	0,81	1,5	2,03	0,5	0,76	0,81	1,5	2,03
Диэлектрическая проницаемость ϵ	2,94	3,38	6	9,2	3,27	2,4	3,48	3,54	6,15	9,8
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,0012	0,0027	0,0023	0,0023	0,002	0,0019	0,0037	0,004	0,0019	0,002

Таблица 2.2 — Исходные данные для выполнения лабораторной работы

N	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Несо согласованная нагрузка Z_{H1} , Ом	$72 + j80$	$66 - j80$	$55 - j140$	$80 + j20$	$45 - j50$	$50 - j120$	$60 + j90$	$80 - j40$	$40 + j35$	$65 - j75$

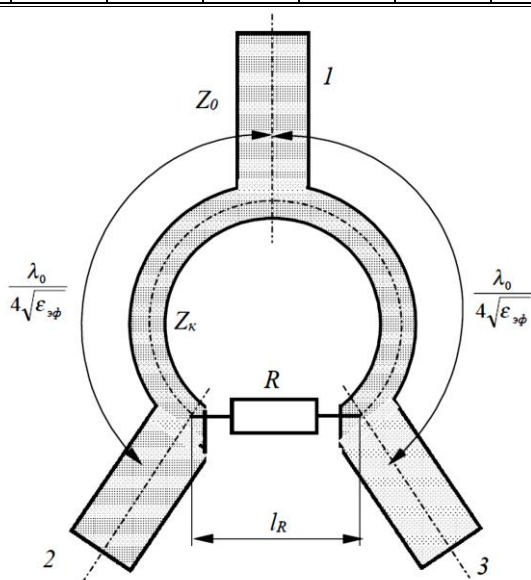
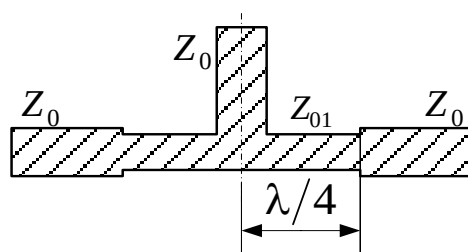
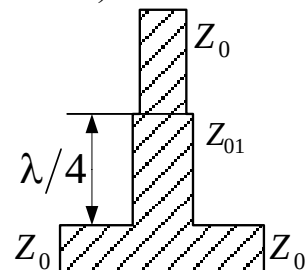


Рис. 2.1 — Кольцевой ответвитель мощности с омической нагрузкой

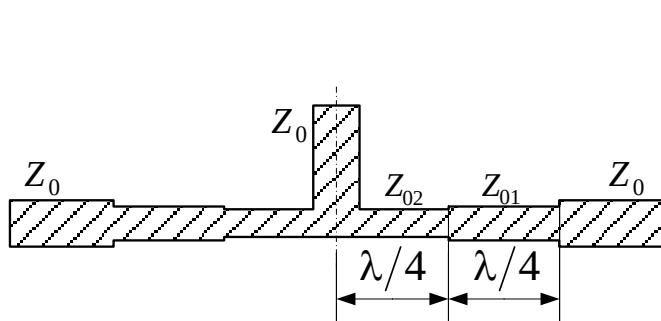
а)



б)



в)



г)

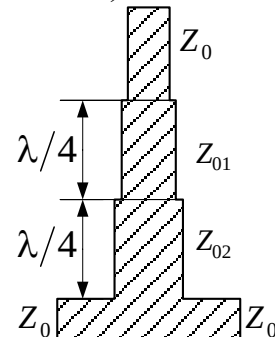


Рис. 2.2 — Ненаправленные делители мощности (тройки):
с одной согласующей ступенькой: в выходных плечах (а);
во входном плече (б); с двумя согласующими ступеньками:
в выходных плечах (в); во входном плече (г)

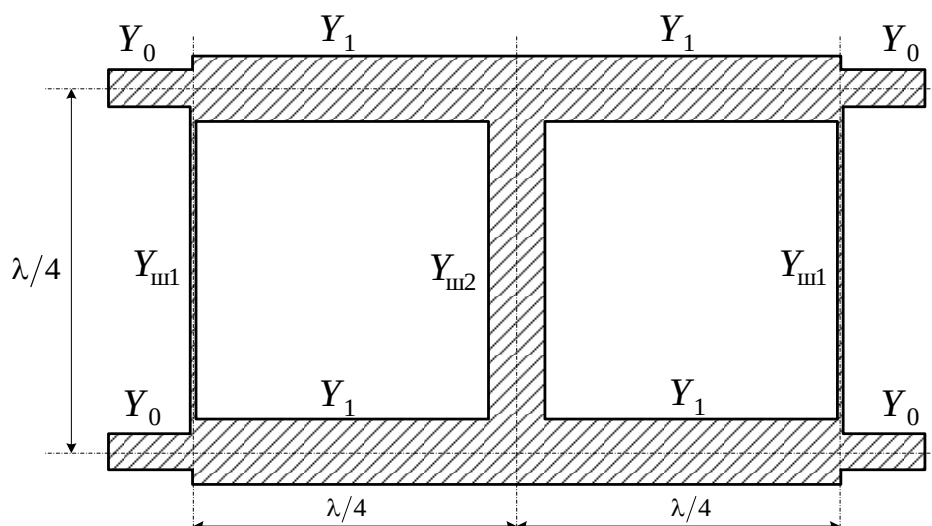


Рис. 2.3 — Трехшлейфный квадратурный ответвитель

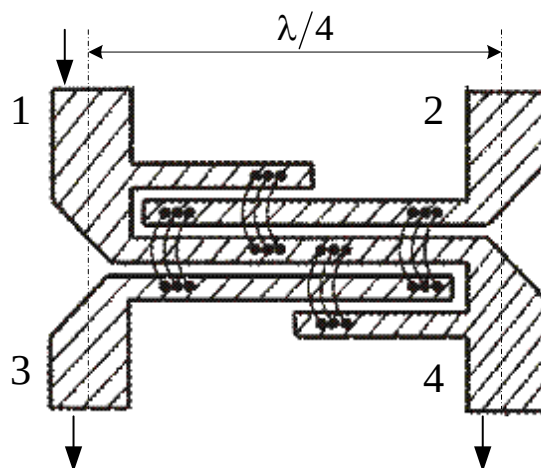


Рис. 2.4 — Ответвитель Ланге

2.1. Методики построения СВЧ ответвителей мощности

2.1.1. Кольцевой ответвитель мощности с омической нагрузкой

Кольцевой ответвитель мощности (см. рис. 2.1) с сосредоточенной нагрузкой позволяет разделить мощность пополам (по двум каналам 2 и 3) с достаточно большой развязкой между этими каналами.

Величина сосредоточенного сопротивления $R = 2Z_0$.

Волновое сопротивление кольца равно

$$Z_k = Z_0 \sqrt{2}.$$

Геометрическая длина между плечами должна быть равной

$$l_{пл} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эфф}}}.$$

Диаметр кольца определяется по формулам:

$$d_{cp} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\lambda_0}{2} + l_R \right), \text{ если } l_R \ll \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эфф}}};$$

$$d_{cp} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\lambda_0}{2} + 2l_R \right), \text{ если } l_R \approx \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эфф}}}.$$

ПРИМЕЧАНИЕ. При выполнении лабораторной работы волновое сопротивление входного и выходного полосковых волноводов Z_0 полагается равным 50 Ом.

Модель ответвителя в *AWR Design Environment* показана на рис. 2.5. Параметры плеч делителя сохраняются неизменными.

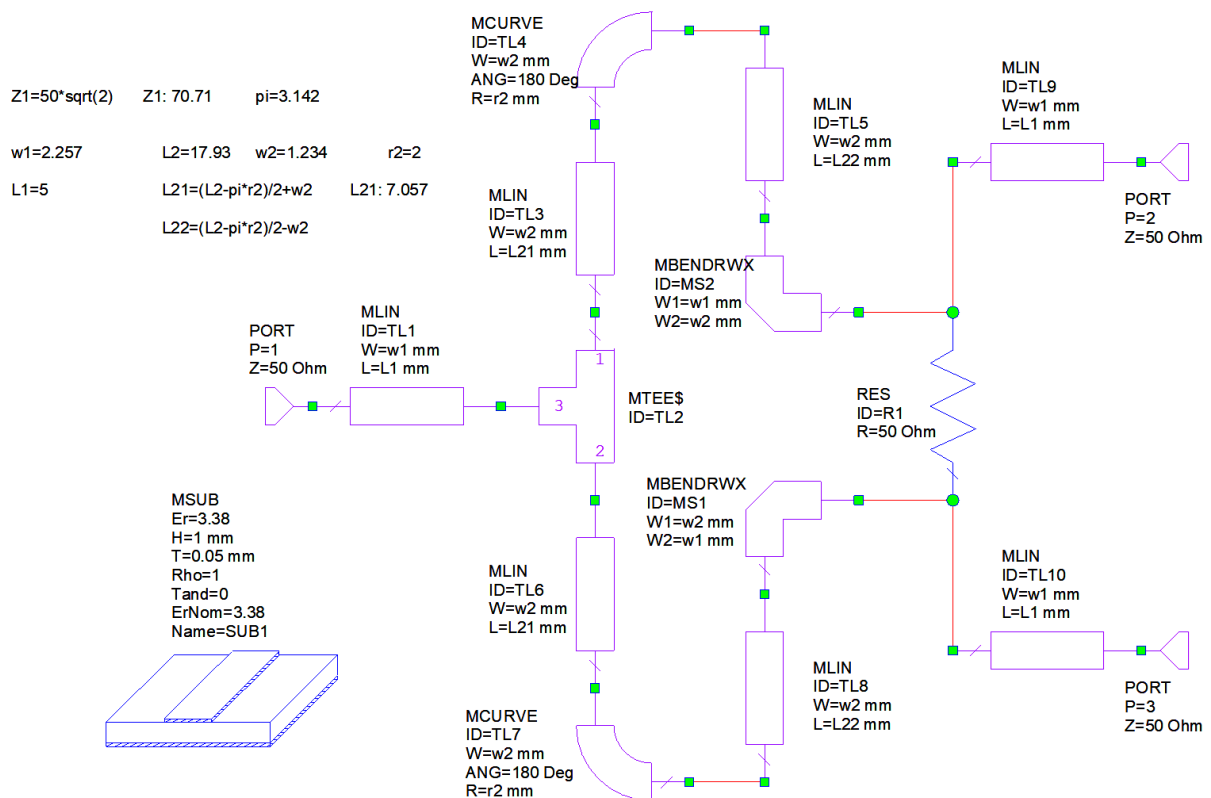


Рис. 2.5 — Модель синфазного кольцевого ответвителя мощности в *AWR Design Environment*

2.1.2. Ненаправленные ответвители мощности

Ответвители мощности ненаправленные двухканальные (тройники) используются для разветвления (суммирования) сигналов СВЧ. Тройники находят применение в трактах СВЧ как элементы широкополосных многоканальных ответвителей мощности, многоканальных частотно-избирательных устройств, электрически управляемых переключателей, смесителей, и др. Тройники с различным числом согласующих ступеней

показаны на рис. 2.2.

Для ответвителя, показанного на рис. 2.2,а, при **нормированном** волновом сопротивлении входного и выходных волноводов $Z_0 = 1$, нормированное сопротивление волноводов четвертьволновых трансформаторов (ЧВТ) равно $Z_{01} = \sqrt{2}$.

Проект ответвителя в *AWR Design Environment* показан на рис. 2.6.

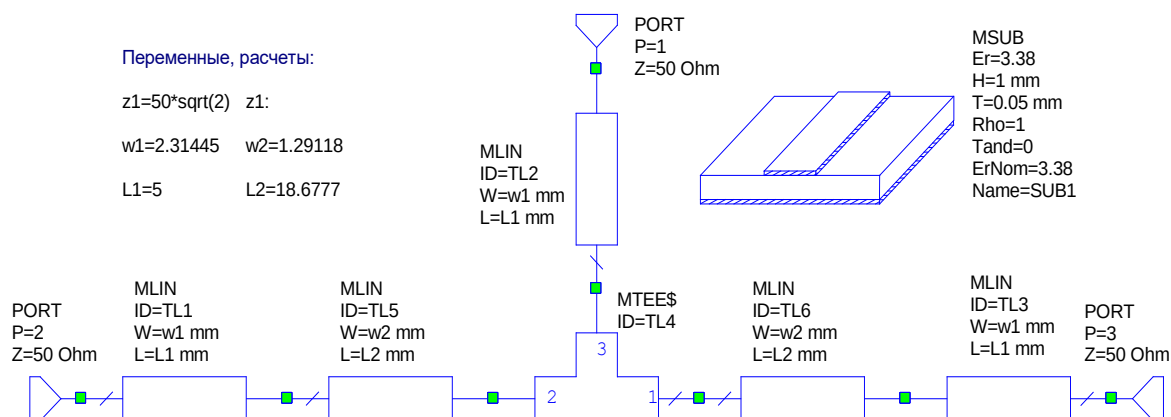


Рис. 2.6 — Пример проекта ненаправленного ответвителя с согласованием в выходных плечах

ПРИМЕЧАНИЕ. При выполнении лабораторной работы волновое сопротивление входного и выходного полосковых волноводов Z_0 полагается равным 50 Ом. В расчетных соотношениях здесь и далее волновые сопротивления отдельных волноводных участков ответвителей нормируются к заданному $Z_0 = 50$ Ом. То есть нормированное $Z_0 = 1$.

Например, если в задании указано, что некоторый отрезок волновода имеет нормированное волновое сопротивление $Z_{01} = \sqrt{2}$, то полное сопротивление данного волновода нужно умножить на нормировочный множитель $Z_0 = 50$, т.е. полное сопротивление $Z_{01} = 50\sqrt{2}$ Ом.

Для ответвителя, показанного на рис. 2.2,б при **нормированном** волновом сопротивлении входного и выходных волноводов $Z_0 = 1$, нормированное сопротивление волноводов четвертьволновых трансформаторов равно $Z_{01} = 1/\sqrt{2}$.

Проект ответвителя в *AWR Design Environment* показан на рис. 2.7.

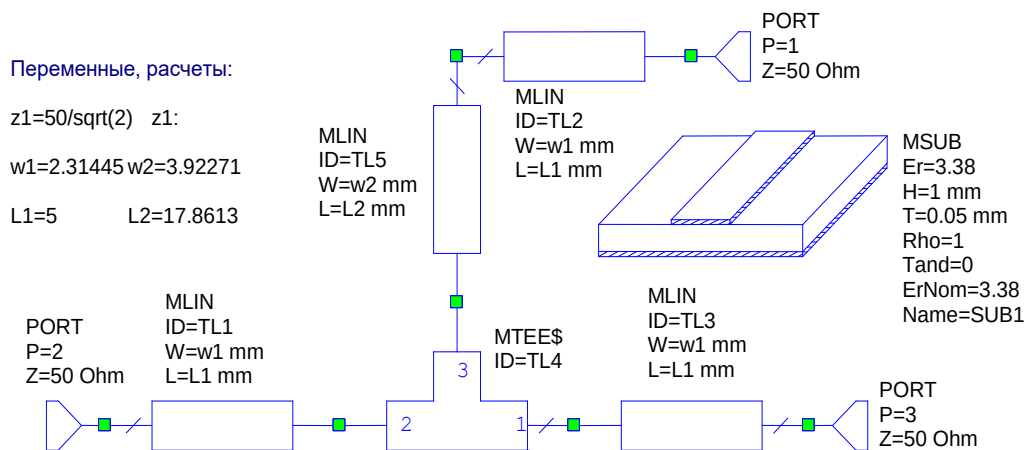


Рис. 2.7 — Пример проекта ненаправленного ответвителя с согласованием во входном плече

Для широкополосного ответвителя, показанного на рис. 2.2,в, при **нормированном** волновом сопротивлении входного и выходных волноводов ответвителя $Z_0 = 1$, с учетом таблицы 2.3 определяются нормированные волновые сопротивления отрезков волноводов, образующих четвертьволновые ступени согласующего трансформатора:

$$Z_{01} = Z_1, Z_{02} = Z_2.$$

Проект ответвителя в *AWR Design Environment* показан на рис. 2.8.

Таблица 2.3 — Параметры двухступенчатых трансформаторов с чебышевскими характеристиками КСВ плеч ответвителя

K_{CTU}	1,04	1,105	1,22
$f_{\max} / f_{\min}$	1,588	1,994	2,731
Z_1	1,201	1,219	1,25
Z_2	1,665	1,64	1,6

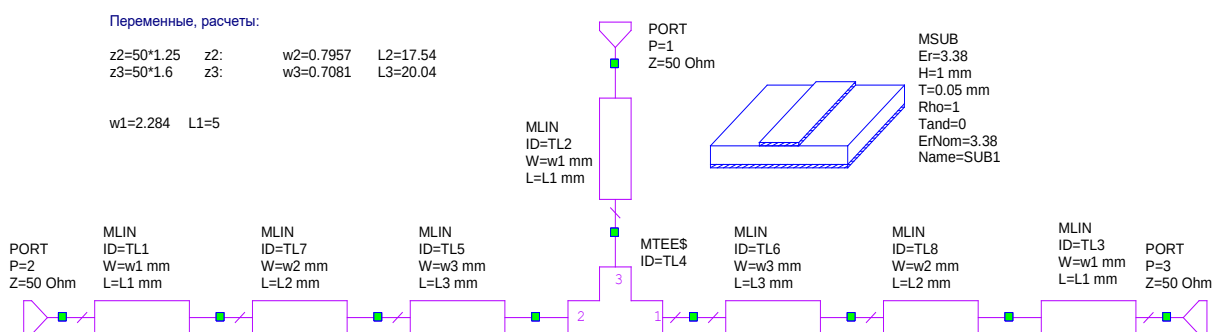


Рис. 2.8 — Пример проекта широкополосного ненаправленного ответвителя с согласованием в выходных плечах

Для ответвителя, показанного на рис. 2.2,г при **нормированном** вол-

новом сопротивлении входного и выходных волноводов ответвителя $Z_0 = 1$ с учетом таблицы 2.3 определяются нормированные волновые сопротивления отрезков волноводов, образующих четвертьволновые ступени согласующего трансформатора:

$$Z_{01} = \frac{Z_1}{2}, \quad Z_{02} = \frac{Z_2}{2}.$$

Проект ответвителя в *AWR Design Environment* показан на рис. 2.9.

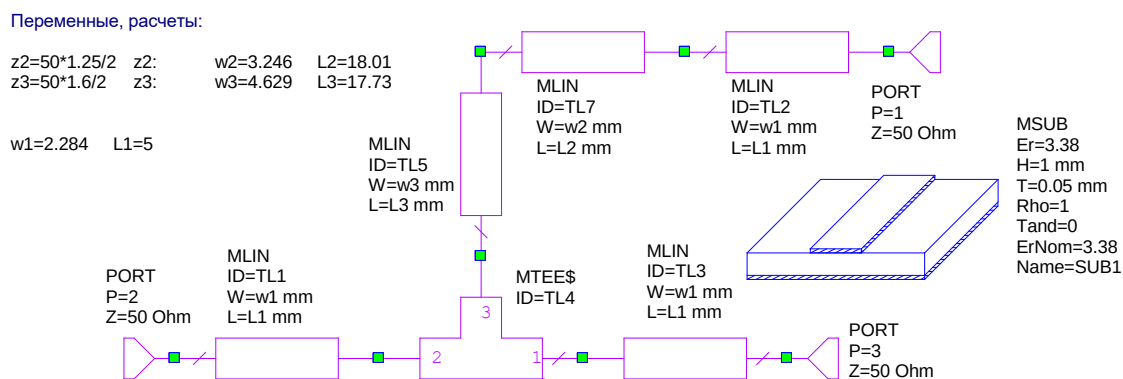


Рис. 2.9 — Пример проекта широкополосного ненаправленного ответвителя с согласованием во входном плече

2.1.3. Квадратурные ответвители шлейфного типа

Ответвители шлейфового типа состоят из двух параллельных передающих полосковых волноводов, связанных рядом параллельных шлейфов (рис. 2.10).

Длина шлейфов и расстояние между ними равны одной четверти длинны волны (или нечетному числу четвертей волн) в полосковом волноводе на средней частоте.

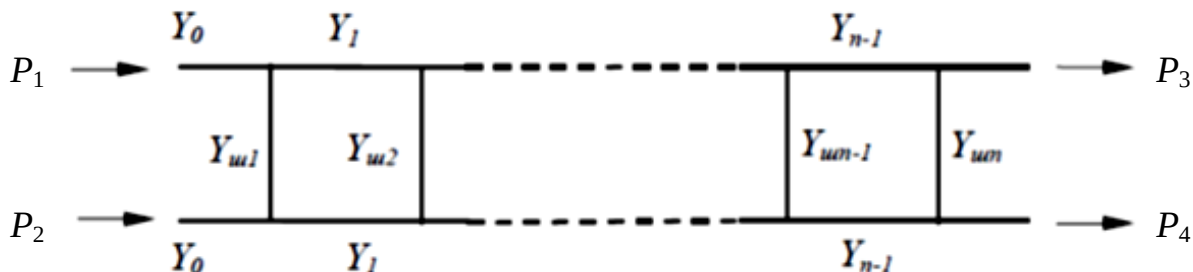


Рис. 2.10 — Электрическая схема шлейфного направленного ответвителя

Ответвленная в дополнительный канал мощность (P_4) распространяется в нем в том же направлении, как и в основном полосковом волноводе

(P_3). Наименьшее число шлейфов, при котором происходит направленное ответвление мощности, равно двум. В зависимости от числа шлейфов этот тип направленных ответвителей подразделяется на двух-, трех- и, в общем случае, n -шлейфные ответвители. С ростом числа шлейфов их частотные характеристики улучшаются.

Модель двухшлейфного квадратурного ответвителя показана на рис. 2.11.

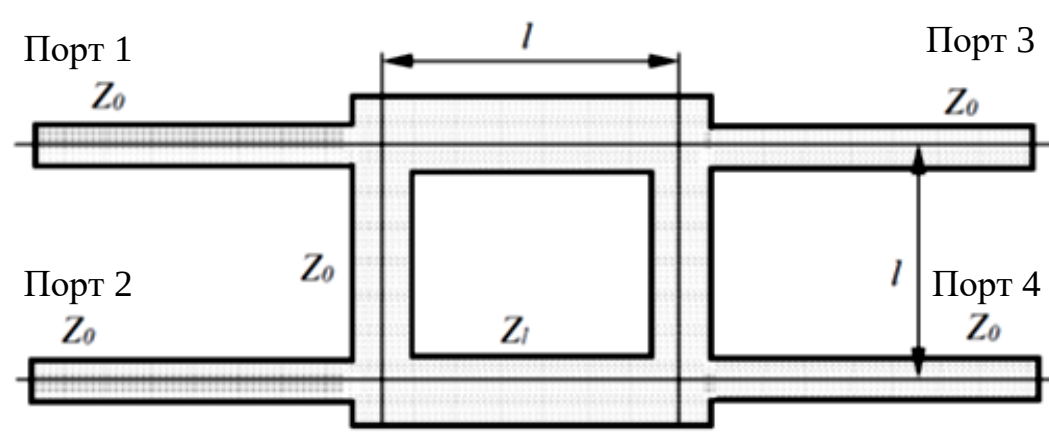


Рис. 2.11 — Двухшлейфный квадратурный направленный ответвитель

Разность фаз напряжений на выходных портах 3 и 4 ответвителя составляет 90° .

