QucsStudio Руководство

Часть 1:

Симуляция во временной и частотной областях

Version 1.6

Автор:

Gunthard Kraus, DG8GB,

Guest Professor at the Duale Hochschule Baden-Wuerttemberg (Friedrichshafen / Germany)
assisted by the Programs Author Michael Margraf, DD6UM)

Email: mail@gunthard-kraus.de

Homepage: www.gunthard-kraus.de

March 10th, 2016

Оглавление

1. Введение 8

2. Установка....9

3. Первый проект: RC фильтр низких частот (LPF)....10

3.1. Симуляция во временной области: Transfer Function....10

3.1.1. Линейное и логарифмическое представление результатов симуляции....10

3.1.2. Представление результата в «**dB**» 15

3.2. Симуляция во временной области 17

3.2.1. Отклик на импульс RC Low Pass Filter (низкочастотного фильтра)....17

3.2.2. Отклик на «ступеньку» фильтра LPF....19

3.2.2.1. Симуляция с использованием Pulse Source 19

3.2.2.2. Симуляция с использованием «PWL» (= **кусочно-линейная функция сигнала**)....20

3.2.3. Периодические сигналы на входе 21

3.2.3.1. Синусоидальный сигнал 21

3.2.3.2. Импульсный сигнал....22

3.2.3.3. Треугольное напряжение 23

3.2.3.4. **Дифференциальные измерения** 24

3.2.3.5. **Измерения тока**....25

3.3. FFT (= Быстрое преобразование Фурье) 26

3.3.1. Основы....26

3.3.2. Пример 27

3.3.2.1: Подготовка и FFT прямоугольного входного сигнала 27

3.3.2.2. «dB» представление результата 30

3.3.2.3. FFT (быстрое преобразование Фурье) выходного сигнала! 32

3.3.2.4. Нам нужна функция «Window» для улучшения результата 32

3.3.2.5. Маскировка начала 34

4. Второй проект: сигналы и гармоники = FFT упражнение 35

4.1. Основы....35

4.2. Спектр единичного импульса напряжения....35

4.3. Спектр периодического импульсного сигнала 37

4.4. Идеальная синусоида 38

4.5. Ассиметрично искажённая синусоида 39

4.6. Симметрично искажённая синусоида 40

5. Третий проект: применение диодов 41
5.1. Однополупериодное выпрямление идеальным диодом 41
5.2. Использование диодов из компонентной библиотеки qucsstudio.....42
5.3. Очень важно: **использование SPICE моделей из Интернета**.....43
6. Однокаскадный транзисторный усилитель 48
6.1. Симуляция на постоянном токе для проверки правильного выбора рабочей точки 48
6.2. Переходные процессы: синусоидальный сигнал на входе 49
6.3. Развёртка на переменном токе.....52
6.4. Пример с транзистором BFR92A.....53
6.4.1. Мы используем SPICE модель из Интернета.....53
6.4.2. Финальный тест для вас.....55
7. Операционные усилители 57
7.1. Инвертирующий усилитель 57
7.2. Не инвертирующий усилитель 57
7.3. Аналоговый сумматор.....58
7.4. Импорт OPA Spice модели из Интернета.....59
7.5. Активный фильтр, использующий ОУ.....62
8. Симуляция цифровых схем.....67
8.1. Примеры с домашней страницы qucsstudio 67
8.2. Пример «phase_shifter_90deg.sch».....68
8.3. Трёхэтапный делитель частоты, использующий D-триггеры 69
9. Работа с S-параметрами.....70
9.1. Основы.....70
9.2. Практический пример: низкочастотный фильтр Чебышева с граничной частотой 11 МГц.....71
9.2.1. Основы фильтров.....71
9.2.2. LPF спецификация.....73
9.2.3. Калькулятор фильтров qucsstudio и симуляция S-параметров LPF.....73
9.2.4. Симуляция LPF с учётом потерь в катушках индуктивности 77
9.2.5. Секрет групповой задержки 78
10. Диаграммы Смита 82
10.1. Введение 82
10.2. Как создать диаграмму Смита?.....82
10.3. Небольшие миленькие ловушки: информация о градусах на диаграмме Смита 83
10.4. Определение действительной и мнимой частей входного импеданса с помощью **Impedance Smith Chart как последовательного соединения** 84

10.5. Определение действительной и мнимой частей входного импеданса как **параллельного соединения при использовании Admittance Smith Chart** 86
11. Микрополосковые линии 88
12. Практический проект: MMIC широкополосный усилитель вплоть до 3 GHz 90
12.1. Touchstone файлы (S2P Files) 90
12.2. Симуляция S-параметров для ABA52563 вплоть до 6 GHz....91
12.3. Проверка полной практической схемы усилителя 94
12.4. S11 и S22 для MMIC, представленные на диаграмме Смита....96
12.5. Усилитель в реальности 97
12.5.1. PCB (= Printed Circuit Board, печатная плата)....97
12.5.2. Разработка «Заземлённого копланарного волновода»....99
12.6. Полная схема 101
12.6.1. Симуляция S-параметров....101
12.6.2. Фактор стабильности Роллета «k» 102
12.6.3. Момент истины: что говорит векторный анализатор? 104
13. Малошумящий усилитель для 1 GHz...1,7 GHz....106
13.1. Обзор 106
13.2. Начиная с приложения, найденного в информационной справке....107
13.3. Модификация схемы усилителя для диапазона 1...1.7 GHz 109
13.4. Прототип....111
13.5. Измерение S-параметров 112
13.6. Шум....113
14. RF смеситель 115
14.1. Введение 115
14.2. Симуляция истинного умножителя....117
14.2.1. Умножитель как переключаемый одиночный балансный смеситель 118
14.2.2. Умножитель как переключаемый двойной балансный смеситель 121
14.3. Симуляция истинного двойного балансного смесителя....123
14.4. Точка IP3 126
15. Разработка узкого полосового фильтра 129
15.1. Информация....129
15.2. Установка DOS Box, DOS Shell и fds.exe 129
15.3. Спецификация 10.7 MHz полосового фильтра....130
15.4. Стратегия разработки....131
15.5. Необходимый тип фильтра и добротность 131

15.6. Битва катушек 136
15.7. Первый тест: прототип фильтра с N = 3 138
15.8. Финал = 5 полюсная версия 140
15.9. Сравнение: разработка фильтра с помощью калькулятора фильтров 144
16. Разработка WLAN (= 2.45 GHz) плоской антенны с линейной поляризацией 147
16.1. Основные сведения об антеннах 147
16.2. Основы плоских антенн 148
16.3. Измерение свойств антенны 150
16.4. Разработка WLAN плоской антенны для линейной поляризации 151
16.4.1. Разработка с помощью qucsstudio 151
16.4.2. Согласование антенны с 50 Ω 155
17. Модуляция 160
17.1. Введение 160
17.2. Амплитудная модуляция 163
17.2.1. Предпосылки 163
17.2.2. Спектр AM 166
17.2.3. AM демодуляция 168
17.2.3.1. Классический диодный демодулятор 168
17.2.3.2. AM демодуляция с использованием product detector 169
17.3. SSB = Single Side Band (модуляция с одной боковой полосой) 170
17.4. Действительный, мнимый и комплексный сигналы 170
17.5. Аналитические пары 174
17.6. Пример: полу-комплексный смеситель для генерации SSB сигнала 174
17.7. Демодуляция амплитудно-модулированных IQ сигналов 175
17.8. Демодуляция SSB сигналов 176
17.9. Манипуляции со сдвигом амплитуды (ASK) 177
17.10. Фазовая модуляция 178
17.10.1. Выполнение фазовой модуляции 178
17.10.2. Результат для синусоидального информационного сигнала 180
17.10.3. Фазовая модуляция, показанная в частотной области 181
17.10.4. Некоторая информация по фазовой и частотной модуляции 182
17.11. FSK = Frequency Shift Keying = Digital Frequency Modulation 183
17.12. QAM в примерах 184
17.12.1. 4 QAM (= 4 PSK) 184
17.12.2. 16 QAM 185

17.12.3. Демодуляция QAM сигналов 187
18. Шум 187
18.1. Основы 187
18.2. Шум – откуда он появляется? 188
18.3. Другие источники шума 191
18.4. Использование белого шума для измерения передаточной функции 192
18.4.1. Вспоминая S-параметры 192
18.4.2. Симуляция S21 с использованием белого шума 194
18.5. Генерация шумовых сигналов во временной области в qucsstudio 195
18.6. Симуляция схемы ОУ, включая коэффициент шума (Noise Figure, NF) 197
19. Симуляция осциллятора 200
19.1 Принцип генератора синуса 200
19.2. Симуляция схемы осциллятора 201
19.3. Симуляция во временной области 204
19.4. Ограничение амплитуды и стабилизация 206
20. Создание микрополоскового фильтра низких частот на 1700 МГц 207
20.1. Замечания 207
20.2. Процедура разработки микрополоскового фильтра низких частот 207
20.3. Спецификация фильтра 208
20.4. Работа с калькулятором фильтров в qucsstudio 208
20.5. Микрополосковые линии в качестве конденсаторов и индуктивностей 210
20.5.1. Замещение конденсаторов 210
20.5.2. Замещение индуктивностей 213
20.6. Полный микрополосковый фильтр 214
20.6.1. Оптимизация разработки 214
20.6.2. Реальная схема с шагами 215
20.7. Прототип фильтра 217
21. Микрополосковый полосовой фильтр для GPS (f = 1575 MHz) 220
21.1. Информация и спецификация 220
21.2 Разработка с использованием калькулятора фильтров qucsstudio 221
21.3. Определение свойств линий с помощью Line Calculator 222
21.4. Разработка и оптимизация фильтра 223
21.5. Печатная плата 227
21.6. Результаты измерений 228

1. Введение

Начнём с недоразумения:

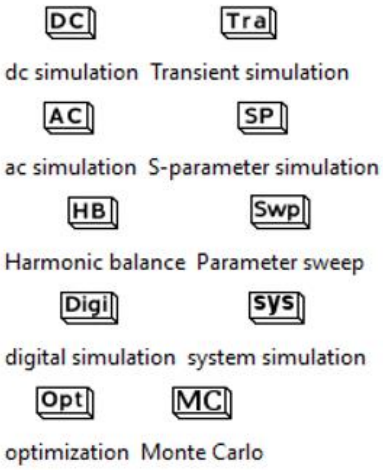
существуют «Qucs» и «Qucs-Studio»!

Давайте взглянем на «Qucs».

«**Qucs**» означает – «**Почти универсальный симулятор электрических цепей**» и распространяется свободно. Нет ограничений, и вы можете использовать английский или немецкий (и русский) язык.

(Переключение доступно в основном меню: Files / Application Settings / Language).

Возможно моделирование временных параметров и частотных характеристик. А специалист по СВЧ найдёт свои любимые диаграммы Смита, симуляцию шумов и проверку стабильности. Но наиболее важная особенность – это «**Harmonic Balance**», моделирование частотных характеристик электрической цепи, содержащей нелинейные элементы. Так что, qucs остаётся единственной программой на рынке, которая предлагает этот вариант без каких-либо трат.



Надеюсь, что эта небольшая иллюстрация вызовет у вас аппетит…

Поработав с этой программой, вы однажды поймёте используемую философию: программа пришла из университетского кампуса, и предлагает множество инструментов для решения разных проблем (…но не для экономии времени, если её сравнивать с другими программами).

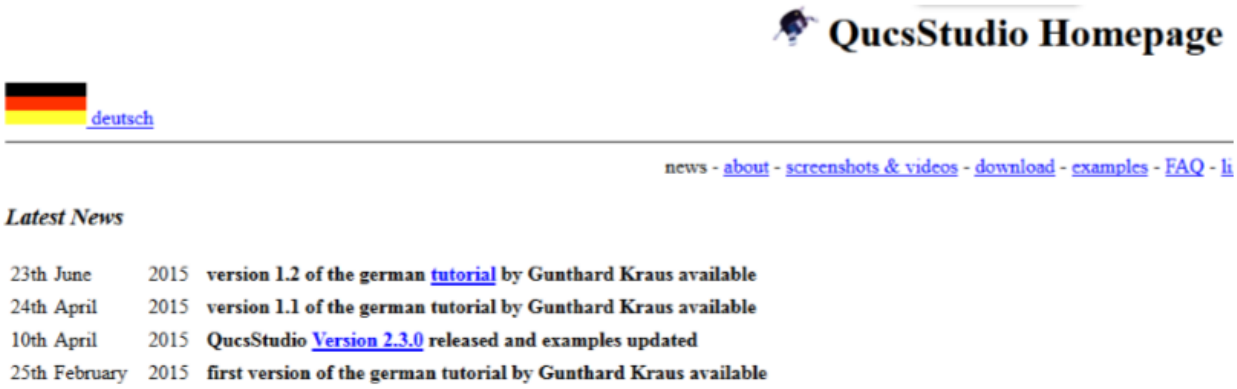
Добавьте её любимый диапазон – от ВЧ и СВЧ техники до оптических коммуникаций. Для этих приложений вы всегда найдёте решение.

Так что, пожалуйста, приглядитесь к программе, и не стоит сетовать на необходимые усилия для ознакомления с ней…

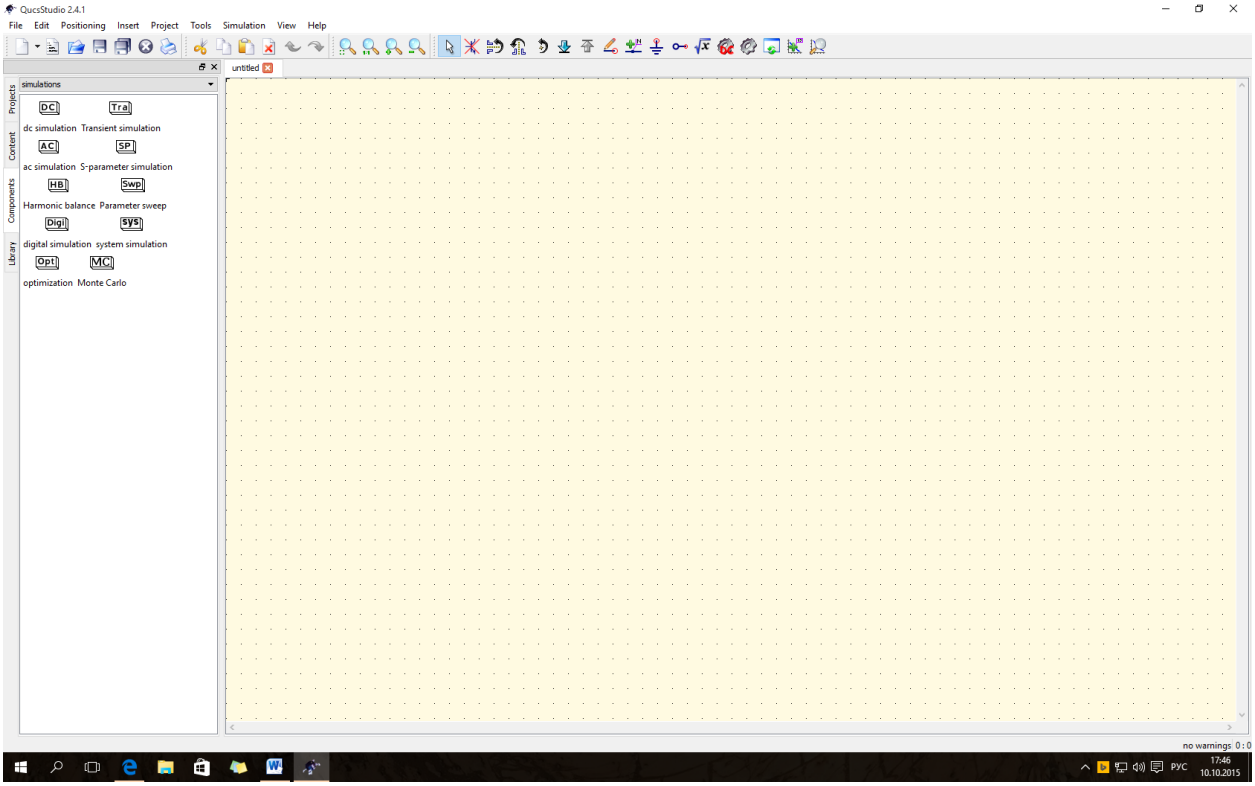
Но однажды случилось то, что бывает, когда умирают родители: дети не могут найти согласия во взглядах на будущее. По этой причине основной разработчик Michael Margraf (DD6UM) решил покинуть проект и открыть новый, который назвал «**QucsStudio**».

Таким образом, есть некоторая «несовместимость» между qucs и qucsstudio. И по этой причине только qucsstudio обновляется, улучшается и «ремонтируется».

2. Установка



В поисковике введите «qucsstudio» и загрузите программу с домашней страницы Михаэля. В настоящий момент (на момент перевода) доступна версия «2.4.1», и вы получите её в архивированном виде. Предыдущая версия, обратите на это внимание, была архивирована с использованием программы «7z»… Установка запускается без каких-либо проблем, и, когда вы увидите иконку (как слева), можете запустить программу, чтобы получить такой экран:



Примечания:

Взгляните на другие разделы домашней страницы (примеры, снимки экрана и т.д.). Они подчас очень полезны, если вы встречаетесь с какими-то проблемами.

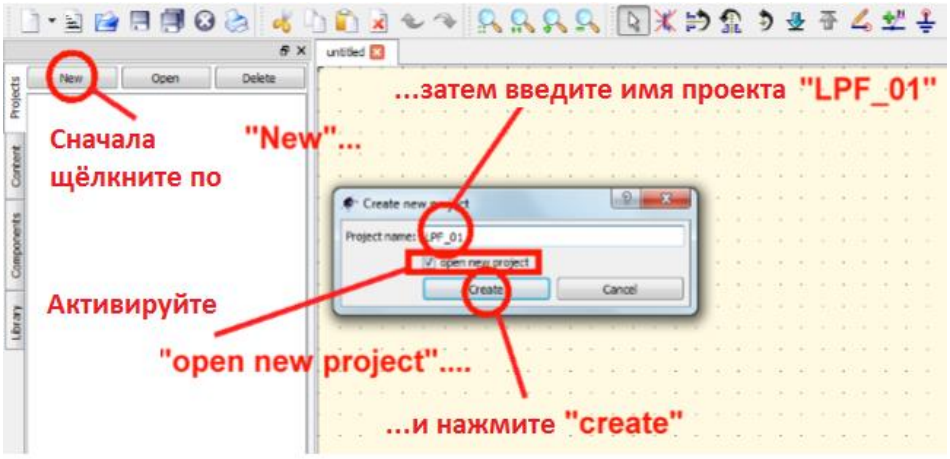
Программа не делает записей в реестре Windows. Так что, она может быть помечена, перемещена, удалена… без проблем (программа не требует, в сущности, установки: распаковав архив, вы можете запускать её с рабочего стола, а можете поместить на диск C).

3. Первый проект: RC фильтр низких частот (LPF)

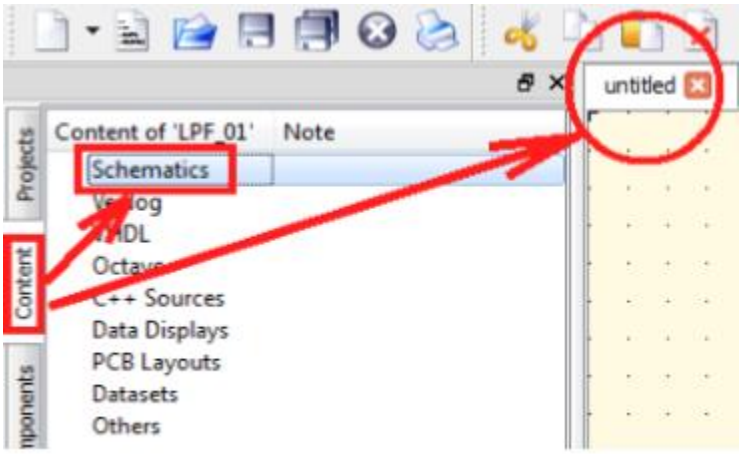
3.1. Симуляция во временной области: Transfer Function

3.1.1. Линейное и логарифмическое представление результатов симуляции

Мы начнём с простой схемы RC LPF и симуляции передаточной функции для сравнения с частотной характеристикой синусоидального сигнала на входе.

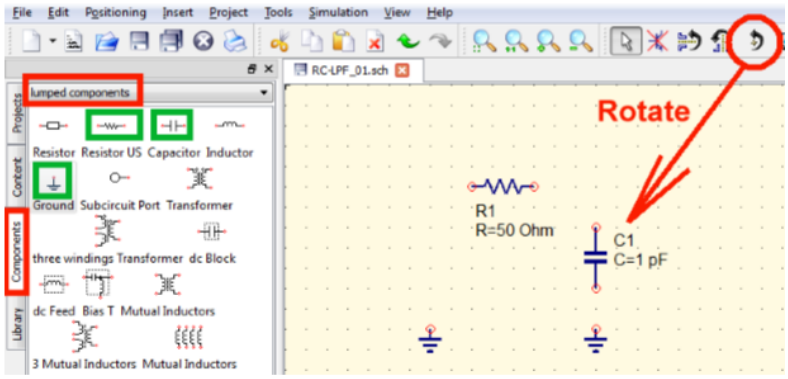


Шаг 1:
Запустите программу и создайте нужный проект «LPF_01» в том порядке, как показано на этом рисунке.



Вот таким должен стать ваш экран.

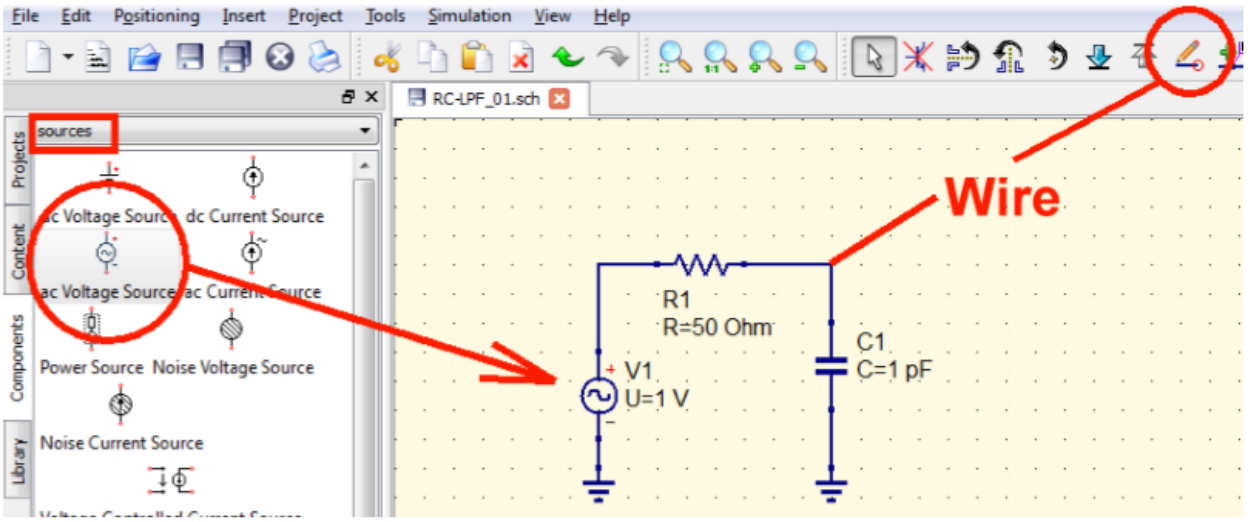
Qucsstudio создаст папку проекта, а вы должны **назвать и сохранить вашу схему** LPF (...пока ещё безымянную «untitled»). Пожалуйста, назовите её «**RC-LPF_01**» и сохраните обычным для Windows образом (= откройте *File* и *save as*. Необходимый путь будет задан автоматически).



Шаг 2:
Откройте меню «**Components**», а в нём «**lumped components**». Поместите на рабочее поле «**resistor US**», **конденсатор и два символа земли**, перетащив их в рабочее поле чертежа. Не забудьте повернуть конденсатор (=выделите его и нажмите Ctrl+r)

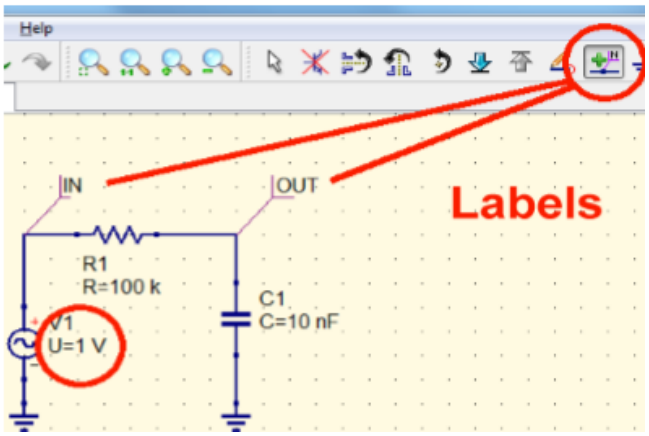
Шаг 3:

Перейдите в окне компонентов к меню «**sources**», щёлкните по AC Voltage Source и поместите компонент на вашей схеме. Активизируйте «Wire» и проведите все нужные соединения:



Шаг 4:

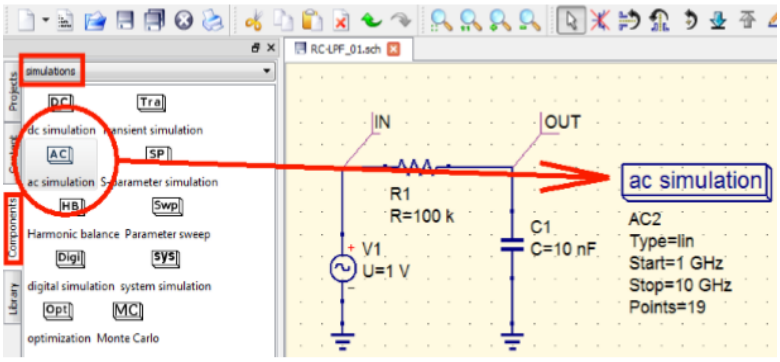
Мы задаём правильные величины сопротивления и конденсатора. Для этого щёлкните правой клавишей мышки по символу **сопротивления**. В открывшемся меню нажмите «**edit properties**» и введите значение **100 k** (латиницей). Закройте меню: «Apply» и «OK». Таким же образом, щёлкнув по символу **конденсатора**, введите значение **10 nF** (затем кнопки «Apply» и «OK»).



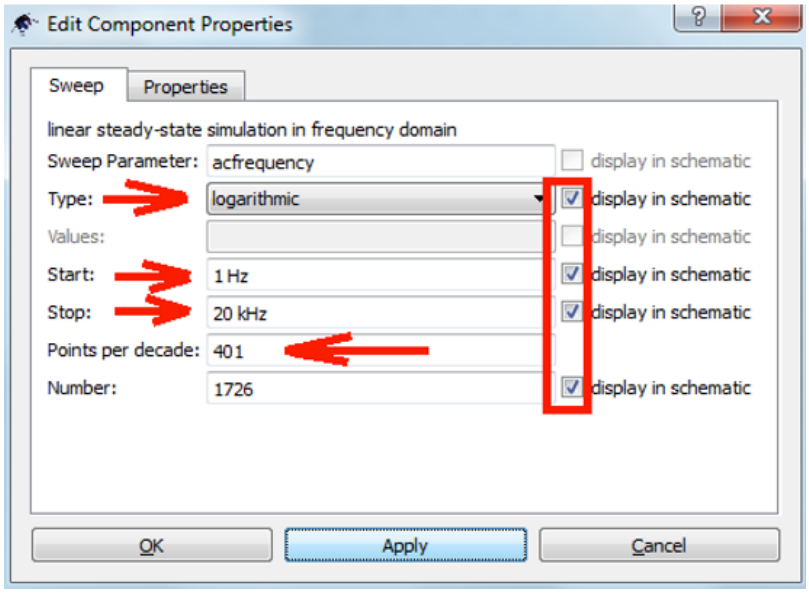
Шаг 5:

Проверьте, установлена ли уже амплитуда напряжения источника напряжения как «**U=1V**». Если нет, то щёлкните правой клавишей мышки по символу, чтобы открыть меню свойств и изменить значение. Добавьте **две метки** (wire label):

«IN» для входа и
«OUT» для выхода.



Выберите «**ac simulation**» (можно найти в «**components / simulations**») и поместите рядом с вашей схемой.



Откройте меню свойств «ac simulation» и введите:

Sweep type = logarithmic

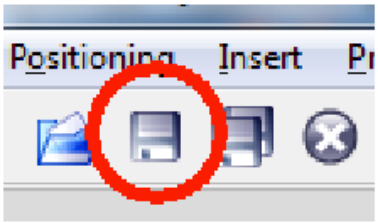
Start = 1Hz

Stop = 20 kHz

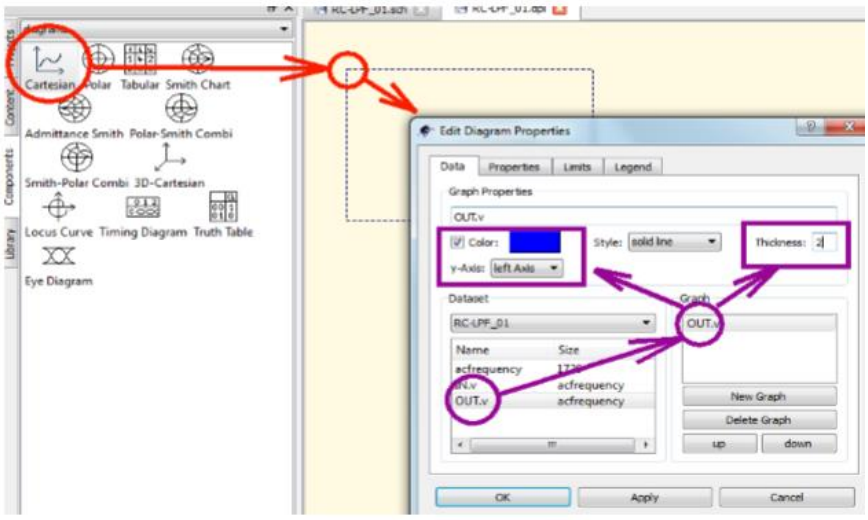
401 points per decade

Не забудьте активизировать «**display in schematic**» для всех разделов.

Теперь сохраните вашу работу

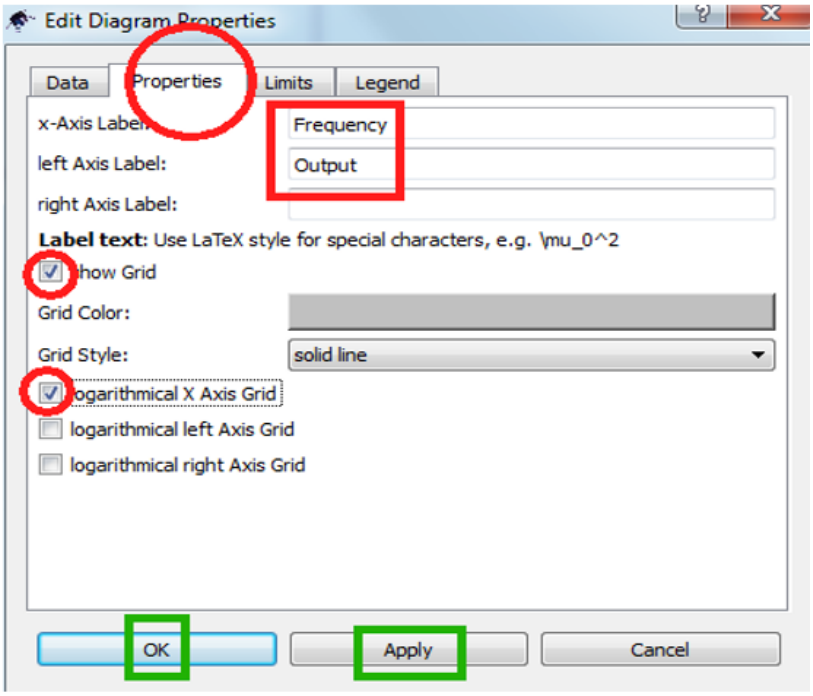


...и запустите симуляцию.



Шаг 6:
Экран автоматически переключится в «Display mode», когда симуляция завершится. Щёлкните по «**Cartesian**», чтобы открыть эту диаграмму. Она добавляется к рабочему полю щелчком левой клавиши мышки и открывает своё меню свойств. Щёлкните по «**OUT.v**» в наборе данных, чтобы добавить в список графиков (Graph).

Теперь вы можете модифицировать цвет (шаблон: синий) и **толщину** отображаемых кривых. Задайте **толщину** (**thickness**) равной «**2**».



Перейдите в верхней части к закладке «**Properties**» и введите:

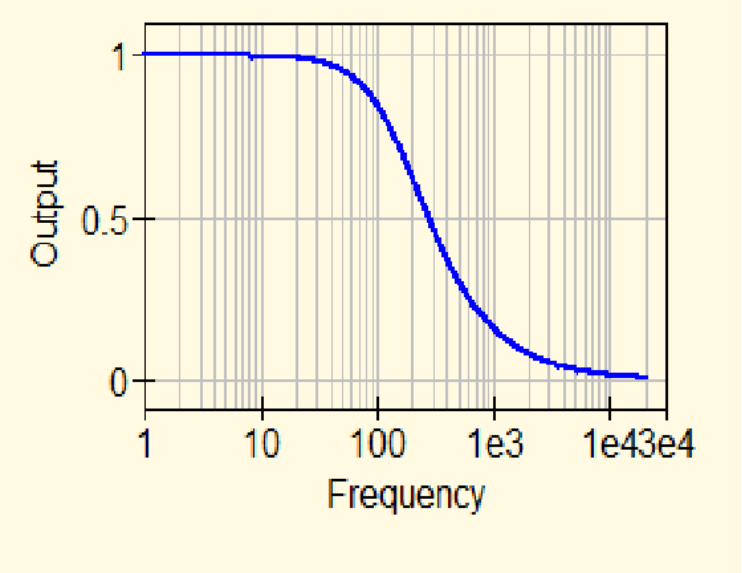
«**Frequency**» в качестве названия оси x

и «**Output**» в качестве метки для левой оси.

Активизируйте «**show Grid**» и «**logarithmic X Axis Grid**» в разделе стиля.

Если всё это сделано, нажмите «**Apply**», а затем «**OK**».

Вот то, что мы должны увидеть:



А, поскольку входное напряжение всегда имеет амплитуду

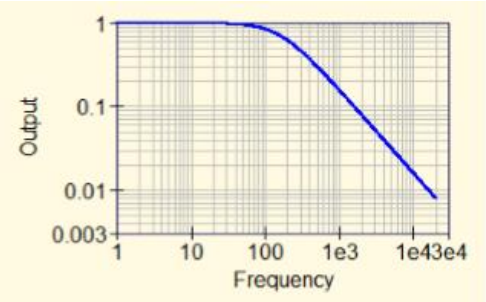
U = 1,

это автоматически будет

величиной передаточной функции (Transfer Function).

Задача 1:

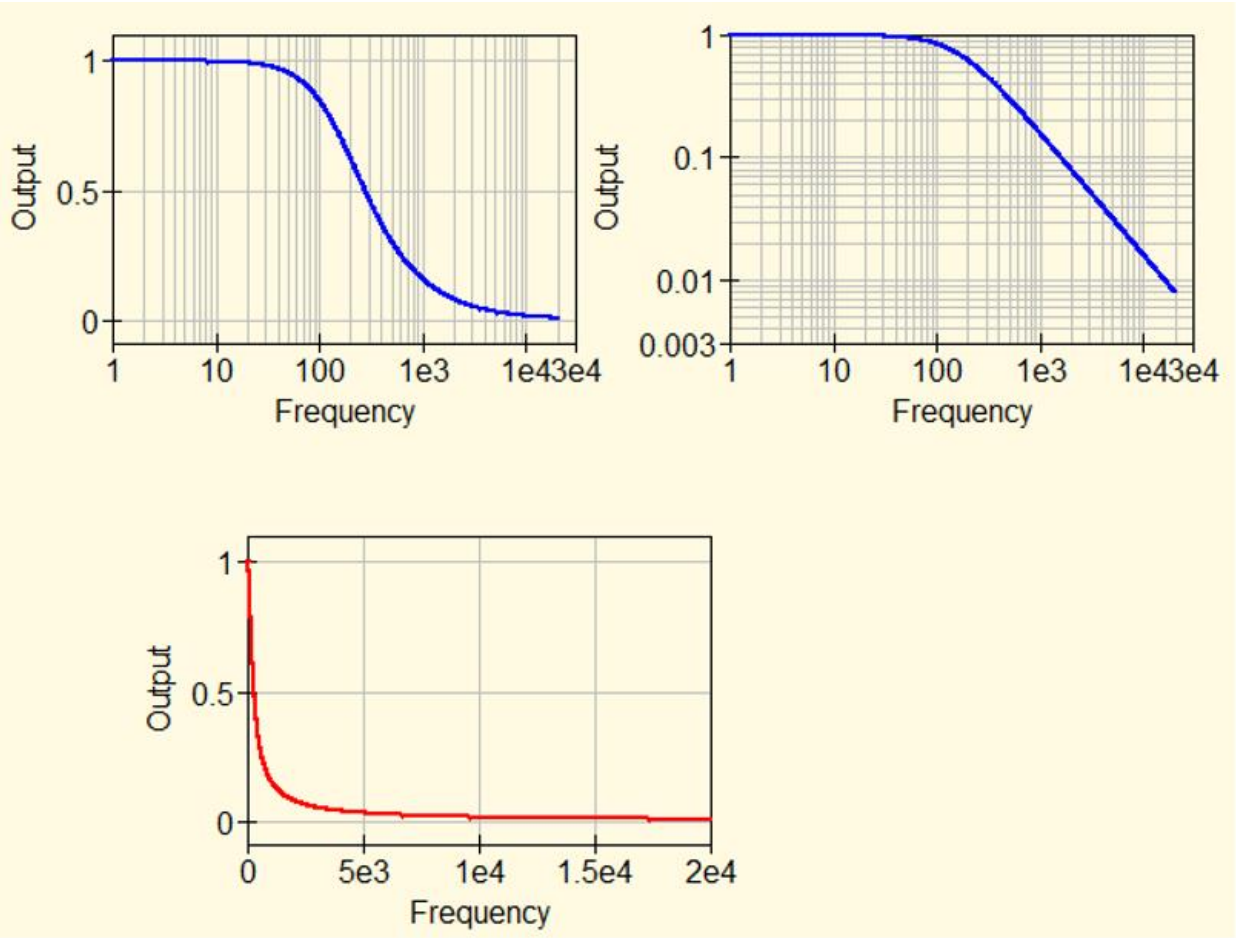
Повторите процедуру с новой диаграммой Cartesian, но установите для обеих осей «logarithmic». Результат:



Задача 2:

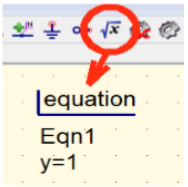
Повторите процедуру с другой Cartesian диаграммой, но задайте:

a) **Обе оси «linear»** (=удалите активизацию для «logarithmic»)
b) **Выберите красный цвет для этой кривой** (=удалите активацию цвета и после этого включите её вновь. Затем щёлкните по цветовой палитре и выберите новый цвет = red).
c) **Расставьте эти три диаграммы следующим образом**:



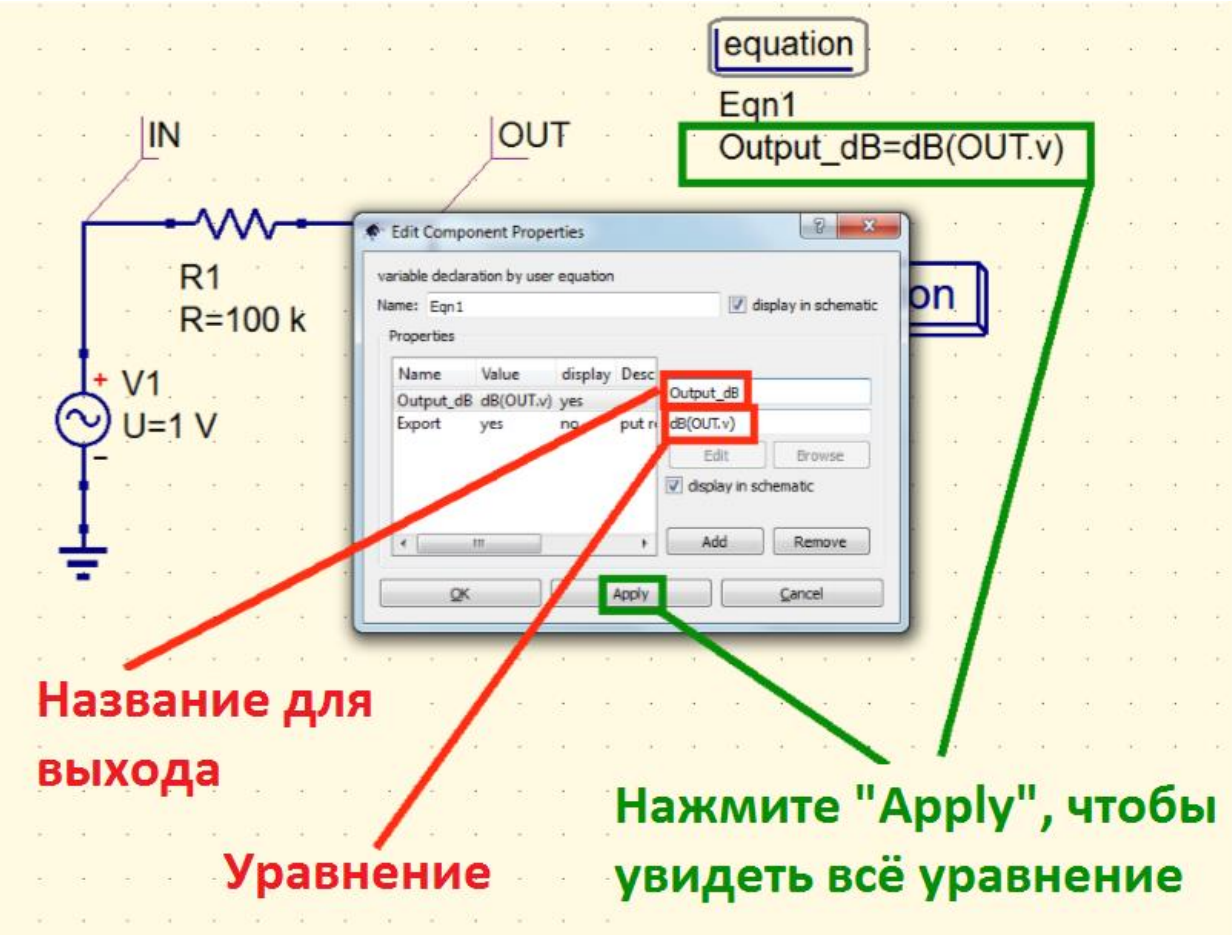
3.1.2. Представление результата в «dB»

Нет кнопки для этой цели, но это можно выполнить с помощью **уравнения**!



Начните с нажатия на кнопку equation и переместите уравнение в рабочее поле.

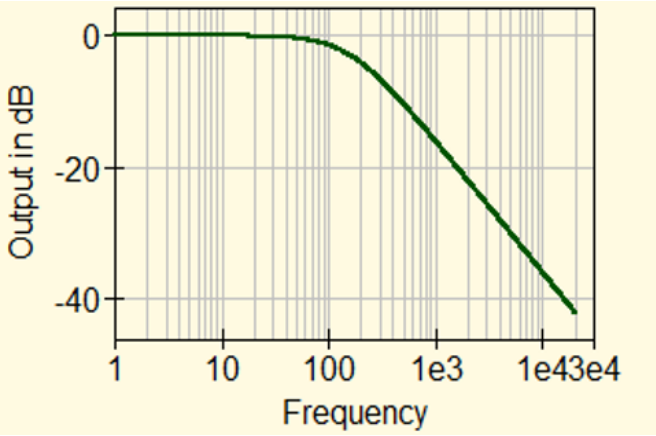
Теперь щёлкните правой клавишей мышки по «equation», чтобы открыть соответствующее меню свойств и выполнить необходимый ввод. Закройте диалог, нажав «Apply» и «OK».



Вновь запустите симуляцию и используйте новую диаграмму в Декартовых координатах (Cartesian) для нового результата!

Откройте меню свойств диаграммы и введите:

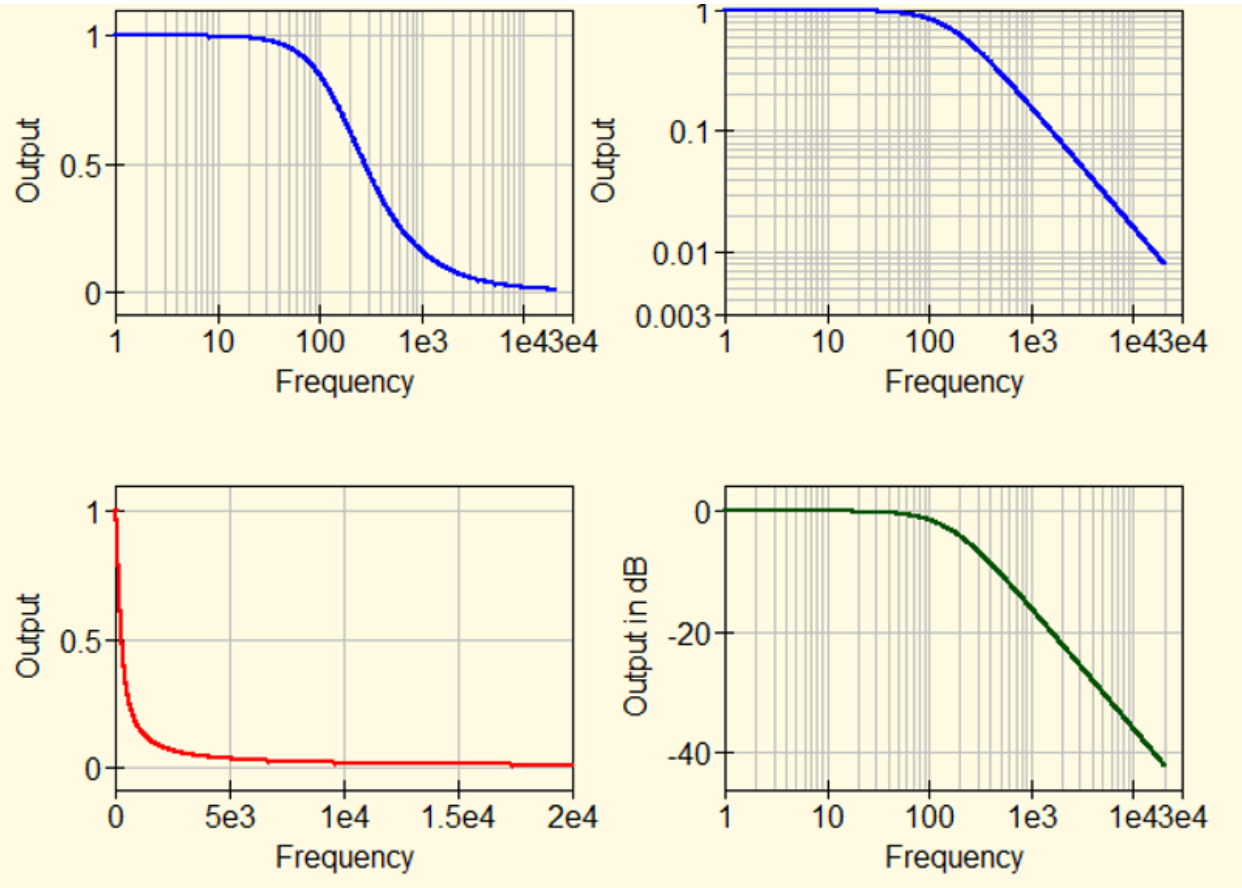
a) На закладке «**Properties**» используйте «**Frequency**» в качестве названия для оси x и «**Output in dB**» для оси y.
b) Так же выберите «**logarithmic x-axis grid**».



Успешный результат.

Задача:

Показать четыре результата симуляции проекта вместе на этой странице.



3.2. Симуляция во временной области

3.2.1. Отклик на импульс RC Low Pass Filter (низкочастотного фильтра)

Очень важно, поскольку это способ получения передаточной функции (Transfer Function) симуляцией во временной области (Time Domain)! Импульс «Dirac» подаётся на вход системы. Но длительность импульса должна быть экстремально мала (абсолютные границы = близко к НУЛЮ), а амплитуда = близко к бесконечности. Площадь импульса при этом «1». Это невозможно реализовать, но следующая идея приближает нас к искомому:

Выберите длительность импульса, которая есть «системная постоянная времени, делённая от 100 до 1000». Увеличьте амплитуду импульса с таким коэффициентом, чтобы сохранить прежнюю площадь импульса «1». В этом случае вы получите такой же результат, как при применении «реального импульса Дирака».

Так что, давайте вернёмся к нашему хорошо известному низкочастотному фильтру. Откройте новую схему в папке «LPF_01», назовите схему «LPF_TD» и сохраните её. Теперь вы можете либо нарисовать эту схему заново, либо вставить копию, используя последние симуляции (схема «LPF_01»).

Замените источник напряжения (использовавший AC sweep) источником импульсов (**Voltage Pulse**, который может быть найден в «**components / sources**»).

Откройте меню свойств и введите:

Minimum Voltage U1 = 0 V

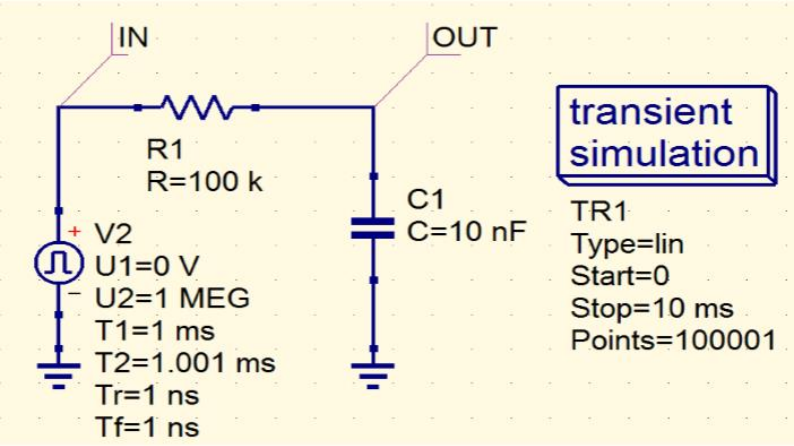
Maximum Voltage U2 = 1 MEG

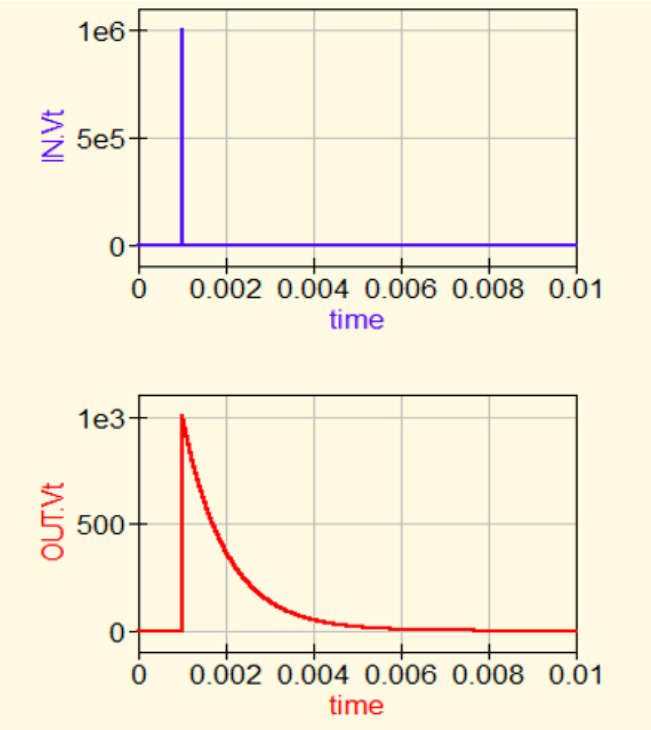
Start point of the pulse = T1 = 1 ms

End point of the pulse = T2 = 1.001 ms (...даёт длительность импульса порядка 1 микросекунды)

Rise time tr = fall time tf = 1 ns

Сделайте всё введённое видимым. И, наконец, нам нужна «**Transient simulation**, симуляция переходного процесса» (из «**Components / Simulations**») с параметрами **t = 10 ms** и **100 001** точкой (что даёт временной шаг в 100 наносекунд).



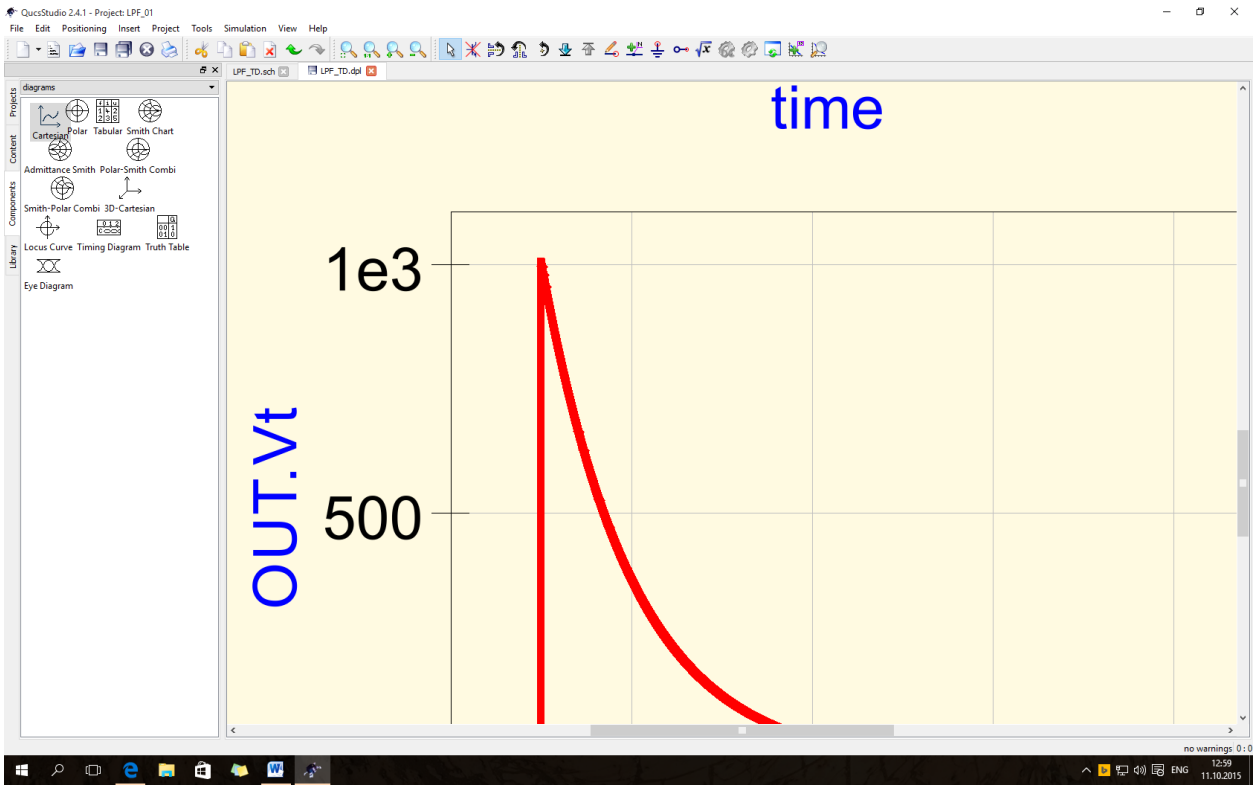


Теперь запустите симуляцию и посмотрите «**IN.Vt**» и «**OUT.Vt**» на двух разных cartesian диаграммах с разным цветом.

Примечание:

Если вам интересны детали, просто используйте функцию увеличения (**Zoom**).

Пример:



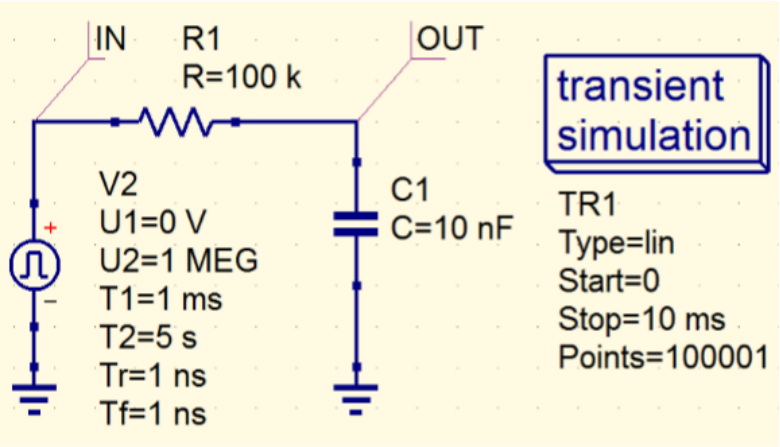
Для более детального анализа вы можете сделать следующее: откройте меню свойств диаграммы, откройте закладку «limits» и используйте возможность «manual» для оси x и/или левой оси.

3.2.2. Отклик на «ступеньку» фильтра LPF

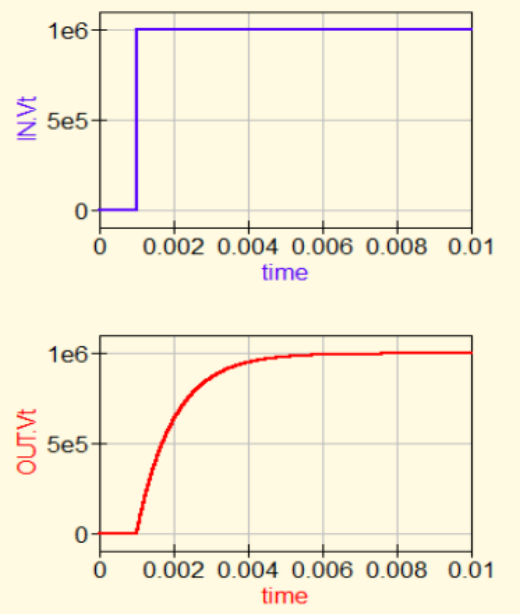
У вас есть две возможности. Это легко.

3.2.2.1. Симуляция с использованием Pulse Source

Схема та же, что и в предыдущей главе, а всё, что необходимо – это модифицировать свойства источника импульса для этой цели:



Просто измените T2 на 5 s, чтобы получить импульс большей длительности.



…и оценить только первые 10 миллисекунд!

3.2.2.2. Симуляция с использованием «PWL» (= кусочно-линейная функция сигнала)

Это опция любой программы симуляции: кривая напряжения представляется серией выборок. Каждая выборка должна быть определена знаменитой парой «amplitude at a defined time, амплитуда в заданное время». Все выборки впоследствии соединяются вместе программой для получения нужной кривой.

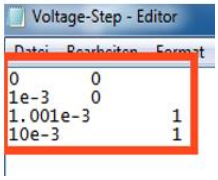
Для симуляции в qucsstudio вам нужно:

a) Источник «**File Based Voltage Source**» из « **Components / Sources**».
b) «**Voltage-Step.csv-file**», который содержит ряд выборок («csv» означает «разделённые запятой значения»). Вы должны написать этот файл в текстовом редакторе и сохранить его в папке проекта (здесь LPF01).

В нашем примере мы начинаем при t = 0 с U = 0V. В точке t = 1 ms амплитуда ещё сохраняет значение 0 V, но уже 1 микросекундой позже амплитуда переходит в 1 V. И это значение 1 V остаётся до 10 ms.

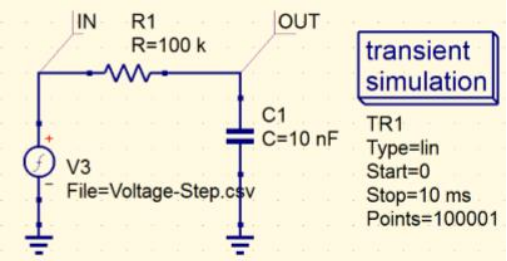
Внимание:

Каждая пара значений (= вначале время, затем амплитуда) должны быть написаны в одну строку. И эта строка должна заканчиваться «carriage return, возврат каретки».

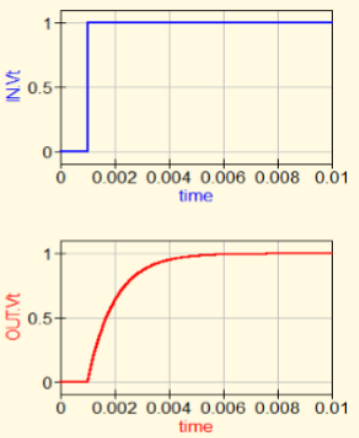


Файл Voltage-Step.csv должен выглядеть так, как на рисунке.

Пожалуйста, напишите его в вашем текстовом редакторе и **не забудьте переключить редактор в «All Files / ANSI» перед сохранением как «Voltage_Step.csv» в папке проекта LPF**. Иначе qucsstudio не сможет прочитать файл.



Вот схема после добавления «**Voltage_Step.csv**» в список свойств источника File based Voltage Source.



...и ожидаемый результат симуляции.

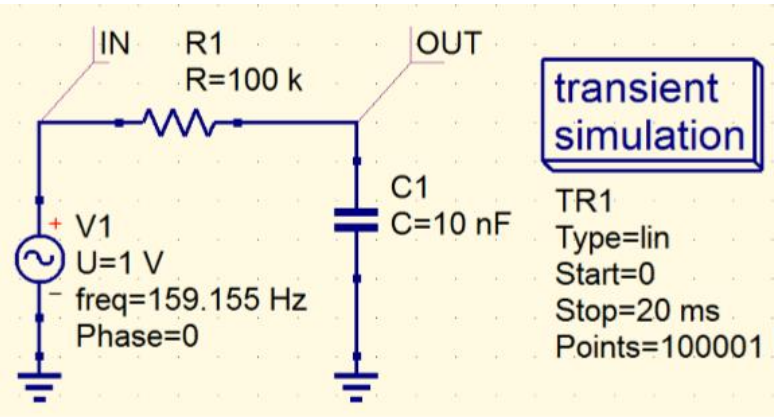
3.2.3. Периодические сигналы на входе

3.2.3.1. Синусоидальный сигнал

Мы проверим схему в точности на частоте среза, которую можно рассчитать следующим образом:

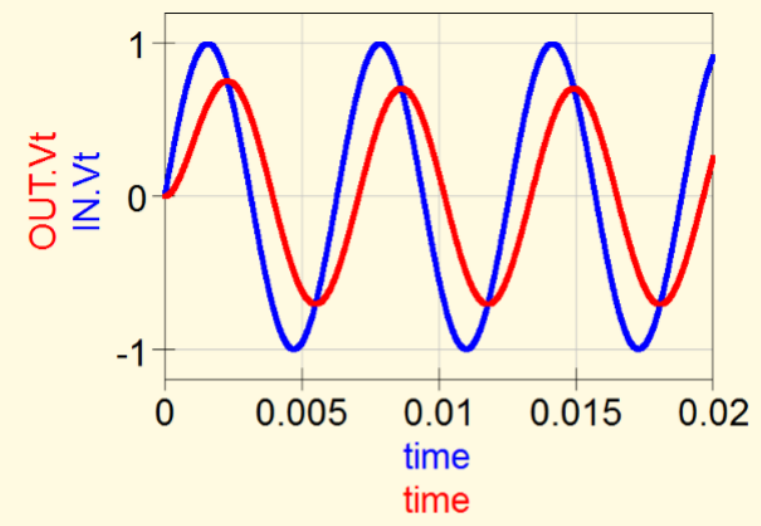
fc = 1 / 2πRC = 1 / 2 * π * 100k * 10nF = 159.155 Hz

Схема подключена к «**ac Voltage Source**» (из «**components / sources**»). Амплитуда синусоидального сигнала 1 V на частоте 159.155 Гц. Не забудьте сделать видимыми эти параметры.



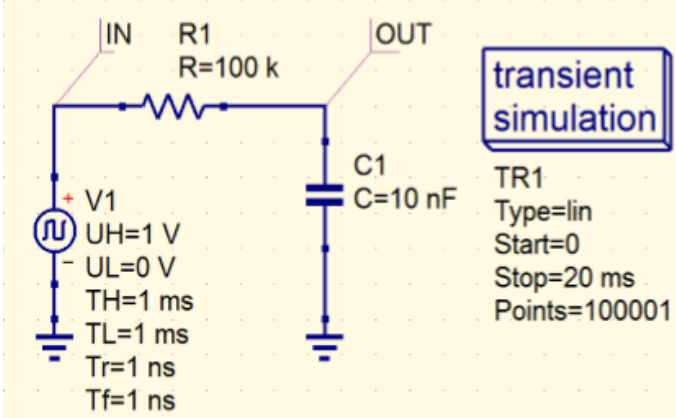
Пожалуйста, используйте схему предыдущего примера, заменив источник напряжения на основе данных на ac voltage, источник переменного напряжения.

Задайте время симуляции 20 ms (с 100 001 точкой).



Выходной сигнал показывает снижение на 3 дБ и сдвиг фазы на -45 градусов на граничной частоте.

3.2.3.2. Импульсный сигнал

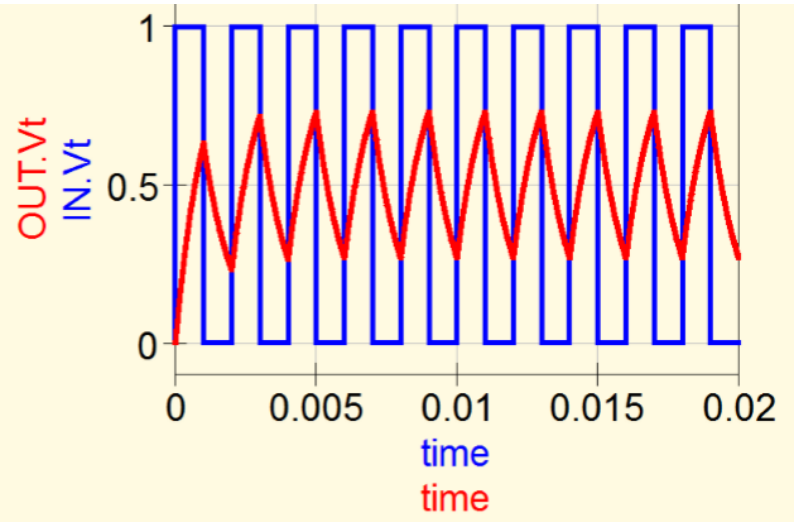


Используйте периодическое и симметричное импульсное напряжение с частотой 1 кГц, с минимальным значением 0 V и максимальным +1 V.

TH и TL – 1 миллисекунда.

Симуляция для 0....20 ms с 100001 точками. Источник «**Rectangular Voltage**» можно найти в «**components / sources**».

Пожалуйста, сделайте все свойства напряжения видимыми.

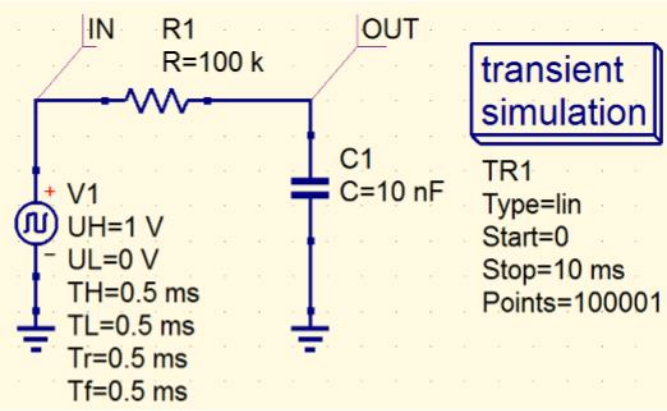


…прекрасный результат.

3.2.3.3. Треугольное напряжение

Очень простая задача, поскольку мы вновь используем всю схему предыдущего примера, включая прямоугольное напряжение с частотой f = 1 kHz.

a) С длинным подъёмом и длинным спадом по времени мы получим искомое треугольное напряжение, но
b) времена TH (= Высокий уровень) и TL (= Низкий уровень) должны быть заданы как нулевые. Пожалуйста, сделайте все свойства напряжения видимыми (…вы знаете: щелчок правой клавишей мышки по символу, затем «edit properties»).

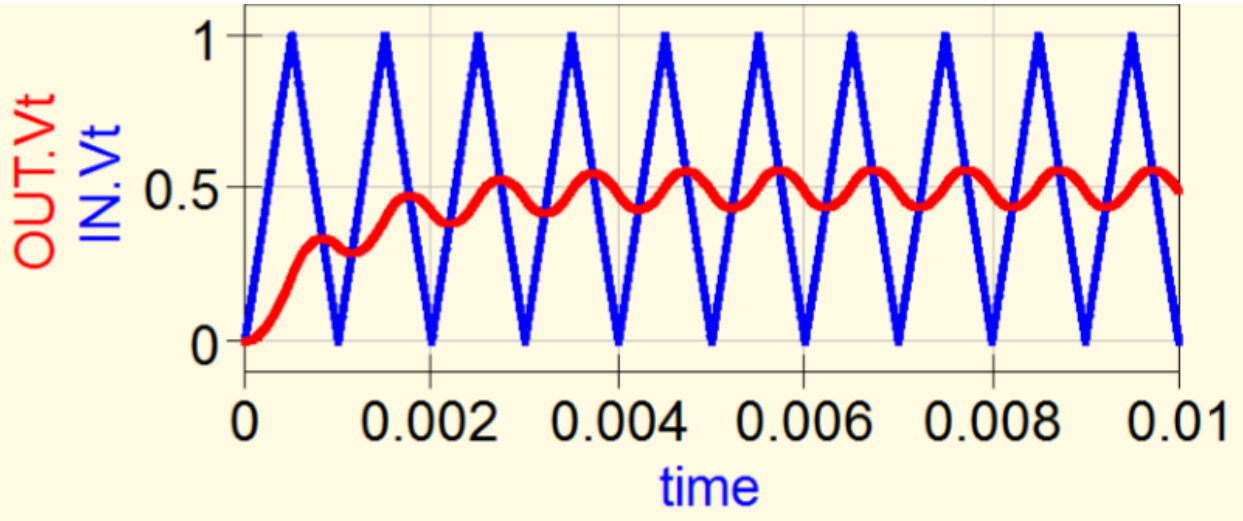


Если вы знаете, что qucsstudio всегда определяет передний фронт импульса как часть «High Level Time», а спад частью «Low Level Time», тогда проблема решается в минимальные сроки:

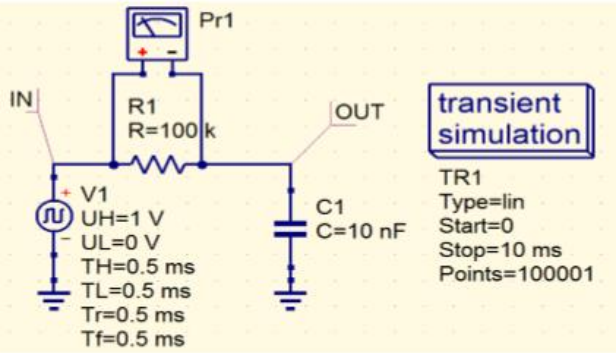
сделайте Tr = TH = Tf = TL = 0.5ms и работа завершена!

Теперь запустите симуляцию для интервала 0....10 ms.

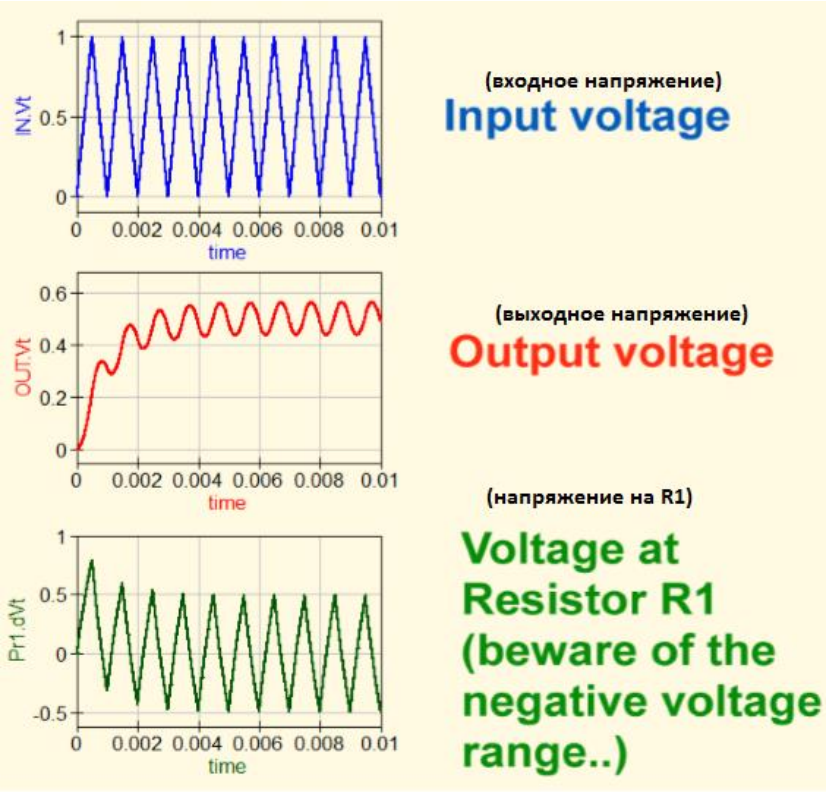
Результат:



3.2.3.4. Дифференциальные измерения



Если вы хотите увидеть напряжение на резисторе R1, используйте «**Voltage Probe**» (= **components / devices**) и подключите его параллельно резистору R1.

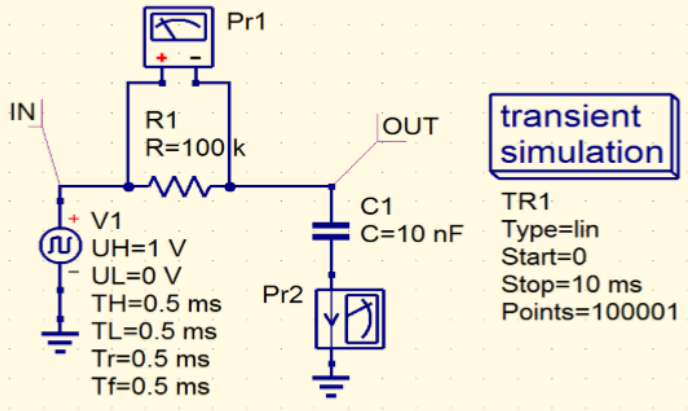


Используйте 3 разные диаграммы для представления входного напряжения IN.Vt, выходного напряжения OUT.Vt и напряжения на резисторе R1 (Pr1.Vt).

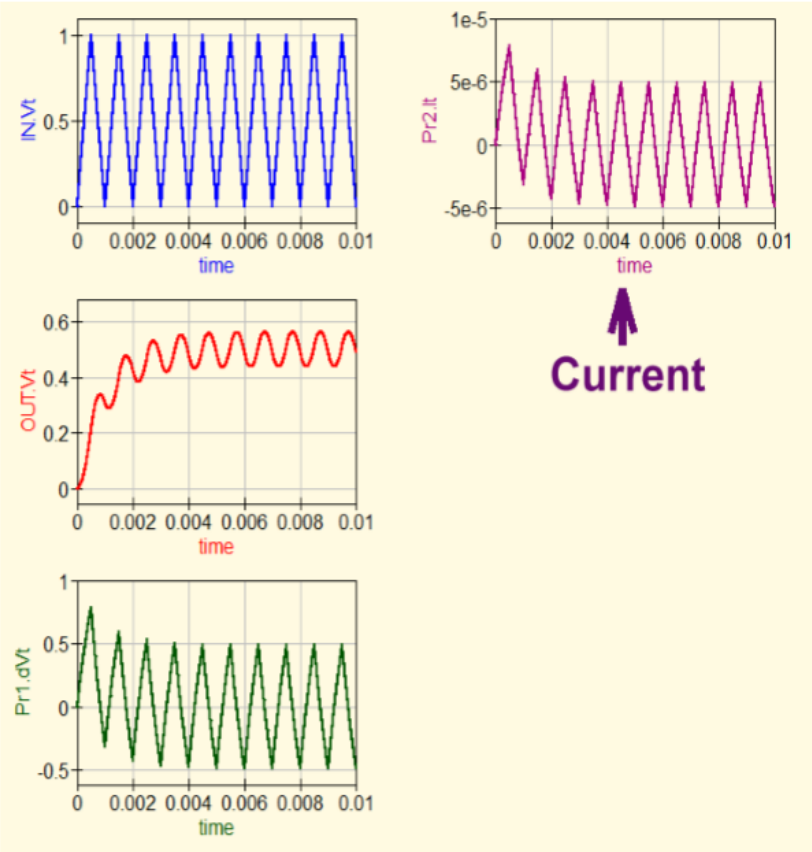
Прекрасно, не так ли?

Но внимание: напряжение на R1 показывает отрицательные значения…

3.2.3.5. Измерения тока



Вы найдёте «**Current Probe**» для этой цели в «**components / devices**». Так что, добавьте этот измеритель Pr2 в вашу схему и симулируйте, скопировав настройки переходного процесса из последнего примера.



Используйте 3 разные диаграммы для представления

входного напряжения IN.Vt,

выходного напряжения OUT.Vt,

напряжения на резисторе R1 (Pr1.Vt)

и **тока в цепи (Pr2.It)**

Внимание:
Ток и напряжение на R1 показывают отрицательные значения…

3.3. FFT (= Быстрое преобразование Фурье)

(= мостик между Time Domain и Frequency Domain)

3.3.1. Основы

Очень часто мы интересуемся не только свойствами сигнала, получаемыми как «кривая в Time Domain, временной области». Очень важно также знать «спектральный состав», если кривая напряжения отличается от «идеальной синусоидальной кривой». В этом случае мы ищем гармоники, или наблюдаем смесь разных частот, или получаем сумму и разность входных частот. FFT рассчитывает эти спектральные составляющие, используя сигнал, заданный во временной области!

Но для успеха с FFT вы должны уделить внимание необходимым приготовлениям.

==========

Время симуляции определяет начальную частоту отображаемого спектра частот, «ширину» каждой из вычисленных линий частоты и минимальный шаг по частоте на оси x.

Minimum frequency step = 1 / Simulation Time

Это **соотношение времени симуляции и периода рассматриваемого сигнала должно быть целым**. Нарушение этого правила приведёт к появлению шумов и/или несуществующих дополнительных спектральных линий. (= Утечка).

========== The

«**Maximum Time Step**» во временной области тоже требует внимания:

a) Используйте столько **выборок, сколько возможно** для получения «ровной, сглаженной кривой».
b) **«Частота дискретизации = 1 / time step» не должна быть меньше, чем удвоенная верхняя существующая частота во входном сигнале для удовлетворения «правила Шеннона» и для предотвращения «эффекта сглаживания»** (который может стать причиной полностью бесполезного результата).
c) Вам нужно всегда **минимизировать количество выборок для пригодного FFT**. Этот «набор» определяет (вместе с используемой частотой дискретизации) **наивысшее значение показываемой частоты на оси x в выходном спектре и динамический диапазон по вертикальной оси**.

==========

Количество используемых выборок всегда должно быть кратно «2».

Иначе вы не сможете работать с быстрым преобразованием Фурье!

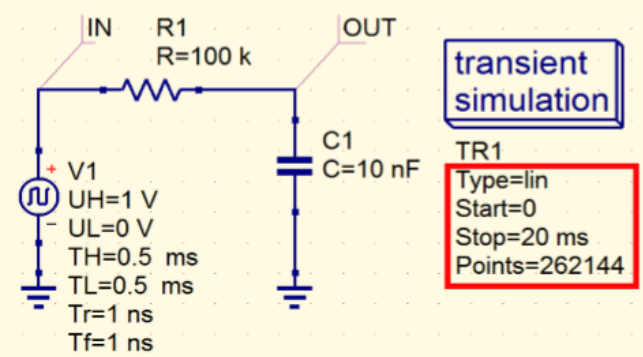
Но никогда не забывайте:

Использовать больше выборок и меньше шаг по времени (если возможно) для получения более высокого разрешения по амплитуде и частоте. Но за это приходится платить большим временем расчётов и увеличением размера результирующего файла…

3.3.2. Пример

3.3.2.1: Подготовка и FFT прямоугольного входного сигнала

Давайте взглянем на последний пример = RC LPF с прямоугольным напряжением (= импульсный сигнал). Частота импульсов 1 kHz, UH = +1 V, UL = 0 V.

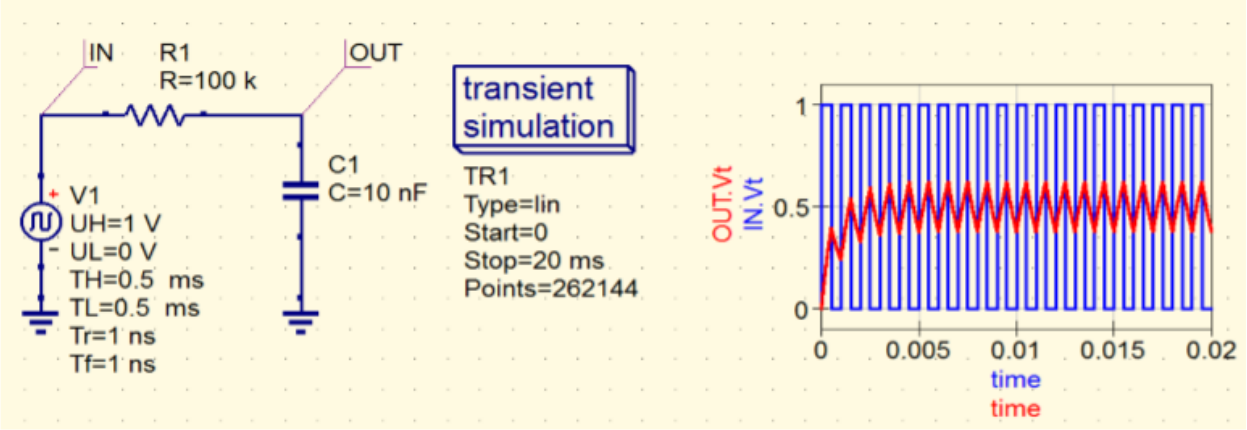


Наиболее важное решение – это количество выборок, которое должно быть кратно 2. Чтобы получить максимальное разрешение мы используем

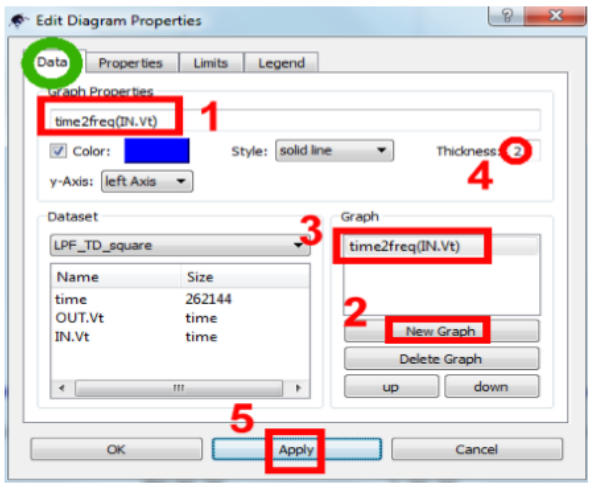
262 144 временных шага (= points)

и **время симуляции 20 миллисекунд**.

Остановка через 20 мс задаёт минимальный временной шаг в выходном спектре равный **1 / 20 ms = 50 Hz**



После симуляции сохраняются IN и Out на тех же диаграммах в Декартовых координатах. (Если вы хотите увидеть схему и результат симуляции на одном экране, выделите диаграмму, скопируйте её и вставьте в чертёж рядом со схемой).



Теперь вернёмся к результату: во-первых нам нужно добавить новую Cartesian диаграмму. Затем следуйте этим шагам для корректной подготовки ввода на закладке «Data»:

Шаг 1:
Введите «**time2freq(IN.Vt)**» в Graph Properties.

Шаг 2:
Нажмите «**New Graph**».

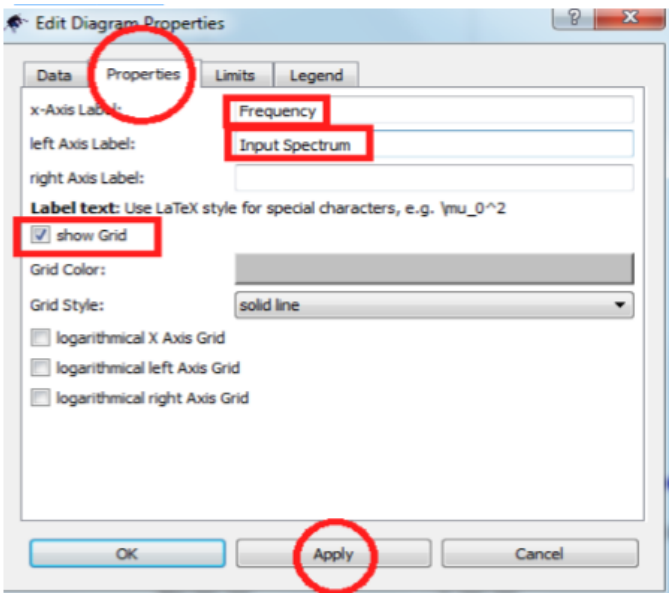
Шаг 3:
Проверьте, была ли команда принята правильно.

Шаг 4:

Задайте толщину равной «2».

Шаг 5:

Нажмите «Apply»

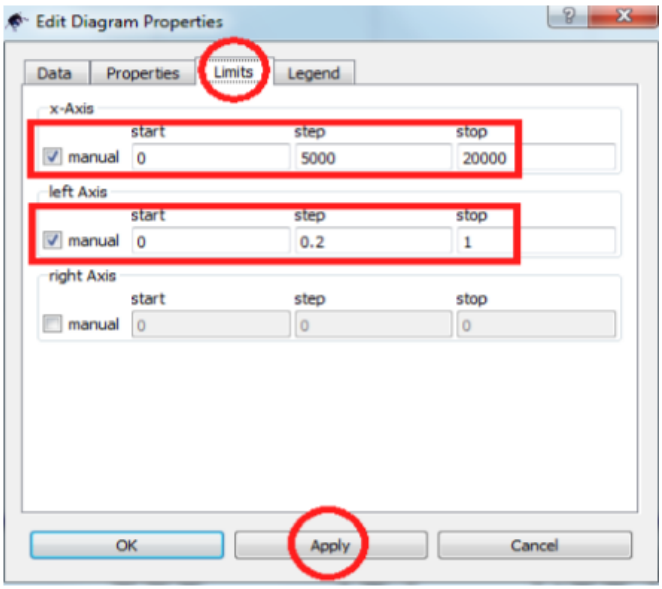


Теперь перейдите на закладку «Properties» и введите:

«**Frequency**» как название оси x и

«**Input Spectrum**» как название левой оси.

Проверьте, что «**show grid**» отмечено и нажмите «**Apply**».

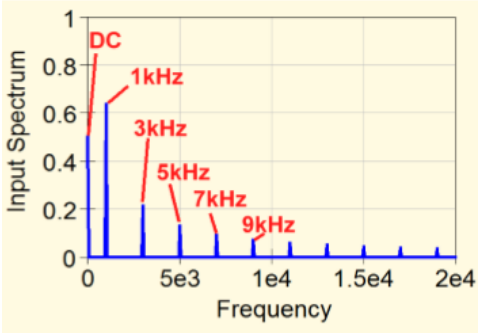


И, наконец, перейдите на закладку «Limits» и задайте:

для оси x – показывать частоты между 0 и 20000 Гц с шагом 5000 Гц

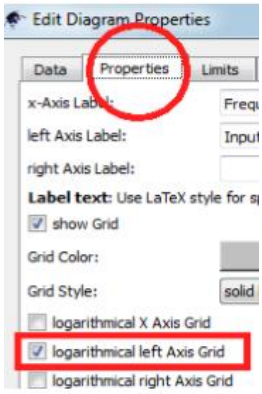
для левой оси показывать значения между 0 и 1 с шагом 0.2

Нажмите «Apply»



Эта диаграмма справедлива для строго симметричного прямоугольного сигнала.

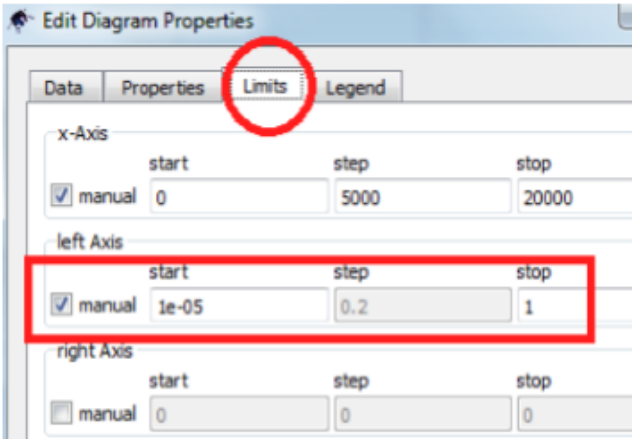
Прекрасно…



Теперь мы повторим показанный результат с **левой логарифмической осью**:

Перейдите на закладку «**Properties**» и отметьте «**logarithmic left Axis Grid**».

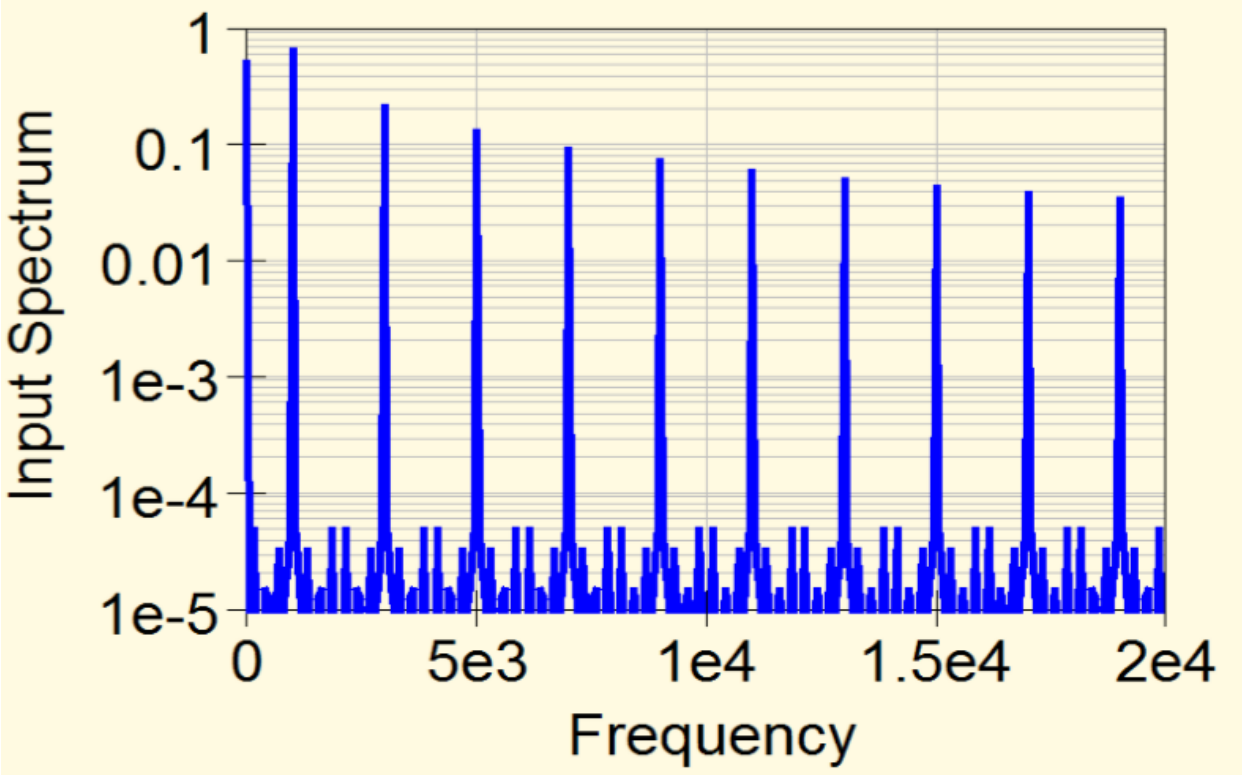
Теперь нажмите «Apply».



Но не забудьте ввести **минимальное значение (1e-5)** и **максимальное значение (= 1)** для левой логарифмической оси на закладке «**Limits**».

Затем нажмите «Apply».

Прекрасный результат;

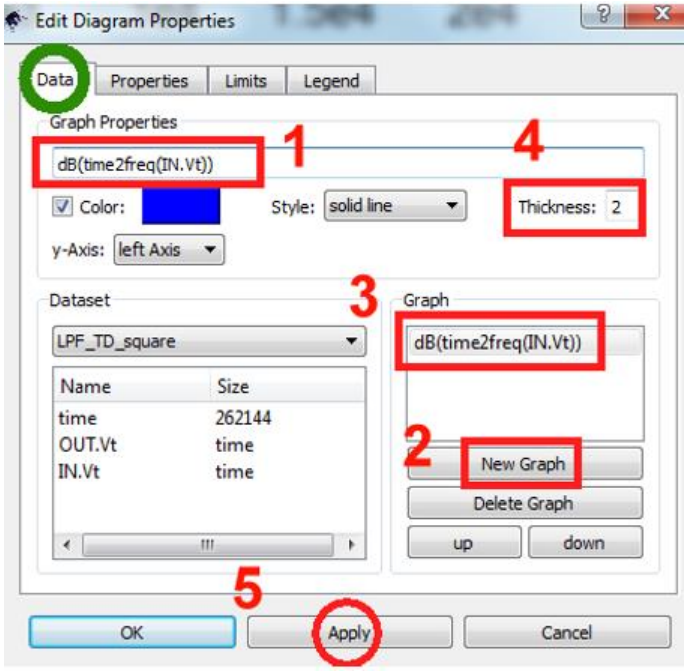


3.3.2.2. «dB» представление результата

Задача:

Заменить логарифмическую шкалу левой оси шкалой в «dB»!