Шлейфные направленные ответвители применяются в аппаратуре СВЧ:

- в разветвителях и сумматорах мощности,
- в фазовращателях, переключателях,
- в балансных смесителях,
- для изоляции передающих и приемных устройств, работающих на одну общую нагрузку.

Основные частотные характеристики следующие:

- а) связь (переходное ослабление) — $C = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_4} \right)$
- б) направленность — $D = 10 \lg \left(\frac{P_4}{P_3} \right)$;
- в) коэффициент стоячей волны — $K_{\text{СТУ}}$.

Здесь P_i — мощность в i -м плече направленного ответвителя.

Величина связи C определяется волновой проводимостью шлейфов $Y_{\text{шл}}$ (см. рис. 2.10), ширина рабочей полосы частот — числом шлейфов n . На практике не проектируют направленные ответвители с числом шлейфов n больше 3.

В двухшлейфном направленном ответвителе волновые проводимости

шлейфов $Y_{ш1}$ и отрезка линии между шлейфами Y_1 определяются однозначно.

В направленном ответвителе с тремя и более шлейфами выбор $Y_{шi}$ и Y_i определяются неоднозначен. Направленные ответвители так же бывают нескольких типов.

Направленные ответвители типа-1 имеют все проводимости Y_i равные волновой проводимости тракта $Y_0 = 1/Z_0$. Такие направленные ответвители просты в проектировании и изготовлении, но частотные характеристики их не оптимальны с точки зрения широкополосности согласования.

Направленные ответвители типа-2 имеют различные значения проводимостей Y_i .

Для двушлейфного ответвителя (рис. 2.11) матрица рассеяния имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j\sqrt{1-|\alpha|^2} & -|\alpha| \\ 0 & 0 & -|\alpha| & -j\sqrt{1-|\alpha|^2} \\ -j\sqrt{1-|\alpha|^2} & -|\alpha| & 0 & 0 \\ -|\alpha| & -j\sqrt{1-|\alpha|^2} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Так, если $Y_{ш1} = Y_0$, $Z_1 = 0,707Z_0$, то $\alpha = 0,707$, а переходное ослабление равно 3 дБ. При подаче сигнала на порт 1 (рис. 2.11) его мощность делится пополам между портами 3 и 4

$$|S_{31}| = |S_{41}| = 0,707.$$

При этом устройство является квадратурным мостом, так как выходные сигналы отличаются по фазе на 90° , а матрица рассеяния принимает вид

$$S = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Порядок расчета **трехшлейфных** направленных ответвителей типа-2 (см. рис. 2.10) следующий.

Полагая, что подходящие к портам ответвителя волноводы характеризуются проводимостью Y_0 , требуется определить проводимости соответствующих отрезков волноводов Y_1 , $Y_{ш1}$, $Y_{ш2}$ согласно данных таблицы 2.4.

Таблица 2.4 — Параметры направленных трехшлейфных ответвителей с чебышевской характеристикой КСВ

$\Delta f / f_0, \%$	K_{CTU}	$Y_{ш1}$	$Y_{ш2}$	Y_1
20	1,045	$0,433Y_0$	$1,31Y_0$	$1,3899Y_0$
40	1,136	$0,5Y_0$	$1,2156Y_0$	$1,4391Y_0$

Пример проекта двухшлейфного направленного ответвителя в *AWR Design Environment* показан на рис. 2.12. Образец оформления результатов его моделирования показан в Приложении Б.

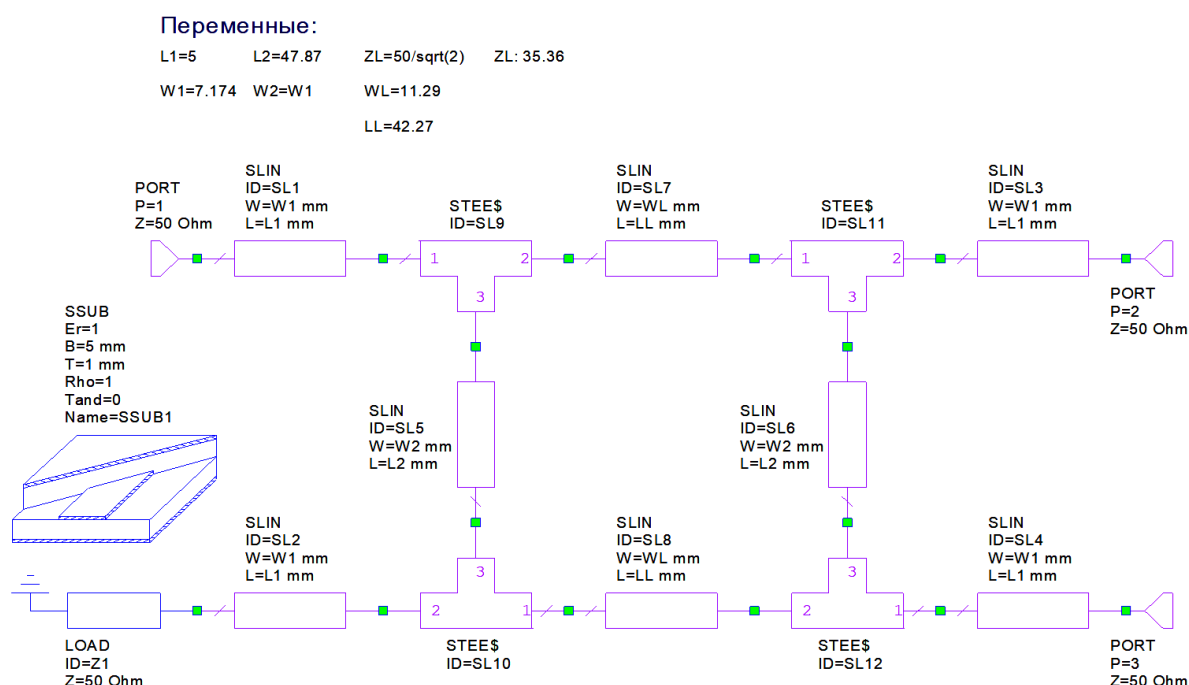


Рис. 2.12 —Проект топологии шлейфного ответвителя в *AWR Design Environment*

Пример проекта трехшлейфного направленного ответвителя в *AWR Design Environment* показан на рис. 2.13.

Переменные, расчеты:

Y0=1/50

Y1=L.3899*Y0

Z1=1/Y1

Y0: 0.02

Y1: 0.0278

Z1: 35.97

w1=2.314

w2=4.083

L1=5

L2=17.83

Ysh1=0.433*Y0

Zsh1=1/Ysh1

Ysh1: 0.00866

Zsh1: 115.5

Wsh1=0.4052

Lsh1=19.24

Ysh2=1.3103*Y0

Zsh2=1/Ysh2

Ysh2: 0.02621

Zsh2: 38.16

Wsh2=3.473

Lsh2=17.96

Lsh=(Lsh1+Lsh2)/2

MSUB

Er=3.38

H=1 mm

T=0.05 mm

Rho=1

Tand=0

ErNom=3.38

Name=SUB1

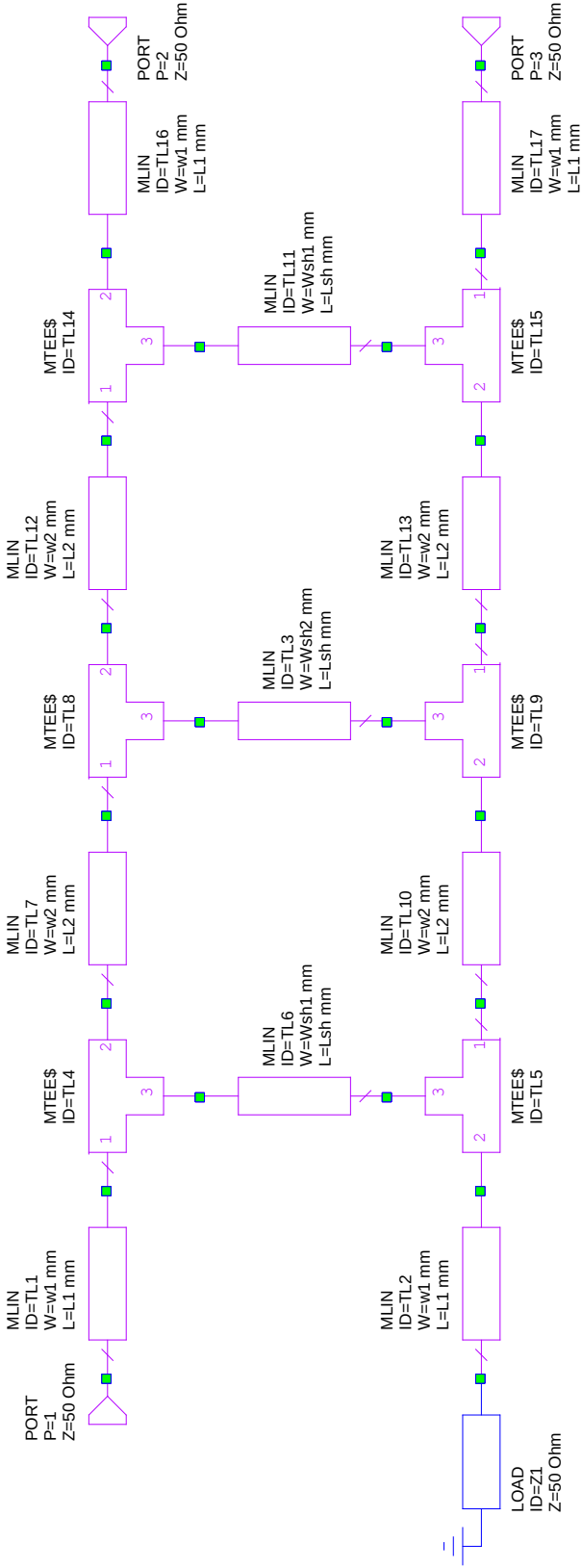


Рис. 2.13 — Проект трехшлейфного направленного ответвителя в AWR Design Environment

2.1.4. Квадратурные ответвитель на линиях с боковой связью. Ответвитель Ланге

В микрополосковых направленных ответвителях с учетом особенностей их планарной структуры как правило используется боковая связь полосковых волноводов. Как видно из рис. 2.12, при возбуждении нечетной моды концентрация полей в зазоре между полосками выше, чем при возбуждении четной моды, поэтому и степень связи в первом случае выше. На этом соображении и основывается анализ связанных линий с боковой связью.

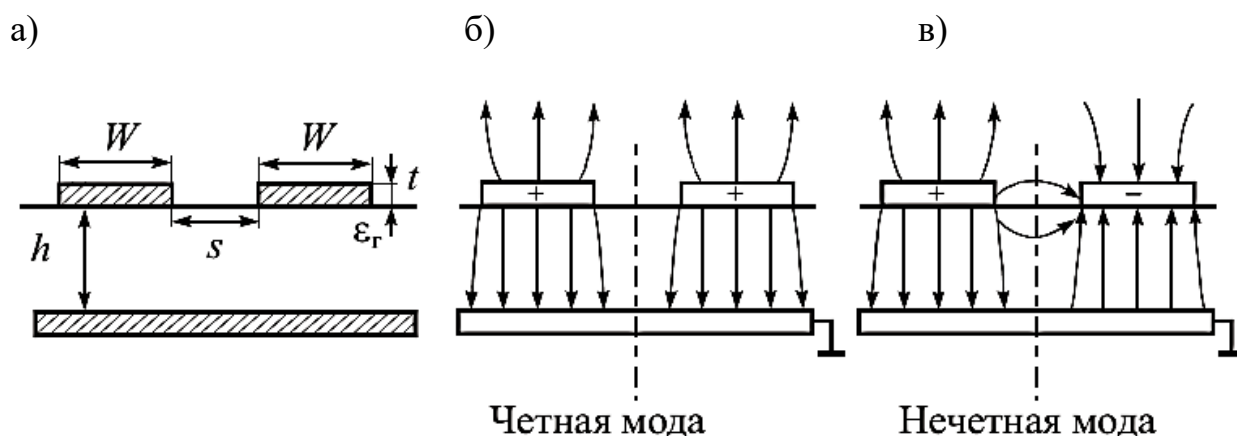


Рис. 2.12 — Структура электрического поля в связанных микрополосковых линиях

Однако при реализации таких линий возникают определенные сложности:

- на практике трудно создать связанные микрополосковые линии с коэффициентом связи S' лучше -3 дБ из-за весьма узких зазоров между проводниками, так как при изготовлении связанных линий с малыми зазорами резко падает процент выхода годных изделий;

- фазовые скорости четной и нечетной мод в таких линиях различны, и в обычном ответвителе на связанных линиях отсутствует механизм для выравнивания скоростей. Кроме того, указанное различие фазовых скоростей приводит к сужению полосы пропускания ответвителя, поэтому на практике длину области связи часто рассчитывают исходя из фазовой скорости нечетной моды (при этом удастся получить более сильную связь).

Эти недостатки частично устраняются в ответвителе, предложенном Ланге, в котором используется структура на встречных полосковых волноводах с перемычками (рис. 2.13).

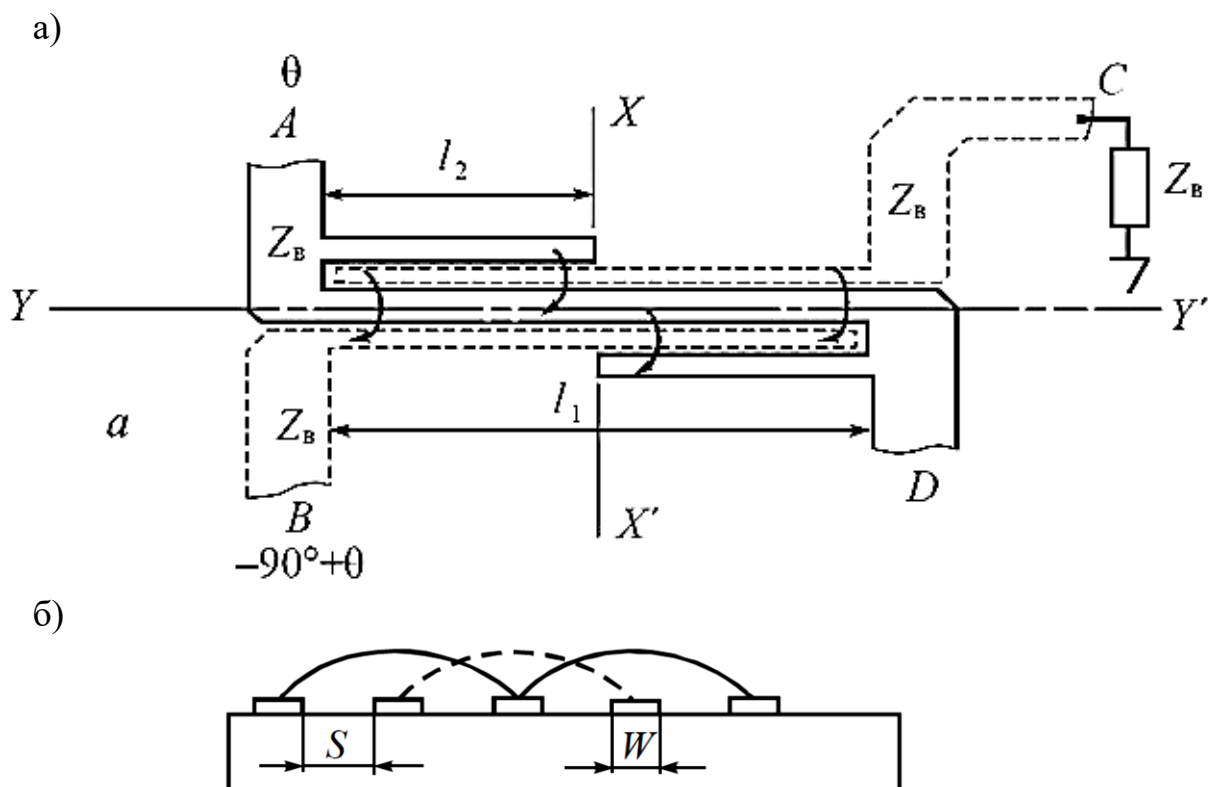


Рис. 2.13 — Схема топологии симметричного ответвителя Ланге:
а) вид сверху; б) вид сбоку

При изготовлении такого ответвителя необходимо строго соблюдать симметрию относительно осей XX' и YY' . Фазовые скорости четной и нечетной мод в таких связанных линиях частично выравниваются из-за симметрии схемы, что и позволяет достигать примерно октавной рабочей полосы. Причем при одной и той же величине коэффициента связи зазоры между проводниками в ответвителе Ланге существенно больше, чем в обычном ответвителе на связанных линиях с боковой связью. В идеальном случае соединительные перемычки должны обладать нулевой индуктивностью и вносить пренебрежимо малую неоднородность, т.е. необходима минимальная длина перемычек, причем для уменьшения индуктивности перемычка делается из нескольких проводников.

Ответвитель Ланге имеет следующие преимущества:

- все питающие линии ответвителя имеют одинаковое волновое сопротивление Z_0 , величина которого выбирается из условия согласования ответвителя с подключаемыми к нему устройствами;

- при подаче мощности в плечо A (рис. 2.13,а) мощность в плечо C не поступает, т.е. оно развязано, однако в реальных конструкциях из-за влияния краевых полей и наличия неоднородностей небольшая часть мощности в плечо C все же поступает, поэтому его нагружают на поглощающую согласованную нагрузку;

- ширина всех проводников в структуре одинакова, как и зазоры

между ними. При возбуждении плеча A часть энергии ответвляется в плечо B , а оставшаяся часть — в плечо D . Сдвиг по фазе между волнами в плечах B и D равен 90° , поэтому ответвитель Ланге относится к квадратурным ответвителям. Фазовый сдвиг между волнами в выходных плечах от 90° в худшем случае отличается не более чем на 2° , благодаря этому они широко применяются в смесителях и балансных усилителях.

Приближенный анализ и синтез ответвителя Ланге выполняются с использованием следующих уравнений.

Волновое сопротивление питающих линий связано с волновыми сопротивлениями для четной и нечетной мод соотношением

$$Z_0^2 = \frac{Z_{0ч} Z_{0нч} (Z_{0ч} + Z_{0нч})^2}{(Z_{0ч} + (k-1)Z_{0нч})(Z_{0нч} + (k-1)Z_{0ч})},$$

где $Z_{0ч}$ и $Z_{0нч}$ — волновые сопротивления для четной и нечетной мод, соответственно; $k = 2, 4, 6, \dots, n+2$ — число отрезков линий связи в ответвителе.

Коэффициент связи по напряжению связан с волновыми сопротивлениями для четной и нечетной мод соотношением

$$C = 10^{\frac{S'}{20}} = \frac{(k-1)(Z_{0ч}^2 - Z_{0нч}^2)}{(k-1)(Z_{0ч}^2 - Z_{0нч}^2) + 2Z_{0ч}Z_{0нч}}.$$

Волновые сопротивления для четной и нечетной мод находят из уравнений

$$Z_{0нч} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \frac{(k-1)(1+q)}{(C+q) + (k-1)(1-C)}; \quad (2.1)$$

$$Z_{0ч} = Z_{0нч} \frac{(C+q)}{(k-1)(1-C)}, \quad (2.2)$$

где $q = \sqrt{C^2 + (1-C^2)(k-1)^2}$.

Связь между геометрическими параметрами связанных линий (W/h , S/h) и волновыми сопротивлениями $Z_{0ч}$ и $Z_{0нч}$ определяется на основании справочных данных [2].

Физическая длина ответвителя l_1 (см. рис. 2.12, а) равна **четверти длины волны** в линии на самой нижней частоте рабочего диапазона. Длину волны можно определить тремя способами:

- взять длину волны нечетной моды в связанных линиях; при такой длине l_1 обеспечивается самая сильная связь в ответвителе;
- взять среднеарифметическую длину между длинами волн для четной и нечетной мод;
- взять величину, равную среднегеометрической между длинами

волн для четной и нечетной мод.

Длина отрезков связи l_2 ответвителя выбирается равной четверти длины волны, вычисляемой через среднее значение для длин волн четной и нечетной мод, но уже на высшей частоте рабочего диапазона ответвителя.

После определения длины ответвителя и его изготовления приваривают несколько параллельных перемычек для уменьшения паразитной индуктивности.

2.1.2. Четырехканальные ответвители древовидной структуры

При построении СВЧ усилителей мощности выбор и техническая реализация схемы суммирования мощности выходного каскада в значительной степени определяет его достижимые параметры: в первую очередь его КПД, динамический диапазон, выходную мощность, уровень интермодуляционных составляющих.

Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме широкополосных кольцевых ответвителей, показана на рис. 2.14. Данная схема является типовой для синфазных делителей и полностью повторяется при использовании в ней ненаправленных полосковых ответвителей (тройников).

Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме квадратурных ответвителей Ланге, показана на рис. 2.15. Данная схема является типовой для квадратурных делителей и полностью повторяется при использовании в ней шлейфных ответвителей.

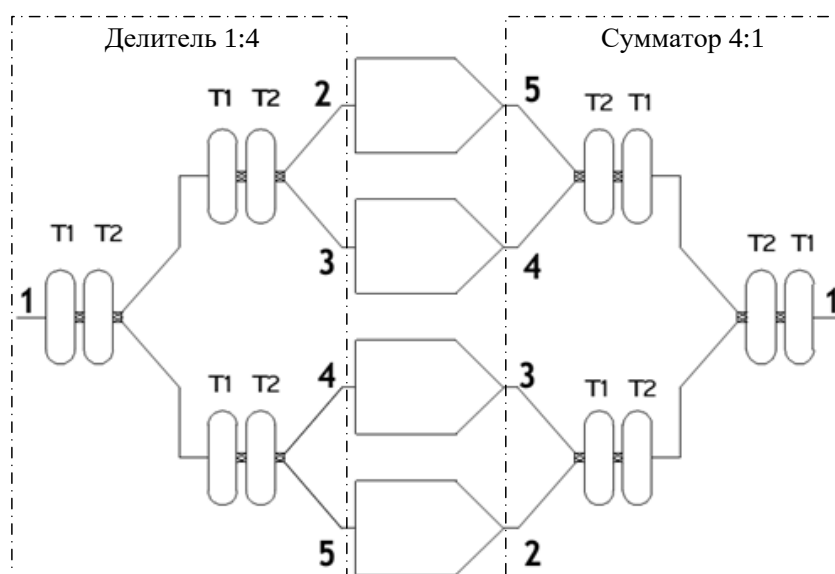


Рис. 2.14 — Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме широкополосных кольцевых ответвителей

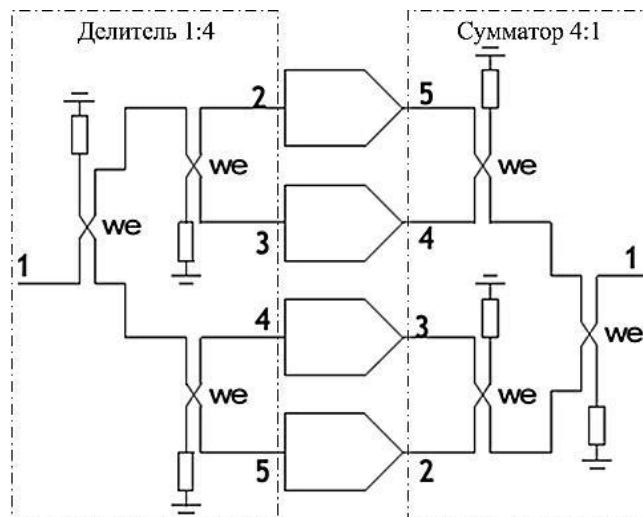


Рис. 2.15 — Структурная схема мощного усилительного каскада на четырех ячейках, включенных по схеме квадратурных ответвителей Ланге

2.2. Порядок выполнения работы

2.2.1. Согласно методик расчета, описанных в п. 2.1 для двухканальных ответвителей, выбранных согласно индивидуальному заданию, рассчитать основные геометрические параметры с помощью программы **TXLine** в *AWR Design Environment* (**Tools** — **TXLine**) (рис. 2.16).

1. Выбрать тип волновода
2. Выбрать указанные значения
5. Результаты расчетов

3. Ввести исходные данные
4. Запустить вычисления

Рис. 2.16 — Пример вычисления геометрических параметров полоскового волновода с помощью программы **TXLine** в *AWR Design Environment*

2.2.2. Подготовить в *AWR Design Environment* проекты для двух первых из заданных типов ответвителей — каждый в своей схематике. При формировании моделей все геометрические параметры задавать в виде вынесенных констант, чтобы в дальнейшем иметь возможность выполнить настройку характеристик ответвителей. Примеры проектов различных типов ответвителей представлены на рис. 2.5 — 2.9, 2.13.

2.2.1. Подготовить в *AWR Design Environment* проект ответвителя Ланге. Для этого следует в разделе «*Elements*» выбрать в группе «*Microstrip*» пункт «*PwrDivider*», в нем найти элемент «*MLANGE*» и перенести его в подготовленное заранее окно проекта. К линии 1 подключается входной порт, к линиям 2 и 4 — выходные порты, линия 3 нагружается на согласованную нагрузку (50 Ом). Предварительная ширина полосковых линий рассчитывается в *TXLine* на 50 Ом, длина линий должна быть равна $\lambda/4$ (при этом электрическая длина (*electrical length*) равна 90° , как показан на рис. 2.16). Ширина щелей подбирается при настройке модели ответвителя. Для начала можно задать ее равной 0,5 мм.

2.2.1. Построить для трех моделей ответвителей отдельные графики зависимостей от частоты:

2.2.1.1. коэффициента стоячей волны на входе при согласованных сопротивлениях выходных портов (50 Ом); для этого при добавлении на график нового измерения в окне «*Measurement type*» выбрать пункт «*Linear*» и в окне «*Measurement*» выбрать пункт «*VSWR*»;

2.2.1.2. коэффициента стоячей волны на входе при несогласованном сопротивлении одного выходного порта (рис. 2.17); для этого следует в свойствах одного выходного порта заменить значение сопротивления 50 Ом на величину, заданную в табл. 2.2;

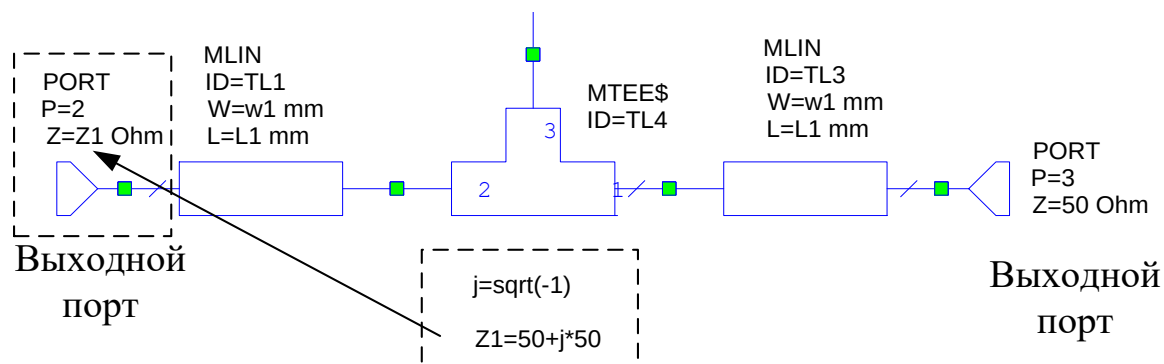


Рис. 2.17 — Фрагмент схемы делителя с примером задания несогласованных сопротивлений выходных портов

2.2.1.3. модуля коэффициента передачи со входа на каждый из выходных портов при согласованных сопротивлениях выходных портов (50 Ом);

2.2.1.4. модуля коэффициента передачи со входа на каждый из выходных портов при несогласованном сопротивлении одного выходного порта (рис. 2.17);

2.2.1.5. направленности между выходными портами при согласованных сопротивлениях выходных портов;

2.2.1.6. направленности между выходными портами при несогласованном сопротивлении одного выходного порта (рис. 2.17).

Примечание. Графики частотных зависимостей можно группировать в одной или нескольких системах координат.

2.2.2. Пользуясь полученными частотными зависимостями, провести для схем с согласованными нагрузками уточнение геометрических параметров всех ответвителей с целью обеспечения в диапазоне частот:

— минимального значения КСВ при согласованной нагрузке выходных плеч;

— близкого к -3 дБ модуля коэффициента передачи.

2.2.5. На основании первой и третьей разработанных моделей ответвителей в новых «**Schematic**» построить модели четырехканальных делителей мощности 1:4 (см. п.п. 2.1.2). В данных проектах разработанные ранее модели двухканальных ответвителей использовать как «**Subcircuits**», в которых для всех портов задано сопротивление 50 Ом. Пример реализации проекта четырехканального делителя показан на рис. 2.18.

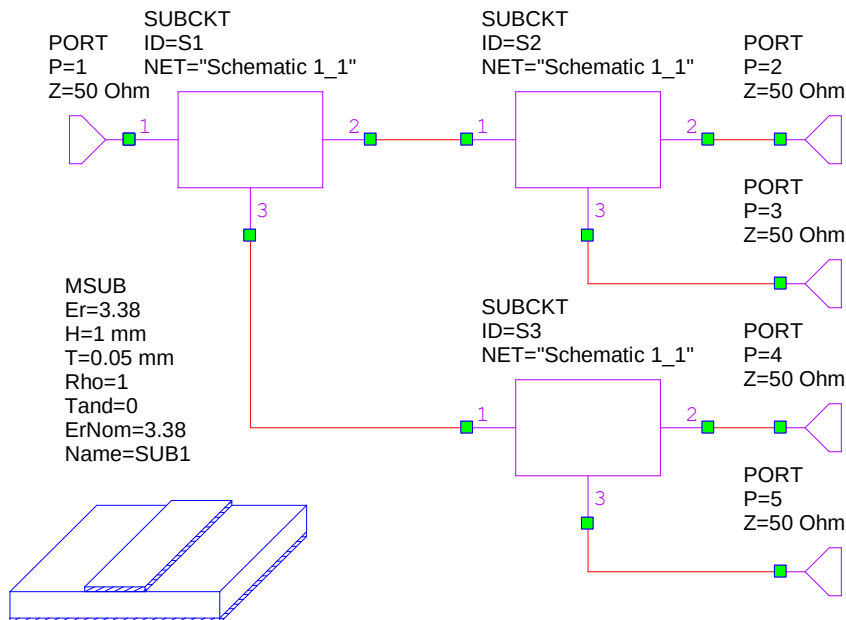


Рис. 2.18 — Пример проекта четырехканального делителя в *AWR Design Environment*

2.2.6. Для каждой из построенных моделей четырехканальных делителей мощности построить графики частотных зависимостей модулей коэф-

фициентов передачи на все выходы делителя.

2.5. Содержание отчета

2.5.1. Топологии двухканальных ответвителей мощности с перечнем их геометрических параметров после коррекции.

2.5.2. Графики частотных зависимостей КСВ при согласованных и несогласованных сопротивлениях выходных портов.

2.5.1. Графики частотных зависимостей модуля коэффициента передачи для двухканальных ответвителей при согласованных и несогласованных сопротивлениях выходных портов.

2.5.2. Графики частотных зависимостей направленности для двухканальных ответвителей при согласованных и несогласованных сопротивлениях выходных портов.

2.5.6. Графики частотных зависимостей модуля коэффициента передачи для четырехканальных делителей при согласованных сопротивлениях выходных портов.

2.5.8. Выводы, содержащие сравнительный анализ характеристик двух- и четырехканальных ответвителей, реализованных с помощью различных схем.

2.6. Контрольные вопросы для подготовки к защите лабораторной работы

2.6.1. Топология и характеристики кольцевого ответвителя с омической нагрузкой.

2.6.2. Топология и характеристики ненаправленного ответвителя мощности.

2.6.3. Топология и характеристики шлейфного квадратурного ответвителя.

2.6.4. Топология и характеристики ответвителя Ланге.

2.6.5. Сравнение характеристик кольцевого ответвителя с омической нагрузкой и ненаправленного ответвителя мощности.

2.6.6. Сравнение характеристик кольцевого ответвителя с омической нагрузкой и ответвителя Ланге.

2.6.7. Сравнение характеристик ненаправленного ответвителя и шлейфного квадратурного ответвителя.

2.6.8. Как расширить полосу рабочих частот ненаправленного ответвителя мощности?

2.6.9. Как расширить полосу рабочих частот шлейфного квадратурного ответвителя?

2.6.10. Назовите основные преимущества ответвителя Ланге.

2.6.11. Сравните характеристики двух разработанных моделей четырехканальных делителей.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ СВЧ ФИЛЬТРОВ В AWR DESIGN ENVIRONMENT

3.1. Цель работы

Исследовать принципы построения и особенности настройки перестраиваемых и многополосных планарных полосно-пропускающих фильтров СВЧ диапазона.

3.2. Задание к лабораторной работе

В соответствии с индивидуальным заданием (табл. 3.1 и 3.2) необходимо выполнить моделирование характеристик фильтров:

- перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр второго порядка на полуволновых резонаторах (ПФ);
- двухполосный полосно-пропускающий фильтр (ДПФ);
- трехполосный полосно-пропускающий фильтр (ТПФ).

Таблица 3.1 — Исходные данные для выполнения лабораторной работы

М	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип фильтра 1	ПФ	ДПФ	ПФ	ДПФ	ПФ	ДПФ	ПФ	ДПФ	ПФ	ДПФ
Центральные частоты, ГГц	2,4	1,8; 2,9	1,8	1,4; 2,1	2,9	2,8; 3,5	3,5	1,2; 1,8	2,6	2,6; 3,4
Толщина диэлектрика подложки, мм	0,813	0,635	1,01	0,635	0,762	1,27	0,78	0,635	1,03	1,27
Диэлектрическая постоянная	3,27	6	3,48	6,15	3	9,2	3,54	2,4	10,2	1,38
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,002	0,0023	0,0037	0,0019	0,0013	0,0023	0,004	0,0019	0,0023	0,0027

Таблица 3.2 — Исходные данные для выполнения лабораторной работы

М	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип фильтра 2	ТПФ									
Центральные частоты, ГГц	1,8; 4; 5,6	1,2; 3,4; 5	2,2; 4,4; 5,5	2,6; 4,8; 6,4	1,8; 4; 5,6	1,2; 3,4; 5	2,2; 4,4; 5,5	2,6; 4,8; 6,4	1,8; 4; 5,6	1,2; 3,4; 5
Толщина диэлектрика подложки, мм	0,508	0,813	0,762	0,78	1,03	0,78	0,813	0,762	1,03	0,78
Диэлектрическая постоянная	3,48	6,15	6	3,27	9,2	2,4	1,38	10,2	3,54	3
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,0037	0,0019	0,0023	0,002	0,0023	0,0019	0,0027	0,0023	0,004	0,0013

3.1. Характеристики планарных СВЧ фильтров

3.1.1. Перестраиваемый СВЧ фильтр

Планарные частотно-избирательные СВЧ-устройства находят широкое применение в различных системах связи. Наиболее распространенными являются полосно-пропускающие фильтры. Использование перестраиваемых или реконфигурируемых фильтров позволяет увеличить эффективность их применения за счет расширения функциональных возможностей. Наиболее востребованным является электронный метод управления, при котором характеристика фильтра изменяется под действием управляющего напряжения. Как правило, в резонаторы фильтра включается элемент, чувствительный к управляющему воздействию. Таким элементом может быть конденсатор, управляемый напряжением. Данный тип управления применяется в емкостных элементах типа варикап (полупроводниковый переменный конденсатор), вариконд (сегнетоэлектрический управляемый конденсатор), МЭМС-конденсатор и др.

Используются различные виды микрополосковых резонаторов, в частности, резонатор, нагруженный на емкость, полуволновый разомкнутый резонатор с открытыми концами и др. Наиболее простым с точки зрения технологии изготовления является разомкнутый резонатор с открытыми концами. Реализация такого резонатора не требует выполнения переходных межслойных отверстий, предназначенных для заземления структуры, в нем легко выполняются цепи подачи смещения на управляющий элемент.

Топология разомкнутого микрополоскового резонатора с цепями смещения показана на рис. 3.1, а. На рис. 3.1, б показана схема проекта перестраиваемого фильтра на разомкнутом резонаторе, управляемом варикапом BB132 [3], построенная в *AWR Design Environment*.

Характеристики варикапа BB132:

- управляющее напряжение $U_r = 0,5—28$ В;
- управляющий ток $I_r = 10—200$ нА;
- емкость $75—2,3$ пФ.

Пример моделирования ненормированных АЧХ фильтра при различных значениях управляющего напряжения U_r показан на рис. 3.2. Видно, что при изменении U_r от 0,5 до 26 В наблюдается перестройка резонансной частоты полосно-пропускающего фильтра от 2,25 ГГц до 2,45 ГГц. При этом наблюдается расширение полосы пропускания. Вносимое фильтром ослабление составляет от -6 до -2 дБ.

Для улучшения селективных свойств перестраиваемого фильтра на его основе можно реализовать фильтры второго и больших порядков.

На рис. 3.3 показана схема проекта перестраиваемого полосно-пропускающего фильтра второго порядка на полуволновых резонаторах (ПФ).

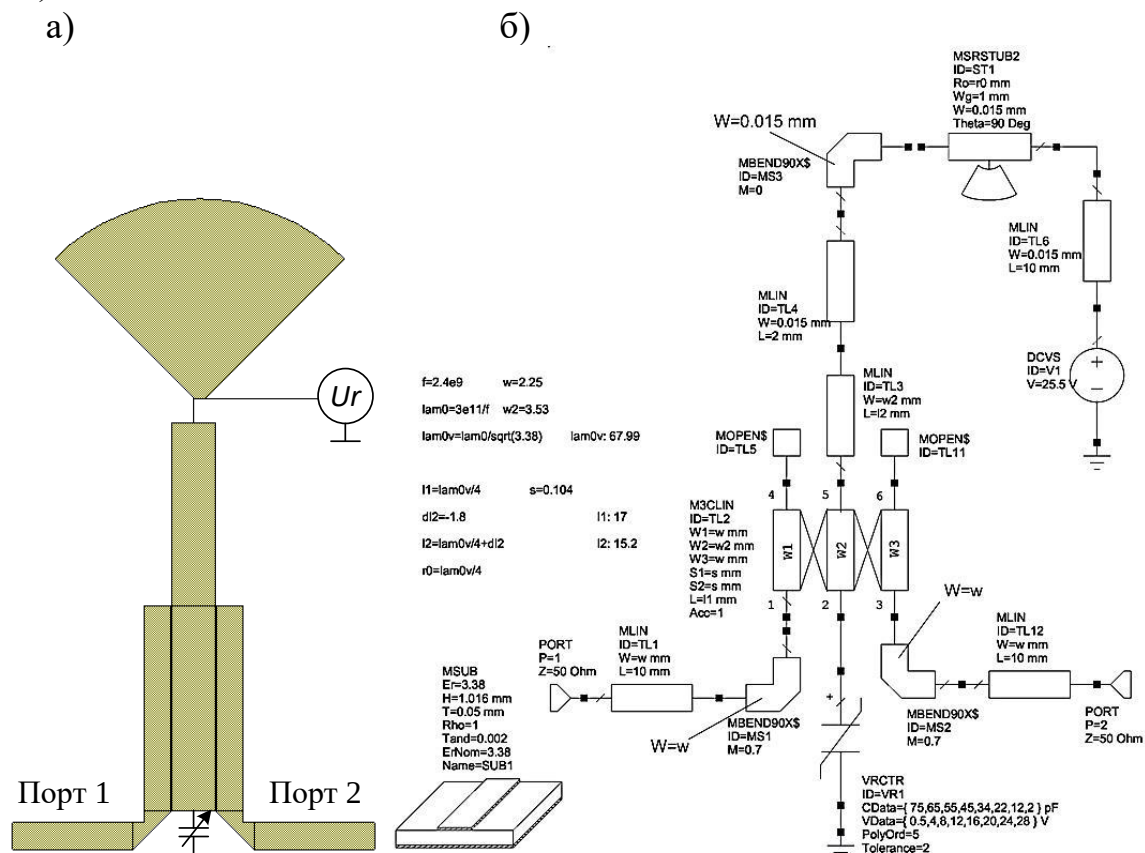


Рис. 3.1 — Топология перестраиваемого фильтра (а) и схема проекта фильтра в *AWR Design Environment* (б)

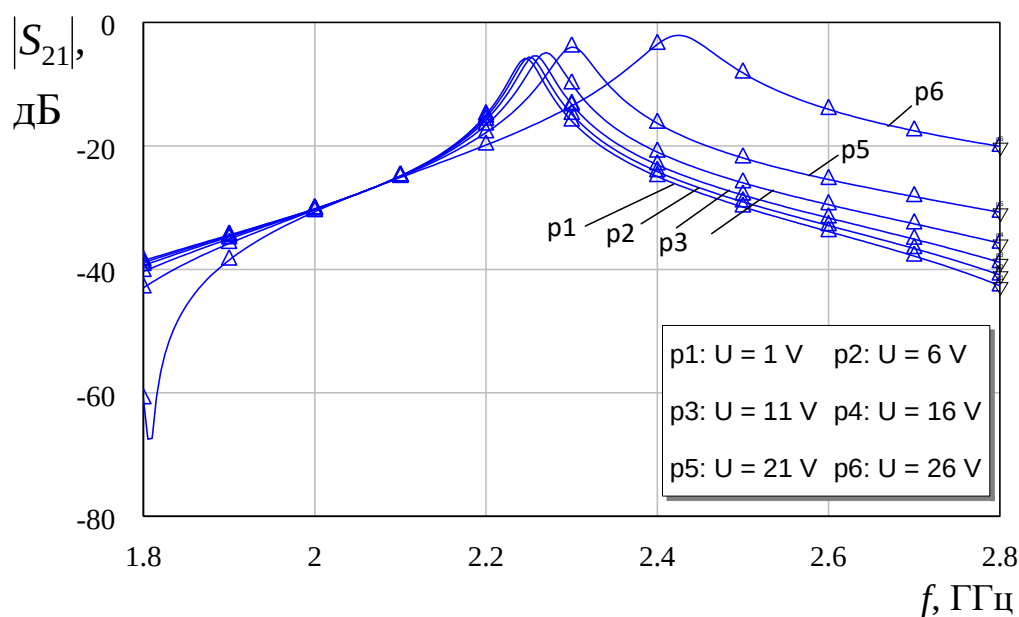


Рис. 3.2 — Частотные зависимости коэффициента передачи фильтра при разных управляющих напряжениях

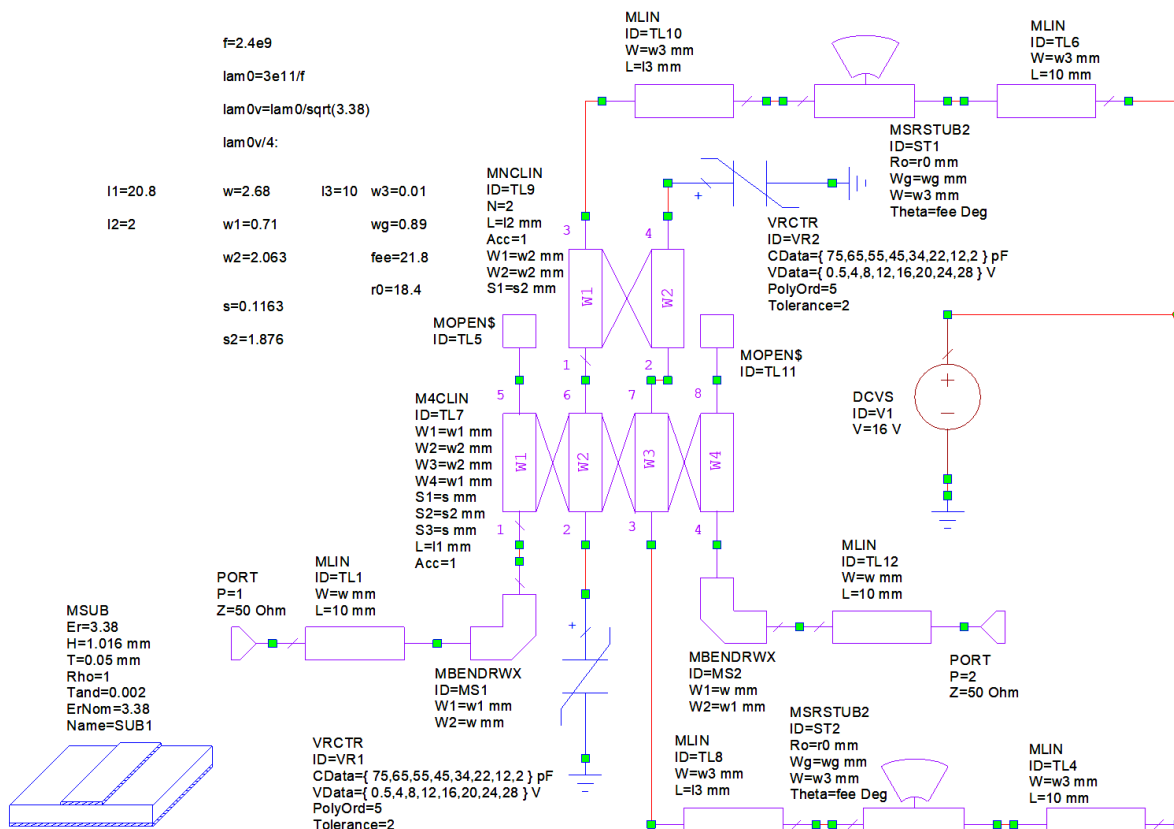


Рис. 3.3 — Схема проекта перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр второго порядка на полуволновых резонаторах (ПФ) в AWR Design Environment

3.1.2. Двухполосный полосно-пропускающий фильтр

В современных системах беспроводной связи возрастает потребность в использовании радиотехнических трактов, работающих в двух и более поддиапазонах. Так участок приемо-передатчика (TX/RX) для второго поколения GSM и третьего поколения WCDMA мобильных систем связи должен был работать с сигналами на частотах 900 МГц и 1,9 ГГц. В высокоскоростных сетях используются две полосы на частотах 2,4 ГГц и 5,2 ГГц.