Решение:



Используйте новую диаграмму в Декартовых координатах, перейдите на закладку «Data» и введите (хорошо известные) значения:

Шаг 1:
Введите под «Graph Properties» следующую строку для преобразования к децибелам:

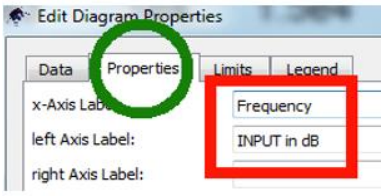
dB(time2freq(IN.Vt))

Шаг 2:
Нажмите «New Graph».

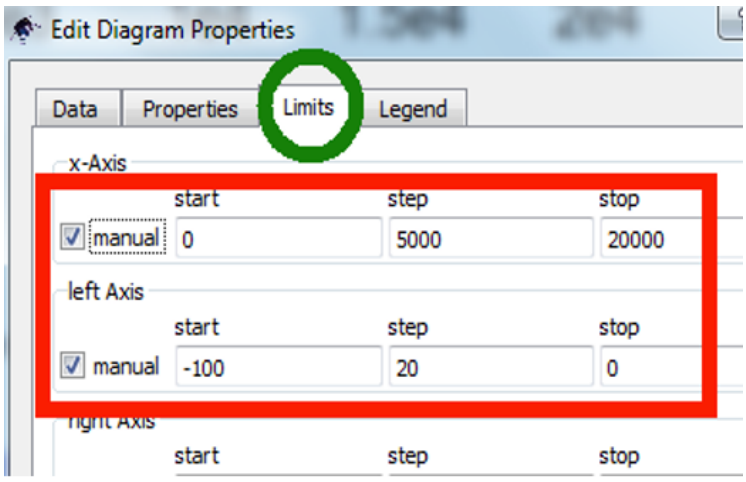
Шаг 3:
Проверьте, что формула принята графиком.

Шаг 4:
Задайте толщину линии равной «2».

Шаг 5:
Нажмите «Apply»



Введите «Frequency» название для оси x и «INPUT in dB» в качестве названия для левой оси на закладке «Properties».



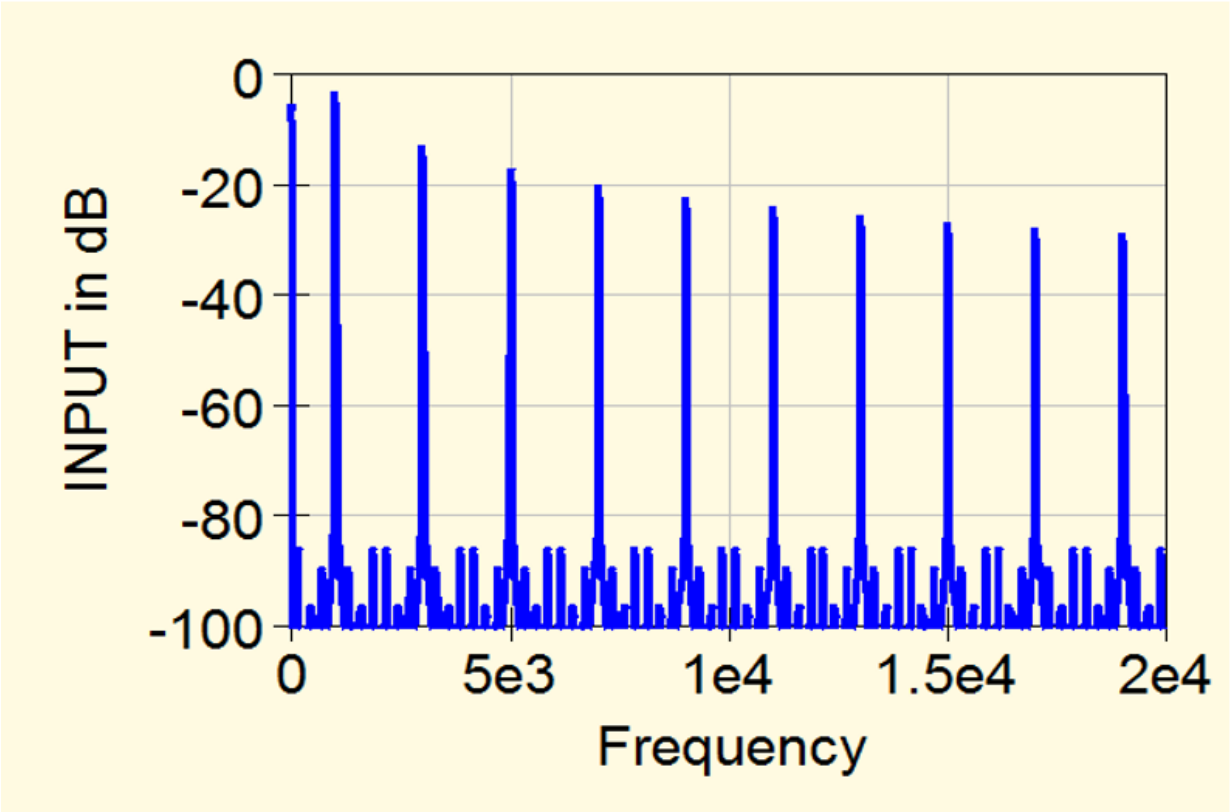
Задайте диапазон частот на закладке «Limits»

0…20000 (с шагом= 5000)

и диапазон dB на левой оси

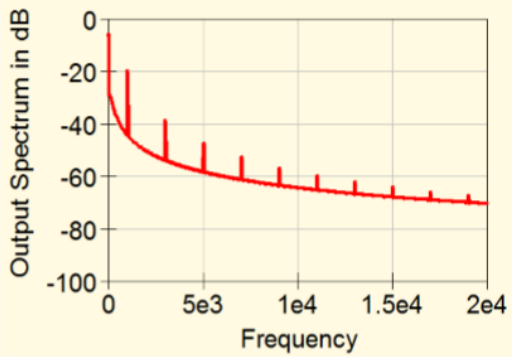
-100.....0 с шагом в 20 dB

Нажмите «Apply»


0
-20
-40
-60
-80
-100
INPUT in dB
0
5e3
1e4
1.5e4
2e4
Frequency

3.3.2.3. FFT (быстрое преобразование Фурье) выходного сигнала!

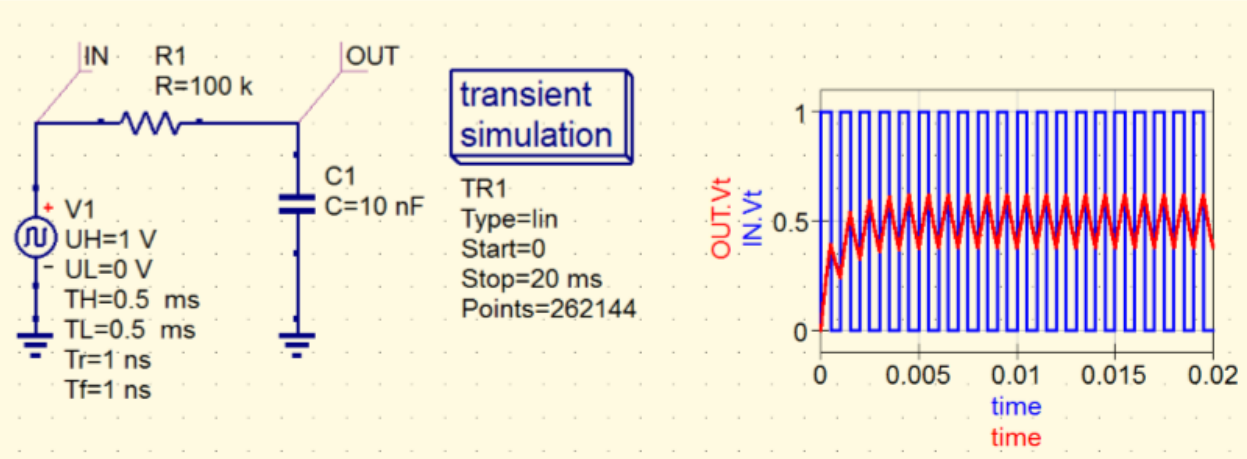
Задача «**показать спектр выходного сигнала на диаграмме, используя линейную частотную шкалу оси от 0 до 20000 Гц и вертикальную шкалу dB от -100 до 0 dB**» не должна вызывать какие-либо трудности или появление проблем. Выберите новую диаграмму Cartesian, введите «**dB(time2freq(OUT.Vt))**» для расчёта Graph и задайте условие для двух осей, как это предлагалось.



Сравнивая с входным спектром, мы можем отметить уменьшенный динамический диапазон с большим фоновым шумом, уменьшающимся с увеличением частоты.

Давайте рассмотрим причины этого явления.

3.3.2.4. Нам нужна функция «Window» для улучшения результата



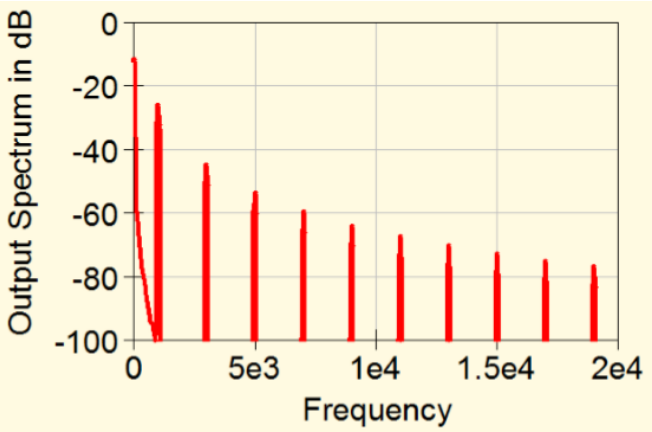
Взгляните на схему и диаграмму, которая показывает входной и выходной сигналы. Во временном диапазоне 0…5 ms конденсатор заряжается, а это «не повторяющееся событие». Такое событие производит спектр, который заполняет энергией весь диапазон частот, и всё это добавляется к линейному спектру выходного сигнала.

Стандартная поддержка – это умножение сигнала для преобразования с помощью функции Window, которая удаляет влияние «старта и стопа» (оба они дают «резкие переходы», приводящие к возникновению проблем). Тогда как Window function стартует и останавливается обычно со значением «0» и удаляет влияние переходов.

Qucsstudio предлагает 5 функций… а я использую либо номер 3 (= Hann), либо номер 5 (Blackmann), которые дают хорошие результаты (..но предпочитаю Blackmann...). Применение простое: напишите для Hann Windowing

dB(time2freq(OUT.Vt,[3])) или dB(time2freq(OUT.Vt,3))

в «Graph Properties». Но **НИКОГДА** не забывайте запятую перед номером «3»!



Результат лучше, и теперь у нас динамический диапазон достигает -100 dB!

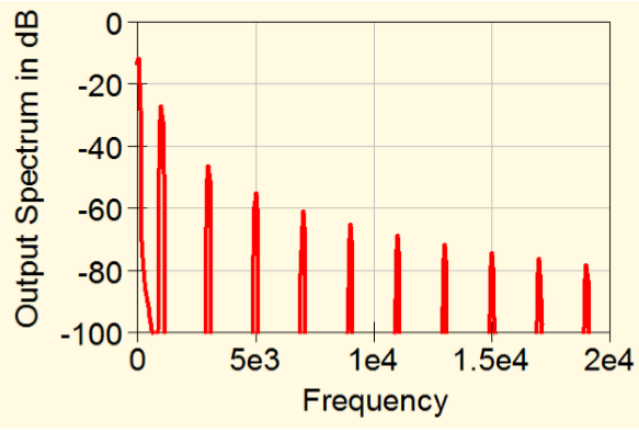
Задача:

Повторить FFT, но используя Blackmann Window (index = 5).

Решение:

Формула для Graph Properties **dB(time2freq(OUT.Vt,5))**

и она даёт такой результат:



Ширина каждой линии увеличилась, поскольку Blackmann Window Function имеет больше выборок (и в начале, и в конце), сильно уменьшенных по амплитуде. А это **эквивалентно «уменьшению времени симуляции»**, так что

minimum frequency step = minimum line width = 1 / simulation time

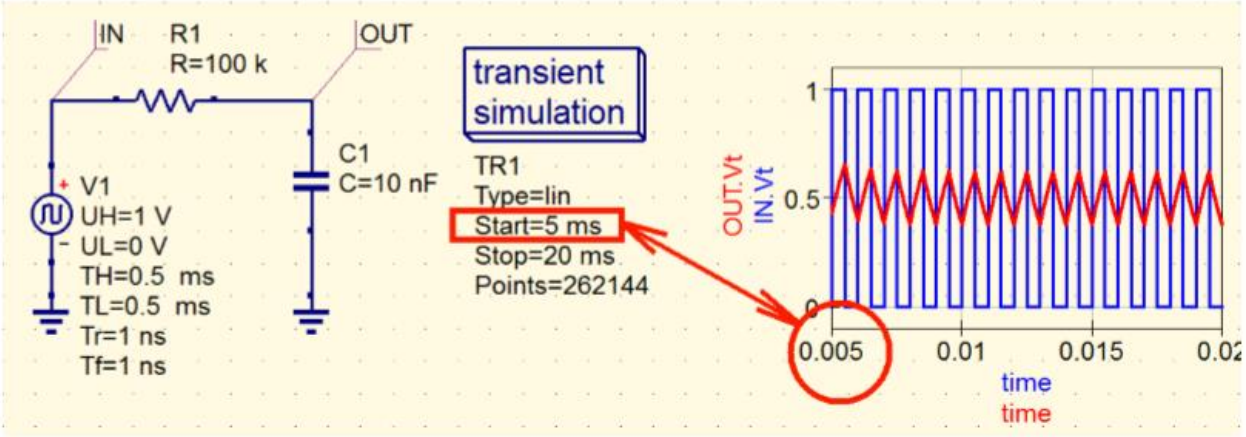
должно увеличить…

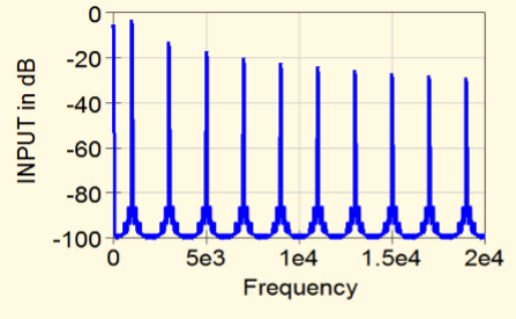
Реальное преимущество Windowing в увеличении динамического диапазона и уменьшении влияния начальных процессов (=времени заряда конденсатора после включения).

3.3.2.5. Маскировка начала

Хороший и простой метод.

Проверьте кривую во временной области и попытайтесь найти «**начало стабильного состояния**». Это примерно при **t = 5 ms** в нашем примере. Теперь задайте начальную точку симуляции переходного процесса (Transient Simulation) **конечной точкой начального процесса (t = 5ms)** и запустите симуляцию:





Перейдите к диаграмме Cartesian FFT последнего примера, но **НЕ ИСПОЛЬЗУЙТЕ WINDOWING!**

= вводу формулы

«dB(time2freq(OUT.Vt))»

Мы теперь видим все линии с динамическим диапазоном до -90 dB. И так же вновь можно найти значение постоянного напряжения.

Но не забывайте: время симуляции было урезано процессом windowing, что должно увеличить ширину линий…

4. Второй проект: сигналы и гармоники = FFT упражнение

4.1. Основы

Мы начнём с вопроса:

Что такое «идеальный синусоидальный сигнал»?

Правильный ответ не прост, поскольку мы должны различать:

a) **Форма этого сигнала должна быть идеальной синусоидой. Иначе (=из-за периодических искажений) вы получите линейный спектр с «Гармониками» = дополнительным новым линиям с новыми частотами.**
b) **Вы не должны видеть начальную и конечную точку кривой – это должна быть синусоида от края и до края. Иначе вы получите дополнительную «фоновую энергию», вызванную переходными процессами и «включением или выключением».**

4.2. Спектр единичного импульса напряжения

Давайте проверим импульс напряжения со следующими свойствами:

Umin = 0V / Umax = 1000 V / Rise Time and Fall Time = 1 Microsecond / Pulse Length = 1 Millisecond.

Мы добавим паузу в 2 мс после старта и выберем время симуляции 50 мс во временной области для выходного напряжения. 262144 выборок дадут хорошее разрешение в частотной области. Для генерации графика мы используем «источник напряжения на основе файла» (= PWL = источник кусочно-линейного напряжения) и заполним этот источник следующим набором пар:

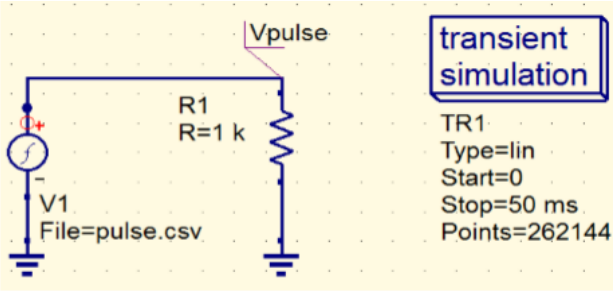
при t = Null	**U = 0**
при t = 2 Milliseconds	**U = 0**
при t = 2,001 Milliseconds	**U = 1000 V**
при t = 3,001 Milliseconds	**U = 1000 V**
при t = 3,002 Milliseconds	**U = 0**
при t = 50 Milliseconds	**U = 0**

Откройте ваш текстовый редактор и напишите этот файл, но

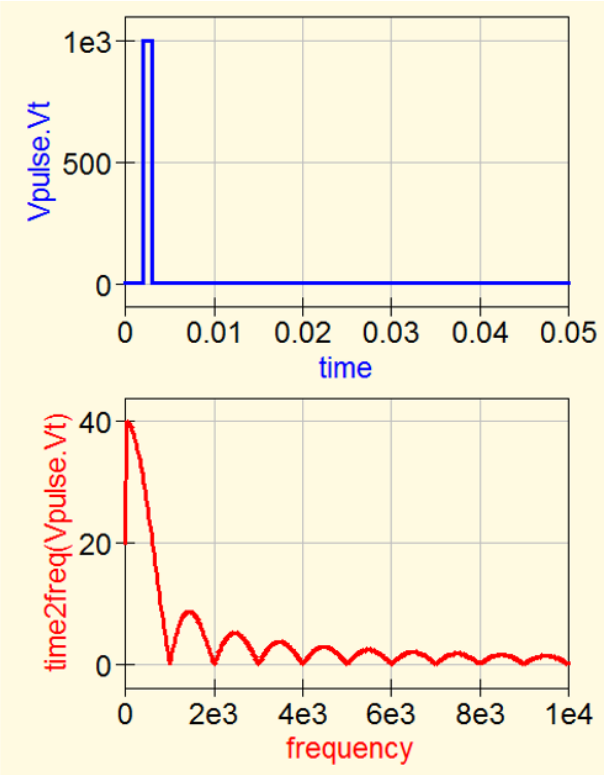
a) Используйте **собственную строку для каждой из пар**.
b) Завершайте каждую строку «**возвратом каретки**» (нажав **Enter**).
c) Используйте имя файла «pulse.csv» и сохраните его в папке вашего текущего проекта. Но не забудьте задать свойства редактора как «**All files / ANSI**»…

В итоге содержимое «pulse.csv» должно выглядеть так:

```
0          0
2e-3       0
2.001e-3   1e3
3.001e-3   1e3
3.002e-3   0
50e-3      0
```



Это используемая схема.



Покажите вначале кривую Vpulse во временной области на диаграмме Cartesian.

С помощью new diagram и уравнения

time2freq(Vpulse.Vt)

вы получите спектральное содержимое сигнала.

Используйте **ручное задание шкалы оси x 0.....10000Hz с шагом 2000 Hz**

Теперь вы можете полюбоваться **кривой sinx/x для огибающей кривой**.

И не забывайте:

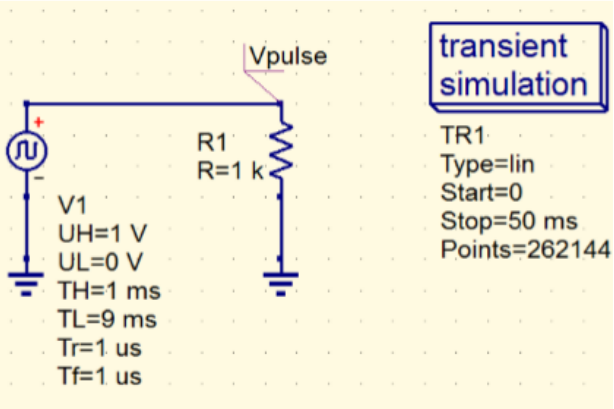
Каждый герц полосы частот полностью заполнен энергией – так что, кривая показывает «**спектральную плотность энергии**».

Вы найдёте «**нулевые значения**» для каждой

f = 1 / Pulse Length

Пожалуйста, проверьте это на диаграмме…

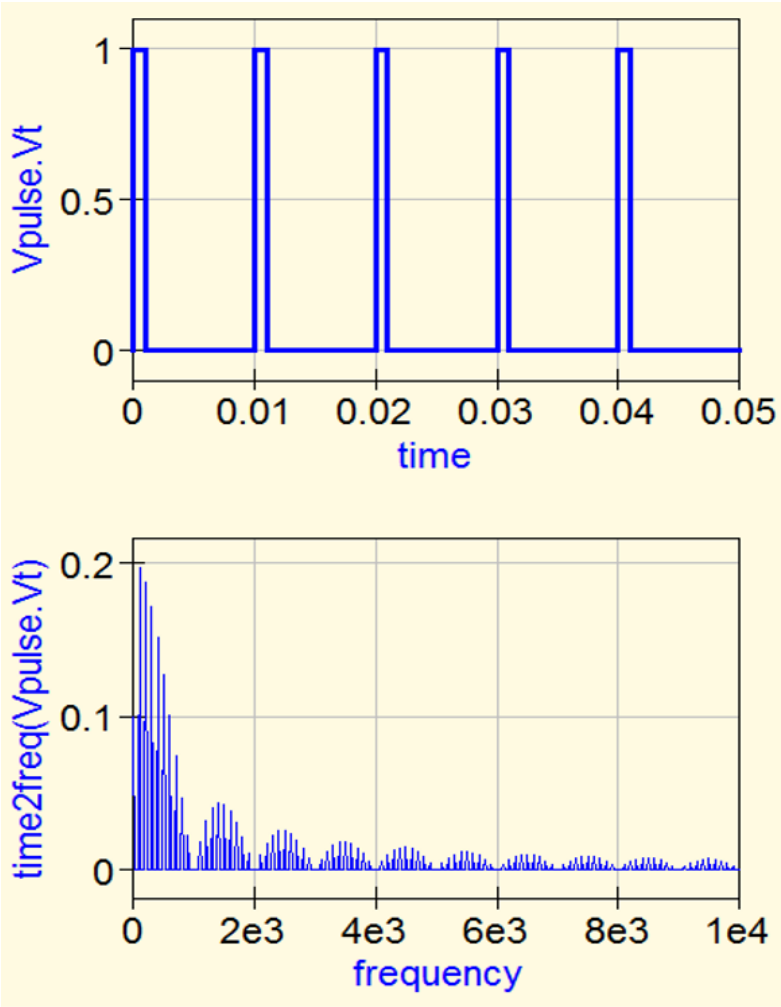
4.3. Спектр периодического импульсного сигнала



Мы заменили источник напряжения на основе файла источником импульсного напряжения (**Pulse Voltage Source**) **с той же длительностью импульса TH = 1 ms**.

Но теперь импульсы периодически повторяются 100 раз в секунду.

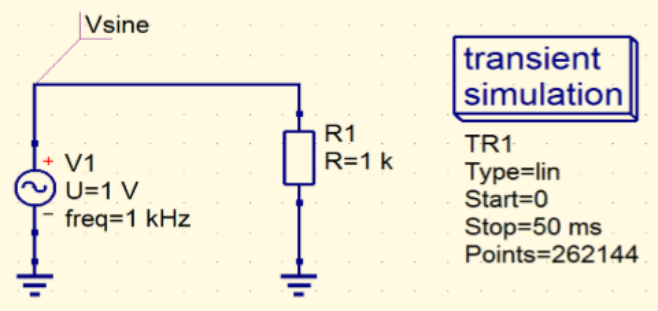
Время симуляции 50 мс, так что, мы получим разрешение 1 / 50 ms = 20 ms в частотной области.



Огибающая кривой в частотной области эквивалентна результату симуляции одиночного импульса **(= Zeros at every multiple of f = 1 / Pulse length = 1 kHz**)

Но теперь мы получили периодический входной сигнал, а, следовательно, мы получим **набор линий (= Harmonics = кратные входной частоте f = 100 Hz ниже огибающей**).

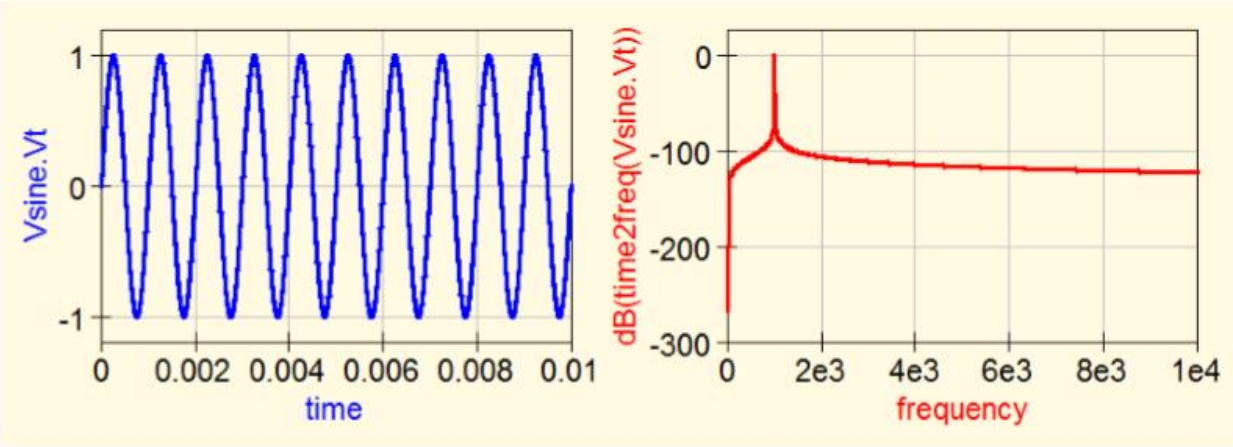
4.4. Идеальная синусоида



Во введении к этой главе мы заявили:

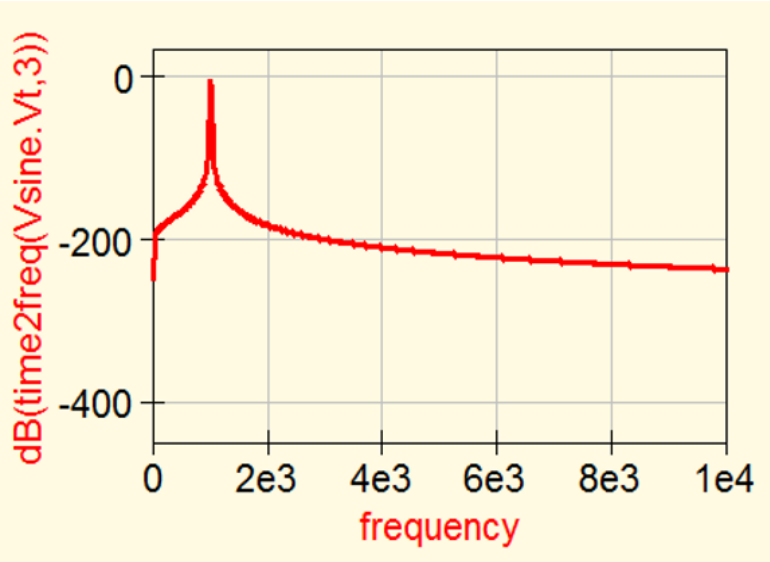
«Только бесконечный синусоидальный сигнал только с одной линией спектра»

Давайте защищать это, тестируя Sine Voltage при f = 1 kHz и амплитуде U = 1V. (stop time = 50 ms, 262144 точек, результат в dB):



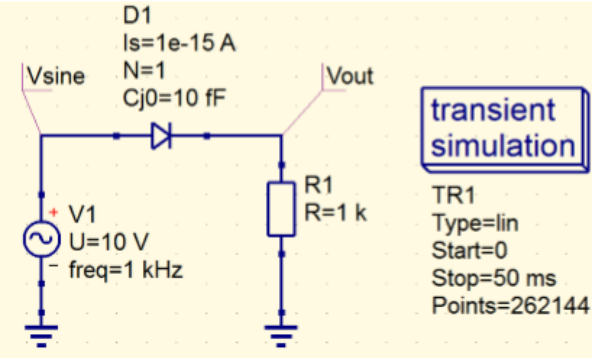
Динамический диапазон только в 100 dB для идеальной синусоиды слегка разочаровывает – но вызван хорошо известным влиянием «начальных переходных процессов». Таким образом, повторите FFT, используя Hann Window (index = 3) с формулой

dB(time2freq(Vpulse.Vt,3))



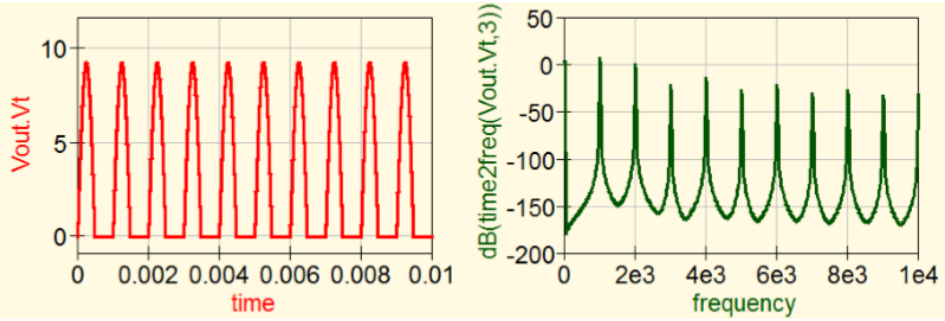
Динамический диапазон теперь увеличился до 200 dB, благодаря этому – это должна быть прекрасная синусоида.

4.5. Ассиметрично искажённая синусоида



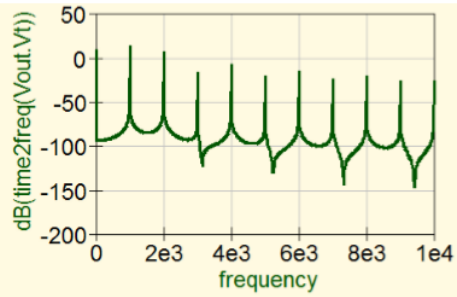
Мы добавили диод между источником и нагрузочным резистором (диод можно найти в разделе «**components / nonlinear components**»). В итоге отрицательная часть синусоиды была отрезана.

Пиковое напряжение 10 V, частота f = 1 kHz. Время симуляции 50 мс с 262144 точками.



Левый рисунок (с tmax = 10 ms) показывает выпрямленное выходное напряжение Vout. Пиковое напряжение 10 V уменьшено диодом на 0.7 V (напряжение «включения» диода).

Правый рисунок – это FFT сигнала Vout с использованием **Hann window (index = 3)** для диапазона частот 0...10 kHz. Это даёт динамический диапазон в 150 dB и показывает – как этого требует теория для асимметричного искажённого периодического сигнала! – **все дополнительные чётные и нечётные гармоники (= 2kHz + 3kHz + 4kHz +5kHz.....).**



Но обратите внимание на симпатичную маленькую ловушку, которая была причиной ошибки в FFT диаграмме выше:

Использование Hann windowing дало успешное увеличение динамического диапазона. Но, если вы сравните верхнюю диаграмму с левой диаграммой без функции window, есть важное различие:

Windowing уменьшает общее содержание энергии, что уменьшает абсолютную амплитуду, что неверно в сравнении с левой диаграммой!

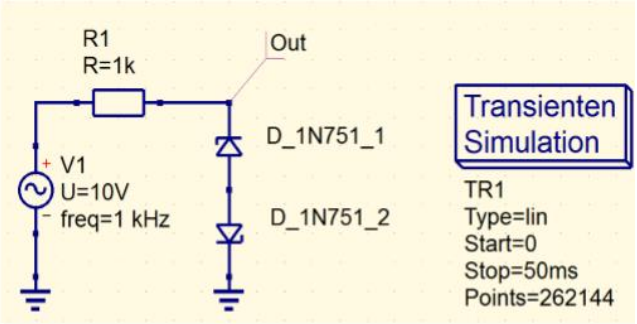
Контрольный расчёт показывает это:

На левой диаграмме значение постоянного напряжения +10 dBV. Это эквивалентно напряжению 3.1 V. Теория говорит, что значение постоянного напряжения такого выпрямленного сигнала

Udc = Umax / π

Рассчитайте **(10V – 0.7V) / π**... и сравните результат со значением напряжения на обеих диаграммах... (правильный результат 3 V)

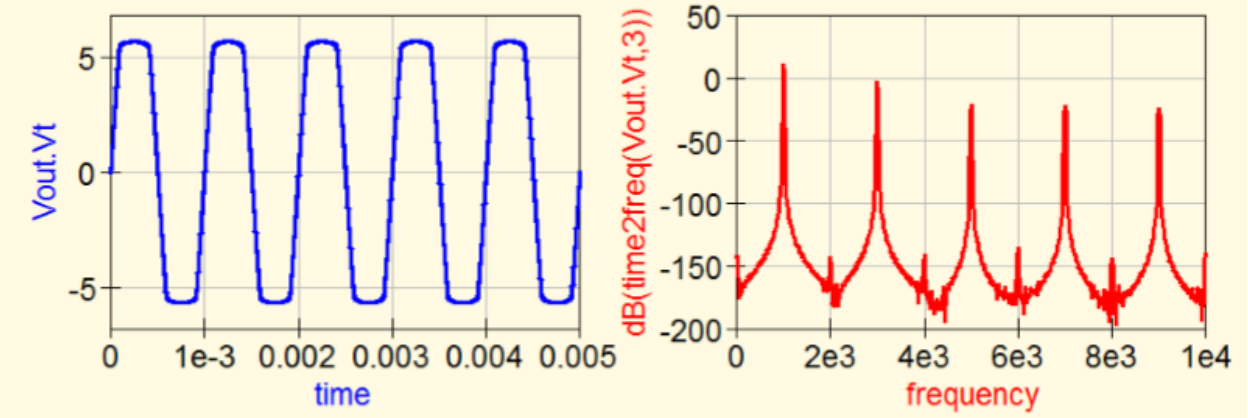
4.6. Симметрично искажённая синусоида



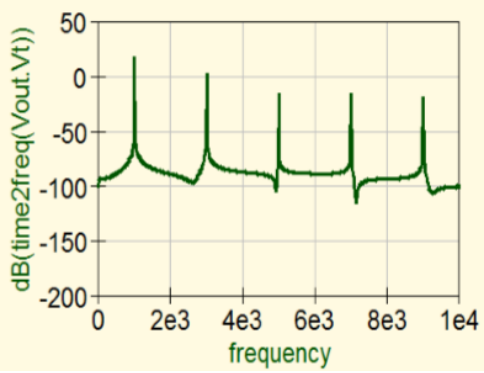
Простое упражнение:

Используйте **два стабилитрона (Zener diodes), включённых последовательно**, как показано на рисунке, и используйте тип «1N751» с напряжением стабилизации 5.1V. Этот стабилитрон можно найти в разделе «**libraries / Zdiodes**».

Подайте на вход синусоидальный сигнал с пиковым значением 10 V и частотой 1 kHz. Симуляция 50 ms с 262144 точками.



Левый рисунок (с **tmax = 5 ms**) показывает **«симметрично обрезанное» выходное напряжение с пиковым значением ((5.1V + 0.7V) = 5.8V**. Правый рисунок вновь показывает FFT для Vout, использующее **Hann window (index = 3),** и диапазон частот 0...10 kHz. Это даёт динамический диапазон в 150 dB, а содержание – в точности, как предсказывает теория для симметричного искажённого периодического сигнала – только нечётные гармоники **(= 3kHz + 5kHz + 7kHz +9kHz +.....)**.



И вновь, то же предупреждение:
Обратите внимание на маленькую ловушку, которая будет причиной ошибок в FFT диаграмме выше:

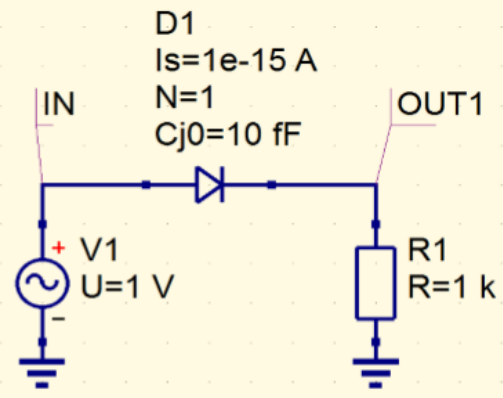
Использование (Hann) функции Window удачно увеличивает динамический диапазон. Но если вы сравните диаграмму выше с левой диаграммой, **не использующей функцию Window**, обнаружится важная разница:

windowing уменьшает общее содержание энергии сигнала, а, следовательно, абсолютное значение амплитуды линий, и уменьшение не корректно в сравнении с левой диаграммой!

Надеюсь, вы запомните это на будущее…

5. Третий проект: применение диодов

5.1. Однополупериодное выпрямление идеальным диодом



Это очень просто.

Используйте AC Voltage Source (peak value = 5 V, frequency = 100 kHz)

и идеальный диод (можно найти в разделе «**components / nonlinear components**»),

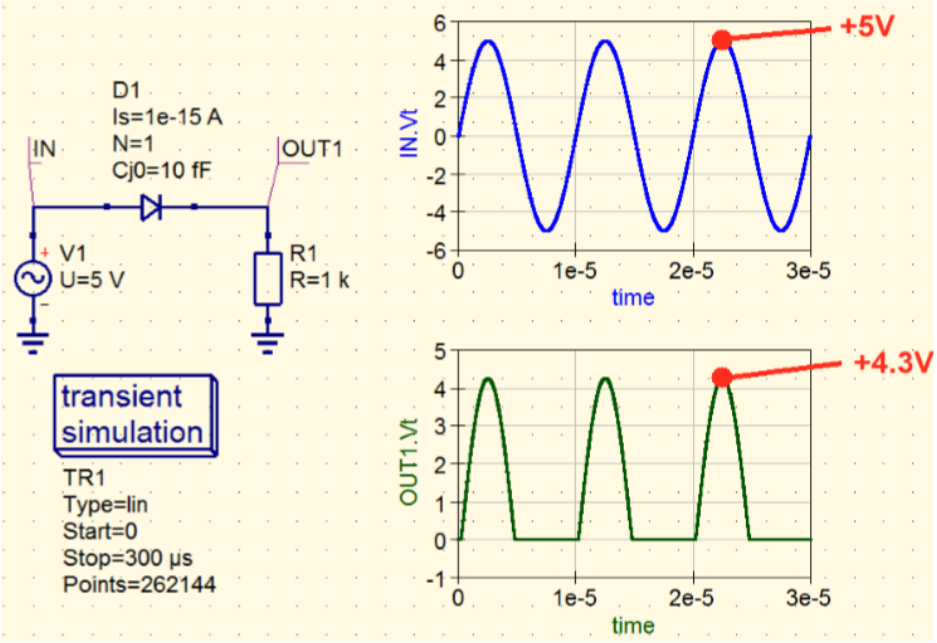
нагрузочный резистор **R = 1kΩ**.

Добавьте метки «IN» и «OUT1» для входа и выхода схемы.

Помните:

Чтобы изменить свойство компонента, нужно правой кнопкой мышки щёлкнуть по символу, что открывает меню свойств.

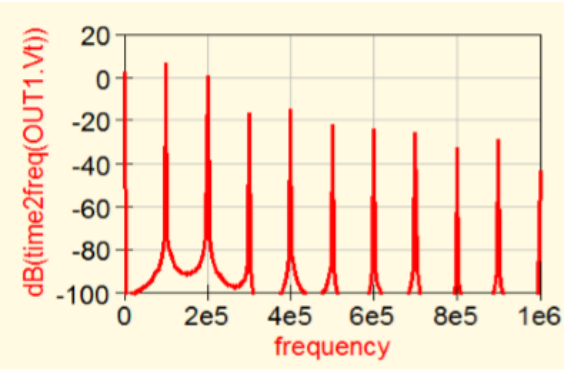
Время симуляции переходного процесса **300 микросекунд с 262 144 точками (…всегда используйте кратное двум значение для правильной работы FFT…). Пожалуйста, используйте две диаграммы напряжения.** Покажите временной диапазон 0...30 µs на диаграммах.



Пиковое выходное напряжение должно быть (5V – 0.7V) = 4.3V из-за падения напряжения на включенном диоде 0.7V.

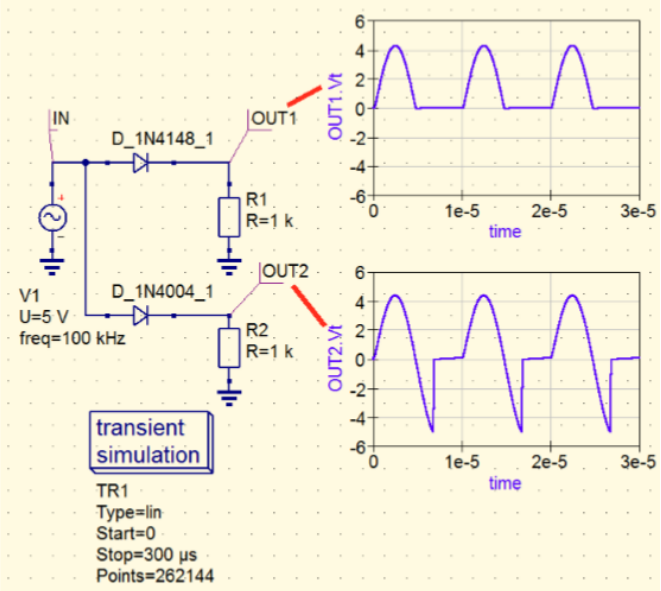
Задача:

Покажите спектр выходного напряжения с помощью FFT для частот 0...1 MHz.



Входным сигналом для быстрого преобразования Фурье служит несимметрично искажённое периодическое напряжение, так что, можно увидеть ВСЕ гармоники (= чётные + нечётные, кратные основной частоте входного сигнала f = 100 kHz).

5.2. Использование диодов из компонентной библиотеки qucsstudio



Мы используем два хорошо известных компонента:

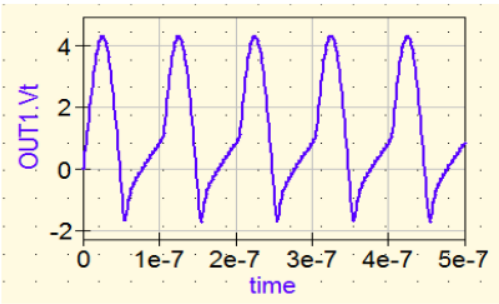
a) известный универсальный диод 1N4148

b) часто используемый выпрямительный диод 1N4004

Их можно найти на закладке «library» в левой части окна. Используйте «drag'n drop» для перетаскивания их в рабочее поле.

Теперь запустите симуляцию на 300µs с 262144 точками. Откройте две диаграммы Cartesian для OUT1 и OUT2. Задайте свойства и скопируйте их на схему.

На кривой для 1N4004 можно видеть эффект «**Reverse Recovery Time**, время обратного восстановления». Диод не может прекратить протекание тока сразу после появления обратного напряжения. Так что, этот тип диода нельзя использовать на высоких частотах.



1N4148 лучше, но на частоте f = 10 MHz мы получим такой же эффект.

Радикальное решение возможно только при использовании очень быстрых диодов Шоттки с малой ёмкостью!

В следующей главе мы рассмотрим SPICE файл для хорошо известного диода SchottkyBAT17, и познакомимся с тем, как использовать это в qucsstudio.

5.3. Очень важно: использование SPICE моделей из Интернета

Извините, но это факт:

Qucsstudio не может использовать SPICE модели ни из библиотек, ни из Интернета. Эти модели должны предварительно конвертироваться в собственный синтаксис qucs!

Временами трудно получить всё правильно работающее. Поэтому сейчас постараемся подробно описать преобразование модели для диода Шоттки BAT17.

Шаг 1:

Введите «BAT17 spice model» в Google и откройте домашнюю страницу **NXP** в появившемся списке. Здесь вы найдёте имя файла «**BAT17.zip**». Загрузите его и распакуйте. Результат – новый файл с именем «**BAT17.prm**».

Шаг 2:

Откройте этот файл в вашем текстовом редакторе и сохраните его – но уже под именем «**BAT17.cir**» – **в папке проекта «.qucs» для транзисторного усилителя**.

Внимание

Проследите, чтобы текстовый редактор был настроен на «ANSI» и «All Files» перед сохранением файла. Иначе получится формат «*.txt», а qucsstudio не сможет прочить этот файл. Он должен содержать:

```
*
*****************************************
*
*BAT17
*
*NXP Semiconductors
*
*Schottky barrier diode
*
*
*IFSM =       @ tp = s
*VF   = 600mV @ IF = 10mA
*
*
*Package pinning does not match Spice model pinning.
*Package: SOT23
*
*Package Pin 1: Anode
*Package Pin 2: not connected
*Package Pin 3: Cathode
*
*
*Simulator:
*
*****************************************
*#
.SUBCKT BAT17 1 2
*
* The resistor R1 does not reflect
* a physical device.  Instead it
* improves modeling in the reverse
* mode of operation.
```

```
*
R1 1 2 6E+07
D1 1 2 BAT17
*
.MODEL BAT17 D
+ IS = 1.419E-09
+ N = 1.022
+ BV = 6
+ IBV = 2.45E-06
+ RS = 5.112
+ CJO = 7.867E-13
+ VJ = 0.1043
+ M = 0.1439
+ FC = 0.5
+ TT = 0
+ EG = 0.69
+ XTI = 2
.ENDS
*
```

Я рекомендую вам удалить все комментарии (=строки со звёздочками) в файле и сохранить только следующую часть в вашей текущей папке проекта (= .qucs) как «BAT17.cir». Избегайте ошибок и злых пользователей…

Затем проверьте, что следующие правила не нарушены:

Первая удачная версия:

```
.SUBCKT BAT17 1 2
R1 1 2 6E+07
D1 1 2 BAT17

.MODEL BAT17 D
+ IS = 1.419E-09
+ N = 1.022
+ BV = 6
+ IBV = 2.45E-06
+ RS = 5.112
+ CJO = 7.867E-13
+ VJ = 0.1043
+ M = 0.1439
+ FC = 0.5
+ TT = 0
+ EG = 0.69
+ XTI = 2
.ENDS
```

Прерывайте все эти строки с "Enter" (= eol = end of line = carriage return)

Если параметры модели перечислены на отдельных строках, начинайте каждый с "+" и завершайте строку вновь с "end of line".

==========

Вторая удачная версия:

В списке от Google вы найдёте Siemens – Infineon библиотеку, в которой тоже есть BAT17.

```
*****************************************************************
*SRC=BAT17s;BAT17s;Diodes;Schottky;Siemens
.MODEL BAT17s D(IS=4n RS=3.3 N=1.03 XTI=2 EG=.65
+ CJO=415f M=.156 VJ=.115 FC=.5 BV=12 IBV=5U TT=25p)
* Chip parameters; for higher frequencies package must be added
*******
```

Удалите все строке, начинающиеся со звёздочки. Затем измените файл следующим образом, и сохраните как «**BAT17_Infineon.cir**»

```
.MODEL BAT17s D
+ IS=4n RS=3.3 N=1.03 XTI=2 EG=.65 CJO=415f M=.156 VJ=.115 FC=.5 BV=12 IBV=5U TT=25p
```

Внимание при обработке «.model» части файла:

a) **Первая строка «.MODEL BAT17s D» должна завершаться «eol= end of line».**
b) **Вторая строка с параметрами модели начинается с «+». Она должна содержать все параметры и также заканчиваться «eol».**

Третья удачная версия:

Эта версия использует тот же файл Siemens Infineon. Но теперь он записан так:

```
.MODEL BAT17s D IS=4n RS=3.3 N=1.03 XTI=2 EG=.65 CJO=415f M=.156 VJ=.115 FC=.5 BV=12 IBV=5U TT=25p
```

Запишите всё содержимое файла модели, но только в одну строку и завершите эту единственную строку «eol = end of line». Сохраните файл как «**BAT17_infineon_02.cir**».

==========

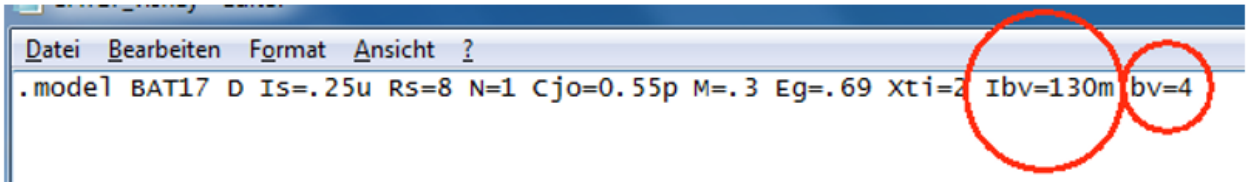
Четвёртая удачная версия:

В Интернете вы можете найти следующую модель BAT17, опубликованную Vishay:

.model BAT17 D(Is=.25u Rs=8 N=1 Cjo=0.55p M=.3 Eg=.69 Xti=2 Iave=130m Vpk=4 mfg=Vishay type=Schottky)

Это следует модифицировать следующим образом, чтобы запустить симуляцию.

First running solution:



Используйте только одну строку и завершите её «eol = end of line = Enter». Удалите две последние записи (= «mfg=Vishay» и «type=schottky»). **Модифицируйте два последних параметра модели**:

«Iave=130m» должно стать «Ibv=130m»

«Vpk=4» должно стать «bv=4» (...«bv» означает: breakdown voltage, пробивное напряжение...)

…Наконец сохраните это как «**BAT17_Vishay_01.cir**».

Второе работающее решение:

.model BAT17 D
+ Is=.25u Rs=8 N=1 Cjo=0.55p M=.3 Eg=.69 Xti=2 Ibv=130m bv=4

Изменения:

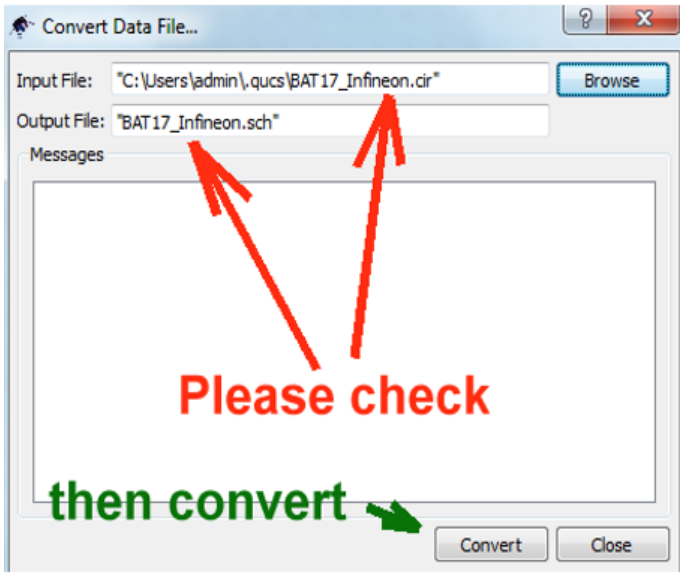
a) Записи о типе и производителе удалите
b) «Iave=130m» измените на «Ibv=130m», «Vpk=4 на «bv=4»
c) «.model BAT17 D на отдельной строке, завершающейся eol = end of line = Enter
d) Все параметры модели записывайте на отдельной строке. Строку начинайте с «+», а заканчивайте «eol = end of line = Enter»

Наконец сохраните как «**BAT17_Vishay_02.cir**» в вашей папке проектов «.qucs».

==========

Шаг 4:

Давайте проверим модель файла «BAT17_Infineon.cir».



Откройте в меню «**Project**», перейдите к «**Import Data**». Найдите в открытом списке «**BAT17_Infineon.cir**». Вы должны увидеть показанное на рисунке.

Проверьте путь к входному и выходному файлам, затем конвертируйте.

Откроется новая схема, названная «**BAT17_Infineon.sch**» и вы увидите сообщение

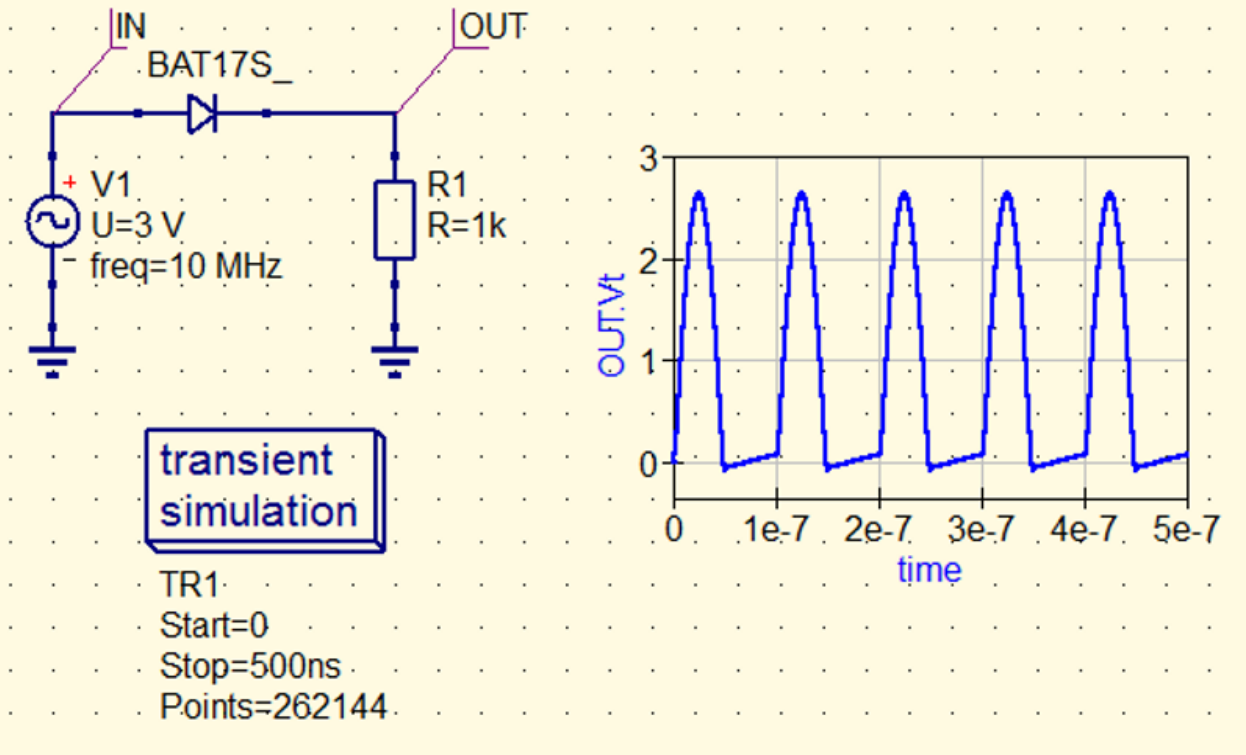
Successfully converted file 'BAT17_Infineon.sch'.

на вашем экране.

Теперь откройте новую схему, нарисуйте электрическую цепь и симулируйте, чтобы получить выходное напряжение.

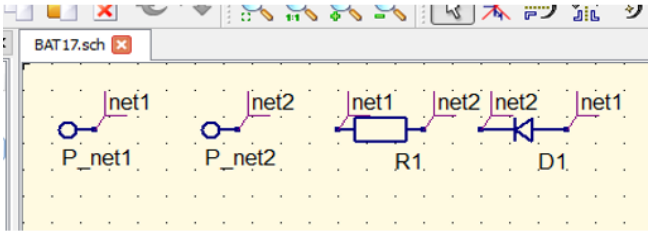
Внимание:

Пиковое значение входного напряжения должно быть уменьшено до 3 В из-за пробивного напряжения для BAT17 в 4 В.



Вы видите, почему только диоды Шоттки могут хорошо работать при выпрямлении высоких частот…

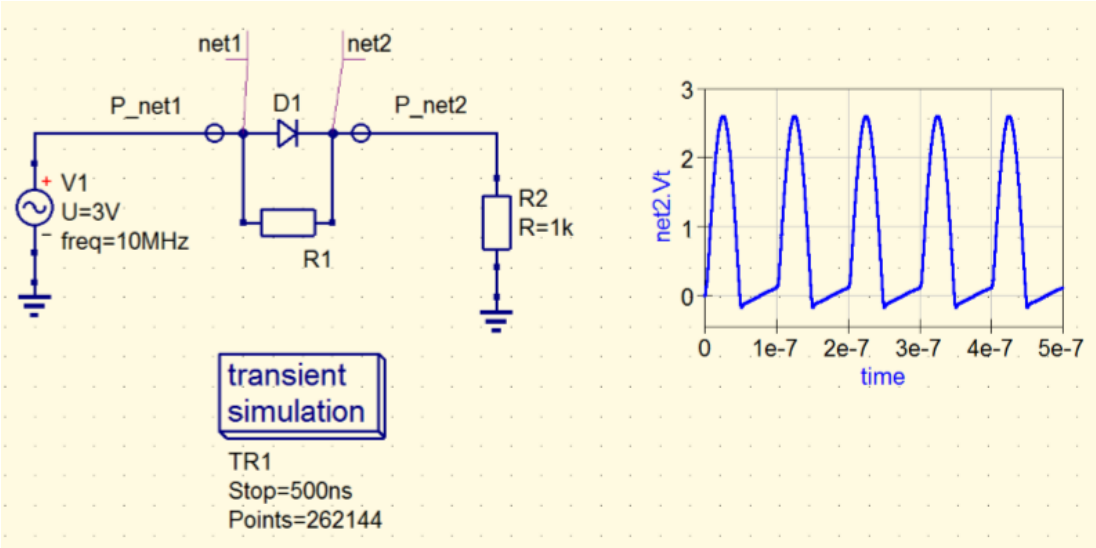
Интересно также использовать конвертацию NXP-файла, поскольку там есть резистор, добавленный для улучшения точности симуляции.



После конвертации файла «**BAT17.cir**» вы получите схему «**BAT17.sch**»:

Не беспокойтесь – эта схема немного пугает, но она не завершена.

Вот окончательная схема для симуляции.



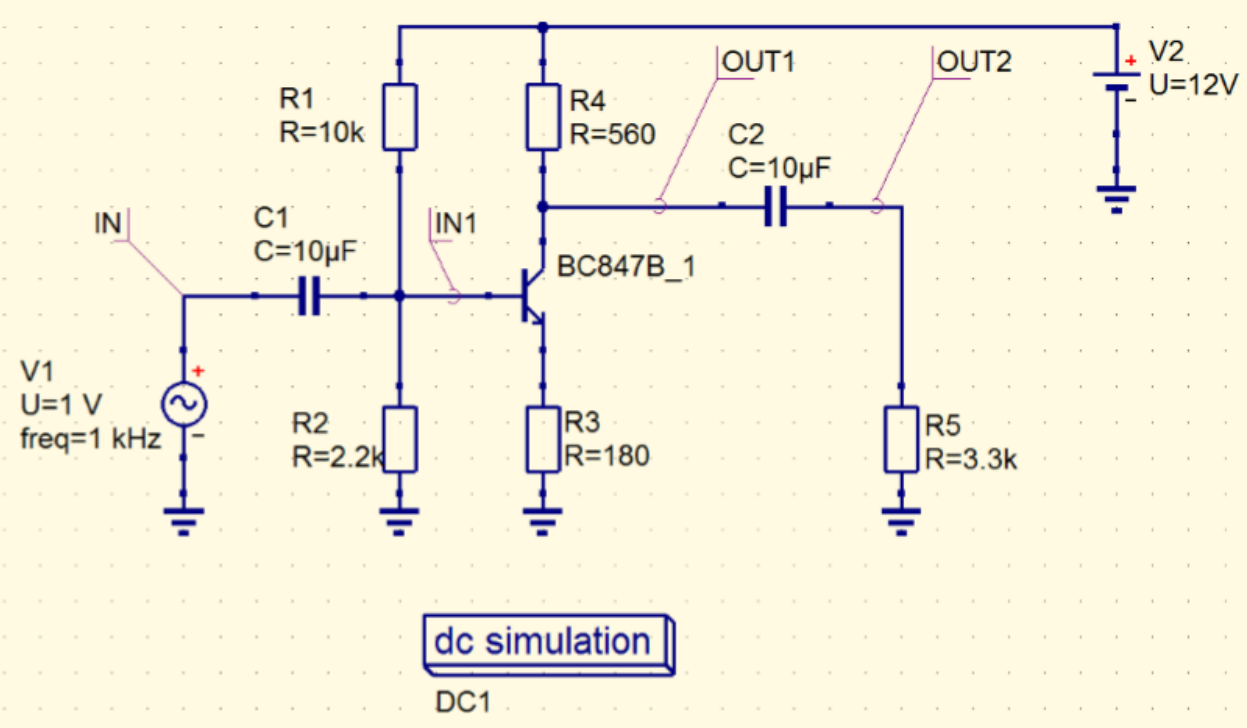
Результат симуляции тот же, что и ранее.

Задача:

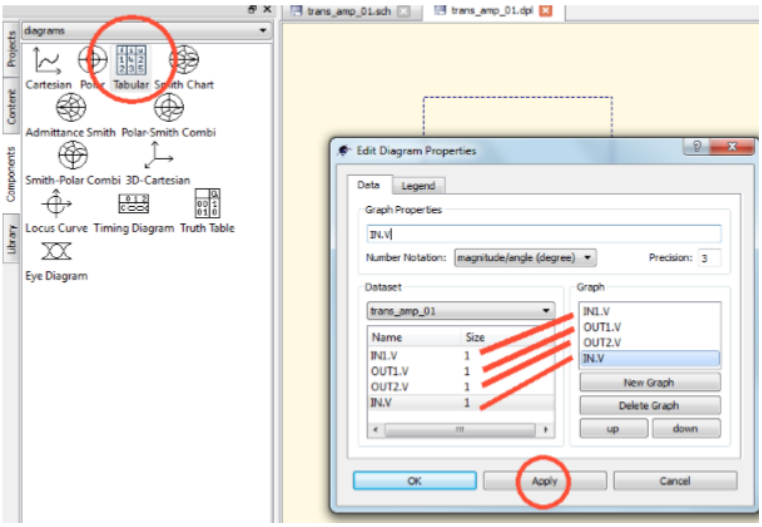
Проверьте все другие конвертации файлов модели этой главы на предмет правильного функционирования.

6. Однокаскадный транзисторный усилитель

6.1. Симуляция на постоянном токе для проверки правильного выбора рабочей точки



Нарисуйте эту схему и добавьте «**DC Simulation**» (из «**Components / Simulations**»). Задайте четыре метки (IN / IN1 / OUT1 / OUT) и сохраните файл схемы как «trans_amp_01.sch».



После симуляции перетащите «**tabular**» и введите четыре напряжения

IN.Vt

IN1.Vt

OUT1.Vt

OUT2.Vt

в список Graph.

Затем щёлкните по «Apply» и «OK».

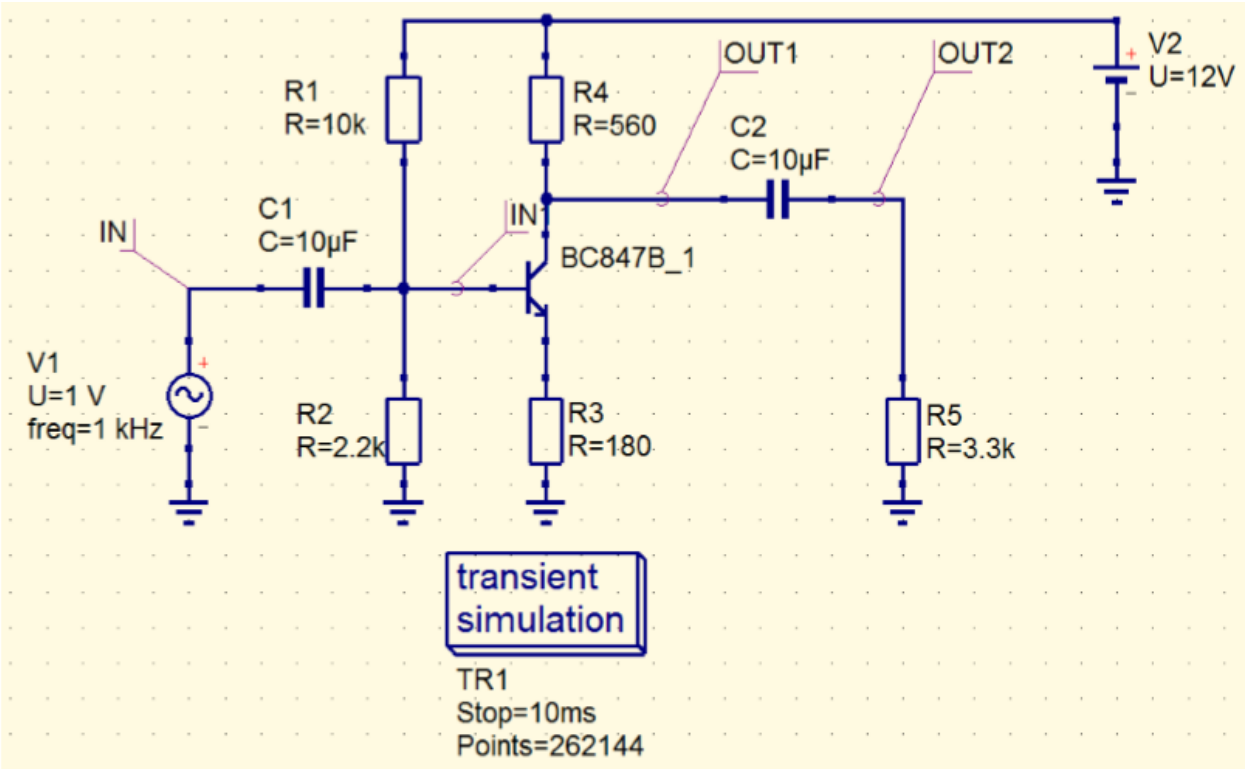
number	IN1.V	OUT1.V
1	2.08	7.9

Результат не полный, поскольку мы видим только значения IN1.V и OUT.V.

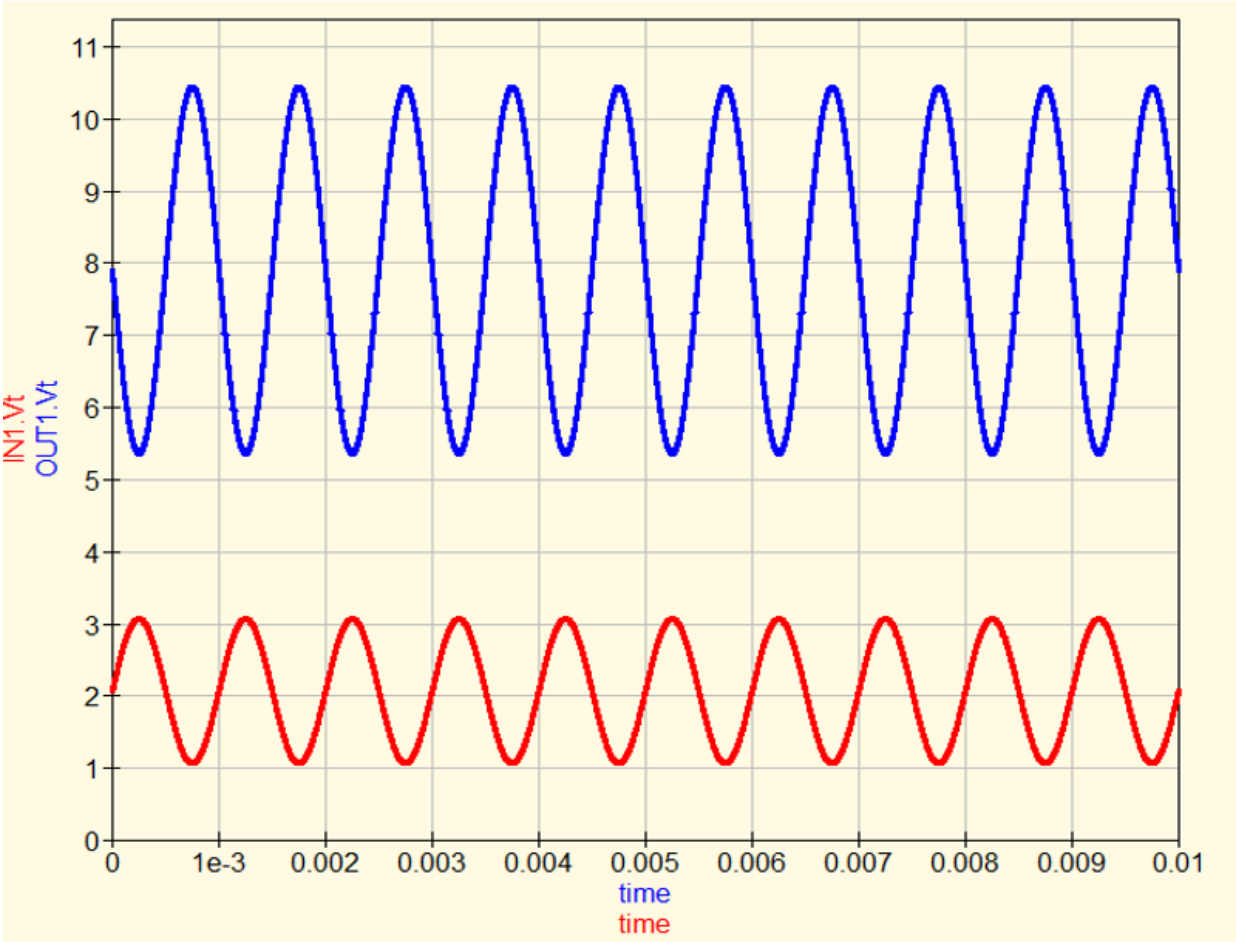
number	IN1.V	OUT1.V	OUT2.V	IN.V
1	2.08	7.9	0	0

А секрет и хитрость спрятаны в маленькой красной стрелке в верхнем правом углу таблицы. Вначале выделите всю таблицу. Затем переместите курсор мышки к стрелке, нажмите левую клавишу мышки и перетащите её вправо: вы увидите остальные значения напряжений.

6.2. Переходные процессы: синусоидальный сигнал на входе



Используйте f = 1kHz и пиковое значение 1 V для входного синусоидального напряжения. Симулируйте 10 ms с 262144 точками.



В отношении напряжений

IN1.Vt

и

OUT1.Vt

нет сюрпризов.

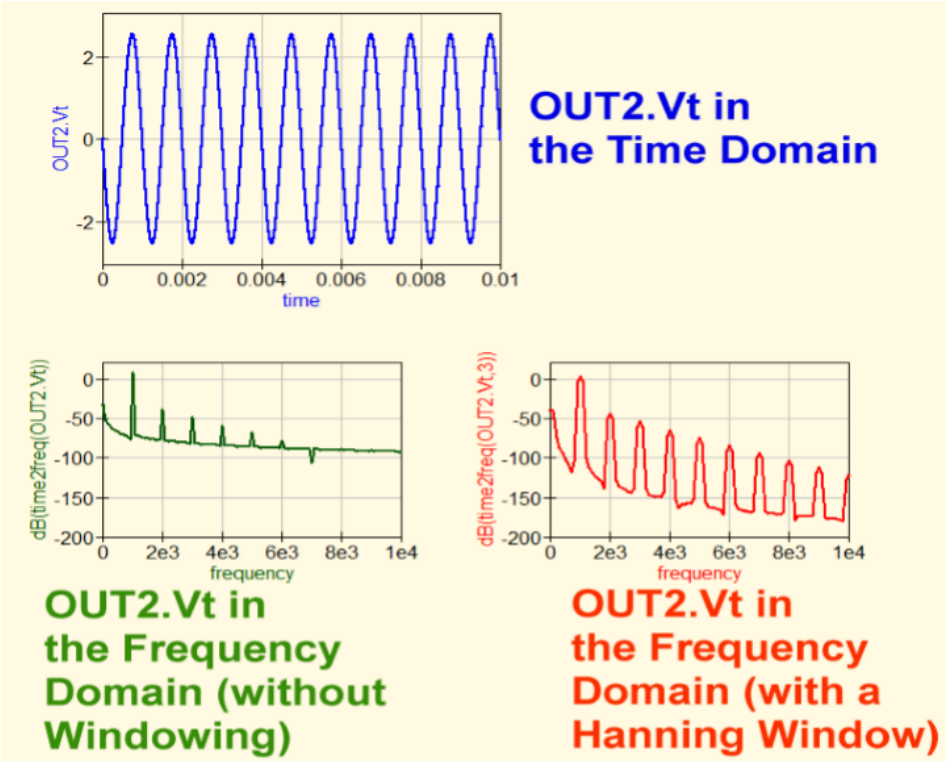
Существует (как гласит теория) сдвиг фаз на 180 градусов между входным и выходным сигналами. Рабочая точка выбрана правильно = нет искажений.

Усиление по напряжению может быть рассчитано по формуле:

Gain = (R4 || R5) / R3 = (0.56k || 3.3k) / 180) = 2.66

Пожалуйста, проверьте этот результат.

Теперь давайте бросим взгляд на выходной резистор нагрузки R5 и падение напряжения на нём OUT2.Vt, используя представления Time Domain (временная область) и Frequency Domain (частотная область):



На первой диаграмме показано OUT2.Vt во временной области = это то, что вы увидели бы на экране вашего осциллографа.

Теперь сравните две диаграммы в частотной области:

Левая **диаграмма построена по формуле**:

«dB(time2freqOUT2.Vt))»

и показывает небольшой динамический диапазон из-за влияния «перехода включения» при старте. Этот переход добавляет «энергетический фон».

Но эта диаграмма имеет также два преимущества: **калибровка амплитуды всех линий абсолютно корректна** (…калибровка вертикальной оси в «dBV» = «dBVolt» = 1 V как опорного). И **линии спектра очень маленькие**.

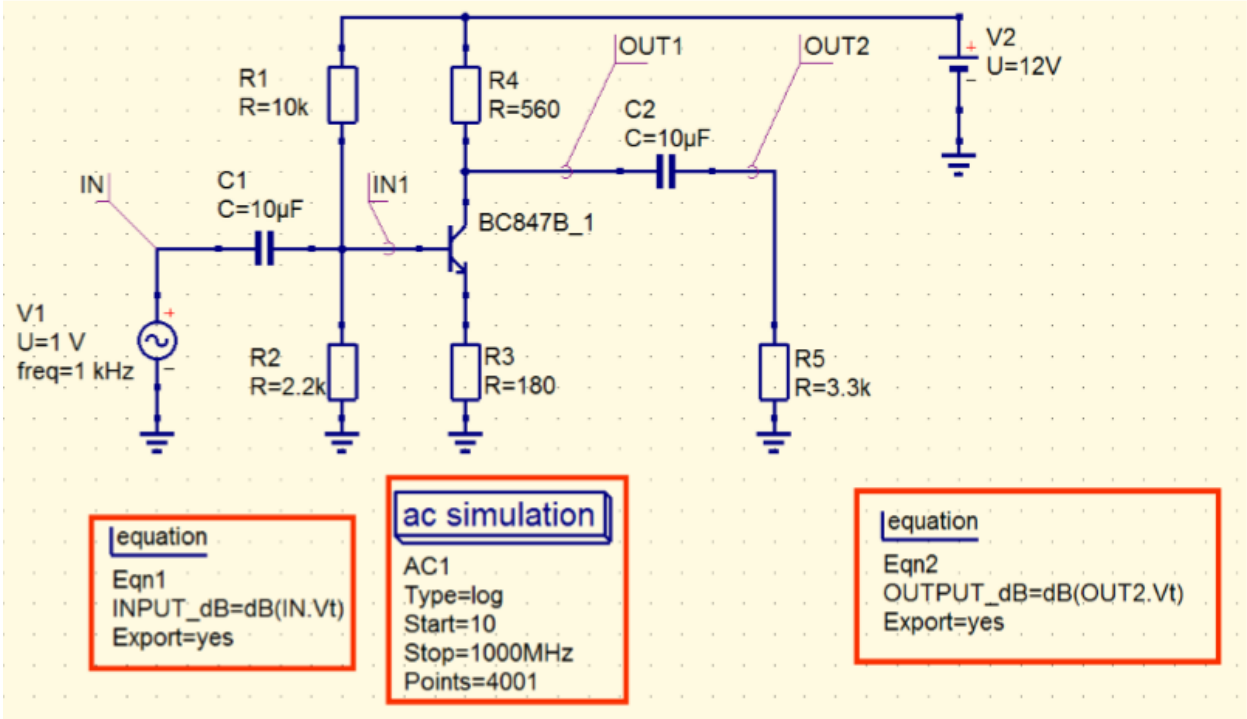
Правая диаграмма создана по формуле:

«dB(time2freqOUT2.Vt,3))»

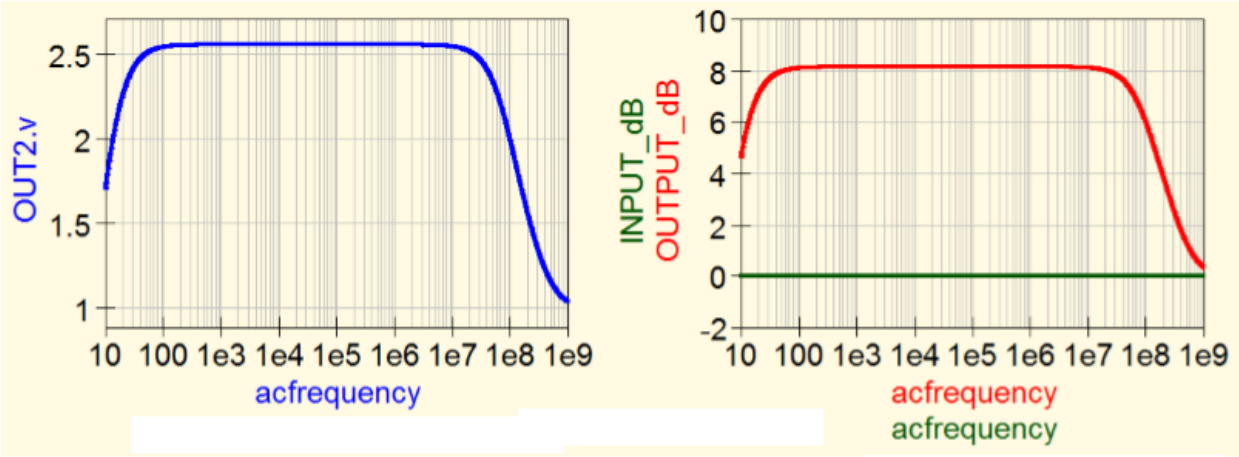
и использует **Hanning Windowing** с индексом = 3. Соответственно, **динамический диапазон увеличился**. Но и увеличилась ширина каждой спектральной линии, а **калибровка амплитуды уже не корректна** из-за «потерянных выборок при Windowing процессе».

6.3. Развёртка на переменном токе

Используйте логарифмическую развёртку от 10 Hz до 1 GHz с 4001 точкой на декаду. Добавьте два уравнения на схему, чтобы преобразовать входной и выходной сигналы в «dBV» (= dB, относительно 1 V).



Теперь покажем выходной сигнал «OUT2.Vt» в зависимости от частоты:



Линейное представление

dB представление

6.4. Пример с транзистором BFR92A

6.4.1. Мы используем SPICE модель из Интернета

```
* Filename:  BFR92A_SPICE.PRM
* BFR92A SPICE MODEL
* PHILIPS SEMICONDUCTORS
* Date : September 1995
*
* PACKAGE : SOT23 DIE MODEL : BFR90A
* 1: COLLECTOR; 2: BASE; 3: EMITTER;
.SUBCKT BFR92A 1 2 3
Q1 6 5 7 7 BFR90A
* SOT23 parasitic model
              Lb  4 5 .4n
              Le  7 8 .83n
              L1  2 4 .35n
              L2  1 6 .17n
              L3  3 8 .35n
             Ccb  4 6 71f
             Cbe  4 8 2f
             Cce 6 8 71f
*
* PHILIPS SEMICONDUCTORS   Version:   1.0
* Filename:   BFR90A.PRM   Date: Feb 1992
*
.MODEL  BFR90A   NPN
+             IS = 4.11877E-016
+             BF = 1.02639E+002
+             NF = 9.97275E-001
+            VAF = 6.26719E+001
+            IKF = 3.20054E+000
+            ISE = 4.01062E-015
+             NE = 1.57708E+000
+             BR = 1.81086E+001
+             NR = 9.96202E-001
+            VAR = 3.36915E+000
+            IKR = 1.28155E+000
+            ISC = 2.79905E-016
+             NC = 1.07543E+000
+             RB = 1.00000E+001
+            IRB = 1.00000E-006
+            RBM = 1.00000E+001
+             RE = 1.16450E+000
+             RC = 2.32000E+000
+             EG = 1.11000E+000
+            XTI = 3.00000E+000
+            CJE = 8.90512E-013
+            VJE = 6.00000E-001
+            MJE = 2.58570E-001
+             TF = 1.54973E-011
+            XTF = 3.91402E+001
+            VTF = 2.15279E+000
+            ITF = 2.13776E-001
+            CJC = 5.46563E-013
+            VJC = 3.80824E-001
+            MJC = 2.02935E-001
.ENDS
```

Шаг 1:
В Google введите «**bfr92 spice model**».

В итоге из списка выберите домашнюю страницу NXP, а там полный набор моделей в формате zip.

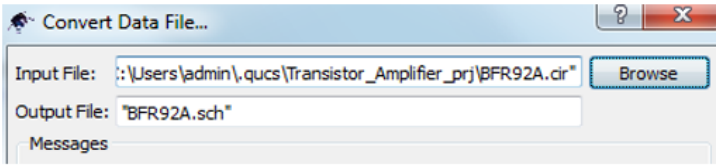
Разархивируйте файл «BFR92A-Spice.prm» и откройте его. Сохраните его в вашей папке проектов под именем

BFR92A.cir

но не забудьте использовать «ANSI» и «All files».

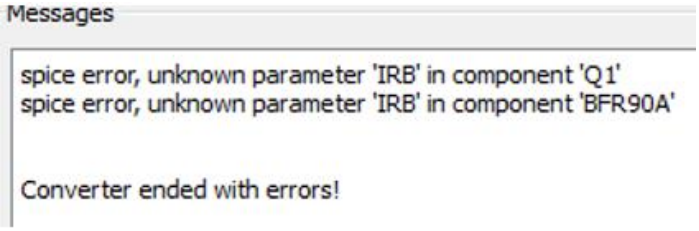
Это полный NXP-файл.

Шаг 2:



Теперь запустите qucsstudio и в меню откройте в «**Projects**» раздел «**Import Data**».

Найдите файл «**BFR92A.cir**» и конвертируйте его.



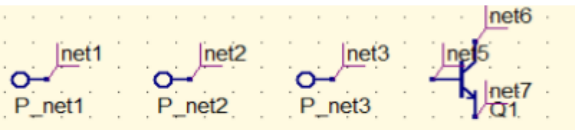
Конвертер ответит сообщением об ошибках.

Извините:
Старая версия конвертера просто игнорирует тот факт, что IRB – это неважная деталь модели… но прогресс…

Откройте, пожалуйста, файл «**BFR92A.cir**» ещё раз в текстовом редакторе, **удалите строки, относящиеся к IRB**, и сохраните файл вновь. Если вы затем повторно запустите конвертацию, вы получите сообщение:

«Successfully converted file „BFR92A.sch».

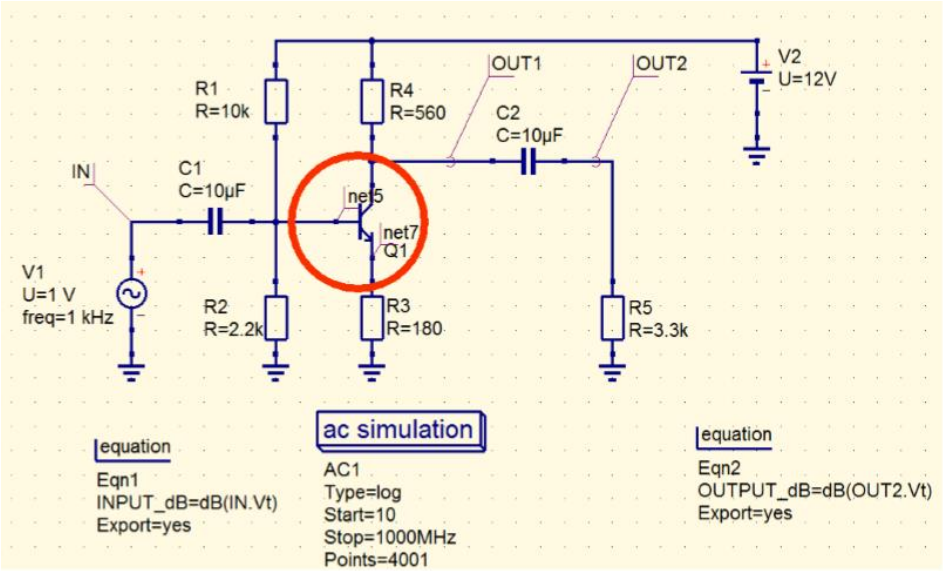
Шаг 3:

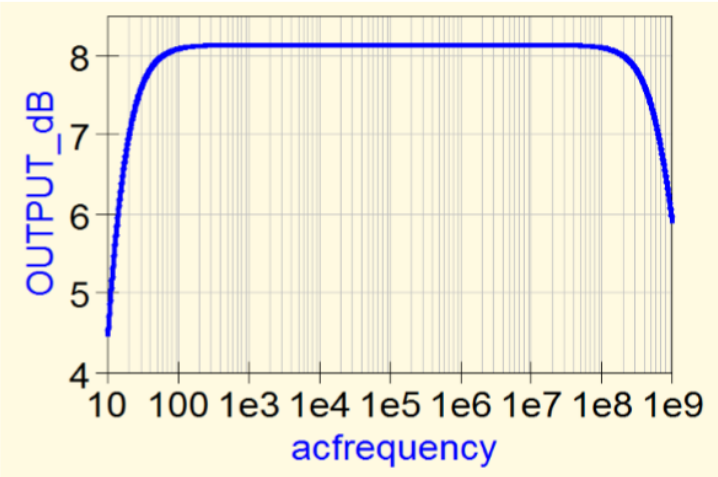


Откройте «**BFR92A.sch**» и вы увидите это.

Вы можете удалить три предложенных порта, но символ транзистора – это реально интересное устройство.

Теперь откроем последнюю схему транзисторного усилителя и вставим этот символ транзистора вместо BC847, используя «paste и copy».





Теперь запустите симуляцию…
…и вы увидите то, что хотели.

А затем вам нужно повторить все симуляции упражнений предыдущих глав, как

DC Simulation

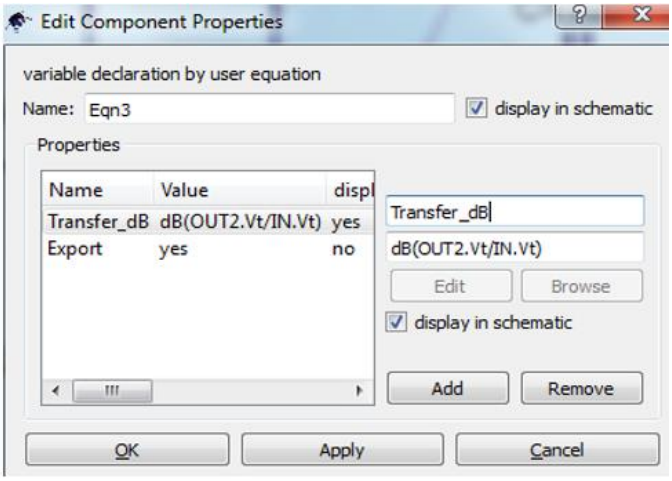
Transient Simulation с источником синусоидального напряжения 1 кГц, результат покажет все напряжения в схеме,

расклад частот выходного напряжения, рассчитанный FFT (с и без Hanning Windowing, index =3), результат представления в линейной и dB форме…

6.4.2. Финальный тест для вас

Задача:

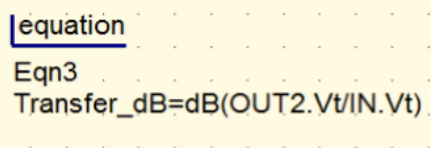
Рассчитать передаточную функцию = **(OUT2 / IN) в dB** для диапазона от 10 Hz до 1000 MHz следующим образом:



Перейдите к схеме. Нажмите кнопку нового уравнения и введите формулу

Transfer_dB=dB((OUT2.v)/(IN.v))

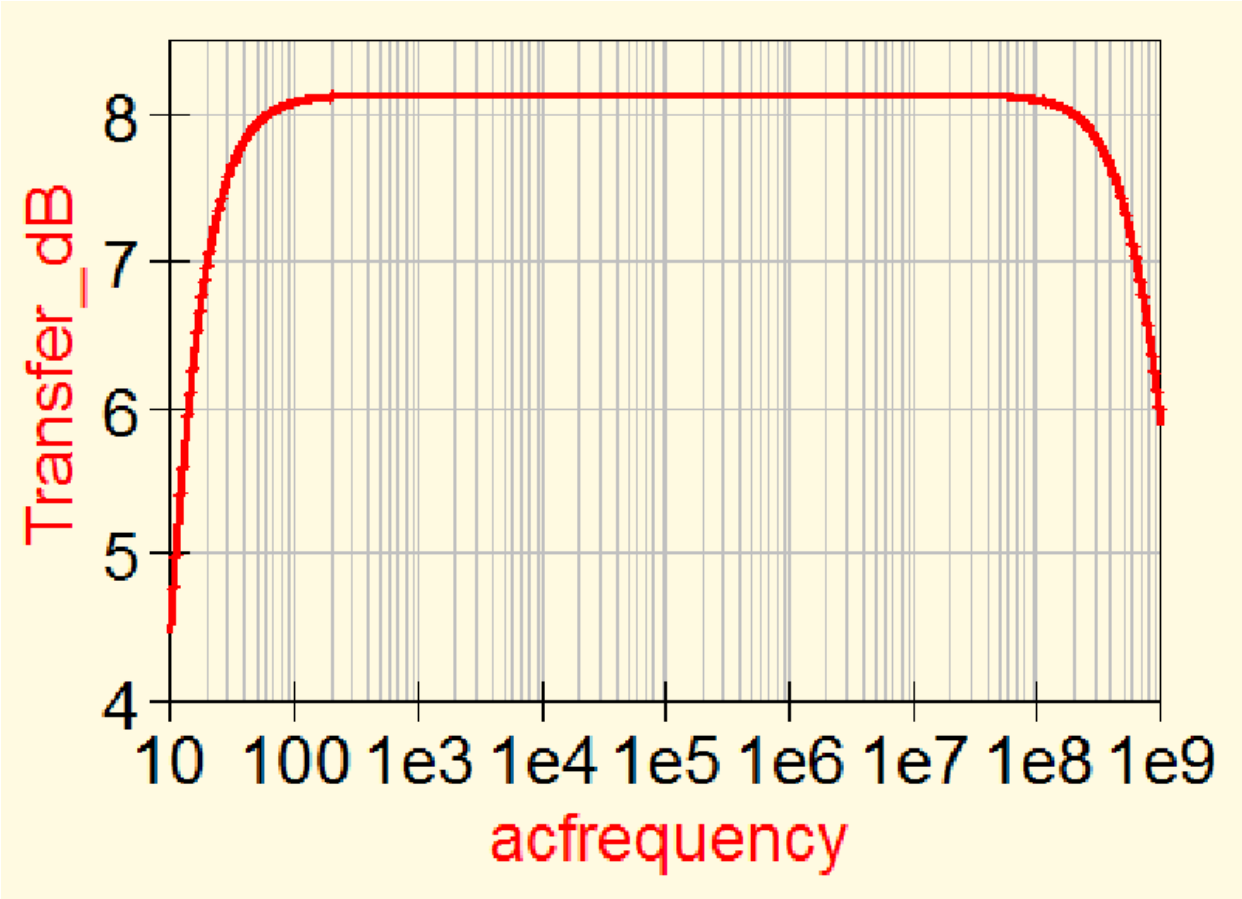
«Apply-OK»…



Теперь вы должны увидеть это рядом со схемой.

Используйте AC Sweep от 10 Hz до 1000 MHz с 4001 точкой на декаду и Cartesian диаграмму для получения результата.