Для построения двухполосных фильтров рассматриваются различные способы, такие как сочетание двух фильтров, работающих каждый в своей полосе частот или использование двухполосных резонаторов со ступенчатым изменением сопротивления (РСИС), или двухполосных шлейфных резонаторов и т.д.

Основные требования к фильтру:

- малые вносимые потери;
- малые потери на отражение;
- высокое внеполосное ослабление в широкой полосе частот.

На рис. 3.4 показан топология двухполосного фильтра, образованного двумя резонаторами, свернутыми в квадратные кольца и нагруженными

разомкнутыми шлейфами, которые подключаются посередине соответствующих полосковых линий.

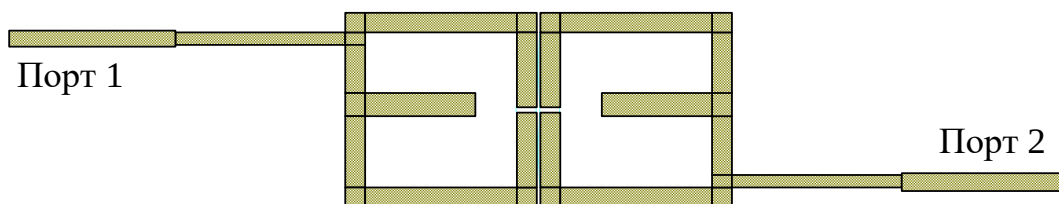


Рис. 3.4 — Топология двухполосного полосно-пропускающего фильтра

Резонаторы связаны между собой на отрезках линий передачи с торцевой связью. Увеличение ширины щели связи приводит к уменьшению полосы пропускания фильтра и росту вносимых им потерь.

На рис. 3.5, а показан отдельно взятый кольцевой резонатор в развернутом виде.

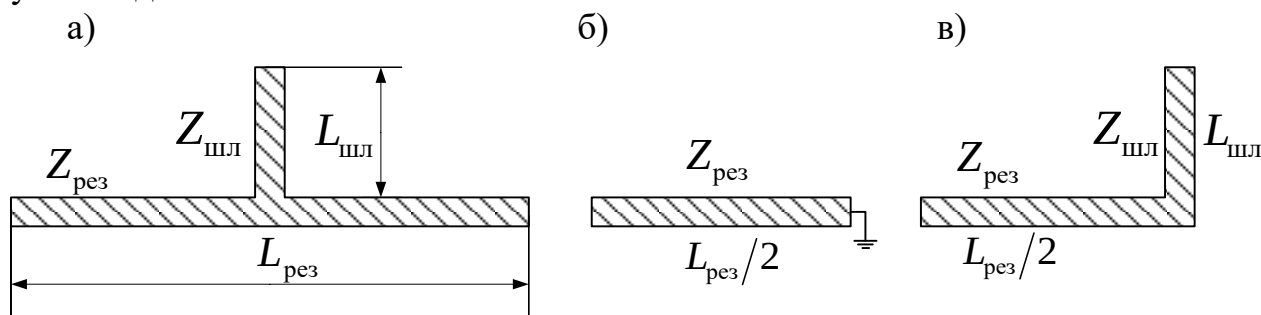


Рис. 3.5 — Резонатор, нагруженный шлейфом (а); эквивалентные схемы на нечетной резонансной моде (б) и на четной резонансной моде (в)

Из рис. 3.5 видно, что применение в конструкции резонатора дополнительного разомкнутого шлейфа позволяет получить две резонансные частоты:

$$f_{\text{нечет}} = \frac{c}{2L_{\text{рез}}\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}; \quad (3.1)$$

$$f_{\text{чет}} = \frac{c}{(L_{\text{рез}} + 2L_{\text{шл}})\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}, \quad (3.2)$$

где c — скорость света; $\epsilon_{\text{эфф}}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость подложки.

Видно, что нечетная резонансная мода не зависит от длины шлейфа, тогда как четная резонансная мода может быть настраиваемая за счет варьирования длины шлейфа.

На рис. 3.6 показана схема проекта двухполосного полосно-пропускающего фильтра (ДПФ) в *AWR Design Environment*.

3.1.3. Трехполосный полосно-пропускающий фильтр (ТПФ)

С увеличивающимися требованиями на трехполосные приложения в системах радиосвязи исследование в области инновационных проектов трехполосных полосовых фильтров стало актуальным.

Для построения трехполосных фильтров используются:

- конфигурации сложных резонаторов на разрезном кольце;
- квадратные кольцевые резонаторы, нагруженные короткими шлейфами;
- резонаторы со ступенчатым изменением сопротивления (РСС).

Рассмотрим реализацию трехполосной АЧХ при использовании многомодового резонатора, нагруженного короткими шлейфами, и двух резонаторов с боковой связью, которые размещаются в компактной структуре. Частоты полосы пропускания и ширина их полос могут быть независимо настроены на требуемые значения за счет управления размерами соответствующих параметров.

Как показано на рис. 3.7, предложенный резонатор, нагруженный короткими шлейфами, состоит из кольцевого резонатора с двумя короткими шлейфами и двумя открытыми согнутыми микрополосковыми линиями.

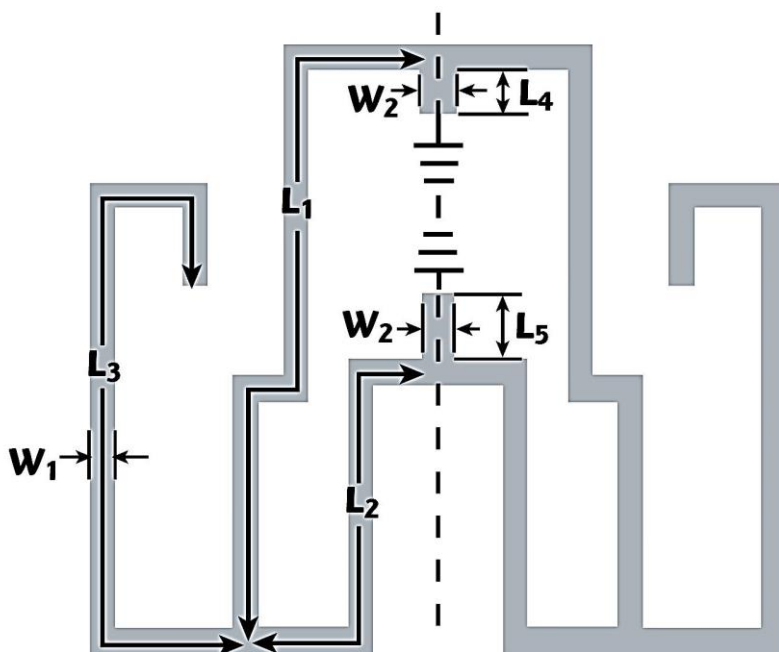


Рис. 3.7 — Схема резонатора, нагруженного короткими шлейфами

Так как резонатор параллельно симметричен относительно пунктирной линии, его резонансные характеристики могут быть исследованы по четным и нечетным волнам. Схемы замещения по четным и нечетным вол-

нам показаны на рис. 3.8.

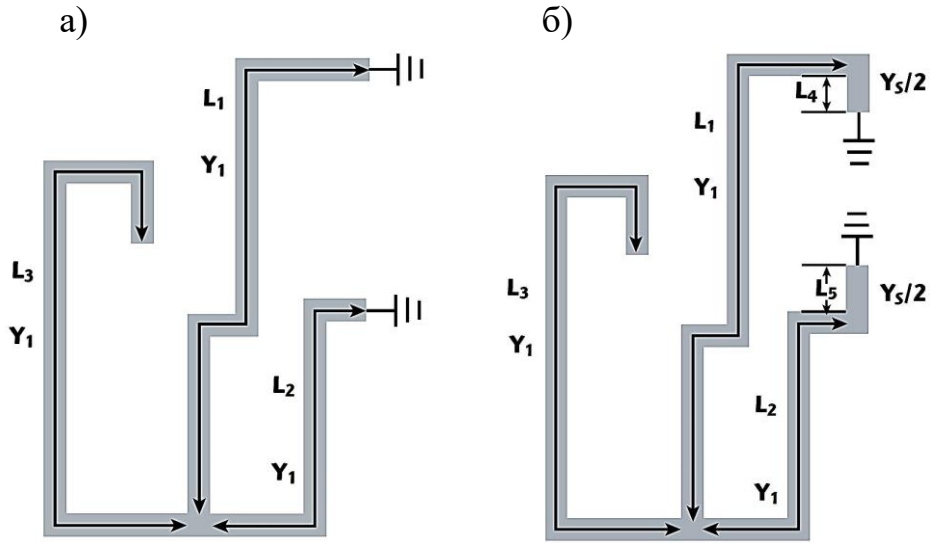


Рис. 3.8 — Схемы замещения резонатора по нечетным (а) и четным (б) модам

Схема замещения для нечетных мод содержит два резонансных контура. Две резонансные частоты нечетных мод могут быть получены следующим образом:

$$f_{\text{нечет1}} = \frac{c}{4(L_2 + L_3)\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}; \quad (3.3)$$

$$f_{\text{нечет2}} = \frac{3c}{4(L_1 + L_3)\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}. \quad (3.4)$$

Две резонансные частоты четных мод могут быть получены следующим образом:

$$f_{\text{чет1}} = \frac{c}{4(L_2 + L_3 + L_5)\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}; \quad (3.5)$$

$$f_{\text{чет2}} = \frac{3c}{4(L_1 + L_3 + L_4)\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}. \quad (3.6)$$

Из уравнений (3.3) и (3.4) можно отметить, что первая полоса пропускания (ПП) может быть определена значениями L_2 и L_3 , а ее ширина полосы настраивается L_3 . Точно так же вторая ПП может быть задана L_1 и L_3 , а ее ширина полосы определяется L_2 . Таким образом, подбирая параметры L_1 , L_2 и L_3 , нужные частоты выделяются в соответствующих полосах пропускания, а ширина этих полос может независимо корректироваться, изменяя L_4 и L_5 , соответственно.

Рис. 3.9 описывает топологию фильтра. Этот фильтр состоит из одиночного резонатора, нагруженного короткими шлейфами (см. рис. 3.7), и пары полуволновых резонаторов с боковой связью, длиной $L_6 + L_7$ и шириной W_1 . Резонатор, показанный на рис. 3.7, используется для того, чтобы сформировать две полосы пропускания фильтра. Резонатор на отрезках линий L_6 и L_7 используется для формирования третьей полосы пропускания фильтра, а его ширина полосы пропускания может быть настроена варьированием зазора g_1 . Кроме того, пара резонаторов с боковой связью окружает резонатор, нагруженный короткими шлейфами, и служит частью линий подачи. Таким образом, удастся реализовать компактные габариты.

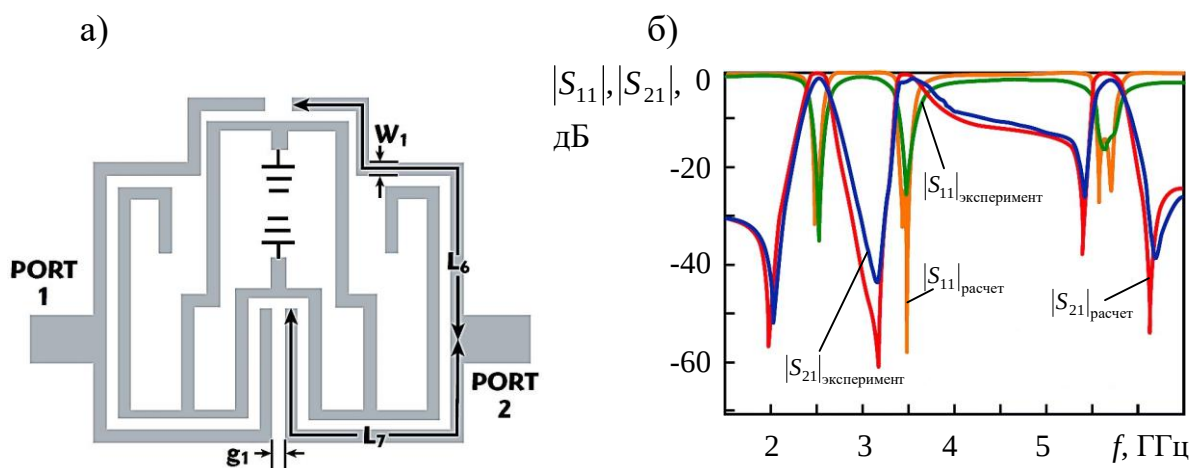


Рис. 3.9 — Топология фильтра (а) и его характеристики (б)

Другой вариант двухполосного фильтра на связанных резонаторах и на резонаторах со ступенчатым изменением сопротивления, нагруженных короткозамкнутым шлейфом показан на рис. 3.10.

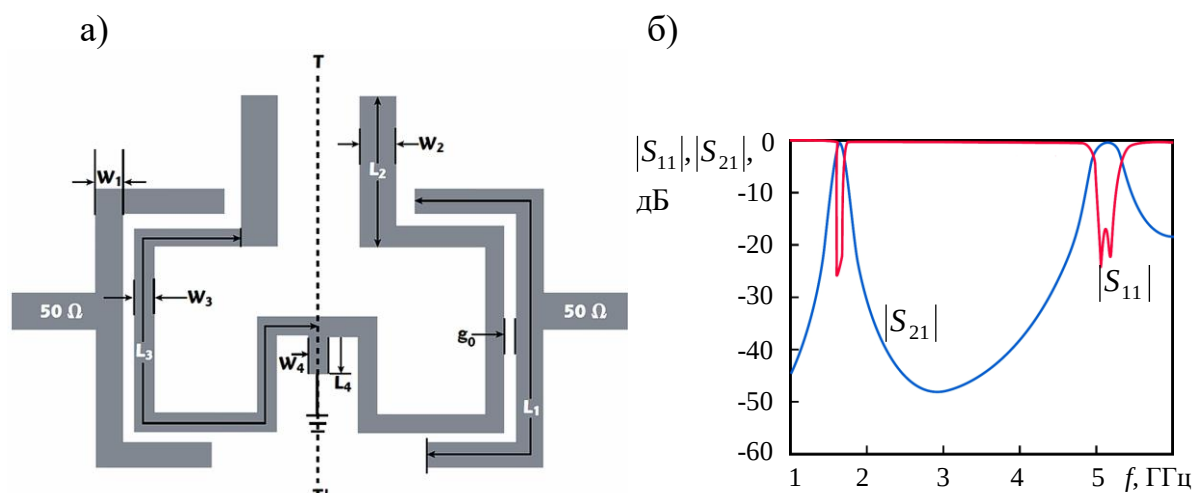


Рис. 3.10 — Топология двухполосного ППФ (а) и его характеристики (б)

Для построения многополосного ППФ использовались двухсекционные резонаторы со ступенчатым импедансом (РСС).

Как показано на рис. 3.10,а, компактный микрополосковый ППФ состоит из двухволнового двухдиапазонного РСС, нагруженного шлейфом, и двух линий передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, которые действуют как порты входа и выхода. Так как предложенный РСС — симметрическое устройство, то для его анализа и синтеза может быть применена четно-нечетно-волновая теория, а его схемы замещения показаны на рис. 3.11. Для возбуждения нечетной и четной волн, плоскость симметрии TT' (см. рис. 3.10) рассматривают как закороченный конец или открытый конец, соответственно. Проводимости входов резонаторов по четной и нечетной волнам обозначим как: $Y_{ВХчет}$, $Y_{ВХнечет}$.

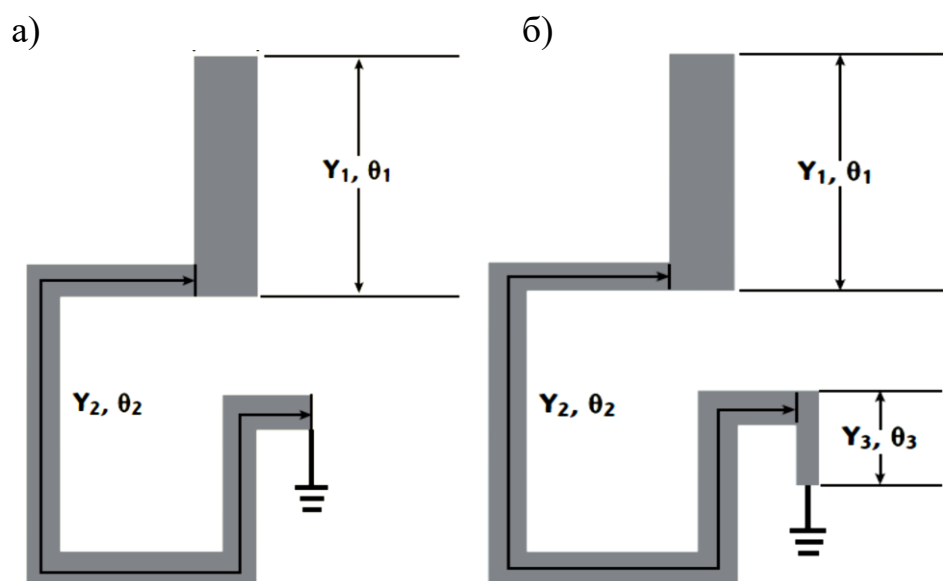


Рис. 3.11 — Схемы замещения резонаторов двухполосного ППФ по нечетным (в) и четным (г) модам

Согласно условию резонанса $Y_{ВХнечет} = 0$ и $Y_{ВХчет} = 0$, резонансные частоты могут быть выражены с учетом соотношений:

а) при $f = f_{нечет}$

$$Y_1 \operatorname{tg}(\theta_1) \operatorname{tg}(\theta_2) - Y_2 = 0; \quad (3.7)$$

б) при $f = f_{чет}$

$$Y_2 Y_3 - Y_2^2 \operatorname{tg}(\theta_2) \operatorname{tg}(\theta_3) - Y_1 Y_2 \operatorname{tg}(\theta_1) \operatorname{tg}(\theta_3) - Y_1 Y_3 \operatorname{tg}(\theta_1) \operatorname{tg}(\theta_2) = 0, \quad (3.8)$$

где

Y_i ($i = 1, 2, 3$) являются характеристическими проводимостями линий с

шириной W_i ($i = 2, 3, 4$);

θ_i ($i = 1, 2, 3$) являются электрическими длинами трех секций длиной L_i ($i = 2, 3, 4$), соответственно.

Из формулы (3.7) следует, что резонансные частоты нечетно-волнового резонатора $f_{\text{нечет1}}, f_{\text{нечет2}}$ определяются значениями $\theta_1, \theta_2, Y_1, Y_2$. Поэтому при корректном выборе этих параметров резонансные частоты $f_{\text{нечет1}}, f_{\text{нечет2}}$ должны попадать в одну или различные полосы пропускания многополосного фильтра. Также, полная электрическая длина θ резонатора для нечетной волны определяется выражением

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 = \theta_1 + \arctg\left(\frac{Y_2/Y_1}{\tg(\theta_1)}\right). \quad (3.9)$$

Относительно небольшие габаритные размеры фильтра могут быть получены при $Y_2/Y_1 = 0,9 — 0,25$ и $\theta_1 = 15^\circ — 50^\circ$.

Резонансные частоты четно-волнового резонатора зависят исключительно от θ_3, Y_1 . Кроме того, при уменьшении электрической длины θ_3 резонансные частоты четно-волнового резонанса ($f_{\text{чет1}}, f_{\text{чет2}}$) соответственно будут смещаться относительно резонансных частот нечетно-волнового резонатора ($f_{\text{нечет1}}, f_{\text{нечет2}}$), тогда как сами частоты нечетно-волнового резонатора ($f_{\text{нечет1}}, f_{\text{нечет2}}$) остаются неизменными. Следовательно, эти четыре резонансных частоты могут быть помещены в пределах требуемых двух полос пропускания, чтобы реализовать двухполосный ППФ, разумно выбирая параметры РСС и короткого шлейфа, соответственно.

На основе проанализированной двухволновой двухполосной модели реализован **трехполосный ППФ**, за счет введения дополнительного пути передачи на отличной от двух других резонансной частоте. Для формирования третьей полосы пропускания расширенные линии питания изгибаются наружу, при этом размер топологии увеличивая незначительно. Схема трехполосного ППФ показана на рис. 3.12.

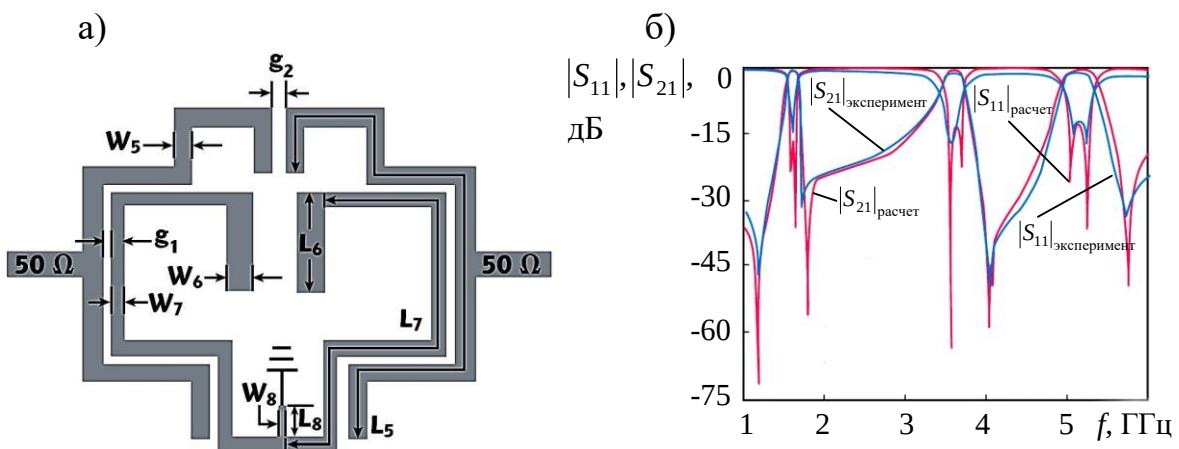


Рис. 3.12 — Схема трехполосного ППФ (а) и его характеристики (б)

Кроме того, частота резонатора расширенных линий питания может быть независимо подстроена к желаемой полосе пропускания (например, для *WiMAX*, 3,5 ГГц) и рассчитывается по приближенной формуле

$$f_{\text{рез}} \approx \frac{c}{2L_5 \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}. \quad (3.10)$$

Топология трехполосного ППФ (ТПФ), реализованная в САПР *AWR Design Environment*, показана на рис. 3.13.

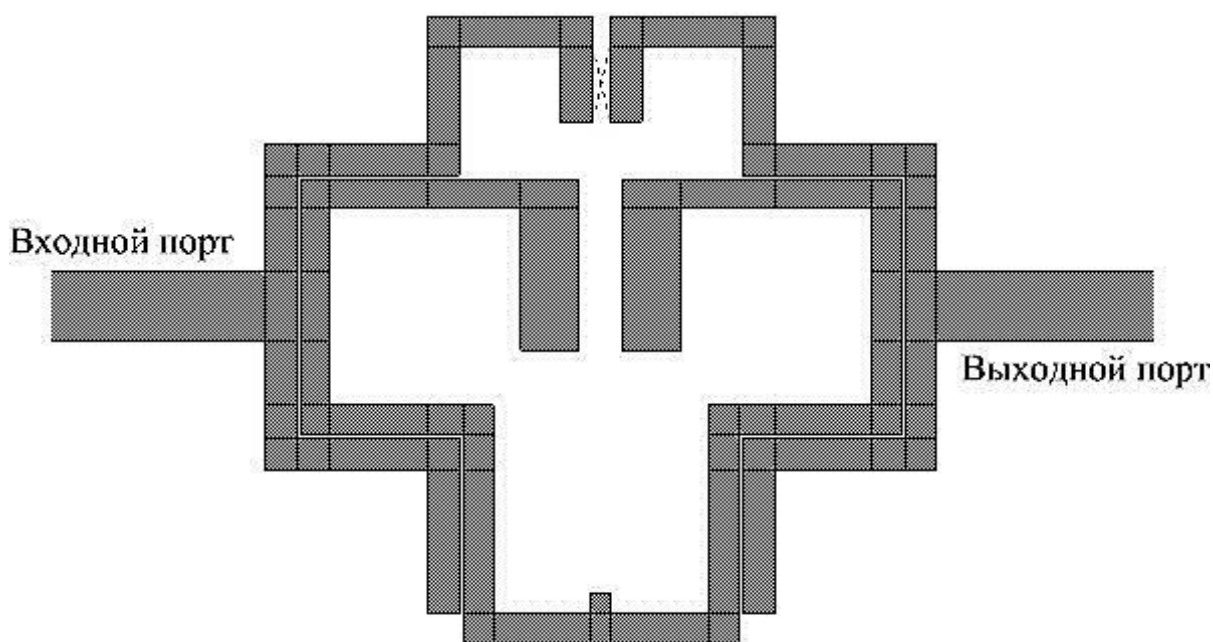


Рис. 3.13 — Топология трехполосного полосно-пропускающего фильтра

Схема проекта ТПФ в САПР *AWR Design Environment*, показан на рис. 3.14.

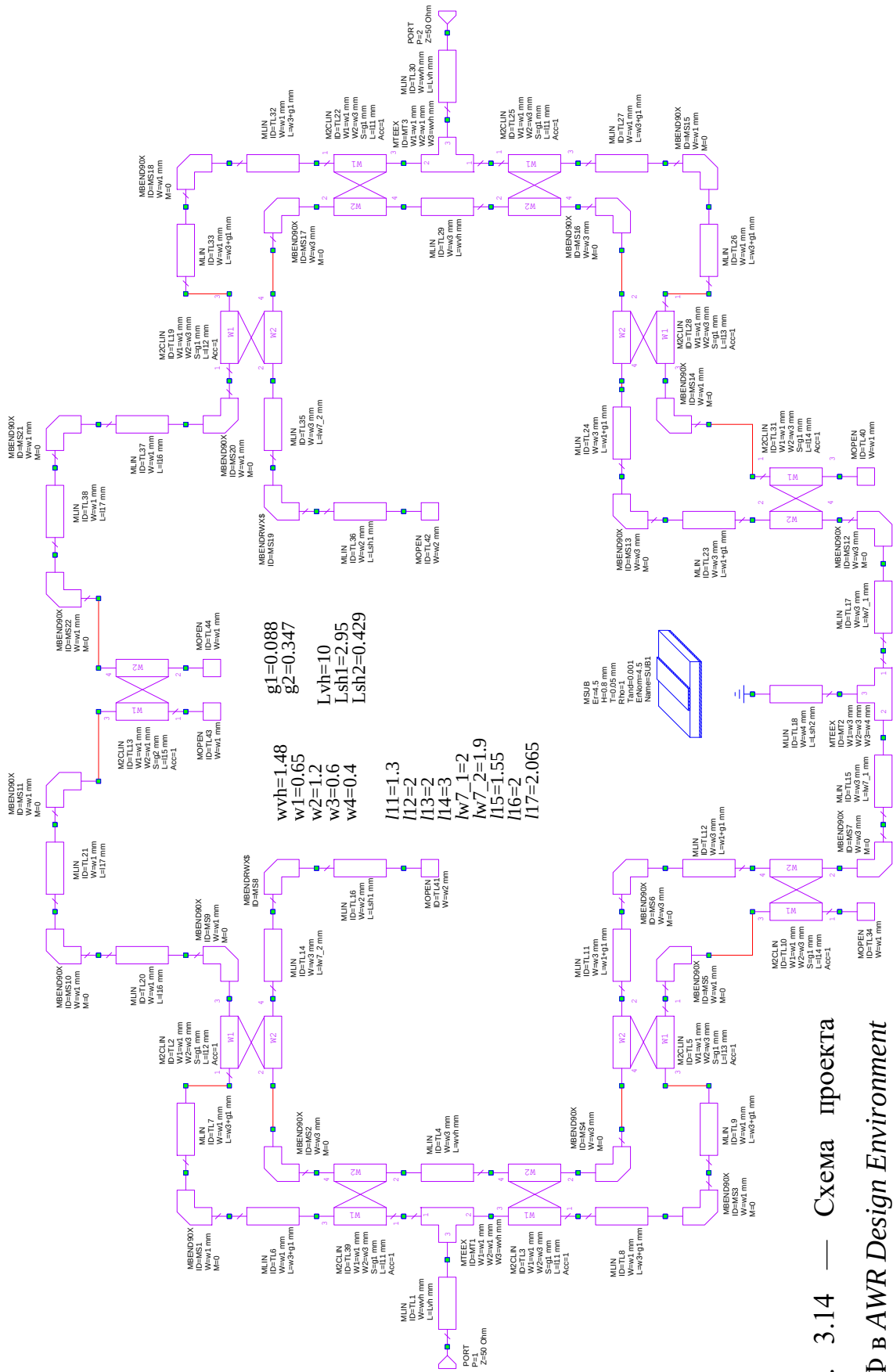


Рис. 3.14 — Схема проекта
ТПФ в AWR Design Environment

3.2. Порядок выполнения работы

3.2.1. Согласно исходным данным по табл. 3.1 выбрать тип фильтра ПФ или ДПФ. Для выбранного фильтра в программе *TXLine* (в разделе «**Tools**» *AWR Design Environment*) для подложки с заданными характеристиками рассчитать ширину полосковых линий, идущих к портам с сопротивлением 50 Ом.

3.2.2. Предварительно рассчитать:

— для перестраиваемого фильтра длину разомкнутого резонатора как половина резонансной длины волны в диэлектрике (электрическая длина 180°);

— для двухполосного фильтра длину резонатора и шлейфа — по формулам (3.1) и (3.2).

3.2.3. Реализовать в *AWR Design Environment* схему проекта ПФ (рис. 3.3) или ДПФ (рис. 3.6) с указанными на соответствующих рисунках параметрами элементов.

3.2.4. Проверить правильность выполнения топологии фильтра в окне программы «**ViewLayout**» (кнопка ). Для этого в данном окне выделить все фрагменты схемы (**Ctrl+A**) и затем нажать кнопку «**Snap Together**» . Если полученная топология ДПФ не соответствует показанной на рис. 3.4, а для ПФ в **общем виде** не соответствует показанной на рис. 3.1, то необходимо исправить ошибки, сверив схему проекта с показанной на рис. 3.6 или 3.3 для ДПФ и ПФ, соответственно.

3.2.5. Для подготовленной схемы построить графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$, построенные в децибелах.

3.2.6. С учетом предварительно выполненных расчетов уточнить значения соответствующих параметров топологии фильтра для того, чтобы получить резонансные частоты, соответствующие исходным данным по таблице 3.1.

Для перестраиваемого фильтра настройка схемы производится для управляющего напряжения $U_r = 16$ В.

Для проверки полученного результата анализируются графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$, построенные в децибелах.

Порядок коррекции топологии перестраиваемого фильтра предполагает следующее:

а) пользуясь инструментом «**Tunetool**» , отметить маркером в разработанной схеме проекта переменные w , $w1$, $w2$, $l1$, $l2$, s , $s2$, $l3$, $w3$, wg , fee , $r0$.

Параметры w , $w1$, $w2$, $l1$, $l2$, s , $s2$ определяют резонансную частоту фильтра, качество согласования и ослабление в полосе пропускания. Из них переменные w , $w1$, $w2$, $l1$ главным образом отвечают за резонансную

частоту и согласование, s , s_2 — за ширину полосы пропускания и ослабление в ее пределах. Переменные l_3 , w_3 , w_g , f_{ee} , r_0 являются вспомогательными и описывают параметры топологии, обеспечивающей подачу постоянного управляющего напряжения в цепь фильтра и развязку по частоте радиосигнала в канале управляющего напряжения. Величина r_0 должна быть равной четверти длины волны на средней рабочей частоте (электрическая длина 90°).

б) открыть графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$, построенные в децибелах;

в) пользуясь инструментом «**Tune**» , выполнить коррекцию соответствующих параметров топологии с целью получить требуемую АЧХ фильтра и качественное согласование в пределах полосы пропускания;

г) задавать постоянное управляющее напряжение $U_r = 1, 9, 18, 27$ В, и построить для каждого случая графики $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ в децибелах.

Порядок коррекции топологии двухполосного ППФ предполагает следующее:

а) пользуясь инструментом «**Tunetool**» , отметить маркером в разработанной схеме проекта переменные w , w_1 , w_{21} , w_{22} , dl , L , L_1 , L_{vh1} , L_{vh2} (элементы L_{vh1} , L_{vh2} , w_{21} , w_{22} отвечают **ТОЛЬКО** за согласование на входе и выходе фильтра; элемент dl отвечает **ТОЛЬКО** за сведение отрезков линии передачи в целостную топологию и для коррекции АЧХ не используется).

б) открыть графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$, построенные в децибелах;

в) пользуясь инструментом «**Tune**» , выполнить коррекцию соответствующих параметров топологии с целью получить требуемую АЧХ фильтра и качественное согласование в пределах двух полос пропускания;

г) проверить правильность выполнения топологии фильтра по аналогии с пп. 3.2.2. Если для ДПФ наблюдаются нестыковки отрезков линий передачи в виде, как показано на рис. 3.15, то следует с применением инструмента «**Tune**», регулируя переменную dl , добиться стыковки отрезков линий без знаков смещения;

д) проверить графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$. При необходимости повторить пп. 3.2.6 с начала.

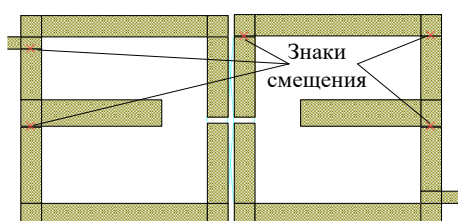


Рис. 3.15 — Нестыковки в топологии фильтра

3.2.7. Согласно исходным данным по табл. 3.2, приведенным для ТПФ, в программе *TXLine* (в разделе «**Tools**» *AWR Design Environment*) для подложки с заданными характеристиками рассчитать для средней частоты ширину полосковых линий, идущих к портам с сопротивлением 50 Ом.

3.2.8. Реализовать в *AWR Design Environment* схему проекта ТПФ (рис. 3.14) с указанными на рисунке параметрами элементов.

Для построенной схемы построить графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ в децибелах. Убедится в правильности выполненной схемы проекта фильтра (см. пп. 3.2.4, сравнение топологии провести относительно рис. 3.13). Обратить внимание, чтобы все полосковые линии сохраняли свою ширину по всей длине. Иначе — проверить правильность переменных, заданных непосредственно в топологии.

3.2.9. Рассчитать параметры линий передачи, образующих резонаторы линий по формулам (3.7) — (3.10). **Пример выполнения расчетов показан в Приложении В.**

С учетом выполненных расчетов уточнить значения соответствующих параметров схемы проекта фильтра.

3.2.10. Построить графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ в децибелах. И провести коррекцию топологии фильтра для того, чтобы получить резонансные частоты, соответствующие исходным данным по табл. 3.2. и качественное согласование в трех полосах пропускания.

Порядок коррекции топологии ТПФ предполагает следующее:

а) пользуясь инструментом «**Tunetool**», отметить маркером в разработанной схеме проекта переменные $w1$, $w3$, $w2$, $w4$, $l11$, $l14$, $l15$, $l16$, $l17$, $lsh1$, $lsh2$ ($w1$, $w3$, $l11$, $l15$, $l16$ отвечают за смещение по оси частот всех трех полос пропускания, параметры шлейфов $w2$, $lsh1$ и $w4$, $lsh2$ отвечают за отдельные резонансные частоты; $l17$ отвечает **ТОЛЬКО** за сведение отрезков линии передачи в целостную топологию — удаление в топологии зон смещения);

б) перейти в графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$;

в) пользуясь инструментом «**Tune**», выполнить коррекцию соответствующих параметров топологии с целью получить требуемую АЧХ фильтра и качественное согласование в пределах трех полос пропускания;

г) проверить правильность выполнения топологии фильтра по аналогии с пп. 3.2.2. Если для ТПФ наблюдаются нестыковки отрезков линий передачи в виде, как показано на рис. 3.15, то следует с применением инструмента «**Tune**», регулируя переменную $l17$, добиться стыковки отрезков линий без знаков смещения (см. рис. 3.13);

д) проверить графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$. При необходимости повторить пп. 3.2.10 с начала.

3.3. Содержание отчета

3.3.1. Привести результаты предварительных расчетов для ПФ или ДПФ, соответственно.

3.3.2. Представить схему проекта и топологию ПФ или ДПФ, соответственно.

3.3.1. Представить в децибелах графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для ПФ или ДПФ, соответственно.

3.3.2. Привести результаты предварительных расчетов для ТПФ.

3.3.2. Представить схему проекта и топологию ТПФ.

3.3.6. Представить в децибелах графики частотных зависимостей $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для ТПФ.

3.3.7. Представить выводы, содержащие анализ особенностей топологий и характеристик разработанных фильтров СВЧ диапазона.

3.4. Контрольные вопросы для подготовки к защите лабораторной работы

3.4.1. Перечислите основные характеристики фильтра СВЧ диапазона.

3.4.2. Поясните принцип работы и особенности топологии неперестраиваемого и перестраиваемого фильтров первого порядка на разомкнутых полуволновых резонаторах.

3.4.3. Поясните принцип работы и особенности топологии неперестраиваемого и перестраиваемого фильтров второго порядка на разомкнутых полуволновых резонаторах.

3.4.4. Поясните принцип работы и особенности топологии двухполосного полосно-пропускающего фильтра на разомкнутых резонаторах, нагруженных шлейфами.

3.4.5. Определите длины резонаторов и шлейфов двухполосного ППФ на разомкнутых резонаторах, нагруженных шлейфами, выполненного на подложке *duroid* 5870 с диэлектрической проницаемостью 2,33 при резонансных частотах фильтра 1,8 ГГц и 3,4 ГГц.

3.4.6. Определите длины резонаторов и шлейфов двухполосного ППФ на разомкнутых резонаторах, нагруженных шлейфами, выполненного на подложке *duroid* 6002 с диэлектрической проницаемостью 6,15 при резонансных частотах фильтра 2,4 ГГц и 4,2 ГГц.

3.4.7. Поясните назначение ступенчатого перехода полосковой линии на входе и выходе ДПФ, показанного на рис. 3.4.

3.4.8. Поясните принцип работы двухполосного фильтра, реализованного на кольцевом резонаторе, нагруженном двумя короткими шлейфами (см. рис. 3.7).

3.4.9. Определите длины отрезков линий L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 двухпо-

лосного фильтра, реализованного на кольцевом резонаторе, нагруженном двумя короткими шлейфами (см. рис. 3.7), выполненного на подложке *RO4450B* с диэлектрической проницаемостью 3,54 при резонансных частотах фильтра 2,4 ГГц и 5,6 ГГц.

3.4.10. Пояснить принцип работы и особенности топологии трехполосного полосно-пропускающего фильтра, реализованного на кольцевом резонаторе, нагруженном двумя короткими шлейфами (см. рис. 3.9).

3.4.11. Пояснить принцип работы и особенности топологии двухполосного полосно-пропускающего фильтра, реализованного на двухсекционных резонаторах со ступенчатым импедансом (см. рис. 3.10).

3.4.12. Определите длины отрезков линий L_1 , L_2 , L_3 двухполосного полосно-пропускающего фильтра, реализованного на двухсекционных резонаторах со ступенчатым импедансом (см. рис. 3.10), выполненного на подложке *RO4450B* с диэлектрической проницаемостью 3,54 при резонансных частотах фильтра 1,4 ГГц и 5 ГГц.

3.4.13. Пояснить принцип работы и особенности топологии трехполосного полосно-пропускающего фильтра, реализованного на двухсекционных резонаторах со ступенчатым импедансом (см. рис. 3.12).

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СМЕСИТЕЛЕЙ В AWR DESIGN ENVIRONMENT

4.1. Цель работы

Исследовать принципы построения и особенности настройки смесителей СВЧ диапазона.

4.2. Задание к лабораторной работе

В соответствии с индивидуальным заданием (табл. 4.1 и 4.2) необходимо выполнить моделирование характеристик балансных смесителей:

- смеситель на квадратурном шлейфном ответвителе (СМ1);
- смеситель на кольцевом ответвителе (СМ2);
- смеситель на ячейке Гильберта (СМ3).

Таблица 4.1 — Исходные данные для исследования смесителей

<i>M</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип первого исследуемого смесителя	СМ1	СМ2	СМ1	СМ2	СМ1	СМ2	СМ1	СМ2	СМ1	СМ2
Частота радиосигнала, ГГц, для СМ1,2	2,4	2,8	3,2	3,6	4	4,4	4,8	5,2	5,4	5,8
Толщина диэлектрика подложки, мм	0,813	0,635	1,01	0,635	0,762	1,27	0,78	0,635	1,03	1,27
Диэлектрическая постоянная	2,33	2,94	3,48	6,15	10,2	3,38	2,4	9,2	3,02	3,48
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,0012	0,0012	0,0037	0,0019	0,0023	0,0027	0,0019	0,0023	0,0016	0,0037
<i>N</i>	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Тип второго исследуемого смесителя	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3	СМ3
Частота радиосигнала, ГГц, для СМ3	1,8	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3	3,2	3,4	3,6
Промежуточная частота, МГц	10,7	18,5	21,4	45	10,7	18,5	21,4	45	10,7	21,4
Мощность радиосигнала, дБм	-20	-15	-20	-15	-20	-15	-20	-15	-20	-15

4.1. Принципы построения и особенности моделирования микроволновых смесителей

Преобразователь частоты — это устройство, осуществляющее трансформацию (перенос) спектра сигнала из одной частотной области в другую. Для преобразования частоты СВЧ-сигналов используются полупроводниковые приборы различного принципа действия и назначения, на основе которых разрабатывается необходимая номенклатура преобразователей частоты.

Выделяют активные и пассивные смесители по наличию в устройстве дополнительного источника питания. Также различают небалансные и балансные смесители по количеству в схеме смесителя симметрирующих трансформаторов.

В общем виде смеситель имеет три порта, на два из которых подаются сигналы радиочастоты (РЧ) и гетеродина (Гет.), с третьего порта снимается сигнал суммарной или разностной (промежуточной) частоты.

На рис. 4.1, а показана простейшая схема небалансного смесителя сигналов СВЧ диапазона.

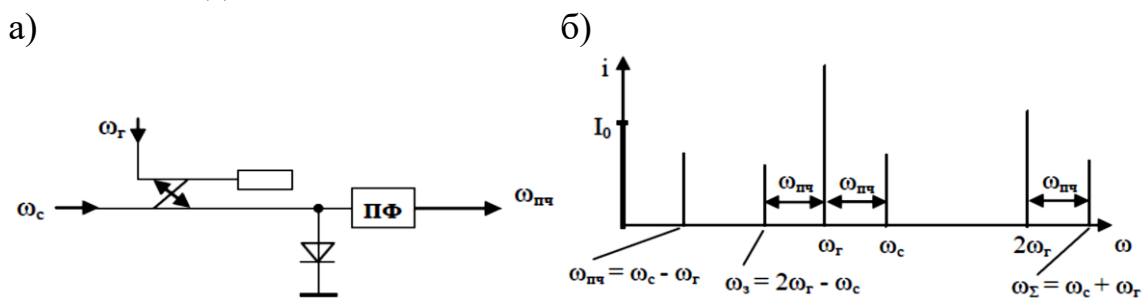


Рис. 4.1 — Схема небалансного смесителя (а) и упрощенный спектральный состав сигнала на выходе смесителя (перед полосовым фильтром) (б)

На рис. 4.1,б показан упрощенный спектральный состав сигнала на выходе смесителя (перед полосовым фильтром), образованный в результате перемножения сигналов РЧ и гетеродина.