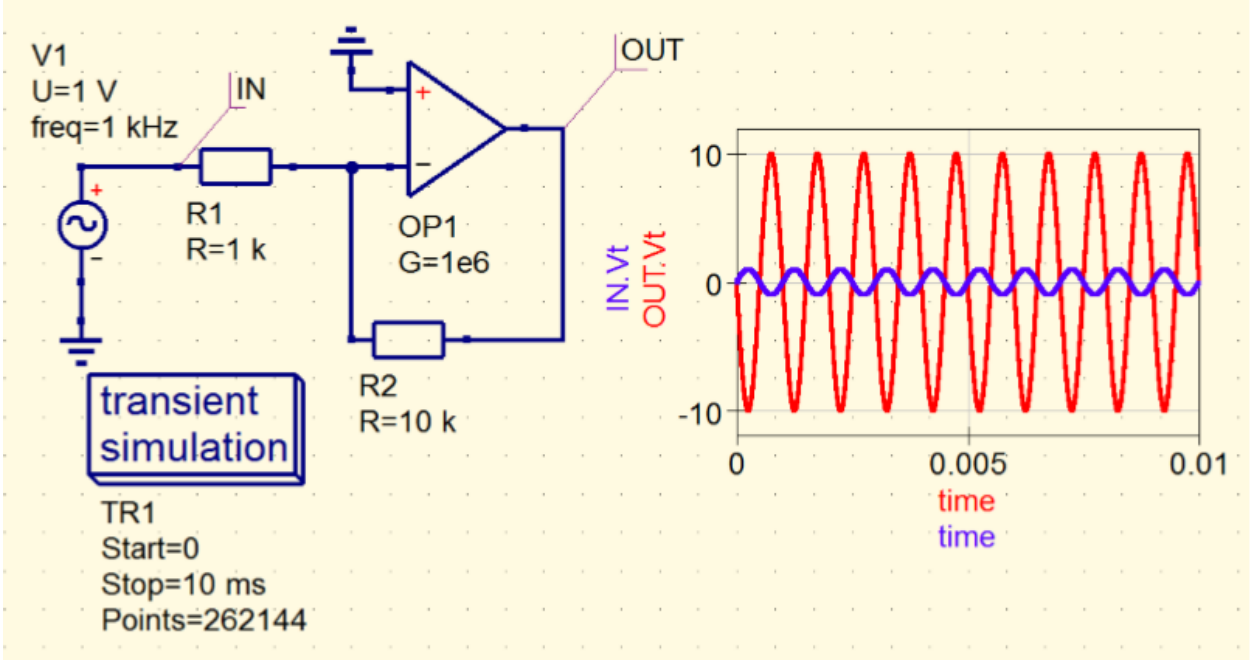
Задайте ось x на диаграмме «logarithmic» и вы должны увидеть следующее представление:


Transfer_dB
8
7
6
5
4
10
100
1e3
1e4
1e5
1e6
1e7
1e8
1e9
acfrequency

7. Операционные усилители

7.1. Инвертирующий усилитель

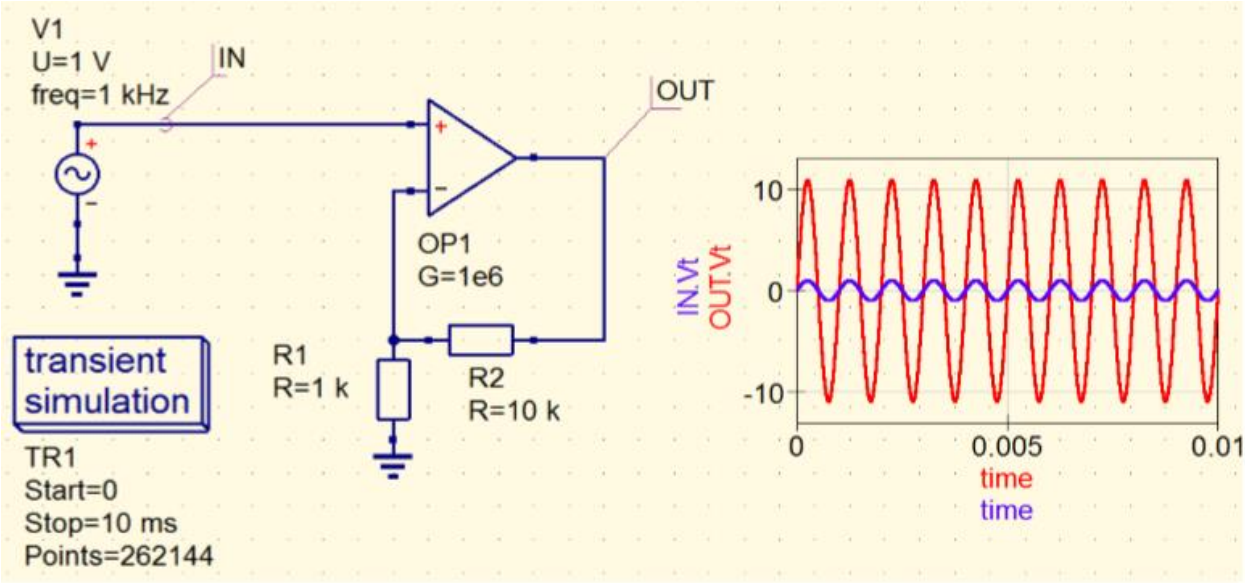
Без проблем – идеальный операционный усилитель вы найдёте в «**Opamp**», «**components / system components**».



Усиление схемы **G = -(R2 / R1)**

При R1 = 1k и R2 = 10k вы получите усиление 10 со сдвигом фаз 180 градусов. Для входного напряжения 1V вы получите выходное напряжение -10V.

7.2. Не инвертирующий усилитель



Теперь усиление **G = +(R1 + R2) / R1 = 11**. Входное напряжение = 1V, а выходное = 11V и оно в фазе с входным напряжением.

7.3. Аналоговый сумматор

Аналоговые сигналы могут суммироваться с помощью инвертирующего усилителя. На этой схеме разные входные токи (здесь: ток через R1 и R2) суммируются на резисторе R3. Падение напряжения на резисторе

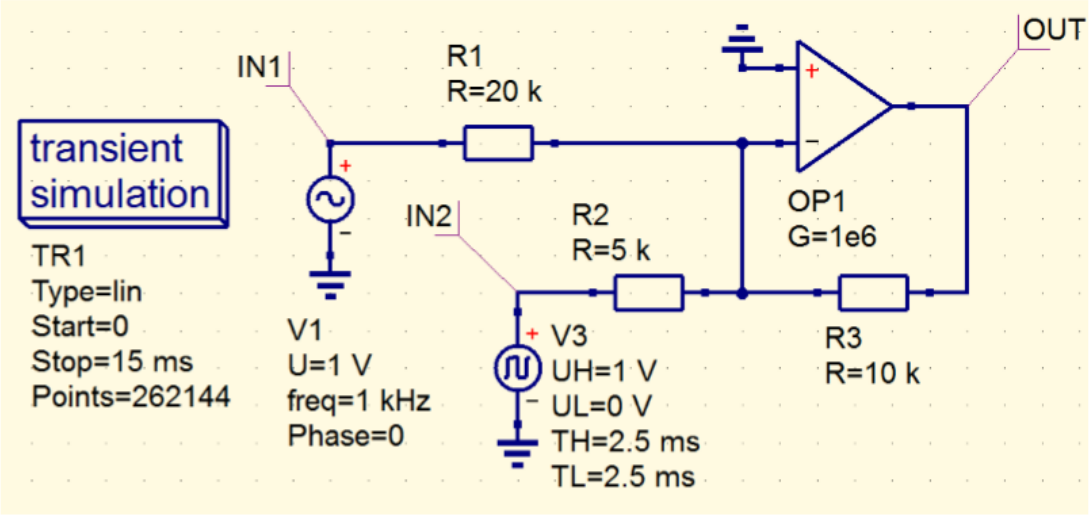
$$U_{R3} = (I_{R1} + I_{R2}) * R3$$

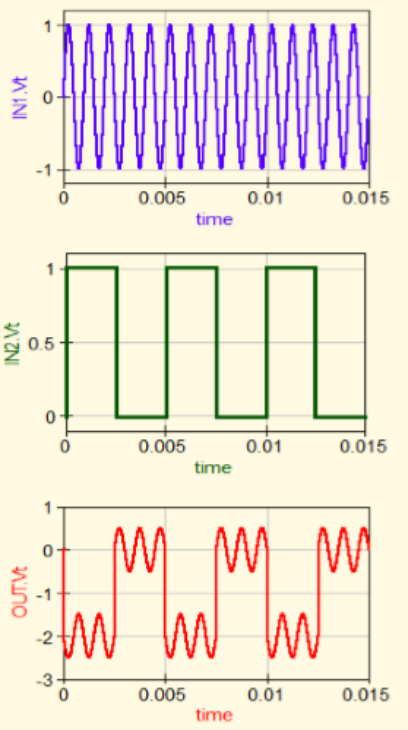
даёт (инвертированное) выходное напряжение $U_{out} = -U_{R3}$

Дополнительно вы можете использовать разное усиление для каждого входного напряжения:

Для V1 (синусоидальное напряжение) : gain = R3 / R1 = 10k / 20k = 0.5

Для V2 (импульсное напряжение) : gain = R3 / R2 = 10k / 5k = 2





Это входной синусоидальный сигнал V1 с пиковым значением 1 V и частотой 1 kHz.

Это импульсное напряжение V2, имеющее минимальное значение 0 V, а максимальное 1 V. Частота f = 50 Hz.

Это (инвертированное) выходное напряжение.

Проверьте, что усиление разное для двух входных сигналов…

7.4. Импорт OPA Spice модели из Интернета

Это обычная практика – не каждая задача разработки может быть решена с использованием идеального операционного усилителя. В данный момент вы получаете ОУ, работающий на частоте до 500 МГц…

Шаг 1:

Мы поищем архивированную SPICE модель TL072, выпускаемую Texas Instruments (= TI). Скачайте и сохраните её. Она должна выглядеть как-то так:

```
* TL072 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 06/16/89 AT 13:08
* (REV N/A)       SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
* CONNECTIONS:    NON-INVERTING INPUT
*                 | INVERTING INPUT
*                 | | POSITIVE POWER SUPPLY
*                 | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*                 | | | | OUTPUT
*                 | | | | |
.SUBCKT TL072     1 2 3 4 5
*
C1   11 12 3.498E-12
C2    6  7 15.00E-12
DC    5 53 DX
DE   54  5 DX
DLP  90 91 DX
DLN  92 90 DX
DP    4  3 DX
 EGND 99  0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB    7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715E6 -5E6 5E6 5E6 -5E6
GA    6  0 11 12 282.8E-6
GCM   0  6 10 99 8.942E-9
ISS   3 10 DC 195.0E-6
HLIM 90  0 VLIM 1K
J1   11  2 10 JX
J2   12  1 10 JX
R2    6  9 100.0E3
RD1   4 11 3.536E3
RD2   4 12 3.536E3
RO1   8  5 150
RO2   7 99 150
RP    3  4 2.143E3
RSS  10 99 1.026E6
VB    9  0 DC 0
VC    3 53 DC 2.200
VE   54  4 DC 2.200
VLIM  7  8 DC 0
VLP  91  0 DC 25
VLN   0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00E-12 BETA=270.1E-6 VTO=-1)
.ENDS
```

Но вы не сможете использовать этот файл в таком виде, чтобы он стал работать в qucsStudio! Придётся открыть текстовый редактор и начать работу с очистки комментариев.

Вы должны:

a) Удалить все строки, начинающиеся со звёздочки (*).
b) Каждая строка в описании модели начинается с пробела. Это плохо – удалите их все.
c) Когда работа будет проделана, сохраните файл как «**TL072.cir**» в папке текущего проекта (и обратите внимание на настройки редактора, используя «ANSI» и «All files»)...

Вот, что должно получиться:

```
.SUBCKT TL072    1 2 3 4 5
C1   11 12 3.498E-12
C2    6  7 15.00E-12
DC    5 53 DX
DE   54  5 DX
DLP  90 91 DX
DLN  92 90 DX
DP    4  3 DX
EGND 99  0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB    7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715E6 -5E6 5E6 5E6 -5E6
GA    6  0 11 12 282.8E-6
GCM   0  6 10 99 8.942E-9
ISS   3 10 DC 195.0E-6
HLIM 90  0 VLIM 1K
J1   11  2 10 JX
J2   12  1 10 JX
R2    6  9 100.0E3
RD1   4 11 3.536E3
RD2   4 12 3.536E3
RO1   8  5 150
RO2   7 99 150
RP    3  4 2.143E3
RSS  10 99 1.026E6
VB    9  0 DC 0
VC    3 53 DC 2.200
VE   54  4 DC 2.200
VLIM  7  8 DC 0
VLP  91  0 DC 25
VLN   0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00E-12 BETA=270.1E-6 VTO=-1)
.ENDS
```

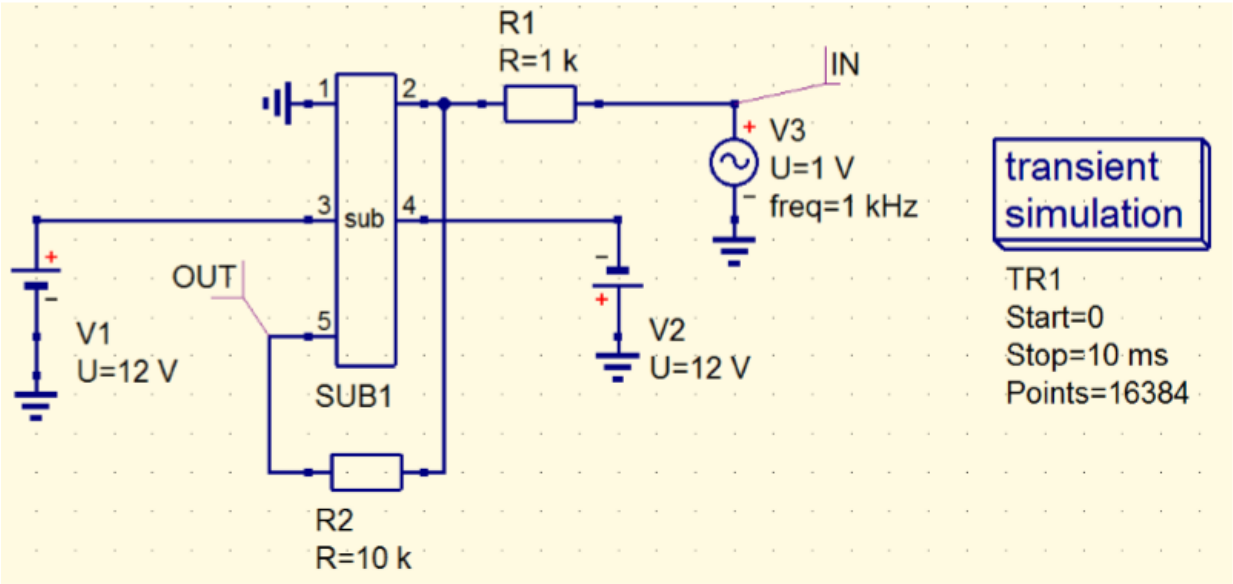
Шаг 2:

Запустите программу и внесите изменения в ваш OPA проект. Откройте в меню «Project» и перейдите к «Import Data». Задайте правильный путь к файлу «TL072.cir» и начните преобразование.

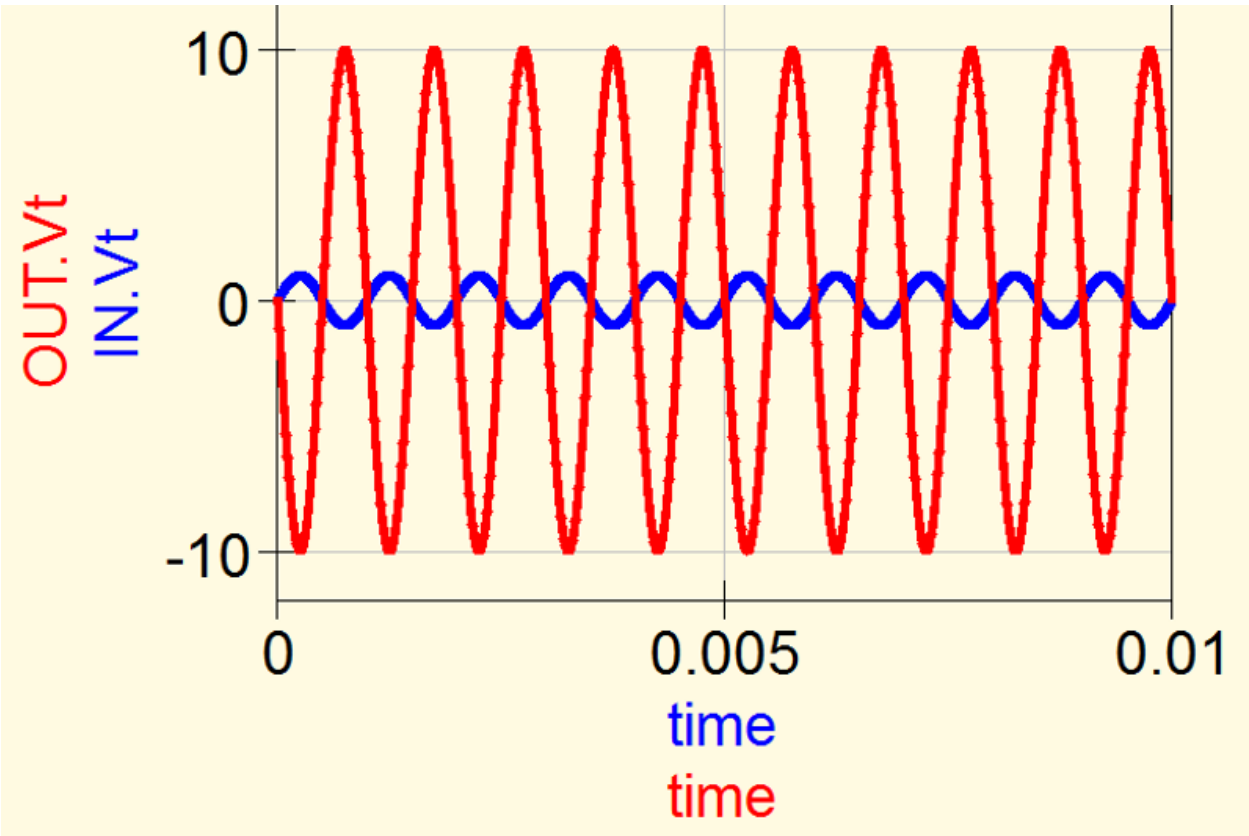
Шаг 3:

Вы получите новый файл схемы, названный «**TL072.sch 5-Port**». Откройте его и найдите символ «Sub-circuit» с пятью выводами (…обычно достаточно навести курсор мышки, подождав одну-две секунды после того, как вы щёлкните по «TL072.sch» в списке проекта).

Поместите это на новую схему и **нарисуйте инвертирующий усилитель с входным сопротивлением 1 кОм и усилением 10**.



Входное напряжение синусоидальное (пиковое значение = 1 V, частота = 1kHz). Используйте 2 питающих напряжения (+12V и -12V). Симулируйте 0...10 ms, используя только 16384 точек (чтобы уменьшить время вычислений, которое увеличилось из-за полной OPA Spice модели).



7.5. Активный фильтр, использующий ОУ

Активные фильтры, использующие ОУ, находят широкое применение и не только в области звукоусиления! Вот преимущества:

- Нет необходимости в катушках индуктивности – только R и C.
- Гораздо дешевле – катушки довольно дорогие…
- Маленькая плата, если использовать R и C, и ОУ в SMD исполнении.
- Усиление настраивается в широких пределах.
- Использование отрицательной обратной связи уменьшает искажения.
- В настоящее время доступна реализация на частотах выше 100 МГц.

Для разработки подобных фильтров используйте online калькулятор в Интернете (т.е. от Burr Brown или Microchip, или Texas Instruments).

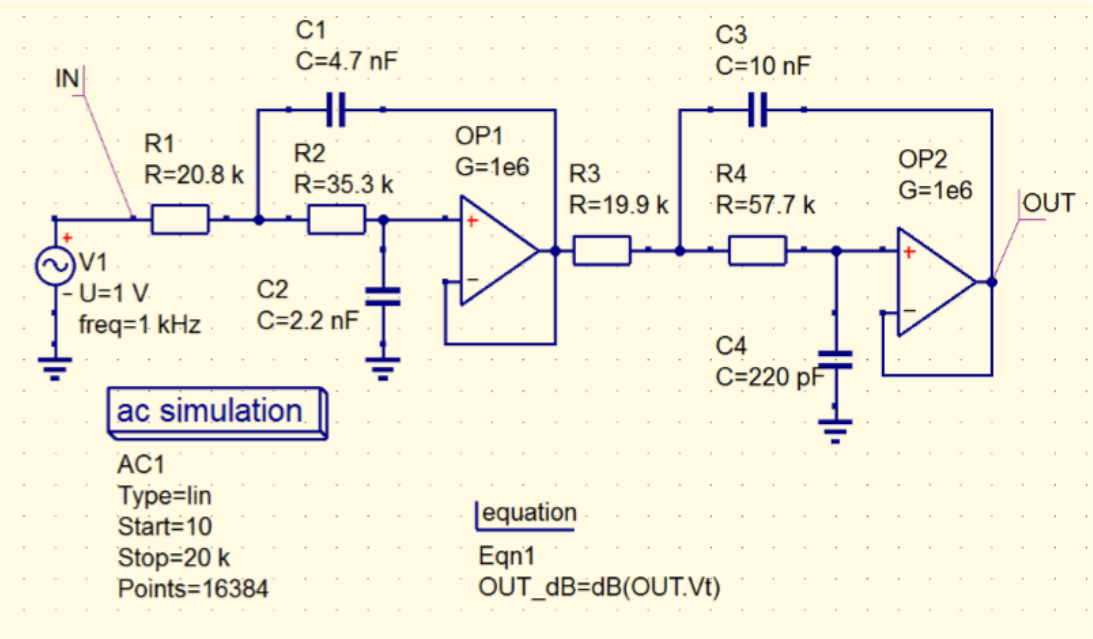
Пример: Sallen Key фильтр низких частот (LPF) четвёртого порядка.

Найдите online калькулятор и введите следующие свойства:

Filter:	**Low Pass Filter**
Filter Type:	**Chebychev**
Passband Corner Frequency:	**3400 Hz**
Passband Ripple of the attenuation	**0.5 dB**
Filter Order:	**N = 4**

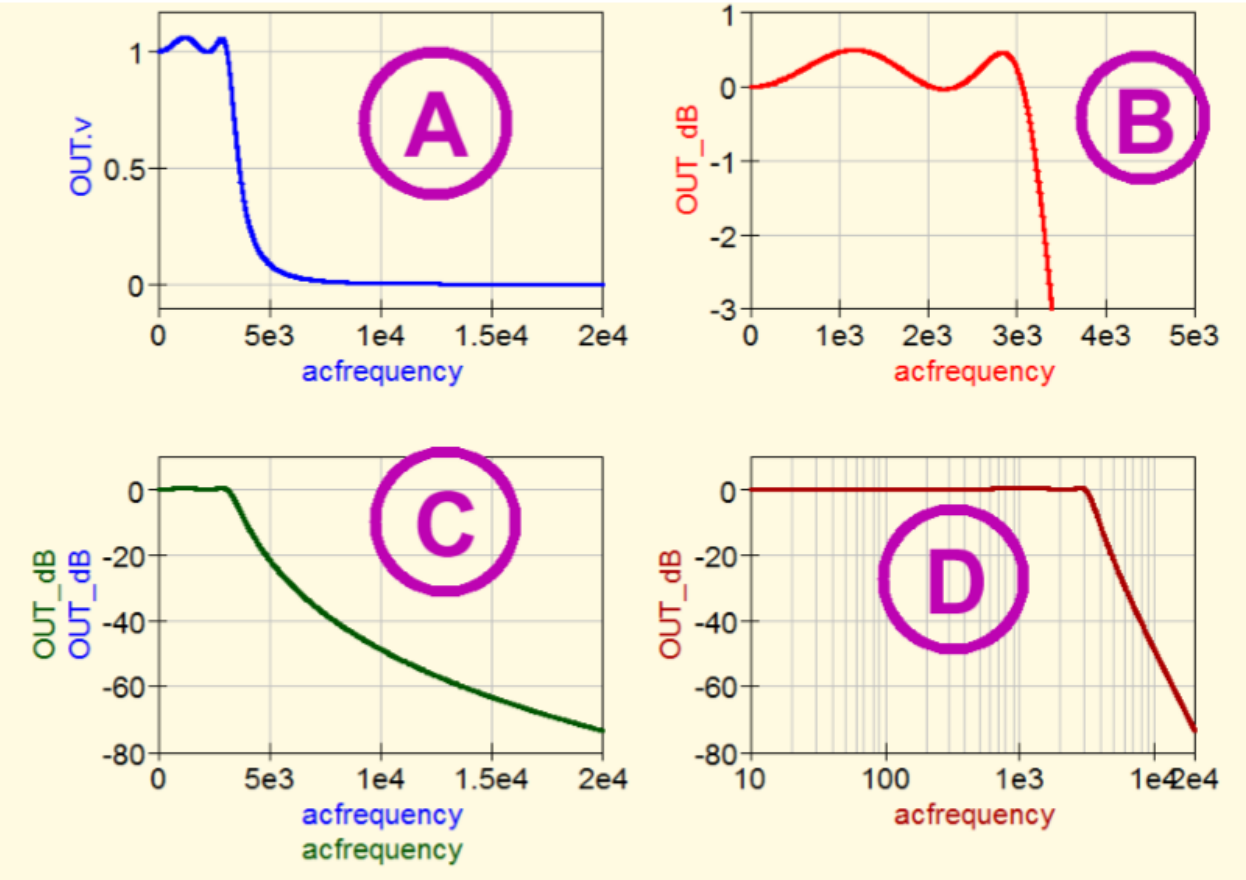
(Определяет градиент затухания при выходе за полосу пропускания).

Ниже схема с идеальным ОУ. Используйте AC sweep от 10 Hz до 20 kHz. Не забудьте уравнение для расчёта выходного напряжения в dB.



Представьте результаты для OUT.Vt в четырёх разных видах:

A. Обе оси линейны. Ось x до 20000 Гц.
B. Выход в dB от -3 до +1 dB. Ось x линейна до 5 кГц.
C. Выход в dB, шкала от -80 до +10 dB. Ось частот линейна до 20000 Гц.
D. Выход в dB, шкала от -80 до +10 dB. Ось частот логарифмическая от 10 Гц до 20 кГц.

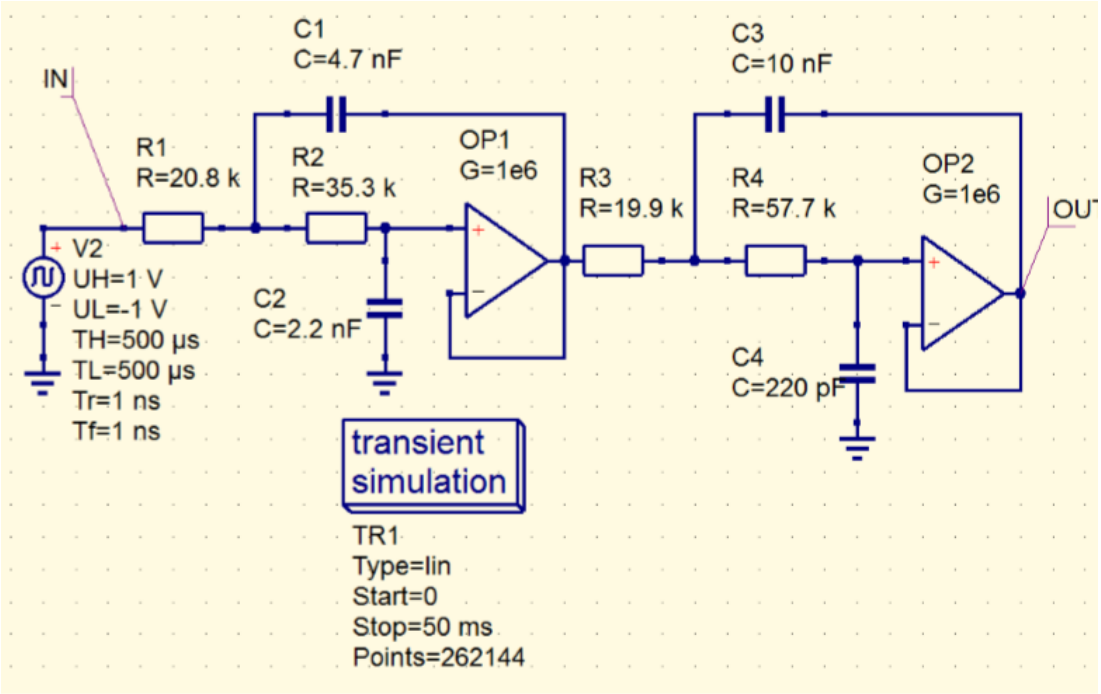


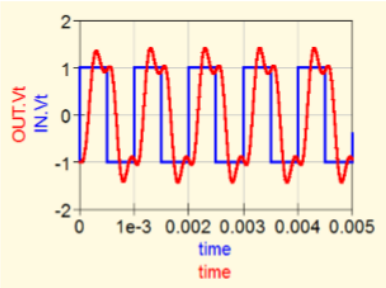
Теперь хотелось бы взглянуть на фильтрацию во временной области (Time Domain = Transient simulation).

Пожалуйста, используйте на входе прямоугольное напряжение со следующими свойствами:

Frequency f	**= 1kHz**
Minimum voltage value	**= -1V**
Maximum voltage value	**= +1V**
HIGH time	**= 500µs**
LOW time	**= 500µs**
rise resp. fall time	**= 1ns**

Симуляция от 0 до 50 мс и 262144 точек (для хорошего качества FFT). Время симуляции 50 мс даёт разрешение по частоте **b = 1 / 50 ms = 20 Hz.**

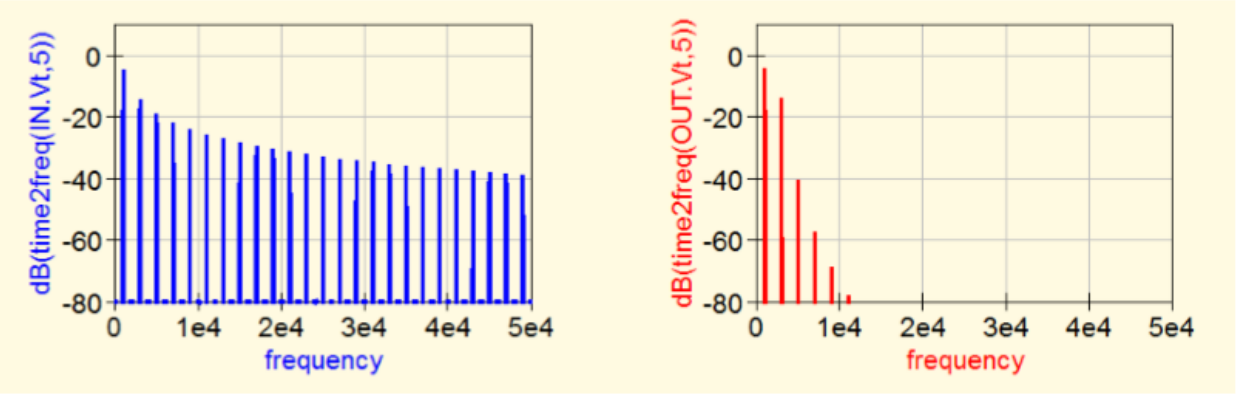




Здесь вы можете видеть входное и выходное напряжение в диапазоне 0...5 ms.

Но результат фильтрации гораздо лучше проверять в частотной области, используя шкалу dB.

Используйте FFT с Blackmann Windowing (index = 5) и укажите частотный диапазон 0...50 kHz для вывода результата работы фильтра:



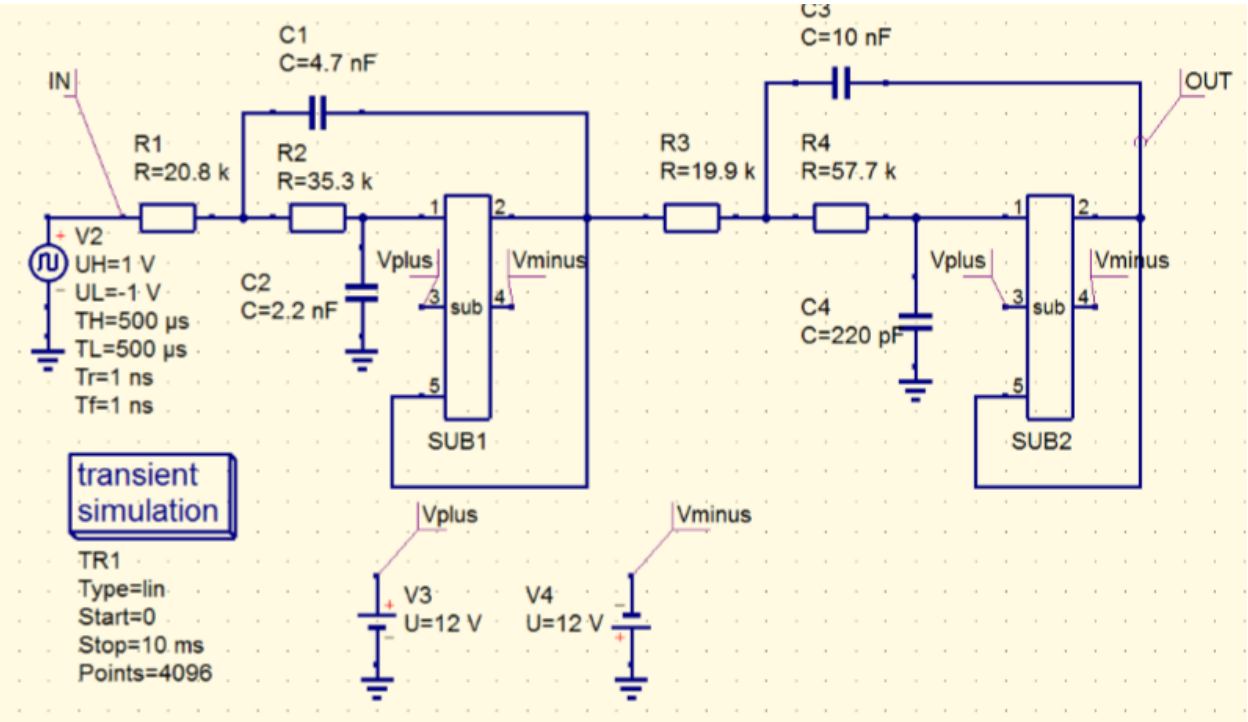
Но теперь:

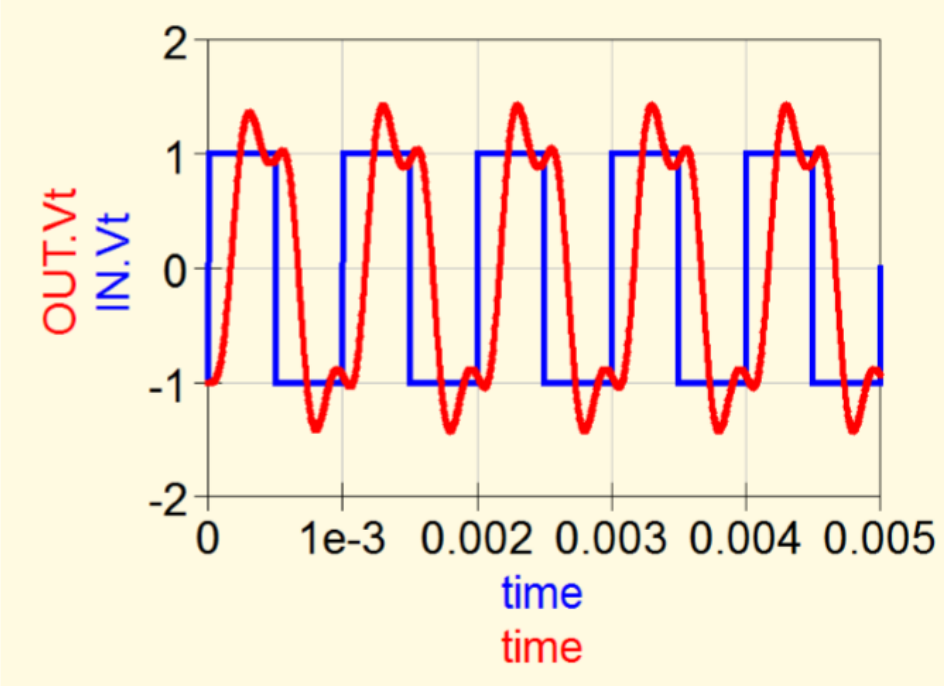
Повторите всё, используя TL072 Spice модель.

(см. главу 6.4)

Осторожно:

Пожалуйста, уменьшите количество точек до 4096 из-за увеличения времени вычислений (вызванного тем, что используется полная конвертированная модель TL072)!





Не удивляет…

Некоторые хитрости при практической реализации:

a) Вы не должны использовать значение резистора больше, чем 1 МОм, когда разрабатываете схему фильтра. Это может дать стабильные проблемы и увеличить уровень шумов.
b) Не используйте величину конденсатора меньше 10 пФ и больше 1 мкФ, но остановитесь на моделях с меньшими потерями и меньшим разбросом. Отдайте предпочтение конденсаторам из слюды, полистирола или полипропилена.
c) Никогда не используйте электролитические конденсаторы для фильтров (= low Q, high tolerances, низкая добротность и большой разброс).

Хотя есть и другие, похоже, малоизвестные проблемы:

На выходе каждого OPA есть конденсатор обратной связи. Но конденсатор сдвигает на 90 градусов фазу между током и напряжением – и это реальная проблема для некоторых типов операционных усилителей, поскольку большинство из них используют варианты push pull для сохранения потребляемого тока. Из-за этого (= выходным каскадом потребляется большой ток в момент очень маленького входного напряжения) часть выходного напряжения пропадает в «момент перехода напряжения через ноль». Подобный эффект характерен для конденсаторов с ёмкостью более 100 нФ.

Устранить этот эффект очень просто. Подключите дополнительный резистор **1k…3k между выходом ОУ и общим проводом. Это компенсирует «эффект сдвига фаз конденсатором», поскольку общий сдвиг фаз теперь меньше 90 градусов.**

8. Симуляция цифровых схем

8.1. Примеры с домашней страницы qucsstudio

Шаг 1:

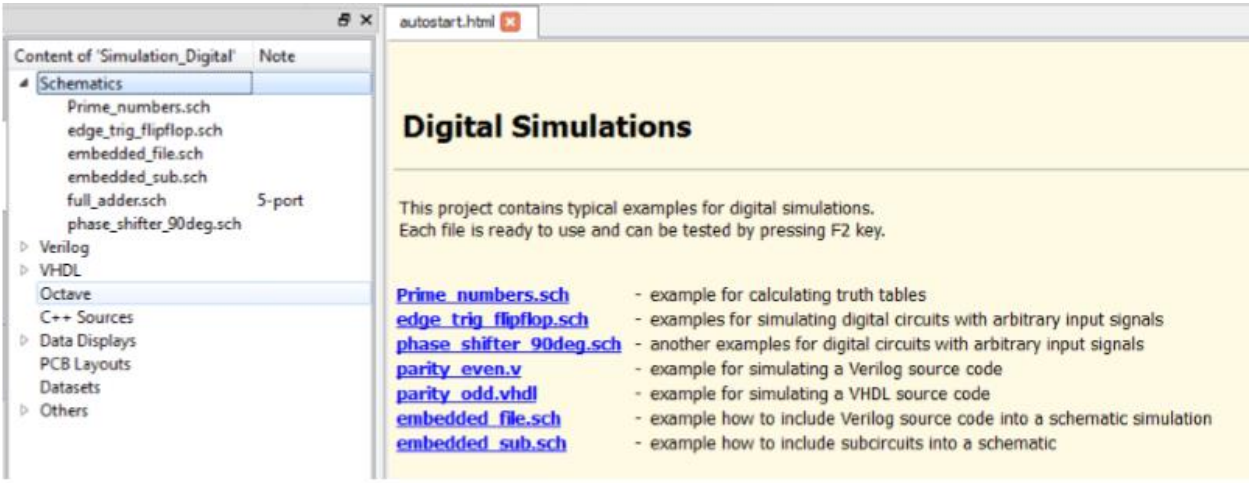
Вы найдёте этот список примеров на домашней странице qucsstudio. Загрузите их все и сохраните в вашей папке проектов «**.qucs**». Они появятся как «***.qucs**» файлы.

Шаг 2:

Теперь запустите qucsstudio и откройте закладку «**projects**» (= левое вертикальное поле окна). Перейдите к «**project / extract package**» и выберите «**digital simulations**». Результатом станет новый файл схемы, названный «**Simulations_Digital.sch**». Пожалуйста, откройте его.

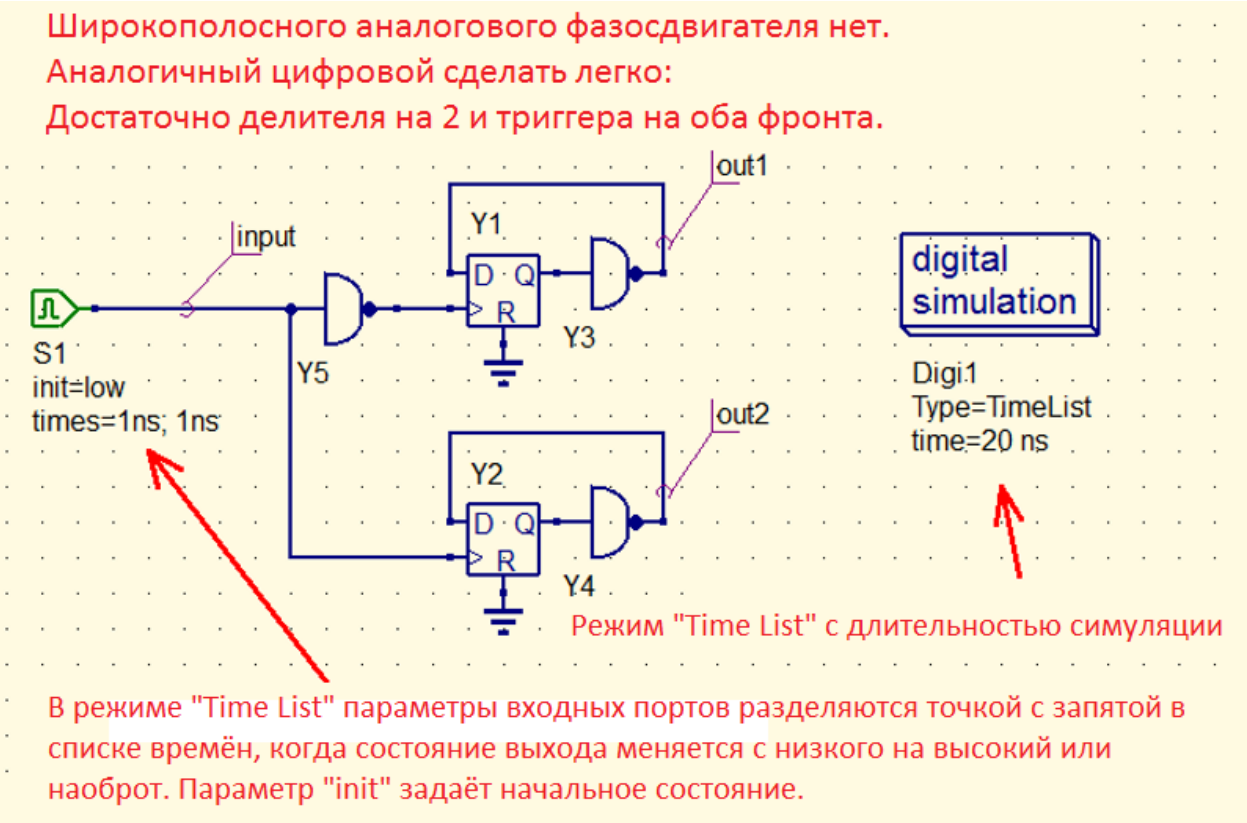
Шаг 3:

Вот то, что мы хотели:



Давайте воспользуемся файлом «phase_shifter_90deg.sch» и откроем его.

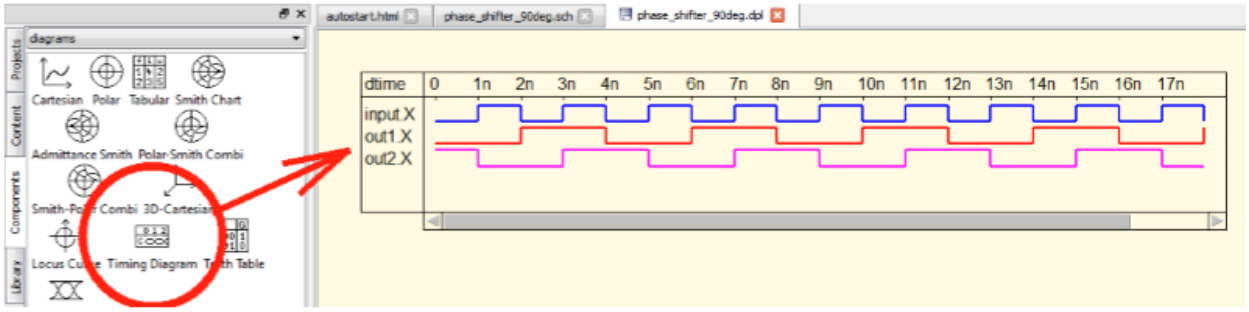
8.2. Пример «phase_shifter_90deg.sch»



Вы найдёте все необходимые компоненты в «**components / digital components**»:

a) «S1» источник цифрового сигнала.
b) «Y3», «Y4» и «Y5» - это инвертеры.
c) «Y1» и «Y2» - это D-триггеры.

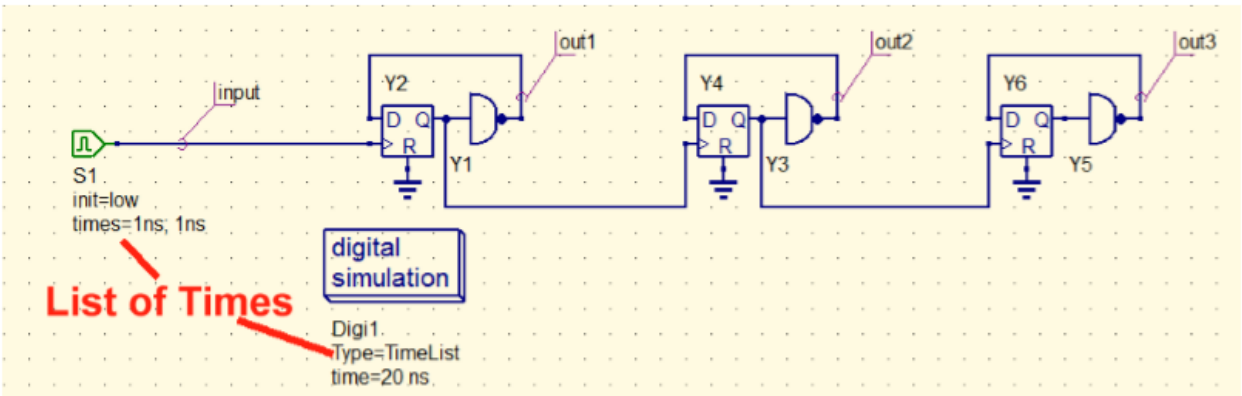
Теперь пора прочитать информацию, данную для источника и цифровой симуляции. Затем запустить симуляцию и временная диаграмма появится автоматически. Отредактируйте свойства и задайте толщину линии равной «2».



Вы найдёте временные диаграммы слева (отмечено красным кружком).

8.3. Трёхэтапный делитель частоты, использующий D-триггеры

Просто скопируйте последнюю схему («phase shifter») и удалите один из символов триггера. Затем сделайте две копии последнего триггера и вставьте в одну линию с оставшимся. Удалите весь текст и нарисуйте следующую схему. Сохраните новую схему как «frequency_divider.sch». Не забудьте задать новые метки.



«**List of times**» не сложно понять:

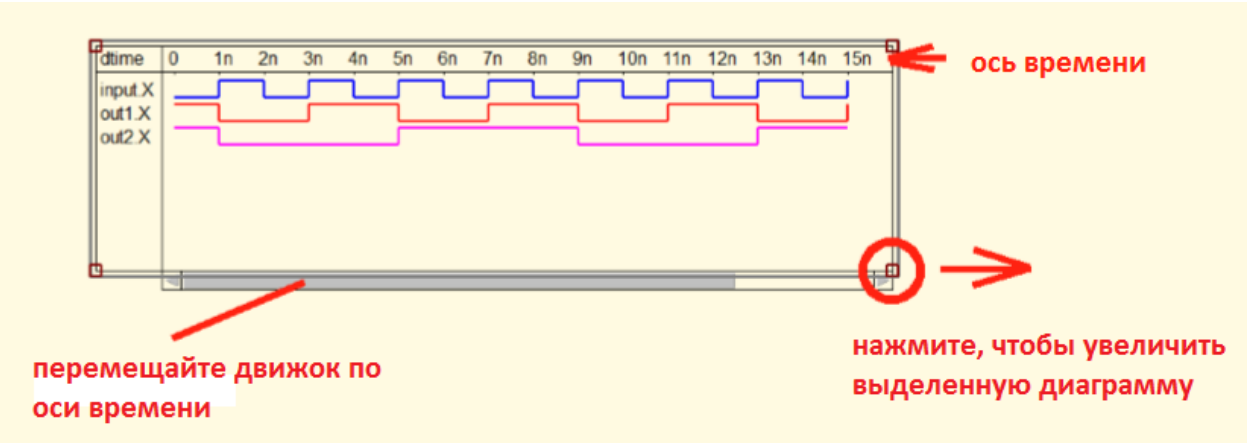
Первое значение – **время задержки при старте**.

Разделённые точкой с запятой, следующие за «**system tick**» = интервалам времени между изменениями входного уровня.

Время симуляции 20 ns.

«**init = low**» означает, что запуск начнётся с низкого «LOW» уровня на входе.

А вот результат симуляции и некоторая информация, которая необходима:



9. Работа с S-параметрами

9.1. Основы

Для полноценной системы связи вам нужно много компонентов таких, как передатчики, приёмники, фильтры, переходники, усилители, антенны… Таким образом, принцип согласования мощности важен для:

a) **Передачи мощности от одного каскада к другому.**
b) **Гарантии максимума отношения сигнал/шум и качества**.

Это гарантируется применением **одинакового волнового сопротивления для всей системы**. Обычно используется

Z = 50Ω

Каждый каскад и компонент теперь описывается **S-параметрами (= scattering parameters).**

Давайте начнём со стороны входа.

Подключим генератор сигнала (внутренний импеданс = 50Ω) к входу (= Port 1) компонента, использующего RG58 кабель с Z = 50Ω. Выход компонента (= Port 2) нагружен на резистор с Z = 50Ω. Теперь максимум доступной мощности передаётся как «**Incident Wave**, падающая волна» (амплитуда Uincident = Uo / 2) от генератора до входа компонента. Если при этом входной импеданс отличается от Z = 50Ω, вы не получите хорошего согласования, так что эхо (= отражённой волне = избыточной энергии) возвращается назад через кабель к выходному разъёму генератора. Теперь рассчитаем отношение отражённой волны к падающей волне, и вы получите **Input Reflection, входное отражение, S11** (…которое обычно рассчитывается как **20*log(|S11|) в dB**).

S11 – это сокращение и означает:

S = «Scattering Parameter, параметр рассеяния»
1 = отражённый сигнал, измеренный в Port 1
1 = падающая волна, от генератора в направлении Port 1 с амплитудой Uincident = Uo/2

$$S11 = 10 \bullet \log\left(\frac{P_{reflected}}{P_{incident}}\right) = 10 \bullet \log\left(\frac{\left(\frac{U_{reflected}^{2}}{Z}\right)}{\left(\frac{U_{incident}^{2}}{Z}\right)}\right) = 10 \bullet \log\left(\frac{U_{reflected}^{2}}{U_{incident}^{2}}\right) = 20 \bullet \log\left(\frac{U_{reflected}}{U_{incident}}\right)$$

Внимание:

S11 = входное отражение = информация о разнице между системным импедансом и входным импедансом компонента. (…если импеданс не очень отличается от Z = 50Ω, вы не получите сильного отражения, а, значит, низкое отрицательное значение dB для S11).

Пожалуйста, помните:

a) **Хорошее совпадение означает R = Z = 50Ω, и в этом случае эха не будет. Это даёт величину S11 «нуль» = «минус бесконечность в dB».**

b) **Открытая цепь или закороченная цепь в качестве входного импеданса приведёт к полному отражению падающей волны**, поскольку мощность не потребляется входом. **Это даёт S11 = +1 (для открытой цепи) and S11 = -1 (для закороченной цепи**). **Величина S11 в этом случае будет «ноль dB».**

S11 - это единственный доступный параметр для «**Oneports**, открытые порты» (подобные антеннам, резисторам, диодам, конденсаторам и т.д.).

«**Twoport**, два порта!» (= усилитель, фильтр-аттенюатор, ответвитель…) имеет выходной порт (= Port 2), а, следовательно, есть выходной сигнал (вызванный падающей волной от Port 1). Так определён другой S-параметр, названный «S21» или «**Forward Transmission**, прямая передача».

S21 = «Forward Transmission» означает усиление мощности каскадом в dB, когда выход (Port 2) нагружен Z = 50Ω. В этом случае измеряется отношение выходной мощности к подводимой мощности (поступающей от входа = Port 1), выраженное в dB.

После этого каскад или компонент «поворачиваются на 180 градусов». Кабель генератора теперь подключён к выходу (Port 2) и подводится мощность, переходящая от генератора к Port 2. Теперь Port 1 должен быть нагружен Z = 50Ω. В этом случае вы можете определить последние два S-параметра:

S22 = output reflection, выходное отражение = говорит вам, будет ли выходное сопротивление отличаться от характеристического системного импеданса Z = 50Ω. Тогда вы получите эхо, которого не будет при хорошем согласовании мощности (Z = R = 50Ω).
Для хорошего согласования значение S22 «нуль», а S22 показывает максимально высокое отрицательное значение в dB.

S12 = reverse transmission, обратная передача – отношение части подаваемой мощности (на Port 2), которая может быть измерена в Port 1, благодаря эффекту внутренней обратной связи. Эта возвращаемая мощность относится к мощности, подаваемой в Port 2.
Значение S12 для хорошего усилителя должно быть рядом с нулём (= большому отрицательному значению в dB), иначе этот усилитель может самовозбуждаться.

==========

9.2. Практический пример: низкочастотный фильтр Чебышева с граничной частотой 11 МГц

9.2.1. Основы фильтров

Фильтры используются для подавления сигналов в заданном частотном диапазоне. Все другие частоты не должны ослабляться. Пожалуйста, различайте:

Low Pass Filters, фильтры нижних частот (= только низкие частоты могут проходить, средние и высокие частоты ослабляются).

High Pass Filters, фильтры высоких частот (= только высокие частоты могут проходить, средние и низкие частоты ослабляются).

Band Pass Filters, полосовые фильтры (= только узкая полоса частот может проходить, все другие сигналы ослабляются).

Band Stop Filters, режекторные фильтры (= только узкая полоса частот ослабляется, все другие частоты могут проходить).

Чтобы разработать такие фильтры, вы можете использовать свободные «калькуляторы фильтров» из Интернета. Фильтры разрабатываются как «**Двухпортовые с характеристическим системным импедансом Z = 50 Ω**».

Но различайте **разные типы фильтров**:

a) **Фильтр Бесселя**
Самое важное свойство – это «экстремально низкие фазовые и групповые задержки и искажения» при передаче прямоугольных или импульсных напряжений. Это приводит к недостатку – очень «ленивое и усталое» увеличение полосы затухания.

b) **Фильтр Баттерворта**
Переход от полосы пропускания к полосе вырезания чуть-чуть лучше, и не столь ленивый, как для фильтра Бесселя при том же порядке фильтра. Но это уменьшение уже снижает качество групповой задержки в полосе пропускания.

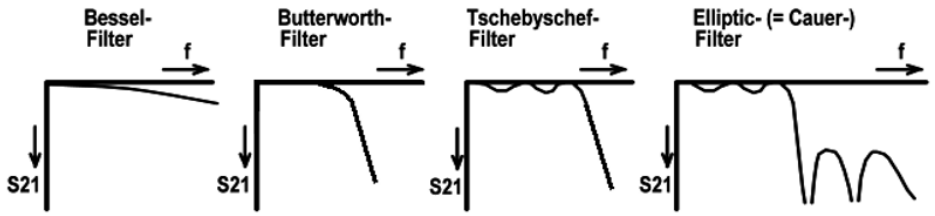
c) **Фильтр Чебышева**
Переход («кромка») от полосы пропускания к полосе заграждения резче, чем у фильтров Бесселя и Баттерворта. Но вы заплате за это «S21 рябью в полосе пропускания». Таким образом, искажения групповой задержки быстро увеличиваются при приближении к частоте среза.

Основное применение:
Подавление гармоник при использовании генератора сигналов.

Ослабление в полосе затухания для этого фильтра 3 типа увеличивается монотонно (= S21 уменьшается монотонно) до бесконечности.

d) **Эллиптические фильтры (= Кауэр тип)**
Аналогичная рябь в полосе пропускания от S21, как у фильтров Чебышева при одинаковом порядке фильтра, но переход пропускание-заграждение увеличивается. То есть, ослабление в полосе заграждения «возвращается до минимального значения, а затем вновь увеличивается».

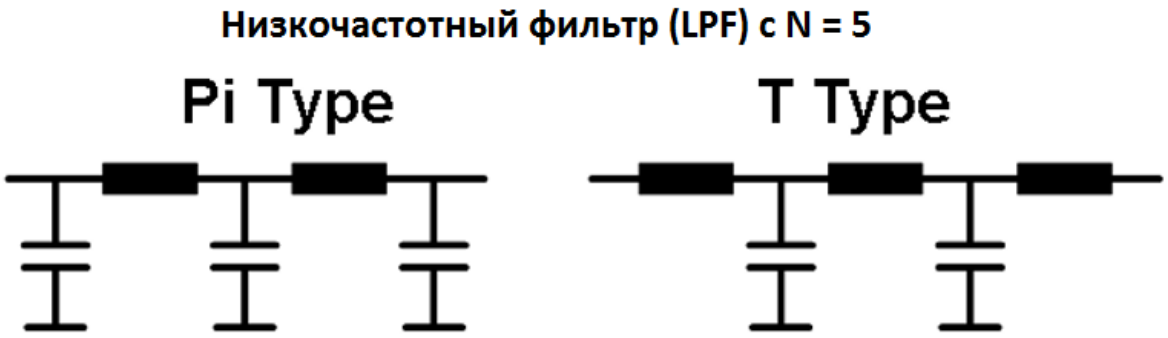
Вот S21 для четырёх типов фильтров одинакового порядка.



Для резкого увеличения ослабления перехода от пропускания к заграждению, вы должны использовать более высокие порядки фильтра (= порядок полинома, который описывает свойства фильтра). Этот порядок фильтра можно легко увидеть в отношении фильтра низких частот:

Фильтр порядка «N» эквивалентен количеству используемых компонентов!

Давайте взглянем на LPF с порядком N = 5. Используется пять компонентов, но вы может выстроить их в **«T» или «π» композицию** (помните, катушки более дорогие, так что, вариант «π» предпочтительнее на практике).



…и никогда не забывайте нагружать каждую сторону фильтра характеристическим системным импедансом (Z = 50Ω)!..

Информация:
На частоте среза S21 снизилось на **3 dB**. Но для фильтров Чебышева и эллиптических фильтров иногда используют другой вариант частоты среза. **Этот случай называют «пульсирующей частотой среза», и в этой точке ослабление в первый момент выше, чем максимальное значение пульсации.**

Так же никогда не забывайте:
Для полосовых и заграждающих фильтров существуют две частоты среза… низшая и высшая, а разница между ними называется «шириной полосы»…

9.2.2. LPF спецификация

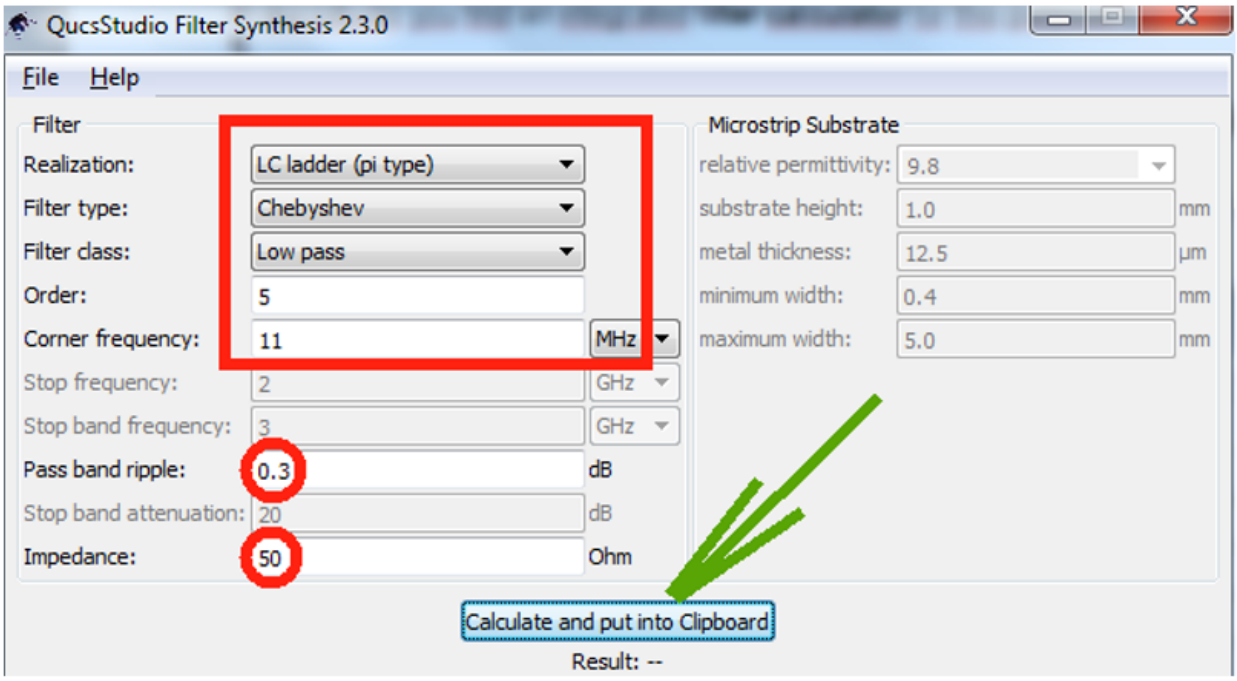
Давайте разработаем LPF с Z = 50 Ω и N = 5 для системы коммуникации. Этот низкочастотный фильтр должен ослаблять все сигналы выше промежуточной частоты FM равной f = 10.7 MHz.

Характеристический импеданс системы:	**Z = 50 Ω**
Тип фильтра:	**Chebychev**
Порядок фильтраr:	**N = 5**
Пульсации в полосе пропускания:	**0.3 dB**
3dB частота среза:	**11 MHz**
Quality factor (добротность) катушек:	**Q = 70 at 11 MHz**

В qucsstudio есть встроенный калькулятор для этих целей.

9.2.3. Калькулятор фильтров qucsstudio и симуляция S-параметров LPF

Откройте новую страницу в вашем проекте. Затем перейдите к «**Filter Synthesis**» в меню «**Tools**» и введите все значения в следующую «маску»:

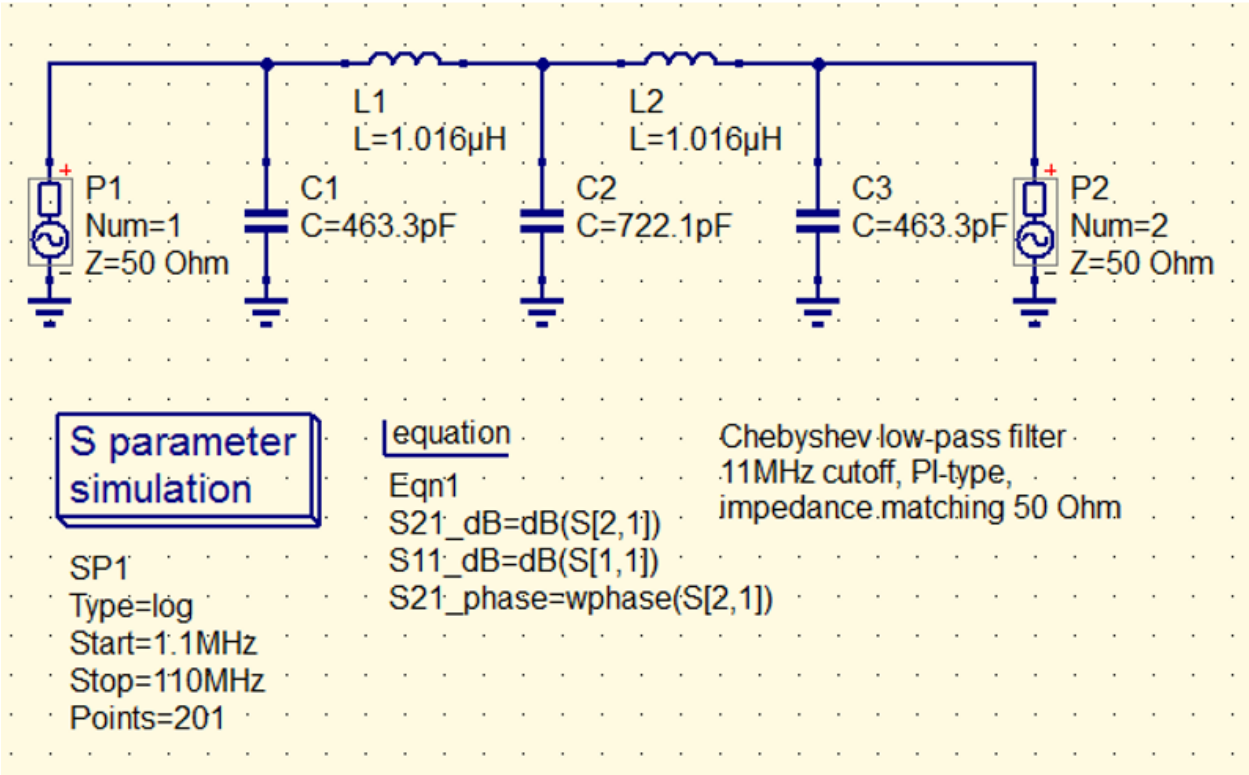


Вы должны ввести:

Realization	**= LC Ladder (pi type)**
Filter Type	**= Chebyshev**
Filter Class	**= Low pass**
Order	**= 5**
Corner frequency	**= 11 MHz**
Ripple	**= 0.3 dB**
Characteristic impedance	**= 50 Ohm**

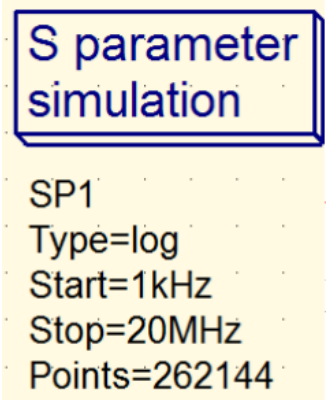
Завершите операцию, нажав отмеченную кнопку, чтобы поместить всё в буфер обмена.

Внимание:
Полная схема, включая все приготовления для симуляции, теперь хранится в буфере обмена!
Так что, вставьте всё (paste) на новую страницу, которую вы создали, и вы увидите следующее:



К вашему сведению:

Два порта выбраны в «**power sources**» из «**components / sources**». Уравнения были автоматически подготовлены qucsstudio.



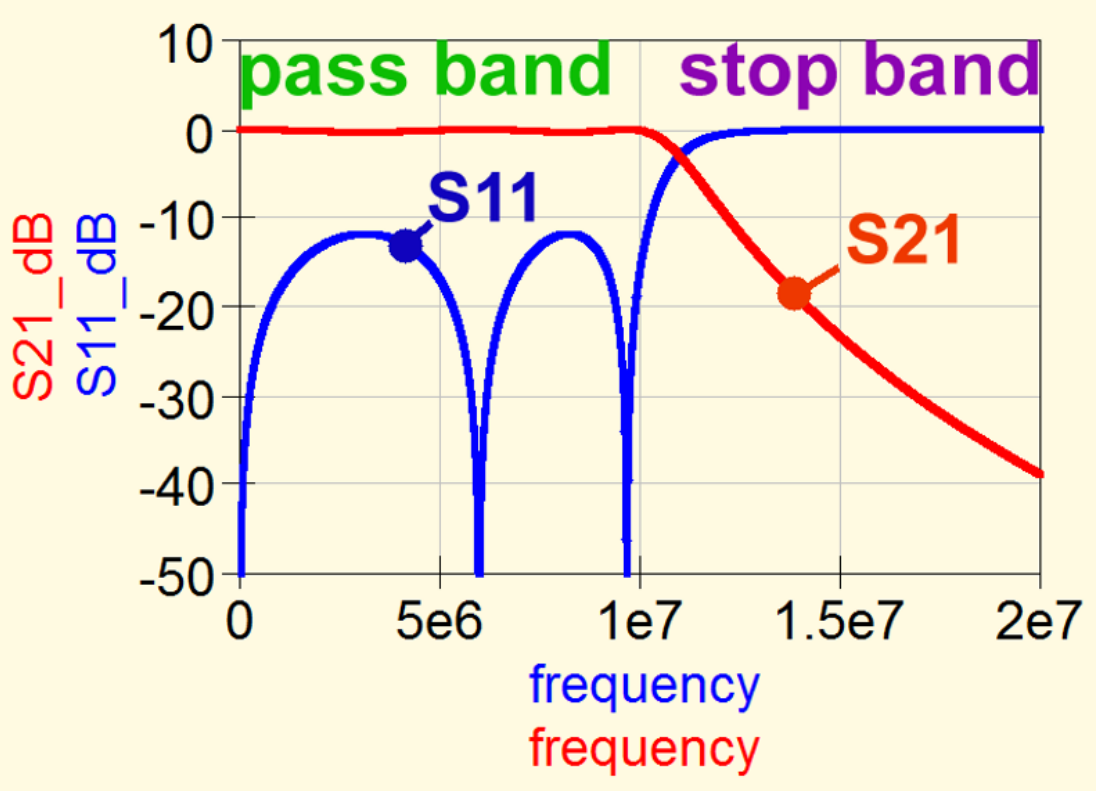
Пожалуйста, измените установки развёртки для **старта с 1 kHz и остановки на 20 MHz**.

Предупреждение:

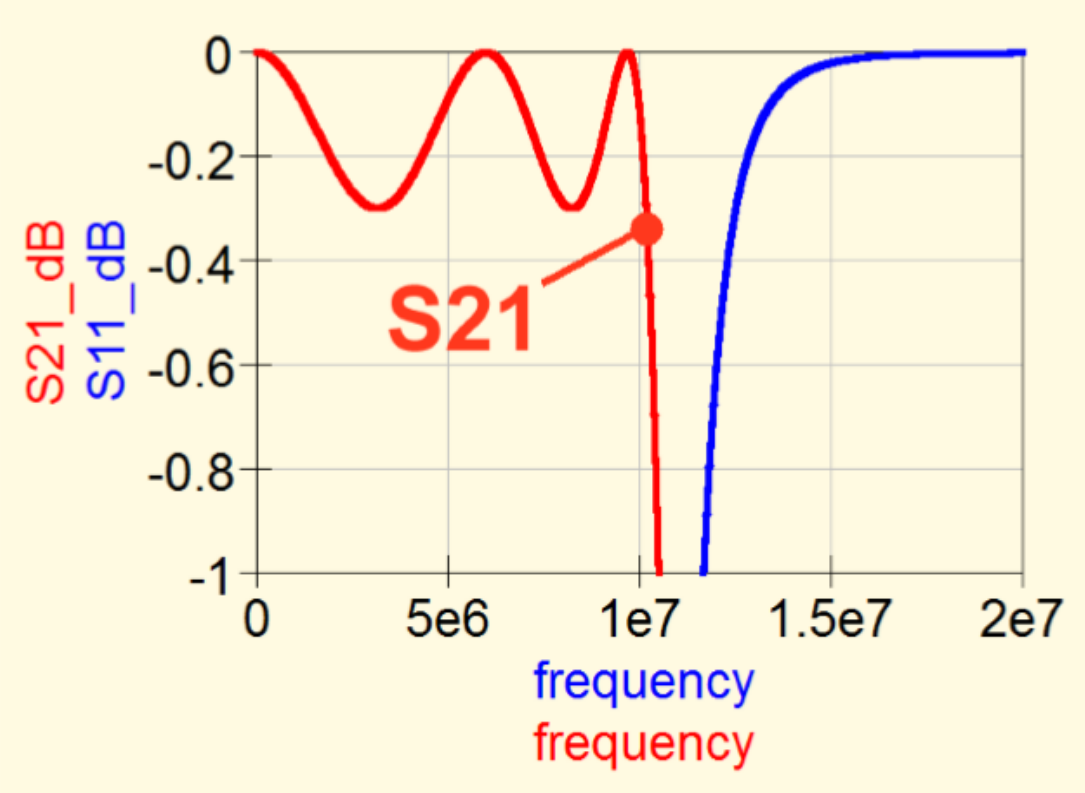
Никогда не начинайте с нуля! Это вызовет истерические сообщения на экране…

Запустите симуляцию схемы и задайте **вертикальную ось со шкалой -50 …+10 dB и шагом в 10 dB.**

Вот, как будет…



Для большей информативности используйте вертикальную шкалу с -1 до 0 dB с шагом 0.2 dB для демонстрации пульсаций S21 фильтра Чебышева:

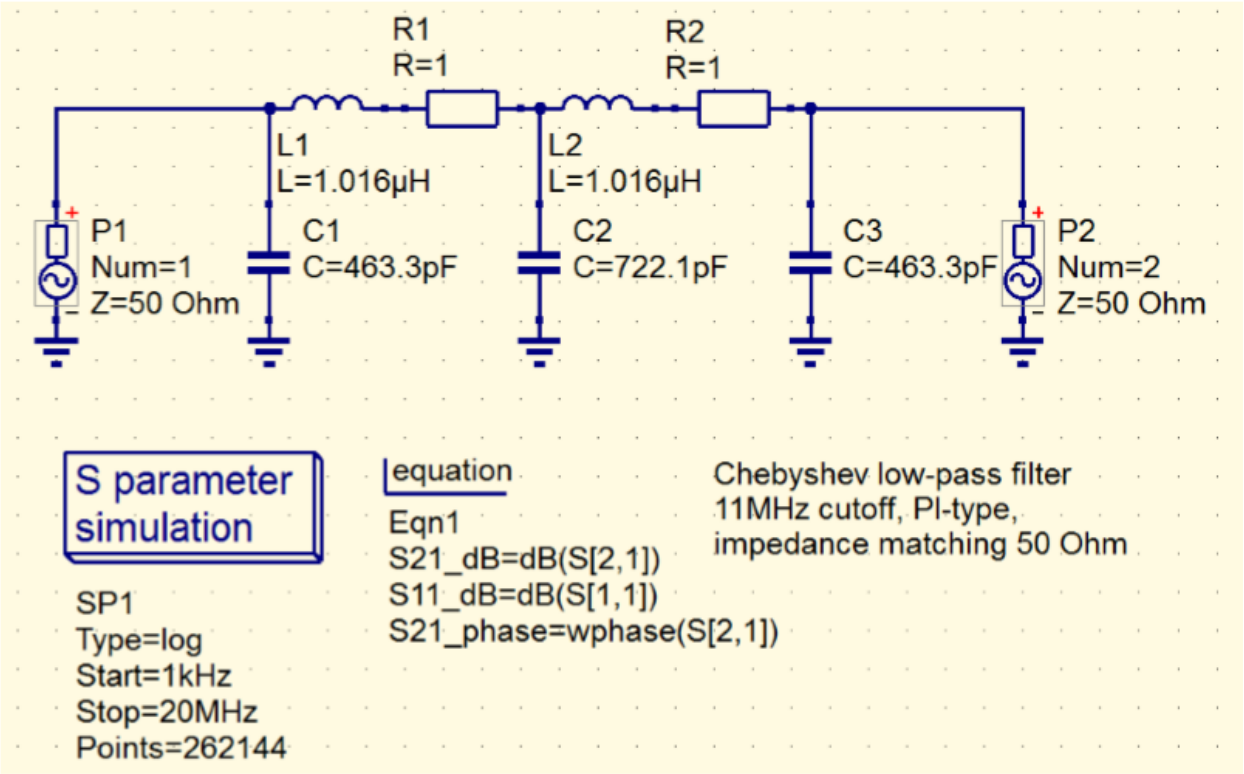


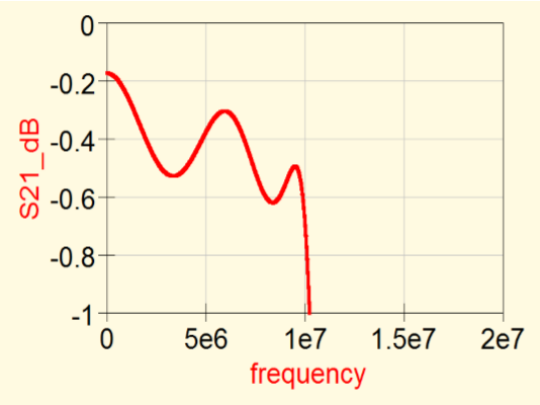
9.2.4. Симуляция LPF с учётом потерь в катушках индуктивности

Вы помните примечание к спецификации фильтра: «измеренная добротность катушек «Q = 70 на 11 MHz»?

Эти потери включены в симуляцию последовательно включёнными резисторами для каждой из катушек.

Rr = XL / Q = 2πfL / Q = 2π*11MHz*1,016μH / 70 = 1Ω

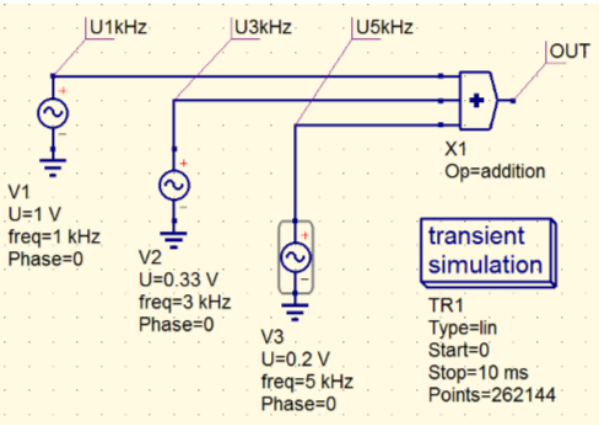




Результат – дополнительное **линейное увеличение затухания с частотой в полосе пропускания**.

Как вы видите на рисунке, S21 уже имеет значение -0.5 dB на частоте среза…

9.2.5. Секрет групповой задержки



Обычно передаётся не только единственный синусоидальный сигнал. Взгляните на AM или FM трансляции, на QUAM, на импульсные сигналы, на музыку и т.д.

Если форма графика сигнала не должна меняться при передаче, вы должны обратить внимание на следующее правило:

Не только относительные амплитуды всех спектральных линий должны быть правильны в конце передачи. Но и все фазовые отношения между спектральными линиями должны стать такими же, как в начале передачи.

Давайте промоделируем симметричное прямоугольное напряжение только с тремя спектральными линиями, которые суммируются.

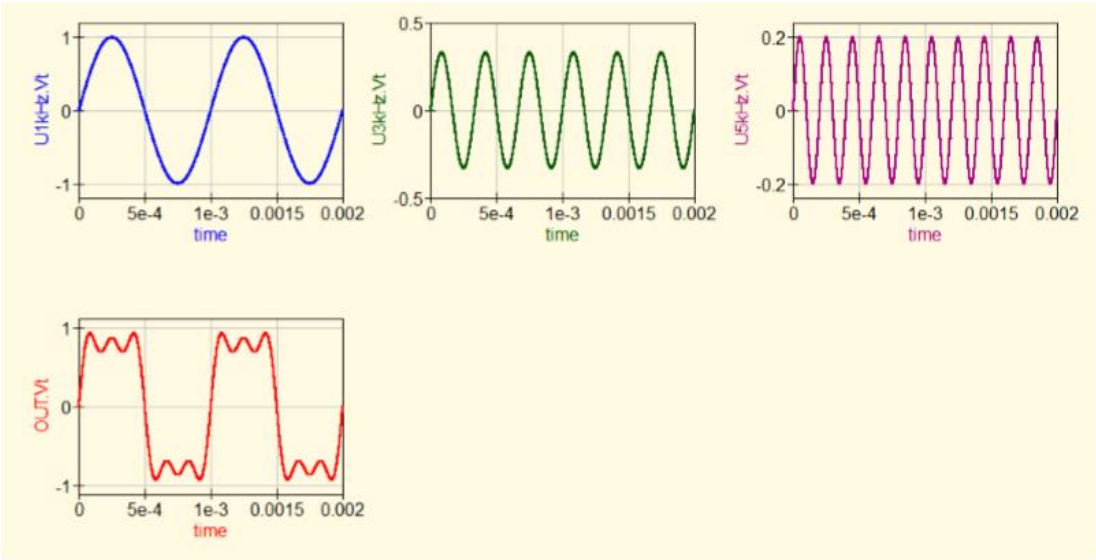
Мы используем

a) **Основную частоту f = 1kHz с U_{1kHz} = 1V.**
b) **Третья гармоника f = 3 x f1 = 3kHz с U_{3kHz} = 1/3 x (U_{1kHz}).**
c) **Пятая гармоника f = 5 x f1 = 5kHz с U_{5kHz} = 1/5 x (U_{1kHz}).**

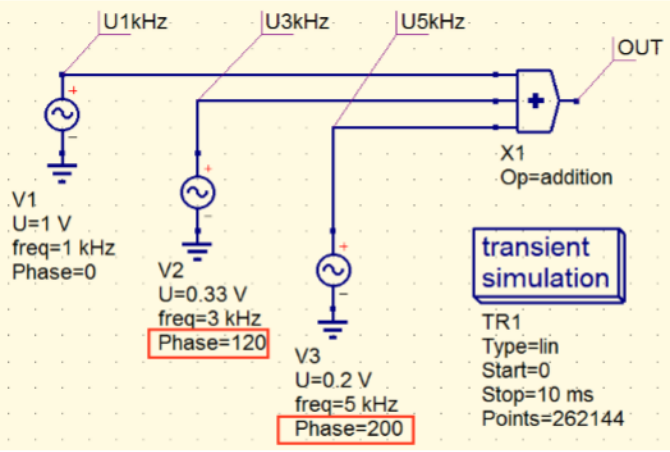
Все сигналы имеют одинаковые начальные значения фазы (=ноль).

Сумматор может быть найден как «Operation» в «Components / System components». Задайте в свойствах «three inputs , три входа».

Покажите результат симуляции для 0..2 миллисекунды:

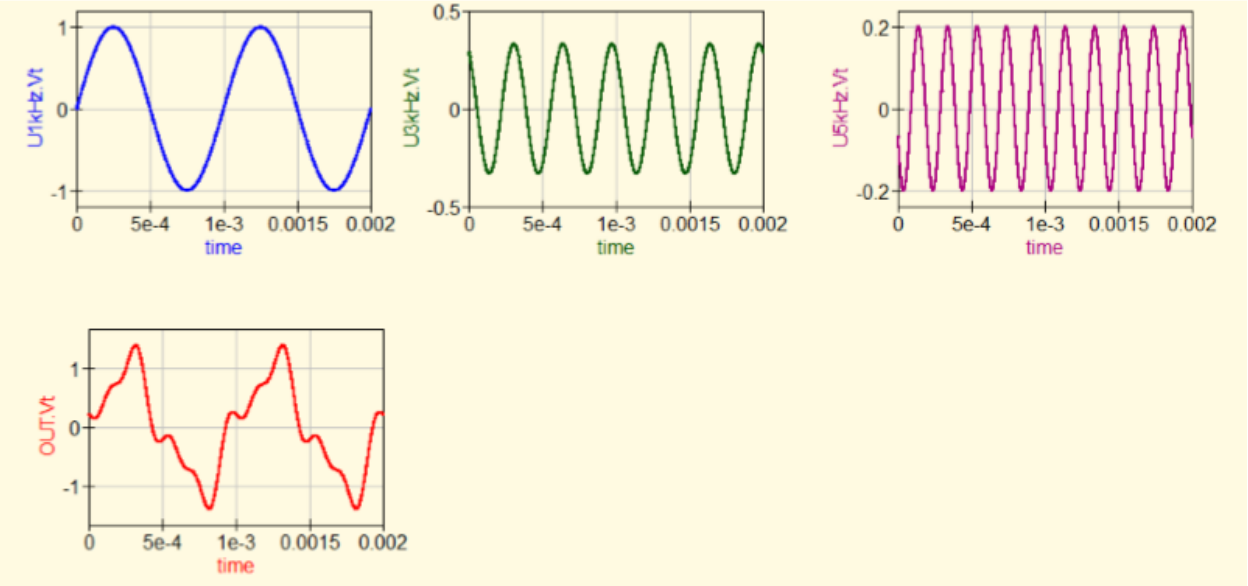


Кривая прямоугольного напряжения на выходе может быть распознана без труда.



Теперь оставим амплитуды, как есть, но сдвинем фазу каждой гармоники.

Результат формы кривой полностью изменился, а прямоугольный импульс в нём узнать трудно.



Это означает:

Если сигнал проходит через систему коммуникации, то относительные фазы спектральных линий должны оставаться постоянными – однако одинаковые временные задержки для всех спектральных линий позволительны!

Другими словами:

Только постоянная групповая задержка гарантирует правильную форму кривой на выходе.

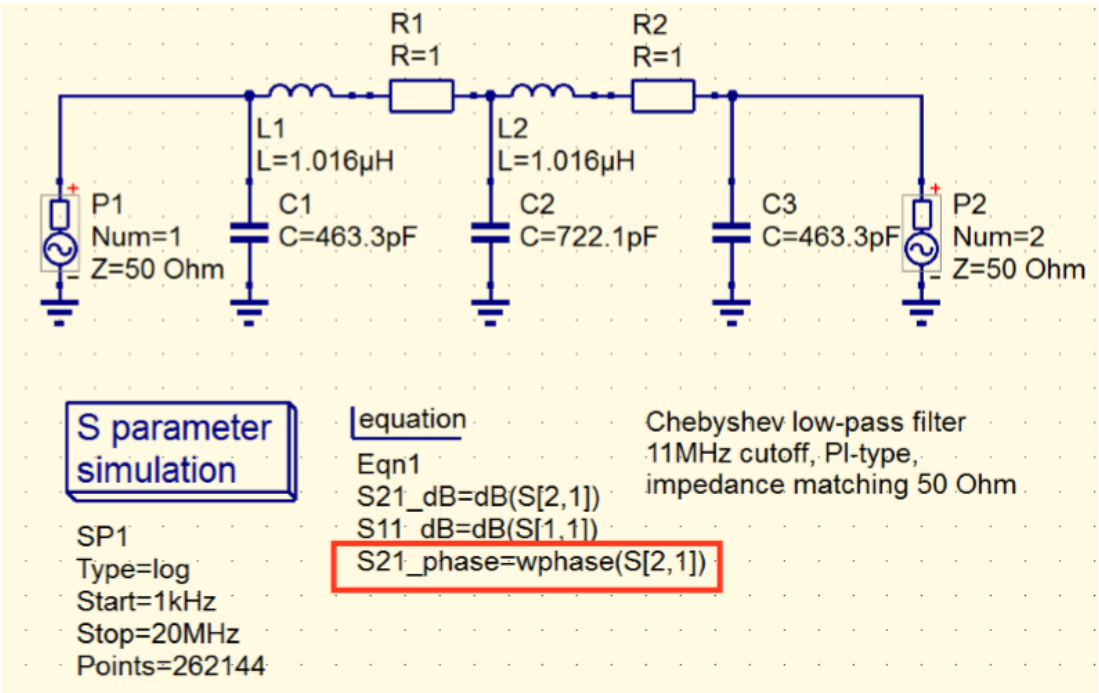
Для специалистов:

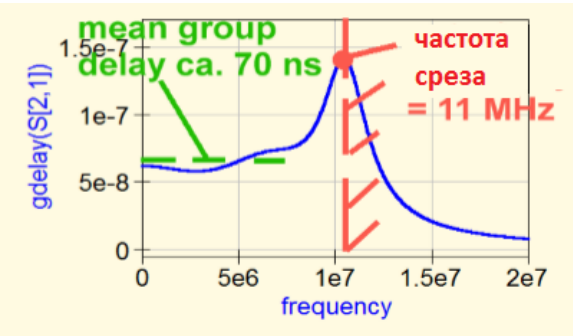
Постоянная групповая задержка означает, что разность фаз между входом и выходом увеличивается линейно с частотой.

Мы проверим этот факт на нашей хорошо известной схеме «LPF, включающей катушки с потерями» из последней главы. Очень важно, что программа quscstudio уже подготовила фазовую симуляцию с помощью уравнения

S21_phase=wphase(S[2,1])

С этой информацией можно вычислить групповую задержку.





Используйте cartesian диаграмму, когда закончится симуляция и введите

gdelay(S[2,1])

в свойства графика. Получите этот результат.

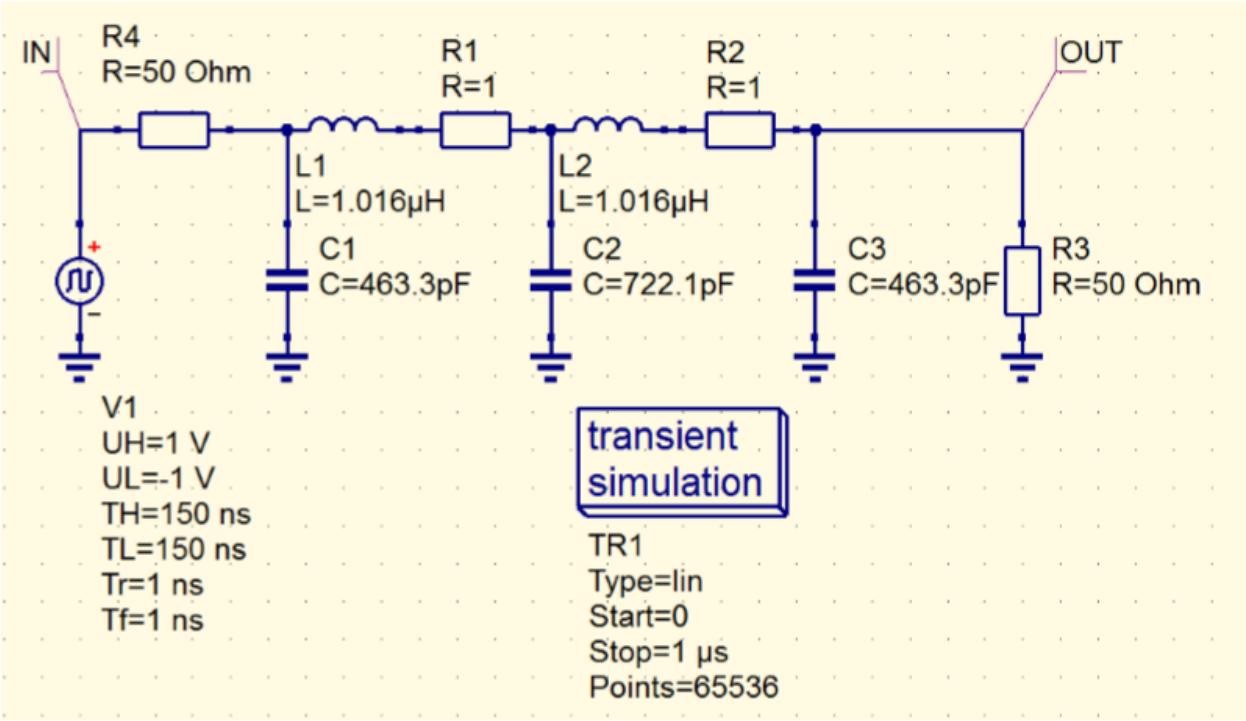
Значение среднего времени задержки около 70ns 75% частоты среза. Затем следует резкий подъём.

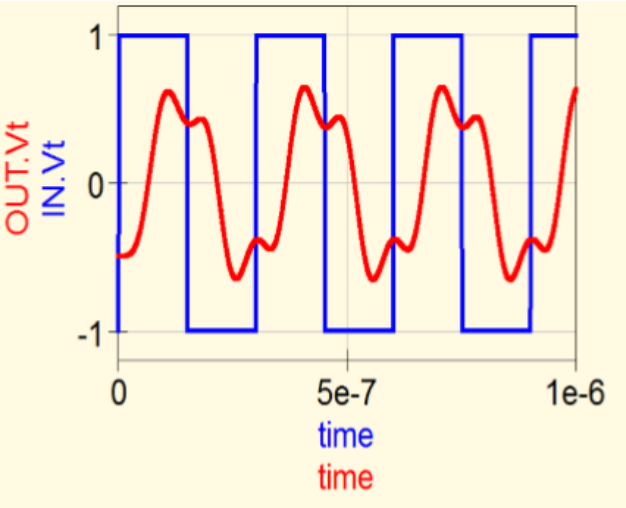
Какие эффекты вызывает это на практике?

Подайте на наш LPF прямоугольное входное напряжение со следующими свойствами:

Uhigh	**= +1V**
Ulow	**= -1V**
Thigh	**= 150 ns**
Tlow	**= 150 ns**
Tr and Tf	**= 1ns**

Симулируйте 0...1 микросекунды с 65536 точками.





Вот результат.