Основные характеристики любого СВЧ смесителя:

- мощность сигнала РЧ;
- мощность сигнала гетеродина;
- коэффициент преобразования $G_{пр} = 10 \lg(P_{пч}/P_{рч})$;
- точка компрессии выходной мощности на 1 дБ;
- развязка между портами;
- коэффициент шума (N);
- точка пересечения с интермодуляционной составляющей третьего порядка ($IP3$).

Недостатки небалансного смесителя (НБС):

- преобразование (без подавления) амплитудных шумов гетеро-

дина на ПЧ, что значительно увеличивает коэффициент шума;

- высокий требуемый уровень мощности сигнала гетеродина;
- малая развязка входных/выходных трактов;
- высокий уровень нелинейных и интермодуляционных искажений, что ограничивает динамический диапазон НБС.

На практике в основном используются балансные схемы смесителей.

Наличие в конструкции одиночного балансного смесителя (ОБС) симметрирующего трансформатора позволяет повысить линейность преобразования в общем случае за счет подавления четных гармоник продуктов преобразования на балансной схеме. Также сравнительно с НБС существенно повышается развязка в каналах ПЧ-Гет, РЧ-Гет. ОБС требует для нормальной работы по сравнению с НБС большей мощности гетеродина для управления диодами, что позволяет существенно повысить уровень IP_3 , т.е. ОБС характеризуется более низким уровнем интермодуляционных искажений. ОБС также является более широкополосным.

На рис. 4.2 показан вариант топологии одиночного балансного смесителя (ОБС), реализованная на основе квадратурного шлейфного ответвителя.

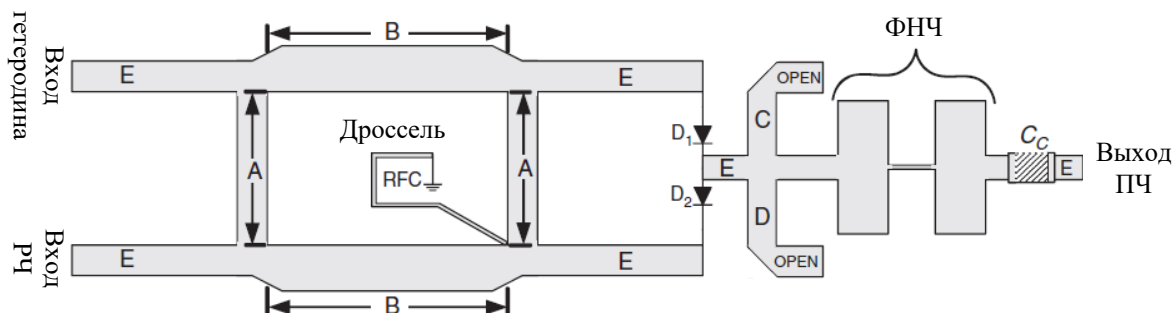


Рис. 4.2 — Одиночный балансный смеситель на квадратурном шлейфном ответвителе

Данный ОБС характеризуется относительно большим динамическим диапазоном. Для его работы требуется уровень мощности гетеродина $P_{\text{ГЕТ}} = 8 - 10$ дБм. Обеспечивается достаточная для большинства приложений развязка в каналах ПЧ-Гет, РЧ-Гет. Недостаток данной схемы состоит в том, что она работает только для относительно небольших ПЧ. Настройка схемы производится на частоту среднюю относительно РЧ и частоты гетеродина.

При проектировании смесителя, показанного на рис. 4.2, необходимо выполнить следующие условия:

- а) линия A выбирается с волновым сопротивлением 50 Ом и электрической длиной $A = 90^\circ$ для частоты $\frac{f_{\text{РЧ}} + f_{\text{Гет}}}{2}$;

- б) линия B выбирается с волновым сопротивлением $35,5 \text{ Ом}$ и электрической длиной $B = 90^\circ$ для частоты $\frac{f_{\text{РЧ}} + f_{\text{Гет}}}{2}$;
- в) линия C выбирается с волновым сопротивлением 50 Ом и электрической длиной $C = 90^\circ$ для частоты $f_{\text{РЧ}}$;
- г) линия D выбирается с волновым сопротивлением 50 Ом и электрической длиной $D = 90^\circ$ для частоты $f_{\text{Гет}}$;
- д) линия E выбирается с волновым сопротивлением 50 Ом и произвольной небольшой электрической длиной;
- е) линия RFC (дроссель) выбирается с волновым сопротивлением 100 Ом и электрической длиной $RFC = 90^\circ$ для частоты $f_{\text{Гет}}$;
- ж) D_1, D_2 — смесительные диоды Шотки СВЧ диапазона.

Другой вариант ОБС, реализованного на основе кольцевого направленного ответвителя, показан на рис. 4.3.

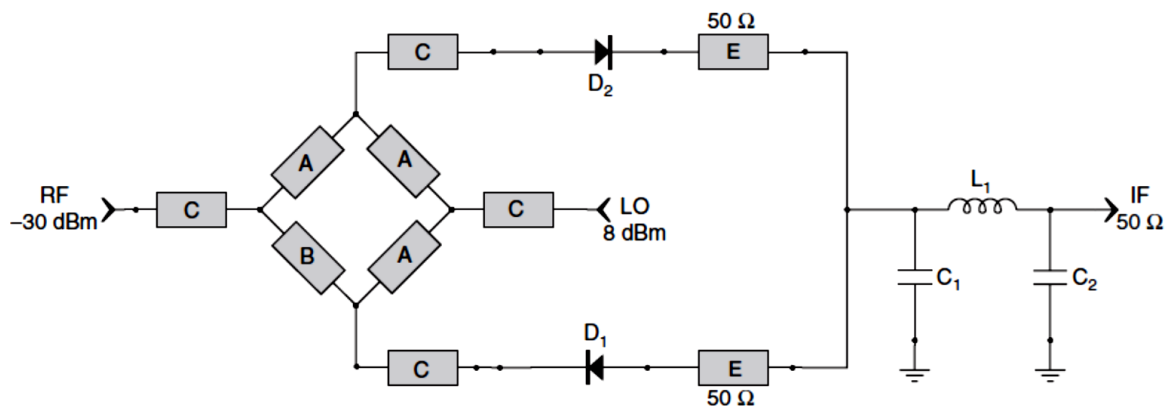


Рис. 4.3 — Одиночный балансный смеситель на кольцевом ответвителе

При проектировании смесителя, показанного на рис. 4.3, необходимо выполнить следующие условия:

- а) линия A выбирается с волновым сопротивлением $70,7 \text{ Ом}$ и электрической длиной $A = 90^\circ$ для частоты $\frac{f_{\text{РЧ}} + f_{\text{Гет}}}{2}$;
- б) линия B выбирается с волновым сопротивлением $70,5 \text{ Ом}$ и электрической длиной $B = 270^\circ$ для частоты $\frac{f_{\text{РЧ}} + f_{\text{Гет}}}{2}$;
- в) линия C выбирается с волновым сопротивлением 50 Ом и электрической длиной $C = 10^\circ$ для частоты $\frac{f_{\text{РЧ}} + f_{\text{Гет}}}{2}$;
- г) линия E выбирается с волновым сопротивлением 50 Ом и произвольной небольшой электрической длиной;

- д) D_1, D_2 — смесительные диоды Шотки СВЧ диапазона;
- е) частота среза и порядок выходного ФНЧ выбирается с учетом селекции ПЧ.

На рис. 4.4 показан пример проекта топологии одиночного балансного смесителя на квадратурном шлейфном ответвителе, выполненного в САПР *AWR Design Environment*.

На рис. 4.5 показан пример проекта топологии одиночного балансного смесителя на кольцевом ответвителе, выполненного в САПР *AWR Design Environment*.

Наряду с пассивными смесителями широкое применение получили различные типы активных смесителей.

Преимущества смесителей на активных нелинейных элементах:

- требуется существенно меньший уровень мощности гетеродина;
- коэффициент преобразования больше нуля;
- обеспечивается хорошая развязка в канале Гет-ПЧ;
- формируется меньше вредных продуктов преобразования;
- менее чувствителен к нагрузкам портов.

Недостатки:

- при обеспечении высокого коэффициента преобразования существенно возрастает коэффициент шума и, наоборот, при уменьшении коэффициента шума существенно падает коэффициент преобразования;
- относительная узкополосность;
- требует дополнительного постоянного питающего напряжения;
- в ряде случаев характеризуется низким уровнем $IP3$.

Переменные:

w1=1.143 w2=1.143 w3=1.778 w5=0.254
L1=5.08 L2=7.976 L3=7.798 L4=7.925 L5=9.082

Prf=-15 Plo=12.46
Flo=5.76

Гетеродин

PORTFN
P=2
Freq=Flo GHz
Z=50 Ohm
Pwr=Plo dBm
Ang=0 Deg
Tone=2

MLIN
ID=TL1
W=w1 mm
L=L1 mm

MLIN
ID=TL6
W=w3 mm
L=L3 mm

MLIN
ID=TL11
W=w1 mm
L=L1 mm

MLIN
ID=TL16
W=w1 mm
L=L4 mm

MLIN
ID=TL15
W=w1 mm
L=L1/2 mm

MLIN
ID=TL20
W=w1 mm
L=L1/2 mm

MLIN
ID=TL18
W=w1 mm
L=L1 mm

MTEES
ID=TL3

MTEES
ID=TL9

MTEES
ID=TL13

MTEES
ID=TL14

MTEES
ID=TL17

MTEES
ID=TL19

MTEES
ID=TL21

PNIV N
ID=PN2
AFAC=1

PNIV N
ID=PN3
AFAC=1

PNIV N
ID=PN4
AFAC=1

PNIV N
ID=PN5
AFAC=1

PNIV N
ID=PN6
AFAC=1

PNIV N
ID=PN7
AFAC=1

PNIV N
ID=PN8
AFAC=1

MCROSS\$
ID=TL10

MCROSS\$
ID=TL11

MCROSS\$
ID=TL12

MCROSS\$
ID=TL13

MCROSS\$
ID=TL14

MCROSS\$
ID=TL15

MCROSS\$
ID=TL16

MCROSS\$
ID=TL17

MCROSS\$
ID=TL18

MCROSS\$
ID=TL19

MCROSS\$
ID=TL20

MCROSS\$
ID=TL21

MCROSS\$
ID=TL22

MCROSS\$
ID=TL23

MCROSS\$
ID=TL24

MCROSS\$
ID=TL25

MCROSS\$
ID=TL26

MCROSS\$
ID=TL27

MCROSS\$
ID=TL28

MCROSS\$
ID=TL29

MCROSS\$
ID=TL30

MCROSS\$
ID=TL31

MCROSS\$
ID=TL32

MCROSS\$
ID=TL33

MCROSS\$
ID=TL34

MCROSS\$
ID=TL35

MCROSS\$
ID=TL36

MCROSS\$
ID=TL37

MCROSS\$
ID=TL38

MCROSS\$
ID=TL39

MCROSS\$
ID=TL40

MCROSS\$
ID=TL41

MCROSS\$
ID=TL42

MCROSS\$
ID=TL43

MCROSS\$
ID=TL44

MCROSS\$
ID=TL45

MCROSS\$
ID=TL46

MCROSS\$
ID=TL47

MCROSS\$
ID=TL48

MCROSS\$
ID=TL49

MCROSS\$
ID=TL50

MCROSS\$
ID=TL51

MCROSS\$
ID=TL52

MCROSS\$
ID=TL53

MCROSS\$
ID=TL54

MCROSS\$
ID=TL55

MCROSS\$
ID=TL56

MCROSS\$
ID=TL57

MCROSS\$
ID=TL58

MCROSS\$
ID=TL59

MCROSS\$
ID=TL60

MCROSS\$
ID=TL61

MCROSS\$
ID=TL62

MCROSS\$
ID=TL63

MCROSS\$
ID=TL64

MCROSS\$
ID=TL65

MCROSS\$
ID=TL66

MCROSS\$
ID=TL67

MCROSS\$
ID=TL68

MCROSS\$
ID=TL69

MCROSS\$
ID=TL70

MCROSS\$
ID=TL71

MCROSS\$
ID=TL72

MCROSS\$
ID=TL73

MCROSS\$
ID=TL74

MCROSS\$
ID=TL75

MCROSS\$
ID=TL76

MCROSS\$
ID=TL77

MCROSS\$
ID=TL78

MCROSS\$
ID=TL79

MCROSS\$
ID=TL80

MCROSS\$
ID=TL81

MCROSS\$
ID=TL82

MCROSS\$
ID=TL83

MCROSS\$
ID=TL84

MCROSS\$
ID=TL85

MCROSS\$
ID=TL86

MCROSS\$
ID=TL87

MCROSS\$
ID=TL88

MCROSS\$
ID=TL89

MCROSS\$
ID=TL90

MCROSS\$
ID=TL91

MCROSS\$
ID=TL92

MCROSS\$
ID=TL93

MCROSS\$
ID=TL94

MCROSS\$
ID=TL95

MCROSS\$
ID=TL96

MCROSS\$
ID=TL97

MCROSS\$
ID=TL98

MCROSS\$
ID=TL99

MCROSS\$
ID=TL100

MCROSS\$
ID=TL101

MCROSS\$
ID=TL102

MCROSS\$
ID=TL103

MCROSS\$
ID=TL104

MCROSS\$
ID=TL105

MCROSS\$
ID=TL106

MCROSS\$
ID=TL107

MCROSS\$
ID=TL108

MCROSS\$
ID=TL109

MCROSS\$
ID=TL110

MCROSS\$
ID=TL111

MCROSS\$
ID=TL112

MCROSS\$
ID=TL113

MCROSS\$
ID=TL114

MCROSS\$
ID=TL115

MCROSS\$
ID=TL116

MCROSS\$
ID=TL117

MCROSS\$
ID=TL118

MCROSS\$
ID=TL119

MCROSS\$
ID=TL120

MCROSS\$
ID=TL121

MCROSS\$
ID=TL122

MCROSS\$
ID=TL123

MCROSS\$
ID=TL124

MCROSS\$
ID=TL125

MCROSS\$
ID=TL126

MCROSS\$
ID=TL127

MCROSS\$
ID=TL128

MCROSS\$
ID=TL129

MCROSS\$
ID=TL130

MCROSS\$
ID=TL131

MCROSS\$
ID=TL132

MCROSS\$
ID=TL133

MCROSS\$
ID=TL134

MCROSS\$
ID=TL135

MCROSS\$
ID=TL136

MCROSS\$
ID=TL137

MCROSS\$
ID=TL138

MCROSS\$
ID=TL139

MCROSS\$
ID=TL140

MCROSS\$
ID=TL141

MCROSS\$
ID=TL142

MCROSS\$
ID=TL143

MCROSS\$
ID=TL144

MCROSS\$
ID=TL145

MCROSS\$
ID=TL146

MCROSS\$
ID=TL147

MCROSS\$
ID=TL148

MCROSS\$
ID=TL149

MCROSS\$
ID=TL150

MCROSS\$
ID=TL151

MCROSS\$
ID=TL152

MCROSS\$
ID=TL153

MCROSS\$
ID=TL154

MCROSS\$
ID=TL155

MCROSS\$
ID=TL156

MCROSS\$
ID=TL157

MCROSS\$
ID=TL158

MCROSS\$
ID=TL159

MCROSS\$
ID=TL160

MCROSS\$
ID=TL161

MCROSS\$
ID=TL162

MCROSS\$
ID=TL163

MCROSS\$
ID=TL164

MCROSS\$
ID=TL165

MCROSS\$
ID=TL166

MCROSS\$
ID=TL167

MCROSS\$
ID=TL168

MCROSS\$
ID=TL169

MCROSS\$
ID=TL170

MCROSS\$
ID=TL171

MCROSS\$
ID=TL172

MCROSS\$
ID=TL173

MCROSS\$
ID=TL174

MCROSS\$
ID=TL175

MCROSS\$
ID=TL176

MCROSS\$
ID=TL177

MCROSS\$
ID=TL178

MCROSS\$
ID=TL179

MCROSS\$
ID=TL180

MCROSS\$
ID=TL181

MCROSS\$
ID=TL182

MCROSS\$
ID=TL183

MCROSS\$
ID=TL184

MCROSS\$
ID=TL185

MCROSS\$
ID=TL186

MCROSS\$
ID=TL187

MCROSS\$
ID=TL188

MCROSS\$
ID=TL189

MCROSS\$
ID=TL190

MCROSS\$
ID=TL191

MCROSS\$
ID=TL192

MCROSS\$
ID=TL193

MCROSS\$
ID=TL194

MCROSS\$
ID=TL195

MCROSS\$
ID=TL196

MCROSS\$
ID=TL197

MCROSS\$
ID=TL198

MCROSS\$
ID=TL199

MCROSS\$
ID=TL200

MCROSS\$
ID=TL201

MCROSS\$
ID=TL202

MCROSS\$
ID=TL203

MCROSS\$
ID=TL204

MCROSS\$
ID=TL205

MCROSS\$
ID=TL206

MCROSS\$
ID=TL207

MCROSS\$
ID=TL208

MCROSS\$
ID=TL209

MCROSS\$
ID=TL210

MCROSS\$
ID=TL211

MCROSS\$
ID=TL212

MCROSS\$
ID=TL213

MCROSS\$
ID=TL214

MCROSS\$
ID=TL215

MCROSS\$
ID=TL216

MCROSS\$
ID=TL217

MCROSS\$
ID=TL218

MCROSS\$
ID=TL219

MCROSS\$
ID=TL220

MCROSS\$
ID=TL221

MCROSS\$
ID=TL222

MCROSS\$
ID=TL223

MCROSS\$
ID=TL224

MCROSS\$
ID=TL225

MCROSS\$
ID=TL226

MCROSS\$
ID=TL227

MCROSS\$
ID=TL228

MCROSS\$
ID=TL229

MCROSS\$
ID=TL230

MCROSS\$
ID=TL231

MCROSS\$
ID=TL232

MCROSS\$
ID=TL233

MCROSS\$
ID=TL234

MCROSS\$
ID=TL235

Большинство схем активных смесителей по каналу гетеродина работает в режиме C , а по каналу радиосигнала — на линейном участке.

На рис. 4.6 показан несимметричный смеситель, состоящий из полевого транзистора, некоторых элементов цепи и двух настроенных контуров для обеспечения развязки между каналами.

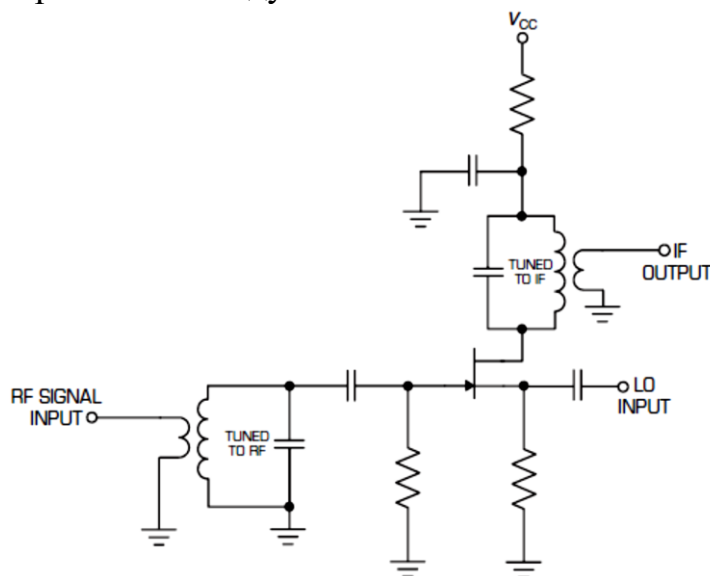


Рис. 4.6 — Схема несимметричного смесителя на полевом транзисторе

Сигнал гетеродина вводится в цепь истока транзистора. Сигнал ПЧ снимается в цепи стока через ППФ. Выходной трансформатор служит для согласования сопротивлений с последующим усилителем ПЧ.

На рис. 4.7 показана схема смесителя на двухзатворном полевом транзисторе.

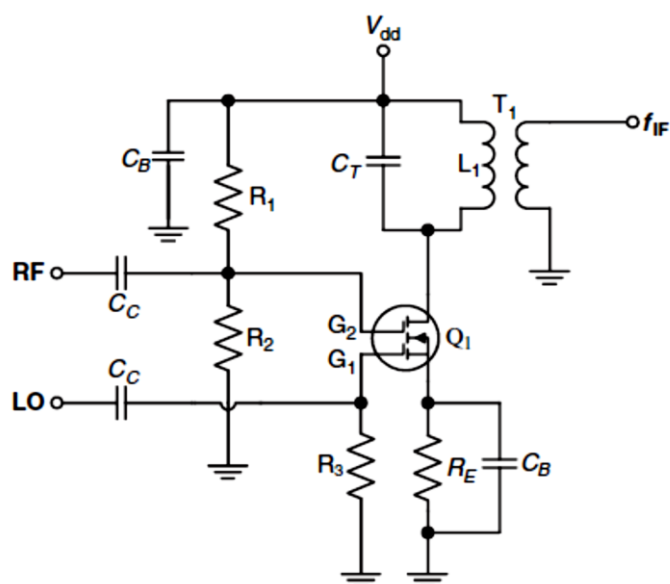


Рис. 4.7 — Схема узкополосного смесителя на двухзатворном полевом транзисторе

Несимметричный смеситель на двухзатворном МОП-транзисторе для частот до 400 МГц. Данный смеситель привлекателен для многих прикладных задач. Выход смесителя должен быть развязан по частоте для снижения уровня интермодуляционных искажений. Усиление по напряжению смесителя изменяется с изменением мощности гетеродина и согласования сопротивлений и составляет около 10.

При разработке данной схемы необходимо учесть следующее:

а) выбирается двухзатворный n -канальный МОП-транзистор с достаточным коэффициентом усиления на и, особенно, выше рабочей радиочастоты;

б) $C_B = C_C = 1/(2\pi f)$, где f — частота радиосигнала или гетеродина;

в) $C_r = 1/[4(\pi^2 f_{ПЧ}^2 L_1)]$ или $L_1 = 1/[4(\pi^2 f_{ПЧ}^2 C_r)]$;

г) $R_1 = R_2 = R_3 = 100$ кОм;

д) $R_E = 1,2$ кОм.