10. Диаграммы Смита

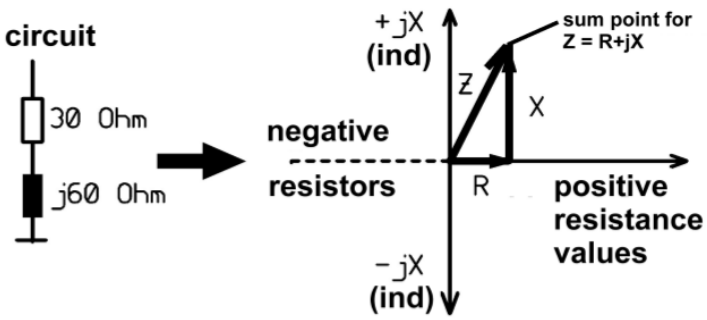
10.1. Введение

В тех примерах, где мы моделировали S-параметры, можно было увидеть только «magnitude, амплитуду» и «phase, фазу». Но, если вы хотите уменьшить отражения, вас заинтересуют причины их появления (в основном: влияние ёмкости или индуктивности). Так что, вам понадобятся другие диаграммы, где можно увидеть значения в диапазоне от нуля до бесконечности по действительной и мнимой осям. Это можно выполнить с помощью **преобразования координат**, а результат отобразит **диаграмма Смита**.

10.2. Как создать диаграмму Смита?

Последовательное соединение индуктивности или конденсатора даёт сдвиг фаз между током и падением напряжения. Так что, вы должны быть внимательнее при вычислении импеданса из-за 90 градусного сдвига между напряжением на резисторе и напряжением на входе.

Давайте рассмотрим последовательное соединение резистора R = 30 Ohm и индуктивности с j60 Ohms. Вы можете использовать «IQ» диаграмму с двумя перпендикулярными осями. Значение резистора (30 Ohms) отмечено на положительной горизонтальной оси, а реактивное значение j60 Ohms на вертикальной положительной оси. Для получения полного импеданса соединения вы должны «сложить значения геометрически», используя закон Пифагора.



Если мы используем диаграмму «IQ», мы откладываем омическое сопротивление на горизонтальной (= in phase) оси, а реактивное на вертикальной (= quadrature) оси.

Теперь нас интересует «точка сложения», и есть две возможности найти её:

a) Точка задаётся двумя составляющими: **«действительная часть» и «мнимая часть»** (Z = 30Ω + j60Ω) или
b) Точка Z задаётся как «**Magnitude and Phase, амплитуда и фаза**».

Но на практике мы имеем значения для R или jX между нулём (= закороченная цепь) и +-бесконечностью (= открытая цепь), и, таким образом, мы должны поискать другой масштаб для осей.

Используем диаграмму с коэффициентом отражения «r», а «преобразование координат» указанного сопротивления и входных значений на обеих осях, получим из формулы:

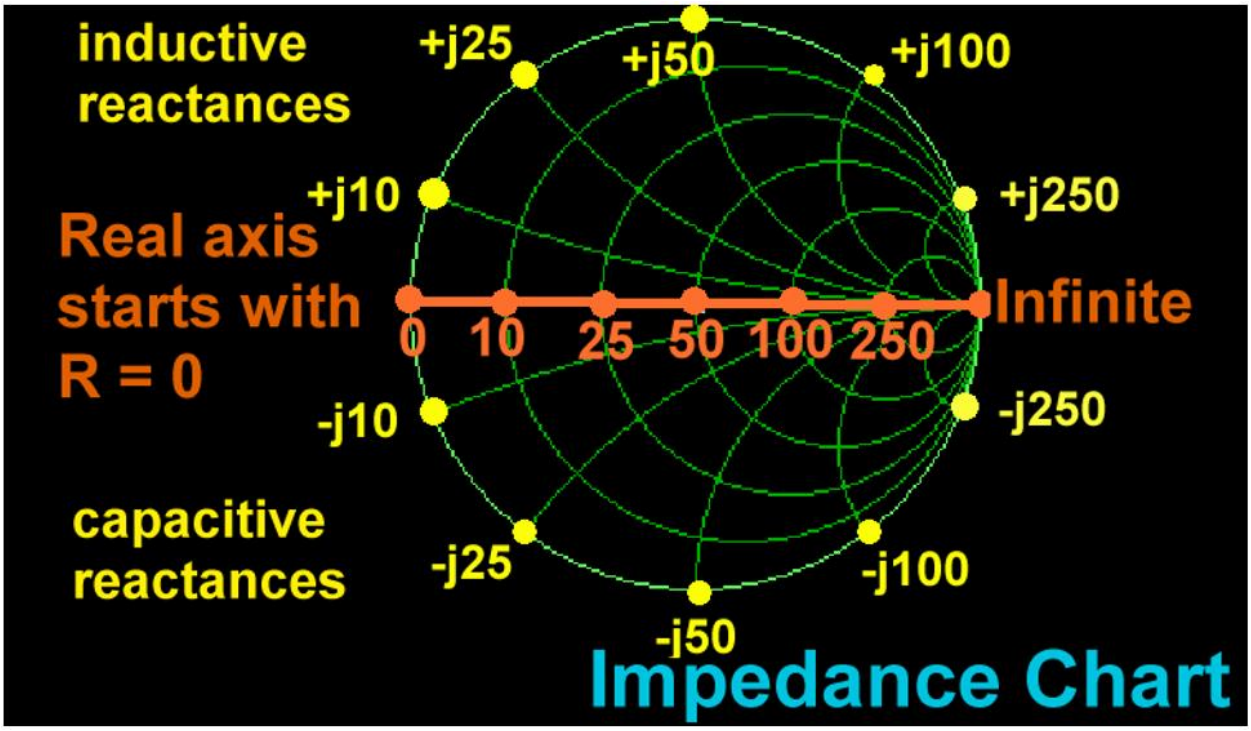
$$r = \frac{Z_{Last} - Z}{Z_{Last} + Z}$$

Для горизонтальной (= действительной) оси при характеристическом импедансе системы 50 Ω это выглядит следующим образом:

Линейное масштабирование для «r» от «-1» (= короткозамкнутая цепь, R 50 Ом) через ноль (=идеальное совпадение с 50 Ом) идёт к «+1» (=открытая цепь, R = бесконечность). И это то, что нам нужно…

Важно:

Входные значения со сдвигом фаз 90 градусов теперь будут на окружностях (из-за преобразования координат).



Помните:

a) **Центр диаграммы означает «нет отражения»** (r = 0) из-за R = Z = 50Ω =идеальное согласование.
b) **Начало диаграммы слева означает «r = -1»,** эквивалентно короткозамкнутой цепи = 0Ω.
c) **Конец диаграммы справа – это точка «r = +1»,** что эквивалентно открытой цепи.
d) Любые точки на диаграмме – это сопротивление и вход, соединённые последовательно…

Очень часто нам нужно **параллельное соединение сопротивления и входа**. Для этого **диаграмма Смита отражается по горизонтали – но кривые для S11 или S22 остаются неизменны**!

10.3. Небольшие миленькие ловушки: информация о градусах на диаграмме Смита

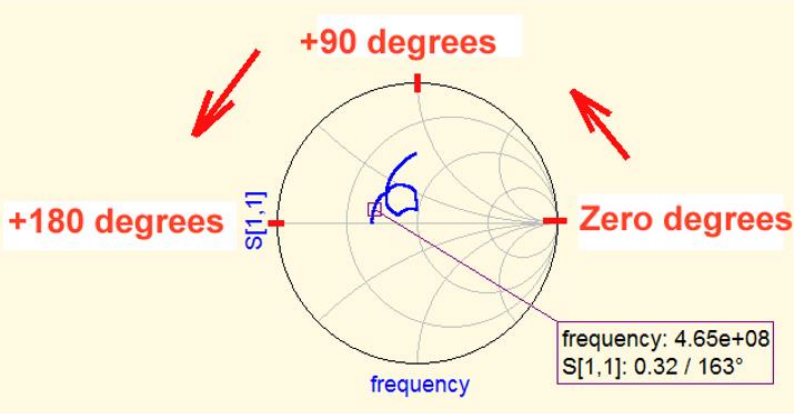
Информация о градусах на диаграмме Смита может раздражать из-за того, что смешиваются две разные вещи:

a) Входное отражение S11 или выходное отражение S22 можно рассматривать как импеданс, заданный последовательным соединением. Для индуктивной цепи вы перемещаетесь

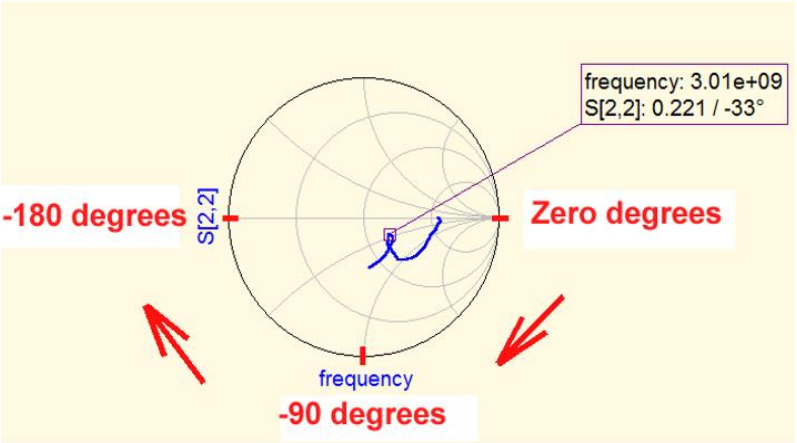
только в верхней половине импеданса диаграммы Смита, а фазовый сдвиг будет всегда между нулём и +90 градусов.

Для емкостного характера импеданса вы получите фазовый сдвиг между нулём и -90 градусов в комплексном импедансе, и вы перемещаетесь всегда в нижней половине импеданса диаграммы Смита.

b) Но структура диаграммы Смита базируется на коэффициенте отражения «r» (обычно задаваемом через амплитуду и фазу), и вы должны принимать во внимание:



Кривая S-параметра для S11 MMIC приравнивается к входному к-ту отражения как амплитуда и фаза. Вы найдёте фазовый угол для нуля градусов в правой части диаграммы, и **шкала проходит против часовой стрелки от нуля до +180**. Что справедливо для индуктивного поведения S11.



Для сравнения вы видите S22 той же MMIC. Кривая перемещается только в нижней половине импеданса диаграммы Смита, а это означает емкостное поведение для выходного импеданса. В этом случае фаза начинается вновь с «нуля» справа, а **шкала перемещается по часовой стрелке от нуля до -180 градусов в нижней половине импеданса диаграммы Смита**.

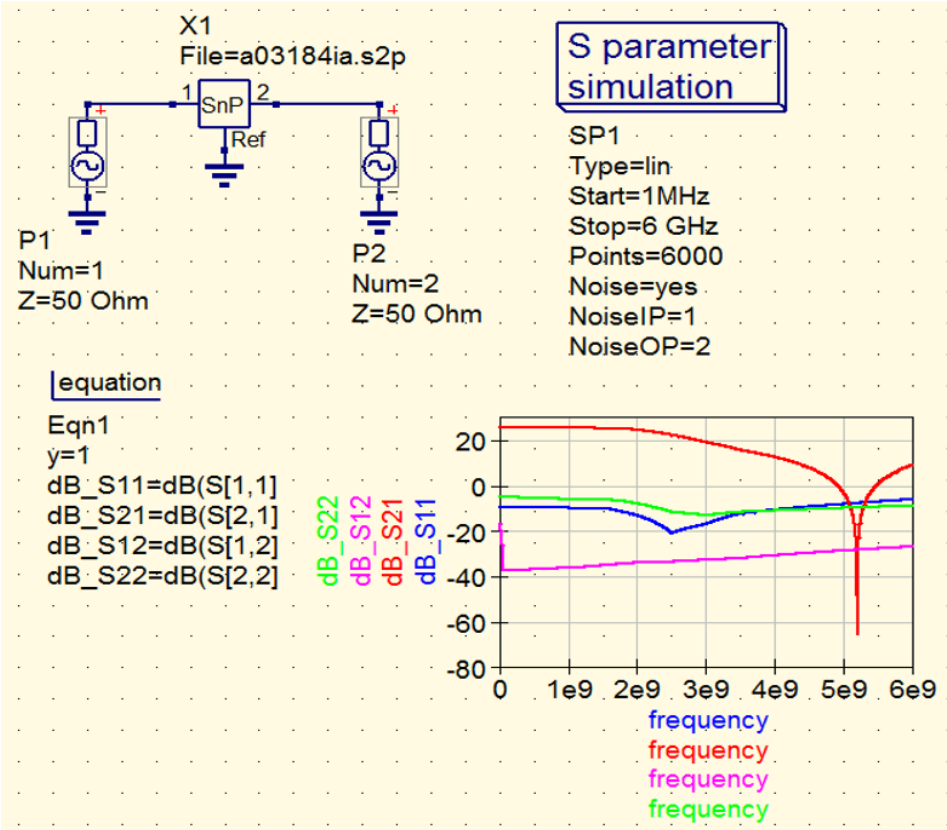
Вопрос «**но как я могу получить точные значения действительной и мнимой части моего сопротивления?**» будет рассмотрен в следующих двух главах.

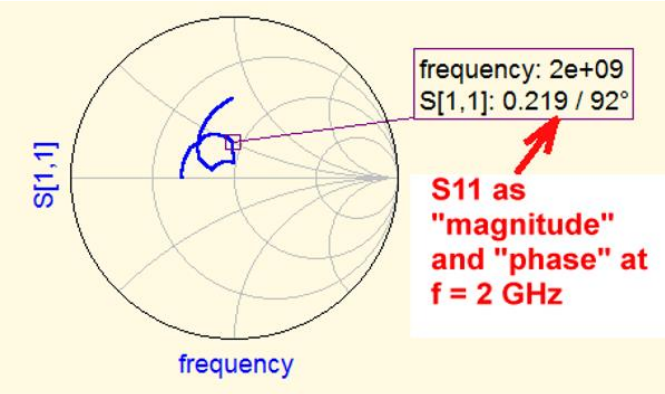
10.4. Определение действительной и мнимой частей входного импеданса с помощью Impedance Smith Chart как последовательного соединения

Давайте воспользуемся хорошо известным и «классическим» примером MMIC (= INA03184) и смоделируем S-параметры. В Интернете для этой цели вы можете найти файл с названием «**a03184ia.s2p**» на домашней странице Agilent Avago, а можете скопировать текст ниже и сохранить его как «a03184.s2p» (внимание: всегда сохраняйте его как ASCII файл…).

```
=========================================================
!     INA-03184      S PARAMETERS
!     Id = 10 mA     LAST UPDATED 07-22-92
# ghz S ma r 50
0 .32 180 19.2   0  0.14   0  0.55  0
0.05   .32   179   19.14  -3    .014   3    .55    0
0.10   .32   176   19.05  -7    .014   4    .57   -3
0.20   .32   172   19.05  -14   .014   6    .55   -5
0.40   .32   165   18.78  -29   .014   10   .53   -11
0.60   .32   158   18.71  -43   .015   11   .51   -14
0.80   .32   151   18.53  -57   .015   13   .51   -17
1.00   .32   144   18.18  -72   .016   21   .50   -20
1.20   .30   135   18.27  -86   .016   25   .50   -23
1.40   .31   126   18.10  -102  .017   30   .49   -29
1.60   .30   117   17.92  -117  .018   38   .48   -34
1.80   .26   102   17.49  -135  .019   44   .45   -41
2.00   .22    92   16.62  -153  .020   49   .40   -50
2.50   .09    91   12.88  168   .021   57   .26   -48
3.00   .14   160    8.79  134   .023   65   .22   -33
3.50   .24   151    5.92  108   .025   69   .26   -33
4.00   .29   139    4.18  87    .029   81   .28   -43
=========================================================
```

Теперь S-параметры можно симулировать для диапазона частот 0....6 GHz, используя схему:





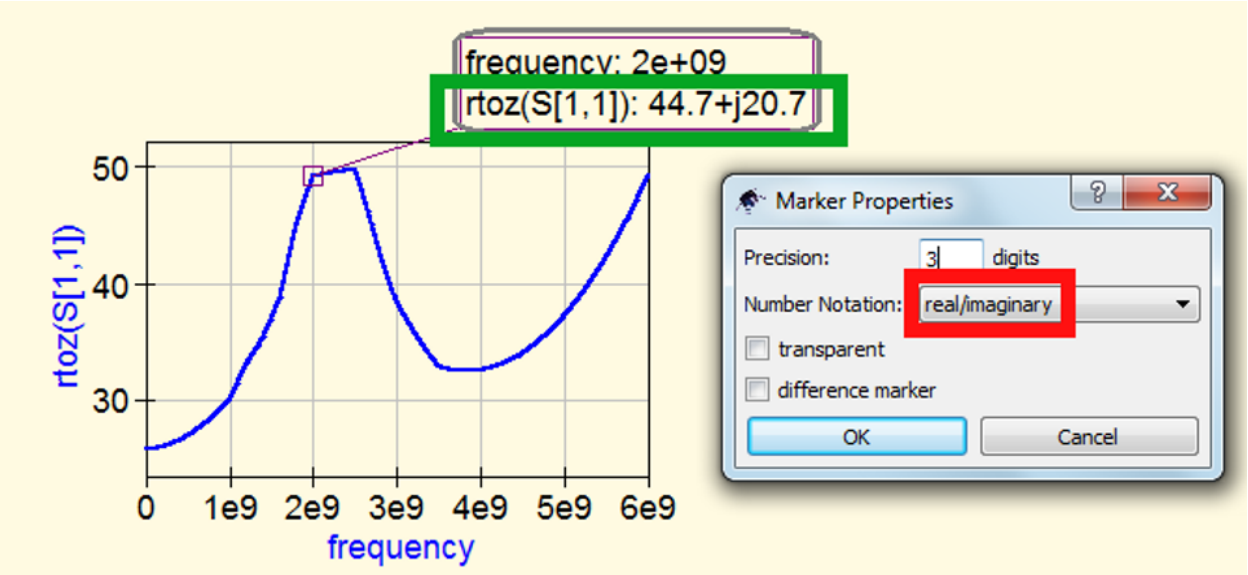
После моделирования открываем «Impedance Smith Chart» для прорисовки S11. Актуальная и интересующая нас частота будет f = 2 GHz, она отмечена маркером частоты с инструментальной панели («перетащенным» в эту точку).

Затем мы откроем диаграмму Cartesian и используем для Graph Properties следующую строку:

rtoz(S[1,1])

Для этой кривой мы добавляем новый маркер, отмечаем и перетаскиваем к частоте 2GHz. Можно правой клавишей мышки в поле текста маркера открыть количество нотаций, установив в «**real / imaginary**». Это даёт в результате следующее последовательное соединение для входного импеданса:

44.7Ω + j20.7Ω



10.5. Определение действительной и мнимой частей входного импеданса как параллельного соединения при использовании Admittance Smith Chart

Задача:

Показать S11 на Admittance Smith Chart.

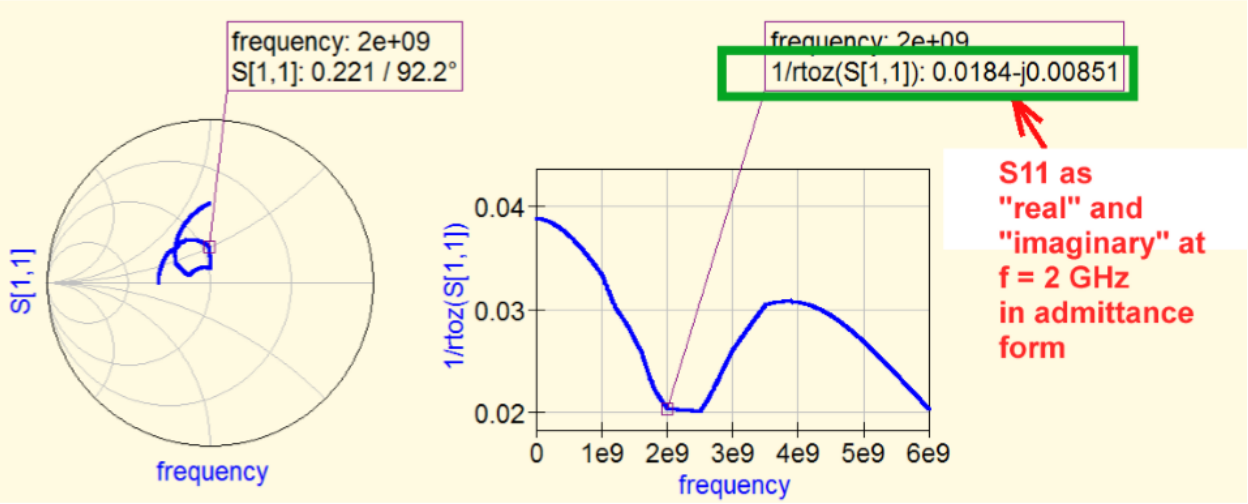
Отметить точку S11 на f = 2 GHz маркером частоты.

Определить действительную и мнимую части значений входного импеданса.

Решение:

Вначале используем Admittance Smith Chart, чтобы показать кривую S11. Затем добавим маркер частоты с инструментальной панели, чтобы отметить частоту f = 2 GHz.

На новой диаграмме Cartesian введём **1/rtoz(S[1,1])** как Graph Properties для расчёта входного импеданса:



В правой части графика находим:

Входной импеданс может рассматриваться как параллельное соединение резистора и индуктивности. Составляющие

real part = 0.0184 Siemens (= 54.34 Ω)

и

imaginary part = inductive admittance
= -j0.00851 Siemens = 117.5 Ω

Эти значения эквивалентны индуктивности 9.3 nH на частоте f = 2 GHz.

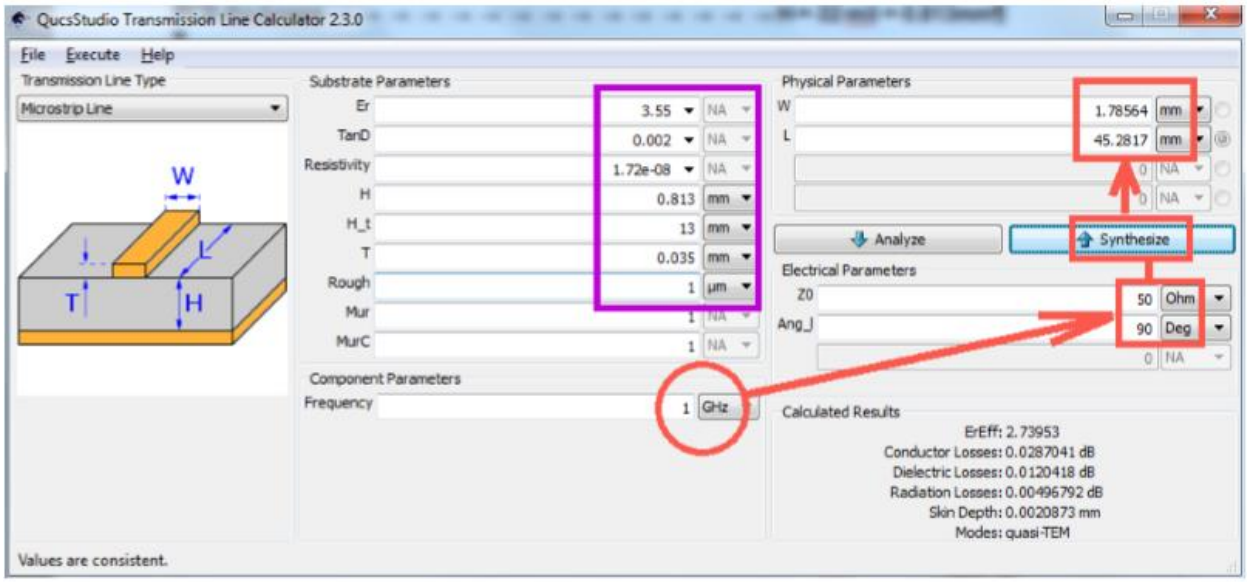
Пожалуйста, проверьте эту процедуру…

11. Микрополосковые линии

В системах коммуникаций нам нужно правильно передавать сигнал по кабелям и линиям с точным характеристическим импедансом Z = 50Ω. На плате эти линии реализуются в виде «микрополосков». Это означает, что нижняя часть печатной платы полностью покрыта фольгой. На верхней части создаются небольшие полоски (вместе с подложкой платы и плоским медным дном) нужной передаточной линии. Характеристический импеданс – это функция ширины линии, толщины и диэлектрической постоянной подложки печатной платы. Отношения эти сложны, и хороший «калькулятор линий» сделает для вас эту работу наилучшим образом. В qucsstudio есть такой «калькулятор линий» в меню «Tools».

Обычно я использую великолепный и недорогой материал PCB (печатной платы) «RO4003», выпускаемый Rogers. Вот свойства этого материала:

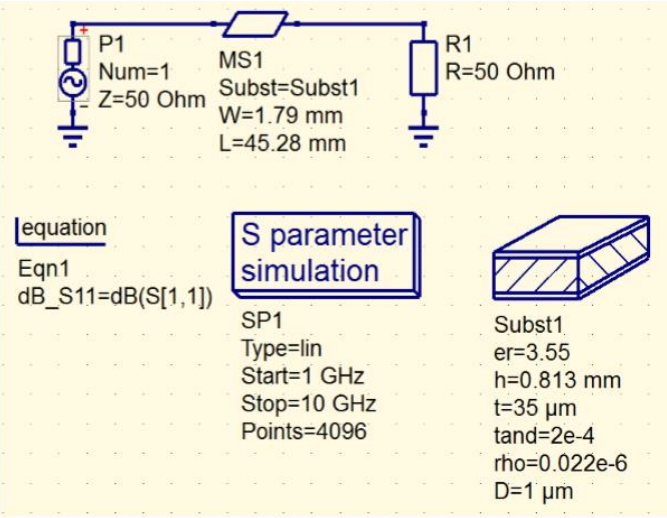
Dielectric constant	**Er = 3.55**
Tangent loss	**TAND = 0.002**
Copper resistivity	**1.72e-8**
PCB thickness	**H = 32 mil = 0.813mm**
Distance to the upper case cover	**H_t = 13mm**
Metal coating	**copper with thickness = 0.035mm**
Roughness of the copper plating	**Rough = 1µm**



Вначале переключите калькулятор на «**Micro strip Line**». Затем введите свойства линии в розовый прямоугольник, как это показано выше. Введите **нужную частоту 1 GHz**, следом за **электрической длиной (= angle, угол) 90 градусов и Zo равным 50Ω**. Щёлкните по «**Synthesize**» и вы получите размеры:

Width	**W = 1.79 mm**
Length for 90 degrees at 1 GHz	**L = 45.28 mm**

Теперь не мешало бы проверить точность разработки. Подключите порт (= Power source, источник мощности) к входу линии и нагрузите конец линии резистором 50Ω. Затем симулируйте S11 (линейный и в dB).

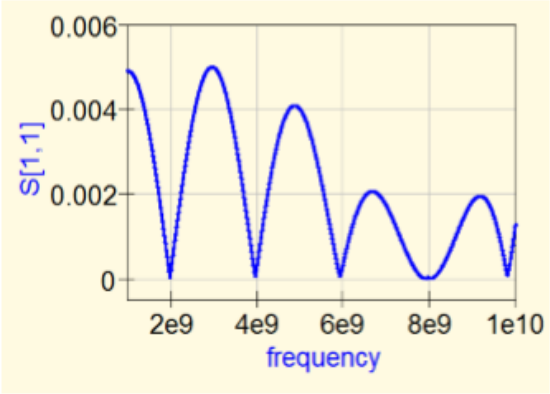


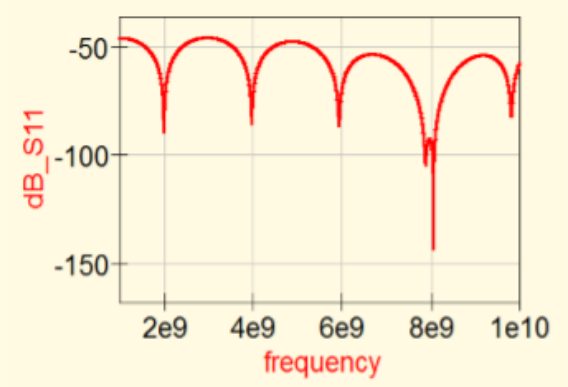
Вам понадобится **символ «microstrip MS1»** и **символ «Substrate Subst1»** из **«components / transmission lines».**

Введите все свойства линии и подложки, как показано на рисунке.

Запишите уравнение для расчёта S11 в dB.

Результат симуляции выглядит и впрямь хорошо. В представлении линии через S11 (левая картинка) мы найдём значения менее 0.5% вплоть до 10 GHz.





12. Практический проект: MMIC широкополосный усилитель вплоть до 3 GHz

12.1. Touchstone файлы (S2P Files)

Каждый производитель полупроводников предлагает такие файлы для каждого произведённого компонента. Это набор свойств элементов, измеренный с помощью векторного анализатора в данной рабочей точке.

MMIC означает «**Monolithic Microwave Integrated Circuit**, монлитная СВЧ интегральная схема» = полностью готовому усилителю СВЧ в микросхеме. Это **Two port** с входом и выходом – так что, вы получаете четыре S-параметра в вашем Touchstone файле: в диапазоне

S11 / S21 / S12 / S22

для увеличивающейся частоты.

Вот пример для ABA52563. Вы найдёте этот список в конце справки (datasheet) по ABA52563, и вы должны скопировать и вставить этот список в новый файл в вашем текстовом редакторе. Удалите все ненужные детали, чтобы получить точно такую форму, и сохраните файл в новом проекте («**MMIC_3GHz**») как «**ABA52563.S2P**».

```
!     ABA-52563 S PARAMETERS
# ghz s ma r 50
0.05  0.01  146.6        12.10 -2.6        0.03 0.3        0.15 -2.4
0.10  0.01  134.0        12.11 -4.8        0.03 -0.3       0.15 -5.1
0.20  0.01  -40.6        12.16 -9.6        0.03 0.1        0.15 -9.6
0.30  0.01  -53.2        12.19 -14.5       0.03 1.2        0.15 -13.0
0.40  0.02  -56.7        12.19 -19.5       0.03 2.4        0.14 -15.7
0.50  0.03  -141.5       12.26 -24.8       0.03 1.0        0.15 -15.7
0.60  0.03  -128.1       12.24 -29.8       0.03 3.1        0.15 -17.6
0.70  0.04  -127.5       12.21 -34.9       0.03 4.3        0.15 -20.3
0.80  0.04  -126.7       12.18 -39.8       0.03 6.1        0.15 -22.5
0.90  0.05  -123.9       12.16 -44.7       0.03 7.4        0.15 -24.2
1.00  0.05  -125.0       12.13 -49.7       0.03 11.7       0.15 -26.4
1.20  0.05  -123.4       12.10 -59.6       0.03 10.8       0.15 -29.4
1.40  0.06  -127.4       12.05 -69.4       0.03 12.4       0.15 -32.4
1.60  0.06  -133.8       12.04 -79.6       0.03 13.0       0.15 -35.3
1.80  0.06  -136.7       12.00 -89.8       0.04 14.7       0.15 -37.8
2.00  0.07  -142.5       11.94 -100.4      0.03 14.3       0.15 -38.3
2.20  0.07  -143.9       11.87 -111.2      0.04 16.7       0.15 -37.8
2.40  0.08  -146.1       11.75 -121.9      0.04 16.2       0.15 -37.3
2.60  0.09  -148.4       11.56 -133.2      0.04 17.3       0.14 -36.9
2.80  0.09  -149.5       11.33 -144.5      0.04 15.6       0.14 -36.4
3.00  0.10  -152.7       10.95 -156.1      0.04 15.8       0.13 -35.9
3.20  0.10  -158.7       10.51 -167.5      0.04 15.6       0.13 -35.4
3.40  0.11  -163.2       9.97 -178.7       0.04 15.5       0.13 -34.9
3.50  0.11  -167.6       9.67 175.9        0.05 16.0       0.13 -34.6
4.00  0.12  165.9        8.25 150.6        0.05 12.0       0.13 -33.4
4.50  0.16  138.3        6.98 126.3        0.05 12.7       0.14 -37.1
 5.00  0.19  122.8       5.71 105.0        0.06 9.5        0.12 -48.4
5.50  0.25  112.3        4.85 86.7         0.07 6.0        0.12 -63.0
6.00  0.30  99.3         4.14 70.4         0.07 1.0        0.11 -83.5
```

Детали:

a) Строки, начинающиеся с «!», это комментарии, которые будут игнорироваться.
b) В строках, начинающихся с «#», вы найдёте информацию о деталях параметров:

ghz s m a r 50

«**ghz**» означает: все строки в следующей таблице начинаются с частоты со значением в GHz.

«**m**» и «**a**» говорят, что каждый параметр задан как «magnitude, величина» и «angle, угол».

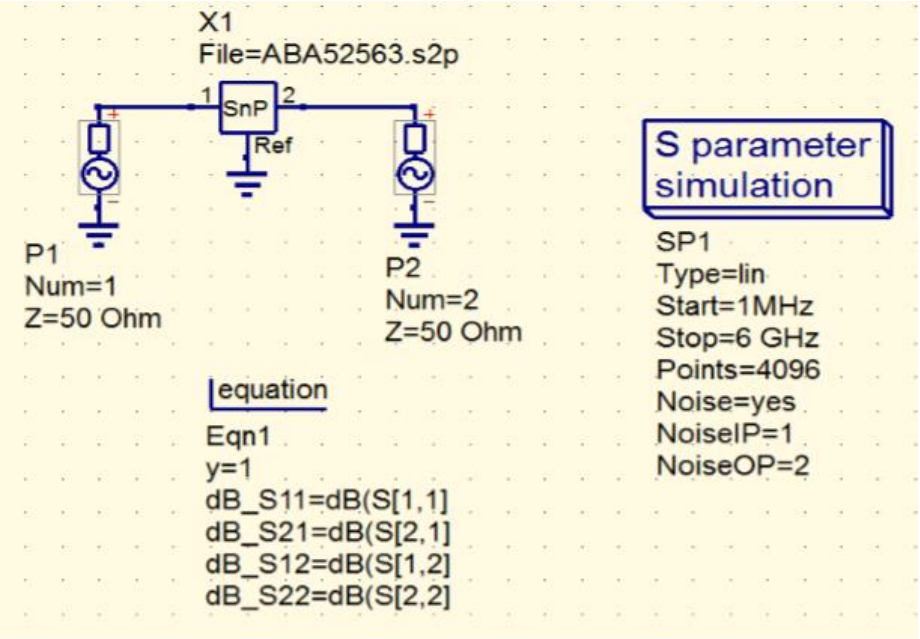
«**r 50**» говорит вам, что вы работаете с реальным характеристическим импедансом 50 Ohms. Диапазон параметров слева-направо в таблице – это

S11 S21 S12 S22

==========

12.2. Симуляция S-параметров для ABA52563 вплоть до 6 GHz

Вам нужна схема:



a) **Порты P1 и P2** могут быть найдены как «**power sources**» в «**components / sources**».
b) **Two Port X1** здесь как «**S parameter file**» из « **components / devices**».
c) «**S parameter simulation**» находится в «**components / simulations**».
d) А для расчётов dB нам понадобится вновь хорошо известное уравнение.

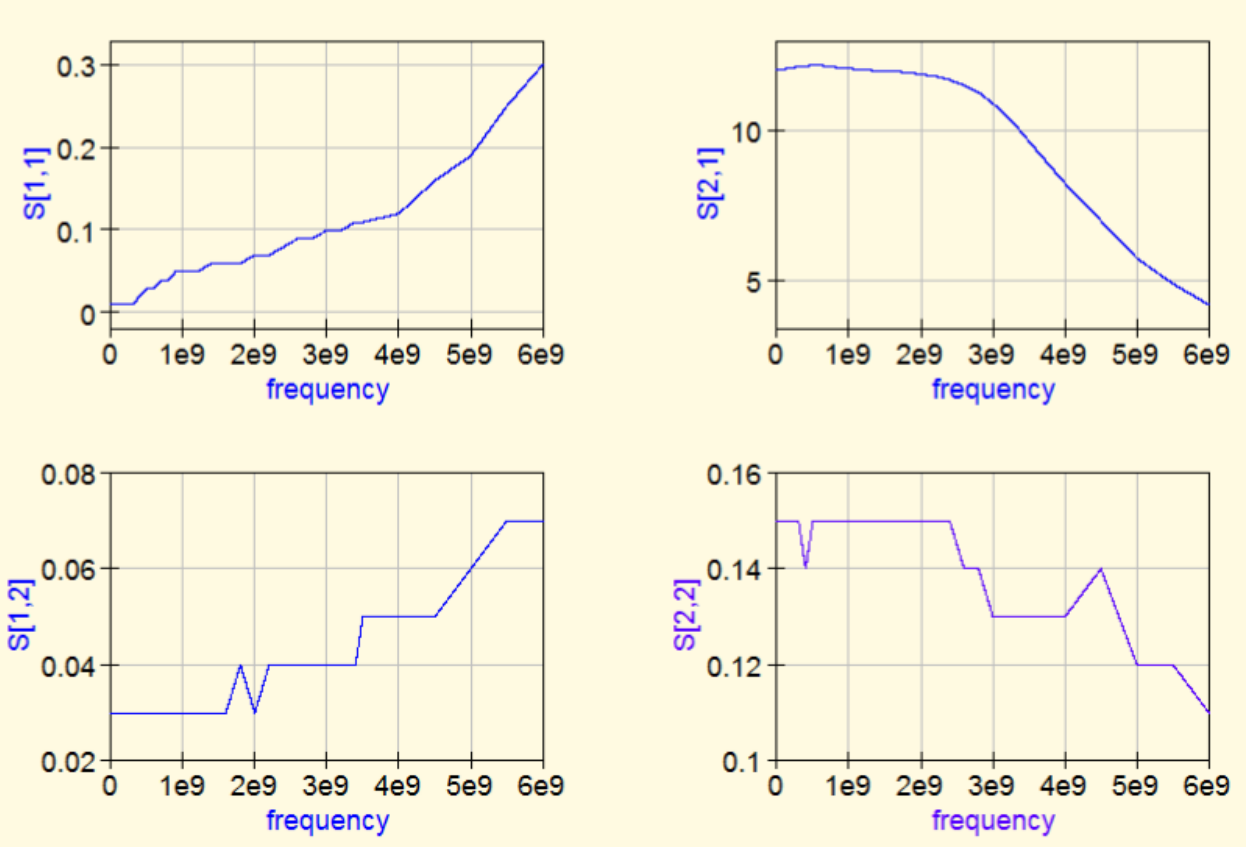
Щёлкните правой клавишей мышки по символу X1, чтобы отредактировать свойства. Затем введите имя вашего подготовленного «**ABA52563.S2P**» файла S-параметров.

Симулируйте, используя развёртку от 1 MHz до 6 GHz и 4096 точек.

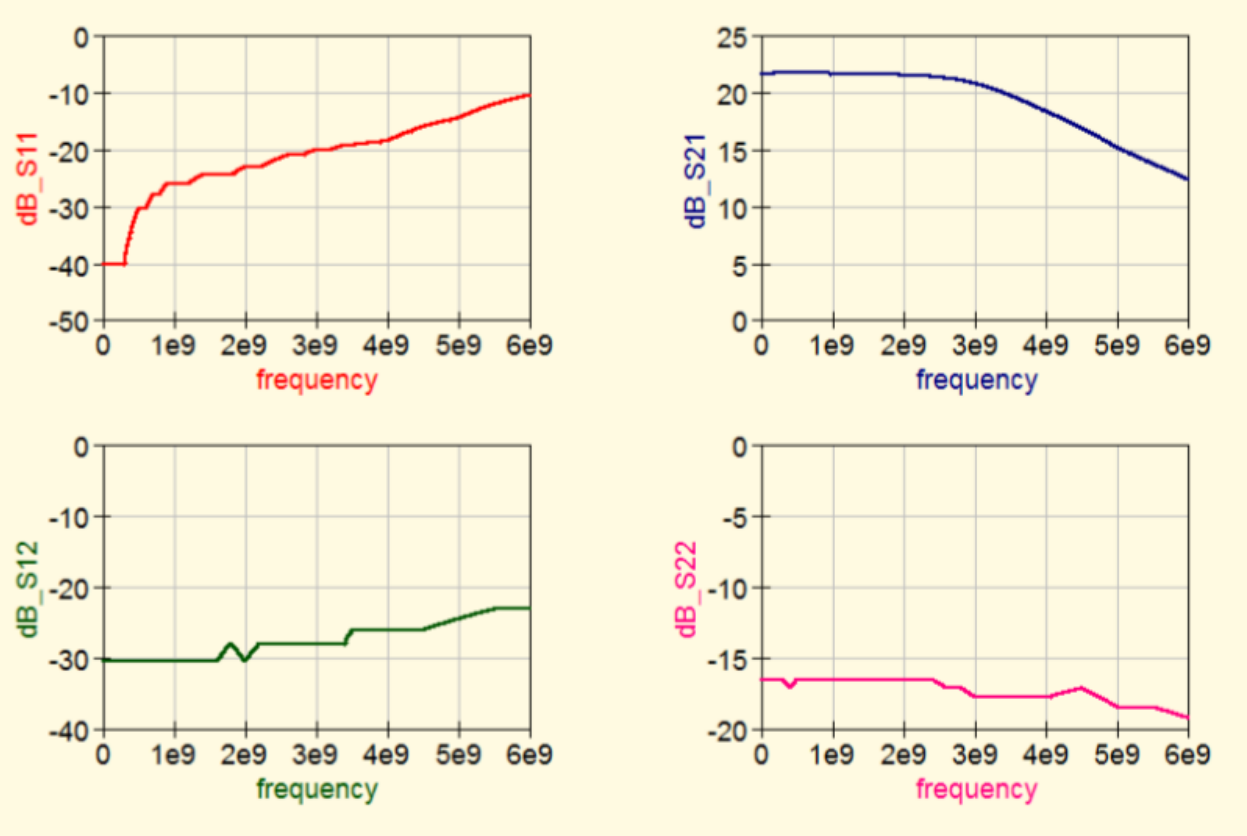
frequency	S[1,1]	S[1,2]	S[2,1]	S[2,2]
1e6	0.01 / 159°	0.03 / 0.888°	12.1 / -0.444°	0.15 / 0.246°
2.46e6	0.01 / 159°	0.03 / 0.87°	12.1 / -0.508°	0.15 / 0.167°
3.93e6	0.01 / 158°	0.03 / 0.853°	12.1 / -0.573°	0.15 / 0.0878°
5.39e6	0.01 / 158°	0.03 / 0.835°	12.1 / -0.637°	0.15 / 0.00868°
6.86e6	0.01 / 157°	0.03 / 0.818°	12.1 / -0.702°	0.15 / -0.0704°
8.32e6	0.01 / 157°	0.03 / 0.8°	12.1 / -0.766°	0.15 / -0.15°
9.79e6	0.01 / 157°	0.03 / 0.783°	12.1 / -0.831°	0.15 / -0.229°
1.13e7	0.01 / 156°	0.03 / 0.765°	12.1 / -0.895°	0.15 / -0.308°
1.27e7	0.01 / 156°	0.03 / 0.747°	12.1 / -0.96°	0.15 / -0.387°
1.42e7	0.01 / 156°	0.03 / 0.73°	12.1 / -1.02°	0.15 / -0.466°
1.56e7	0.01 / 155°	0.03 / 0.712°	12.1 / -1.09°	0.15 / -0.545°
1.71e7	0.01 / 155°	0.03 / 0.695°	12.1 / -1.15°	0.15 / -0.624°

Первая задача – это свести четыре S-параметра в таблицу.

Затем, используя четыре диаграммы Cartesian с линейной вертикальной осью, вывести эти четыре S-параметра.



Но очень важно для практических целей работать с **представлением S-параметров в dB**:



Важно:

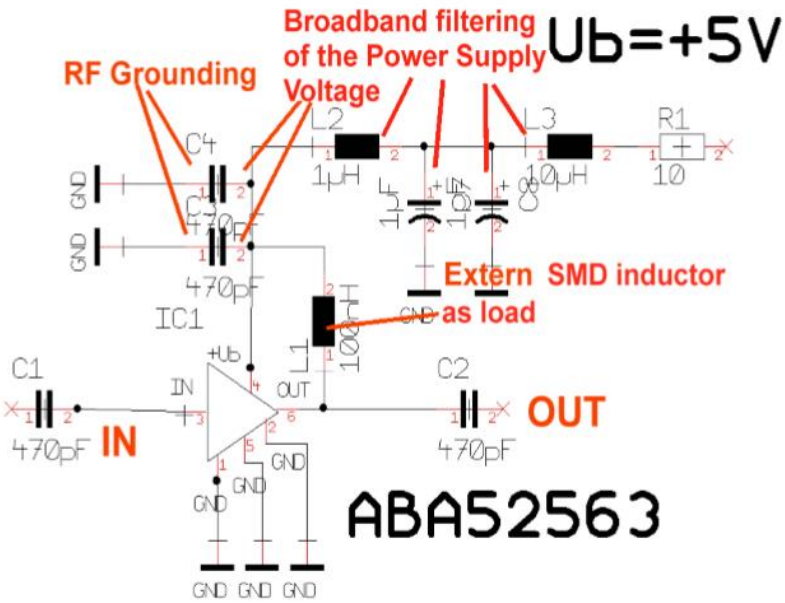
Усиление (представленное S21) почти постоянно вплоть до 3 GHz.

Входное отражение (представленное S11) вплоть до 3 GHz меньше, чем -20 dB, а, значит, входное сопротивление не далеко от 50Ω в этом диапазоне.

Обратная связь (представленная S12) также меньше, чем -20 dB вплоть до 6 GHz. Так что, есть надежда, что самовозбуждения не будет.

Только **выходное отражение** S22 даёт небольшое основание для беспокойства, поскольку значение лежит только между -15 и -19 dB.

12.3. Проверка полной практической схемы усилителя

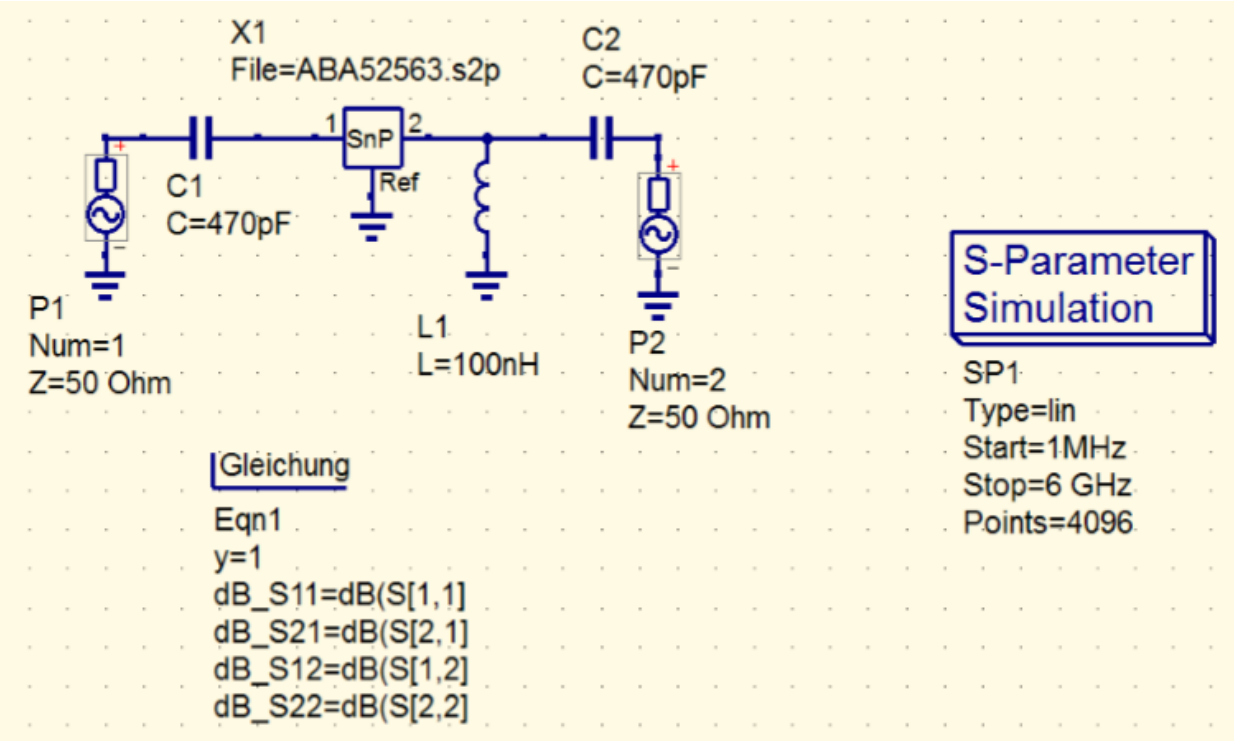


Практическая схема для PCB на вид сильно отличается от схемы симуляции.

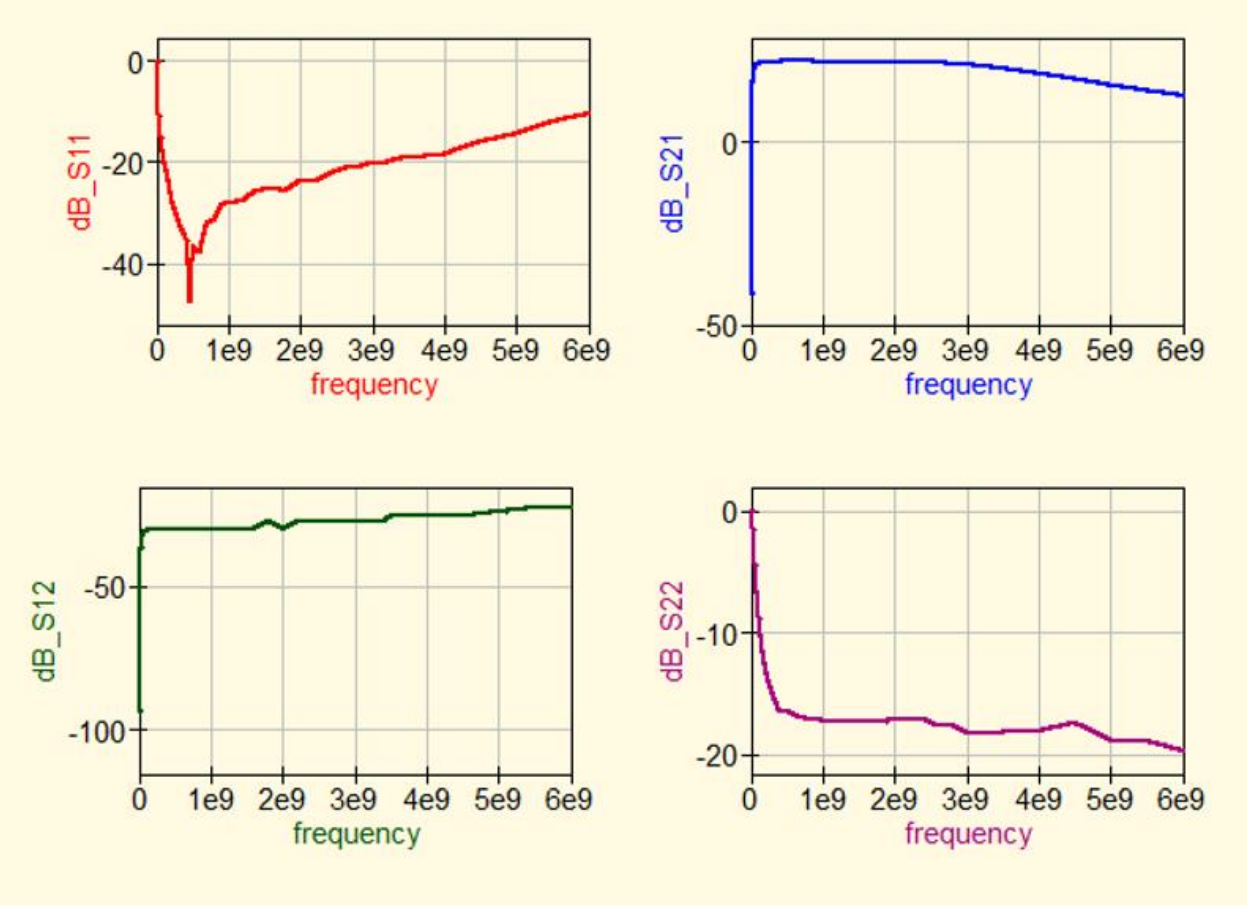
Но не беспокойтесь:
мы намерены объяснить все смущающие вас детали:

a) **Все конденсаторы со значениями выше 1 nF для радиочастот (RF) закорочены.**
b) **Также источник питания «заземлён» для RF.**
c) **Только катушки индуктивности и конденсаторы с малыми значениями должны приниматься во внимание при симуляции.**

Так что, вы можете теперь симулировать эту простую схему:



Вот S-параметры в dB:

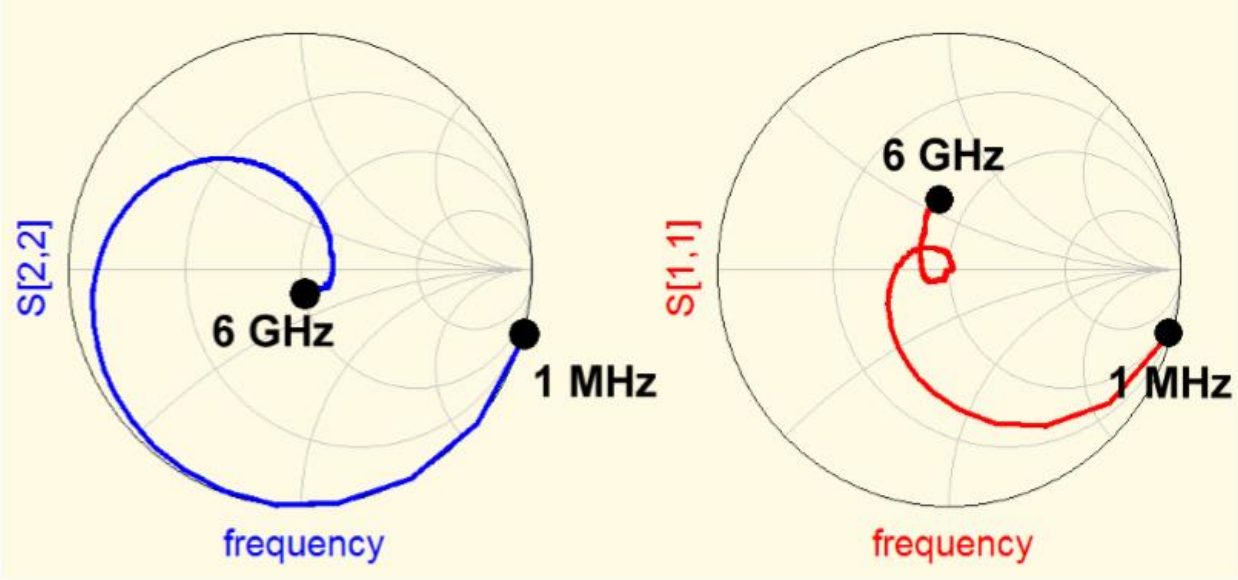


На очень низких частотах S21 уменьшается из-за уменьшения импеданса индуктивности L1 на выходе. Также S22 меняется схожим образом: в направлении «нуля Герц» мы получаем импеданс индуктивности равный нулю Ом – то есть, S22 показывает «полное отражение» со значением = «1» = «0 dB».

12.4. S11 и S22 для MMIC, представленные на диаграмме Смита

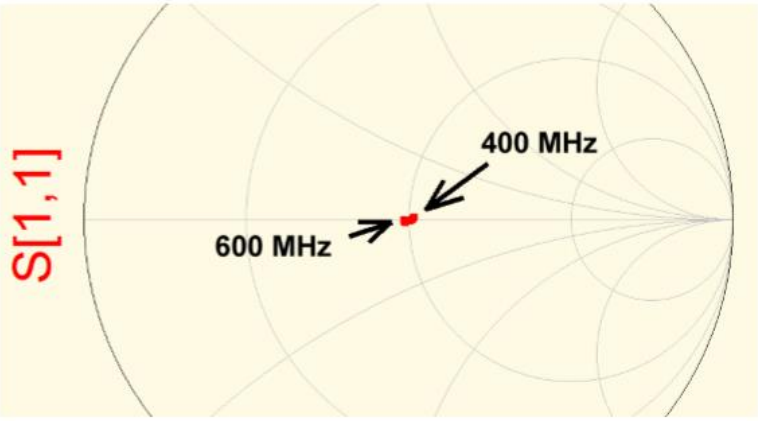
Без проблем: симулируйте и используйте диаграмму Смита, как дано в «**components / diagrams**». Откройте меню свойств и введите S11.

Повторите процедуру для S22. Используйте два разных цвета.



Примечания:

a) Все кривые поворачиваются по часовой стрелке с увеличением частоты.
b) Обе кривые начинаются близ точки «бесконечности» из-за увеличивающегося импеданса разделительных конденсаторов на входе и на выходе, когда частота уменьшается.
c) Для S22 кривая долго остаётся на окружности диаграммы Смита (= полное отражение), но меняет направление к нулю, из-за очень маленького импеданса 100 nH индуктивности на низких частотах.



S11 пересекает центр диаграммы Смита между 400 и 600 MHz (= прекрасное совпадение).

Чтобы рассмотреть детали, повторите развёртку для этого маленького диапазона частот.

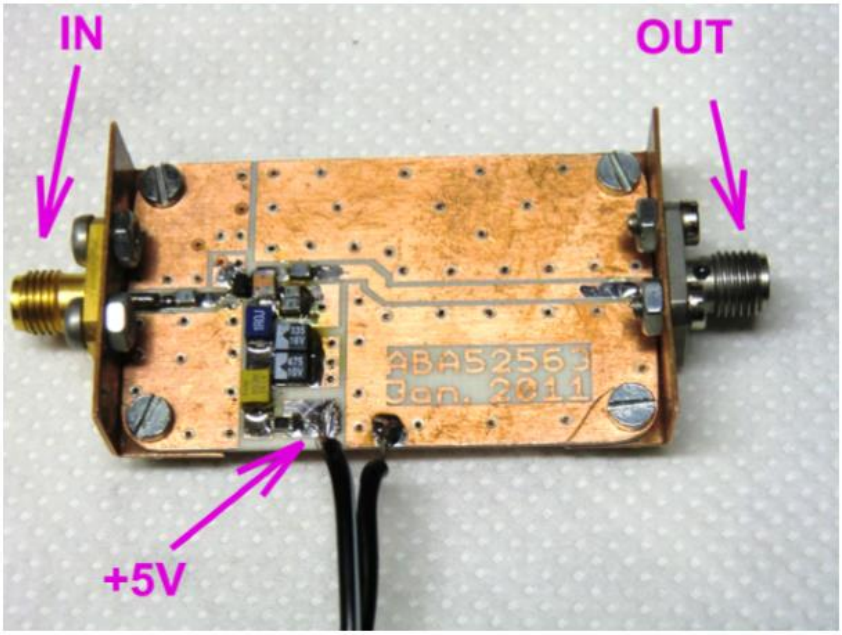
12.5. Усилитель в реальности

12.5.1. PCB (= Printed Circuit Board, печатная плата)

Есть только несколько, но обязательных правил для успешной разработки микроволновых схем на печатных платах:

a) Используйте хорошую RF подложку подобную Rogers RO4003 или 4350B.
b) Используйте двустороннюю печатную плату (PCB).
c) Нижняя часть всегда должна быть «заземлена».
d) Используйте микрополосковые линии или «копланарные волноводы» для вашего RF соединения на верхней стороне платы.
e) Если вам нужно «заземлить» какие-то элементы схемы, используйте столько проходных отверстий к нижней стороне, сколько нужно (…каждое отверстие – это маленький индуктор с растущим Z при росте частоты). Так что, множество отверстий в параллельном соединении уменьшает общую индуктивность.
f) Разделите вашу схему на «отдельные заземлённые островки», чтобы избежать самовозбуждения. Никогда не соединяйте входной островок с выходным островком…
g) Для самодельных отверстий используйте маленькие медные заклёпки (с диаметром 0.6...0.8 mm). Не используйте толстые провода вместо отверстий (= металлизированные отверстия)! Из-за поверхностного эффекта толстые провода скажут: «лимит исчерпан» для тока, – поскольку этот ток проходит только по поверхности провода, и если вы припаиваете этот провод в вашей схеме, путь для тока обрывается… Бедный ток должен искать другой (= в основном более длинный) путь с поверхности к заземлённой нижней части, что может стоить нескольких GHz вдруг дополнительно затухающих на несколько dB… или самовозбуждения, если есть фазовые сдвиги, вызванные индуктивными компонентами на новом пути…

Здесь вы можете видеть полный образец готовый к тестированию. Пожалуйста, обдумайте отверстия и заземлённые островки, и изоляцию входа от выхода, «заземлённые копланарные волноводы» от выхода усилителя к SMA разъёму…



SMA разъёмы прикручены к медным уголкам, внутренний контакт каждого SMA разъёма «лежит на микрополосковой линии» и соединяется с ней пайкой. Это даёт минимум отражений для первого теста и работает без каких-либо проблем до 8 GHz…

Когда всё ОК, тогда PCB убирается в фрезерованный алюминиевый корпус с крышкой. Питающее напряжение подаётся к схеме через SMB разъём.

Если кто-нибудь спросит: «Почему усилитель так смещён в сторону входа?».

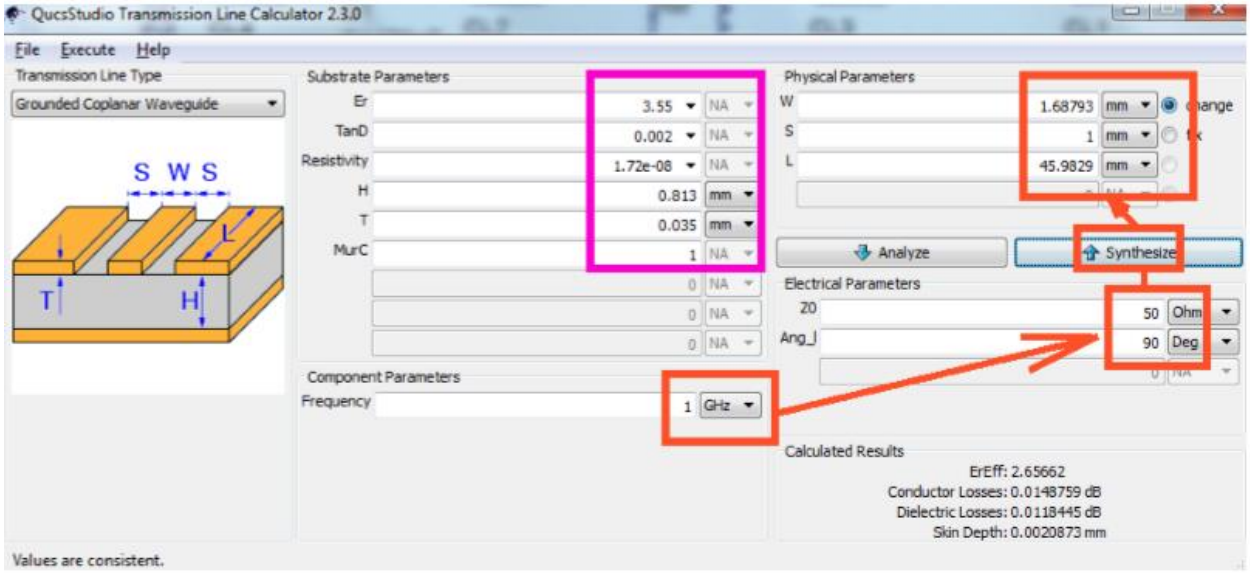
a) Входная микрополоска должна быть как можно короче, поскольку её затухание в dB увеличивает коэффициент шума (NF) каскада при том же значении.
b) Чтобы получить полное усиление более, чем в 40 dB, вы должны добавить идентичный усилительный каскад справа (S21 одного каскада порядка 21 dB).

12.5.2. Разработка «Заземлённого копланарного волновода»

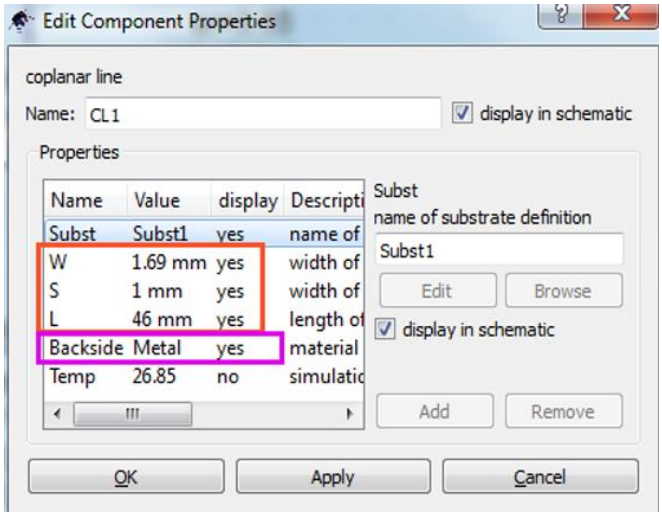
Нам всё ещё нужно завершить свойства симуляции для «заземлённого копланарного волновода» с Z = 50 Ω. Этот волновод начинается с входного разъёма, прерывается для входного разделительного конденсатора «разрывом»; другой разрыв для MMIC, а третий для выходного разделительного конденсатора. (…экранирование в плоскости основания слева и справа уменьшает чувствительность к нежелательным взаимодействиям или излучениям).

Откройте «**Tools**» и «**line calculation**», затем перейдите к «**Grounded Co planar Wave guide**». Вначале введите свойства подложки в розовой рамке, затем «1 GHz» для нужной частоты. Теперь введите ***Z = 50Ω*** и electrical length, электрическую длину **90 градусов** для линии. Перед тем, как нажать «Synthesize», введите «**Separation S = 1 mm**» для разрывов слева и справа от центрального проводника (отмечено верхней правой красной рамкой).

Результат симуляции – это центральная линия с шириной **1.69 mm**.



Не стесняйтесь протестировать результат короткой симуляцией. Подключите Microwave Port (микроволновый порт) к входу линии и нагрузите конец линии резистором 50Ω. Качание частоты задайте от 1 GHz до 6 GHz.

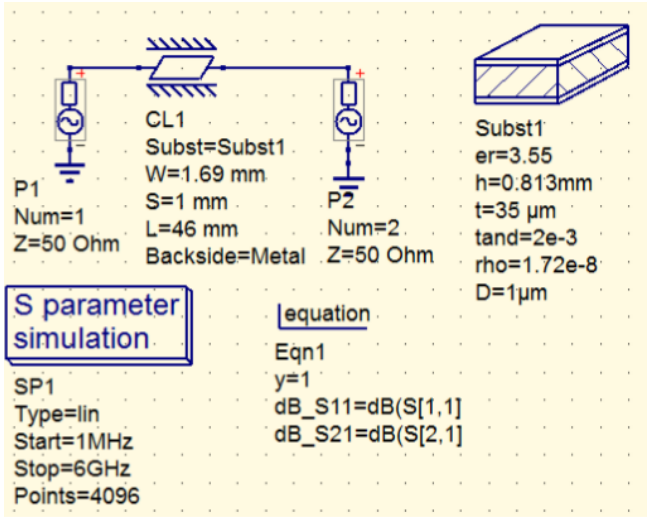


Обратитесь к «**Coplanar Line» в «Components / Transmission Lines».**

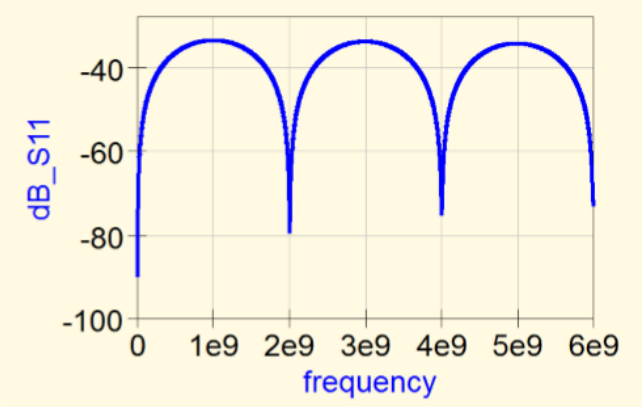
Но при редактировании свойств не забудьте ввести не только размеры линии и разделитель «S», но также задать

Backside Metal = yes

Сделайте все свойства видимыми.

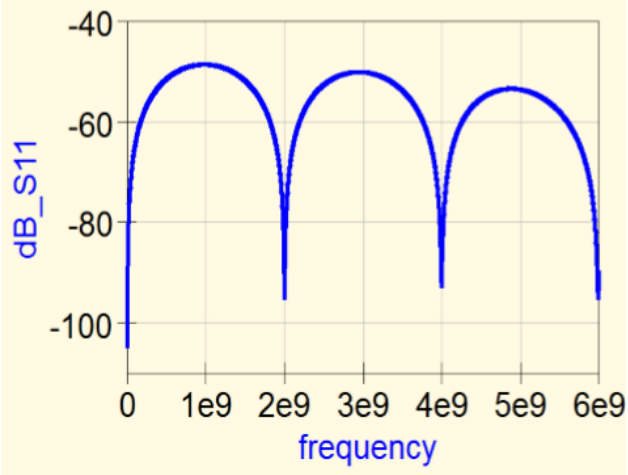


Это симуляция…



…а это результат для S11.

Не идеально – могло бы быть и лучше, поскольку S11 поднимается до -35 dB.



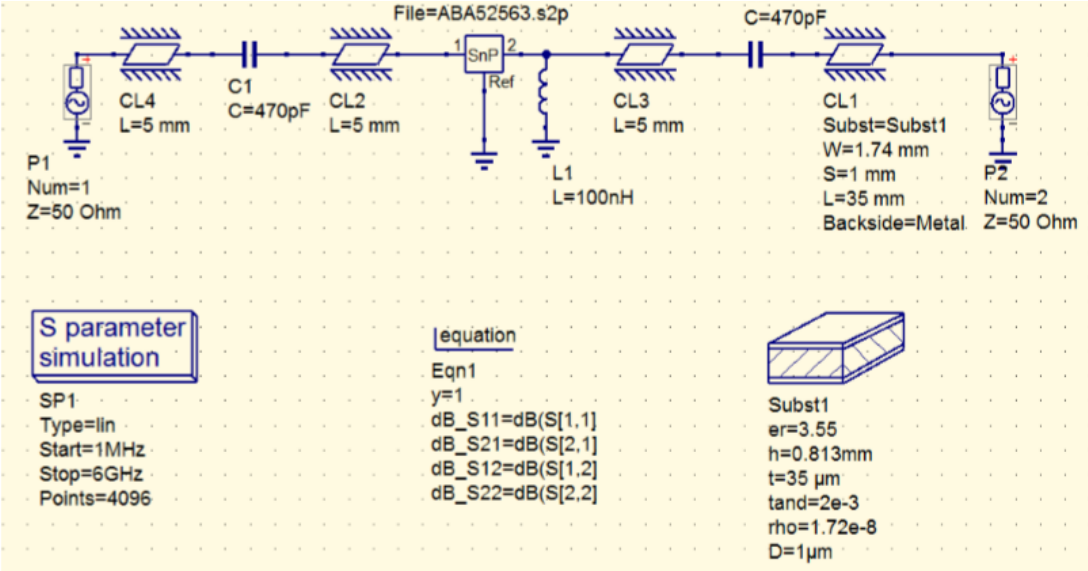
Но, если бы вы выбрали линию **1.74 mm вместо 1.69 mm**, вы достигли бы цели. S11 теперь меньше, чем -50 dB.

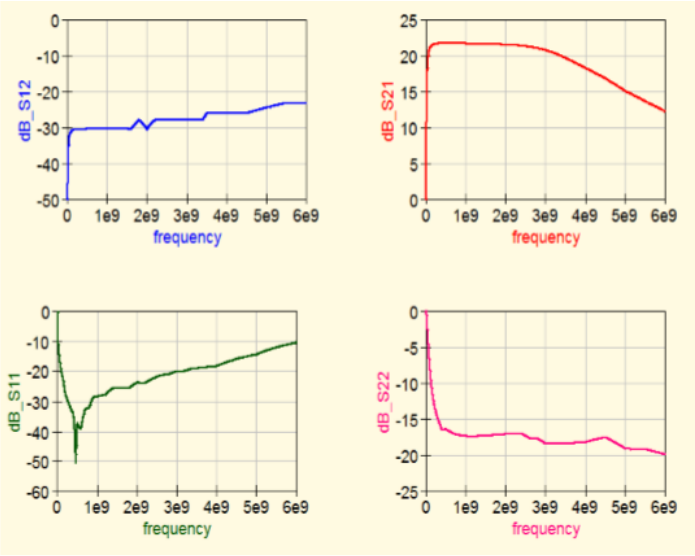
12.6. Полная схема

12.6.1. Симуляция S-параметров

Мы откроем схему для симуляции из главы 11.3 и сохраним её под новым именем. Затем должны быть вставлены четыре заземлённые копланарные волновода со следующей длиной:

a) **5 mm** от входа с SMA разъёмом до первого разделительного конденсатора 470 pF.
b) **5 mm** от этого конденсатора до входа MMIC.
c) **5 mm** от выхода MMIC до выходного разделительного конденсатора 470 pF.
d) **35 mm** от конденсатора до выходного SMA разъёма.





Используйте все линии и значение данных подложки из последней главы.

Затем симулируйте в диапазоне 1 MHz – 6 GHz.

Результат: нет отличий от последней симуляции.

12.6.2. Фактор стабильности Роллета «k»

Очень важное свойство усилителя – устойчивость против самовозбуждения. Эта проверка может быть сделана вычислением «фактора стабильности Роллета» из S-параметров схемы. Это немного сложнее, но наш компьютер справляется с этой работой.

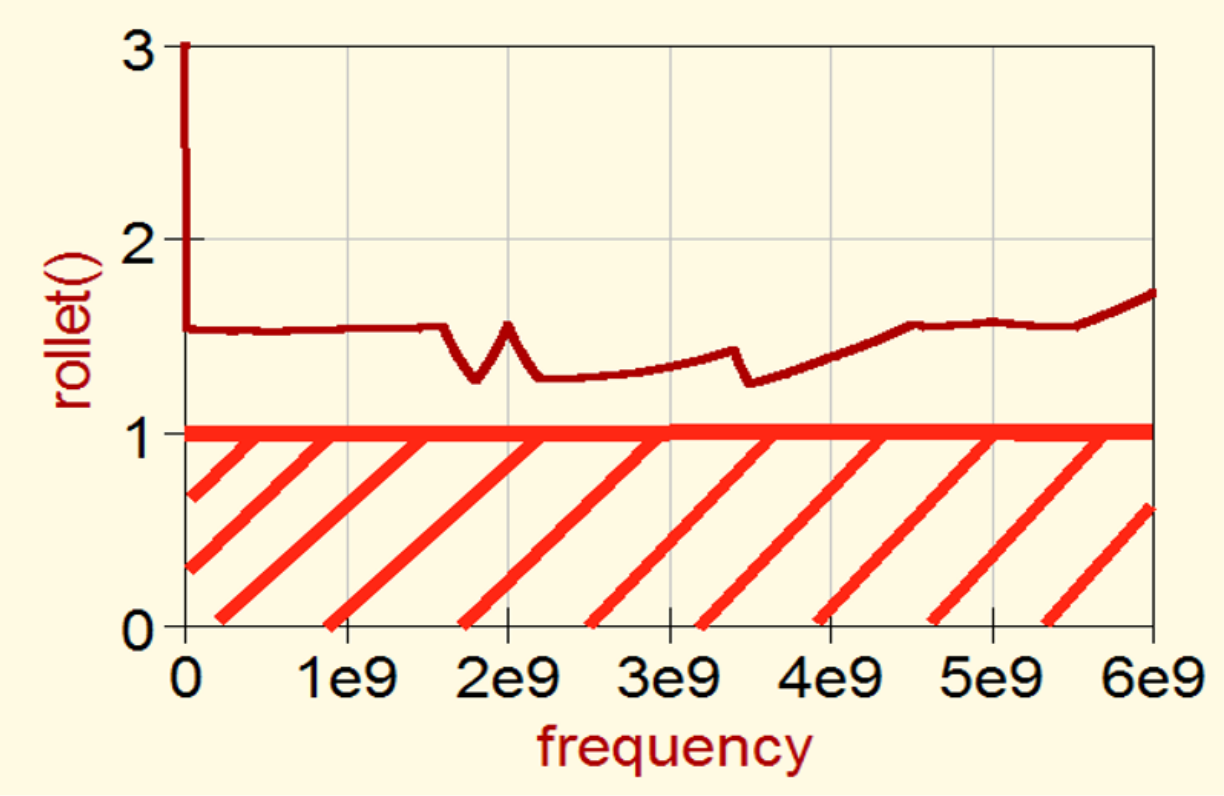
Вот простое правило:

Этот фактор стабильности «k» должен всегда (в любом случае и на каждой частоте) быть больше единицы, чтобы избежать самовозбуждения!

Так что, запустите симуляцию, откройте диаграмму Cartesian и введите в качестве свойства:

«rollet()»

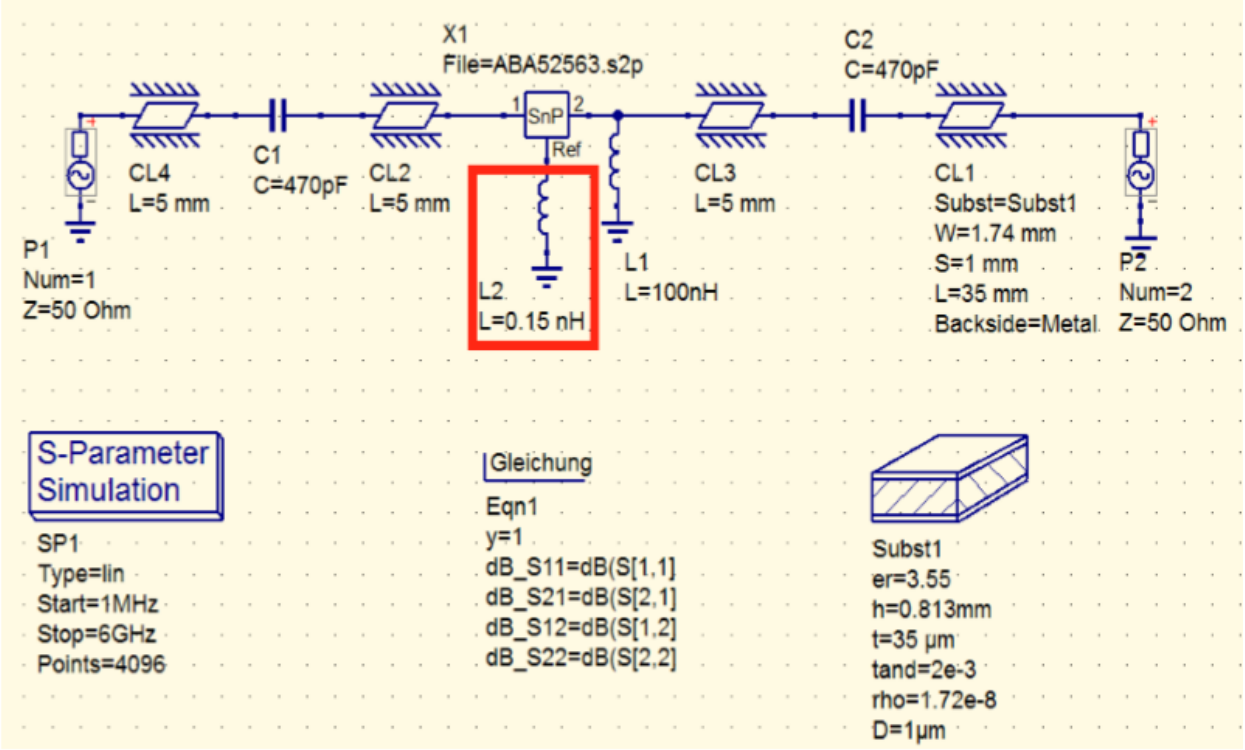
После того, как нажмёте «Apply», вы получите диаграмму (рисунок ниже) и увидите, что всё «OK» вплоть до 6 GHz (= k всегда больше 1).

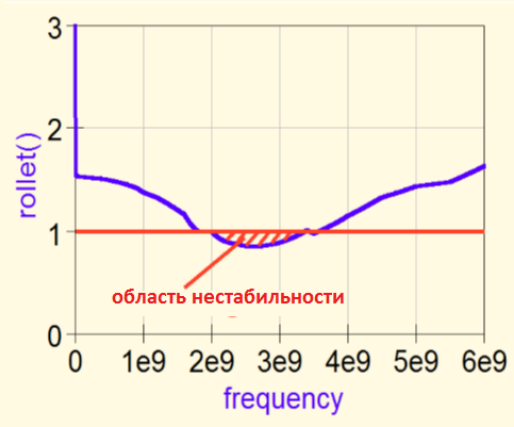


Обычно причиной для самовозбуждения служит соединение «Ref»-точки MMIC с землёй чрез набор отверстий,

если эти соединения не реализованы в согласии с принципом «так много отверстий, как только можно», k будет снижаться ниже 1…

Используйте симуляцию для 7 использованных отверстий в параллель. Каждое отверстие эквивалентно индуктивности около 1nH для толщины платы 1 mm. Так что, полное параллельное соединение отверстий имеет индуктивность **L = 0.15 nH**.





Так говорит симуляция… и первый собранный прототип возбуждался на 2.2 GHz.

Проблема была устранена увеличением количества отверстий на каждой стороне MMIC.

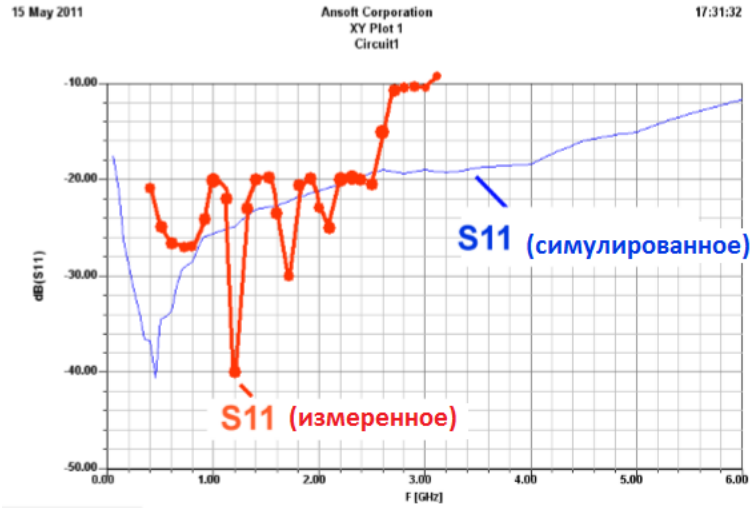
Ещё больше информации и точного знания о критичных значениях импеданса на входе и выходе вы получите при симуляции и анализе «Stability Circles».

Мы займёмся этим в следующем проекте.

12.6.3. Момент истины: что говорит векторный анализатор?

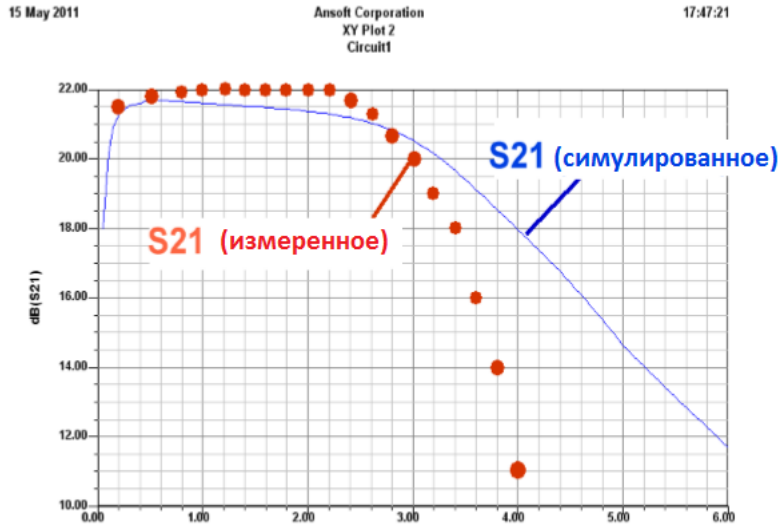
Эта глава часть опубликованной статьи в немецком журнале «UKW Berichte». Симуляция была сделана с помощью свободной программы «Ansoft Designer SV».

Начнём с S11:



До 2.5 GHz симуляция и измерение совпадают.

Нужная спецификация (меньше, чем -10 dB) достигается в этом диапазоне.



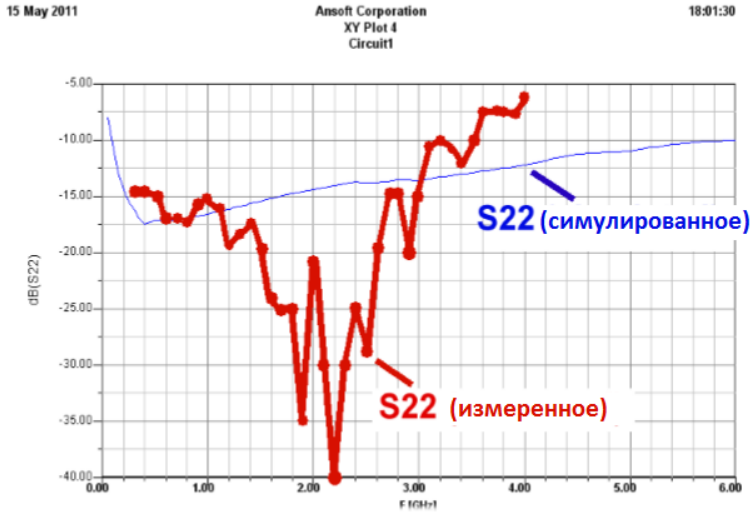
S21 показывает отклонение симуляции из-за собственного резонанса индуктивности на выходе MMIC в 100 nH на частоте 2.2 GHz.

Для более высоких частот эта индуктивность является только простым конденсатором с уменьшающимся импедансом.

Значение индуктивности должно быть в этом случае уменьшено, но это автоматически увеличивает нижнюю частоту среза.

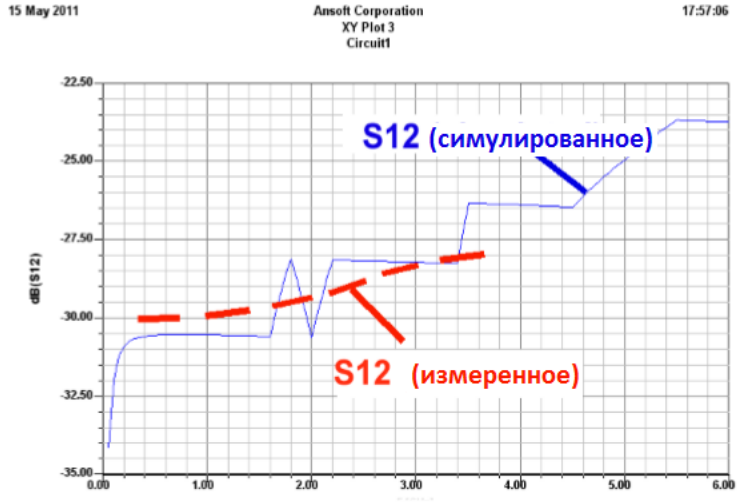
Измеренная нижняя частота среза (= угловой частоте) была f = 44 MHz для спада усиления -3dB.

А теперь выходное отражение **S22**:



Очень хорошо и удобно…

Последний параметр «**S12**» также ОК:



Это было оно!

Теперь печатная плата готова к производству. И алюминиевый корпус не скажется на измеренных свойствах.

13. Малошумящий усилитель для 1 GHz…1,7 GHz

(с максимальным коэффициентом шума 0,4 dB)

13.1. Обзор

Развитие интегрированных микроволновых усилителей (MMIC) постоянно улучшает их свойства. Сегодня конструкции LNA очень интересны в отношении их преимуществ:

Вход и выход всегда совпадают с 50Ω - эксплуатация.

Коэффициент шума NF сейчас опустился ниже 0.5dB в 50Ω системах.

Усиление одного каскада, как правило, S21 = около 20dB на частоте 2 GHz.

Необходим только минимум дополнительных внешних элементов.

Но вы также должны знать трудности и проблемы:

Эти SMD очень малы (= корпус 2mm x 2mm, но с 8 выводами = 4 на двух противоположных сторонах плюс небольшой внешний заземляющий вывод в центре на нижней стороне). Так что, разработка печатной платы и пайка потребуют усилий и внимательности.

Используются только SMD 0603 элементы (или меньших версий).

Транзит частоты между тем поднят вплоть до 10 GHz или более. Так что, стабильность разработки очень важный момент.

Чтобы достигнуть значения высокой транзитной частоты 10 GHz вам нужно высокое потребление тока в каждом каскаде (обычно 50 mA), и вы должны стабилизировать его.

Толщина печатной платы должна быть уменьшена до 0.25mm, чтобы избежать режима нежелательного распространения для сигналов, проходящих по плате. Дополнительно множество отверстий должно быть использовано для заземления, чтобы избежать самовозбуждения. Эти отверстия не могут реализовываться путём поточного серебрения плат.

Эти усилители будут использоваться в 23 cm диапазоне (= около 1300 MHz) и для приема сигналов спутников погоды Метеосат на 1691 МГц. Таким образом, следующие свойства определены в частотном диапазоне от 1 до 2 GHz:

Коэффициент шума: **максимум 0,4 dB**

Усиление (S21): **около 20 dB**

Абсолютная стабильность (k выше 1 вплоть до 10 GHz)

Компоненту Agilent Avago «MGA-635P8» удаётся удовлетворить этим спецификациям.

13.2. Начиная с приложения, найденного в информационной справке

Взглянем на информационную справку и два примечания к приложению, найденному в Интернете. Здесь вы найдёте примеры приложения для 2500 MHz и 3500 MHz, используя те же основные схемы и тот же макет с необходимыми модификациями [1] [2] [3].

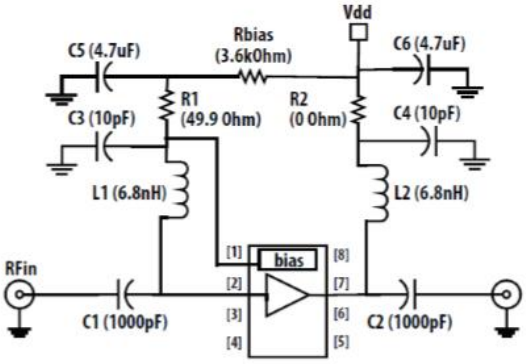


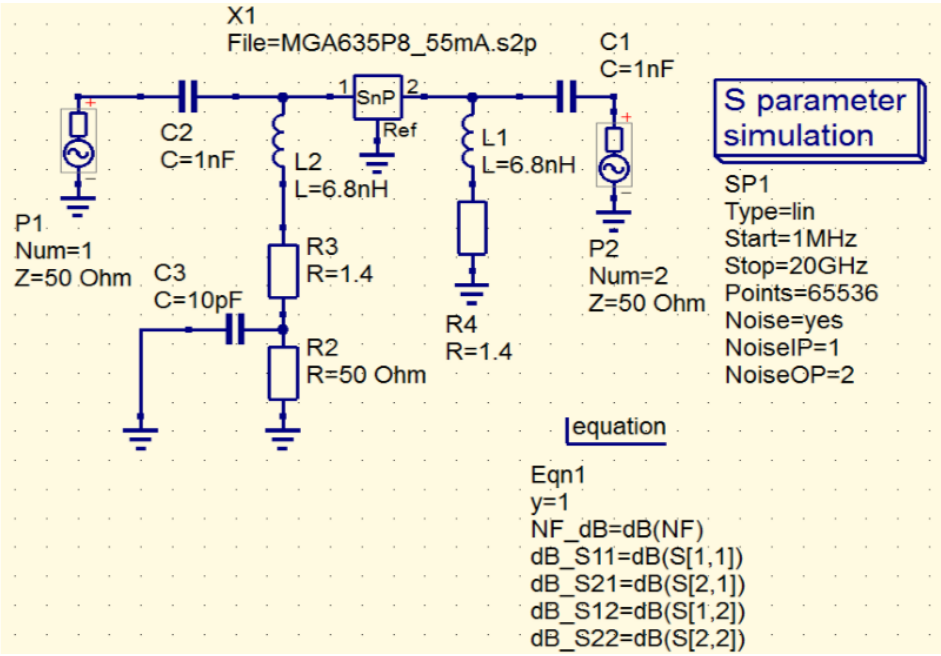
Figure 6. Demo Board Schematic Diagram

Это схема.

Схема работает от напряжения Vdd = +5 V и содержит в MMIC корпусе GaAs pHEMT каскодный усилитель. Вывод 1 – это вывод смещения и с Rbias = 3,6 kΩ устанавливается правильная рабочая точка (I = 55 mA).

Большая проблема HEMT элементов в нестабильности на низких частотах = проблеме самовозбуждения. Это можно скорректировать простым приёмом: резистор R1 всё более и более активен на выводе 2 для низких частот, поскольку импеданс L1 уменьшается, а импеданс C3 увеличивается с уменьшением частоты.

Так что, тенденция к самовозбуждению уменьшается и подавляется. Дополнительно небольшая индуктивность L2 (6.8 nH) уменьшает усиление с уменьшением частоты. Резистор R2 со значением в нуль Ом игнорируется, а затем схема симулируется.

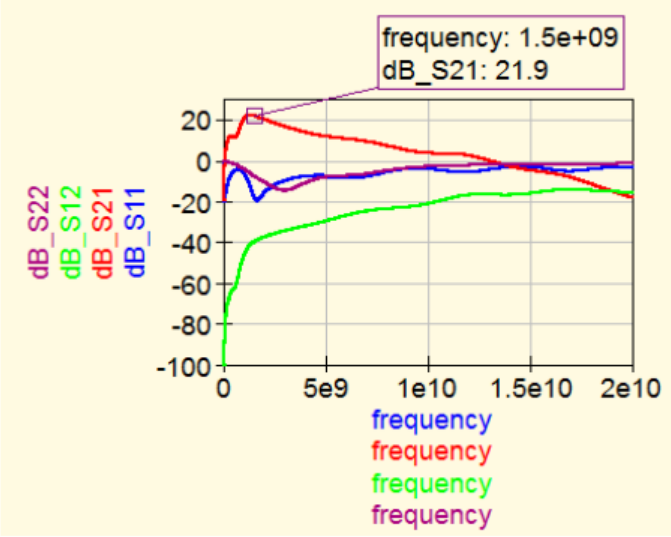


Файл S-параметров «**MGA635P8_55mA.S2P**» есть на домашней странице **Agilent Avago**. Скопируйте его в новую папку для этого проекта. Индуктивности L1 и L2 (6.8 nH) используются в SMD 0805 версии с добротностью Q = 30 на 1 GHz. Потери представлены при симуляции последовательно включённым резистором 1.4 Ω.

Преобразование S-параметров к dB-представлению выполнено следующими уравнениями:

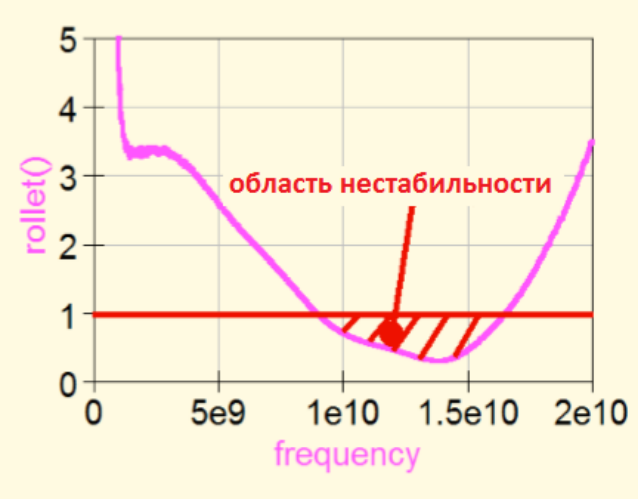
dB_S11=dB(S[1,1])
dB_S21=dB(S[2,1])
dB_S12=dB(S[1,2])
dB_S22=dB(S[2,2])

а расчёт коэффициента шума уже сделан.



Диапазон симуляции 1 MHz – 20 GHz (…поскольку это наивысшая частота в файле S-параметров).

Это набор S-параметров схемы. Маркер установлен на 1.5 GHz и показывает усиление **S21 = 21.9 dB**.

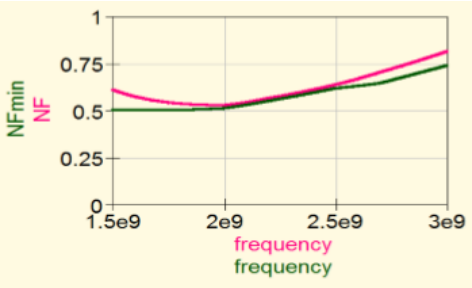


Также стабильность проверена до GHz.

Но инженер-разработчик в Avago был не очень внимателен: он игнорировал проверку частотного диапазона выше 8 GHz, так что мы нашли область нестабильности между 8 и17 GHz...

```
! Noise Parameters
! Freq     FMIN     GAMMA OPT     Rn @
! (Hz)    (dB)    Mag      Ang   50 Ohm
1.900      0.40     0.200      95.5      0.0482
2.000      0.42     0.206      96.4      0.0552
2.200      0.49     0.205     113.2      0.0456
2.500      0.58     0.216     128.8      0.0472
2.700      0.62     0.214     163.5      0.038
3.300      0.82     0.292     172.7      0.038
3.500      0.77     0.289     174.7      0.0426
```

Файл S-параметров содержит также информацию для симуляции минимального и фактического коэффициента шума. Так что, откройте диаграмму Cartesian, чтобы показать симуляцию двух параметров в диапазоне частот от 1.9 до 3.5 GHz.



Похоже, что схема оптимизирована для частотного диапазона WLAN на 2.4 GHz.

Так что, потребуются некоторые усилия, чтобы оптимизировать работу схемы в диапазоне 1...2 GHz.

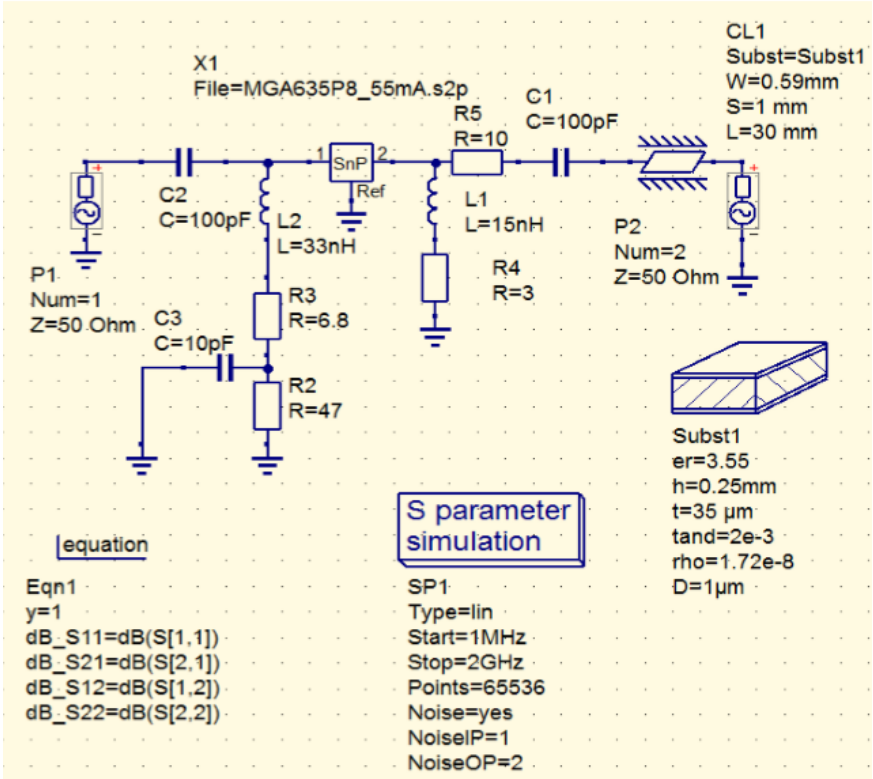
13.3. Модификация схемы усилителя для диапазона 1...1.7 GHz

Значения индуктивностей L1 и L2 были шаг за шагом увеличены, и результаты новой симуляции коэффициента шума проверены.
R3 и R4 представляют потери индуктивности.
C3 тоже следует изменить.

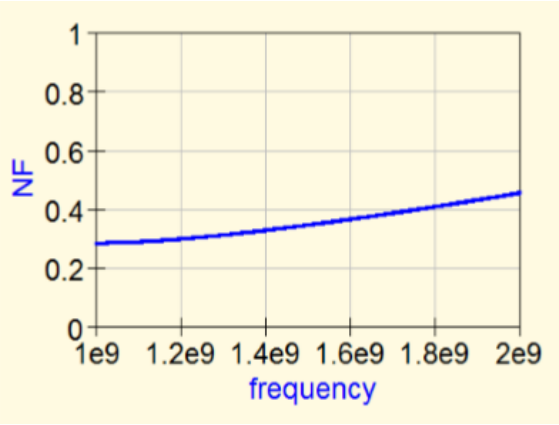
Минимальное значение NF = 0.4 dB было получено с **L1 = 33 nH / L2 = 15 nH.** Для улучшения стабильности небольшой резистор 10 Ω был добавлен к выходному выводу.
Из-за этого усиление (= S21) снизилось до 20 dB на 1.7 GHz.
Также C1 и C2 были уменьшены до 100 pF, чтобы увеличить нижнюю частоту среза до 1 GHz.
Для «заземлённого копланарного волновода» с Z = 50 Ω на выходе калькулятор линий qucsstudio предлагает

ширину линии 0.59 mm
и зазор 1mm с каждой стороны от центральной линии

для Rogers RO4003 PCB толщиной 0.25 mm. Необходимая длина линии этой PCB будет 30 mm.

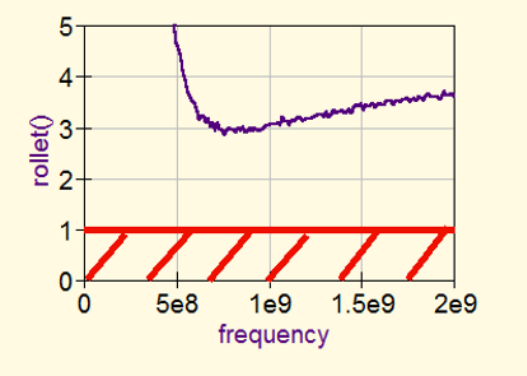


Это окончательный вид схемы для симуляции.



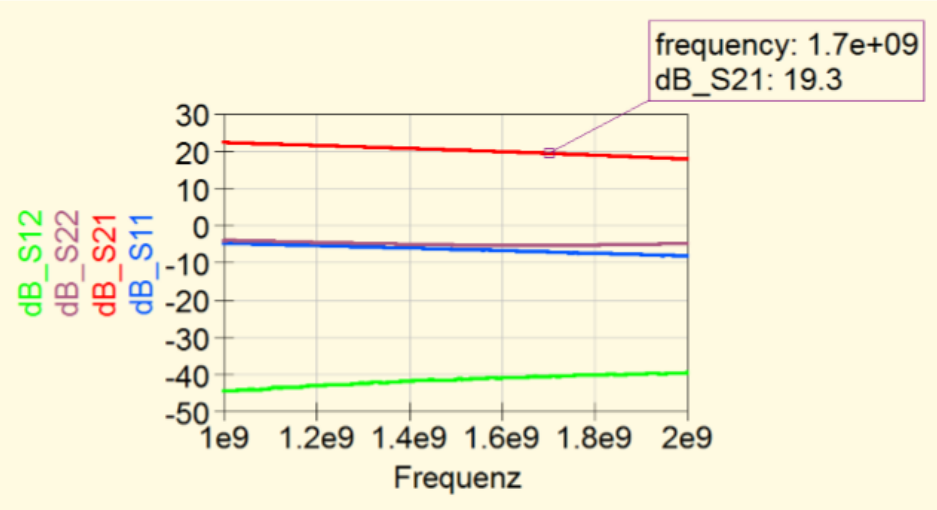
Это симуляция шума для f = 1...2 GHz.

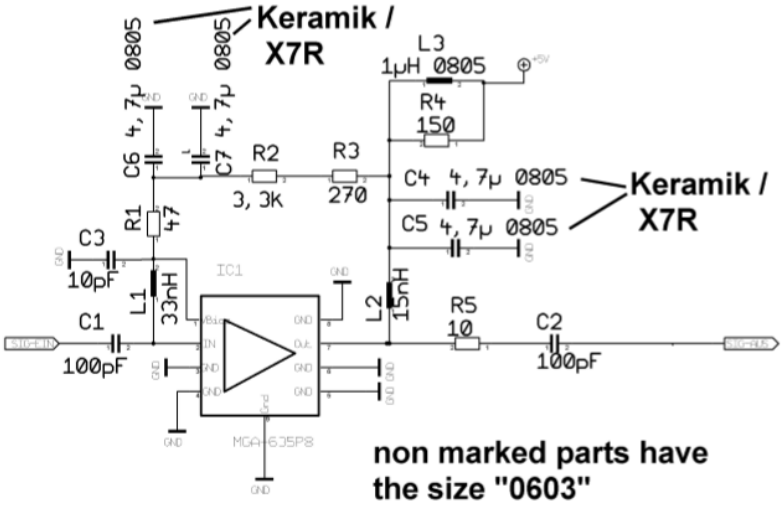
До 1.7 GHz коэффициент шума меньше 0.4 dB.



Также со стабильностью нет проблем вплоть до частоты 10 GHz (= k больше 1).

Это S-параметры для 1...2 GHz. Извините, но S21 (с 19.3 dB) не достигает предполагаемой цели (= 20 dB). Но снижение шума важнее…

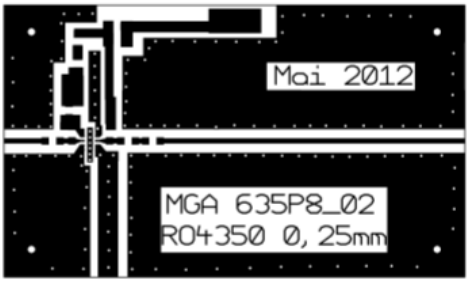




Реализованная схема включает широкополосную фильтрацию для питающего напряжения.

Материал Rogers RO4350B для PCB используется вместо RO4003 (...RO4350B улучшенная версия RO4003, но негорючая). Толщина 10 mil = 0.254 mm, обмеднение 35µm с двух сторон.

Размеры платы 30 mm x 50 mm.



«Заземлённый копланарный волновод» от входа в направлении выхода можно легко распознать, также «разрывы» для входного и выходного разделительных конденсаторов, MMIC и резистора 10Ω для улучшения стабильности.

Центральный заземляющий вывод на нижней стороне корпуса MMIC требует собственного «островка заземления» с шириной 0.6mm и множеством отверстий.

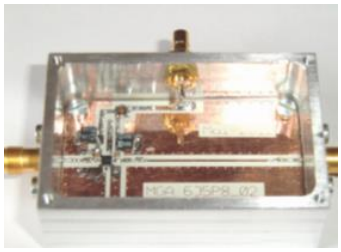
Каждая точка схемы, которая должна быть заземлена, находится на собственном «заземляющем островке для отверстий» для предохранения от самовозбуждения. Диаметр отверстий 0.3 mm.

13.4. Прототип

Из-за очень тонкой платы (толщина = 0.25 mm) было необходимо профессиональное изготовление и покрытие. Это было прекрасно выполнено Enterprise в Мюнхене после отправки Gerber Plot разработки, но 4 платы стоили 235 Euro...

Ещё несколько замечаний по материалу Rogers RO4350B в сравнении с RO4003. Прибавление в свойстве «негорючий материал» несколько снижает электрическое качество:

На 10 GHz вы имеете тангенс угла потерь 0.0027 для RO4003, но 0.0037 для RO4350. Также немного увеличилось ε_r – но лучше загрузите data sheet с домашней страницы Rogers с точной информацией.

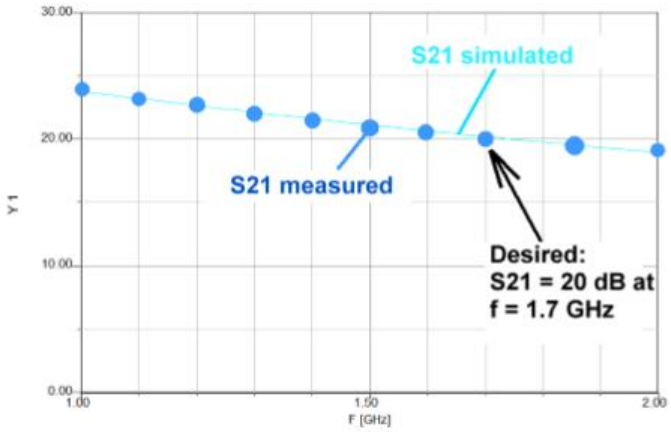


А это окончательный вариант после установки платы в фрезерованный алюминиевый корпус (внешние размеры 35 mm x 55 mm). На верхней стороне вы видите SMB разъём для питающего напряжения +5V.

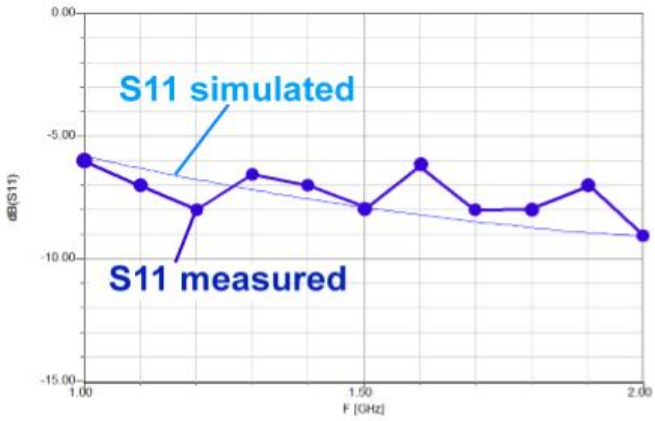
Вход и выход выполнены SMB разъёмами с плоскими центральными проводниками, которые напрямую припаяны к микрополосковым линиям (…дающим минимальное отражение).

13.5. Измерение S-параметров

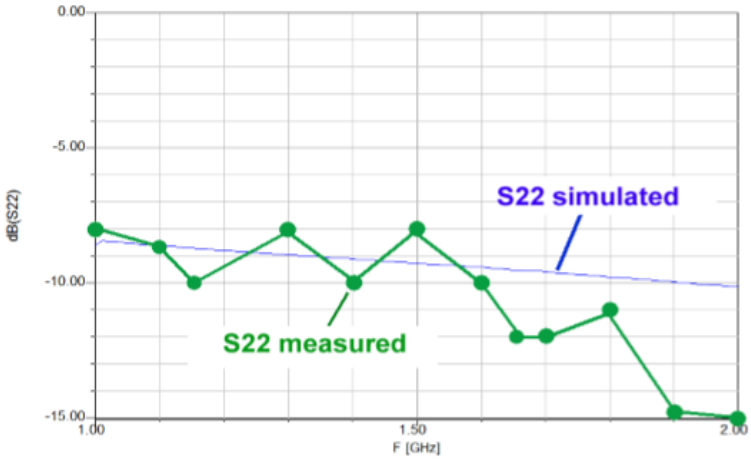
Я использовал хорошо известный векторный анализатор hp8410 и тестер S-параметров (hp8745A). Но 20 dB аттенюатор был подключён к входу моего усилителя во избежание перегрузки.



S21: без комментариев.



S11 так хорошо, как хотелось.

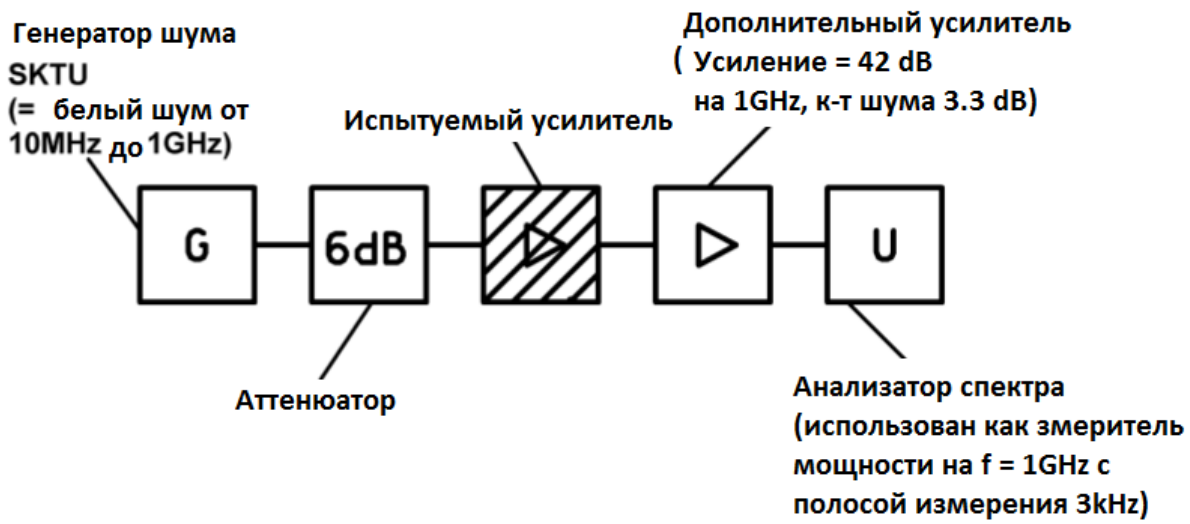


S22 лучше, чем при симуляции для частот выше 1.5GHz.

S12 было измерено около -44dB в частотном диапазоне между 1…2 GHz, и получилось несколько меньше, чем при симуляции. Так что, нет необходимости в картинке…

13.6. Шум

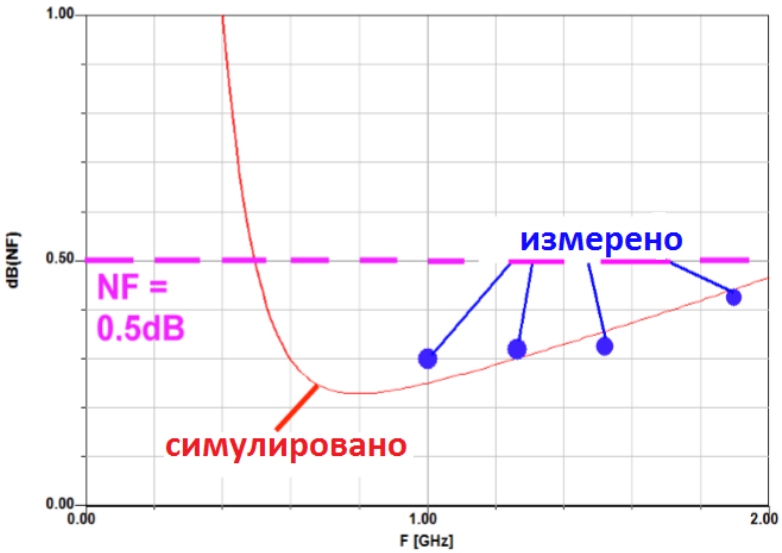
Далеко не всякий электронщик-надомник имеет в своём распоряжении измеритель коэффициента шума. А для такой маленькой величины коэффициента шума 0.4 dB оборудование очень дорогое. Так что было необходимо попробовать некоторые старые принципы измерения с материалами, найденными в закромах собственной мастерской для частоты 1 GHz. Этот «измерительный набор» использовал:



Принцип хорошо известен и не полон: увеличение уровня шума (производимого SKTU), пока **выходная мощность шума (определяемая измерителем мощности)** не **удвоится (= увеличение 3dB)**. После этого определяется мощность генератора (определяемая средствами генератора) и это значение уменьшается на 6 dB, вносимых аттенюатором.

Результат значения к-та шума (NF) около 0.4...0.5 dB.

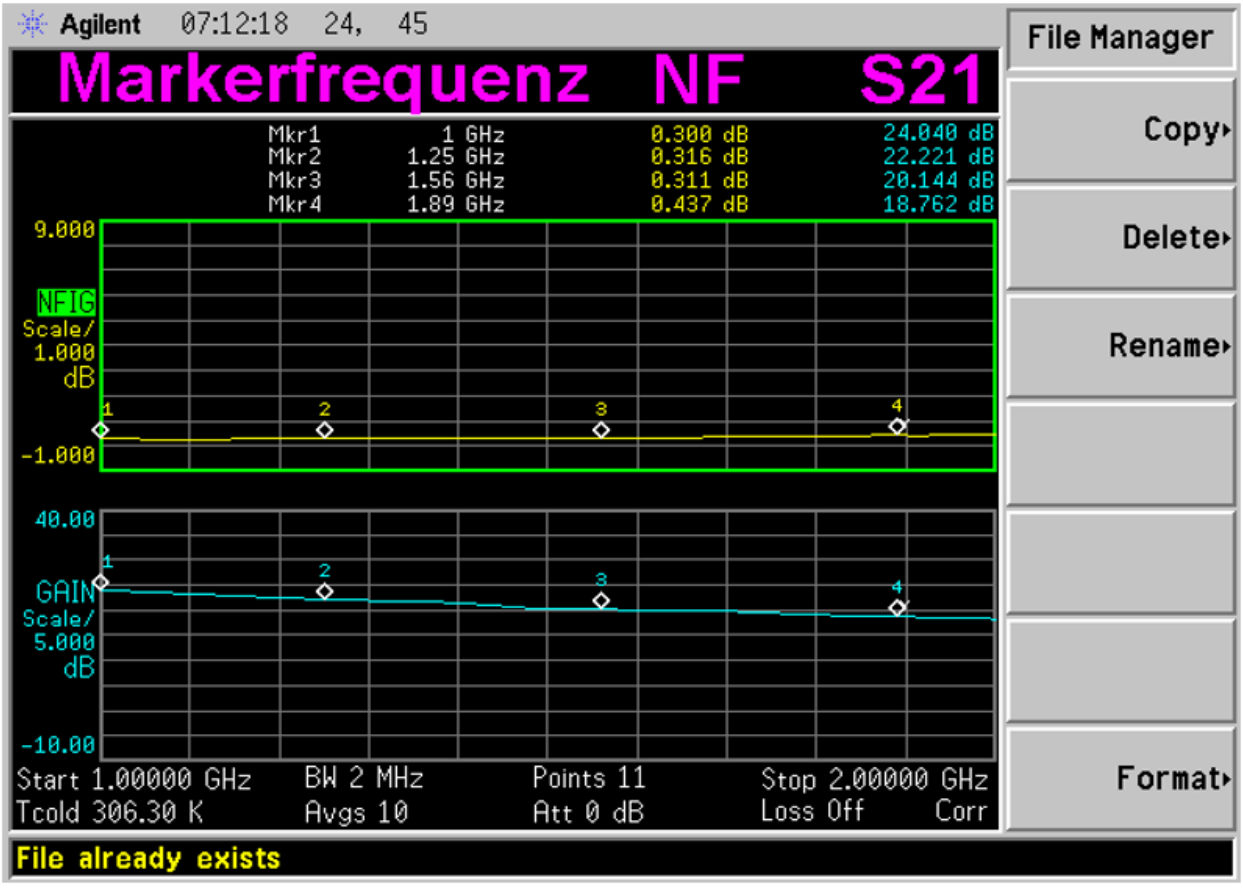
Но более аккуратные измерения могли быть сделаны только друзьями, имеющими современный набор средств для измерения коэффициента шума!



Ulli Kafka (на собственном предприятии «Eisch Elektronik») выполнил эту работу и прислал мне эти результаты со словами «прекрасный и наилучший усилитель».

Вы можете видеть, что к-т шума начинается от 0.3 dB на 1 GHz и на 1.7 GHz достигает ровно 0.4dB.

Этот протокол был прикреплён к email, содержащему всю интересующую меня информацию.



Для специалистов дополнительная информация содержится в информационной справке для MGA-635P8 при I = 55 mA на 2.5 GHz:

Output IP3	**=**	**+35,9 dBm**
P1dB_out	**=**	**+22 dBm**

Если вы теперь задумались о свойствах двухкаскадной версии… на правой стороне платы осталось достаточно места для второго каскада…

Литература:

[1]: Data sheet and S parameter filed for the MGA-635P8 coming from the Avago Technologies homepage

[2]: Application Note of Avago: “MGA-635P8 GaAs ePHEMT MMIC 2.5 GHz Low Noise Amplifier with Superior Noise and Linearity Performance”

[3]: Application Note of Avago: “MGA-635P8 GaAs ePHEMT MMIC 3.5 GHz Low Noise Amplifier with Superior Noise and Linearity Performance“

14. RF смеситель

14.1. Введение

Помните:

Audio микшер складывает два (или более) сигнала, но **RF смеситель будет перемножать их**!

Так что, RF смеситель будет «Threeport» с двумя входными и **одним выходным портом**.

Из-за процесса перемножения частоты входных сигналов изменяются (=преобразование частоты) без повреждения информационного содержимого.

Названия для портов:

a) **RF = (radio frequency) сигнал радиочастоты на входе с маленькой амплитудой.**
b) **LO = (local oscillator) локальный входной сигнал генератора. Этот сигнал нужен для преобразования частоты. Амплитуда LO сигнала всегда имеет большое значение.**
c) **IF = (intermediate frequency) выход промежуточной частоты. Здесь мы получаем результат преобразования.**

Процесс умножения входного сигнала основан на этом математическом законе:

$$\cos(\alpha) \bullet \cos(\beta) = \frac{1}{2}[\cos(\alpha+\beta) + \cos(\alpha-\beta)]$$

Благодаря правой стороне уравнения мы находим:

На выходе IF оба входных сигнала исчезли! Вы теперь будете иметь сумму и разность обеих частот в качестве новых сигналов.

На практике вы должны различать три разные группы смесителей:

a) **Истинные умножители.**
b) **Аддитивные схемы смесителей.**
c) **Переключаемые смесители. Это могут быть одиночный балансный или двойной балансный смесители, которые используют прямоугольное напряжение в качестве LO сигнала.**

Важно:

«True Multipliers, истинные умножители» работают с максимально возможной линейностью и пытаются применить упомянутый математический закон так точно, как возможно (с минимумом искажений).

Но это возможно только до нескольких МГц. Этот тип смесителей использует одинаковые амплитуды сигналов на обоих входах.

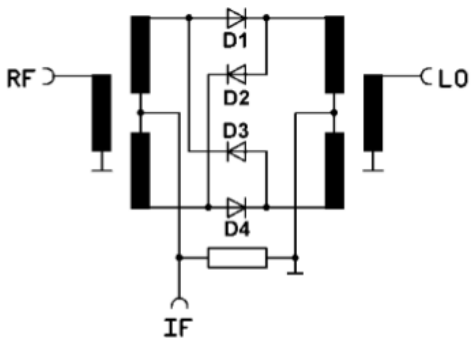
«**Additive Mixer**, аддитивные смесители» очень просты (то есть, диод или транзистор, или FET). Здесь большой LO сигнал смещает «рабочую точку» на нелинейный участок U / I кривой. Таким образом, добавленный очень маленький сигнал RF будет варьировать свою амплитуду из-за разных «уклонов» кривой… и это похоже на умножение RF и LO сигналов.

Преимущество: простой и дешёвый метод. Используется вплоть до 100 ГГц и выше.

Недостаток: проблемы линейности и искажений для RF сигналов с амплитудой больше 1 милливольта. Сплошной «лес» ненужных линий в выходном спектре с увеличением амплитуды радиосигнала.

«**Switched Mixers,** переключаемые смесители» это рабочие лошадки в коммуникационной технике. Они реализуются и как пассивные, и как активные схемы смесителей.

Наилучший и хорошо известный пассивный смеситель – это DBM (= double balanced mixer, двойной балансный смеситель) или «кольцевой модулятор». Схема использует 4 быстрых диода Шоттки и два трансформатора. Каждый трансформатор состоит из 3 одинаковых обмоток. Две обмотки включены последовательно для реализации вторичной стороны с 3 точками.



Принцип:

Диоды D2 и D4 (в последовательном включении) **формируют электронный переключатель**, который «включается» при положительной полярности сигнала LO. Так что, RF сигналы проходят от первичной обмотки левого трансформатора через нижнюю половину вторичной обмотки к этому переключателю. Они продолжают свой путь через два «включённых» диода к верхнему и нижнему концу вторичной обмотки правого трансформатора. 50% тока RF входят через верхний конец в этот трансформатор, а другие 50% через нижний конец.

Но: в противоположном направлении и, следовательно, магнитные поля будут выключены в трансформаторе, и он, как бы, «не существует» для RF сигнала». Наконец общий ток достигает IF выхода, и мы можем сказать, что **RF сигнал умножен на «+1».**

Для отрицательной полуволны LO сигнала теперь электронный переключатель формируют диоды D1 и D3, и RF сигнал проходит по пути, используя верхнюю половину RF трансформаторов вторичной обмотки. Но полярность напряжения обратная, и это означает, что **RF сигнал умножается на «-1».**

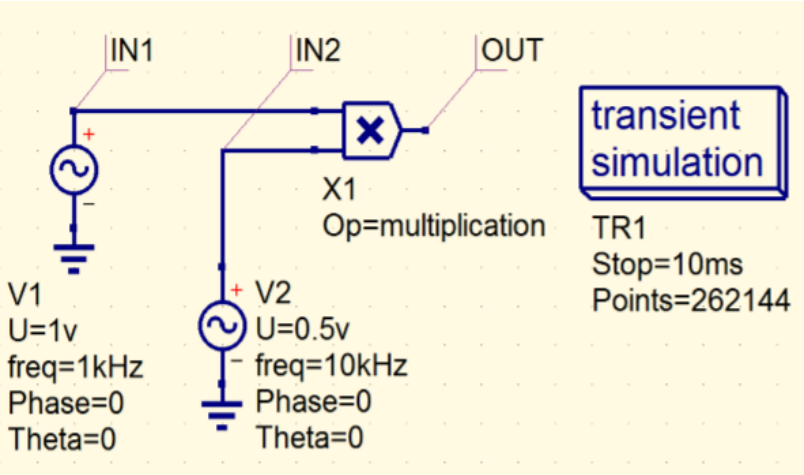
Таким образом, RF сигнал умножается прямоугольным напряжением (частота = LO частоте, амплитуда = «+1» и «-1»), как и задумывалось.

Преимущества: максимально низкие искажения. Возможность использовать от постоянного тока до больших ГГц. Не нужно питающее напряжение. Стандартный промышленный компонент, поэтому не дорогой.

Недостатки: поскольку не используется питающее напряжение, LO источник должен обеспечивать полную энергию для включения и выключения диодов. И вы должны переключать их так быстро, как только возможно – что требует большой мощности от LO.

Усиление невозможно – только всегда типовое затухание 5...8 dB. Это уменьшает отношение сигнал/шум в вашей системе.

14.2. Симуляция истинного умножителя

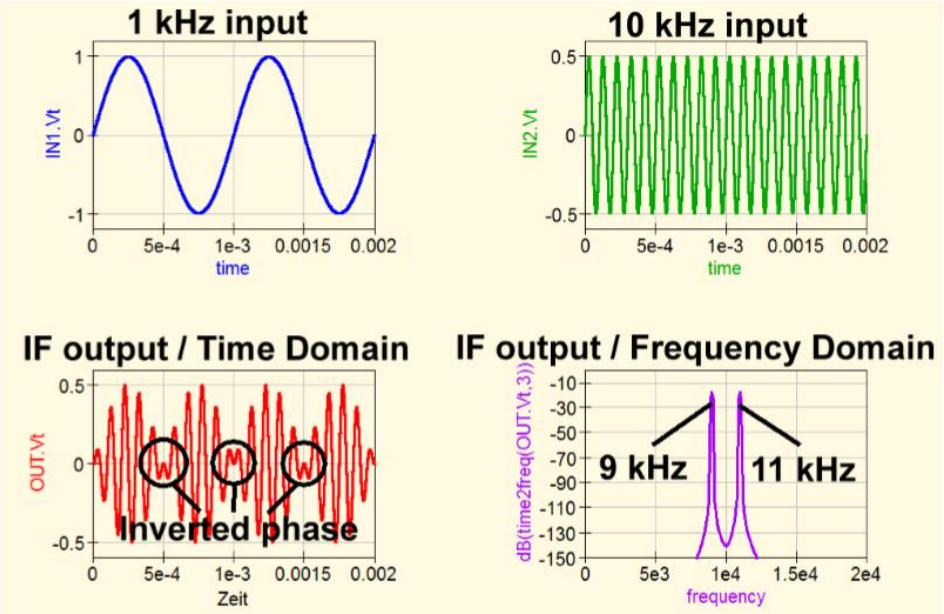


В этом нет проблем, поскольку в «**components / system components**» вы найдёте «**Operation**» компонент.

Отредактируйте свойства, задав функцию компонента как «**multiplication**» и «**2 entries**».

Умножьте синусоидальное напряжение V1 (амплитуда = 1V / частота = 1 kHz) на другое синусоидальное напряжение (амплитуда = 0.5V / частота = 10 kHz).

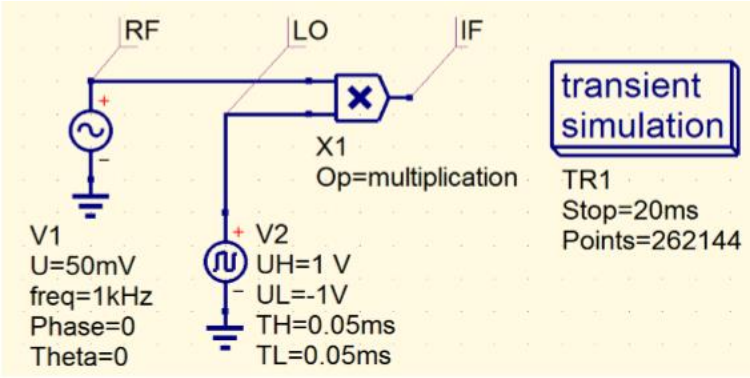
Симулируйте с заданными настройками и посмотрите на результат:



На IF выходе вы можете выбрать Time Domain или Frequency Domain представление (временное или частотное). Во временной области вы видите «phase inversions, инверсию фазы», вызванную LO сигналом. В частотной области справедливость математики (= генерация суммы и разности частот) подтверждается.

14.2.1. Умножитель как переключаемый одиночный балансный смеситель

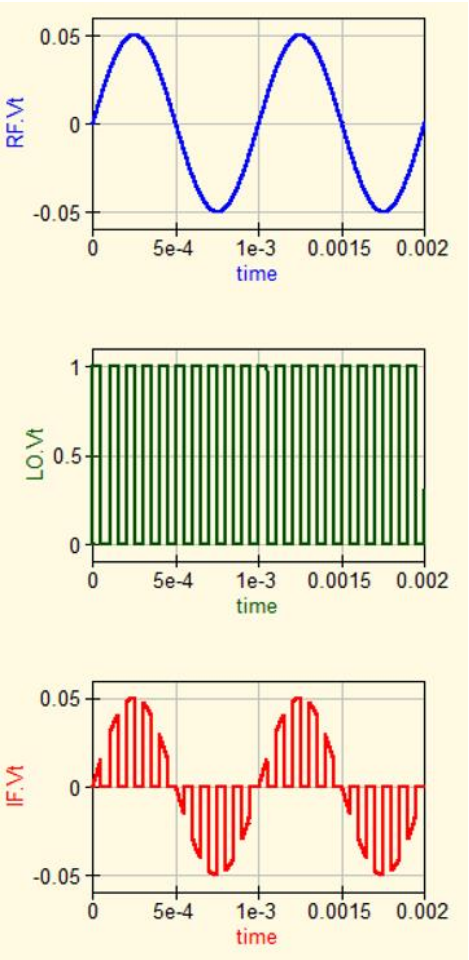
В первую очередь вам нужен прямоугольный сигнал для LO.



a) Сигнал **RF** (как и часто на практике) – это синусоидальный сигнал, и имеет только маленькую амплитуду напряжения (менее 50 mV). Его частота должна быть преобразована. (Информация: вы получите наименьшие искажения только с таким или меньшим значением амплитуды).

b) Сигнал «**LO**» (= Local Oscillator Signal) – это симметричное прямоугольное напряжение с максимальной амплитудой «+1 V» и минимальной «0 V».

c) Выходной сигнал назван «**IF**» (= **Intermediate Frequency**, промежуточная частота).

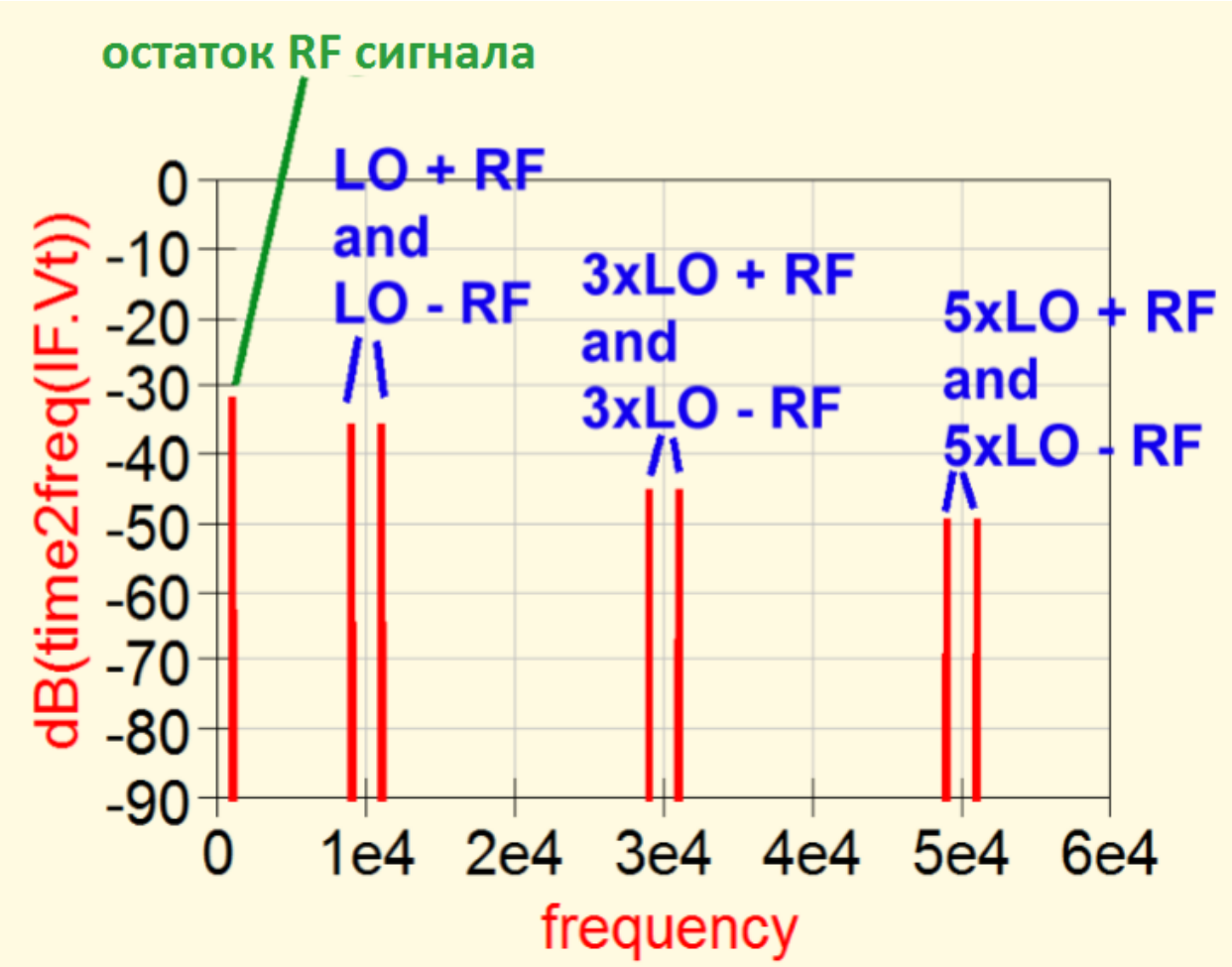


RF сигнал с пиковым значением напряжения 50 mV и частотой f = 1 kHz...

…и LO сигнал, играющий роль переключателя с частотой 10 kHz...

…постоянно «включает и выключает смеситель».

Будет интересно проверить этот сигнал в частотной области.



Мы видим остаток RF сигнала на частоте 1 kHz с уменьшенной амплитудой, вызванной процессом переключения.

Затем пары из возрастающих частот около **10 kHz / 30 kHz / 50 kHz** и т.д.

Причина проста:

LO сигнал симметричный импульсный сигнал и состоит (благодаря Фурье) из основной частоты, утроенной основной частоты и т.д. (= гармоникам).

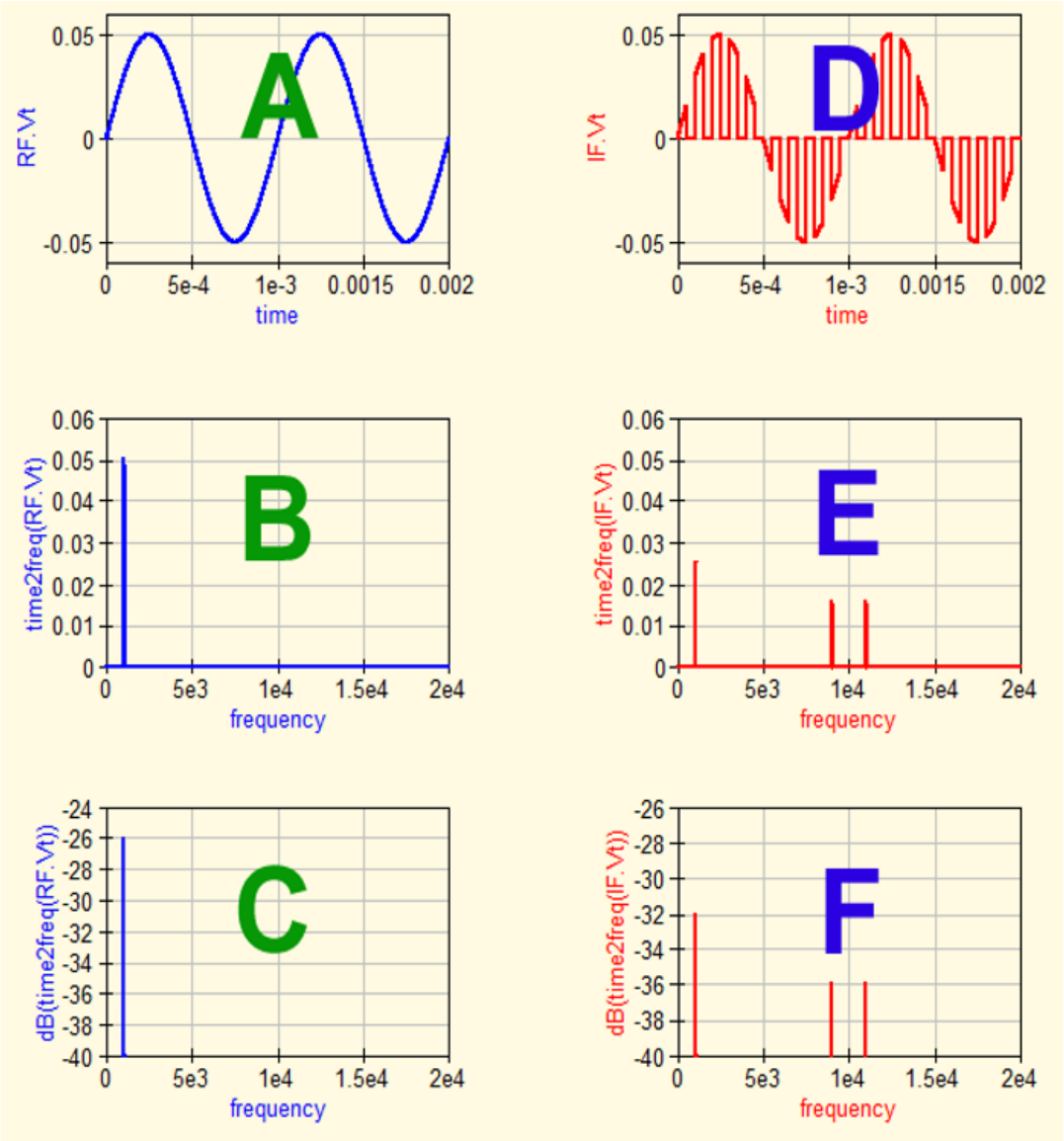
Каждая гармоника теперь умножается на RF сигнал 1 kHz и результат умножения в каждом случае есть сумма и разность обеих частот.

LO сигнал подавляется на выходе.

На следующей странице мы постараемся ответить на следующие вопросы:

a) Какова амплитуда RF сигнала на выходе по сравнению со значением амплитуды на входе?
b) Каково ослабление в dB для первых двух боковых частот «LO – RF» и «LO + RF»?

Решение:



Левая колонка для RF сигнала: рисунок «**A**» показывает сигнал во временной области с **пиковым значением 50 mV на f = 1 kHz.**

Рисунок «**B**» результат FFT в линейном представлении. Вы видите то же пиковое значение **50mV**.

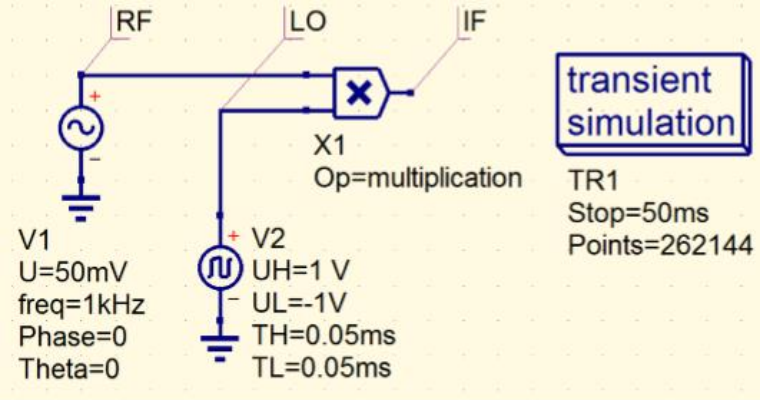
Рисунок «C» - это представление «B» в dB относительно «1 Volt». Так что, мы считываем амплитуду **-26 dBV** (….произносится: **-26 dB Volt**).

На выходе IF смесителя (= рисунок «**D**») пиковое значение RF сигнала уменьшено на 50% из-за процесса переключения ON / OFF. Это значение 25 mV (рисунок «**E**») или значение уменьшено **на 6 dB до -32 dBV** (рисунок «**F**»).

Благодаря двум сгенерированным боковым частотам с 9 kHz и 11 kHz на рисунке «F» вы видите разницу амплитуд сравнительно с входным RF сигналом на входе в 10 dB.

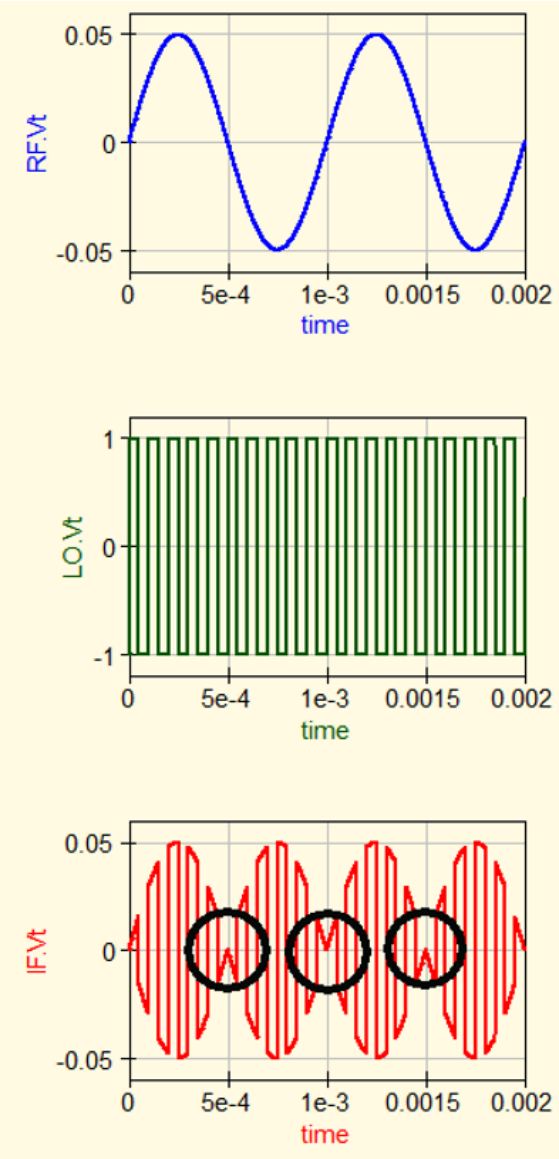
Так что, потери преобразователя типа «Single Balanced Mixer» 10 dB.

14.2.2. Умножитель как переключаемый двойной балансный смеситель



Теперь используется симметричное прямоугольное напряжение с амплитудой «+1V» и «-1V».

И теперь умножитель работает как «постоянный инвертор», а не как переключатель ON / OFF.



Здесь вы можете видеть, что означает «постоянное инвертирование».

И на IF сигнале вы можете полюбоваться «фазовой инверсией».

Далее сигналы «RF» и «IF» будут анализироваться и сравниваться в частотной области.

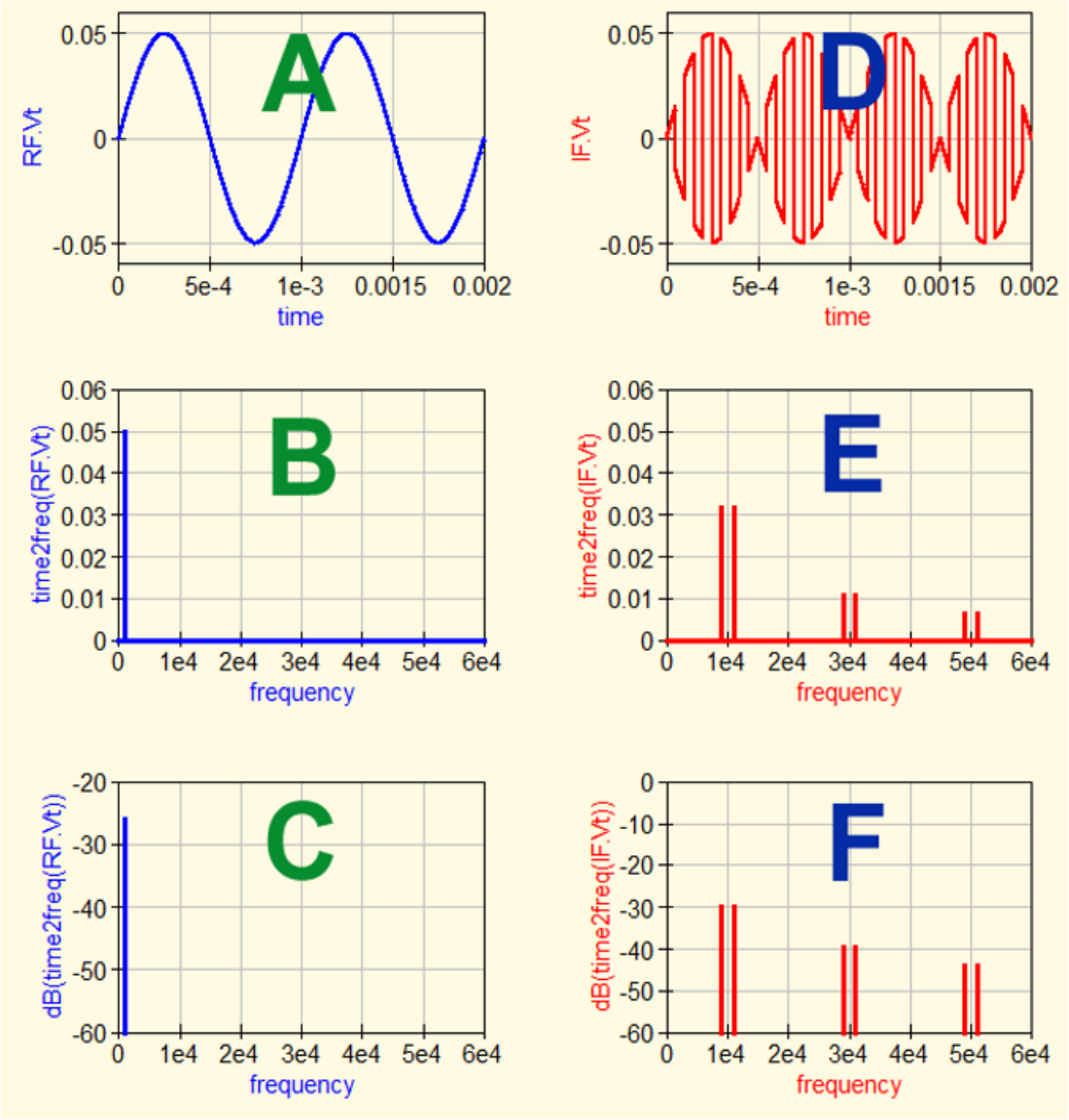


Рисунок «A»: пиковое значение **RF сигнала 50 mV на частоте f = 1 kHz**.

Рисунок «B»: после FFT можно увидеть пиковое значение **50 mV на 1 kHz** в частотной области.

Рисунок «C»: преобразовав в dBV, вы получаете значение **-26 dBV**.

Рисунок «D»: показывает постоянное инвертирование RF сигнала.

Рисунок «E»: пиковые значения напряжения обеих боковых частот 9 kHz и 11 kHz **32 mV**.

RF и LO сигналы подавлены в IF спектре!

И каждую добавленную гармоническую частоту мы наблюдаем как хорошо известную «пару боковых частот».

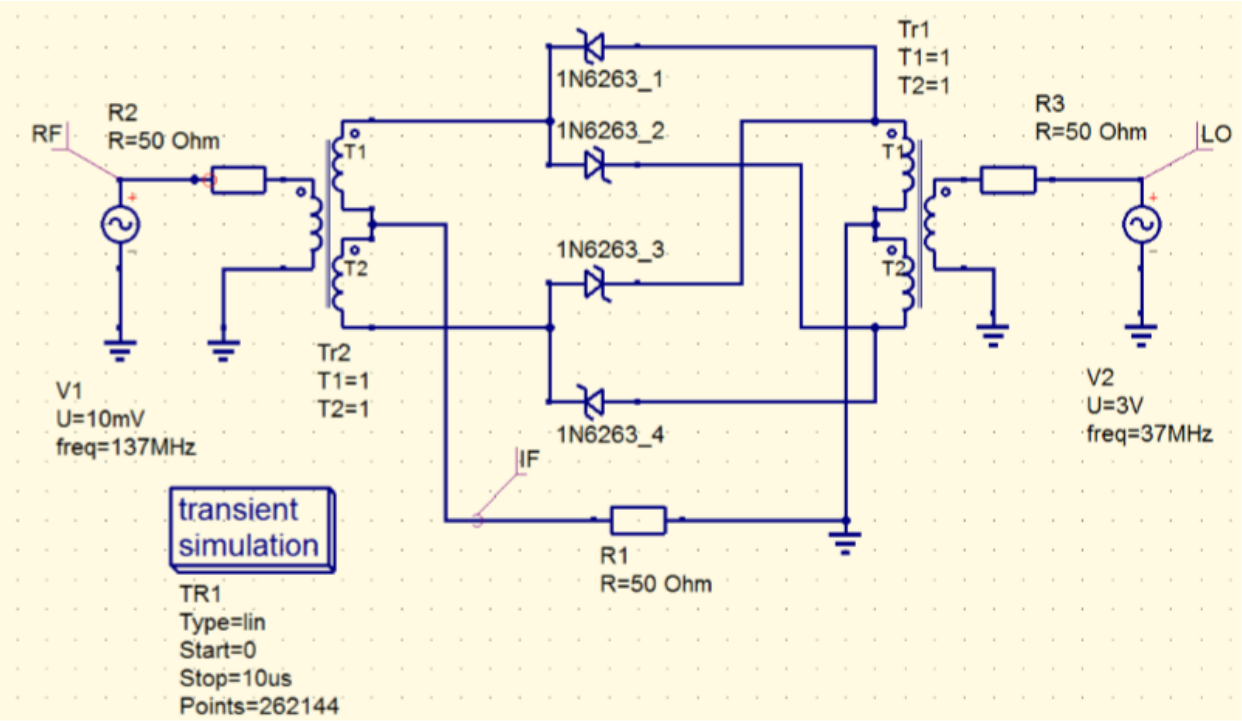
Рисунок «F»: уровень разницы между сигналом RF на входе (f = 1 kHz) и первыми боковыми частотами (9 kHz и 11 kHz) на IF выходе **-26dB - (-30dB)** = **4 dB**.

Это потери преобразования для двойного балансного смесителя.

14.3. Симуляция истинного двойного балансного смесителя
(= DBM = кольцевой модулятор)

Снимки, отправленные спутником погоды NOAA, могут быть получены на частоте **f_{RF} = 137 MHz** как FM сигналы. Конвертер для этой цели сначала должен усилить сигнал антенны, затем отфильтровать и, наконец, преобразовать в промежуточную частоту **f_{IF} = 100 MHz**, используя DBM. Схема DBM – это кольцевой модулятор, и входной RF сигнал на 137 MHz перемножается с LO сигналом 37 MHz. LO сигнал – это синусоидальное напряжение с большой амплитудой, используемое вместо прямоугольного напряжения, но этот сигнал даёт почти тот же результат.

Наконец, очень избирательный полосовой фильтр с центральной частотой f = 100 MHz и полосой всего 3 MHz используется для разностной частоты (f_{IF} = 100 MHz), генерируемой конвертером. Этот выходной сигнал поступает на SDR (= software defined radio). Вот схема симуляции DBM:



На **RF вход** поступает принятый и усиленный антенный сигнал. Пиковое значение **URF = 10 mV / f = 137 MHz даёт падающую волну Uinc = URF /2 = 5 mV = -46 dBV.**

Трансформаторы можно найти в «**components / lumped components / three winding Transformer**». Коэффициент передачи между обмотками «1».

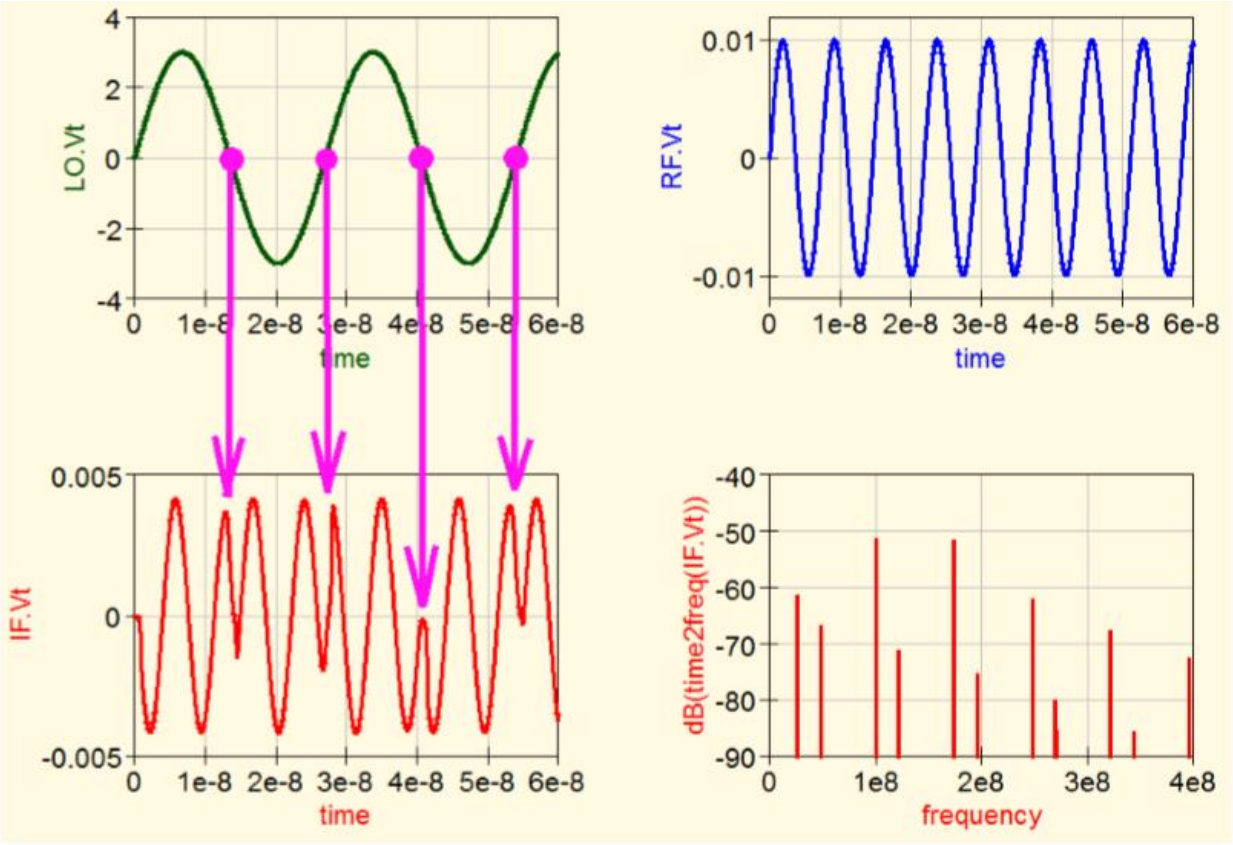
Диоды Шоттки (1N6263) вы найдёте в qucsstudio библиотеке в разделе Schottky diode.

LO сигнал синусоидальный с пиковым значением 3 V и частотой 37 MHz.

Симуляция от нуля до **10 микросекунд, используется 262 144 точки для успешного FFT**. Разрешение в частотной области теперь

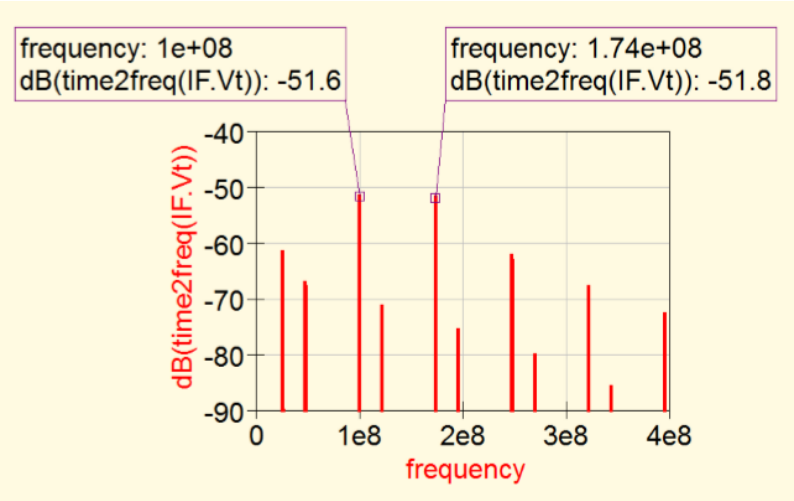
1 / 10 µs = 100 kHz

И вот результат симуляции:



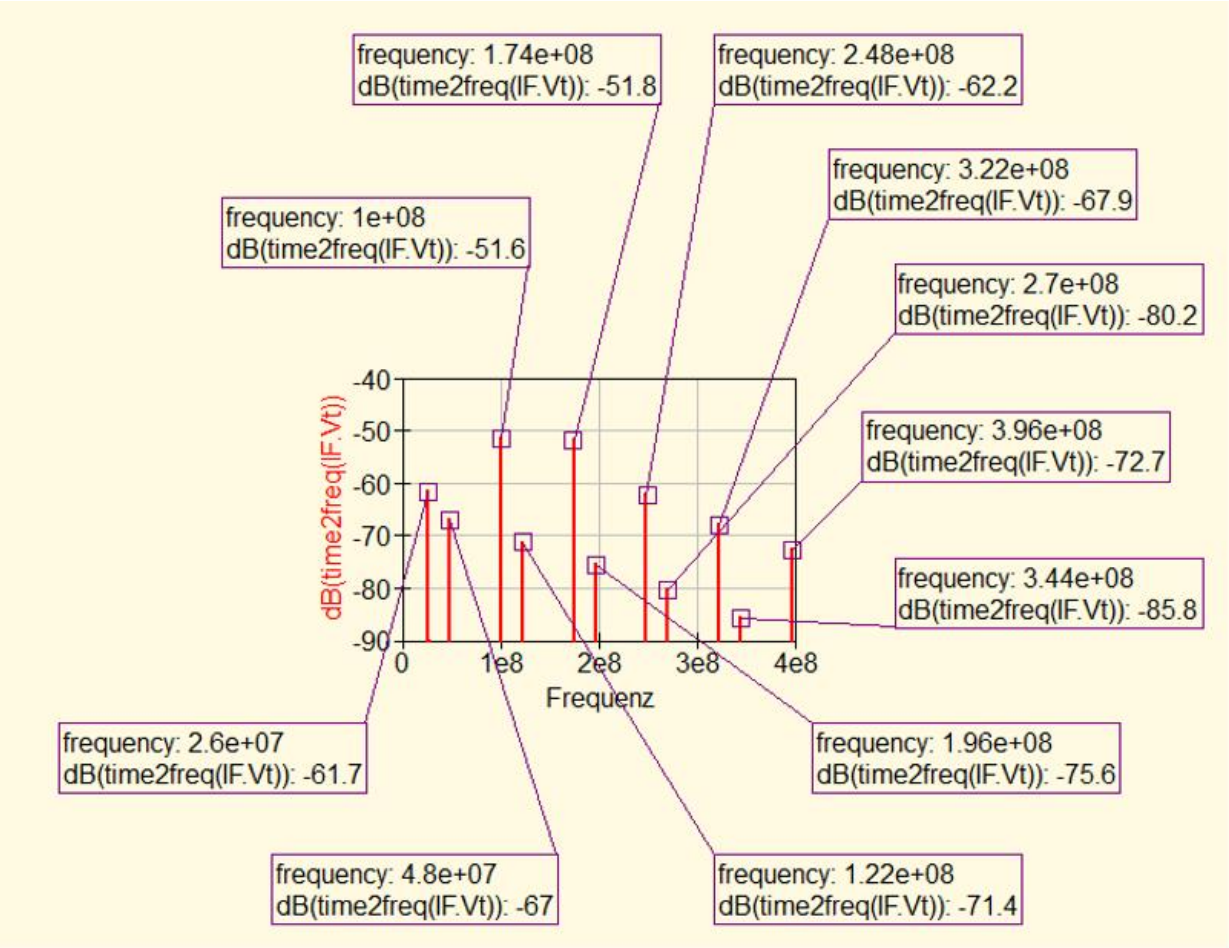
На IF сигнале вы можете полюбоваться «точками инверсии полярности RF входа», когда LO сигнал меняет свою полярность.

IF спектр слегка смущает, его нужно проанализировать (используя полосу частот = 0....400 MHz).



Вначале мы рассмотрим сумму частот (137 MHz + 37 MHz = 174 MHz) и разность частот (137 MHz – 37 MHz = 100 MHz) входного RF сигнала и LO (гетеродина) сигнала. Используем два маркера для этой цели.

Давайте продолжим эту игру для всех других линий IF спектра:



Задача:

Идентифицировать разные «пары спектральных линий с одинаковыми амплитудами», которые генерируются, **когда гармоники RF сигнала перемножаются с нечётными гармониками LO сигнала!**

(Для сбережения времени используйте карманный калькулятор…)

Пример:

RF+3xLO = 137 MHz +3x(37 MHz) = 137 MHz + 111 MHz = 248 MHz

RF - 3xLO= 137 MHz - 3x(37 MHz) = 137 MHz – 111 MHz = 26 MHz

Задача 2:

Определить потери преобразования RF сигнала, когда он проходит через смеситель.

Решение:

Уровни суммарных и разностных частот в IF спектре -51.6 и -51.8 dBV (= среднее значение **-51.7 dBV**).

Падающая волна RF сигнала на входе была **-46 dBV**.

Так что, разность в **4.7 dB, и это именно потери преобразования**.

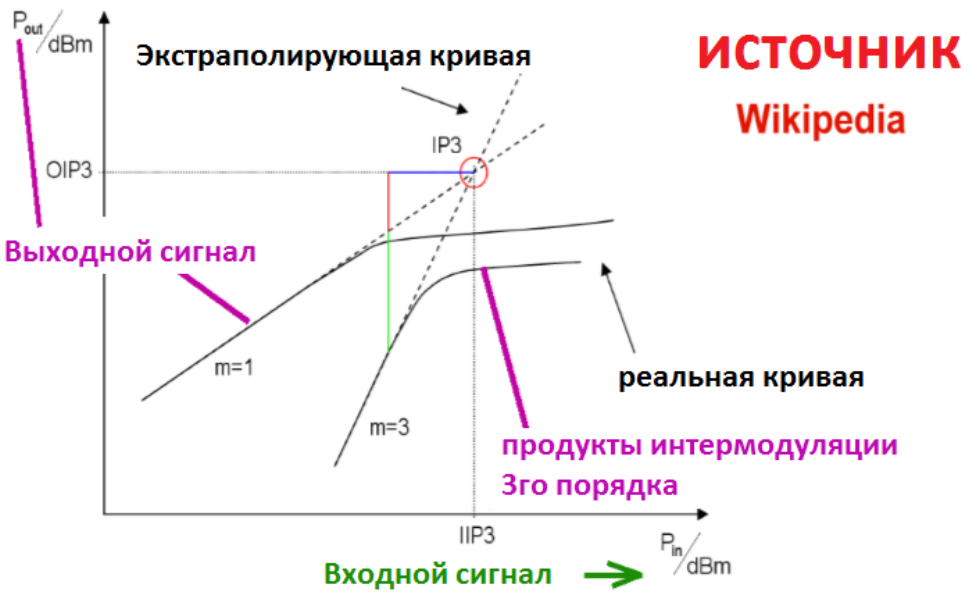
14.4. Точка IP3

Симуляция «*точки пересечения третьего порядка*» информирует о нелинейности и искажениях каскада, когда входной уровень возрастает.

При достижении IP3 (на «Pout / Pin кривой») продукты искажения третьего порядка будут эквивалентны приложенному на входе RF сигналу. И это не слишком хорошо, поскольку продукты искажений 3 порядка имеют частоту близкую к частоте входного сигнала…

Но:

эта IP3 точка – это **чисто теоретическое значение** из-за факта сжатия, следующего за ограничением в каскаде с возрастанием входного уровня. Это можно продемонстрировать на следующей диаграмме:



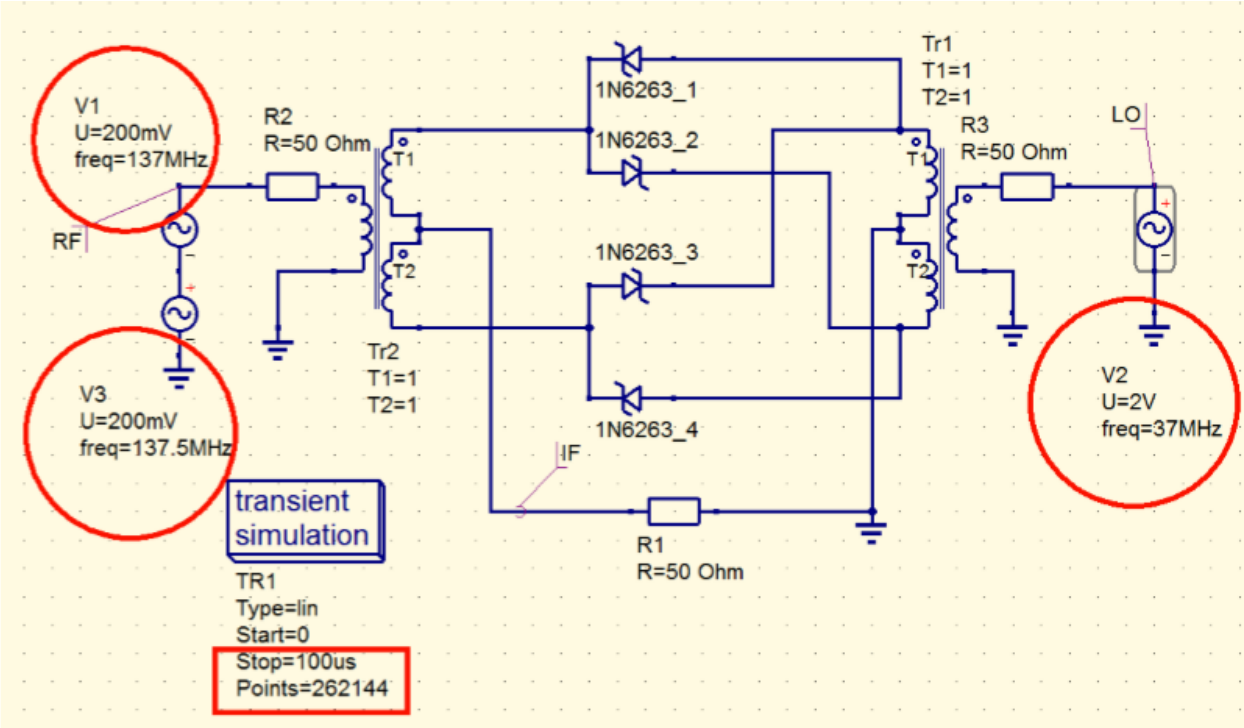
Но, если вы точно знаете точку IP3, тогда вы можете для каждого уровня входа или выхода рассчитать уровень разницы для нежелательных продуктов 3 порядка интермодуляции!
(Вы должны просто решить два уравнения для прямых линий…)
И, следовательно, вы можете для этого случая определить свободный динамический диапазон интермодуляции с шумами в каскаде как «дно».

Для определения IP3 мы снабдим каскад двумя «групповыми сигналами» с одинаковой амплитудой, но очень маленькой разницей по частоте.

Уровень теперь увеличен и очень скоро вы увидите продукты интермодуляции 3 порядка с каждой стороны этой пары испытательных сигналов. Расстояние по частоте для испытательных сигналов равно разности частот испытательных сигналов. Но IP3-продукты не могут быть нормально устранены фильтрацией!

(…Есть также продукты интермодуляции 2 порядка с большими амплитудами. Но их частоты далеки от двух тестовых сигналов. Так что, они не мешают, и могут быть удалены фильтрацией…).

Давайте проверим эту информацию, используя нашу DBM схему.



a) На входе есть два источника напряжения, соединённые последовательно. Пиковая амплитуда 200 mV, разница частот 0.5 MHz.
b) Пиковый уровень LO уменьшен до 2 V.
c) Симуляция выполняется от 0 до 100 µs, чтобы получить частотное разрешение **1 / 100µs = 10 kHz с 262 144 точками**.

Для FFT необходимо внести изменения в некоторые установки, чтобы получить хороший результат для демонстрации этого эффекта:

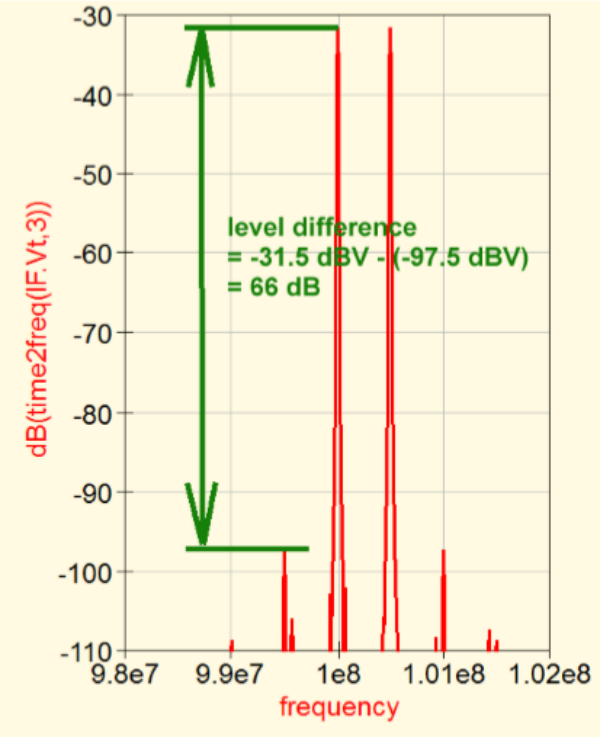
Мы используем **Hanning window (index = 3)** и покажем спектр только в диапазоне от **98 MHz до 102 MHz с шагом по частоте 1 MHz**.

Вертикальная ось имеет шкалу в dB и показывает диапазон **от -30 до -110 dB.**

Диаграмма «растянута по вертикали», чтобы получить хорошее разрешение.

Продукты интермодуляции 3 порядка можно увидеть на 99.5 MHz и 101 MHz рядом с двумя преобразованными тестовыми RF частотами 100 MHz и 100.5 MHz.

Разница уровней между тестовыми сигналами и продуктами 3 порядка **-31.5 dBV -(-97.5 dBV) = 66 dB**.



Вам понадобится уравнение

IP3 = RF Incident Power Level

+

0,5 x (Level Difference)

Пожалуйста, посмотрите внимательно:

Вы должны всегда использовать падающую волну ля входного сигнала. Эта волна должна быть рассчитана как мощность, с использованием эффективного значения напряжения.

Для нашего примера со значением пикового напряжения 200 mV:

Uinc = 0.707 x (200 mV / 2) = 70.7 mV (эффективное значение)

Это даёт уровень мощности в dBm

20 x log (70.7mV / 223 mV) = **-10 dBm**

для 50Ω системы.

Теперь:

IP3 = -10 dBm + 0,5 x (66dB) = +23dBm

Вот и всё!

15. Разработка узкого полосового фильтра

(= сдвоенный тип резонатора с центральной частотой 10.7 MHz)

15.1. Информация

Нам часто нужен полосовой фильтр в RF диапазоне с очень узкой полосой (= от 1 до 3% от центральной частоты). Это можно выполнить только в схеме, использующей «трансформацию». Теория сложна, но разработка проста, благодаря хорошим, но дорогим программам разработки фильтров.

Уже, начиная со времён DOS, существуют свободные калькуляторы фильтров, которые делают эту работу весьма неплохо. Но DOS и современные Windows версии… особые проблемы. А жаль, поскольку во времена DOS множество свободных калькуляторов для фильтров, переходников, антенн и т.д. были доступны бесплатно.

Но современные калькуляторы фильтров на базе Windows не поддерживают разработку «Narrow Band Pass = Coupled Resonator Type». Так что, мы решаем эту проблему следующим образом:

a) Устанавливаем «DOS Box», который симулирует полную DOS операционную систему и может быть закрыт, когда работа сделана.
b) Устанавливаем «DOS Shell» для облегчения использования DOS.
c) Затем запускаем «fds.exe» (= аббревиатура программы для разработки фильтров...) и разрабатываем нужный узкополосный полосовой фильтр.

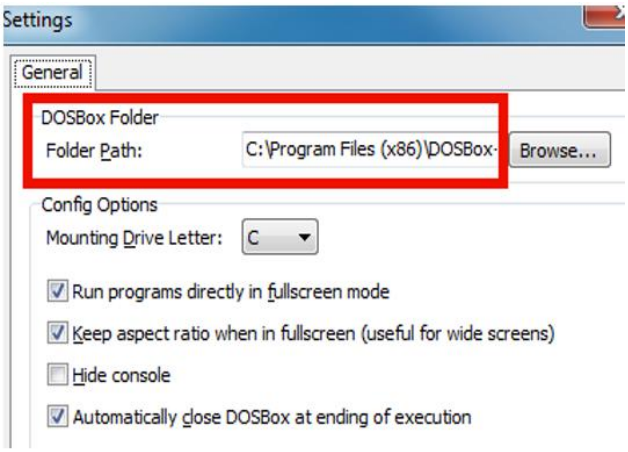
Внимание:

Начиная с версии 2.4.0.калькулятор фильтров qucsstudio способен разрабатывать фильтры этого типа. Но как простейшую версию и с меньшими возможностями, чем fds.exe... в конце (= глава 14.9) мы сравним возможности qucsstudio и fds.exe.

Но вначале: возвращение в DOS!

15.2. Установка DOS Box, DOS Shell и fds.exe

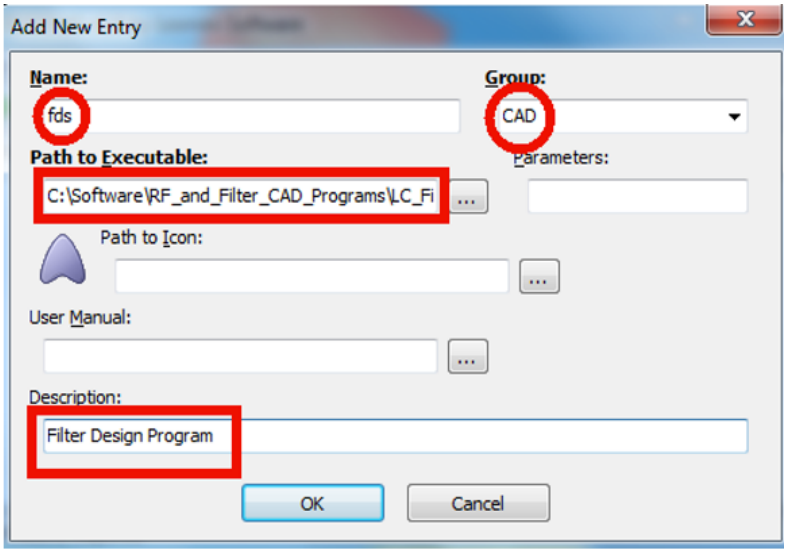
Вы можете загрузить эти 3 программы в разделе qucsstudio моей домашней страницы (www.gunthard-kraus.de) .



Вначале установите DOS Box и DOS-Shell. Сохраните «fds.exe» в собственной папке, назовите её «filters». Затем запустите DOS Shell, щёлкнув по иконке на вашем экране.

Откройте «Edit / Settings» и введите правильный путь к DOS Box.

Затем закройте DOS Shell и откройте вновь. Откройте «Edit» вновь и теперь выберите «Add new entry».



Здесь вы видите всё, что необходимо ввести для доступа к «fds.exe» (на моём PC).

Если вы хотите, затем вы можете удалить иконку «DOS Box». Для запуска «fds» достаточно иконки DOS Shell.

Закончили!

15.3. Спецификация 10.7 MHz полосового фильтра

Частота 10.7 MHz часто используется в качестве промежуточной частоты (IF) в FM приёмниках. Множество компонентов (подобных керамическим или кварцевым фильтрам и т.п.) доступно на рынке, но применимы также и современные технологии, подобно цифровым сигнальным процессорам. Так что, для вашей работы или разработок набор фильтров или усилителей – сущая находка, поскольку очень часто вы должны подавить очень сильные сигналы вокруг вашего сигнала 10.7 MHz.

Разработка фильтра всегда начинается с результатов размышлений = спецификации. Это список свойств, которые должны реализоваться в окончательном продукте. И выглядит он так:

Характеристический импеданс:	**Z = 50 Ω.**
Класс фильтра:	**Chebychev с пульсациями в полосе пропускания 0.3 dB**
Центральная частота:	**10.7 MHz**
3 dB – ширина полосы:	**500 kHz**
Ослабление в полосе пропускания:	**менее 6 dB**
Спад затухания:	**минимум затухания 70 dB на 9 MHz и 12 MHz**
Широкополосное затухание:	**затухание выше 70 dB вплоть до 500 MHz**

Плата (размеры: 30 mm x 50 mm) монтируется во фрезерованный алюминиевый корпус с крышкой. Вход и выход реализованы на SMA разъёмах с центральным проводником, припаянным к микрополосковой линии на плате. Материал подложки Rogers RO4003 толщиной 32 MIL = 0.813 mm, обе стороны медные (толщина = 35 µm, шероховатость = 2 µm). Нижняя сторона платы «бесконечная заземляющая плоскость», и множество переходных отверстий, используемых для соединения между землёй и «островками» на верхней стороне, которые должны быть заземлены. В качестве переходных отверстий используются посеребрённые заклёпки.

15.4. Стратегия разработки

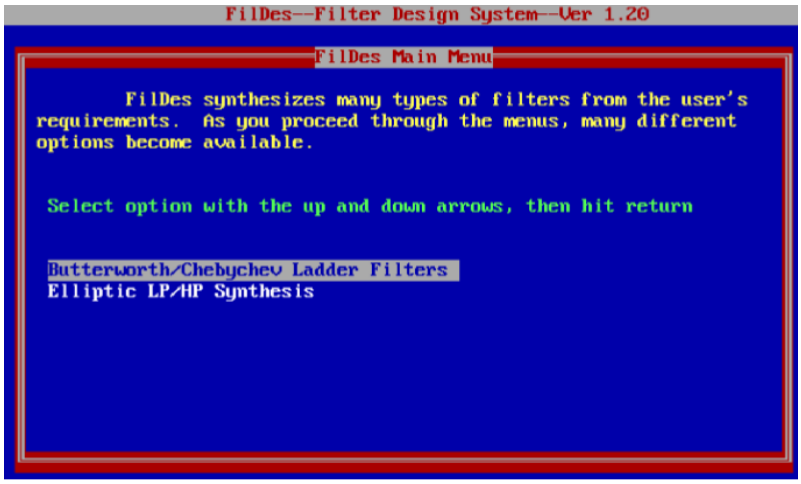
Вначале следует найти ответы на следующие вопросы:

a) Какой тип фильтра следует использовать?
b) Какой порядок фильтра необходим?
c) Какая минимально необходимая добротность для катушек индуктивности нужна, чтобы обеспечить нужный минимум затухания в рабочей полосе?
d) Какова должна быть конструкция этих катушек для обеспечения небольших габаритов И необходимой добротности Q для заданного алюминиевого корпуса?
e) Как можно достичь затухания 70 dB вплоть до 500 MHz?

«**Coupled Resonator Band pass Filter Typ» = «Narrow Band pass**» - это хорошо известное решение для достижения поставленной в спецификации цели. У этого фильтра индуктивности имеют одинаковое значение и соответствуют низкому сопротивлению источника и нагрузки (50 Ω), что достигается емкостным преобразованием.

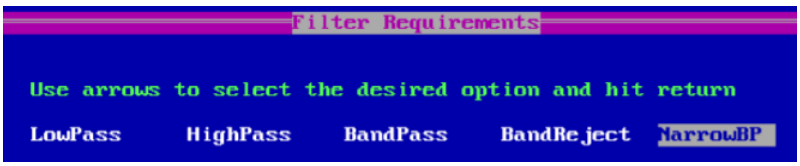
Так что первая симуляция используется, чтобы узнать, какой порядок фильтра нам нужен для выбранной полосы пропускания и полосы затухания. Также выяснится и необходимая добротность Q для катушек индуктивности. Основные вопросы находят ответ при первой разработке: нужен фильтр порядка N = 3. Второй и последний вариант (с более высоким порядком) будут следующими.

15.5. Необходимый тип фильтра и добротность

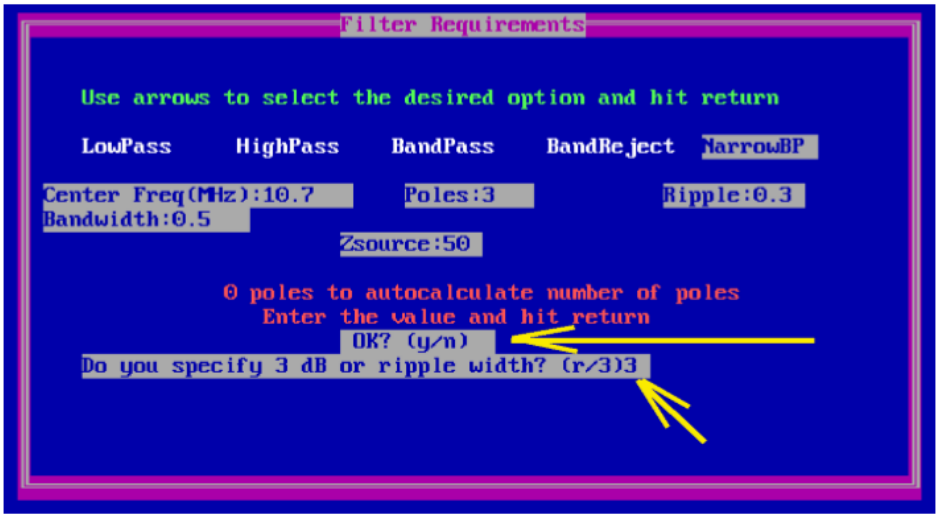


Запустите DOS Shell, а затем «fds.exe».

Отметьте строку с «Chebychev» Filter и нажмите OK.



Теперь с помощью горизонтальной стрелки отметьте «NarrowBP» и вновь нажмите OK.



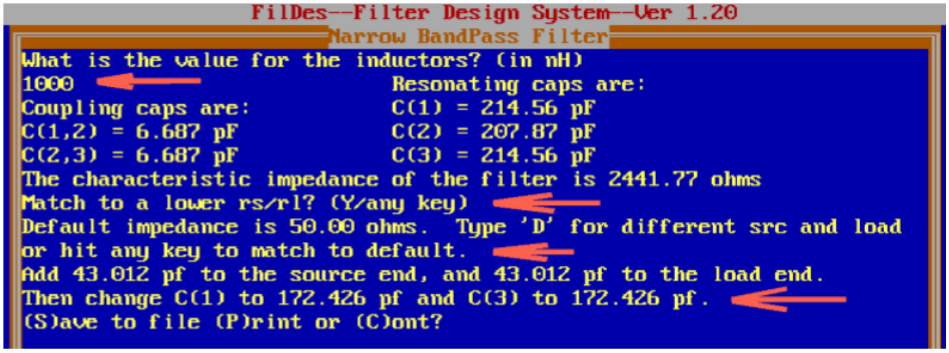
Введите свойства согласно с рисунком (продолжайте с **ENTER** после каждого ввода):

Center Frequency	**= 10.7**
Poles	**= 3**
Ripple	**= 0.3**
3 dB or ripple width	**= 3**
Bandwidth	**= 0.5**
Zsource	**= 50**
OK?	**= y**

На следующей странице введите:

L	**= 1000 nH**
Match to a lower rs/rl	**= y**

Нажмите любую клавишу для 50 Ω по умолчанию.