На практике при построении смесителей используются либо нелинейные элементы, такие как диоды, либо изменяющейся во времени цепи. Типовым элементом таких смесителей является ячейка Гилберта, на которой реализуется линейная переключаемая по времени цепь для осуществления перемножения сигналов РЧ и гетеродина во временной области, что позволяет перенести спектр сигнала в область ПЧ.

Сигнал гетеродина должен обеспечивать переключение цепи протекания выходного тока, т.е. напряжение гетеродина должно изменяться скачком между двумя уровнями (рис. 4.8), обеспечивающими работу усилительных транзисторов в ключевом режиме.

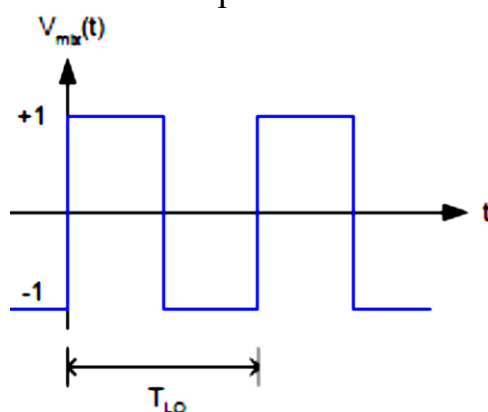


Рис. 4.8 — Форма сигнала гетеродина для управления транзисторами в ячейке Гильберта

Проанализируем особенности работы ячейки Гильберта (рис. 4.9). При достаточно высоком напряжении U_{LO1} открыты транзисторы $Q3$ и $Q5$ и ток протекает через эти транзисторы, транзисторы $Q4$ и $Q6$ закрыты. При достаточно высоком напряжении U_{LO2} открыты транзисторы $Q4$ и $Q6$ и ток

протекает через них, транзисторы Q3 и Q5 закрыты. То есть транзисторы Q3 — Q6 попарно работают под управлением напряжения гетеродина как ключи.

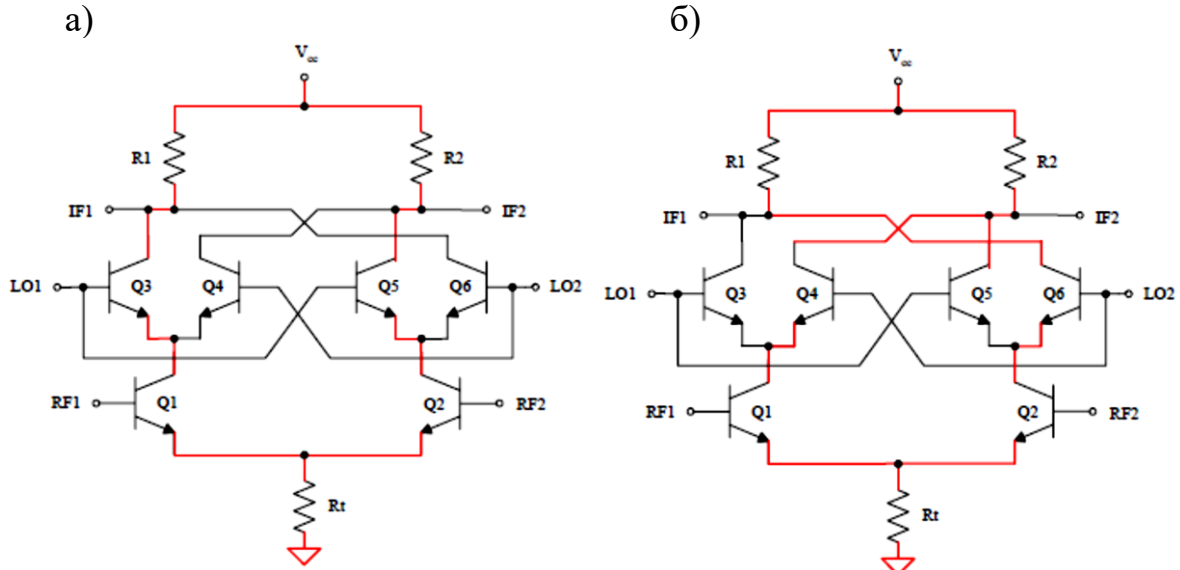


Рис. 4.9 — Пояснение к принципу работы смесителя на ячейке Гильберта

В каждом из состояний схемы она работает как типичный дифференциальный усилитель, в нагрузке которого снимается сигнал на ПЧ.

Таким образом, основное назначение ячейки Гильберта состоит в том, чтобы перемножить во временной области сигнал радиочастоты и прямоугольный по форме сигнал гетеродина. При этом, ПЧ снимается с дифференциального выхода, что обеспечивает ее усиление.

Пусть напряжение радиосигнала описывается выражением

$$U_{\text{PЧ}}(t) = U_{\text{PЧ}} \cos(\omega_{\text{PЧ}} t), \quad (4.1)$$

а напряжение гетеродина изменяется во времени, как показано на рис. 4.8, тогда его можно описать в виде ряда Фурье

$$U_{\text{mix}}(t) = \frac{4}{\pi} \left[\cos(\omega_{\text{Гет}} t) - \frac{\cos(3\omega_{\text{Гет}} t)}{3} + \frac{\cos(5\omega_{\text{Гет}} t)}{5} - \dots \right]. \quad (4.2)$$

Сигналы (4.1) и (4.2) эффективно перемножаются во временной области

$$\begin{aligned} U(t) &= U_{\text{PЧ}}(t) U_{\text{mix}}(t). \\ U(t) &= \frac{2U_{\text{PЧ}}}{\pi} \left[\cos(\omega_{-} t) - \frac{\cos(\omega_{3-} t)}{3} + \frac{\cos(\omega_{5-} t)}{5} - \dots \right] + \\ &+ \frac{2U_{\text{PЧ}}}{\pi} \left[\cos(\omega_{+} t) - \frac{\cos(\omega_{3+} t)}{3} + \frac{\cos(\omega_{5+} t)}{5} - \dots \right], \end{aligned} \quad (4.3)$$

где $\omega_- = |\omega_{\text{Гет}} - \omega_{\text{РЧ}}|$; $\omega_+ = \omega_{\text{Гет}} + \omega_{\text{РЧ}}$; $\omega_{3-} = |3\omega_{\text{Гет}} - \omega_{\text{РЧ}}|$; $\omega_{3+} = 3\omega_{\text{Гет}} + \omega_{\text{РЧ}}$; $\omega_{5-} = |5\omega_{\text{Гет}} - \omega_{\text{РЧ}}|$; $\omega_{5+} = 5\omega_{\text{Гет}} + \omega_{\text{РЧ}}$.

Выходной сигнал $U(t)$ содержит сигналы суммарной и разностной частот по первой, третьей и пятой и более высокого порядка нечетным гармоникам.

В спектре выходного сигнала отсутствуют гармоники радиосигнала, гетеродина и четные гармоники продуктов преобразования. Это обусловлено тем, что **ячейка Гилберта — балансный смеситель**. В реальных схемах эти составляющие частично присутствуют в канале ПЧ, так как смеситель не является идеально балансным.

На рис. 4.10 показан проект балансного смесителя на ячейке Гильберта.

Параметры емкости и индуктивности в выходных плечах определяются для соответствующих частот гармонических портов: частоте радиосигнала, гетеродина или промежуточной частоте — по формулам:

$$C_k = 1/(4\pi^2 f^2 L_k); \quad L_k = 1/(4\pi^2 f^2 C_k). \quad (4.4)$$

4.2. Порядок выполнения работы

4.2.1. Выполнить моделирование характеристик CM1 или CM2.

а) Подготовить в *AWR Design Environment* проект топологии смесителя, пользуясь соответствующими рекомендациями пп. 4.3 и программой *TXLine*.

б) В настройках разработанной «**Schematic**» задать одну единственную частоту, равную частоте радиосигнала. В настройках порта гетеродина обязательно задать значение параметра «**Tone**» равным 2.

в) В свойствах порта гетеродина задать параметр «**Swept power**» и указать диапазон изменения мощности гетеродина -5 — 20 дБм с шагом 1 дБ.

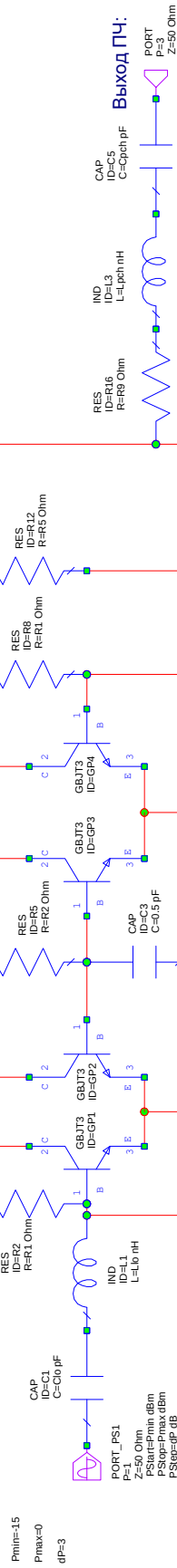
г) Построить график зависимости коэффициент преобразования $G_{\text{пр}} = 10\lg(P_{\text{ПЧ}}/P_{\text{РЧ}})$ от мощности гетеродина. Для этого в окне настроек измерений необходимо задать параметры аналогичные, показанным на рис. 4.11.

Переменные:

Cf=0.836	R5=550
Lf=1	R6=500
Co=5.744	R7=450
Llp=1	R8=5
Cpdc=3.127	R9=25
Lpdc=0.5	

Гетеродин:

частота задается в свойствах Schematic



Радиосигнал:

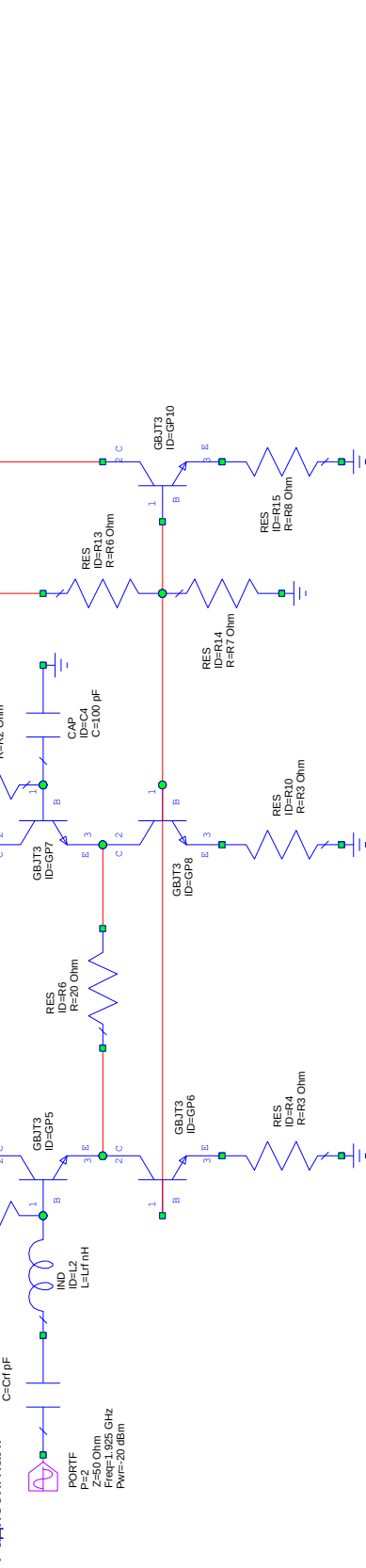


Рис. 4.10 — Проект топологии балансного смесителя на ячейке Гилюерта, выполненный в AWR Design Environment

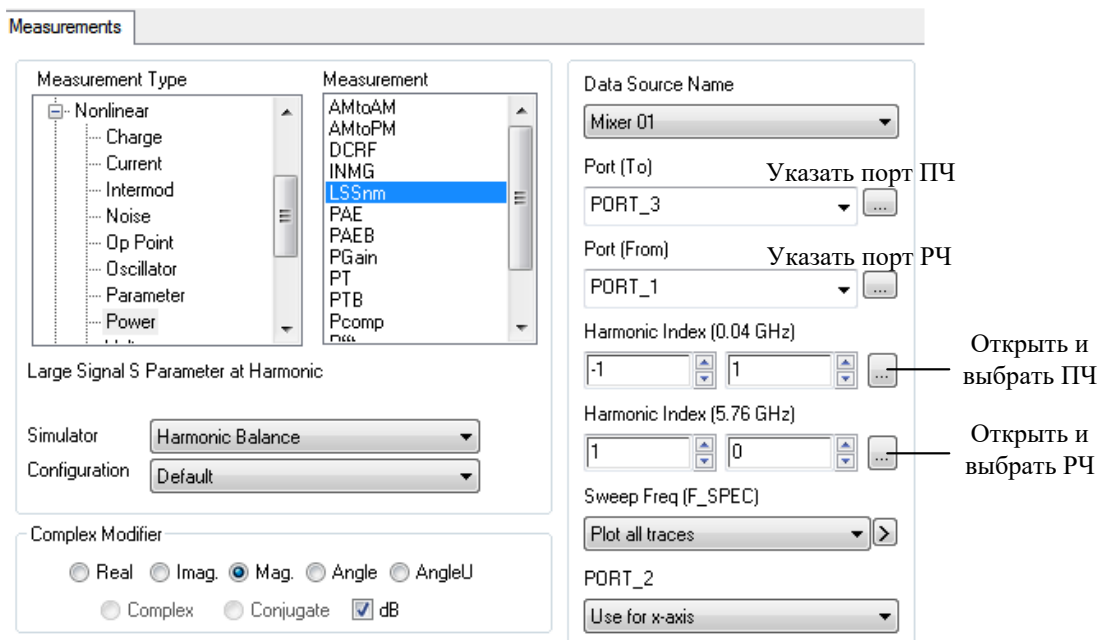


Рис. 4.11 — Окно настройки графика зависимости коэффициента преобразования от мощности сигнала гетеродина

д) Построить график зависимости мощности сигнала на ПЧ от мощности гетеродина. Для этого следует в настройках измерений указать параметры, аналогичные показанным на рис. 4.12, первый график.

е) В том же окне задать построение графика для частоты, ближайшей к ПЧ в большую сторону (рис. 4.12, второй график). Это график зависимости мощности ближайшей к ПЧ паразитной составляющей выходного спектра от мощности гетеродина.

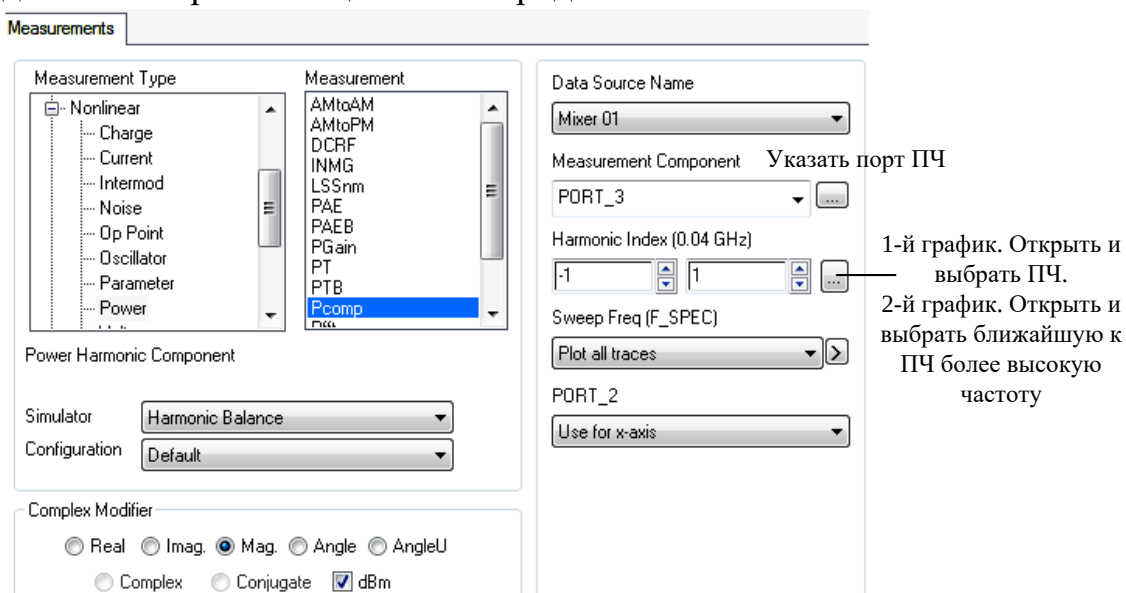


Рис. 4.12 — Окно настройки графика зависимости мощности сигнала ПЧ и ближайшей к ней паразитной интермодуляционной составляющей от мощности сигнала гетеродина

ж) Построить график развязки между портом гетеродина и портами РЧ и ПЧ. Для этого следует в настройках измерений указать параметры, аналогичные показанным на рис. 4.11.

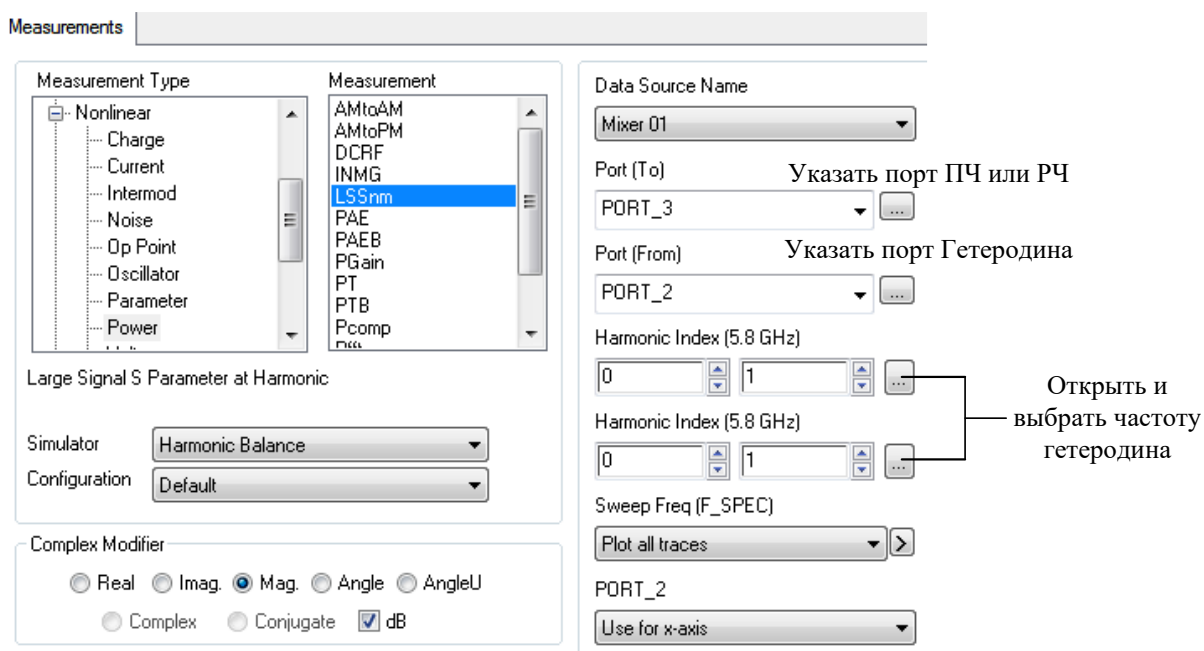


Рис. 4.13 — Окно настройки графика зависимости развязки канала гетеродина с каналами ПЧ или РЧ от мощности сигнала гетеродина

з) По графикам, полученным в пп. г), д), е), ж) выбрать мощность гетеродина $P_{\text{Гет}}^{\text{opt}}$, при которой обеспечиваются относительно небольшие потери преобразования, локально минимальный уровень мощности паразитной гармоники, ближайшей к ПЧ, а также достаточно высокая развязка канала гетеродина с каналами РЧ и ПЧ.

и) Убрать из настроек порта гетеродина пункт «**Swept power**» и задать мощность, равную $P_{\text{Гет}}^{\text{opt}}$. Построить в декартовой системе координат спектр выходного сигнала. Для этого выбрать в «**Measurement type**» путь «**Nonlinear — Power**», в «**Measurement**» выбрать «**Pharm**». Выбрать соответствующий порт. Выбрать «**dBm**». На график должны попасть составляющие спектра на частотах не выше 10 ГГц.

4.2.2. Выполнить моделирование характеристик СМ1.

Для случая смесителя, реализованного на ячейке Гильберта (рис. 4.10), повторить пп. а) — и) из пп. 4.2.1.

То есть для разработанного проекта схемы СМЗ требуется построить:

— зависимость коэффициент преобразования от мощности сигнала гетеродина;

— зависимость мощности сигнала ПЧ и паразитной составляющей от мощности сигнала гетеродина;

- зависимости развязки канала гетеродина с каналами ПЧ или РЧ от мощности сигнала гетеродина;
- спектр сигнала в канале ПЧ для случая мощности гетеродина, равной $P_{\text{Гет}}^{\text{opt}}$.

4.3. Содержание отчета

- 4.3.1. Проект топологии смесителя СМ1 или СМ2.
- 4.3.2. Для данного проекта представить графики:
 - зависимость коэффициент преобразования от мощности сигнала гетеродина;
 - зависимость мощности сигнала ПЧ и паразитной составляющей от мощности сигнала гетеродина;
 - зависимости развязки канала гетеродина с каналами ПЧ или РЧ от мощности сигнала гетеродина;
 - спектр сигнала в канале ПЧ для случая мощности гетеродина, равной $P_{\text{Гет}}^{\text{opt}}$.
- 4.3.3. Проект схемы смесителя СМ1.
- 4.3.4. Для данного проекта представить графики:
 - зависимость коэффициент преобразования от мощности сигнала гетеродина;
 - зависимость мощности сигнала ПЧ паразитной составляющей от мощности сигнала гетеродина;
 - зависимости развязки канала гетеродина с каналами ПЧ или РЧ от мощности сигнала гетеродина;
 - спектр сигнала в канале ПЧ для случая мощности гетеродина, равной $P_{\text{Гет}}^{\text{opt}}$.

4.4. Контрольные вопросы для подготовки к защите лабораторной работы

- 4.4.1. Перечислите основные характеристики смесителей.
- 4.4.2. Поясните принцип работы небалансного смесителя.
- 4.4.3. Поясните преимущества балансного смесителя по сравнению с небалансным.
- 4.4.4. Поясните особенности построения одиночного балансного смесителя на шлейфном квадратурном ответвителе.
- 4.4.5. Поясните особенности построения одиночного балансного смесителя на кольцевом ответвителе.
- 4.4.6. Изобразите схему небалансных активных смесителя на обычном полевом транзисторе и проанализируйте ее достоинства и недостатки.