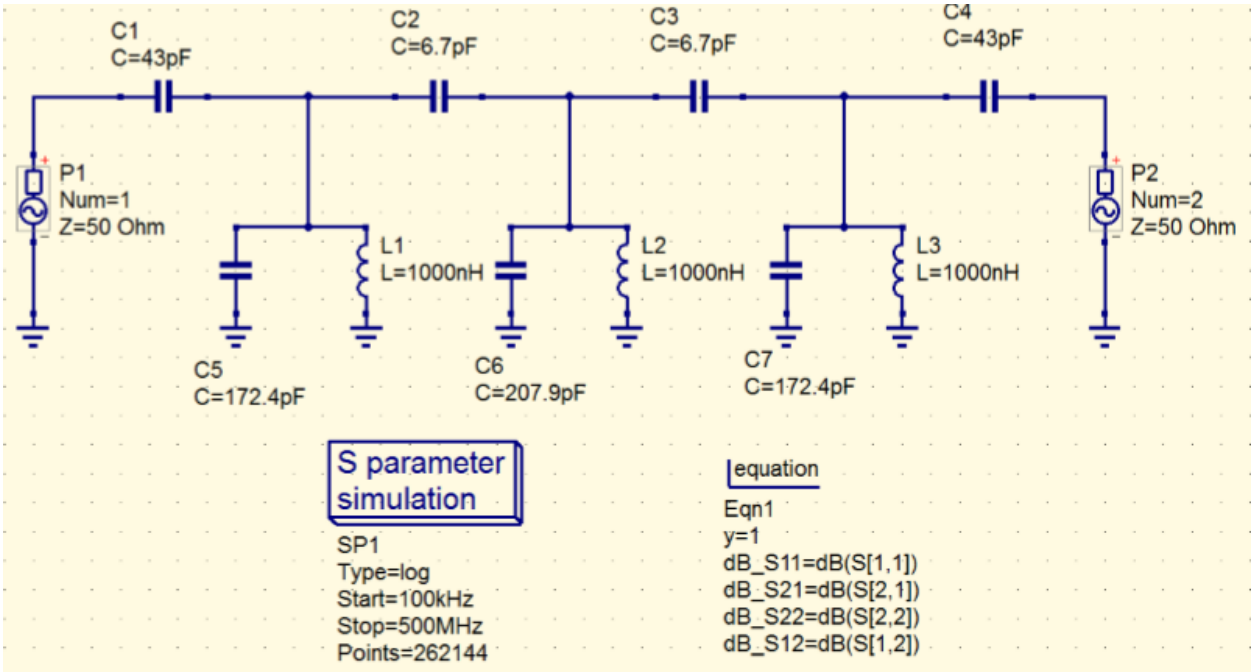


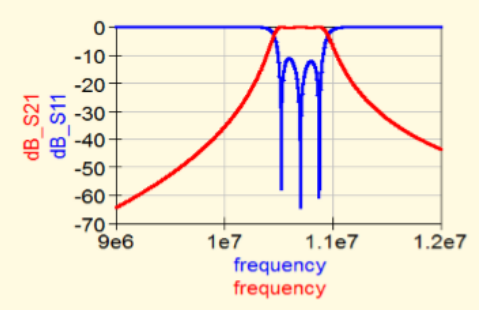
Важная информация по значению индуктивности «L», поскольку вы несёте ответственность за свой выбор – и этот выбор должен быть правильным:

Все индуктивности имеют одинаковое значение, но импеданс этих индуктивностей должен иметь значение между 50 и 100 Ω на центральной частоте полосы пропускания, чтобы фильтр имел хорошие практические свойства! Так что, используется индуктивность 1 µH = 1000 nH с импедансом 63 Ω на 10.7 MHz.

Дальнейшая информация, полученная от программы:

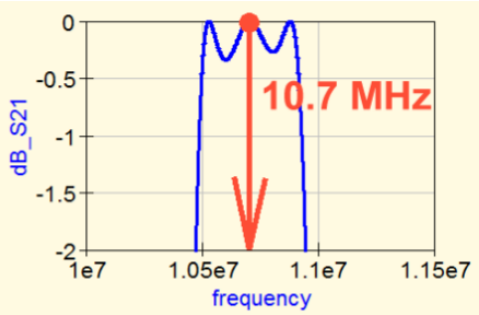
С каждой стороны фильтра добавлены последовательно конденсаторы по 43.012 pF. Благодаря этим конденсаторам вы должны уменьшить конденсаторы параллельного резонанса схемы до 172.46 pF. Теперь всё готово для первой симуляции в qucsstudio. Но, пожалуйста, уменьшите количество знаков каждого компонента до «1 знак после запятой».





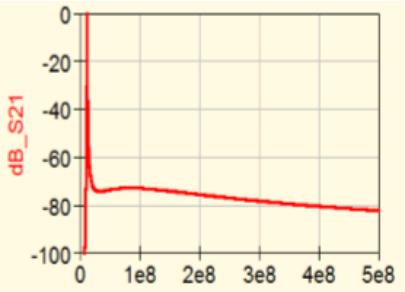
Симуляция начинается с 100 kHz и идёт до 500 MHz. Но на первый взгляд в области пропускания, и симулируются S11 и S21 в диапазоне 9...12 MHz.

Жаль, но затухание в области заграждения не столь успешно, как задумывалось (требование: 70 dB на 9 MHz и 12 MHz).



Здесь вы можете увидеть пульсации в полосе пропускания фильтра Чебышева 0.3 dB (с небольшим спадом…)

Неплохо…

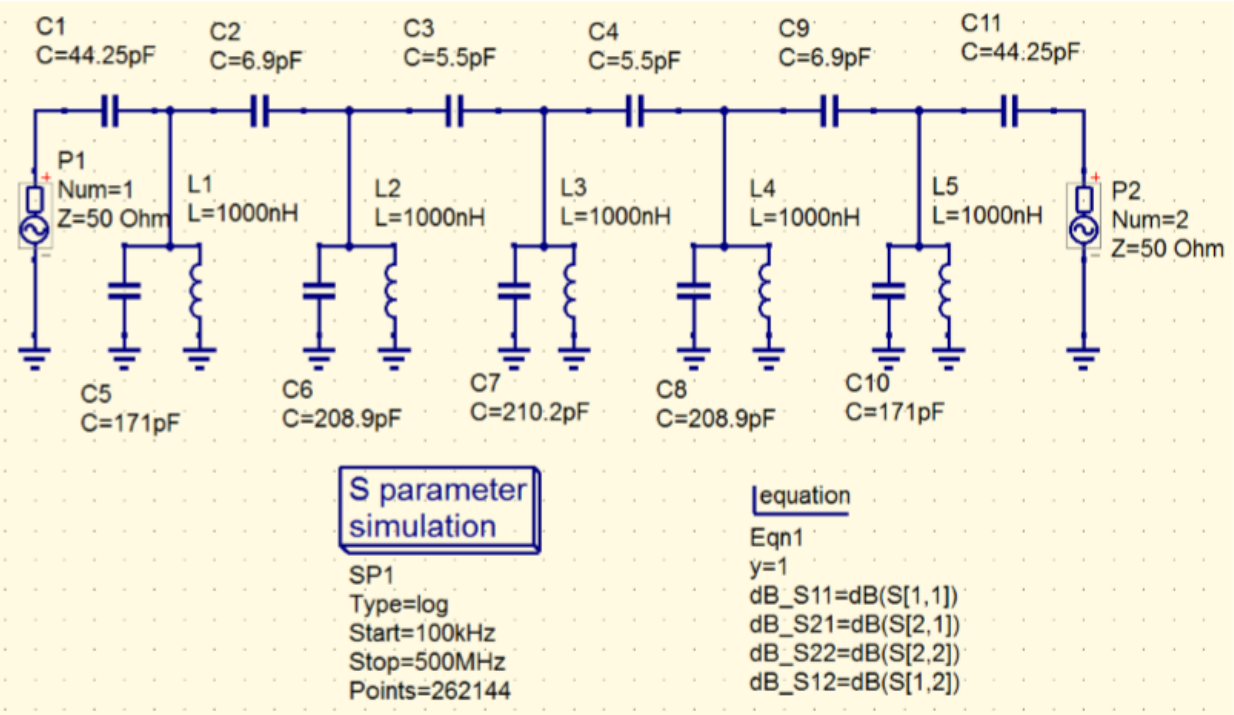


А это ослабление в полосе заграждения вплоть до 500 MHz. Это не подходит, поскольку принимается только значение между 70 и 80 dB.

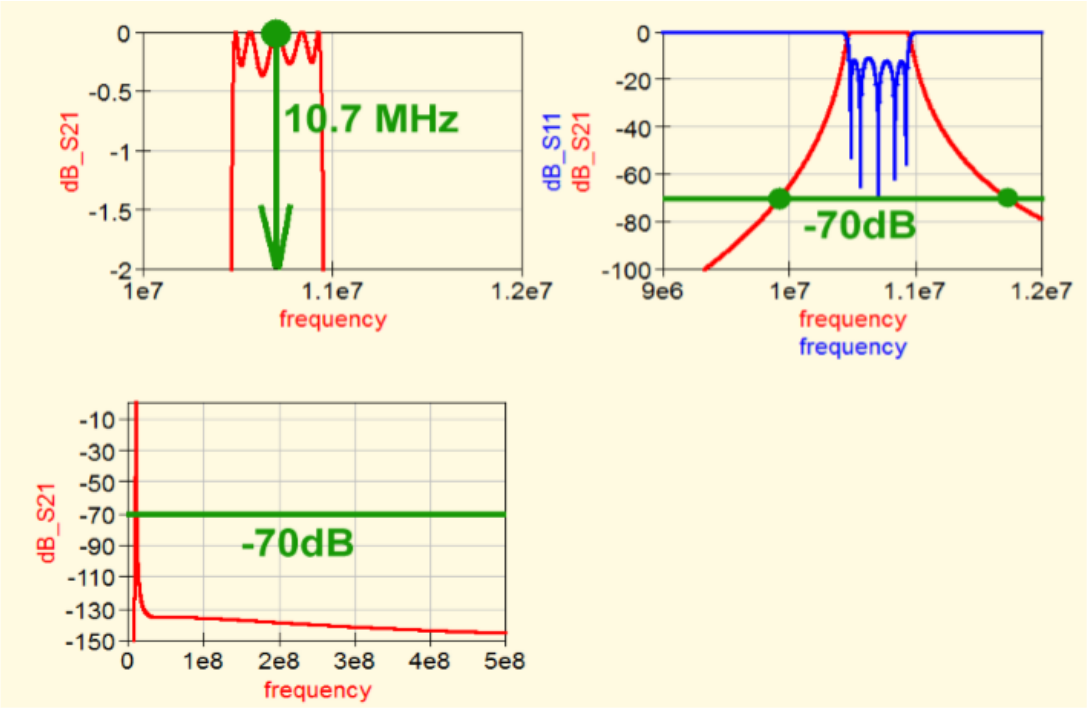
По этим причинам следует сделать новую попытку с фильтром порядка N = 5 в программе «fds».

```
What is the value for the inductors? (in nH)
1000                          Resonating caps are:
Coupling caps are:            C(1) = 214.37 pF
C(1,2) = 6.877 pF             C(2) = 208.86 pF
C(2,3) = 5.508 pF             C(3) = 210.23 pF
C(3,4) = 5.508 pF             C(4) = 208.86 pF
C(4,5) = 6.877 pF             C(5) = 214.37 pF
The characteristic impedance of the filter is 2309.75 ohms
Match to a lower rs/rl? (Y/any key)
Default impedance is 50.00 ohms.  Type 'D' for different src and load
or hit any key to match to default.
Add 44.251 pf to the source end, and 44.251 pf to the load end.
Then change C(1) to 171.075 pf and C(5) to 171.075 pf.
```

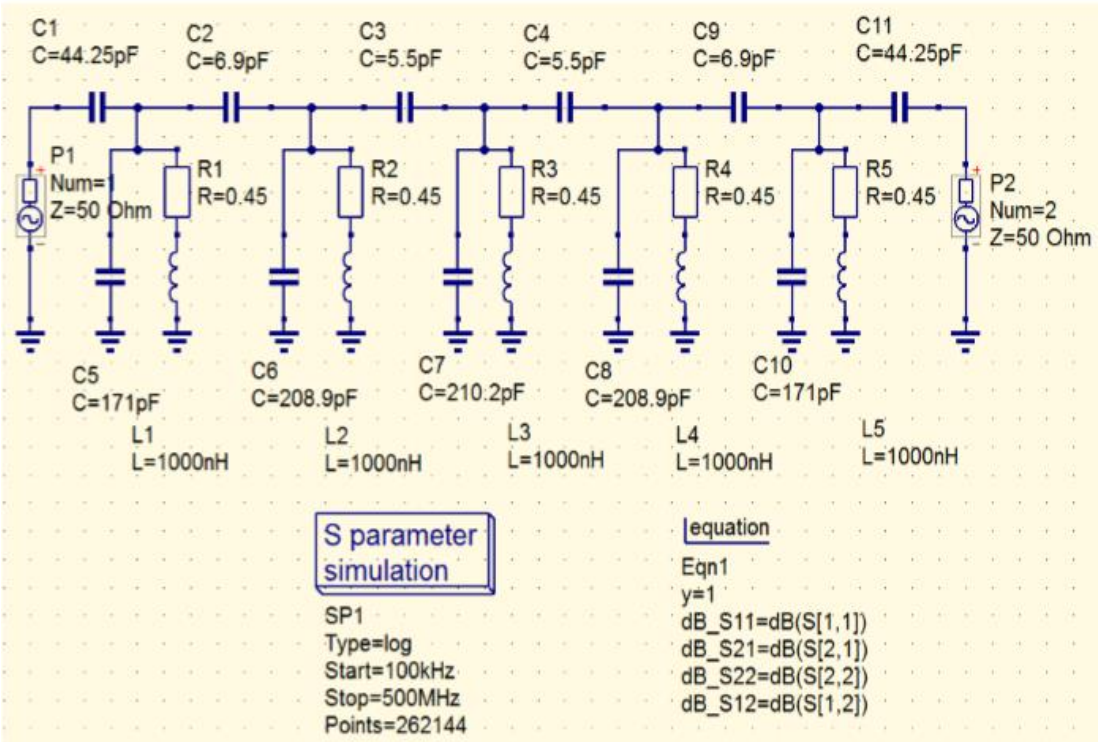
Вот схема новой симуляции с округлёнными значениями:



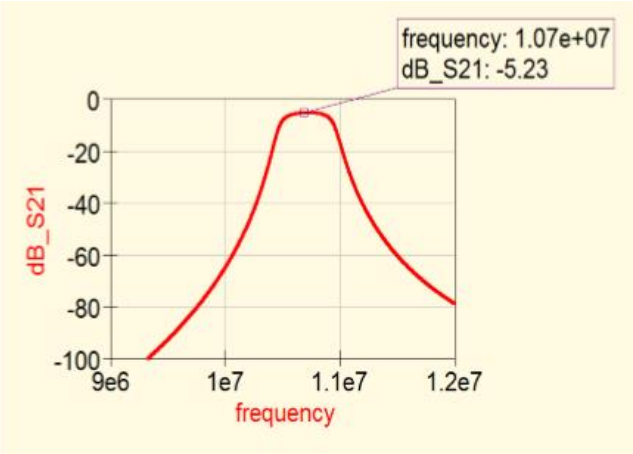
Вот свойства этого варианта:



Теперь всё в порядке с избирательностью. Но в спецификации есть следующее: «**Максимальные вносимые потери = 6 dB на центральной частоте полосы пропускания**». Вносимые потери определяются добротностью Q используемых катушек индуктивности. Реалистичное максимальное значение (которое может быть получено при использовании Amidon кольцевых сердечников) – это **Q = 150**. Что даёт для f = 10.7 MHz и L = 1μH последовательно включённый резистор **Rr = XL / Q = 2 * π * 10.7MHz * 1μH / 150 = 0.45Ω.**



Это новая схема симуляции (включающая потери).



С помощью маркера определяем, что вносимые потери на 10.7 MHz радуют.

Значение 5.23 dB очень хорошее, и оно ниже максимально допустимого значения 6 dB.

15.6. Битва катушек

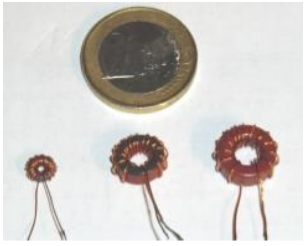
Выяснение добротности Q на высоких частотах – это отдельный «роман» о дорогих измерительных комплектах. По причине чего старый Boonton RX Meter выпуска 1960 был куплен на вещевом рынке HAM Radio и отремонтирован. Это мост, измеряющий импеданс для частотного диапазона от 10 MHz до 250 MHz с тестовым генератором для модифицированного Schering моста.

Применено единственное преобразование супергетеродинным приёмником, и прибор… всё ещё ламповый.

Измерительный мост – это прекрасно, но нуждается при использовании в некоторых умственных усилиях и дополнительных расчётах на карманном калькуляторе, чтобы результаты получились верными. Если вы попробуете измерить индуктивность, вы получите результат, который звучит как «отрицательная ёмкость» с максимальным значением 100 pF. То есть, когда проверяется индуктивность L = 1 µH, частота должна быть увеличена до 16 MHz, чтобы подавить индицируемое «отрицательное дополнительное значение ёмкости» ниже» -100 pF.

Теперь протестируем хорошо известные катушки Neosid. Им нужно место 7.5 mm x 7.5 mm на плате, и они хорошо экранированы. Но все усилия привели к тому же результату:
Максимальная добротность, которую удалось получить Q = 100.

Так что, использовались хорошо известные кольцевые сердечники Amidon. Они недорогие, показывают высокое значение добротности, и благодаря «замкнутому пути магнитных линий» не требуют дополнительной экранировки.



Но вы должны (в диапазоне до 30 MHz) сделать выбор между сердечниками, сделанными из «феррита» и из «порошкового чистого железа».

Феррит даёт лучшую проницаемость, но страдает ранним насыщением и повышенной нелинейностью при больших токах.

Сердечники из порошкового чистого железа – это смесь из изолирующей подложки и микроскопических частиц железного порошка. Таким образом, уровень насыщения гораздо выше в сочетании с высокой добротностью и малыми потерями. Был использован этот тип сердечников.

Первый шаг – выстроить подборку сердечников разных размеров (T20-2, T37-2 и R44-2) для экспериментов. Система маркировки весьма проста:

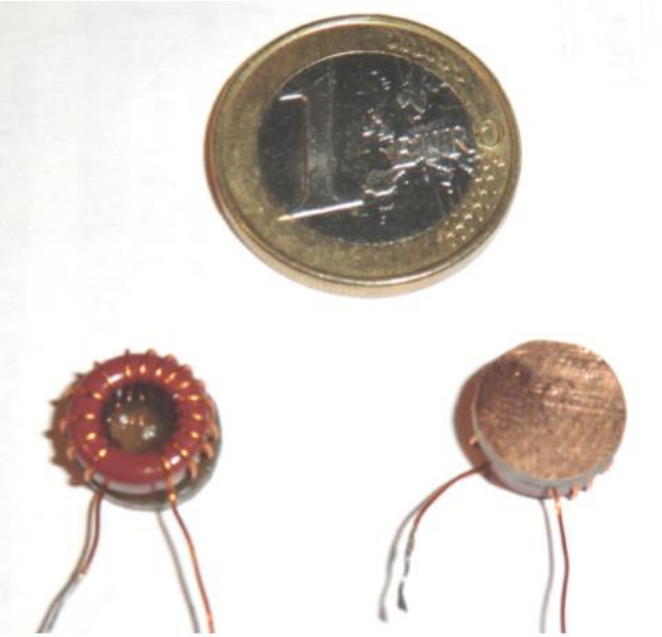
Первое число – это внешний диаметр в значении 0.01 дюйма. Число «2» говорит нам, что мы имеем материал с «оптимальным диапазоном частот между 1 и 30 MHz». Дополнительно кольцо окрашено в красный/коричневый цвет, если оно из этого материала.

Теперь на эти три сердечника были намотаны медные провода, чтобы получилась индуктивность в 1µH, и проведены измерения на 16 MHz со следующими результатами:

Core type	Outer diameter	Windings	Wire diameter	Inductance	Losses as parallel resistor	**Q factor at 16 MHz**
T20-2	5.08mm	19	0,2 mm	0.97µH	12.9k	**132**
T37-2	9.53mm	15	0.3 mm	1.02µH	18.8k	**183**
T44-2	11.2mm	13	0.3	0.99µH	15.9k	**159**

Сердечник версии T37-2 дал наивысшую добротность и был использован. Но как зафиксировать сердечник на плате? Нам нужны:

a) Абсолютная механическая стабильность, чтобы воспроизвести все значения.
b) Наивысшая добротность не должна уменьшаться при фиксации.



Вот решение:
Из односторонней фольгированной платы был вырезан небольшой диск (материал = FR4, толщина = 1.52 mm). Сердечник приклеен к стороне без покрытия с помощью клея araldite.

Получилось решение с очень большой механической прочностью, и компонент может быть припаян к плате.

Наиважнейший вопрос теперь:

Как это скажется на добротности?

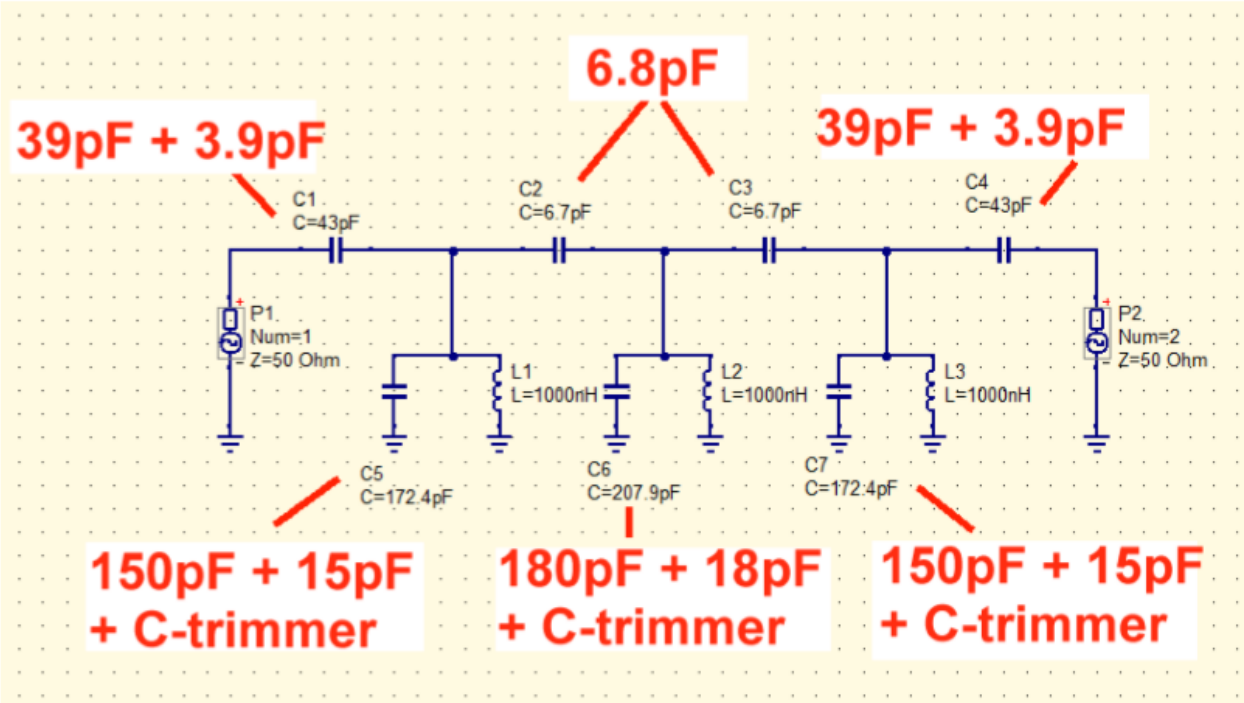
Был получен такой результат:

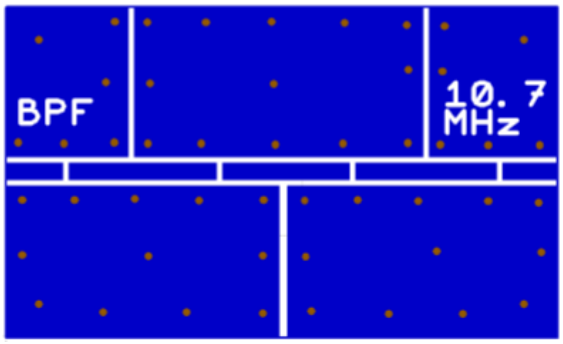
Значение индуктивности 1.013 / 1.01 / 1.015 µH, а добротность 162 / 167 / 164.

Таким образом, проблему с катушками можно считать разрешённой.

15.7. Первый тест: прототип фильтра с N = 3

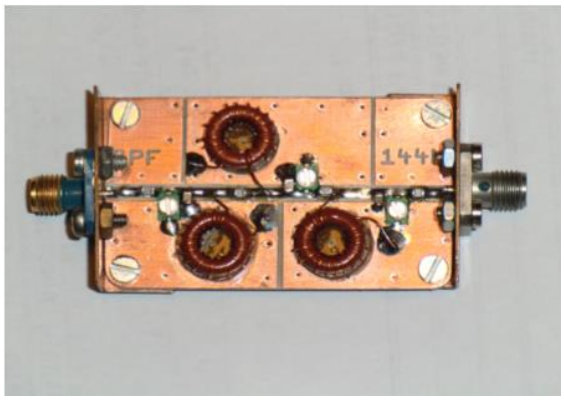
Расчётная ёмкость должна быть изменена до «практических значений при параллельном включении» (внимание: максимальное отклонение = 1...2%). Используются триммеры для точной подгонки.





Прототип реализован на плате с размерами 30 mm x 50 mm.

«Заземляющие островки» с множеством переходных отверстий на «бесконечную заземляющую поверхность» на нижней стороне можно выделить.

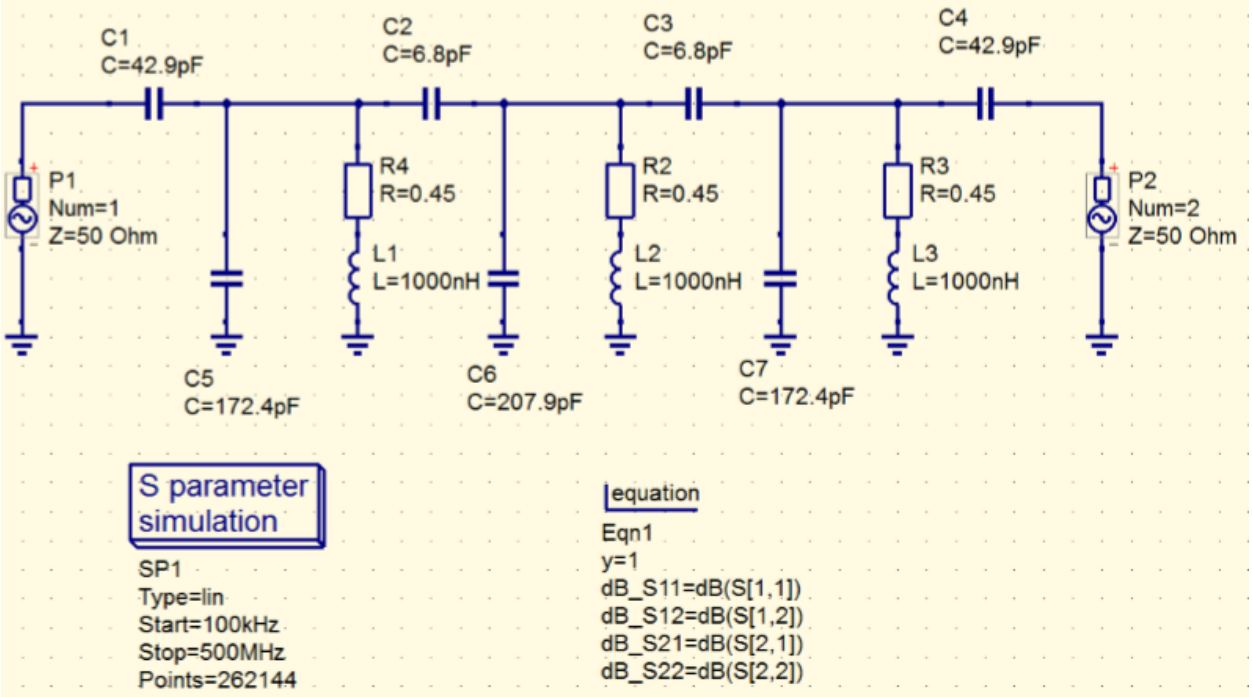


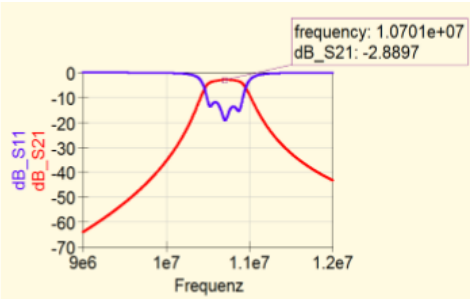
А это окончательный прототип.

Внимание: роторы трёх С-триммеров должны быть заземлены. При рассмотрении вы найдёте хорошую, но маленькую маркировку, которая поможет подключить роторы.

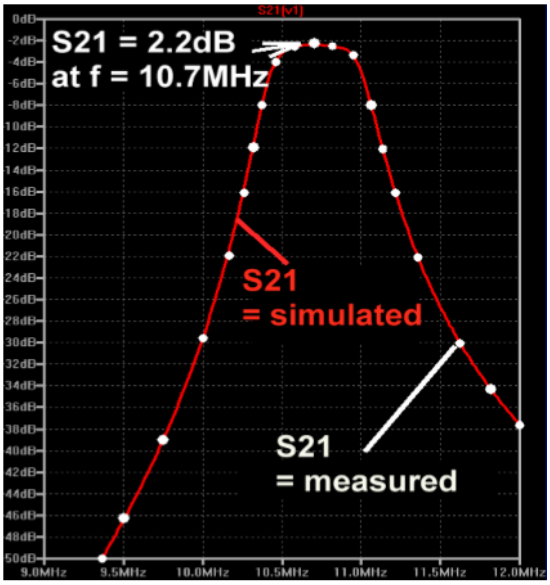
Иначе вы получите проблемы в части графика фильтра при приближении отвёртки к ротору…

Теперь посмотрим на заключительную симуляцию с выбранными компонентами и значениями, включая потери в катушках:





Эта диаграмма показывает S11 и S21. Рассчитанные вносимые потери **2.9 dB на 10.7 MHz**. Также «отрицательный пик S11» меньше, чем без потерь.

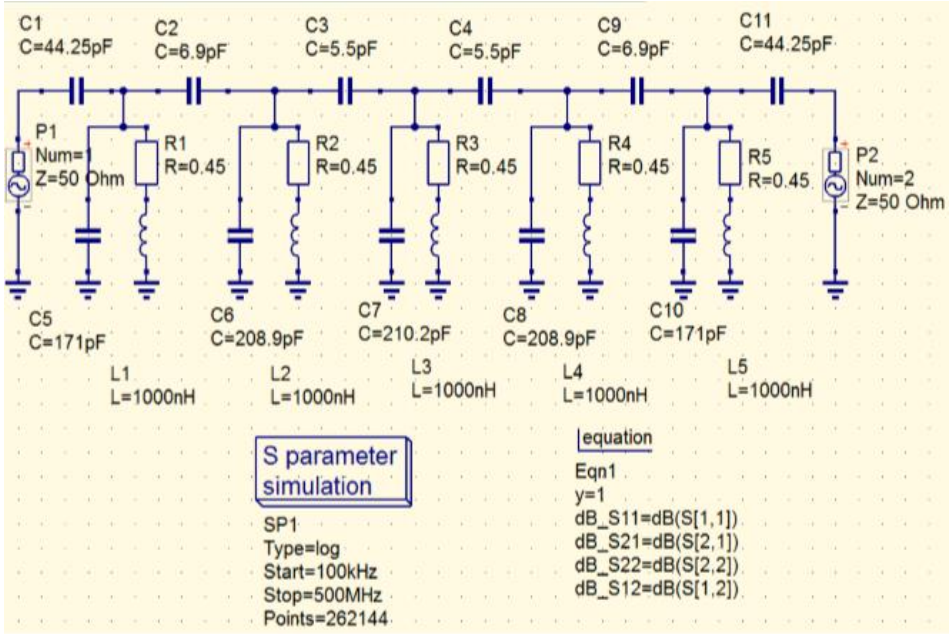


Это результат измерений. S21 равно 2.2 dB вместо расчётного значения 2.9 dB. Тогда как симуляция и реализация практически одинаковы.

А что относительно широкополосного затухания в области непрозрачности?

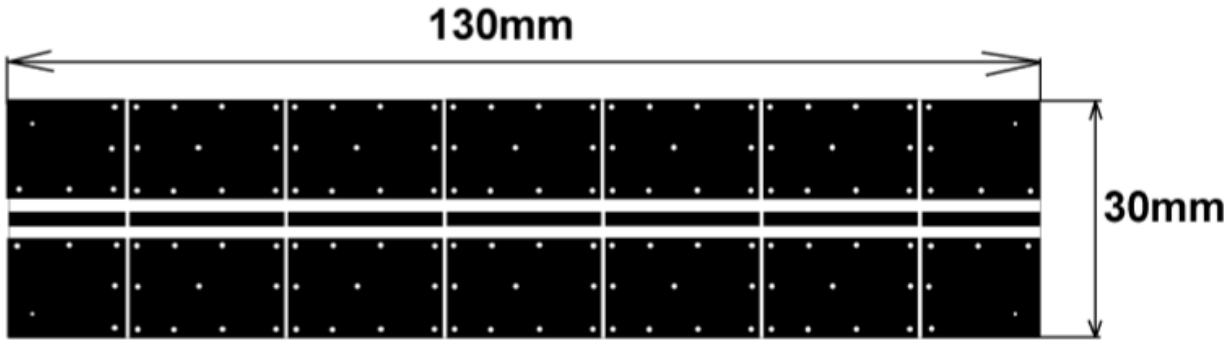
Значение S21, измеренное вплоть до 1 GHz, показывает, что спецификация «минимальное затухание вне полосы пропускания более 70 dB вплоть до 500 MHz» вполне выполняется.

15.8. Финал = 5 полюсная версия

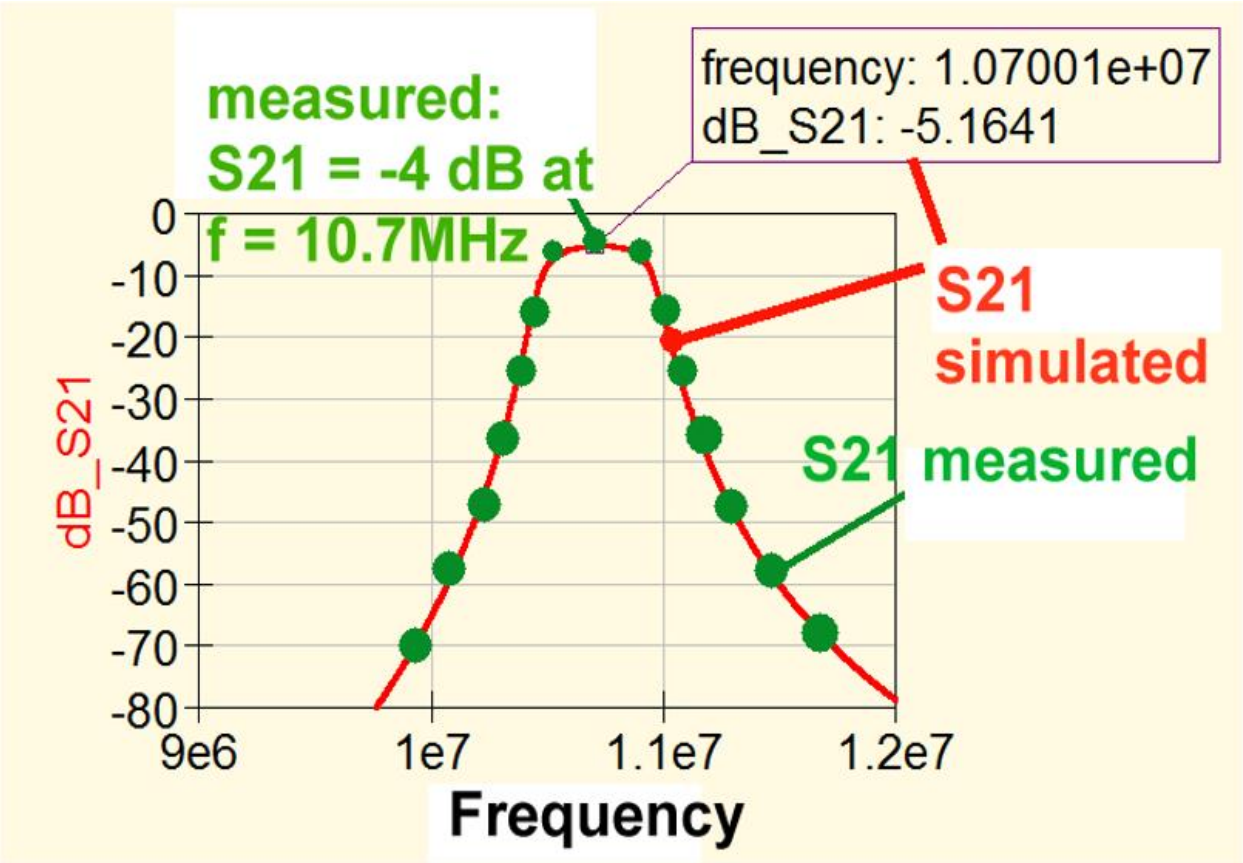


Это схема, включающая потери в катушках индуктивности.

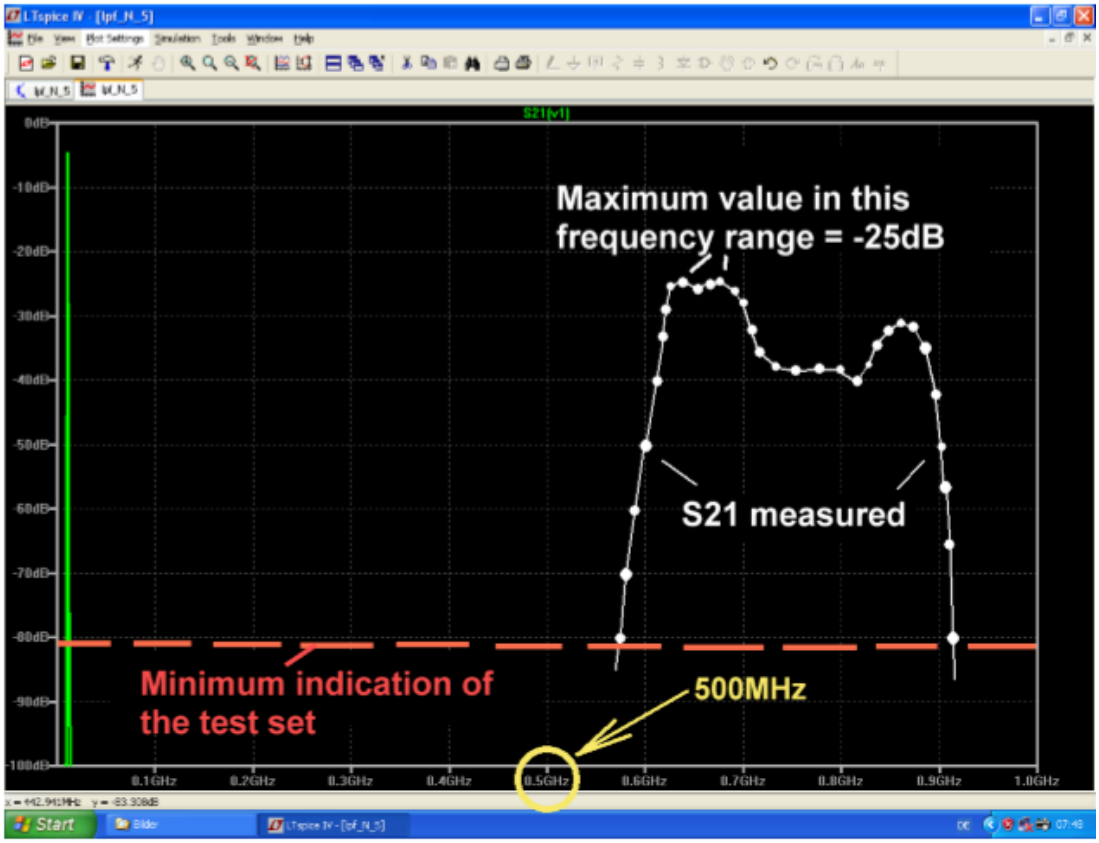
А это использованная плата:



(Подложка = Rogers RO4003 / толщина = 2 MIL = 0,813 mm). Вы вновь видите «островки заземления с большим количеством переходных отверстий. Так же центральная микрополосковая линия (= заземлённому копланарному волноводу) имеет место. Разрывы предусмотрены в центральной микрополосковой линии для развязывающих конденсаторов. Участки микрополоски между двумя разрывами действуют до 500 MHz как дополнительные параллельные конденсаторы для каждой резонансной цепи. Но это может быть легко скорректировано с помощью С-триммеров в каждой из цепей.

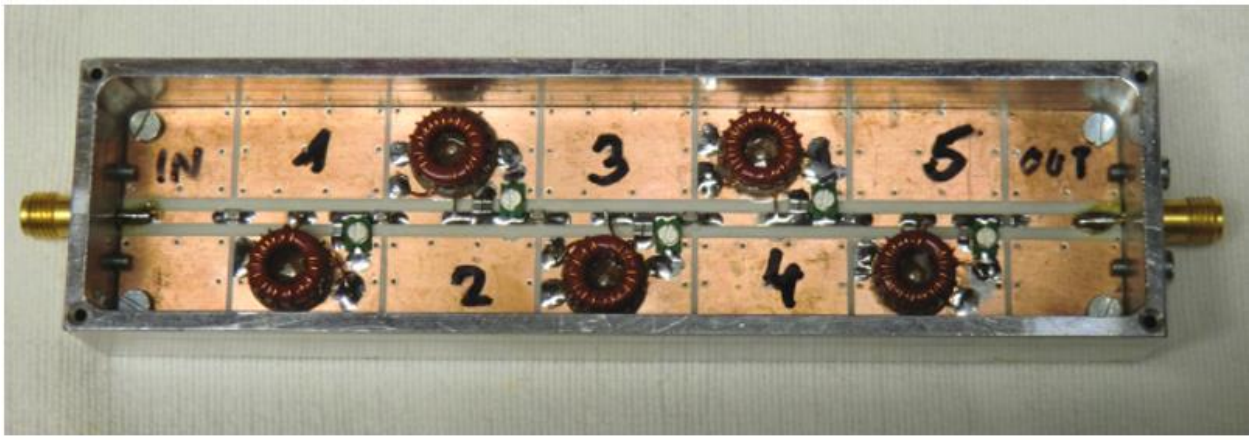


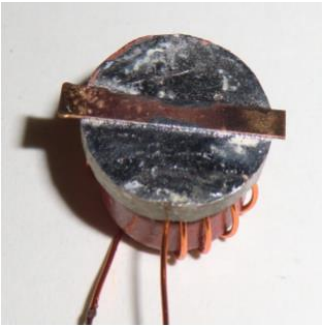
S21 (а, следовательно, затухание в полосе пропускания) на центральной частоте лучше, чем ожидалось (-4 dB вместо -5.16 dB).



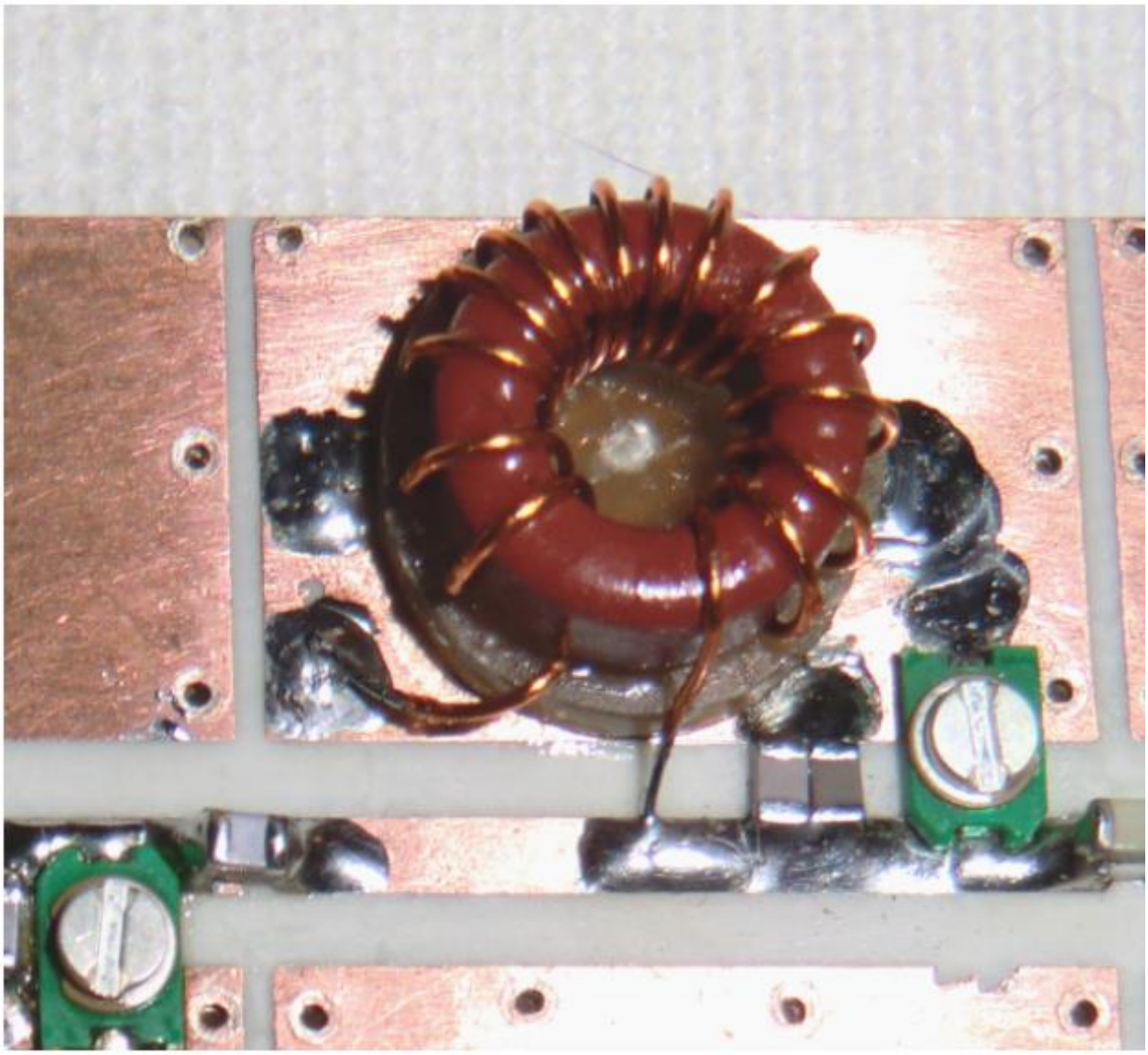
Затухание в полосе непрозрачности было измерено вплоть до 1 GHz, и оказалось достаточно хорошим. При измерении использовался старенький анализатор hp8410, и результаты проверены с помощью Rohde and Schwarz Analyzer ZVRE.

Вот полный фильтр, включая алюминиевый корпус. Но включены некоторые усовершенствования.





Стабильность катушки на ферритовом кольце была получена пайкой маленькой полоски меди к омеднённой стороне «держателя». Так что, мы взяли «SMD элементы», которые легко можно паять к плате, и зафиксировали как скалу…



Эта иллюстрация показывает один из 5 резонансных контуров, включая все конденсаторы и С-триммеры. Монтаж реально стабилен и не чувствителен к вибрациям.

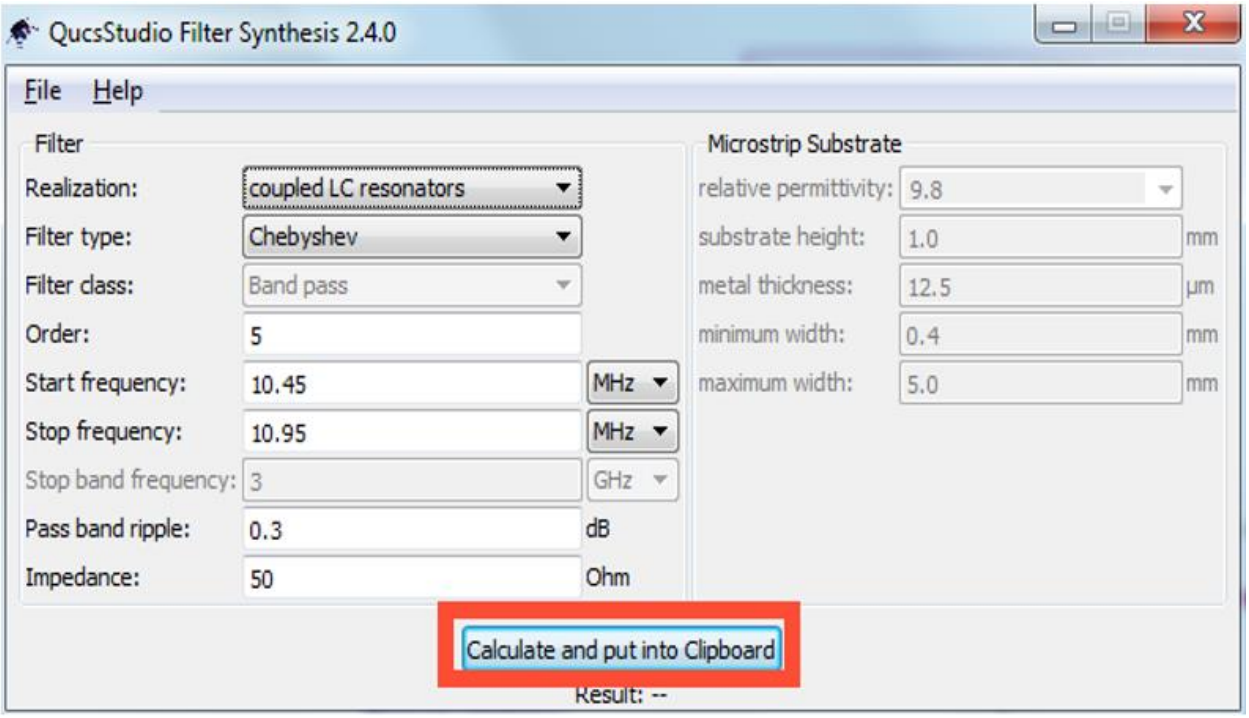
15.9. Сравнение: разработка фильтра с помощью калькулятора фильтров (новой qucsstudio, начиная с версии 2.4.0, против fds.exe)

Давайте проверим 5 полюсную версию из последней главы. Если эта работа окажется удачна, усилий с DOS Box и DOS shell можно будет избежать.

Приведём спецификацию этой версии:

Center Frequency = 10.7 MHz
Poles = 5
Ripple = 0.3
3 dB or ripple width = 3 dB
Bandwidth = 0.5 MHz
Zsource = 50

Запустите qucsstudio 2.4.0. и откройте меню «**Tool**». Здесь вы найдёте «**Filter Synthesis**» и можете отметить «**coupled LC resonator**»:



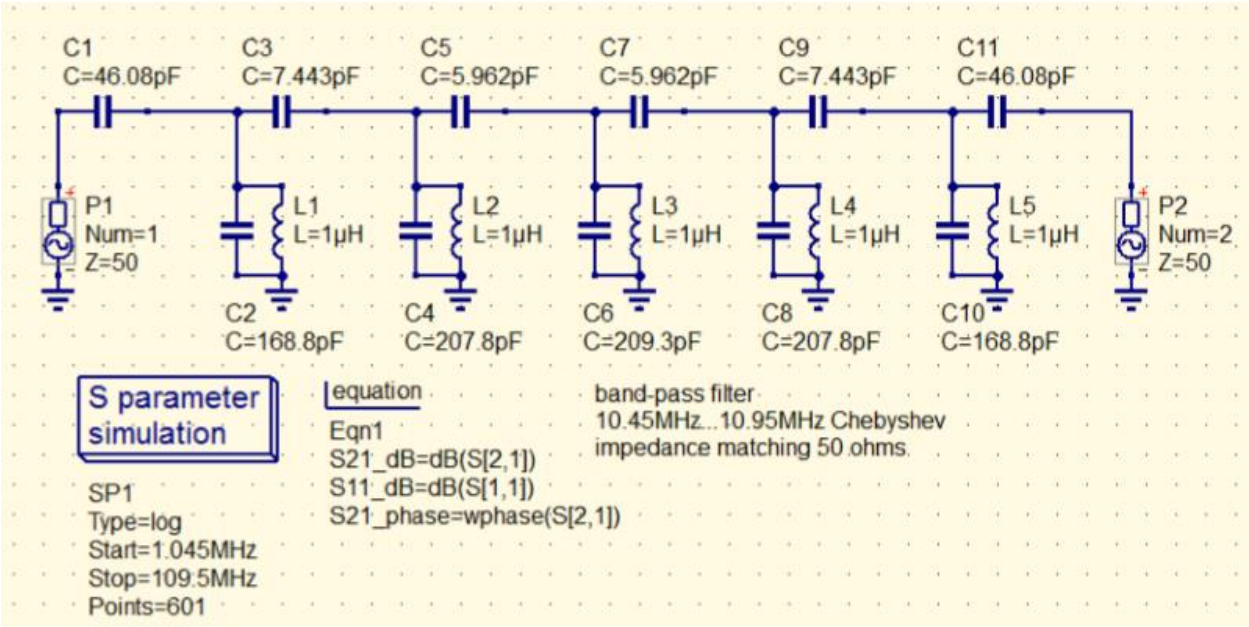
Ввод свойств не должен вызывать проблем.

Но:

Программа не может работать с информацией о ширине полосы, вы должны ввести нижнюю и верхнюю граничные частоты (= start frequency and stop frequency)!

Затем нажмите отмеченную красной рамкой кнопку «calculate». Если расчёт был успешен, тогда вы получите результат в буфере обмена. Так что, откройте новую схему и вставьте компоненты из буфера обмена.

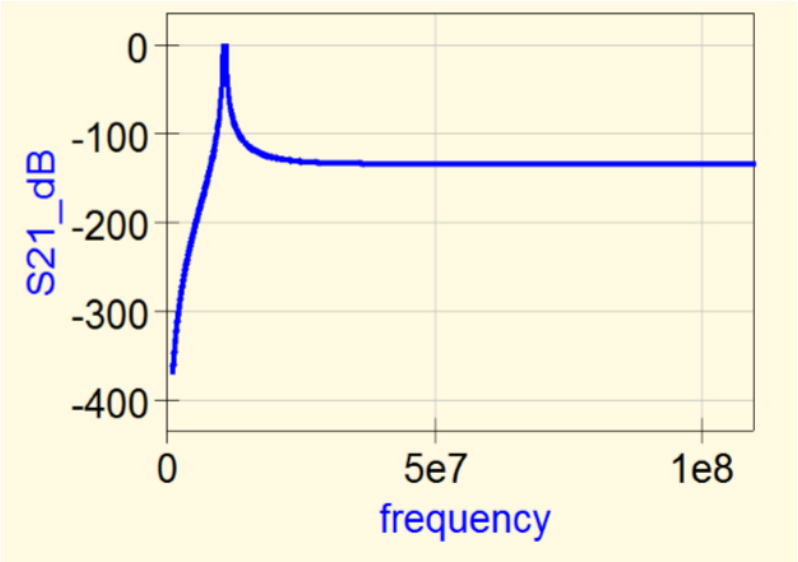
Вот, что вы увидите:



Похоже, что калькулятор qucsstudio работает несколько иначе: значения элементов отличаются от тех, что даёт разработка с помощью fds.

Другие отличия от fds:

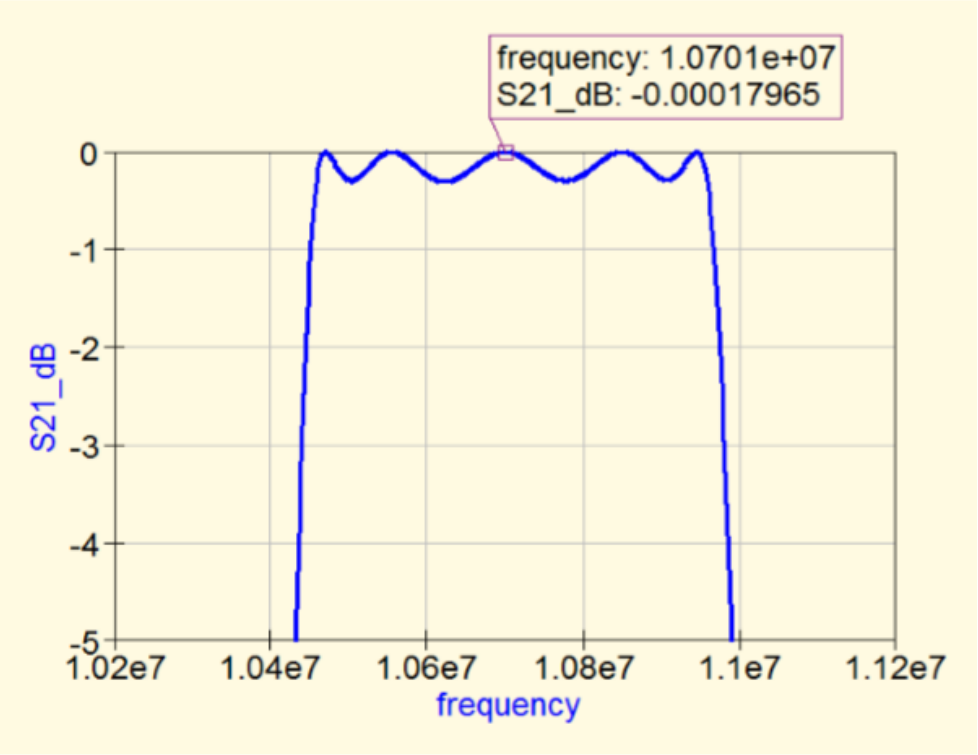
a) Вы не можете выбрать индуктивность – она автоматически задаётся с оптимальным значением, как это отмечено в главе 14.5 для центральной частоты.
b) Вы не можете определиться между пульсациями и 3dB полосы пропускания.
c) Вы не можете соответствовать другим значениям характеристического импеданса системы с 50 Ohms.



Для симуляции всё готово – пожалуйста, симулируйте (после сохранения схемы под новым именем).

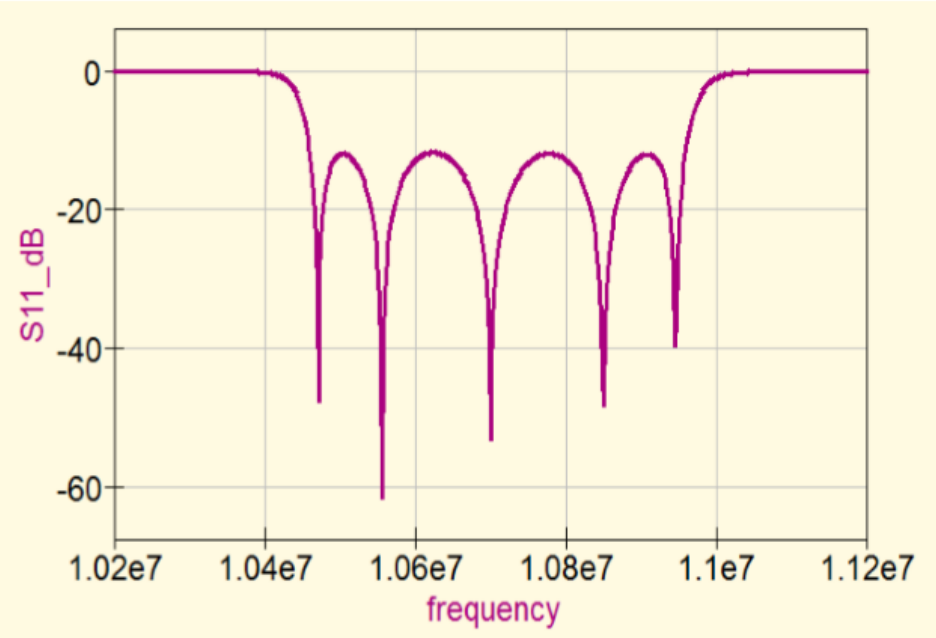
Результат – широкополосное ослабление вплоть до 110 MHz со значением около 130 dB.

Но для точной демонстрации и анализа свойств полосы пропускания следует увеличить количество расчётных точек. Симулируйте от 1 до 21 MHz с 20001 точками и укажите пульсации Чебышева в полосе пропускания (вертикальная ось = 0....-5 dB / горизонтальная ось = 10.2 MHz до 11.2 MHz).



Используйте маркер с 5 значащими цифрами.

Также посмотрите входное отражение S11 для этого частотного диапазона в dB:



Без проблем…?!

16. Разработка WLAN (= 2.45 GHz) плоской антенны с линейной поляризацией

16.1. Основные сведения об антеннах

Простое определение:

Антенна передаёт электрическую энергию, идущую по двум проводам к свободному пространству, и излучает её в виде электромагнитной волны.

Свободное пространство можно рассматривать как волновод с характеристическим импедансом 120π = 377 Ω. А, поскольку электрическая мощность передаётся по воздуху, линии электрического и магнитного полей должны всегда быть в фазе в рассматриваемой точке пути (…это характеризуется вектором Пойнтинга, который означает «мощность на единицу площади»).

Но никогда не забывайте, **электрическое и магнитное поля взаимно перпендикулярны, и распространяются в направлении плоской волны.**

Постоянная передача энергии в пространство представлена сопротивлением излучения на входе антенны и мощностью, подводимой от источника напряжения.

Сопротивление излучения зависит от типа и конструкции антенны, от длины и диаметра антенного провода, частоты, среды, свойств заземления… не так легко рассчитать!

Вы должны различать узкополосные и широкополосные антенны. Узкополосные антенны могут рассматриваться как резонансный контур, и это означает:

a) Они имеют только резонансную частоту, и на этой частоте входной импеданс имеет чисто резистивное входное сопротивление (= ни ёмкость, ни индуктивность не могут быть измерены). Но входное сопротивление само по себе представляет последовательно соединённые сопротивление излучения, потери в антенных проводах и потери в кабеле, потери в заземлении вокруг антенны…
b) Если вы измените частоту, вы получите то же поведение, что и у истинного резонансного контура: индуктивная и емкостная составляющие больше не отменяются.
c) Антенна – это открытый резонансный контур. Так что, мы обнаруживаем сильные электрическое и магнитное поля вокруг антенны (= Near Field Region, область ближнего поля), но между ними имеет место разность фаз в 90 градусов, а резистивный ток ответственен за передаваемую мощность (…как требуется для индуктивности и ёмкости). Эти сильные близкие поля не излучают, но могут представлять угрозу для живых организмов, например, для человека. Эти близкие поля **ослабляются с «расстояние^3» от антенны**.
d) **С ростом расстояния от антенны (правило большого пальца: минимальное расстояние = 10 кратной длине волны) мы оказываемся в дальнем регионе поля (= область Фраунгофера).** Теперь электромагнитное поле передаёт энергию в пространство и, следовательно, электрическое и магнитное поле должны быть в фазе (…но линии поля взаимно перпендикулярны). Эти отдалённые поля **ослабевают только с 1/расстояние**, а, значит, разговор между Европой и Америкой возможен – с весьма низкой передаваемой мощностью.

Уходя от антенны, энергия распространяется на постоянно растущую территорию. Эта энергия, сохраняющаяся до антенны приёмника, уменьшается с расстоянием по **формуле Фриза**:

$$P_{received} = P_{transmitted} * G_{transmitting_antenna} * G_{receiving_antenna} * (\lambda / 4*\pi*d)^2$$

«**d**» - расстояние между приёмником и передатчиком.

«**λ**» - используемая длина волны и может быть вычислена через частоту и скорость света.

«**G**» - усиление антенны.

16.2. Основы плоских антенн

Такие антенны используют двухстороннюю печатную плату. Нижняя сторона – «это бесконечная заземлённая поверхность», а на верхней стороне мы найдём простой прямоугольник или квадрат. Другие размеры платы должны быть на 3-5 мм больше, чем размеры антенны, или ещё больше.

- Длина антенны отвечает за резонансную частоту и должна быть около 0.49 x (λ / 2) (…точное значение будет найдено при симуляции…).
- Ширина антенны отвечает за полосу пропускания и сопротивление излучения.

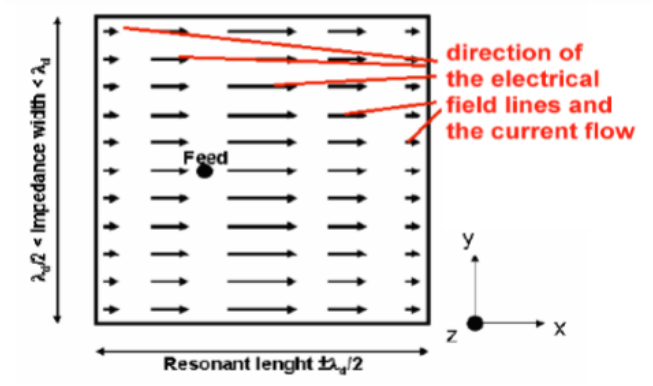
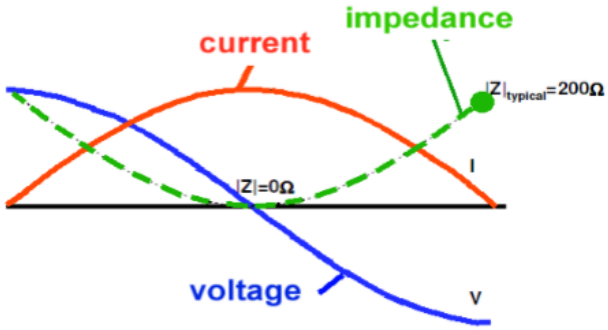


Figure 2: Current distribution on the patch surface



Если вы запитаете антенну по центру левого вертикального края (или рядом), вы получите распространение тока и напряжения, как показано на рисунке.

С правой стороны от антенны напряжение имеет то же значение, но противоположную фазу (из-за длины линии λ/2 = 180 градусов). **И ровно в середине антенны вы обнаружите U = Ноль**. Но ток равен нулю в начале и конце этой линии передачи, а максимум находится в центре.

В начале и конце линии сопротивление излучения представляет излучаемую энергию. Значение сопротивления колеблется между 150 и 1000Ω (…зависит от вида антенны), а λ/2 линия не меняет импеданс резистора нагрузки.

Его значение проявляется как входное, а, значит, мы обнаруживаем параллельное соединение обоих сопротивлений излучения на входе = подключению источника питающего напряжения. В отношении этой иллюстрации мы можем сказать, что для входного импеданса 200Ω, с каждой стороны линии можно было бы подумать о сопротивлении 400Ω.

Ровно в центре линии мы найдём U = 0, следовательно, входной импеданс в этом месте также нулевой. Значит, входной импеданс начинается с 200Ω с левого края антенны и уменьшается к нулю, когда мы перемещаемся к центру.

Так что, должна быть точка с Z = 50 Ω вдоль этого пути – но как найти её..?

Ширина антенны не слишком влияет на резонансную частоту. Начиная с квадратной формы (= стандартной) сопротивление излучения уменьшается, а полоса частот увеличивается с увеличением ширины антенны.

Разработка плоских антенн обычно выполняется с помощью «EM simulator for planar structures», и наилучший выбор для частных лиц – это свободная **SONNET LITE** версия. Она хорошо известна и используется во всём мире.

С моей домашней страницы, английский раздел (www.gunthard-kraus.de), вы можете загрузить свободную версию руководства к Sonnet Lite с точным описанием разработки плоской антенны на 5.8 GHz.

Но только один вопрос должен найти свой ответ:

Почему и как такая антенна излучает?

Взглянем не иллюстрацию:

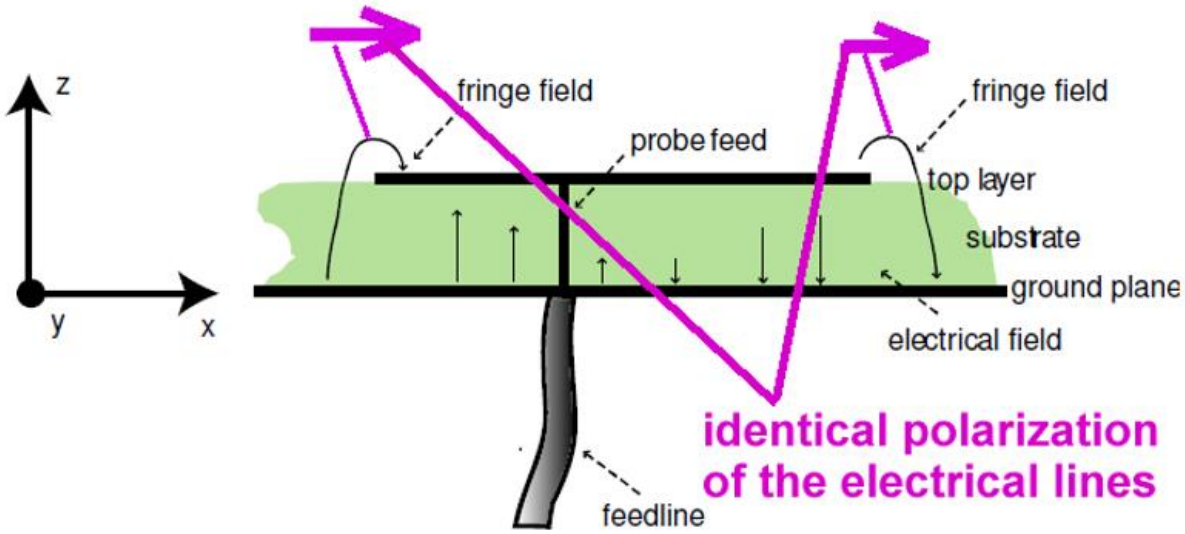


Figure 1: Cross section of a patch antenna in its basic form

Проверьте «бахрому полей» с обоих краёв антенны! Напряжения находятся в противофазе, но линии электрического поля имеют одинаковую поляризацию!

Следовательно, левый и правый край антенны работают как два «щелевых излучателя» в параллель.

Щелевой излучатель – это комплементарная версия диполя. Диполь – это металлический проводник в воздушной среде. Щелевой радиатор – это «воздушная щель в металлической среде». Так направление линий электрического и магнитного полей для щелевого излучателя меняются местами в сравнении с диполем.

Иллюстрация даёт также ответ на вопрос о поляризации излучаемого электрического поля в форме двух розовых стрелок.

Если заземляющая плоскость чуть больше, чем антенна, тогда вы имеете «экранирование», и не возможно излучение вниз (= на иллюстрации антенна будет излучать только вверх). Диаграмма направленности антенны для излучаемой мощности диполя – это «**8**». Но теперь одна половина «8» пропущена, и вы имеете только вертикальный круг для нашей плоской антенны.

16.3. Измерение свойств антенны

a) **Резонансная частота, входной импеданс и сопротивление излучения**.

Лучше всего это сделать с помощью векторного анализатора, подключённого к антенне, и диаграммы Смита для представления результата. На этой диаграмме импеданс показывает обычно «петлю вокруг центра». А центр означает импеданс точно 50 Ω.

Расстояние любой точки кривой до центра эквивалентно коэффициенту отражения «r» на этой частоте, которая может быть использована для расчёта полного входного импеданса.

Внимание:

Плоская антенна показывает несколько «прекрасных точек совпадения», когда «прокачивается» в широком диапазоне частот, но возможна только одна частота излучения, когда длина антенны равна половине длины волны. Но как проверить это?

Очень просто: подключите вашу антенну к векторному анализатору и поднесите руку к антенне. Часть энергии излучения отражается от вашей руки к антенне, а анализатор воспримет это как дополнительную отражённую волну при измерении S11. Так что, кривая S11 на экране будет прыгать подобно кролику в том же ритме, что и движение руки.

b) Кроссполяризация.

Используйте две одинаковые антенны. Первую подключите к выходу генератора сигналов, который настроен на резонансную частоту антенны. Вторую антенну подключите к анализатору спектра как к приёмнику, расположенному в месте дальнего поля (минимальное расстояние = 10 длин волны). Теперь выровняйте частоту и положение (= направлению) обеих антенн по максимальному уровню входа приёмника. Потом ослабьте связь между второй антенной и её разъёмом чуть-чуть и поверните антенну на 180 градусов. При 90 градусов не должно быть сигнала (= перпендикулярная поляризация), но на практике вы обнаружите сигнал с уровнем уменьшения между 30 и 40 dB. Этот перепад уровня до максимального значения есть кроссполяризация в dB.

c) Горизонтальная диаграмма.

Трудно измерять с обычным оборудованием, как раньше (= требует поглощающей камеры и поворотного круга с очень точной градусной калибровкой). Начните с того, что настройте обе антенны на максимальный принимаемый сигнал, затем поверните приёмную антенну на 360 градусов вокруг себя и измеряйте изменение уровня сигнала. Для полной диаграммы (включая вертикальную часть) иногда используют геликоптер.

d) Усиление антенны.

В этом случае максимальный уровень от приёмной антенны сравнивается с принимаемым уровнем из «изотропного излучателя». Разница уровней названная «усилением антенны», а результат даётся в

dBi

Иногда простой диполь используется в качестве эталона, но этот диполь уже имеет усиление 2.15 dBi. Поэтому «усиление, отнесённое к диполю» измеряется в

dBd

и вы получаете его, если уменьшите значение dBi на 2.15 dB.

Но теперь ответ на вопрос: как можно измерить усиление антенны?

Стандартный метод использует формулу «Фриза», как это показано в главе 15.1, а поясняющий текст такой же, как выше для «кроссполяризации»:

«Используйте две одинаковые антенны. Первую подключите к выходу генератора сигналов, который настроен на резонансную частоту антенны. Вторую антенну подключите к анализатору спектра как к приёмнику, расположенному в месте дальнего поля (минимальное расстояние = 10 длин волны). Теперь выровняйте частоту и положение (= направлению) обеих антенн по максимальному уровню входа приёмника».

Расстояние между двумя антеннами «d» должно быть известно так точно, как только возможно, и также уровень передаваемой мощности.

Затем, как гласит формула Фриза (см. Глава 14.1):

$$P_{received} = P_{transmitted} * G_{transmitting_antenna} * G_{receiving_antenna} * (\lambda / 4*\pi*d)^2$$

Если вы используете две одинаковые антенны, тогда значения усиления тоже одинаковы. И после замены к расчётным значениям в dB и dBm , вы получите эту форму отношения:

Antenna Gain in dBi =

[(Received Level in dBm) – (Transmitted Level in dBm) - 20*log(λ / 4*π*d)] / 2

Информация для вас: типичное значение усиления для плоской антенны около 6-7 dBi.

16.4. Разработка WLAN плоской антенны для линейной поляризации

16.4.1. Разработка с помощью qucsstudio

Мы знаем:

Электрическая длина микрополосковой линии, используемой как плоская антенна, должна быть

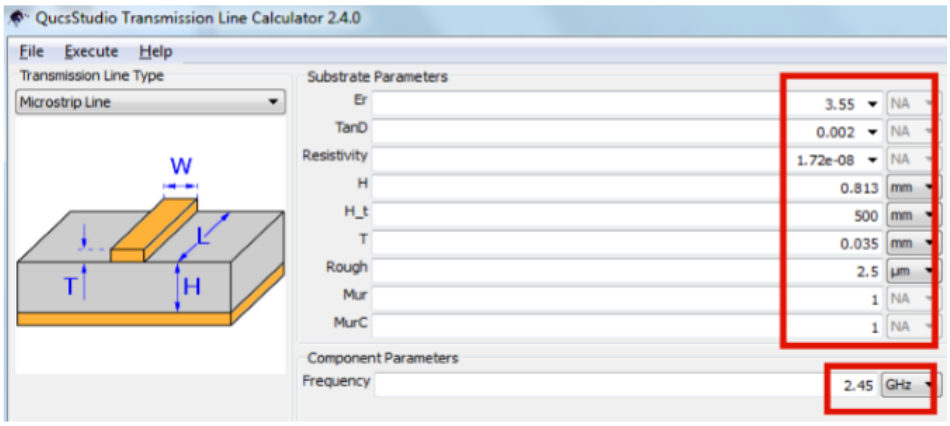
λ/2 = 180 градусов.

Ширина антенны определяется сопротивлением излучения, добротностью Q и полосой пропускания (увеличение ширины расширяет полосу пропускания, уменьшает сопротивление излучения и Q). Так что, давайте начнём с типичной стандартной версии **антенны квадратной формы**.

Материал платы Rogers RO4003 (толщина = 32 mil = 0.813 mm, εr = 3.55). Частота передачи 2450 MHz.

Шаг 1:

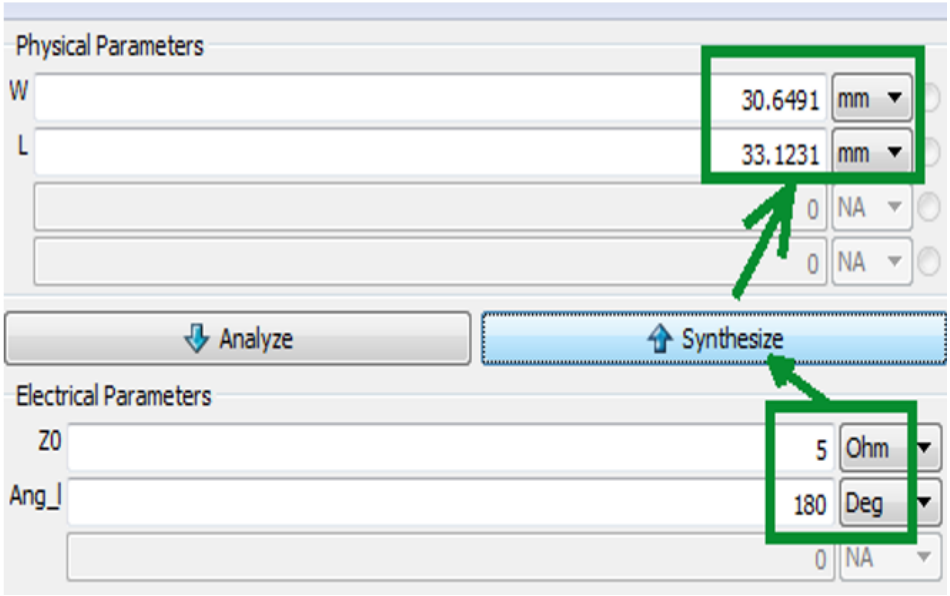
Запустите qucsstudio и откройте новый проект «**patch_antenna**». Сохраните схему как «**patch_01**».



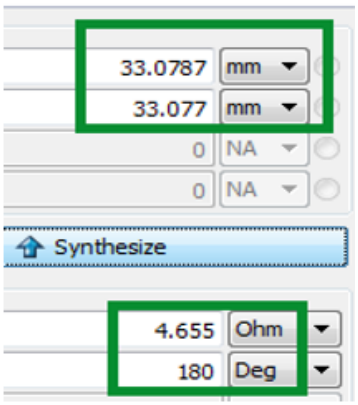
Шаг 2:

В меню «**Tools**» есть «**line calculations**». Используйте «**microstrip line**» как тип передающей линии. Затем введите данные:

er = 3.55 / TanD = 0.002 / H = substrate height = 32mil = 0.813 mm/ H_t = cover height = 500 mm / copper thickness = 35 µm / roughness = 2,5 µm / frequency = 2.45 GHz



При частоте 2.45 GHz нам нужна электрическая длина 180 градусов. Антенна будет квадратной (длина равна ширине), и опыт показывает, что характеристический импеданс линии около 5 Ω даёт хорошую начальную позицию для ширины с тем же значением, что и длина.



Шаг 3:

Результат не столь хорош. Так что, пожалуйста, измените импеданс линии и синтезируйте до тех пор, пока не получите одинаковое значение для ширины и длины.

Вот решение для length = width = 33.08 mm и вам нужно значение

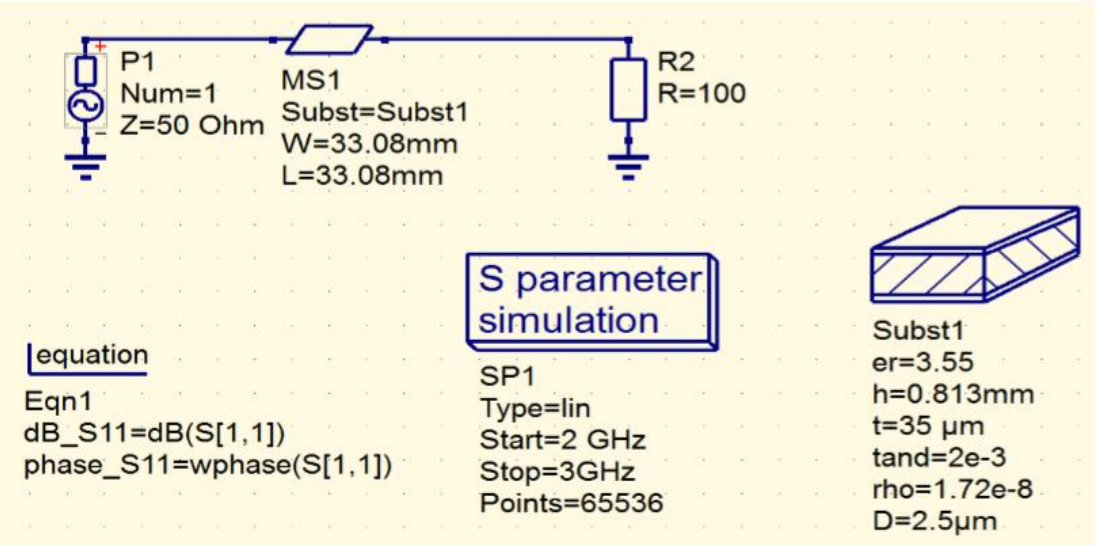
Z = 4.655 Ω

Шаг 4:

Теперь проверим результат симуляцией. Используйте микрополосковую линию с этим импедансом и длиной 33.08mm. Подключите резистор 100 Ω к концу линии.

Если вы нагружаете конец λ/2 линии чисто резистором, тогда вы при измерении получите значение этого резистора на входе – без каких-либо емкостных или индуктивных составляющих, но только на этой частоте!

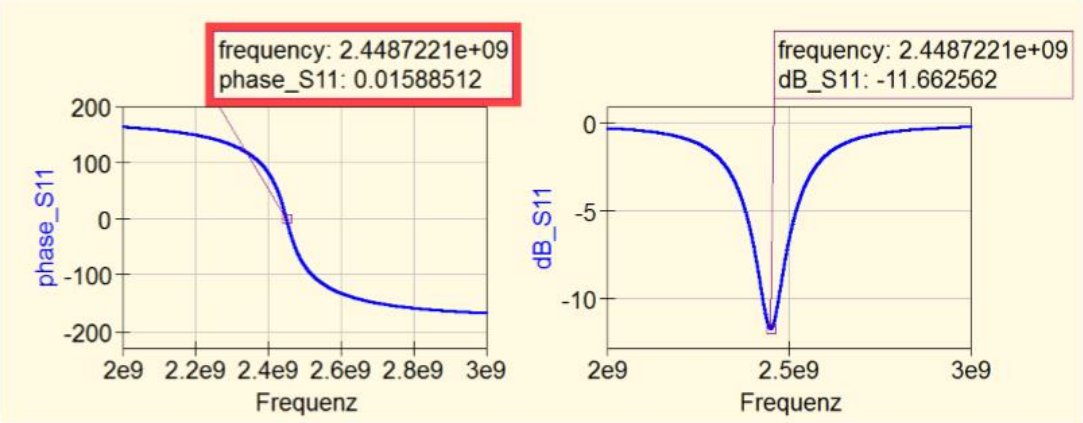
Давайте используем резистор с сопротивлением 100 Ω:



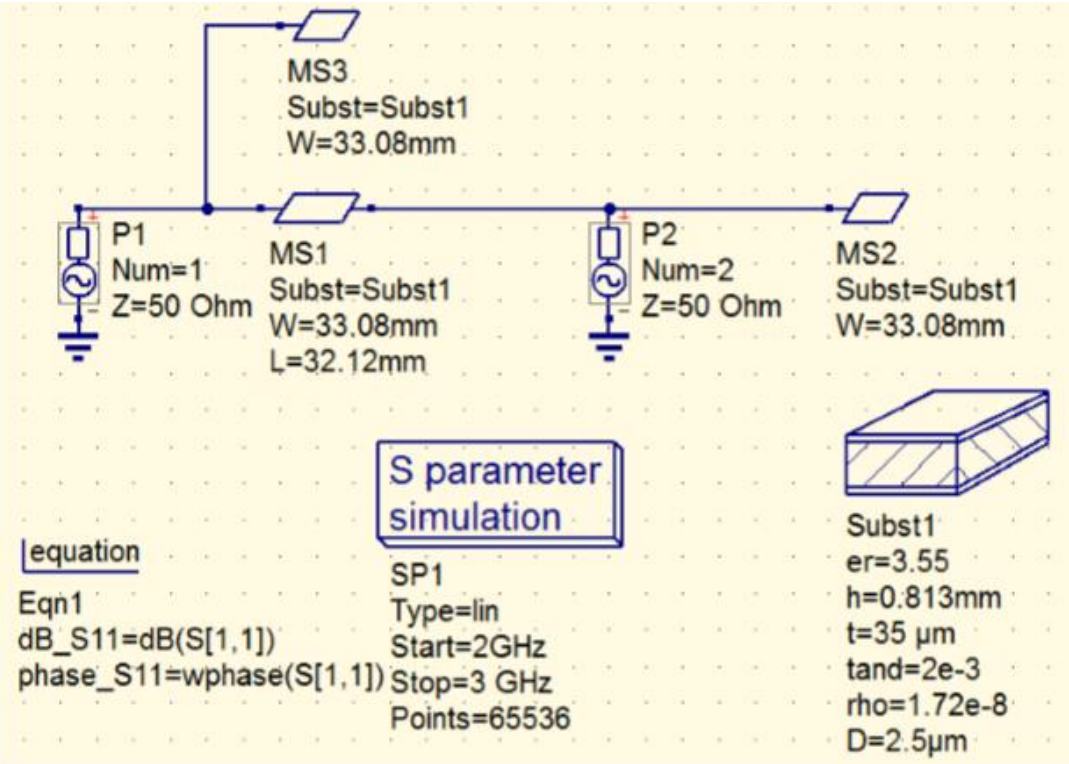
Список того, что нужно сделать:

a) Микрополосковая линия MS1 имеет длину 33.08 mm, ширину 33.08 mm и подложку «Subst1». Эта информация должна быть введена в меню свойств линии (MS1 можно найти в «**Components / Transmission Lines / Microstrip Line**».
b) Подложка «Subst1» так же из «**Components / Transmission Lines**» и вы должны ввести свойства, как показано выше на рисунке.
c) Вам нужны уравнения для S11, значение в dB и фаза S11.
d) Симуляция линейная в полосе 2...3 GHz с 65 536 точками.

Вот результат, использованы маркеры с высоким разрешением:



На левой диаграмме «частота для нулевой фазы» на 2.44872 GHz, ошибка в 1.28 MHz = 0.05 %... OK!



Шаг 5:

Мы не должны игнорировать окаймляющие поля на каждом конце линии:

Это можно сделать с помощью компонента, названного «**microstrip open**» из «**components transmission lines**». При подключении к каждому краю и задании правильной ширины линии вы должны укоротить линию. Вы можете остановить процесс итераций, когда достигнете **«frequency for zero phase» на 2.45 GHz**.

Это получается при **новой длине линии 32.12 mm и ширине 33.08 mm**.

Но с помощью qucsstudio невозможно рассчитать сопротивление излучения этой плоской антенны. **Свободный симулятор EM Sonnet Lite сделает эту работу для вас без особых усилий,**

если все потери (металла, подложки и воздушной среды) задать нулевыми. Только оставшийся резистор и будет сопротивлением излучения!

(Вы можете загрузить руководство к Sonnet Lite с моей домашней страницы www.gunthard-kraus.de с примером проекта плоской антенны и выполнить всё самостоятельно).

Вот результат симуляции в Sonnet:

На входе антенны есть общий входной резистор **457 Ω**, который образован из параллельного соединения сопротивления излучения **914 Ω на каждом краю линии**. **Это имеет место из-за двух щелевых излучателей, соединённых по «λ/2 = линии передачи», которые не преобразовывают значение концевого сопротивления линии относительно входа линии**.

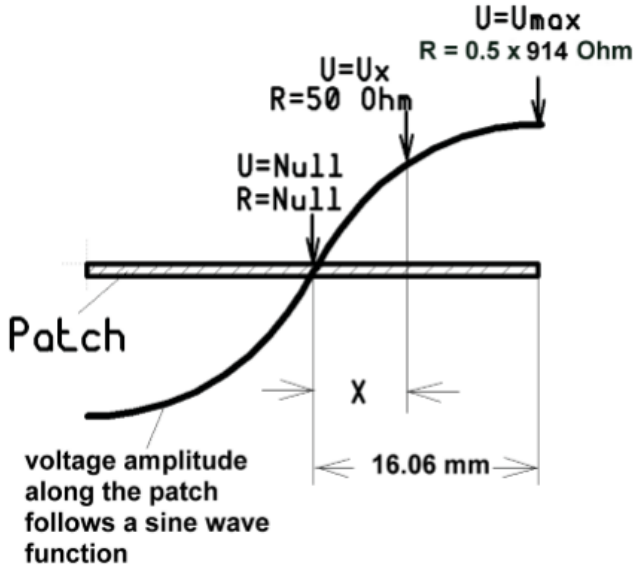
Но как можно согласовать это высокое входное сопротивление **457 Ω с нашим системным 50 Ω**?

16.4.2. Согласование антенны с 50 Ω

Используются два метода:

a) Использование согласующей λ/4 линии или
b) Использование «Коаксиального фидера», располагаемого на нижней стороне платы.

Давайте используем метод b) с «подземным фидером».



На этом рисунке вы видите, что

a) амплитуда напряжения и импеданс в центре антенны равны нулю.

b) на каждом краю антенны мы находим максимальное напряжение, но очень маленький ток. Это даёт высокий входной импеданс по краям и точное значение параллельно соединённых двух сопротивлений излучения (= 914 Ω). Так что, мы измеряем

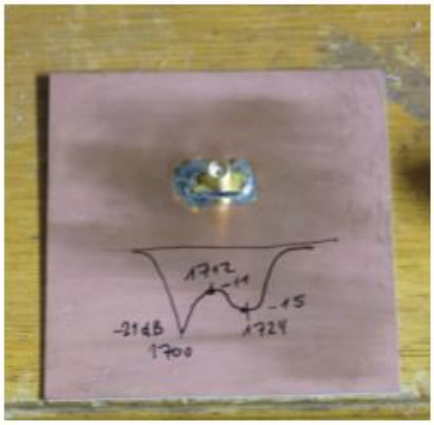
0.5 x 914 Ω = 457 Ω

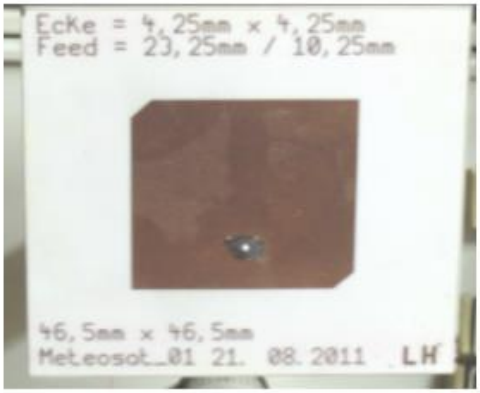
как входной импеданс.

Теперь точка «x» может быть найдена между центром антенны и краем, где ровно 50 Ω будут измеренным импедансом!

Если вы теперь просверлите отверстие в этой точке платы, припаяете к этой точке центральный вывод SMA разъёма (расположенного на нижней стороне PCB), тогда вы достигнете цели.

Две иллюстрации антенны Meteosat показывают реализацию этой идеи.





Сейчас мы попытаемся найти эту точку «x» с помощью моделирования в qucsstudio.

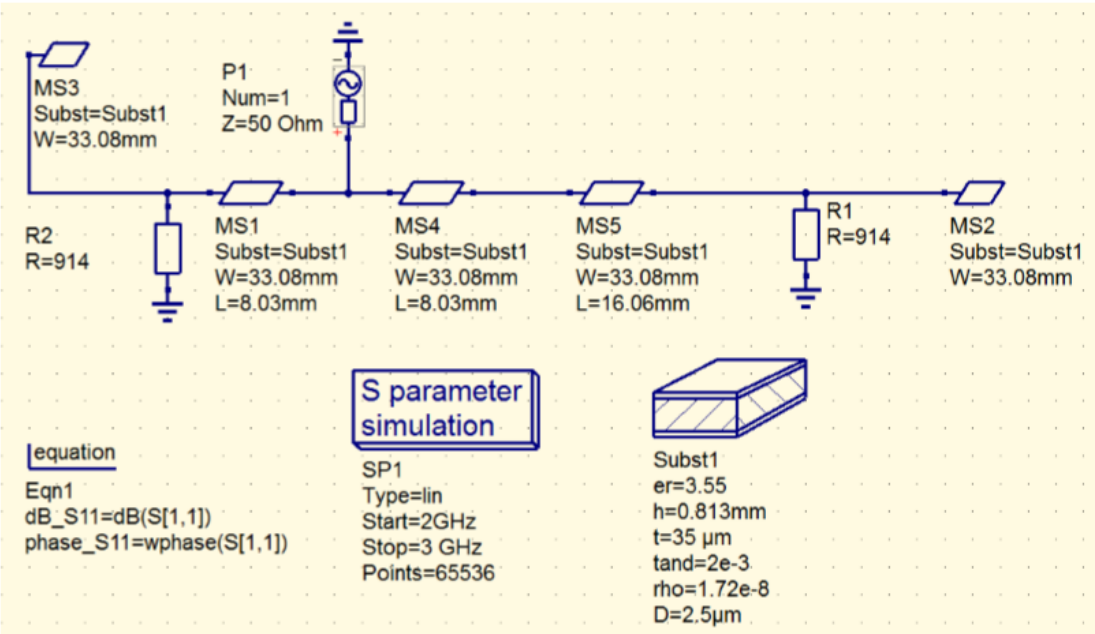
Для этого мы разделим антенну на две идентичные половины (при Z = ноль Ohms). Так вы получите два отрезка линии с длиной

32.12 mm / 2 = 16.06 mm.

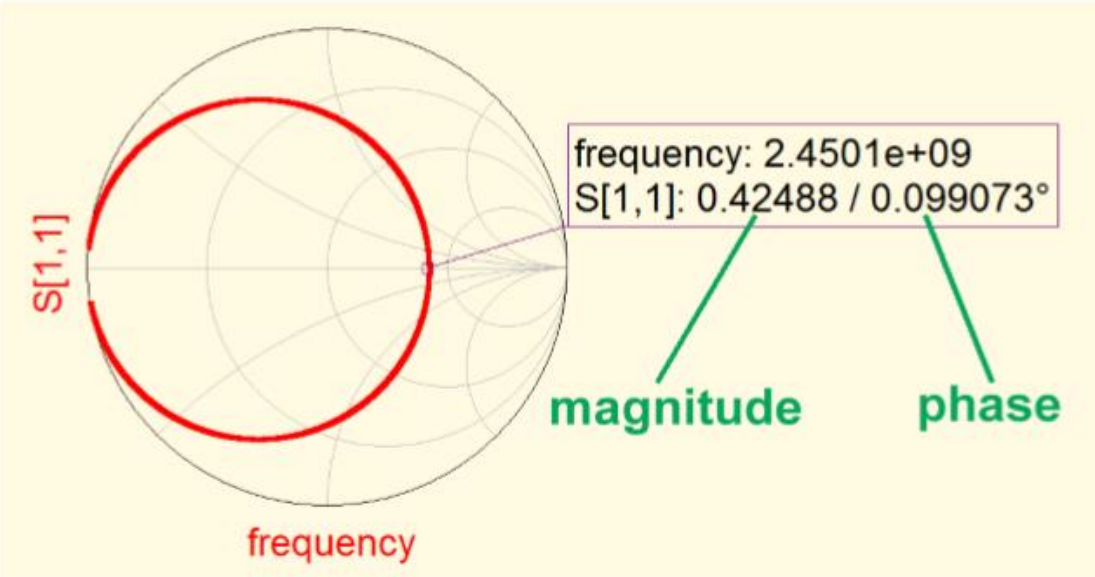
Теперь разделим левую часть линии вновь на две половины, подключив Port 1 к этой точке. Таким образом, антенна разделена на три части:

= 8.03 mm + 8.03 mm +16.06 mm = 32.12 mm

Затем промоделируем такую схему:



Представим S11 в виде диаграммы Смита и отметим резонансную частоту, где фаза равна нулю:



Для лучшего совпадения красная окружность S11 должна проходить через центр диаграммы Смита.

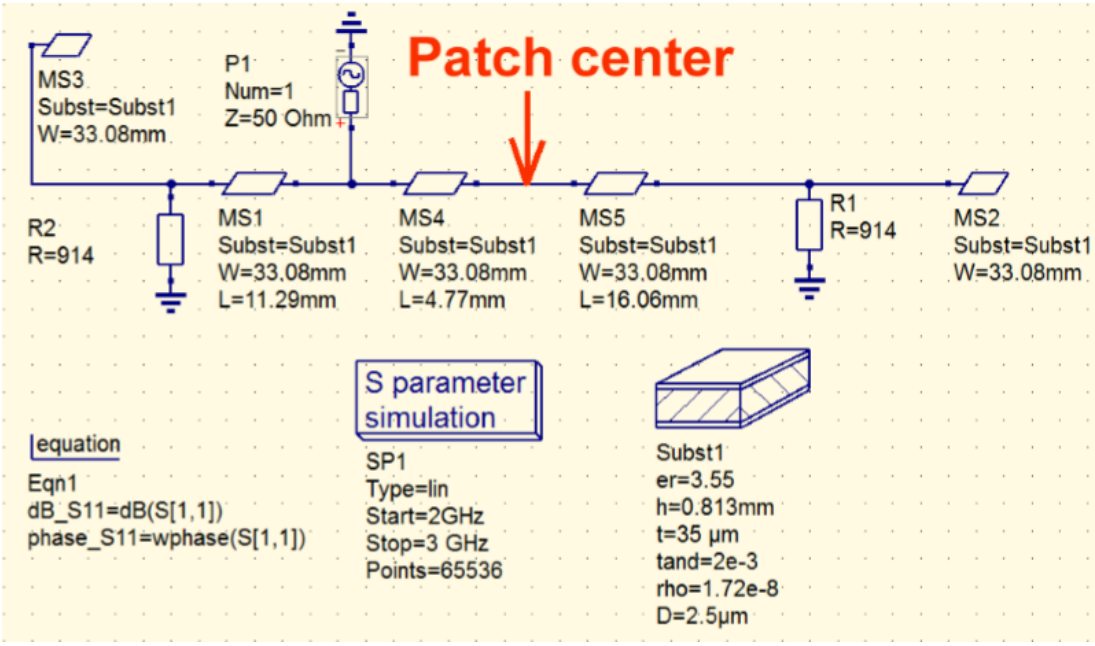
Но:

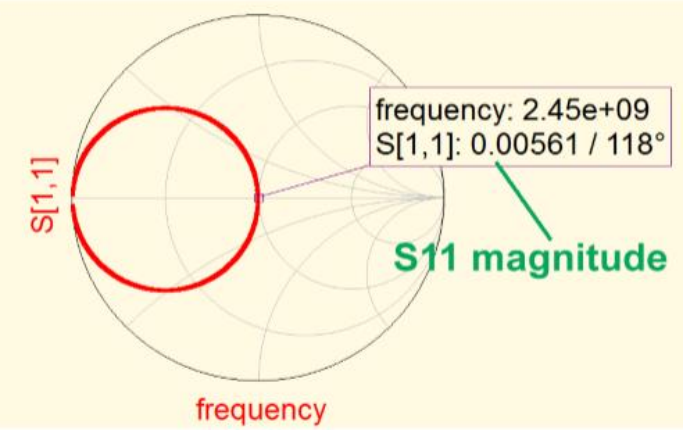
В нашем примере окружность проходит справа от центра. То есть, входной импеданс всё ещё слишком большой в выбранной точке, и мы должны двигаться по направлению к центру антенны.

(Если кривая S11 будет проходить слева от центра, тогда входной импеданс слишком мал, и будем должны двигаться в направлении к краю антенны).

Уделите внимание следующему:

Если вы «сдвигаете точку подключения фидера вдоль антенны», сумма двух отрезков линии должна всегда оставаться со значением 16.06 mm = половина длины антенны!





Это завершение усилий:

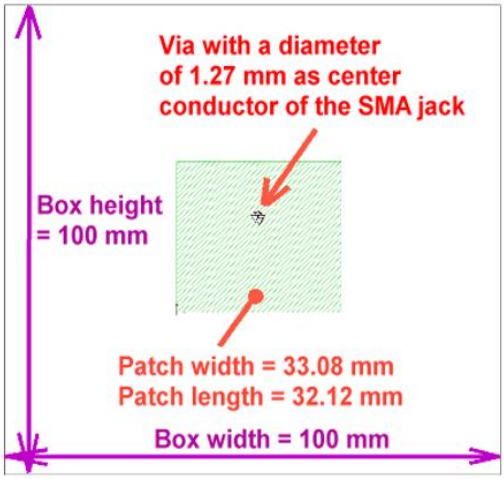
Нужная точка находится слева в **4.77 mm** от центра антенны. Работа закончена.

А вот размеры разработанной платы:

Patch width = **33.08mm**

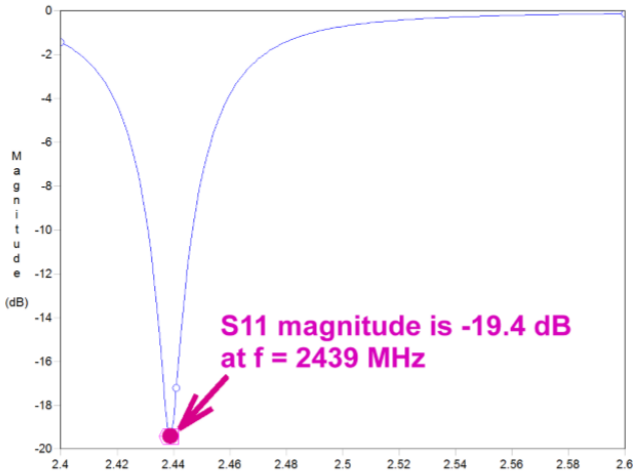
Patch length = **32.12mm**

Feedpoint = **4,77mm слева от центра = расстоянию 20.83 mm от правого края**



Чтобы проверить результат разработки перед производством прототипа, мы используем симулятор SONNET LITE.

Результат вполне впечатляет:

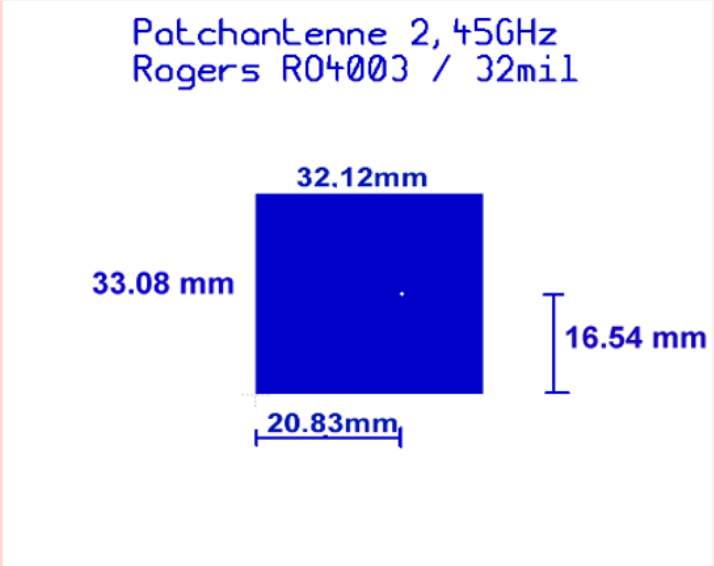


Точка – это индуктивность, снижающая резонансную частоту до 2439 MHz вместо 2450 MHz. Значение S11 имеет значение близкое к -20dB.

Очень хорошо…

Вот мы и достигли пределов моделирования, и пришло время создавать прототип…

На следующей странице вы можете увидеть вид платы (отправленный как Gerber Plot производителю).



Этот внешний вид показывает произведённую и проверенную плату.

Внешние размеры

100mm x 100mm

А теперь финальная проверка с помощью анализатора:

Resonance frequency = 2443 MHz

S11 лучше, чем -30dB.

Прекрасная работа…

17. Модуляция

17.1. Введение

100 лет назад беспроводное сообщение начиналось с ключа Морзе, затем последовала передача голоса и музыки. Но это потребовало вначале решения ряда проблем:

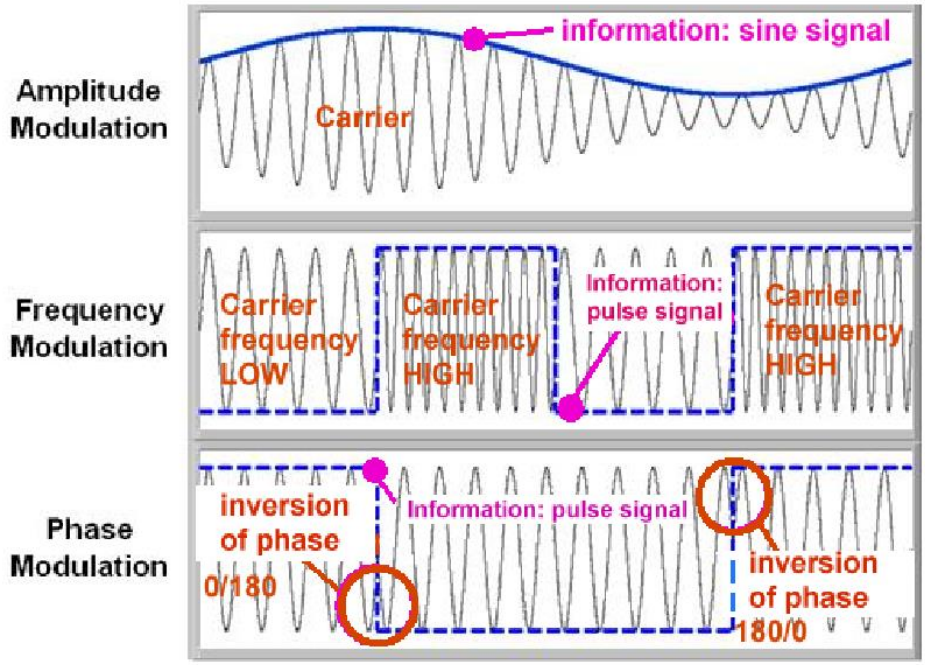
Для сигналов в диапазоне звуковых частот длина волны слишком велика для излучения антенной с хорошей эффективностью из-за правила:

Использовать антенну длиной в четверть длины волны для оптимальной эффективности. Если длина антенны уменьшается ниже 10% от длины волны, эффективность излучения уменьшается быстро и резко.

Пример:
Звук с частотой f = 1 kHz имеет длину волны 300 km. Так что, хорошая антенна должна иметь длину между 30 km и 75 km...

Таким образом, реализуется другой принцип:
Использовать быстро бегущего осла (= высокой частоте, которая легко может излучаться) и положить на его спину поклажу (= вашей информации). Этот процесс называется «Модуляция».

Три разных принципа модуляции всё больше и больше входят в жизнь. Эта иллюстрация показывает основы (источник: примечание к приложению National Instruments):



Амплитудная модуляция, Amplitude Modulation (AM) означает: амплитуда несущей частоты варьируется информационным сигналом.

Частотная модуляция, Frequency Modulation (FM) означает: несущая частота варьируется информационным сигналом.

Фазовая модуляция, Phase Modulation (PM) означает: фаза несущей частоты варьируется информационным сигналом.

Но современные коммуникационные техники используют множество сыновьих и дочерних вариантов этих простых методов. Вот краткий обзор, найденный в Wikipedia:

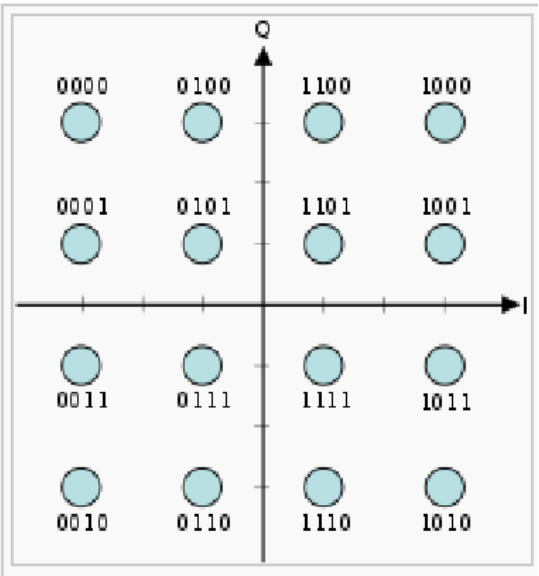
See also [edit]

- Amplitude and phase-shift keying or Asymmetric phase-shift keying (APSK)
- Carrierless Amplitude Phase Modulation (CAP)
- In-phase and quadrature components
- Modulation for other examples of modulation techniques
- Phase-shift keying
- QAM tuner for HDTV
- Random modulation

See also [edit]

- Amplitude-shift keying (ASK)
- Continuous-phase frequency-shift keying (CPFSK)
- Dual-tone multi-frequency (DTMF), another encoding technique representing data by pairs of audio frequencies
- Frequency-change signaling
- Multiple frequency-shift keying (MFSK)
- Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)
- Phase-shift keying (PSK)
- Federal Standard 1037C
- MIL-STD-188

Очень современный: QAM

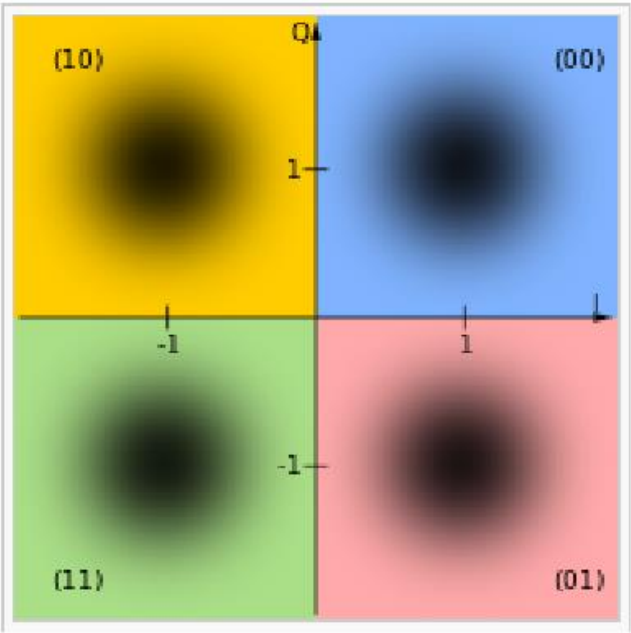


Сегодня AM и FM комбинируются в «**QAM**». Две ортогональные оси образуют крест. Горизонтальная ось называется «**I**» («**в фазе**»), вертикальная ось «**Q**» («**квадратурная фаза**»). Теперь точка на этой диаграмме определяется указателем длины и углом между указателем по оси «I» и этой точкой, представляющей комбинацию битов.

На этом рисунке вы можете увидеть 16 QAM с кодом Грея.

Могут передаваться 16 разных комбинаций битов (= символам).

Каждый символ отличается от соседнего только одним битом.



constellation diagram of a 4-QAM transmitting 2 bits.

In every quadrant an "allowed landing zone" must be defined in which the transmitted symbol can be recognized

Этот рисунок показывает определение передачи 4 QAM четырёх разных символов – каждый по 2 бита.

17.2. Амплитудная модуляция

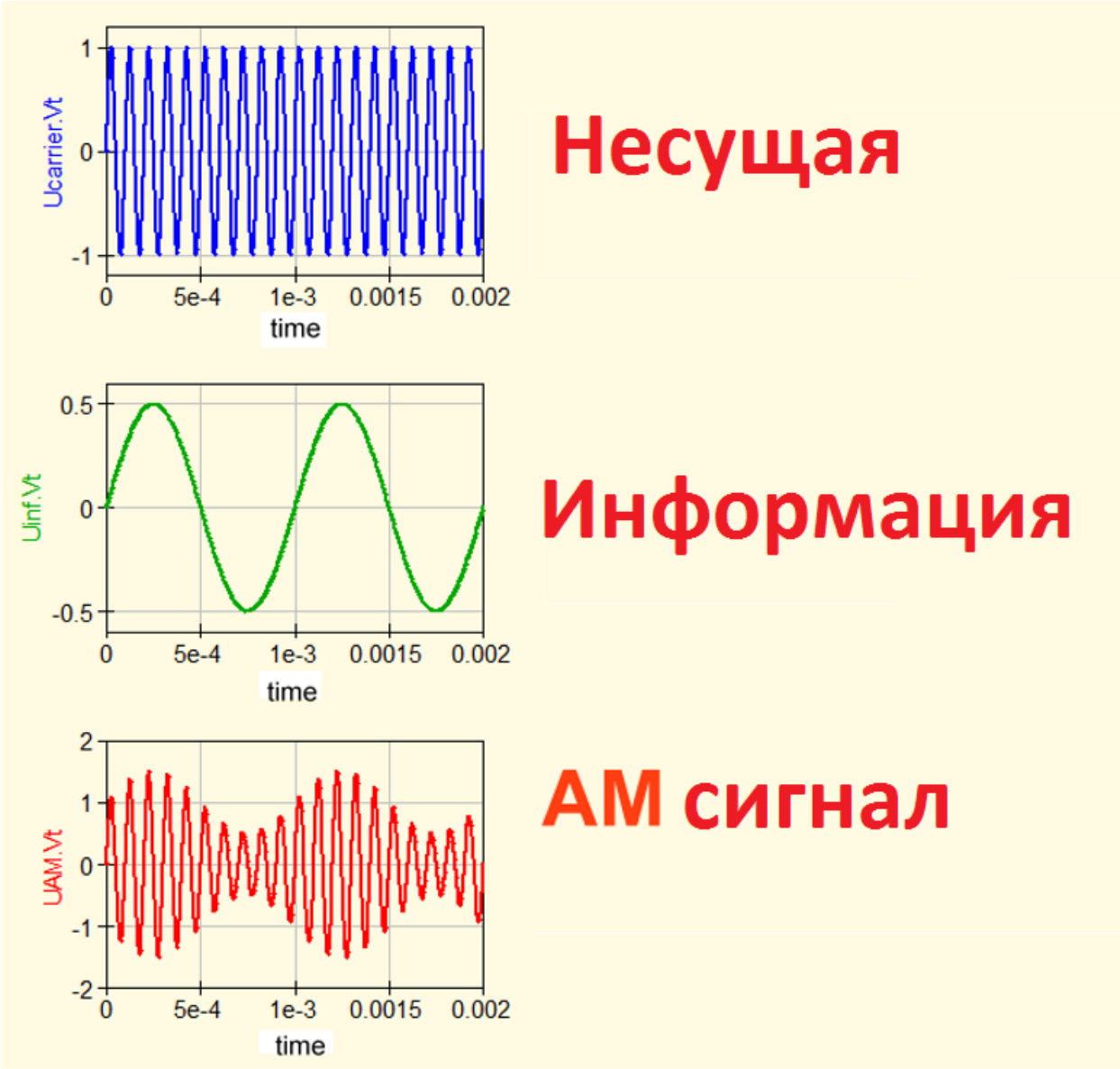
17.2.1. Предпосылки

Принцип:

Амплитуда несущей варьируется (= «модулируется») информацией.

Пример:

Давайте рассмотрим синусоидальную несущую частоту с f = 10 kHz, которая модулируется информационным сигналом (= синусоидальная волна с f = 1 kHz).

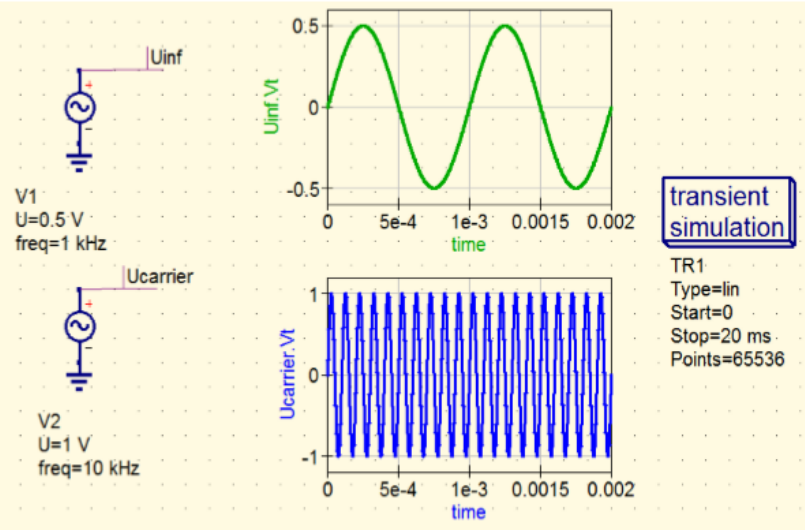


Если вы проанализируете этот процесс, используя математику, вы найдёте:

a) **умножение двух разных сигналов, сопровождаемое**
b) **сложением.**

Это показано на симуляции.

Мы используем два источника переменного тока (**AC sources**, которые можно найти «**components / sources**») для несущего и информационного сигналов и зададим свойства:



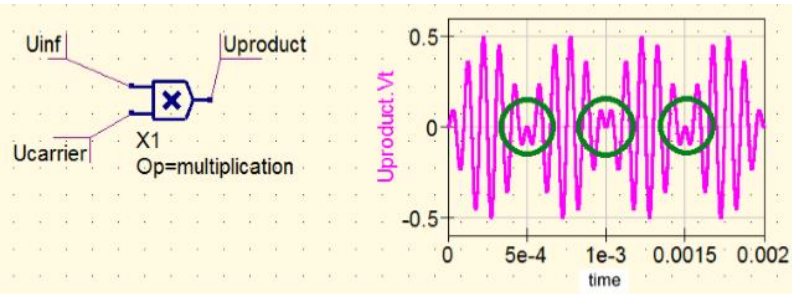
Это информация (= синусоида с 1 kHz и 0.5 V)...

...сопровождаемая несущей с f = 10 kHz и 1V.

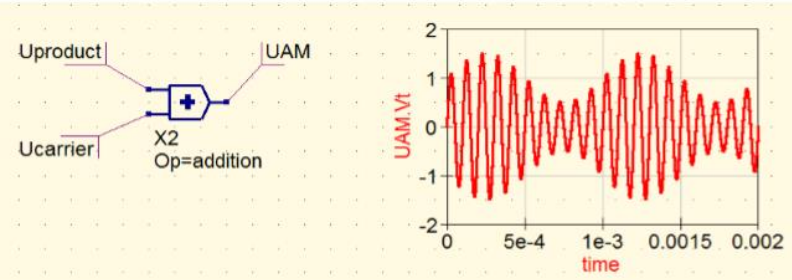
Теперь мы должны **перемножить** эти два сигнала, используя компонент, который называется «**operation**» (можно найти в «**Components / system components**» и установить его как «**multiplication**»).

Результат – «**модулированный продукт**», который имеет следующие свойства:

a) **Амплитуда продукта следует за информацией**, но
b) **при каждой отрицательной половине информационного синусоидального сигнала фаза на выходе должна быть инвертирована**.



Вначале **умножение**...



...затем **сложение модулированного продукта с немодулированным несущим сигналом,** выполненное дополнительным компонентом «operation», но теперь его задаём как «**addition**».

Qucsstudio предлагает для целей модуляции собственный «modulated source » в «components / sources», который должен быть установлен в «AM».

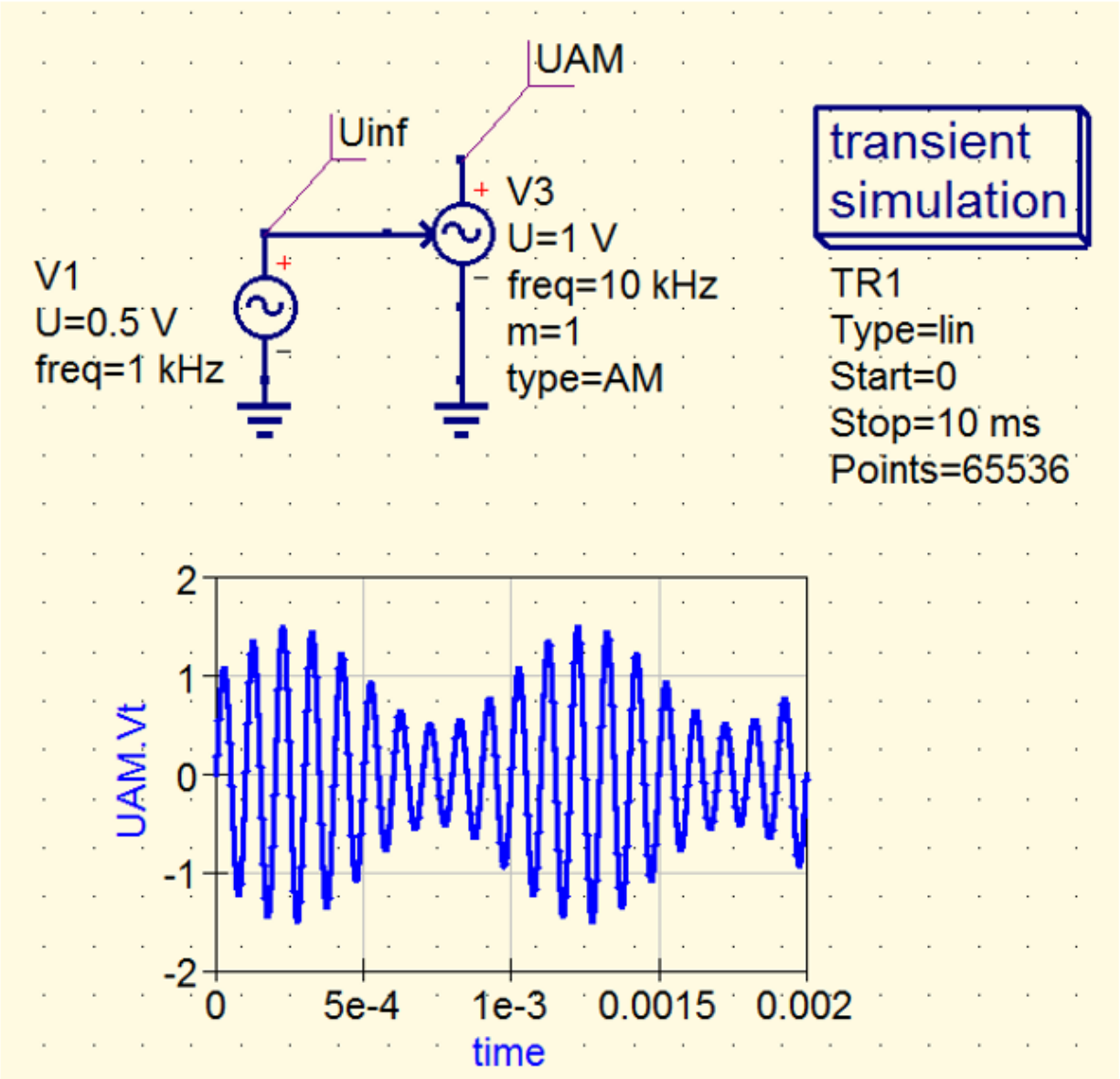
Так что, пожалуйста, используйте эту схему. Добавьте **источник напряжения для информационного сигнала (1 kHz / 0.5 V), задайте несущую частоту (10 kHz / 1 V) и введите индекс модуляции m = 1.**

(Примечание: **индекс модуляции «m»** может быть использован для изменения «интенсивности модуляции» - это усиление для информационного сигнала перед модуляцией).

Так что, значение m =1 в нашем примере даёт глубину AM модуляции

U_{inf} / $U_{carrier}$ = 0.5 V / 1 V = 0.5 = 50 %.

Увеличение «m» до 2 приведёт к 100% модуляции для заданного значения напряжения.



17.2.2. Спектр АМ

Сигнал АМ не «синусоидальный с постоянной амплитудой и частотой от вечности до вечности»! Так что, давайте проанализируем полное частотное содержание и начнём с продукта модуляции.

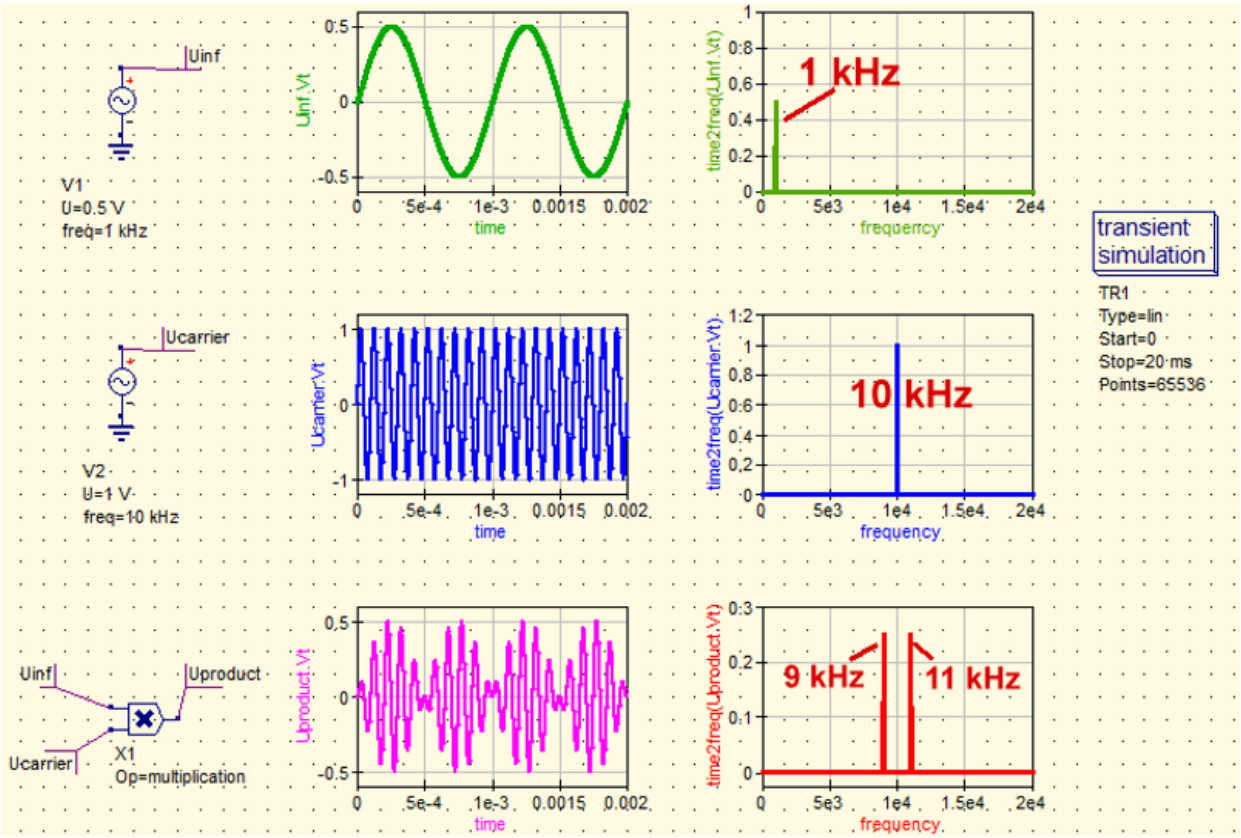
Мы получили этот продукт как результат умножения двух разных синусоидальных сигналов. Поэтому математика говорит:

$$\cos(\alpha)\bullet\cos(\beta)=\frac{1}{2}\left[\cos(\alpha+\beta)+\cos(\alpha-\beta)\right]$$

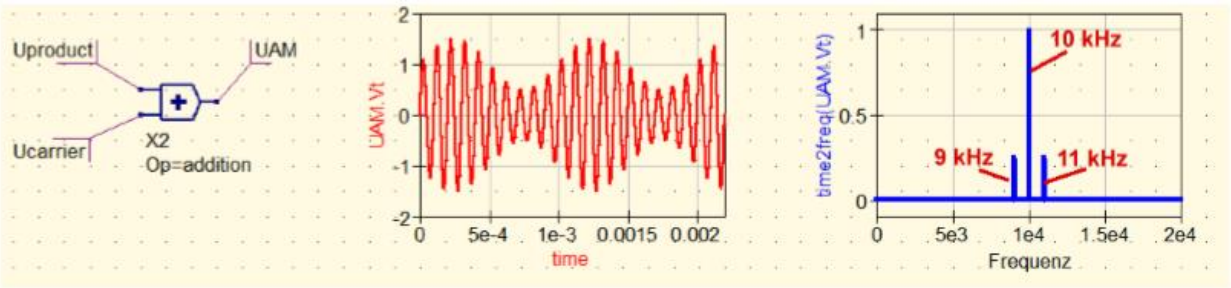
Частотное содержание результирующего продукта имеет суммарные и разностные частоты двух входных сигналов!

Несущий и информационный сигналы на выходе не обнаружатся.

Это можно показать, если моделировать это перемножение во временной и частотной области:



Если оригинальная несущая (= не модулированная) будет добавлена, тогда вы получите спектр с тремя линиями:



Если вы теперь бросите взгляд на амплитуду каждой линии:

a) несущая имеет **пиковое значение 1 V**
b) каждая «**боковая частота**» должна иметь **амплитуду в половину информационного пикового напряжения** = 0.25 V = 0.5 V / 2 (…так утверждает формула и симуляция…)

Примечание:
Информационный сигнал состоит обычно из множества разных спектральных линий (когда передаётся речь или музыка). Так что, мы говорим о **нижней стороне полосы (LSB)** и **верхней её стороне (USB)** по сторонам от несущей частоты в спектре.

Внимание:
Для преобразования частоты информационного сигнала с несущей частотой не важен выбор «новой нулевой точкой». Каждая сторона полосы имеет половину амплитуды напряжения информации и содержит одинаковую информацию, **но частотный масштаб нижней стороны (LSB) отражён и меняется инверсно…**

…и несущая сама по себе не содержит какой-либо информации и может быть вырезана или подавлена…

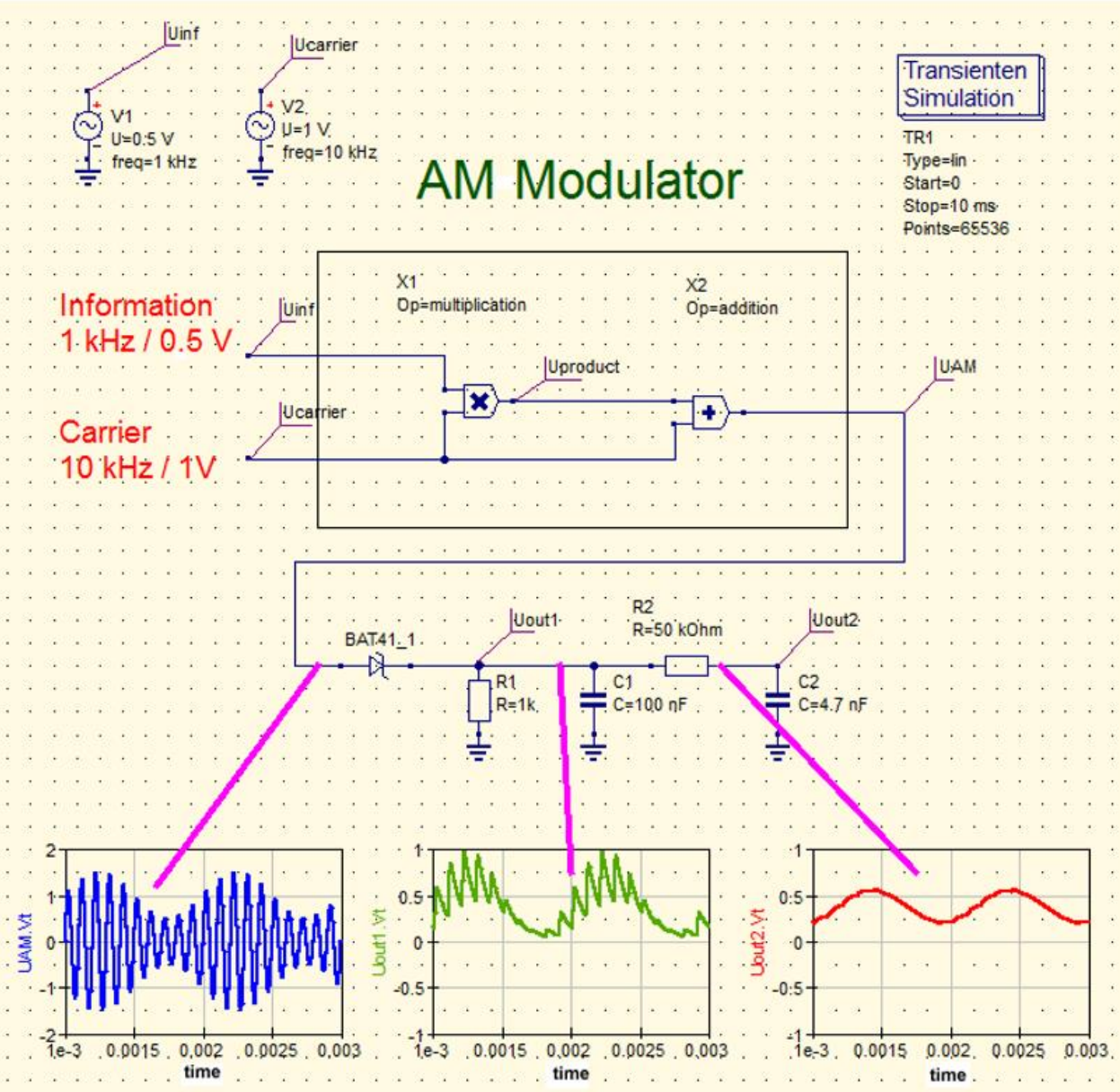
17.2.3. AM демодуляция

17.2.3.1. Классический диодный демодулятор

Мы используем детальную схему для генерации AM сигнала и те же напряжения, что и в последней главе (информация = синусоидальный сигнал 1 kHz / 0.5 V, несущая = синусоидальный сигнал 10 kHz / 1 V).

Полученный AM сигнал поступает на однопериодный выпрямитель на диоде Шоттки BAT41, нагрузочный резистор R = 1 kΩ и конденсатор 100 nF, включённый параллельно.

На резисторе нагрузки мы уже можем узнать сигнал информации, но остатки несущей всё ещё беспокоят. Таким образом, нужен низкочастотный фильтр (R = 50 kΩ / C = 4,7 nF) для подавления этого остатка несущей. Симуляция 0...10 ms с 65536 точками. (…диод Шоттки можно найти как BAT41 в «**library / Schottky Diodes**»).



17.2.3.2. AM демодуляция с использованием product detector

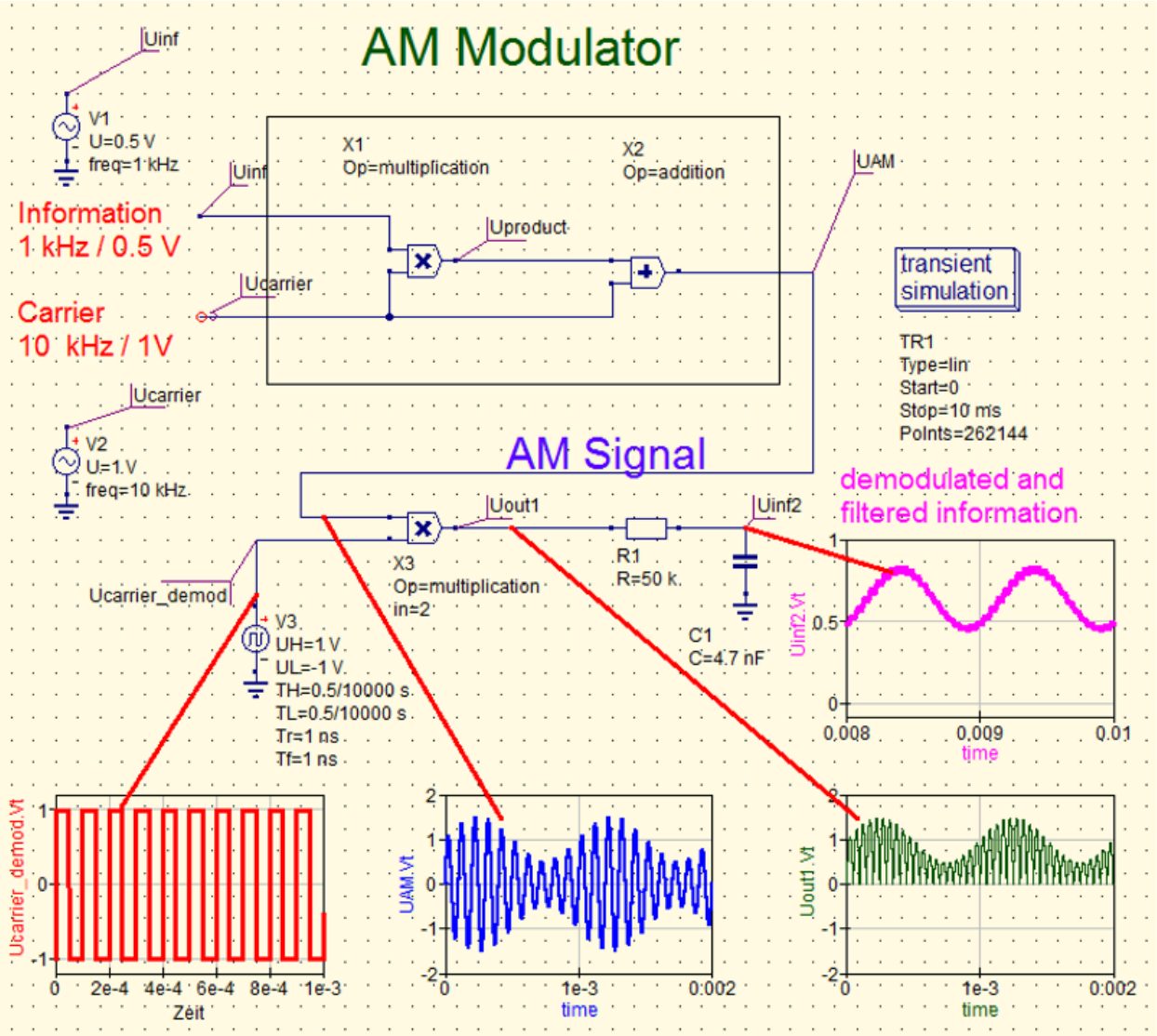
Современно, но требует больше усилий, чем с диодным демодулятором.

Важно:

Этот тип демодулятора способен демодулировать AM сигнал с амплитудой от нескольких микровольт без каких-либо искажений!

Принцип очень прост: умножение AM сигнала на прямоугольный сигнал с точно такой же частотой и фазой, но со значением амплитуды «+1» и «-1».

Таким образом, схема работает подобно «**двух импульсному выпрямителю**». Прямоугольный сигнал будет инвертировать полярность AM сигнала в течение его «-1» фазы. А LPF должен подавить несущую частоту и гармоники, так что, фильтр выдаст искомую информацию.



17.3. SSB = Single Side Band (модуляция с одной боковой полосой)

«Двусторонний АМ сигнал» состоит из 3 частей:

Lower Side Band LSB (нижняя боковая полоса)

Upper Side Band USB (верхняя боковая полоса)
(Обе боковые полосы содержат одинаковую информацию).

не модулированная несущая, которая не содержит информации. Следовательно, эту часть можно удалить или полностью подавить, чтобы сохранить энергию передатчика.

Если несущая подавлена, тогда мы всё ещё имеем две идентичные боковые полосы (…LSB есть «отражение» USB), и дополнительное подавление одной боковой полосы (**= SSB = Single Side Band** операция). Это даёт множество преимуществ:

Вам нужна только половина полосы пропускания для передачи.

Полная мощность передатчика теперь отводится в оставшуюся боковую полосу. Это увеличивает максимальное расстояние между передатчиком и приёмником и/или лучшее отношение сигнал/шум.

Если у вас перерыв в информации (когда кто-нибудь говорит) не нужно расходовать энергию передатчика на это время перерыва. Что сохраняет энергию и увеличивает эффективность.

Недостаток:

a) Больше технических усилий для SSB передатчика и SSB приёмника. Демодуляция возможна только с product detector.
b) Вы должны точно знать, будет ли приёмник LSB или USB – из-за инвертированного масштаба LSB. Для правильной демодуляции вы должны знать точно частоту подавляемой несущей.

Генерация SSB сигналов – это отдельная наука. Есть три разных метода:

a) метод фильтра, который использует кварцевые фильтры для фильтрации нужной полосы частот;
b) фазовый метод, который компенсирует ненужную боковую полосу, добавляя к ней полосу с инвертированной фазой;
c) очень современно, и победителем игры становится сегодня использование IQ сигналов и полу-комплексного смесителя.

Давайте взглянем на эти современные техники.

17.4. Действительный, мнимый и комплексный сигналы

Каждый электрический сигнал, который вы можете наблюдать (на осциллографе) или слышать (из громкоговорителя) это **Real Signal, действительный сигнал**.

Сигналы, о которых вы можете только догадываться по наблюдаемым эффектам, это **Imaginary Signals (мнимые сигналы)**.

Смесь этих двух типов называется «**Complex Signal, комплексный сигнал**».

Мы используем диаграмму с ортогональными осями и **вектор**, чтобы продемонстрировать это. Вектор (phasor) – это указатель, закреплённый в центре диаграммы, с такими свойствами как величина и фаза. Он поворачивается с собственной заданной частотой, но,

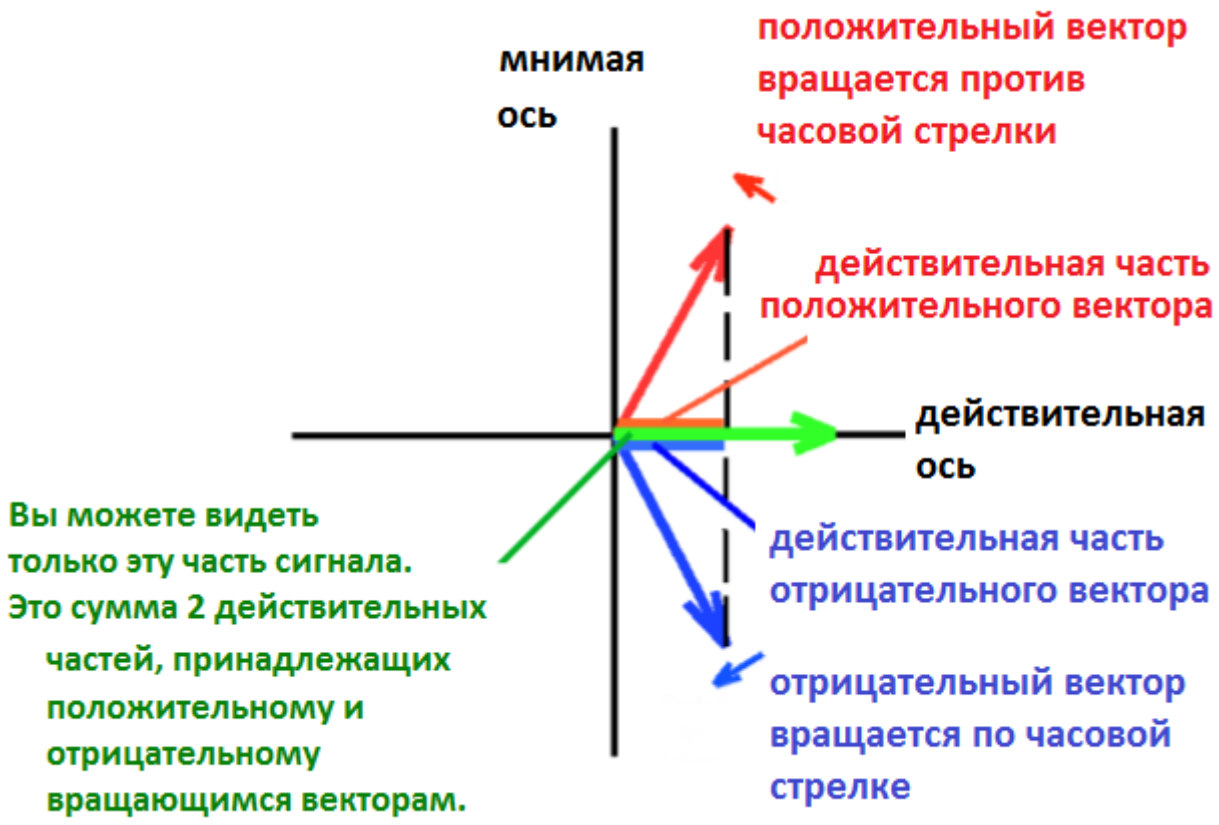
если вектор вращается против часовой стрелки, мы говорим, что его частота положительна.

Если вектор вращается по часовой стрелке, тогда его частота отрицательна.

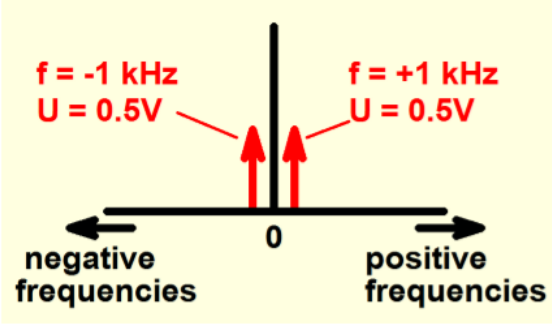
Горизонтальная ось диаграммы теперь представляет **Real World, действительный мир**; вертикальная ось **Imaginary World, мнимый мир**.
Таким образом, напряжение, измеренное в схеме и показанное на экране осциллографа, есть «действительная часть комплексного сигнала», и может **находиться только на горизонтальной оси диаграммы**.

Но есть важный закон:
«Истинный» действительный сигнал состоит из двух частей = двум векторам, которые вращаются в противоположных направлениях. Каждый вектор имеет значение амплитуды 50% от рассматриваемого действительного сигнала.

Иллюстрация ниже покажет, что зелёный указатель, считается действительным сигналом.



Если вы не можете поверить в это: я готов продемонстрировать вам это в частотной области.



a) Вначале мы рассмотрим действительный информационный сигнал (= 1 kHz с пиковым значением 1 V), полученный от генератора сигналов.

Он состоит из **позитивного вращающегося вектора с f = +1 kHz / 0.5 V** и **негативного вращающегося вектора с f = -1 kHz / 0.5 V.**

Математическое описание, спасибо мистеру Эйлеру, не слишком сложное:

Положительный вектор может быть описан как

$$U_{+1kHz} = U_{+1kHz_max} * e^{j2\pi`*1kHz*t} = (0.5V)* [\cos(2\pi*1kHz*t) + j \sin(2\pi*1kHz*t)]$$

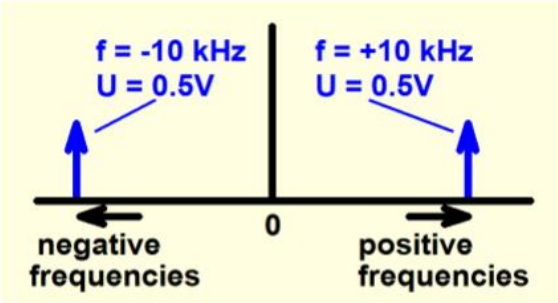
А это математическое описание отрицательного вектора

$$U_{-1kHz} = U_{-1kHz_max} * e^{-j2\pi*1kHzt} = (0.5V)* [\cos(2\pi*1kHz*t) - j \sin(2\pi*1kHz*t)]$$

Если вы теперь сложите оба вектора, тогда мнимые части сократятся, а останется действительный информационный сигнал с пиковым значением

$$U_{1kHz_max} = U_{+1kHz_max} + U_{-1kHz_max} = 2 * 0.5V = 1V$$

b) этот действительный информационный сигнал будет перемножаться с **действительным сигналом несущей с f = 10 kHz и пиковым значением 1V.**



Этот несущий сигнал состоит **из позитивного вращающегося вектора с f = +10 kHz / 0.5 V** и **негативного вращающегося вектора f = -10 kHz / 0.5 V**

Вновь воспользуемся услугами мистера Эйлера и запишем:

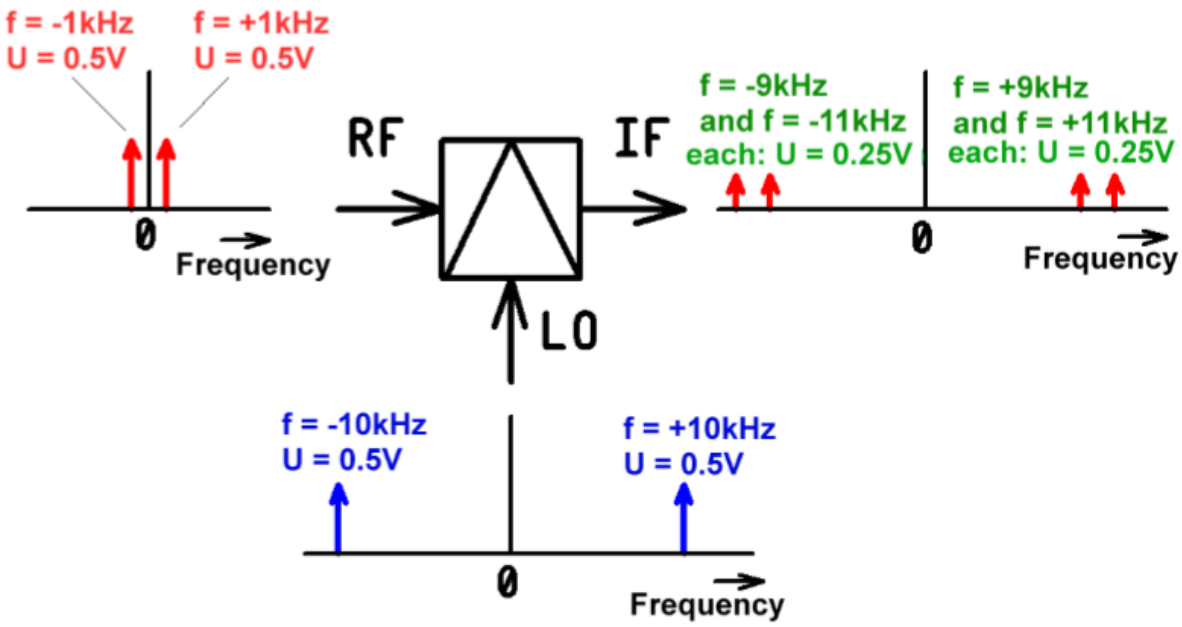
$$U_{+10kHz} = U_{+10kHz_max} * e^{j2\pi`*10kHz*t} = (0.5V)* [\cos(2\pi*10kHz*t) + j \sin(2\pi*10kHz*t)]$$

$$U_{-10kHz} = U_{-10kHz_max} * e^{-j2\pi*10kHz*t} = (0.5V)* [\cos(2\pi*10kHz*t) - j \sin(2\pi*10kHz*t)]$$

Если вы вновь сложите два вектора, тогда вновь сократятся мнимые части и пиковое значение действительного несущего сигнала станет

$$U_{10kHz_max} = U_{+10kHz_max} + U_{-10kHz_max} = 2 * 0.5V = 1V$$

Теперь перемножим все эти косинусоидальные сигналы, и вы получите такой результат:



Если вы не верите этому, воспользуйтесь услугами мистера Эйлера вновь, и вы получите:

$$(\cos\omega_1 t)\cdot(\cos\omega_2 t) = \left[\frac{\left(e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}\right)}{2}\right]\cdot\left[\frac{e^{j\omega_2 t} + e^{-j\omega_2 t}}{2}\right] =$$

$$= \frac{\left[e^{j(\omega_1+\omega_2)t} + e^{-j(\omega_1+\omega_2)t}\right] + \left[e^{j(\omega_1-\omega_2)t} + e^{-j(\omega_1-\omega_2)t}\right]}{4} = \frac{1}{2}\cdot\left[\cos(\omega_1+\omega_2)t + \cos(\omega_1-\omega_2)t\right]$$

Результатом умножения станут два действительных сигнала:

a) действительная косинусоида с суммой частот **f = fcarrier + finf** и значением 0.5 V
b) действительная косинусоида с разностью частот **f = fcarrier – finf** и значением 0.5 V

И если вы взгляните на область выходной частоты на диаграмме выше, вы можете увидеть, что **информационный сигнал был сдвинут по частоте**! Но новая точка «нуля Герц» лежит теперь на частоте f = fcarrier, и факт **отрицательных частот подтверждается**…

17.5. Аналитические пары

Звучит таинственно, но не так всё сложно!

Как правило, вы не передаёте единственную частоту – речь и музыка сложный набор разных сигналов и их гармоник, которые постоянно меняют частоту и амплитуду.

Если вы хотите сократить вдвое полосу частот передаваемого сигнала, просто подавите положительную или отрицательную часть (= передаче только LSB или USB). Это можно сделать переходом от реального сигнала к комплексному, и вот необходимая процедура:

Действительный начальный сигнал, названный «I» сигнал (=In Phase Signal), не должен быть затронут или изменён.

Но этот «I» сигнал подключается к цепи, названной «Hilbert Transformer, трансформатор Гильберта». На выходе все спектральные линии имеют те же амплитуды, что и ранее, но фаза каждой спектральной линии сдвинута на 90 градусов!

Этот искусственный сигнал называется «Q» сигнал (= Quadrature Signal, квадратурный сигнал).

Если работать с DSP, тогда вы получите два потока данных «I» и «Q», которые формируют комплексный сигнал либо только с положительными частотами (для «Q» сдвинутыми по фазе на 90 градусов), либо только с отрицательными частотами (для «Q» сдвинутыми по фазе на -90 градусов), и, следовательно, только половину полосы частот. Это и есть тайна аналитических пар… но это тот же зверь, что и SSB сигнал…

17.6. Пример: полу-комплексный смеситель для генерации SSB сигнала

Вам понадобятся следующие ингредиенты:

a) **Действительный** информационный сигнал «I_{inf}» (речь или музыка), который должен быть **конвертирован в комплексный сигнал (= аналитическая пара)** с помощью **трансформатора Гильберта**. Аналитическая пара может быть описана как

$$U_{inf} = I_{inf} + j * Q_{inf}$$

b) **Комплексная** несущая $U_{carrier} = U_{carrier_max} * e^{+j\omega ct}$ **задана как синусоидальный и косинусоидальный сигналы**, вследствие чего только с положительными частотами.

c) Два умножителя.

d) Одна схема вычитания.

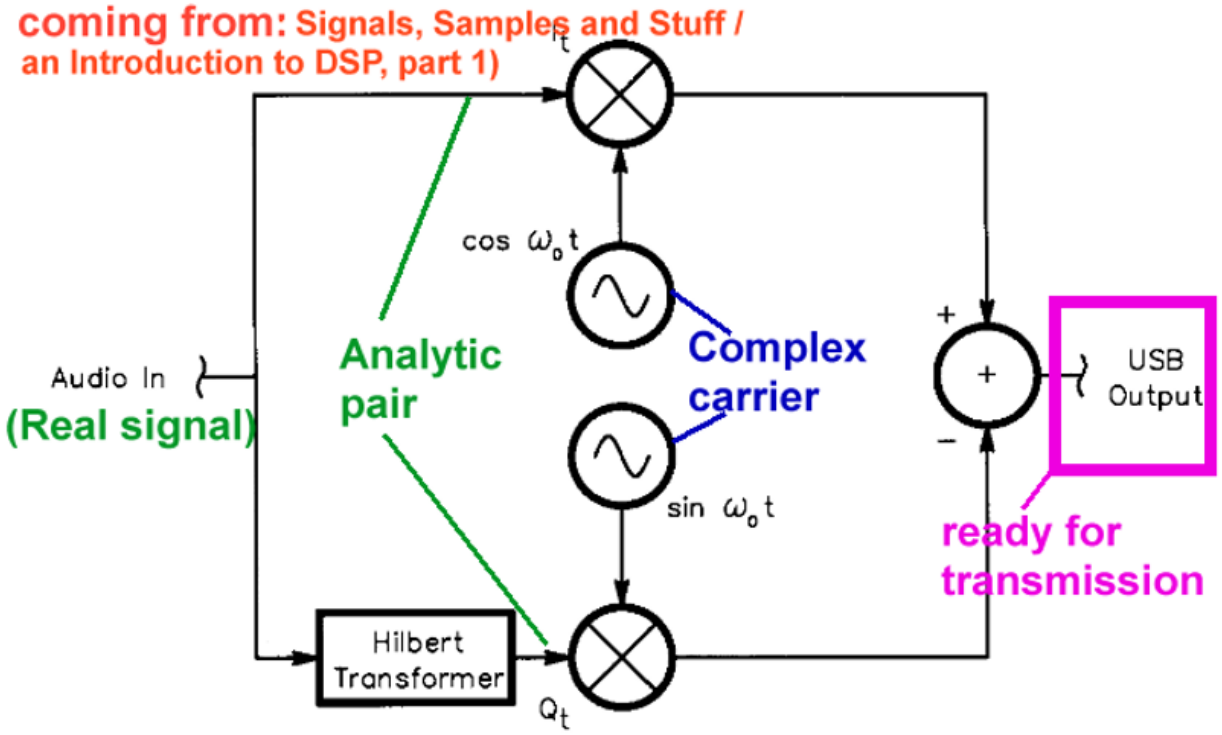
Теперь информация, как аналитическая пара, умножается на комплексную несущую (только с одной положительной частотой):

$$U_{inf} * U_{carrier} = (I_{inf} + j * Q_{inf}) * [\cos(\omega ct) + j * \sin(\omega ct)] =$$

$$[I_{inf} * \cos(\omega ct) - Q_{inf} * \sin(\omega ct)] + j * [Q_{inf} * \cos(\omega ct) + I_{inf} * \sin(\omega ct)]$$

Действительная часть отмечена розовым цветом. Эта часть должна быть реализована практической схемой, и может впоследствии трансформироваться (= конвертироваться в электромагнитную волну антенной).

Примечание: трансформатор Гильберта со сдвигом фазы на 90 градусов не проблема для цифрового сигнального процессора. Но аналоговое решение может быть реализовано только в узком ограниченном диапазоне частот… Извините…)



Эта схема выдаёт **«Upper Side Band = USB».**

Если вам нужна «Lower Side Band = LSB», тогда замените схему вычитания на выходе схемой сложения и измените нижний сигнал с «-» на «+».

17.7. Демодуляция амплитудно-модулированных IQ сигналов

Это очень лёгкая задача в цифровом мире:

Обе части «I» и «Q» аналитической пары имеют всегда разность фаз 90 градусов. Так что, вы можете обратиться к мистеру Пифагору:

$$(\text{длина вектора})^2 = I^2 + Q^2$$

Остальное просто для цифрового сигнального процессора (DSP): возвести в квадрат вначале «I», затем «Q». Сложите оба квадрата и извлеките корень квадратный, чтобы получить амплитуду вектора = информационный сигнал.

17.8. Демодуляция SSB сигналов

Если вы выберете аналоговый путь, тогда вам нужен сигнал с точно той же частотой и фазой подавленной несущей в процессе передачи. Тогда потребуется product detector, что использовался в главе 16.2.3.2, тот, на который умножается полученный SSB сигнал. Разностная частота на выходе будет нужной информацией.

Использование DSP и сигналов IQ с трансформатором Гильберта более затратно и требует больших усилий. В Интернете можно почерпнуть много информации, а статья, показанная ниже, прекрасное тому подтверждение.

A DSP SSB DEMODULATOR

Figure 13 shows an example of a DSP SSB phasing method demodulator. Once the complex-valued BFO of $e^{-j(\omega_c n t_s)} = \cos(\omega_c n t_s) - j\sin(\omega_c n t_s)$ down-converts the RF SSB to zero Hz, it's sensible to decimate the multipliers' outputs to a lower fs sample rate to reduce the processing workload of the Hilbert transformer. We could have performed decimation by a factor greater than 10, but doing so would make the design of the post-D/A analog lowpass filter more complicated. The digital LPFs, whose positive-frequency cutoff frequency is slightly greater than 4 kHz, attenuate any unwanted out-of-baseband spectral energy in the down-converted signal and eliminate any spectral aliasing caused by decimation.

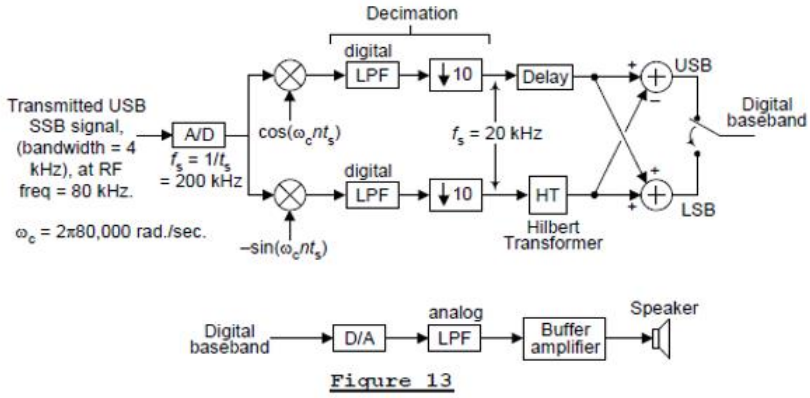


Figure 13

The Delay element in the upper path in Figure 13 is needed to maintain data synchronization with the time-delayed Hilbert transformer output sequence in the bottom path. For example, if a 21-tap digital Hilbert transformer is used, then the upper path's Delay element would be a 10-stage delay line [2].

Результат поиска:

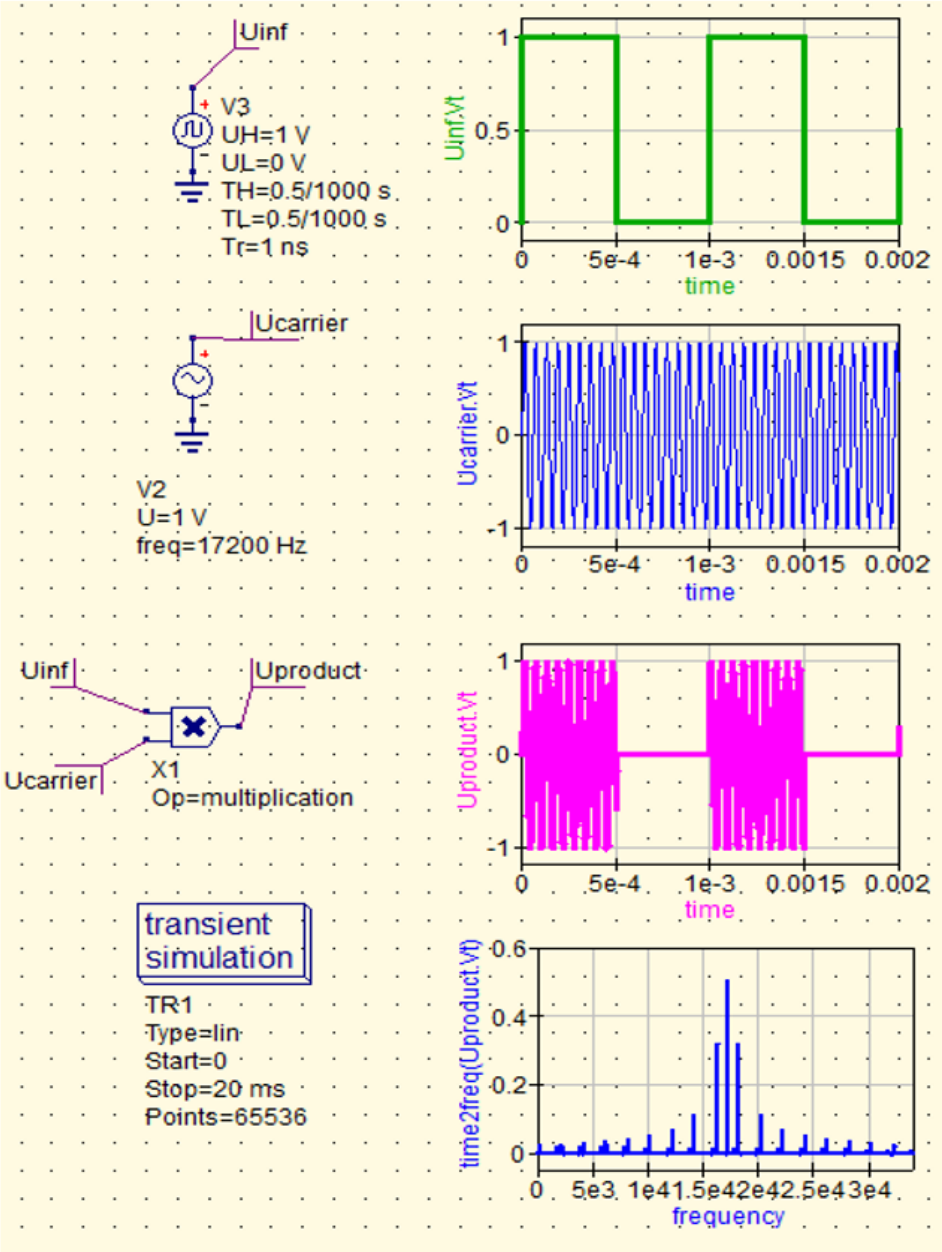
Understanding the 'Phasing Method' of Single Sideband Demodulation: http://www.dsprelated.com/showarticle/176.phpUnderstanding the 'Phasing Method' of Single Sideband Demodulation aus: http://www.dsprelated.com/showarticle/176.php

17.9. Манипуляции со сдвигом амплитуды (ASK)

Это добрый старый ключ Морзе, переключающийся в «ON» и «OFF». Но этот постой метод всё ещё используется сегодня, благодаря тому факту, что мы можем получить два бита («0» и «1») для этих двух состояний и создать цифровую коммуникацию. Передача хорошо проходит и меньше искажается шумом и интермодуляцией.

Чтобы симулировать такой ключ Морзе, мы умножим несущую на прямоугольный импульсный сигнал. Минимальное значение импульса – это ноль вольт (= ключ не замкнут), максимальное значение 1 V (= ключ замкнут). Процесс повторяется с частотой f = 1 kHz.

Несущая частота имеет значение f = 17 200 Hz. Это «SAQ» = всемирное наследие = 200 kW передатчик 1924 года, использующий Alexanderson Generator. Пиковое напряжение несущей равно 1 V.



Частотный спектр ASK сигнала показывает несущую 17 200 и как LSB, так и USB; частоту манипуляции 1 kHz и её гармоники.

17.10. Фазовая модуляция

Другая идея: амплитуда несущей постоянна или не интересна, но фаза несущей модулируется информационным сигналом. Таким образом, любые вариации амплитуды или искажения могут быть устранены ограничителем.

17.10.1. Выполнение фазовой модуляции

Мы имеем компонент (= **components / sources**), модулированный источник, который может быть переключён между AM, FM и PM. И техническая документация предоставляет такую информацию для PM:

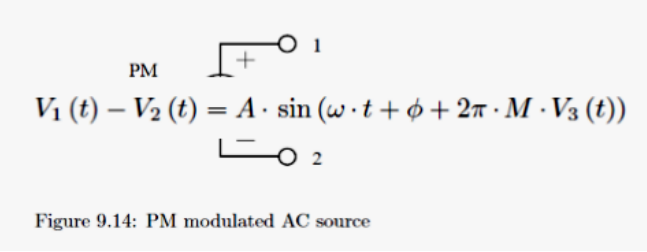


Figure 9.14: PM modulated AC source

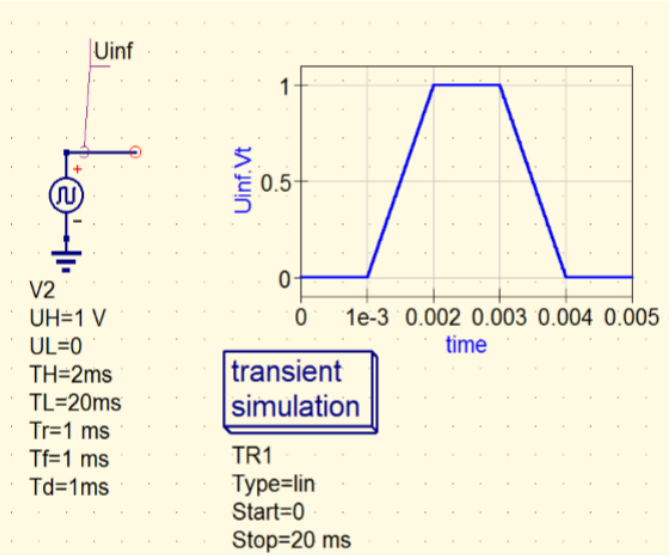
У нас есть синусоидальный сигнал **[A*sin(ώ*t)] с начальной фазой «*Ф*».**

Фазовая модуляция осуществляется третьим выражением в скобках и управляется напряжением V3(t). Давайте бросим взгляд на эту часть:

2π*M*V3(t) может быть записано как [2π*M] * V3(t)

и вы можете видеть, что выражение в скобках – «**фазовый сдвиг в радианах**». **«M» - это индекс модуляции**, и для **M = 1 мы имеем фазовый сдвиг «2π» радиан = 360 градусов.**

Выражение в скобках теперь умножается на **V3(t),** а, значит, фаза несущей будет варьироваться в ритме амплитуды информационных сигналов и частоты!

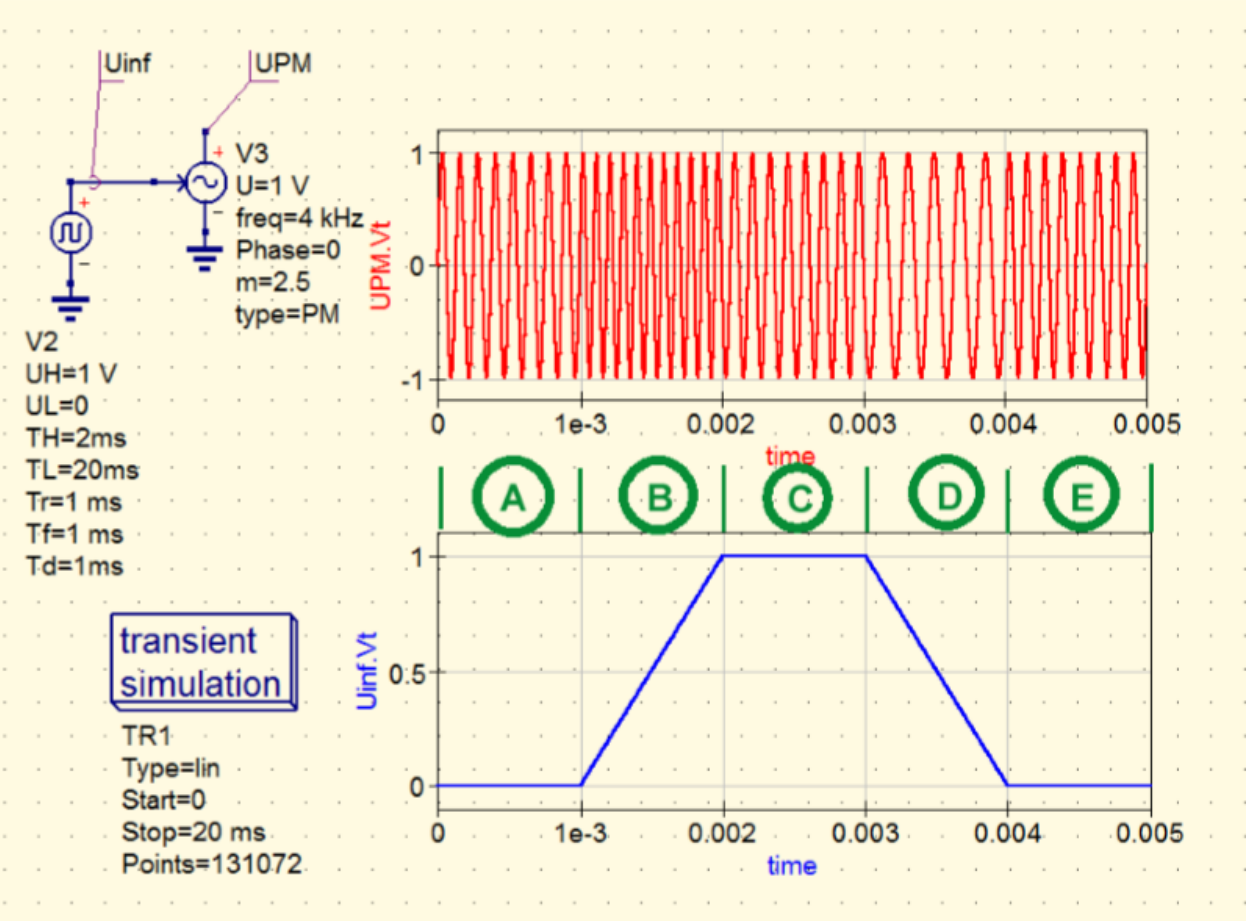


Давайте начнём с чего-нибудь простого.

Информация – единственный импульс. Начинается после паузы в 1 миллисекунду, амплитуда возрастает за 1 миллисекунду до пикового значения 1 V = HIGH. В момент t = 3 ms амплитуда уменьшается линейно до нуля за 1 миллисекунду. Время LOW импульса задано 20 ms.

Пожалуйста, нарисуйте схему и проверьте её.

Эта схема теперь укомплектована «**modulated source**, модулированным источником» (можно найти в «**components / sources**»), который включён в **режим PM, частота несущей 4 kHz / 1 V, начальная фаза = 0, индекс модуляции m = 2.5. Давайте проанализируем 5 секций «A...E».**



Секция «A»:

Информационный сигнал нуль. Это даёт постоянную несущую синусоидального напряжения с V3 = sin(ωt) и f = 4 kHz.

Секция «B»:

Информационный сигнал возрастает линейно со временем и форсирует постоянное повышение фазы несущей. Это возможно только с **повышением несущей частоты в этой секции**.

Секция «C»:

Информационный сигнал **постоянен, поэтому сдвиг фазы больше не увеличивается и должен оставаться постоянным**. Таким образом, мы наблюдаем несущий сигнал с **постоянной частотой 4kHz** (но фаза сдвинута в сравнении с начальной фазой).

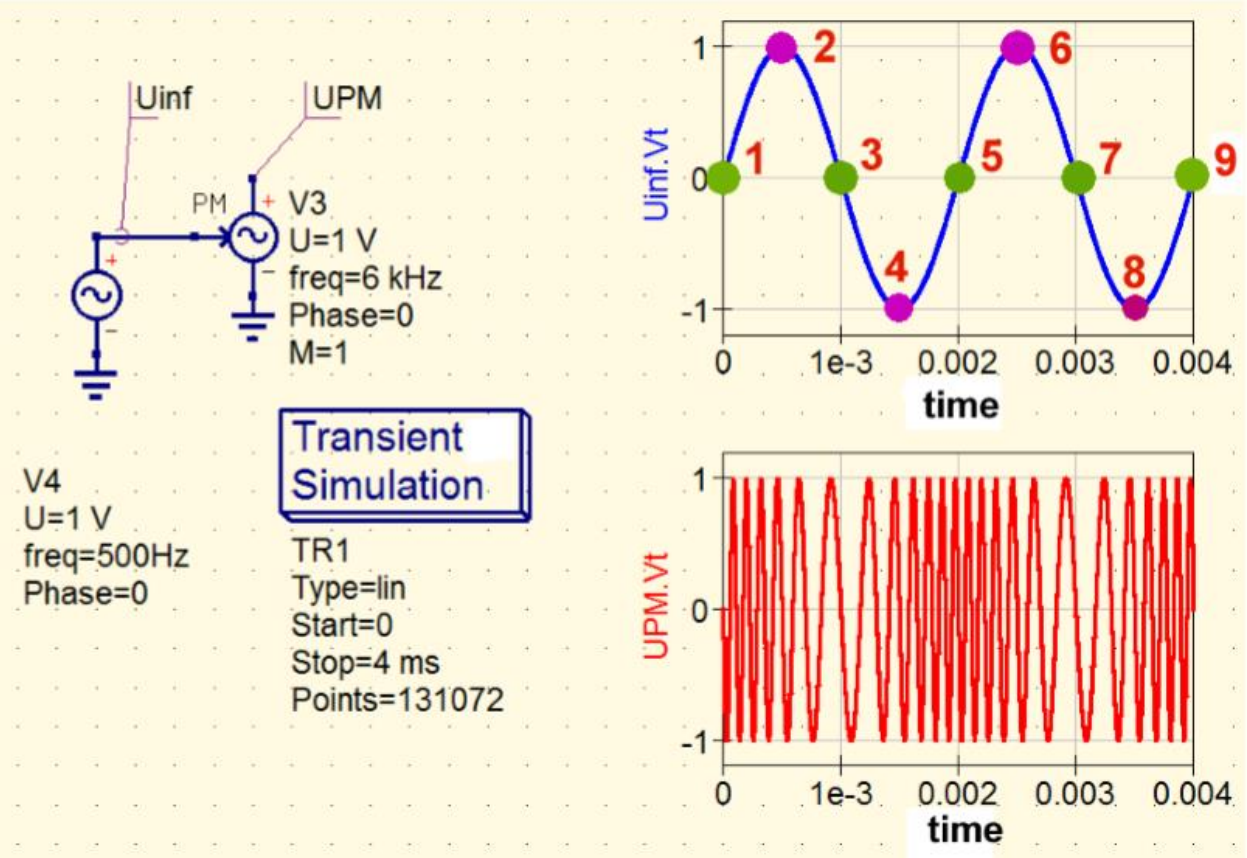
Секция «D»:

Информационный сигнал теперь **отрицательный и сдвиг фазы должен уменьшаться**. Но это возможно только с **понижением частоты в этой секции**.

Секция «E»:

Время спада такой же длительности, что и время возрастания. Так что, общий фазовый сдвиг уменьшается до начального значения в секции «A», и мы наблюдаем вновь постоянную частоту несущей 4 kHz.

17.10.2. Результат для синусоидального информационного сигнала



Секция от «1» до «2»

Благодаря возрастающему значению напряжения информации сдвиг фазы должен увеличиваться, то есть, несущая частота растёт. Но возле точки «2» информационная амплитуда остаётся постоянной, и несущая частота возвращается к начальному значению.

Секция от «2» через «3» до «4»

Информационное напряжение уменьшается, и фаза сдвигается следующим образом = отставанию по фазе. Несущая частота падает и показывает наинизшее значение в точке «3» (= наивысший градиент информационного напряжения). В точке «4» информационное напряжение постоянно, и это означает, что несущая частота в начальном значении.

Секция от «4» через «5» до «6»

Информационное напряжение увеличивается вновь, и это вновь вызывает изменение фазы. То есть, частота несущей должна быть выше. В точке «6» информационное напряжение постоянно, сдвиг фазы, меняясь, достиг максимального значения, и частота несущей показывает своё начальное значение.

Секция от «6» до «8»

Взгляните на секции от «2» до «4» - это тот же процесс. Информационное напряжение уменьшается, и, значит, значение несущей частоты ниже, чем начальное значение, чтобы уменьшить сдвиг фазы. В точке «8» мы увидим начальное значение частоты несущей, но с отставанием по фазе. И т.д.

Проверяя диаграммы, вы найдёте:

Информационное напряжение (которое управляет сдвигом фазы) и «частота несущей в данный момент» показывают разность фаз в 90 градусов!

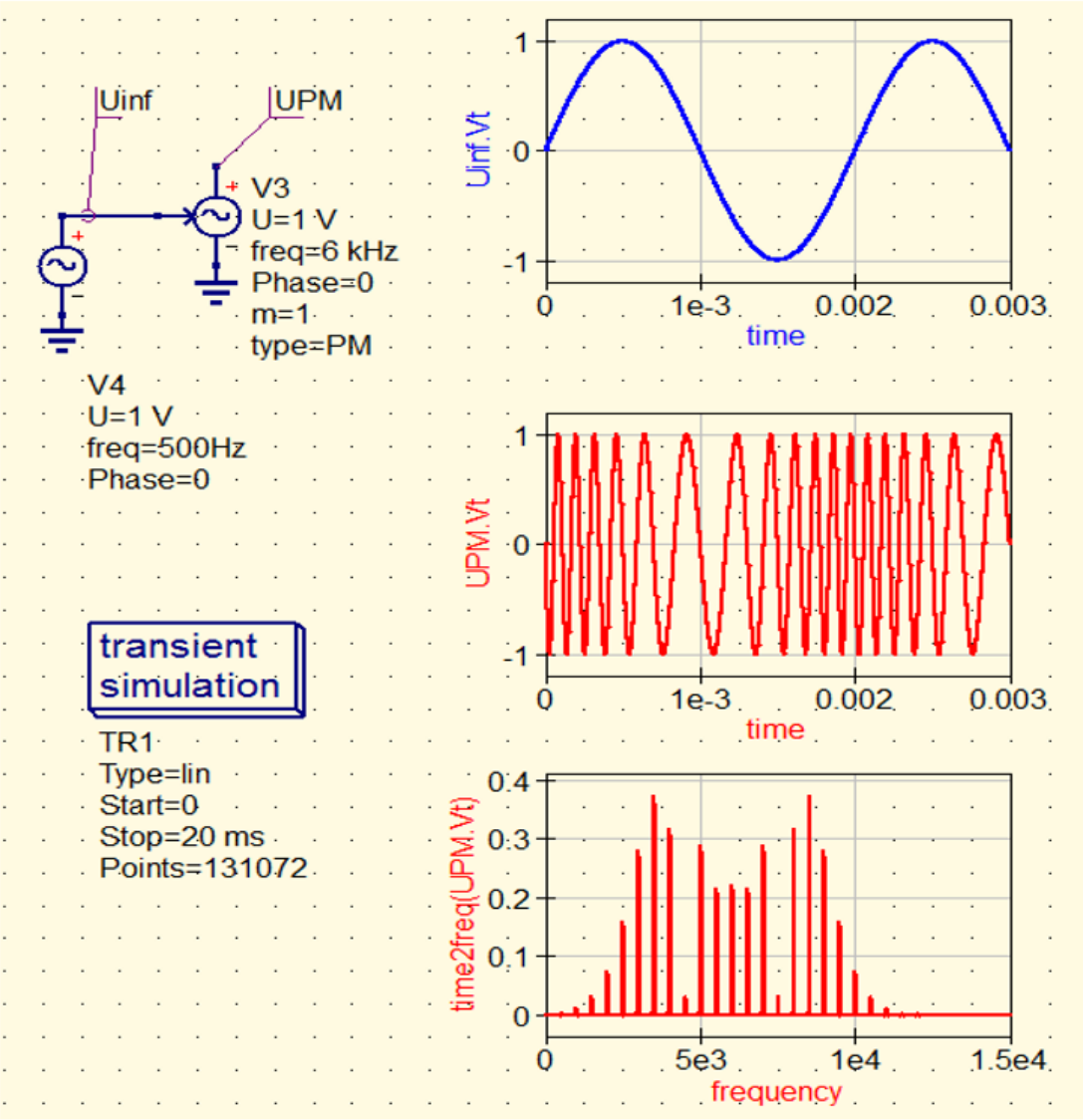
Это так, поскольку математика говорит:
Частота – это производная фазы во временной области.

17.10.3. Фазовая модуляция, показанная в частотной области

Давайте взглянем на спектр фазово-модулированного сигнала. Но для улучшения разрешения в частотной области увеличим время симуляции до 20 ms.
Таким образом, разрешение будет: **f = 1 / 20 ms = 50 Hz.**

Информация – синусоидальный сигнал f = 500 Hz / 1 V.
Немодулированная несущая имеет частоту f = 6 kHz и пиковое значение 1 V.
Индекс модуляции m = 1.

FFT спектр задан для частотного диапазона 0...15000 Hz и рассчитан со свойством диаграммы **time2freq(UPM.Vt)**

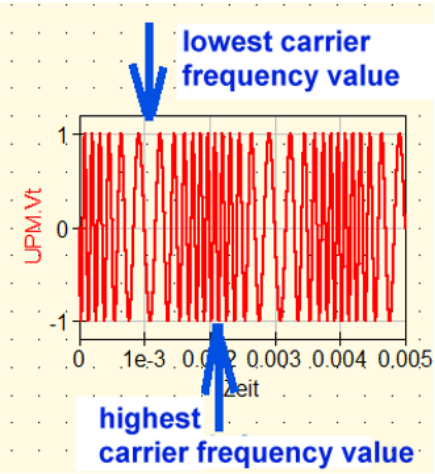


Частотный спектр содержит множество линий с расстоянием информационной частоты (500 Hz) одна от другой.
Амплитуды линий варьируются в зависимости от **функции Бесселя**.
Линии группируются вокруг немодулированной несущей частоты 6 kHz.

Количество линий (следовательно, занимаемая полоса) увеличивается с ростом индекса модуляции «m». Но амплитуды будут сразу варьироваться из-за новых значений функции Бесселя для этого нового индекса модуляции «m».

17.10.4. Некоторая информация по фазовой и частотной модуляции

Фазовую и частотную модуляцию не различить, если вы используете только один синусоидальный сигнал в качестве информационного!



Обычно мы имеем набор разных информационных частот, а, следовательно, мы должны знать некоторые факты и связи:

При FM модуляции синусоидальным сигналом мы увидим «минимальное значение несущей частоты» и «максимальное значение несущей частоты».

Половина разницы этих двух частот называется

«Частотной девиацией = ΔF».

Актуальное значение для частотной девиации **ΔF = +-75 kHz** для FM радиостанции и **+-2 kHz** для FM раций.

FM радиостанция передаёт звуковые частоты между 20 Hz и 15 kHz. Но, если вы используете постоянную девиацию частоты для полного звукового диапазона, вы столкнётесь с опасным эффектом:

По законам математики для постоянной девиации частоты девиация фазы будет уменьшаться с увеличением звуковой частоты:

Phase Deviation =

(Frequency Deviation) / (Information Frequency)

Но уменьшение фазовой девиации увеличивает чувствительность к шумам и, следовательно, приводит к уменьшению качества передачи! Таким образом, соотношение сигнал/шум будет уменьшаться с увеличением частоты.

Это должно быть скомпенсировано при помощи «**Pre Emphase**» в FM передатчике: большие частоты звукового сигнала будут приводить к увеличению девиации частоты для компенсации этого эффекта (= используется фильтр высоких частот). FM приёмник должен корректировать это с помощью De Emphase схемы (= фильтр низких частот).

И теперь ответ на известный вопрос:
Какая минимальная полоса частот необходима для хорошей FM передачи?