4.4.7. Изобразите схему небалансных активных смесителя на полевом транзисторе с двумя изолированными затворами и проанализируйте ее достоинства и недостатки.

4.4.8. Поясните, как схемотехнически решается задача перемножения сигналов радиочастоты и гетеродина во временной области.

4.4.9. Проанализируйте достоинства и недостатки смесителя, реализованного на основе ячейки Гильберта.

4.4.10. Проанализируйте характеристики разработанной модели СМ1 (СМ2).

4.4.11. Проанализируйте характеристики разработанной модели СМ3.

4.4.12. Сравните характеристики СМ1, СМ2 и СМ3.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Учебно-методическое пособие по оформлению текстовых работ преподавателей и обучающихся всех форм обучения по всем направлениям и специальностям кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» [Электронный ресурс] / СевГУ; сост. В. Г. Слёзкин. — Севастополь : Изд-во СевГУ, 2020. — 26 с. — Режим доступа: Сервер методических указаний кафедры РТ.
2. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С. И. Бахарев, В. И. Вольман, Ю. Н. Либ и др. ; под ред. В. И. Вольмана. — М. : Радио и связь, 1982. — 328 с.
3. СВЧ Варикапы / СМД радиокомпоненты [Электронный ресурс] / Режим доступа. — <http://smd61.ru/katalog/svch-varikapu>. — 11.08.2022.

Приложение А

ОБРАЗЕЦ ОФОРМЛЕНИЯ ТИТУЛЬНОГО ЛИСТА ОТЧЕТА ПО ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»
Институт Радиоэлектроники и интеллектуальных технических систем
Кафедра «Радиоэлектронные системы и технологии»**

ОТЧЕТ ПО ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ «НЕЛИНЕЙНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В AWR DESIGN ENVIRONMENT» по дисциплине «Устройства микроволнового диапазона»

Выполнил студент _____
(Фамилия и инициалы)

Группа _____

Отчет защищён с оценкой _____

Преподаватель _____
(Должность, фамилия и инициалы)

Севастополь
2022

Приложение Б

Пример разработки топологии и моделирования характеристик квадратурного двухшлейфного ответвителя

На рис. Б.1 показана топология двухшлейфного квадратурного направленного ответвителя.

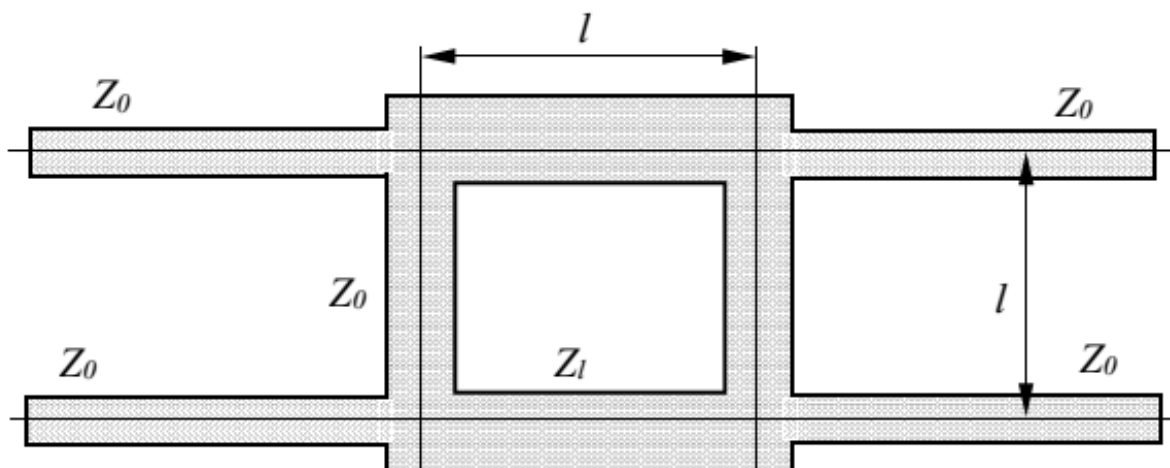


Рис. Б.1 — Топология двухшлейфного квадратурного
направленного ответвителя

На рис. Б.2 показано окно программы *TXLine* для расчета параметров симметричной полосковой линии.

Габарит l выбирается для линии с воздушным заполнением согласно формуле

$$l = \frac{\lambda}{4}.$$

Волновое сопротивление $Z_0 = 50$ Ом. Волновое сопротивление Z_l определяется из выражения

$$Z_l = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}.$$

В программе *TXLine* (приложение к *AWR Design Environment*) рассчитываются параметры полосковой симметричной линии передачи для заданных значений Z_0 и Z_l (рис. Б.2).

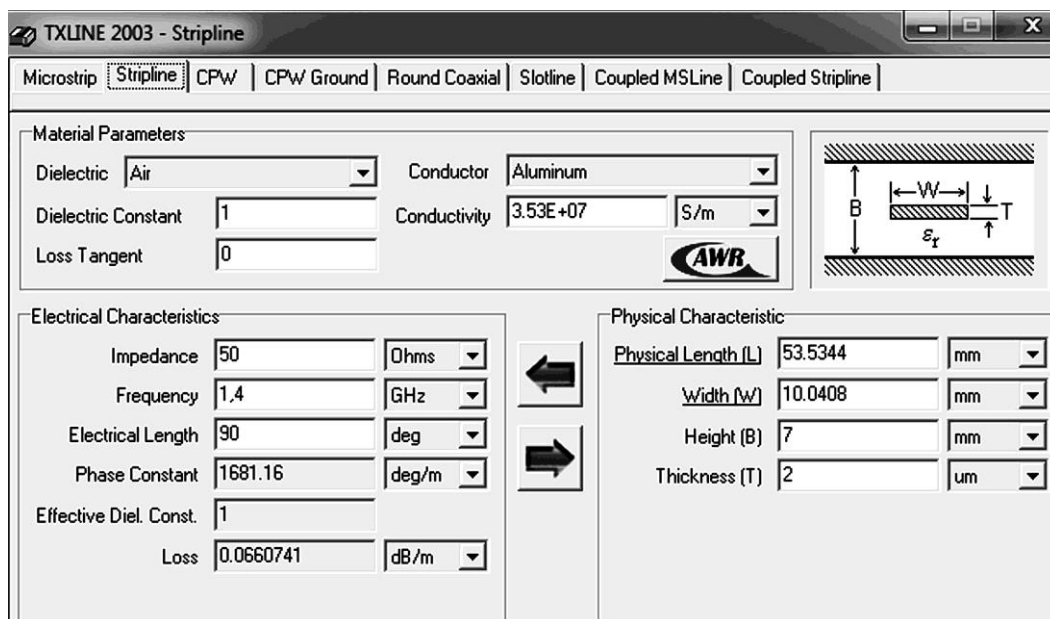


Рис. Б.2 — Окно программы *TXLine* для расчета параметров симметричной полосковой линии

На рис. Б.3 показан пример проекта топологии двухшлейфного ответвителя, реализованного в *AWR Design Environment*.

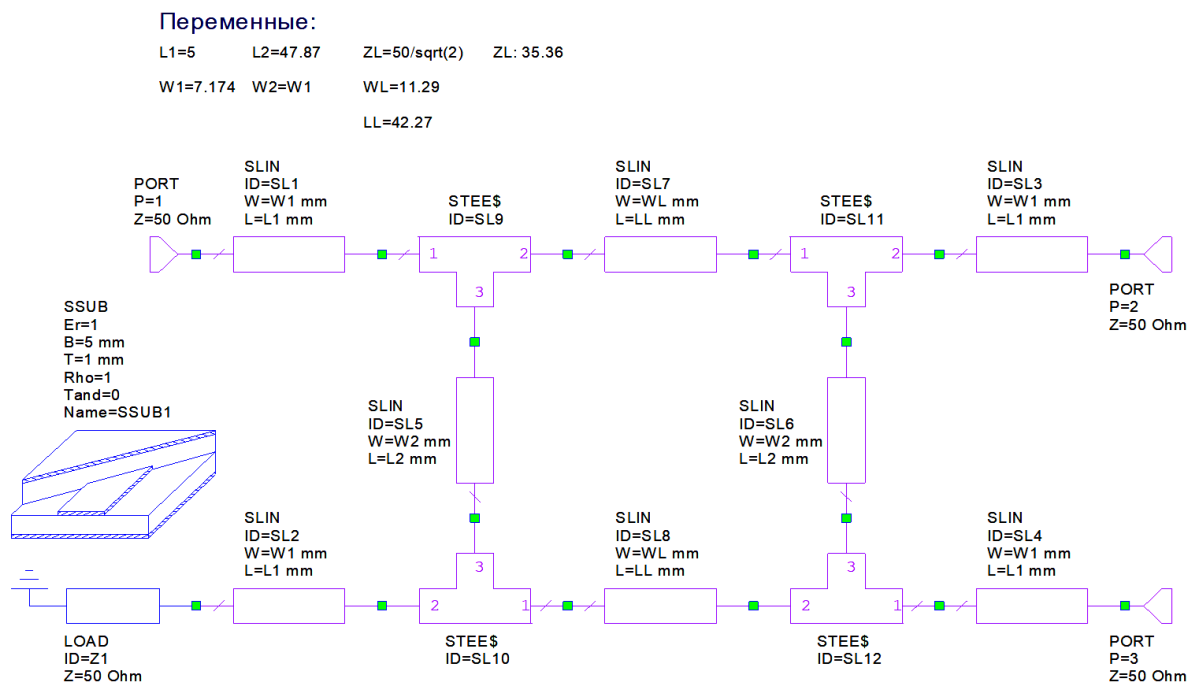


Рис. Б.3 — Проект топологии двухшлейфного квадратурного ответвителя в *AWR Design Environment*

Для построения характеристик ответвителя необходимо в дереве меню «**Project**» щёлкнуть правой кнопкой мыши по пункту «**Graphs**» и вы-

брать «**New Graph**». Название графика задать «**S21_S11**». Добавить измерения в данный график, щелкнув правой кнопкой мыши по «**S21_S11**» и выбрать настройки, как показано на рис. Б.4.

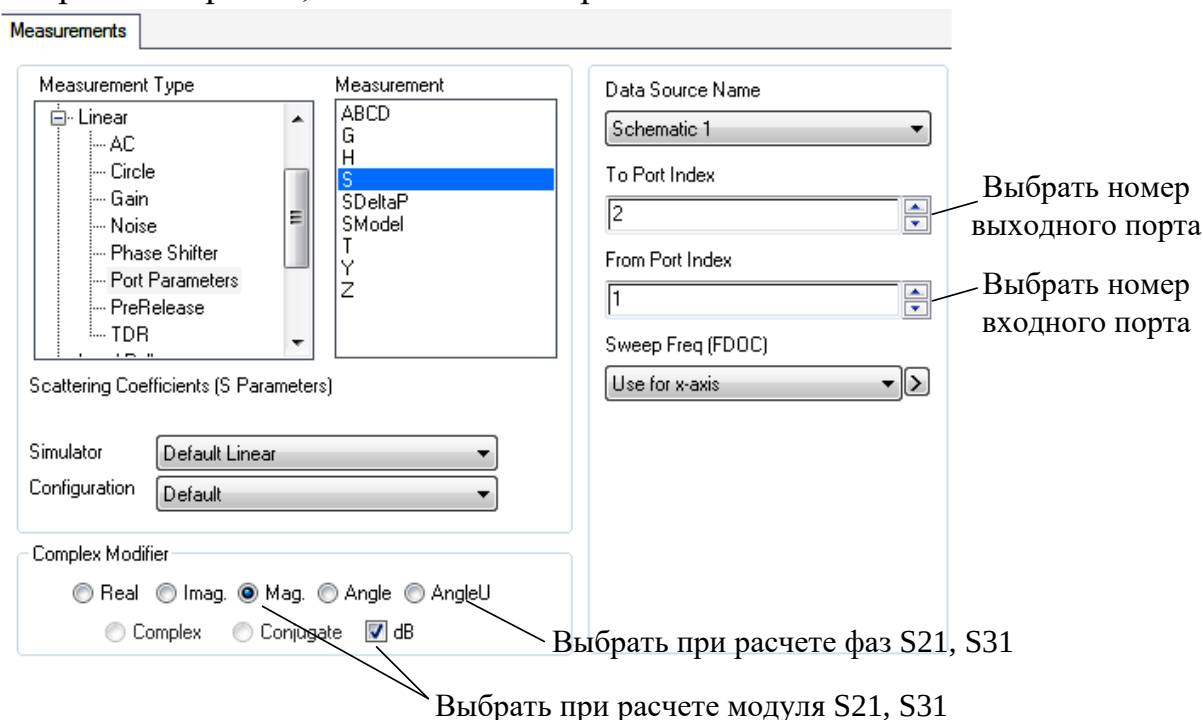


Рис. Б.4 — Окно настроек графиков

Ответвитель, показанный на рис. Б.3, рассчитан на центральную частоту 1500 МГц. Его характеристики показаны на рис. Б.5.

Видно, что в некоторой полосе частот ответвитель обеспечивает равновестное деление мощности между выходными плечами, причем сдвиг фаз между ними составляет 90°.

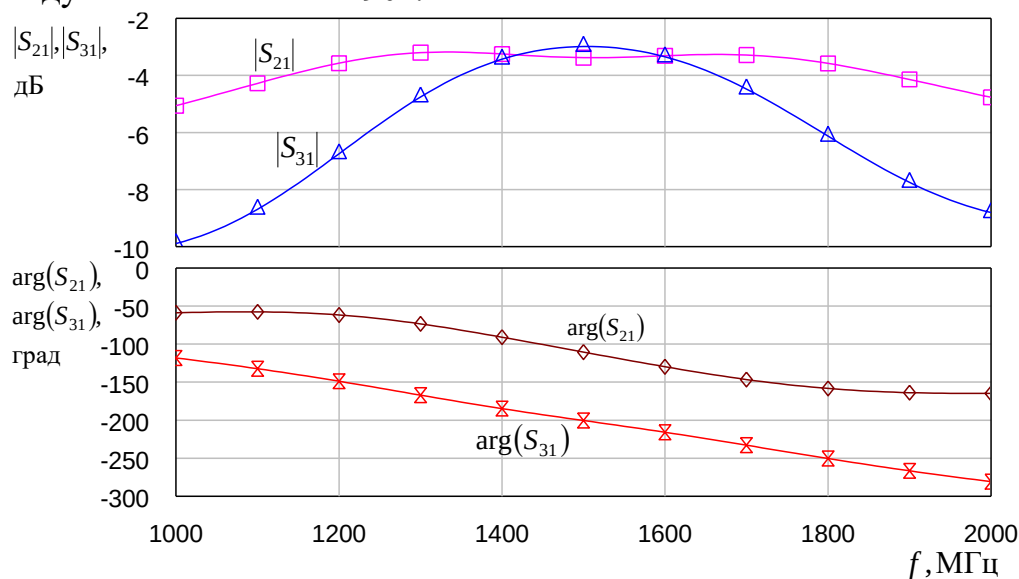


Рис. Б.5 — Частотные характеристики двухшлейфного ответвителя

Приложение В

ПРИМЕР РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАТОРОВ МНОГОПОЛОСНОГО ФИЛЬТРА В САПР *MATHCAD 7.0*

Резонансные частоты, Гц (длины волн, мм)

$$f1 := 1.8 \cdot 10^9 \quad f2 := 5.4 \cdot 10^9$$

Материал: Duroid 5870. Диэлектрическая проницаемость: $\epsilon_{\text{ww}} := 2.33$

$$\lambda1 := \frac{3 \cdot 10^{11}}{f1 \cdot \sqrt{\epsilon}} = 109.187 \quad \lambda2 := \frac{3 \cdot 10^{11}}{f2 \cdot \sqrt{\epsilon}} = 36.396$$

$$Y1_{\text{ww}} := \frac{1}{50}$$

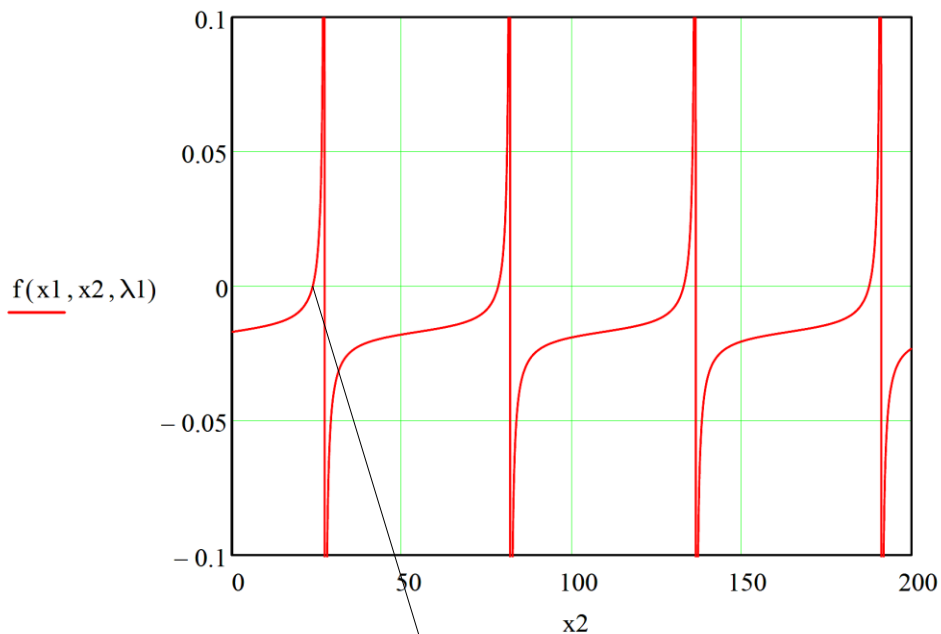
$$R_{\text{ww}} := 0.85$$

$$Y2 := Y1 \cdot R$$

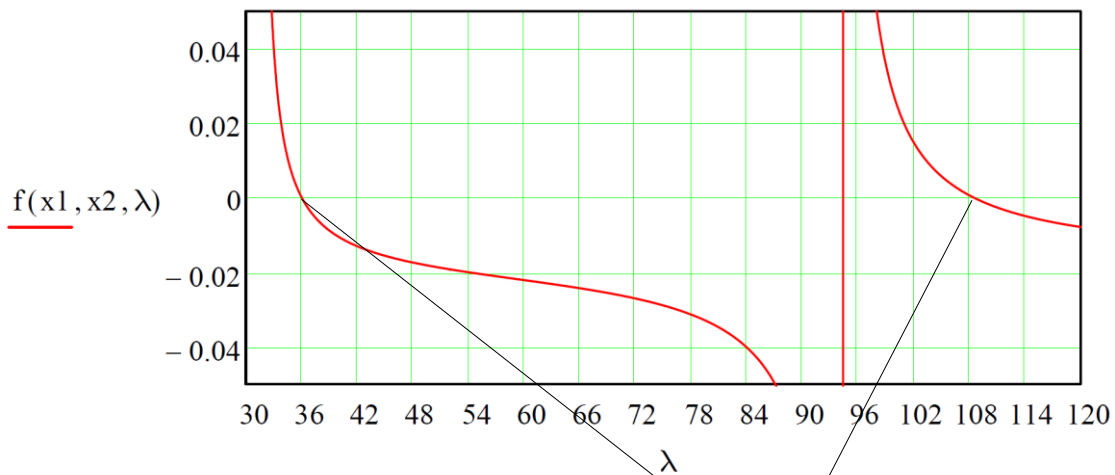
Определение электрической длины для L1, L2 и резонансных частот

$$f(x1, x2, \lambda) := Y1 \cdot \tan\left(\frac{x1}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right) \cdot \tan\left(\frac{x2}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right) - Y2$$

Положим L1=5 мм: $x1 := 3$



Получено L2=23.6 мм: $x2 := 23.6$



Получены резонансные длины волн: 36 и 109 мм

$$L1 := 5 \quad L2 := 23.6$$

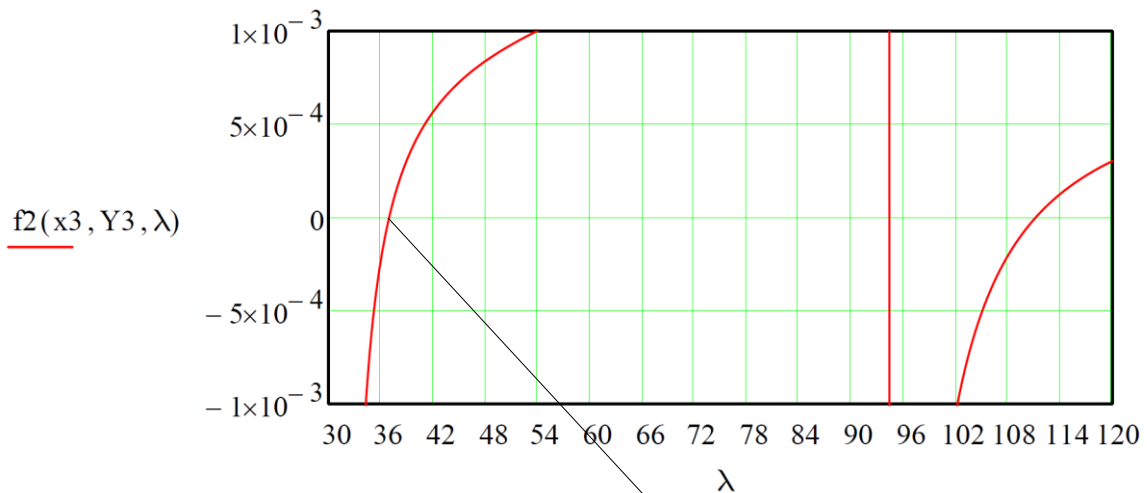
Примем параметры для шлейфа: $Y3 := 2.5 \cdot Y1$ $x3 := 2$

$$f_freq_A(x3, Y3, \lambda) := Y2 \cdot Y3 - Y2^2 \cdot \tan\left(\frac{x2}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right) \cdot \tan\left(\frac{x3}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right)$$

$$f_freq_B(x3, Y3, \lambda) := Y1 \cdot Y2 \cdot \tan\left(\frac{x1}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right) \cdot \tan\left(\frac{x3}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right)$$

$$f_freq_C(x3, Y3, \lambda) := Y1 \cdot Y3 \cdot \left(\tan\left(\frac{x1}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right) \cdot \tan\left(\frac{x2}{\lambda} \cdot 2 \cdot \pi\right) \right)$$

$$f2(x3, Y3, \lambda) := f_freq_A(x3, Y3, \lambda) - f_freq_B(x3, Y3, \lambda) - f_freq_C(x3, Y3, \lambda)$$



Получена резонансная длина волн: 36.9 мм.

Таким образом, все резонансные частоты попадают в требуемые полосы пропускания.