Эту работу сделает правило большого пальца:

FM полоса частот канала = 2 * (Девиация частоты + максимум информационной частоты)

Пример для FM стерео радиопередатчика, использующего максимальную девиацию 75 kHz и максимальную частоту информации 57 kHz (= RDS включено):

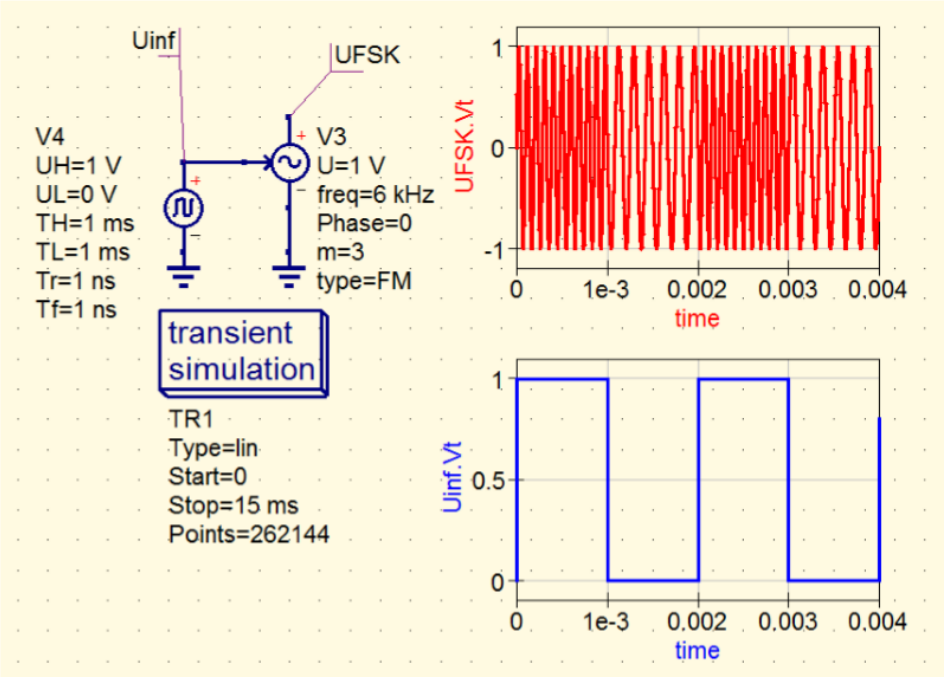
b = 2 * (75 kHz + 57 kHz) = 264 kHz.

Запомните:
Частотная модуляция (FM) работает с **постоянной частотной девиацией**. То есть, **фазовая девиация будет уменьшаться с увеличением информационной частоты**. Это не очень хорошо для отношения сигнал/шум…

Фазовая модуляция (PM) работает с **постоянной фазовой девиацией**.
То есть, частотная девиация будет увеличиваться с увеличением информационной частоты, а, следовательно, вы всегда имеете то же качество и отношение сигнал/шум. Но **занимаемая передатчиком полоса частот увеличивается вместе с информационной частотой**…
==========

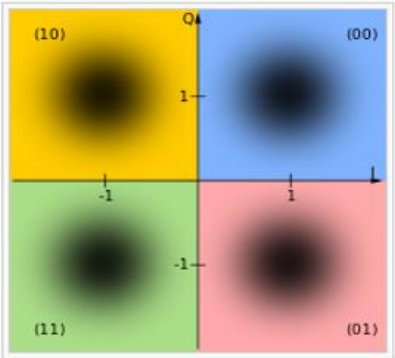
17.11. FSK = Frequency Shift Keying = Digital Frequency Modulation

Это означает, что две цифры «0» и «1» кодируются двумя разными несущими частотами. Низкая несущая частота называется «Space, пробел», а высокая «Mark, метка». В qucsstudio мы используем «**modulated source**» со свойствами, переключёнными в режим «FM». Вот пример, показывающий принцип.



17.12. QAM в примерах

17.12.1. 4 QAM (= 4 PSK)



constellation diagram of a 4-QAM transmitting 2 bits.

In every quadrant an "allowed landing zone" must be defined in which the transmitted symbol can be recognized

QAM означает «Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция». Для демонстрации мы используем источник модуляции в режиме PM.

Описание режима PM в «technical handbook for qucs» (есть на домашней странице qucsstudio) говорит нам, вот выражение, описывающее принцип работы:

$$V_1(t) - V_2(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi + 2\pi \cdot M \cdot V_3(t))$$

«A» означает длину вектора = амплитуда напряжения несущей, которая должна быть постоянной в нашем примере.

Содержание остального в скобках очень простое:

«ώt» определяет значение частоты несущей, с которой мы намерены работать. Давайте использовать f = 6 kHz.

«Начальное значение сдвига фазы» **φ** установлено в ноль.

В последнем выражении мы используем **M = 1. Сдвиг фазы для каждой группы теперь управляется небольшим файлом, контролирующим фазу через V3(t):**

Для «45 градусов»: **V3(t) = 0.125**

Для «135 градусов»: **V3(t) = 0.375**

Для «225 градусов»: **V3(t) = 0.625**

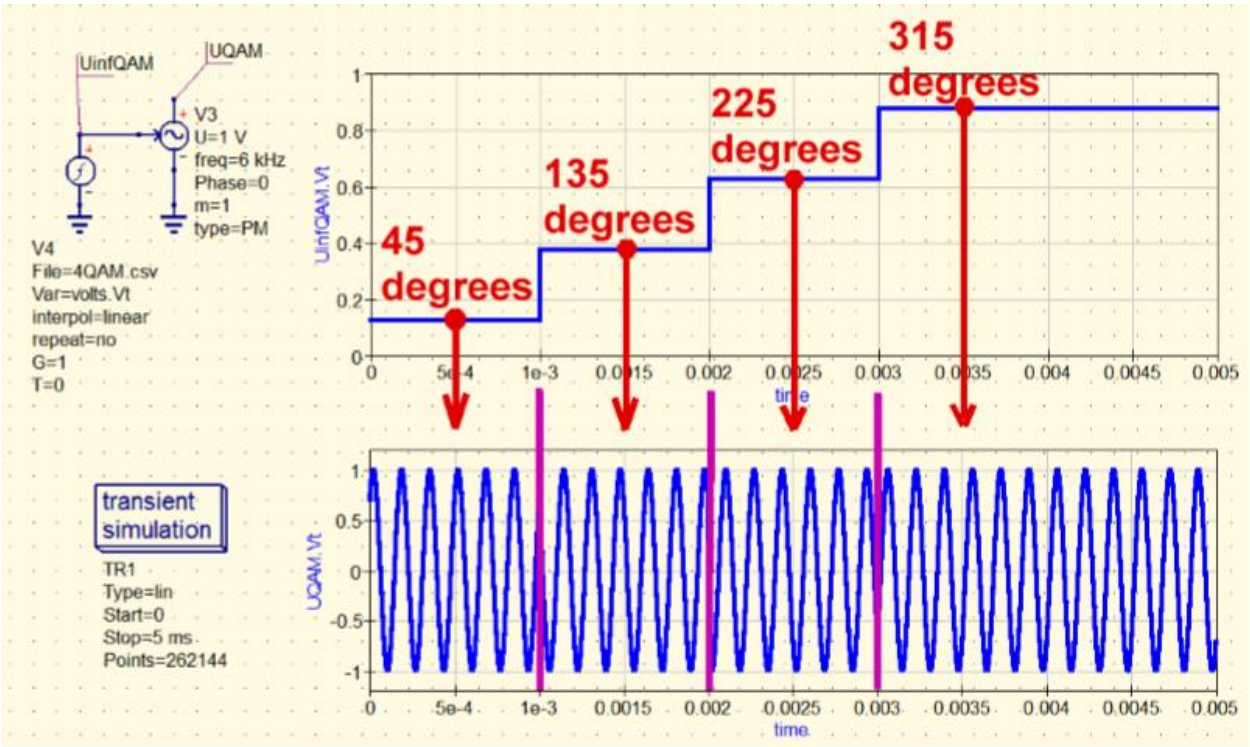
Для «315 градусов»: **V3(t) = 0.875**

(Для V3(t) = 1 вы получите «2π*1» радиан = 360 градусов....)

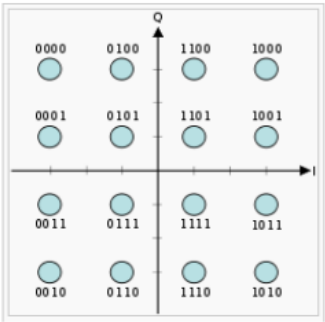
Используйте текстовый редактор, чтобы записать следующий «4QAM.csv» файл для управления PM источником:

```
0              0.125
1e-3           0.125
1.001e-3       0.375
2e-3           0.375
2.001e-3       0.625
3e-3           0.625
3.001e-3       0.875
4e-3           0.875
```

Вы найдёте хороший результат симуляции на следующей странице.



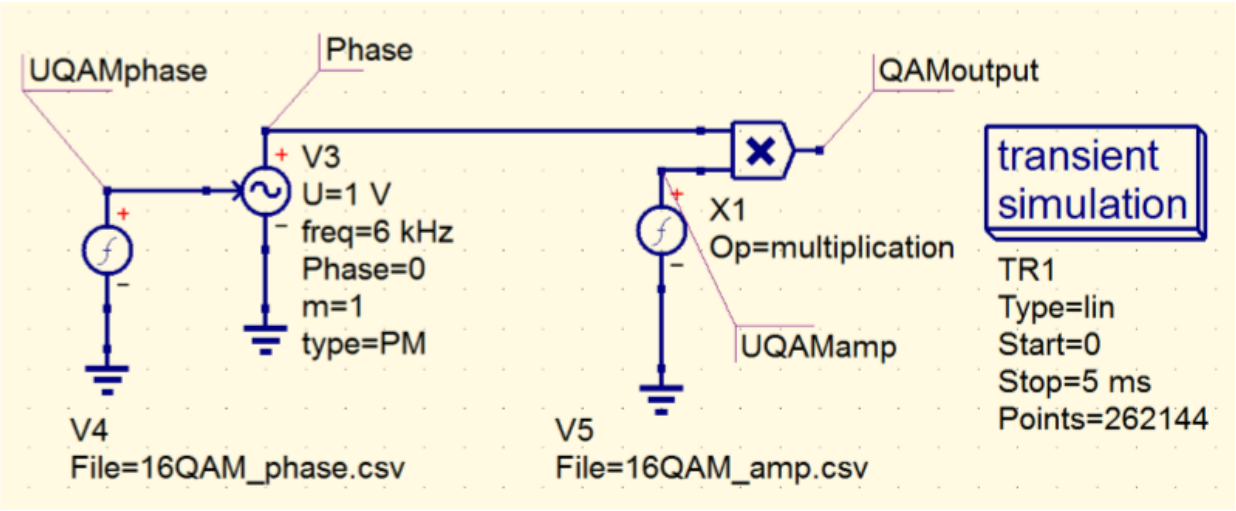
17.12.2. 16 QAM



Это диаграмма 16 QAM расстановки. Каждая точка определяет символ с четырьмя знаками.

$$V_1(t) - V_2(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi + 2\pi \cdot M \cdot V_3(t))$$

В отношении этой формулы для фазовой модуляции мы должны задать фазу каждого символа V3(t) в скобках, но амплитуда определена коэффициентом «A», возглавляющим уравнение. **Так что, схема симуляции будет похожа на:**



Таким образом, нам нужно два *csv файла для управления амплитудой и фазой несущей для выбранного символа.

Давайте проверим результат передачей символов

0000 / 0011 / 1110 / 1010

с 16 QAM.

Вновь используем несущую частоу f = 6 kHz с пиковым значением 1V. Найдём значения длины и фазы четырёх символов, проанализировав иллюстрацию выше.

Результат:

0000 = 100% максимальной длины вектора и угле в 135 градусов

0011 = 74% максимальной длины вектора и угле в 200 градусов

1110 = 74% максимальной длины вектора и угле в 290 градусов

1010 = 100% максимальной длины вектора и угле в 315 градусов

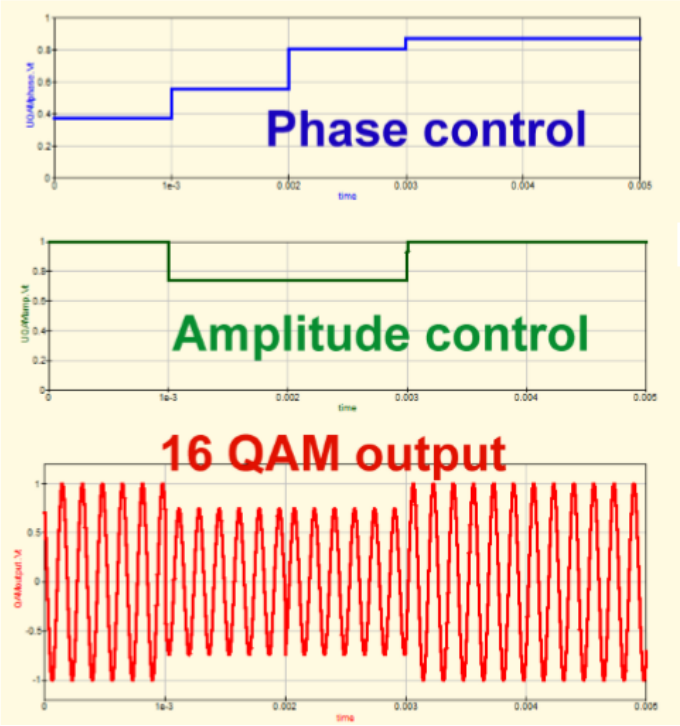
Решение:

Это файл «**16QAM_amp.csv**»...

0	1
1e-3	1
1.001e-3	0.74
2e-3	0.74
2.001e-3	0.74
3e-3	0.74
3.001e-3	1
4e-3	1

...а это файл «**16QAM_phase.csv**»

0	0.375
1e-3	0.375
1.001e-3	0.5555
2e-3	0.5555
2.001e-3	0.8055
3e-3	0.8055
3.001e-3	0.875
4e-3	0.875



Результат...

17.12.3. Демодуляция QAM сигналов

Без проблем:

Используйте два product detector в параллель и подайте на входы QAM сигнал.

Каждый product detector нуждается дополнительно в сигнале несущей с точно такой же частотой, что используется для QAM сигнала при передаче.

Но эти две несущие должны иметь разность фаз 90 градусов.

Так что, вы получите две оси «I» и «Q» системы координат, и вам нужно только умножение следом за хорошим фильтром для подавления остатков сигнала несущей частоты.

18. Шум

18.1. Основы

Если получено сообщение без какой-либо информации похожее на звук водопада, такой сигнал называют «шумом», и он хорошо вам знаком по звуку приёмника между двумя радиостанциями. В этом случае шум производит атмосфера или глубокий космос. Но и каждый резистор или проводник генерируют шум из-за «теплового движения электронов», если температура превышает ноль градусов Кельвина; шифрованные сообщения и псевдо случайные шумы похожи на «original Johnson Noise, шум Джонсона» (вызванный прыжками электронов).

Идеальный шум = white noise, белый шум = thermal noise, температурный шум = Johnson Noise имеет особое свойство: спектральная плотность мощности (= мощности на каждый Герц полосы частот) постоянна во всём рассматриваемом частотном диапазоне, и это типично для омического резистора, генерирующего шумовое напряжение.

(Но если вы меняете это свойство, используя фильтры, вы получаете «розовый шум»…).

18.2. Шум – откуда он появляется?

Вот быстрый ответ: ток в резисторе или проводнике означает движение электронов. Но температура играет свою роль (при повышении температуры выше нуля градусов Кельвина), электроны начинают «танцевать»: влево, вправо, вперёд, назад… сталкиваются… а это не прямой путь от минуса к плюсу. Это также имеет место без приложенного напряжения, то есть, на соединительном проводнике или на резисторе можно измерить «шумовое напряжение». Это напряжение рассчитывается как

$$U_{NOISE} = \sqrt{\frac{4 \cdot h \cdot f \cdot B \cdot R}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1}}$$

Где

h = постоянная Планка
k = постоянная Больцмана = 1.38 x 10-23 J / Kelvin
T = абсолютная температура в градусах Кельвина
B = рассматриваемая полоса частот в Гц
f = центральная частота в Гц
R = значение сопротивления в Ω

Это полная формула, но до 100 GHz и до температуры до 100 K вы можете пользоваться упрощённой версией:

$$U_{NOISE} = \sqrt{4 \bullet k \bullet T \bullet B \bullet R}$$

Возведите обе части в квадрат, и вы получите такую версию формулы:

$$\frac{\left(\frac{U_{NOISE}}{2}\right)^2}{R} = k \bullet T \bullet B$$

Это простая формула мощности означает, что каждым резистором (вне зависимости от значения сопротивления) генерируется одинаковая мощность шума существующим теплом, и можно измерить напряжение Unoise открытой цепи. Теперь мы рассмотрим резистор R в качестве источника напряжения с напряжением открытой цепи Unoise и (бесшумным!) характеристическим сопротивлением R. Если затем то же (бесшумное) сопротивление R в качестве нагрузки соединить с источником, вы получите идеальное совпадение по мощности. В этом случае вы получите половину напряжения Unoise открытой цепи на нагрузке, а передаваемая мощность в нагрузку – это «kTB».

Мощность собственного шума резистора растёт согласно температуре и соответствующей полосе частот (…напряжение шума получается извлечением квадратного корня из мощности шума). Изменения в плотности мощности из-за рассматриваемой частоты нет, и шум такого рода называется «**Белым шумом**».

Важно:
В коммуникационной технике «Levels, уровни» предпочтительнее значений напряжения, что заменяет умножение (благодаря логарифмическому принципу), когда модули соединяются последовательно, сложением. Новый блок для работы теперь «dBm», и всегда мощности (а не напряжения) используются для расчётов. Используется относительная мощность

P0 = 1 милливатт в характеристическом импедансе системы

и каждая рассматриваемая мощность в системе соотносится с этим «относительным значением». Так что вы получаете уровень мощности

$$10 \bullet \log\left(\frac{\text{measured power}}{1\text{mW}}\right) \quad \text{в } dBm$$

Если вы сейчас взглянете на мощность шума **«kTB», вы можете также сказать**:

«kT» - это мощность шума в каждом «герце полосы частот» (= спектральная плотность шума), а полная мощность шума получается, когда «kT» умножается на надлежащую полосу частот.

Если «работать с уровнями», можно понять: каждый резистор генерирует при комнатной температуре (T0 = 300 K) тот же **уровень внутреннего шума**

-167.8 dBm на Hz в полосе частот.

Если вы соедините этот резистор параллельно с другим, но «бесшумным» резистором с тем же значением, вы получите «согласование мощности», и допустимый уровень мощности при параллельном соединении уменьшается на 6 dB. Так что, этот измеренный уровень при параллельном соединении

-173.8 dBm на Hz.

И, если полоса частот шире, чем 1 Hz:

Измеренный максимум допустимого уровня мощности в dBm будет:
-173.8 dBm + 10log(полоса частот в Hz)

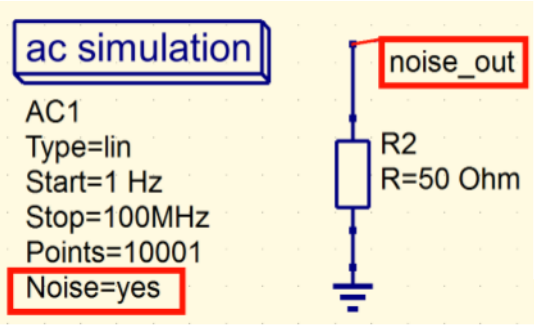
Задача 1:
Каков «уровень шума открытой петли» и измеренное напряжение шума открытой петли для резистора 50Ω при t = 300 градусов Кельвина и полосы частот 1Hz? Подтвердите этот результат симуляцией в qucsstudio.

Решение:
Уровень внутреннего шума для каждого резистора **-167.8 dBm** при T = 300 Kelvin и b = 1 Hz.

Это эквивалентно мощности **P = (1mW) * 10exp(level / 10) = 1.66 *10exp(-20) Watt**

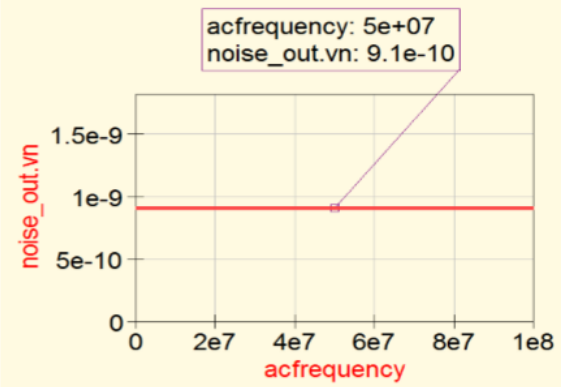
Используя значение сопротивления 50 Ом, вы получите напряжение внутренней открытой петли

U = sqrt(P * 50Ohm) = 0.91 nV



Теперь выполним qucsstudio симуляцию:

Выберите резистор 50Ω и добавьте землю к нижнему концу. К верхнему концу добавьте метку, которую назовите «noise_out». Теперь используйте AC моделирование для диапазона от 1 Hz до 100 MHz с 10001 точкой. Но (после редактирования свойств резистора) обратитесь к меню «Properties» и активируйте симуляцию шума.

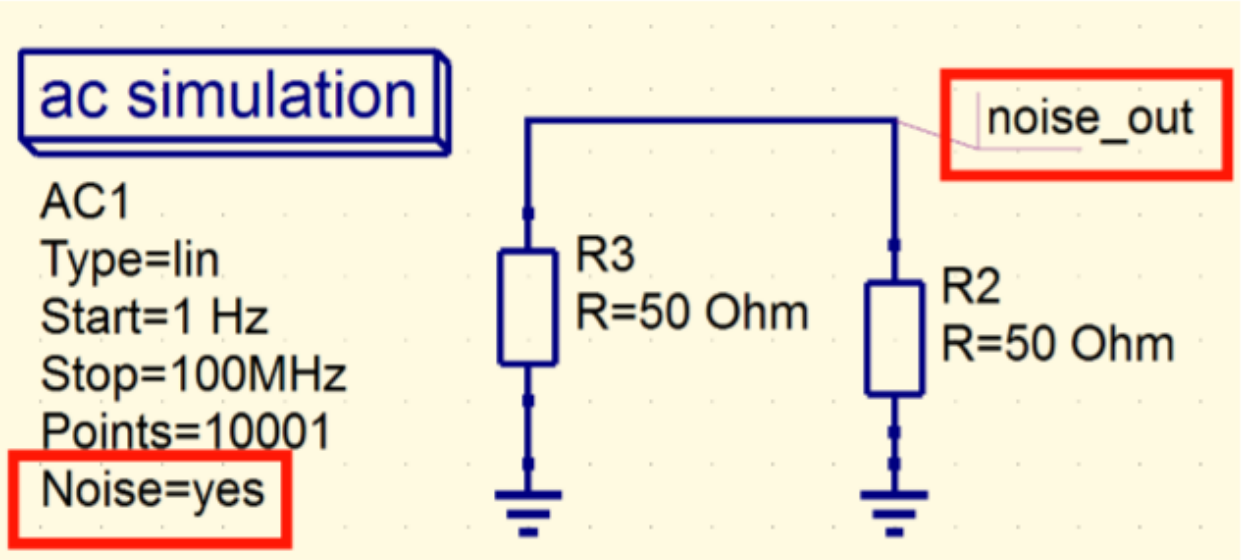


Это правильный результат – 0.91 нановольт – показанный маркером частоты для 50 MHz.

==========

Задача 2:

Присоедините дополнительный резистор со значением 50Ω параллельно. Теперь рассчитайте вновь «noise_out». Проанализируйте и поясните результат.



Qucsstudio работает следующим образом:

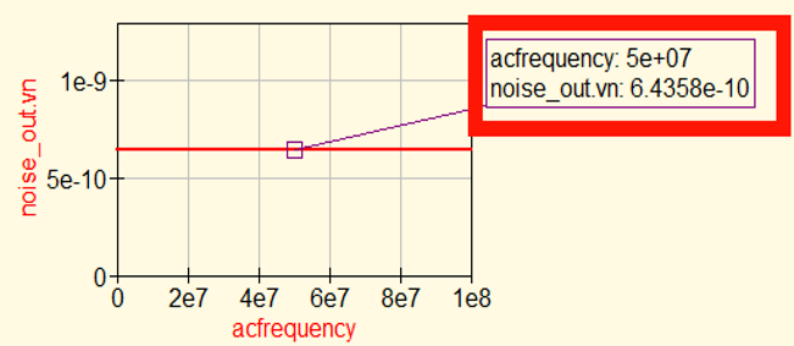
Вначале левый резистор рассматривается как источник шума с внутренним характеристическим сопротивлением R3 50Ω и напряжением внутренней открытой петлёй 910 пиковольт. Этот источник подключен к «бесшумному» резистору нагрузки R2 = 50Ω, и это случай «идеального согласования мощности». Таким образом, мы получаем напряжение 455 пиковольт на корень квадратный на 1Hz в точке, названной «noise_out».

Теперь процедура повторяется, но уже с R2 в качестве источника шума, а R3 в качестве «бесшумной» нагрузки. Это даёт те же 455 пиковольт на корень квадратный на 1Hz, а после этого оба рассчитанных напряжения должны быть сложены.

Но:

Оба эти сигнала «не коррелируют», следовательно, **сложить можно только «квадраты значений»:**

$$\text{Unoise_total} = \text{sqrt}[(0.455\text{nV})^2 + (0.455)^2] = 0.635\text{nV}$$



Вот результат симуляции.

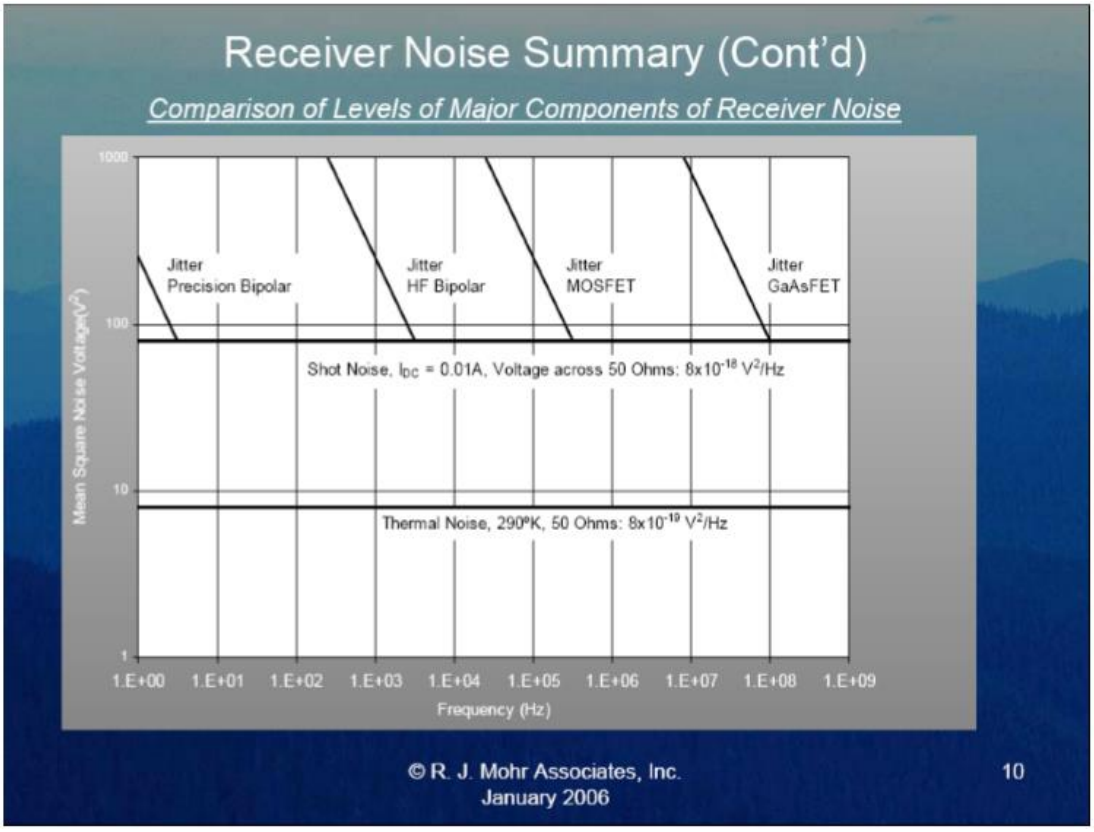
==========

18.3. Другие источники шума

Каждый активный элемент (как лампа, биполярный транзистор, JFET, MOSFET, HEMT...) так же является дополнительным источником шума:

a) **Shot-Noise**, дробовый шум – это широкополосный шум, генерируемый лампами и PN переходами из-за неравномерного движения электронов при проходе через разность потенциалов.

b) Flicker-Noise = Jitter Noise = «1 / f – Noise», шум мерцания, вызванный загрязнением структуры кристалла в полупроводнике. Что создаёт кратковременные изменения в потоке постоянного тока с хорошо известным 1/f спектром таких «шагов», включая «граничную частоту». Пожалуйста, взгляните на следующую познавательную диаграмму, опубликованную в указаниях по применению Mohr Associates.



==========

18.4. Использование белого шума для измерения передаточной функции

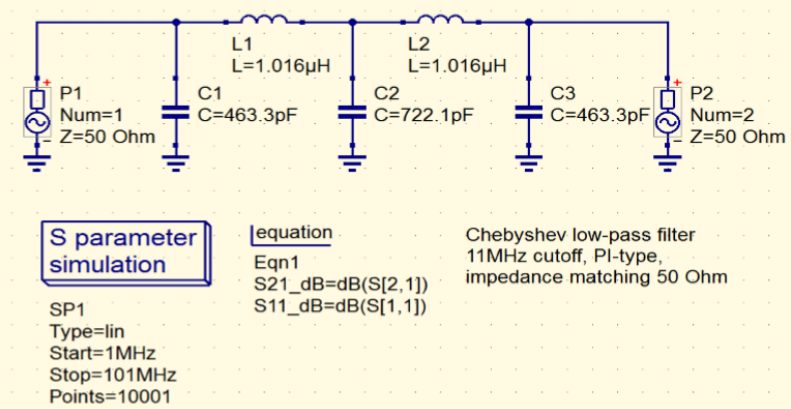
18.4.1. Вспоминая S-параметры

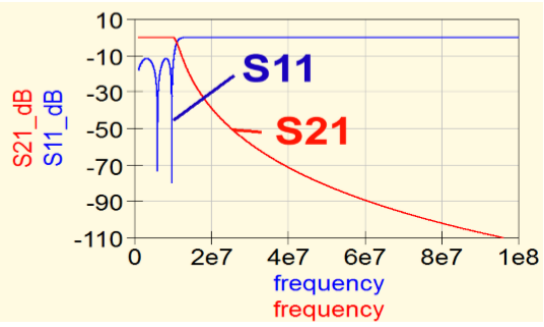
Коммуникационная техника всегда нуждается в фильтрах, усилителях, переходниках, кабелях… и таким образом, разного рода компоненты постоянно разрабатываются и производятся. Нужны были соглашения, чтобы обеспечить наилучшее качество независимо от производителя, и тогда были созданы S-параметры.

Давайте взглянем на фильтр низких частот с граничной частотой 11 MHz (что используется для подавления всего, что выше промежуточной частоты 10.7 MHz в приёмниках). Этот LPF использует – подобно любому модулю в коммуникационной цепочке – тот же «характеристический импеданс» = входному импедансу = выходному импедансу в 50Ω для идеальной передачи мощности. Если вы сейчас запитаете вход LPF коротким импульсом через 50и-омный кабель, вы получите падающую волну, проходящую от генератора к входу фильтра. Амплитуда падающей волны 50% от внутреннего напряжения генератора (= напряжению открытой петли), и когда она достигает входа LPF, то вызывает две реакции:

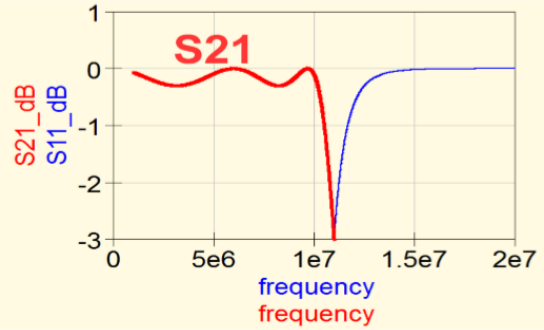
a) Если входной импеданс отличается от 50 Ω, то вы не получите «идеальной передачи», и часть подходящей энергии не будет принята, а отразится как «эхо». Этот факт описывается **входным отражением S11**.
b) Оставшаяся энергия поступает в модуль (=LPF) и обуславливает выходной сигнал с большей или меньшей амплитудой. Эта реакция описывается **«прямой передачей S21», а измерение S21 – обычный метод для определения передаточной функции**.

Процедура повторяется на стороне выхода и даёт два двухпортовых параметра «S22» и «S12». Вот демонстрация симуляции S-параметров для фильтра низких частот Чебышева в qucsstudio:





Это результат симуляции для S11 и S21 в частотном диапазоне от 1 кГц до 100 МГц.



Но чтобы увидеть рябь «фильтра Чебышева» вы должны увеличить S21.

Важный вопрос:

Как я могу измерить прямую передачу S21?

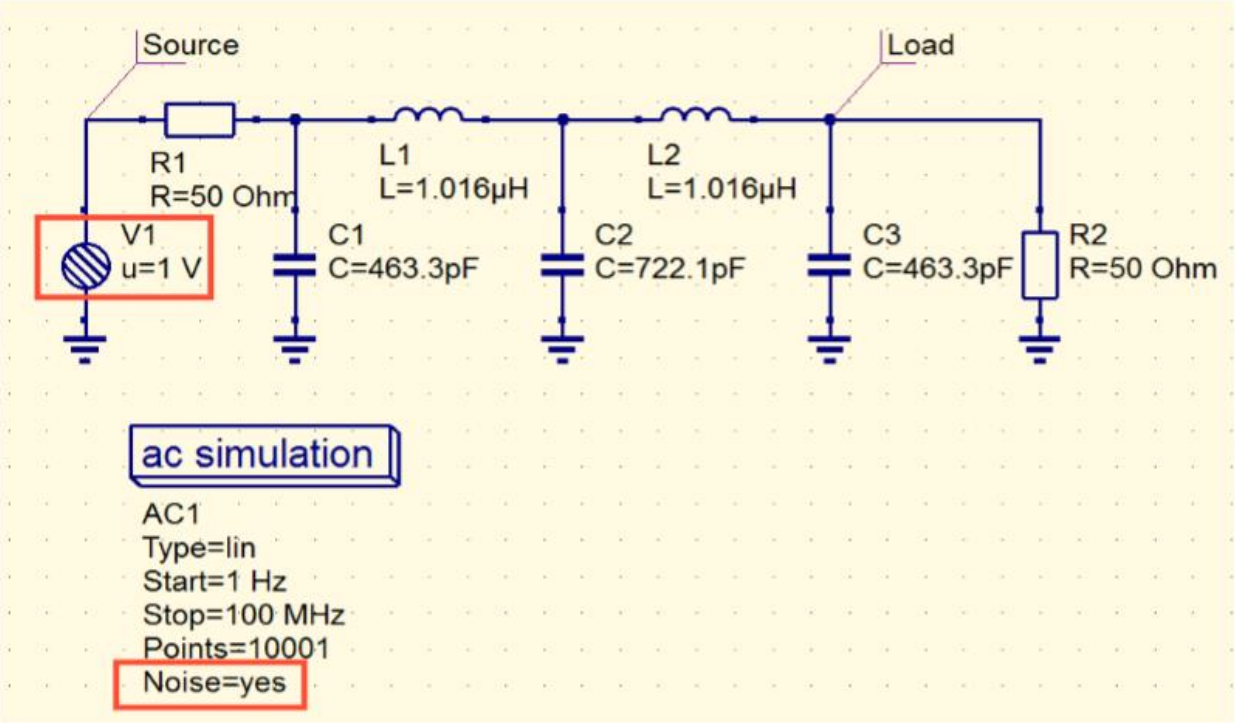
У вас есть выбор:

a) Использовать симуляцию S-параметров или Vectorial Network Analyzer с развёрткой от нижней до верхней частоты. Это то, что мы делали в нашем эксперименте.
b) Использовать «**импульс Дирака**» на входе, что даёт полный и постоянный спектр энергии вплоть до бесконечности без каких-либо пробелов. Но после этого вы должны преобразовать импульсную характеристику на выходе в частотную с помощью FFT.
c) Использовать белый шум на входе и измерить спектральную плотность шума на выходе с помощью анализатора спектра. Белый шум имеет (подобно импульсу Дирака) постоянную

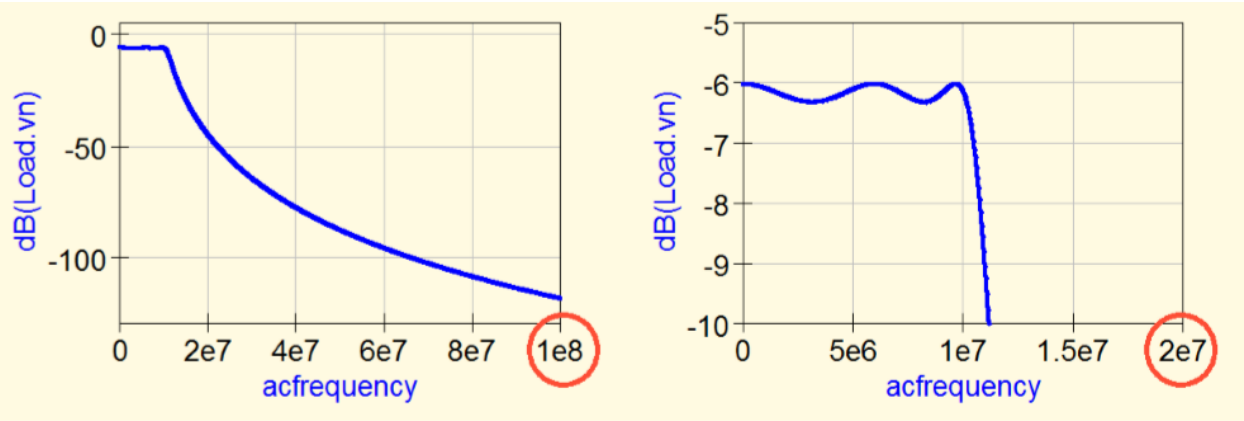
плотность энергии в полном диапазоне частот, так что вы можете сразу увидеть передаточную функцию модуля «в конвертике» выходного сигнала.

18.4.2. Симуляция S21 с использованием белого шума

Последний метод – это хороший выбор для симуляции и практики. Так что, давайте используем последний пример фильтра низкой частоты.



a) Добавьте метку **«Load» на выходе и метку «Source» к источнику шума**.
b) Используйте **«noise voltage source» из «Components/Sources» раздела**. Задайте внутреннее напряжение источника как «**1V/sqrt(1Hz)».** Этот высокий уровень шума необходим, чтобы «перекрыть» маленькое напряжение собственных шумов резисторов в схеме и увеличить точность симуляции. **Активируйте** «**noise calculation = yes**» в свойствах источника.
c) Запустите AC симуляцию от 1 Hz до100 MHz, используя 10001 точку. По завершении симуляции используйте Cartesian диаграмму с заданием «dB(Load.Vt)» для вертикальной оси.



На левой диаграмме вы видите S21 от нуля до 100 МГц (= широкополосной симуляции). Правая иллюстрация показывает «Chebychev ripple, пульсации» после увеличения с ограничением верхней частоты до 20 МГц.

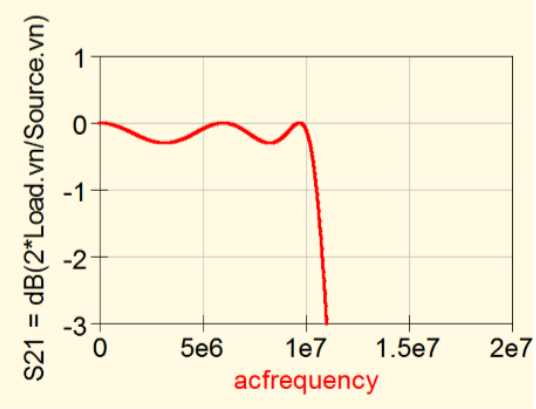
Но, чтобы получить правильный параметр S21, вы должны использовать формулу:

S21 = (voltage at resistor R2 = point “Load”) / (Incident Wave) = ULoad / (half internal source voltage)

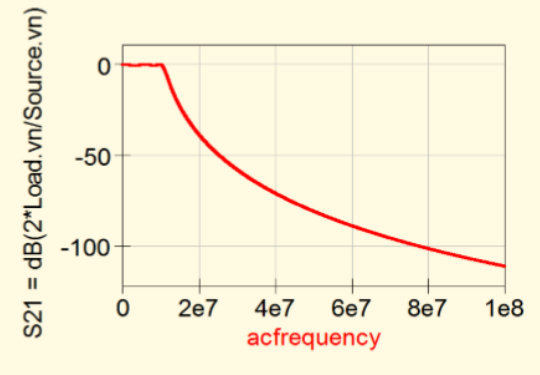
…с расчётом в dB…

Так что, вы должны изменить «Graph Properties» левой диаграммы на

dB(2*Load.vn / Source.vn)



И это правильный результат для частотного диапазона от 0 до 20 МГц и значения амплитуды в диапазоне от +1 до -3 дБ. Не так ли?..



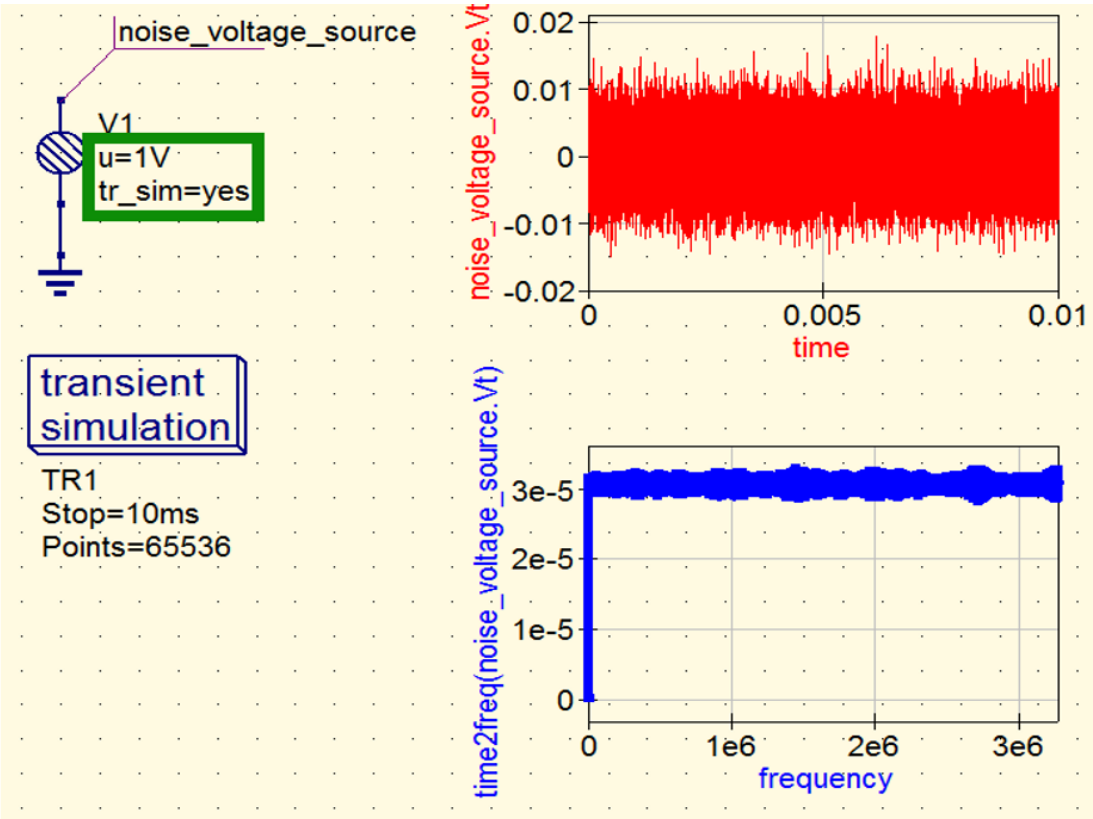
…но и широкополосное представление тоже приятно…

18.5. Генерация шумовых сигналов во временной области в qucsstudio

Это полезный инструмент для разработки схем, поскольку вы можете теперь симулировать нерегулярные вариации питающего напряжения, проверять «Bit Error Rate, оценка битовых ошибок» в цифровых коммуникационных системах, улучшать линейность АЦП…

В разделе «Components/Sources» вы найдёте источник шумового напряжения для этой цели – генерировать белый шум (…и, если захотите, также и «розовый шум, задав коэффициенты в меню свойств).

Откройте свойства источника шума, введите плотность напряжения 1V/sqrt(Hz), активируйте «create noise during time simulation», установив его в «yes». После этого используйте FFT, чтобы показать спектр белого шума.



Если кому-то нужно получить зависимость плотности энергии от частоты, просто используйте формулу квадрата плотности напряжения для вертикальной оси!

time	noise_voltage_source.Vt
0	-0.00728
1e-6	0.0157
2e-6	0.00441
3e-6	0.0144
4e-6	0.000403
5e-6	-0.00793
6e-6	-0.0108
7e-6	-0.0108
8e-6	0.00597
9e-6	-0.0183
1e-5	-0.00326
1.1e-5	-0.00997
1.2e-5	-0.000999
1.3e-5	0.0152
1.4e-5	0.00676
1.5e-5	0.0213

Если для других целей потребуется полная последовательность значений амплитуд шума, можно сделать это следующим образом:

Симулируйте в диапазоне 0...10ms с 10001 точками. Это даёт временной шаг в 1 микросекунду.

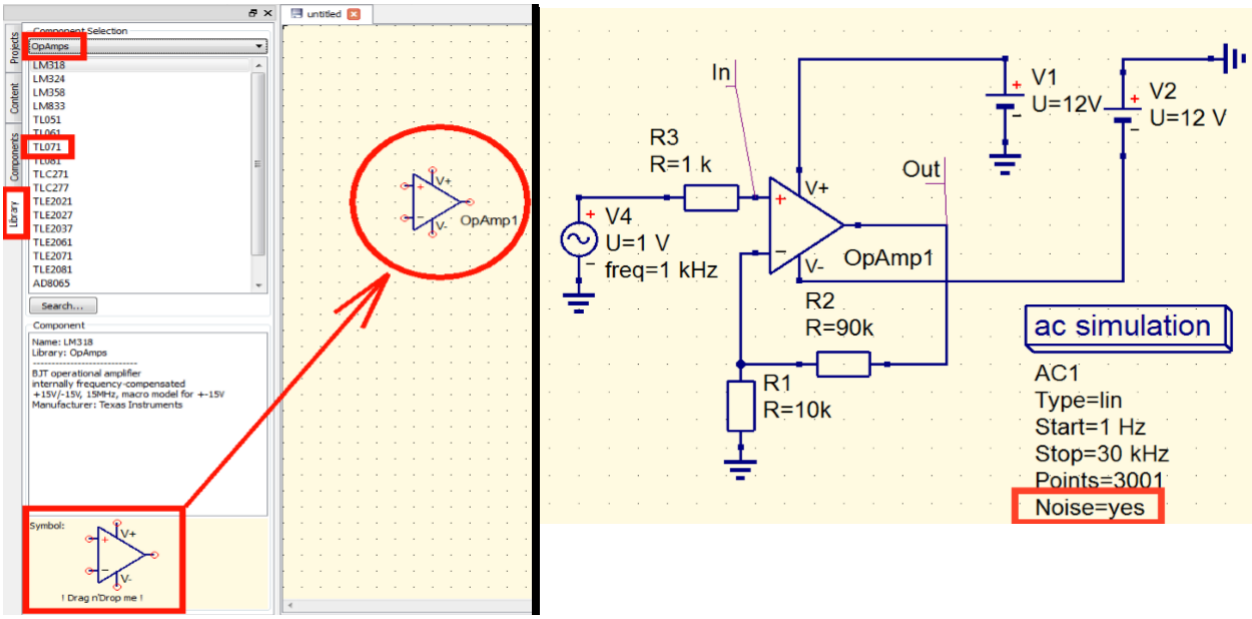
Когда симуляция завершена, используйте «**Tabular**» представление результата.

Если вам нужно сохранить эти значения в файле: отметьте кривую «noise_voltage_source.Vt» диаграммы Cartesian. Затем перейдите к «Project» в окне задач, чтобы щёлкнуть по разделу «Export to CSV». Программа попросит вас дать имя CSV файлу и указать место для сохранения.

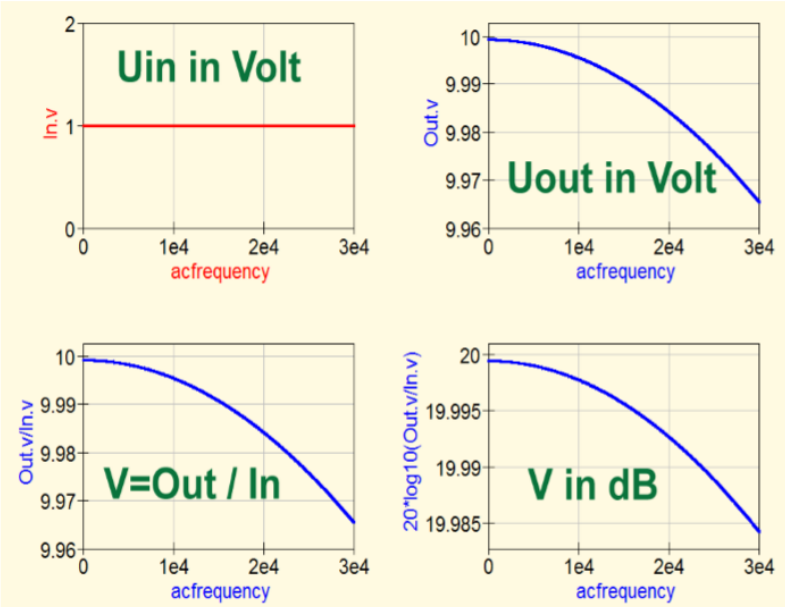
18.6. Симуляция схемы ОУ, включая коэффициент шума (Noise Figure, NF)

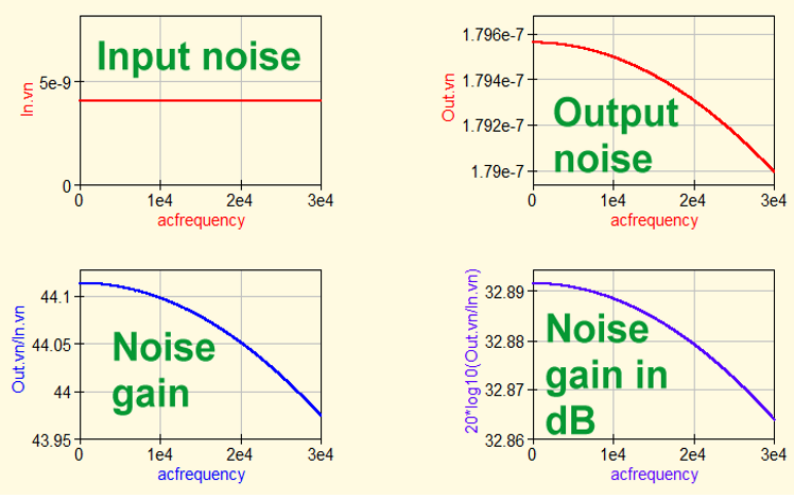
Мы используем хорошо известный тип операционного усилителя «TL071», разработанного Texas Instruments. Эту модель можно найти в библиотеке qucsstudio (Library) в разделе OpAmps. Достаточно перетащить символ в рабочее поле чертежа для работы с ним.

Мы используем неинвертирующий усилитель с усилением 10 в частотном диапазоне 1 Гц – 30 кГц. Нарисуйте следующую схему, и не забудьте разрешить симуляцию шумов в свойствах AC sweep…



После этой симуляции покажем входное напряжение, выходное напряжение, линейное усиление и усиление в дБ на разных диаграммах Cartesian.





Теперь повторим процедуру для входного напряжения шумов, выходного напряжения шумов, линейного усиления шумов и усиления шумов в дБ.

Поскольку ОУ сам шумит, выходное напряжение шумов больше, чем значение

output = input x gain

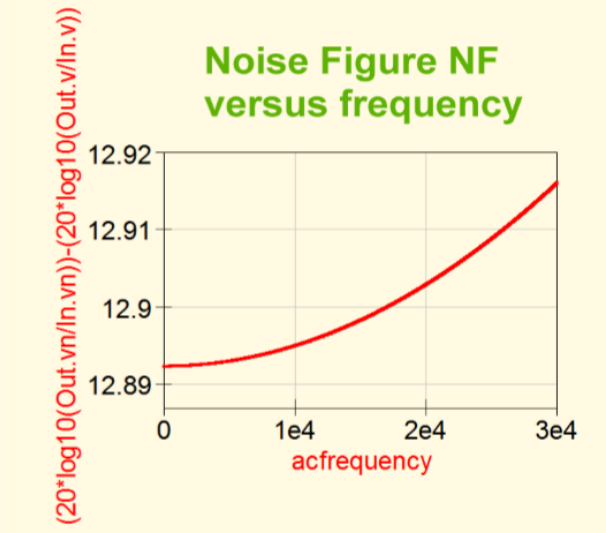
Поэтому, если вы вычтите «stage gain in dB, усиление каскада в дБ» из «Noise gain in dB, усиление шума в дБ» вы получите

коэффициент шума (Noise Figure, NF) каскада в дБ

Рассмотренное отношение сигнал/шум входа будет уменьшено значением к-та шума NF при измерении на выходе!

Необходимая формула для свойств графика:

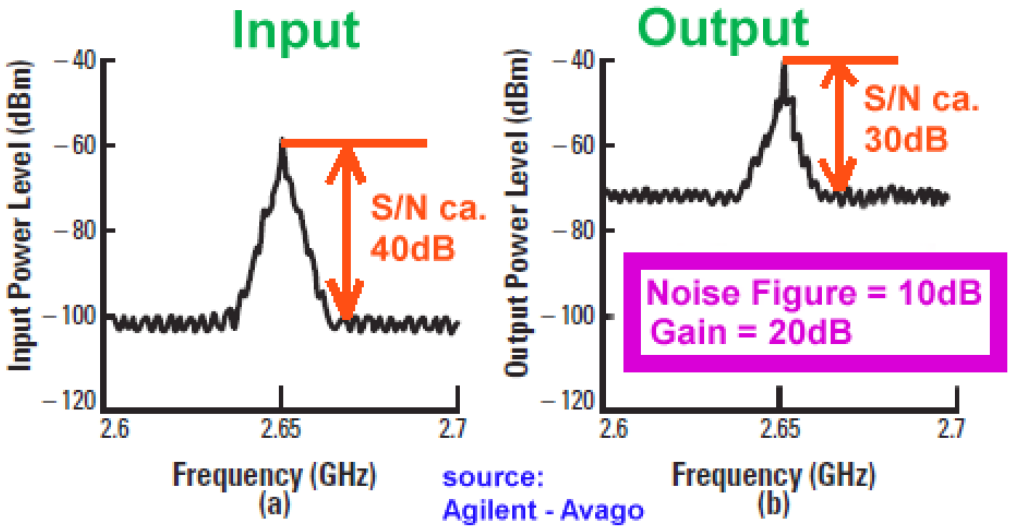
(20*log10(Out.vn/In.vn))-(20*log10(Out.v/In.v))



…а это результат симуляции.

Для лучшего понимания происходящего есть прекрасный пример из демонстрации применения от Agilent Avago – использование усилителя для 2.65 GHz:

усиление20 dB, входной уровень -60dBm, отношение сигнал/шум на входе 40 dB.



Входной уровень сигнала увеличивается усилением в 20 dB на выходе. Но уровень шума был увеличен на 30 dB, и, таким образом, из-за отношения сигнал/шум **коэффициент шума NF получил значение 10 dB** (отношение входного напряжения к шуму 40 dB теперь уменьшено до 30 dB на выходе).

Помните:

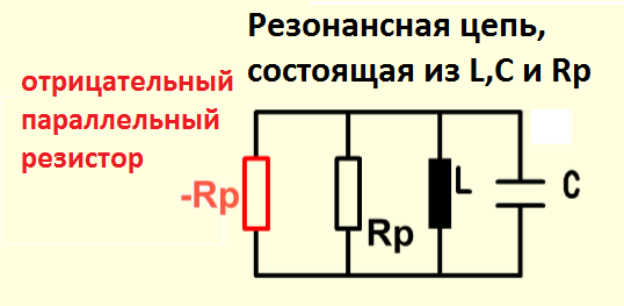
RF схемы разрабатываются, используя файлы S-параметров, опубликованные производителями полупроводников. Большая часть этих файлов S-параметров содержит дополнительную информацию для программ симуляции, чтобы рассчитывать **«актуальный к-т шума NF» и «минимальный к-т NFmin».**

В главе 12 этого руководства вы найдёте пример полной разработки «LOW NOISE AMPLIFIER = LNA = малошумящий усилитель». Перечитайте эту главу, чтобы понять, как реализовать процедуру минимизации шумов.

19. Симуляция осциллятора

19.1 Принцип генератора синуса

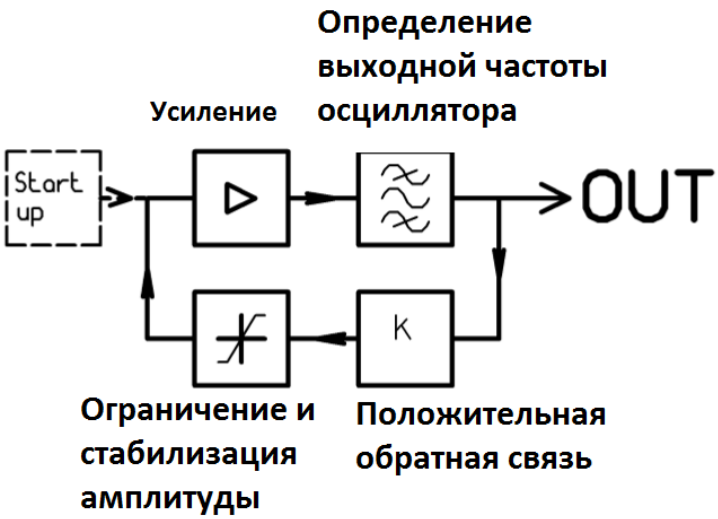
Такой осциллятор генерирует, что следует из его названия, синусоидальный сигнал с точно определённой частотой и постоянной амплитудой. Известно множество схем осцилляторов, но вначале мы ознакомимся с принципом, который очень часто используется в микроволновой области.



Если в резонансную цепь сразу «выливается ведро энергии», появится осцилляция. Из-за потерь в цепи это будет «затухающая осцилляция», которая вскоре прекратится. Но при параллельном подключении «отрицательного сопротивления» вы компенсируете потери, и теперь можете наблюдать осцилляцию с постоянной амплитудой.

Амплитуда будет даже увеличиваться при «перекомпенсации», и потребуется схема ограничения, чтобы остановить этот рост.

Для частот ниже 1000 Мгц это чаще всего используемый принцип.



«Startup» устройство подаёт на вход усилителя сигнал нужной выходной частоты. Этот сигнал усиливается и фильтруется полосовым фильтром. Затем он может использоваться на выводе «OUT» для других целей.

Важно: сигнал «OUT» синфазен с сигналом на входе усилителя. Таким образом, «**положительная обратная связь**» – это всегда часть сигнала OUT, подающаяся на вход усилителя, чтобы поддержать сигнал startup.

Если постоянно возвращается более «необходимого минимума», вы получите увеличивающуюся амплитуду сигнала OUT, и, следовательно, ограничивающая цепь должна «приступить к работе».

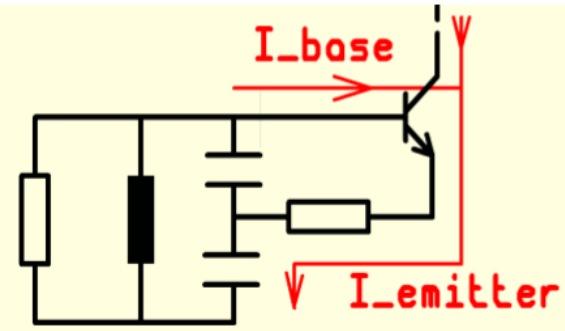
Сигнал положительной обратной связи может быть выражен, как **«k*Uout», так что вы можете узнать хорошо известные условия для осцилляции**:

k*Gain > 1 (с учётом «в фазе»)

«Процедура startup» на этом не заканчивается. Шум, генерируемый самим усилителем, содержит так же очень небольшие части с выходной частотой. Эти части отфильтровываются и отправляются

усиленные на вход. Так сигнал обратной связи с увеличенной амплитудой становится эффективнее и генерирует (после усиления) нарастающий OUT сигнал, который нужно ограничить и стабилизировать.

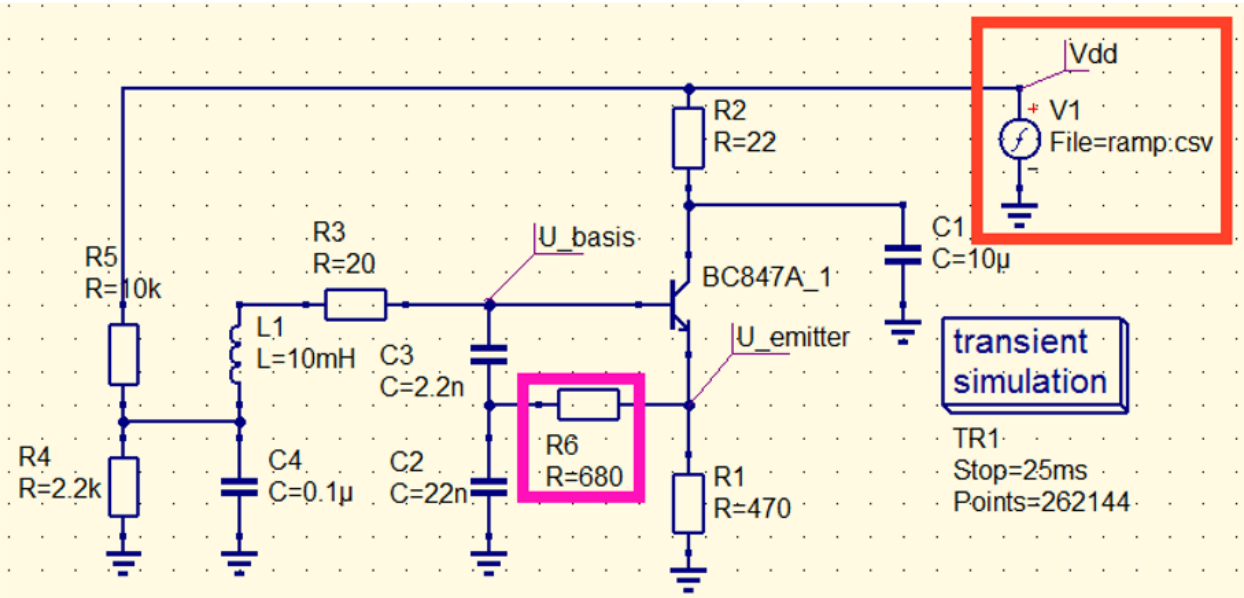
19.2. Симуляция схемы осциллятора



Мы используем схему осциллятора Колпица с npn транзистором BC847C, работающим с общим коллектором.

Принцип:
Напряжение резонансной цепи подаётся на базу транзистора, производя базовый ток «I_base». Сам транзистор – это «усилитель тока», так что, резонансная цепь подпитывается (усиленным и в фазе!) током эмиттера, компенсирующим потери в цепи.

Фактор положительной обратной связи «k» определяется значением сопротивления между эмиттером и резонансной цепью: увеличение значения резистора уменьшает положительную обратную связь. Теперь рассмотрим практическую схему, улучшенную заданием рабочей точки:

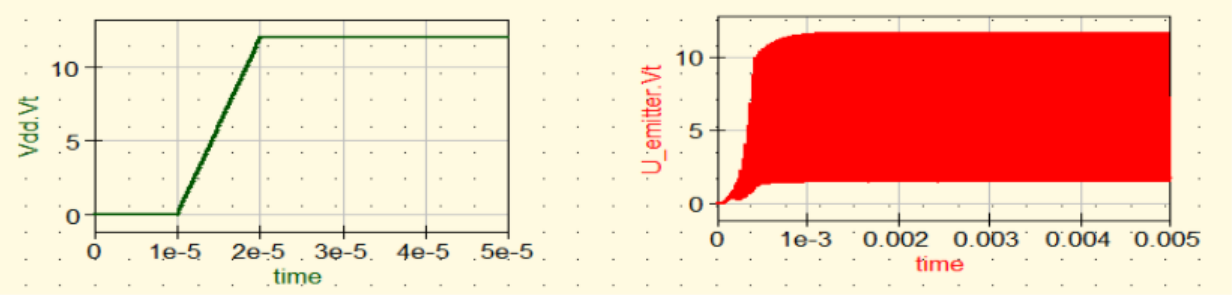


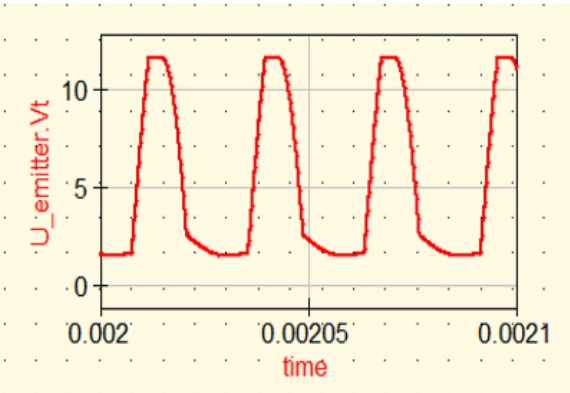
Важная деталь (отмеченная красным) – это питающее напряжение: симуляция осциллятора нуждается в «startup push, начальном толчке», и это выполняется **программированием питающего напряжения, как ramp-сигнал**.

Vdd начинается при t = zero со значением в ноль вольт, оставаясь таким до 10 µs. От t = 10µs до t = 20µs амплитуда линейно нарастает до +12 V и остаётся такой в дальнейшем. Таким образом, файл «ramp.csv» (= файл с разделением значений запятой, comma separated value) должен быть записан, чтобы использовать «источник на основе данных, data based voltage source» (= PWL source = источнику с кусочно-линейным напряжением). Этот файл должен быть сохранён в папке с вашим актуальным проектом:

0	**0**
10e-6	**0**
20e-6	**12V**
40e-6	**12V**

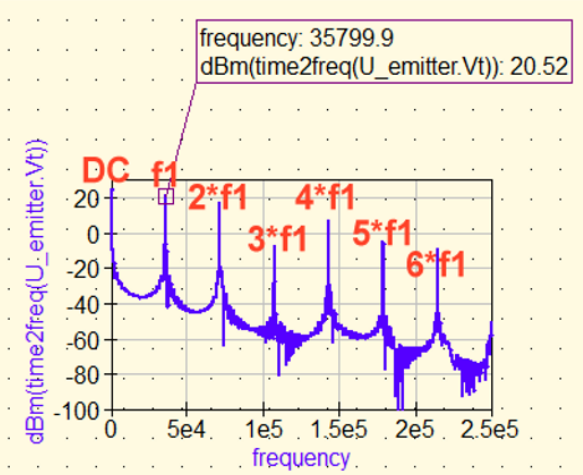
Теперь можно начать моделирование, чтобы показать Vdd соответств. U_emitter:





«Экспоненциальный рост» напряжения эмиттера (с последующим ограничением) можно очень хорошо наблюдать на правой диаграмме. Но в сигнале нет симметрии, и резонно использовать функцию Zoom, чтобы убедиться в этом:

Положительная связь так велика, что транзистор «находится в сильном насыщении». Это вызывает экстремально искажённый сигнал с множеством чётных и нечётных гармоник.



Для доказательства этого, вызовем FFT (преобразование Фурье) «U_emitter» через Graph Formula

dBm(time2freq(U_emitter.Vt))

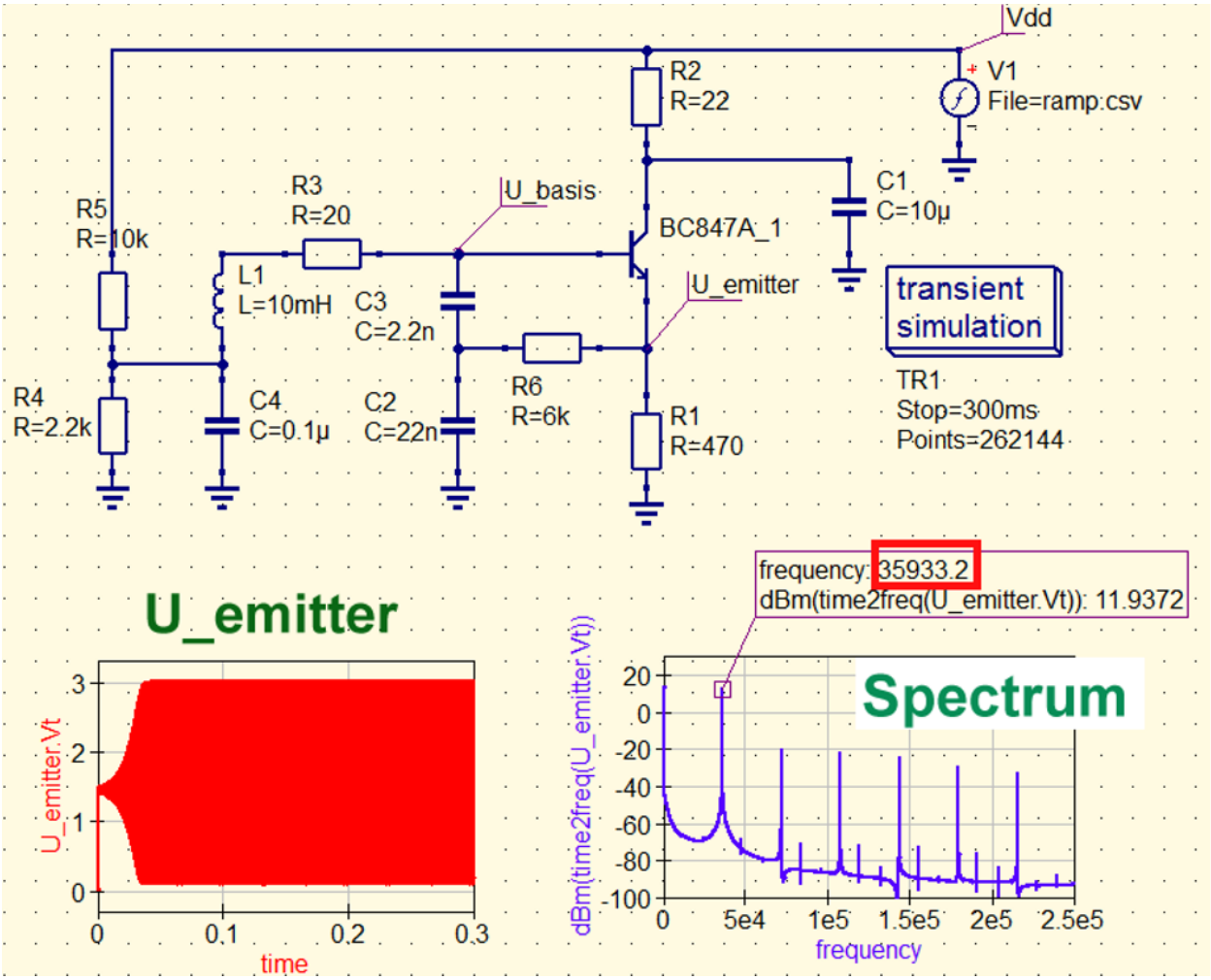
что и станет подтверждением.

На схеме выше R6 = 680 Ω отмечен красным, поскольку это и есть «канал положительной обратной связи». Увеличение значения сопротивления уменьшает часть эмиттерного тока, который питает резонансную цепь для компенсации её потерь. Это улучшает форму сигнала, но начальный процесс всё удлиняется и удлиняется. И, если вы продолжите увеличивать значение сопротивления… осцилляция внезапно прекратится!

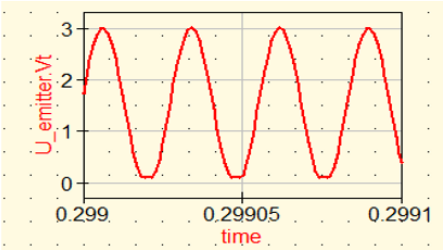
Задача:
Постарайтесь найти значение резистора, которое останавливает осцилляцию. Также взгляните на «затягивание начала процесса» и улучшение формы кривой, включая спектр гармоник.

Для рассмотрения этих эффектов используйте время симуляции от 0 до 300ms и увеличение значения резистора от 680 Ω до 6kΩ.

Решение для **R6 = 6 kΩ:**



Начальная задержка растёт более чем на 25 ms для R6 = 6 kΩ, но амплитуды гармоник теперь стали существенно меньше. И частоту осцилляции выходного сигнала можно точно определить в спектре, используя маркер (f = 35933 Hz).



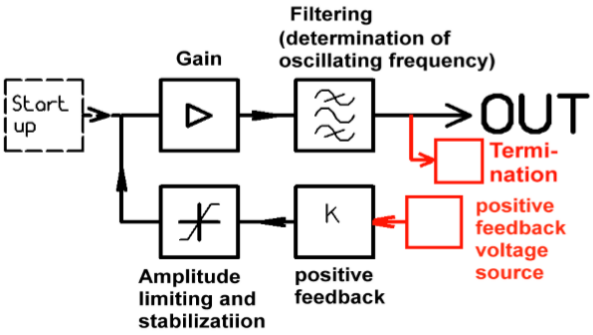
Улучшение сигнала становится заметно для эмиттерного напряжения и во временной области: нижняя часть кривой всё ещё остаётся с изломом – мы увидим, как решить эту проблему в главе 19.4 (= ограничение амплитуды и стабилизация).

19.3. Симуляция во временной области

Симуляция во временной области даёт много информации о форме кривой, частоте, наличии гармоник и т.д. Но трудно понять, как далеко (и без риска) можно уменьшать положительную обратную связь для улучшения формы кривой, и тем уменьшить «эффекты перевозбуждения» и гармонические искажения.

Симуляция во временной области даёт эту дополнительную информацию, включающую «phase lag, фазовое запаздывание», которое отвечает за шум боковой полосы. Но как это симулировать?

Мы воспользуемся диаграммой раздела 19.1. Но теперь разорвём соединение между выходом и каналом положительной обратной связи.

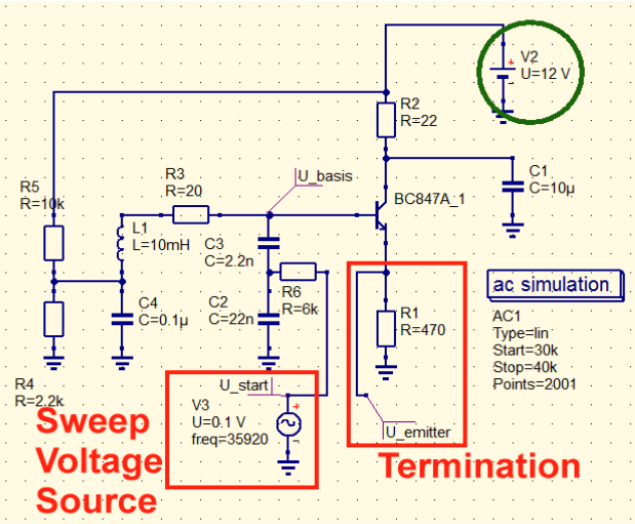


Отдельный источник напряжения используется для «генератора положительной обратной связи», и мы наблюдаем за напряжением на termination OUT (… «termination» представляет входной импеданс канала положительной обратной связи).

И теперь, если внутренний резистор источника напряжения соответствует импедансу «наблюдаемому из точки OUT в направлении выхода фильтра», тогда вы получите в результате корректное петлевое усиление.

Петлевое усиление должно быть больше 1 (= больше нуля дБ), а сигнал OUT должен быть в фазе с источником напряжения. Тогда генерируется экспоненциально нарастающее выходное напряжение.

(Ограничение амплитуды будет в следующей главе).



Это схема симуляции для развёртки (AC-Sweep).

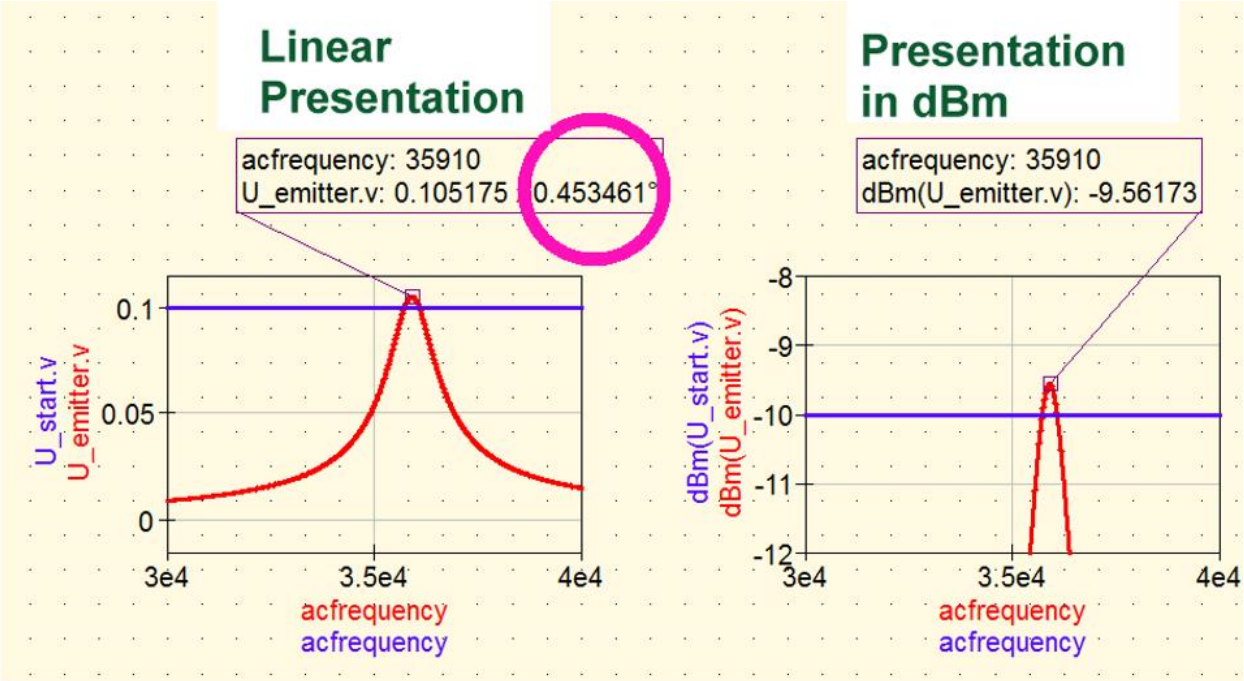
a) **Напряжение питания должно быть постоянным при AC sweep. Так что, мы используем DC напряжение +12 V**.

b) Обрыв, termination – это простое событие, поскольку внутреннее сопротивление транзистора на выводе эмиттера **8 Ω для потребляемого постоянного тока 3 mA. Так что, им можно пренебречь в сравнении с R1 = 470 Ω**.

c) Внутреннее сопротивление транзистора на его эмиттере (8 Ω) будет – как мы обсудили! – крайне мало в сравнении с R6 = 6 kΩ. Таким образом, внутреннее сопротивление источника напряжения положительной обратной связи может быть задано нулевым. Используется развёртка

от 30 kHz до 40 kHz. Амплитуда развёртки внутреннего напряжения для источника обратной связи задана значением U = 100 mV.

А вот и результат:



Петлевое усиление более 1 (и больше нуля дБ). Это означает, что схема **будет осциллировать**.

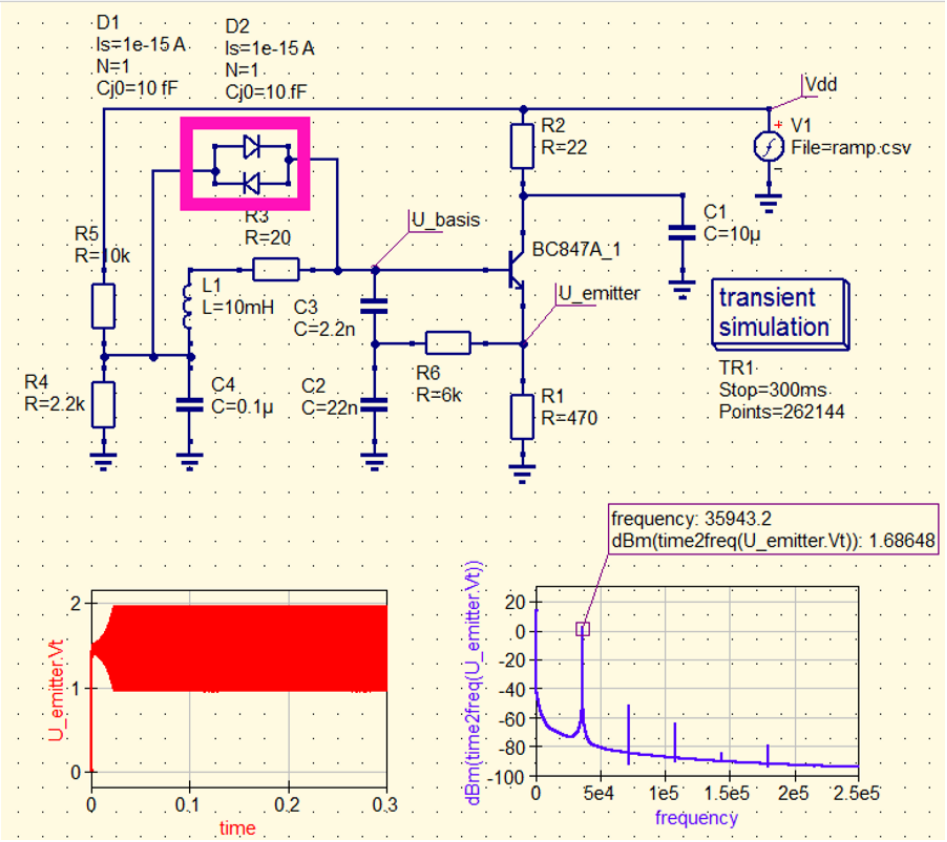
Примечание:

a) На левой диаграмме (внутри розового кружка) мы находим подтверждение, что **необходимое фазовое условие (сигнал обратной связи в фазе с сигналом termination) для осцилляции выполняется**.
b) На правой диаграмме мы находим **запас по усилению в 0,5 dB**. Этого достаточно для уверенного старта, но не введёт транзистор в полное насыщение.

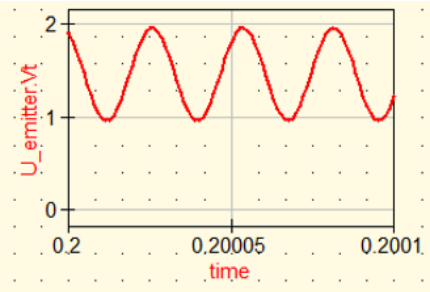
19.4. Ограничение амплитуды и стабилизация

Гладкое, мягкое и симметричное – это наиболее важные цели для этой задачи. Так что, искажения синусоиды уменьшаются И чётные гармоники почти подавляются. Это означает, что насыщения и перевозбуждения усилителя получится избежать.

Одно простое решение – это два диода с антипараллельным соединением для резонансной цепи. (примечание: R3 должно быть включено, поскольку оно представляет потери в катушке). Таким симметричным образом пик напряжения резонансной цепи уменьшается до 0.7V, поскольку диоды начинают проводить, а цепь будет демпфироваться низким сопротивлением включённых диодов.



Искажения синусоидального напряжения показывают нам теперь значительное уменьшение. «Двойная частота» уменьшилась почти на 60 дБ, а «утроенная частота» даже почти на 70 дБ. Частота осцилляции несколько возросла, поскольку ёмкости транзистора меньше подвержены RF напряжению (… ёмкости транзистора зависят от напряжения и увеличиваются с уменьшением напряжения коллектор-эммитер).



И, если теперь мы взглянем на выходное напряжение – мы поймём, что нет причин для какого-либо беспокойства…

20. Создание микрополоскового фильтра низких частот на 1700 МГц

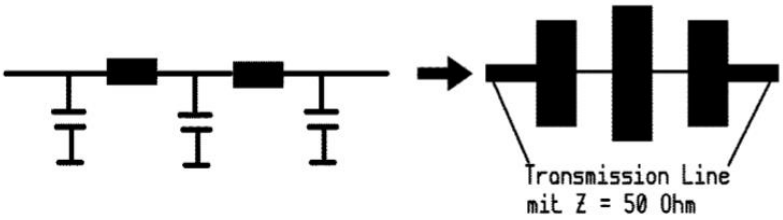
20.1. Замечания

Если требуются фильтры для частот выше 1000 МГц, то часто предпочтение отдаётся микрополосковым решениям. В этом случае вы должны использовать двухстороннюю печатную плату из материала с малыми потерями. На верхней стороне создаётся структура фильтра, а нижняя сторона используется как бесконечная идеально проводящая «земля». Преимущество в высокой точности при серийном производстве – без подстройки, без дополнительных компонентов и т.д. К недостаткам можно отнести увеличение размеров структуры при снижении частоты.

Материал с низкими потерями – это безусловное требование. Продукция Rogers – это проверенное качество, но использование тефлонового диэлектрика требуется только на очень высоких частотах или в том случае, когда нужны очень маленькие потери. Работу с тефлоном затрудняют плохие механические свойства материала (= как со жвачкой), а его стоимость очень высока. Так что, попробуйте материал серии «RO4000» - он гораздо дешевле, тангенс угла потерь только на 10...30% выше, но механические свойства превосходны (высокая механическая стабильность, как у стекловолокна, армированного эпоксидкой, и хорошо известна марка FR4). Но будьте внимательны: FR4 из более дешёвых и общеупотребительных, но потери выше (коэффициент качества только 0.02, сравните с 0.002 для Rogers RO4003), и для частот выше 1500 МГц всё становится хуже: тангенс угла потерь быстро увеличивается, диэлектрическая постоянная уменьшается… не слишком хорошо для высококачественных схем!

20.2. Процедура разработки микрополоскового фильтра низких частот

Существует множество предложений и процедур разработки. Но большая часть из них использует сложные математические преобразования, в которых не всегда легко разобраться.



Так что, мы используем другой и простой путь: вначале фильтр разработаем как LC цепь, используя Online Filter Calculator (и как «Pi» схему). Затем мы заменим конденсаторы и индуктивности отрезками микрополосок.

(Короткие и широкие отрезки полосок будут конденсаторами, очень маленькие отрезки станут индуктивностями).

Но: для правильного функционирования фильтра электрическая длина отрезков должна быть между 10 и 30 градусами, соотносясь с длиной волны на частоте среза для фильтра (…начиная с 45 градусов, такие отрезки начинают изменять импеданс, а, следовательно, свойства фильтра начинают отличаться всё больше и больше от задуманных значений).

Чтобы сохранить волновые свойства печатной платы (= волны более высокого порядка не должны стать причиной нежелательного затухания в полосе пропускания), уменьшите её толщину, как только возможно. Обычно в микрополосковых линиях будут только TEM волны, но, если вы проигнорируете эти рекомендации, вы можете получить волны с элементами электрического

поля в направлении распространения энергии. Эти отдельные волны будут закорочены центральным проводником SMA-разъёма на выходе, так что, энергия будет отсутствовать. В результате вы получите «дыры» в полосе пропускания.

На практике толщина в 32 MIL (0.813mm) достаточно хороша до 2…3 ГГц, а для частоты 10 ГГц обычно используют 10 MIL (= 0.25 mm).

20.3. Спецификация фильтра

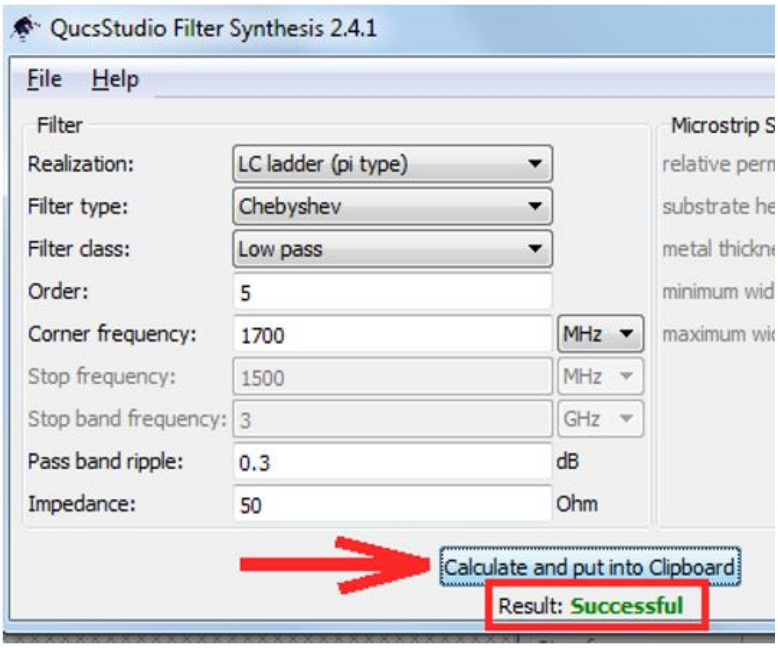
Частота 1500 МГц не должна ослабляться, но затем затухание должно быстро нарастать. Так что, мы определим следующую спецификацию:

Filter order:	**n = 5**
Filter type:	**Chebychev version, Pi type**
Maximum Pass Band Ripple:	**0.3 dB**
3dB Corner Frequency:	**ca. 1.7 GHz**
Characteristic System Impedance:	**Z = 50 Ω (симметричная версия фильтра)**

Материал печатной платы: **Rogers RO4003, с двусторонней фольгой** и следующими свойствами

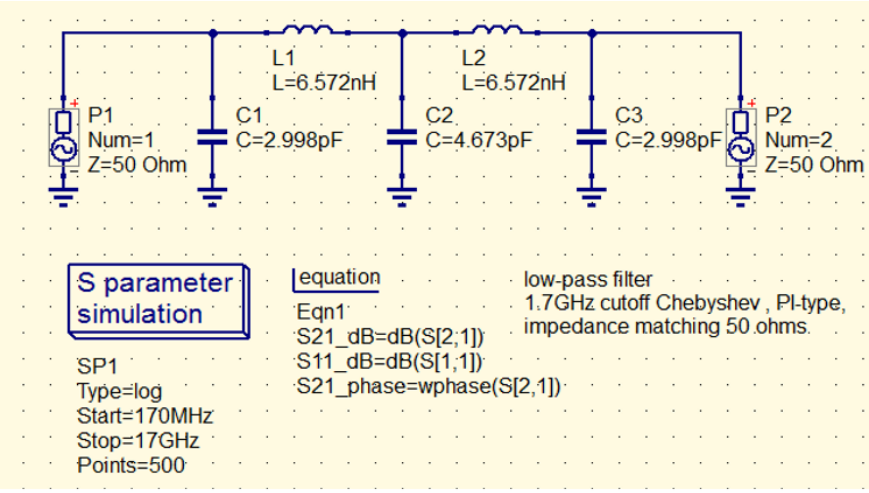
Substrate Name:	**= RO4003**
PCB Height „H“	**= 32 mil (= 0.813 mm)**
Dielectric Constant εr	**= 3.55**
Loss Tangent TAND	**= 0.002 at f = 2 GHz**
Cover Height HU	**= 13 mm**
Copper Plating Thickness (top resp. bottom cover)	**= 1.3 mil = „1 oz“ (= 35µm)**
Surface Roughness	**= 2.5 µm**

20.4. Работа с калькулятором фильтров в qucsstudio

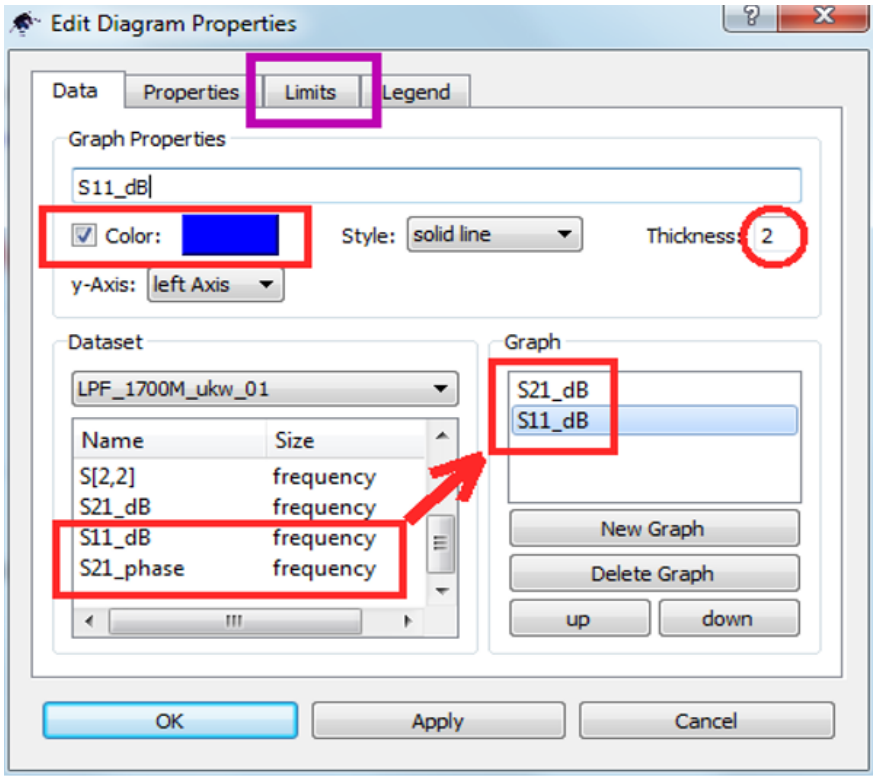


Откройте «**Tools**» и «**Filter Synthesis**», выберите «**LC Ladder (pi type)**». Введите данные фильтра, и вы должны получить то, что показано на рисунке. После того, как вы нажмёте на кнопку «**Calculate and put into Clipboard**», вы увидите короткое сообщение «**Successful**», теперь можете закрыть это меню.

Небольшая информация: это сообщение всегда пропадает через 3 секунды…

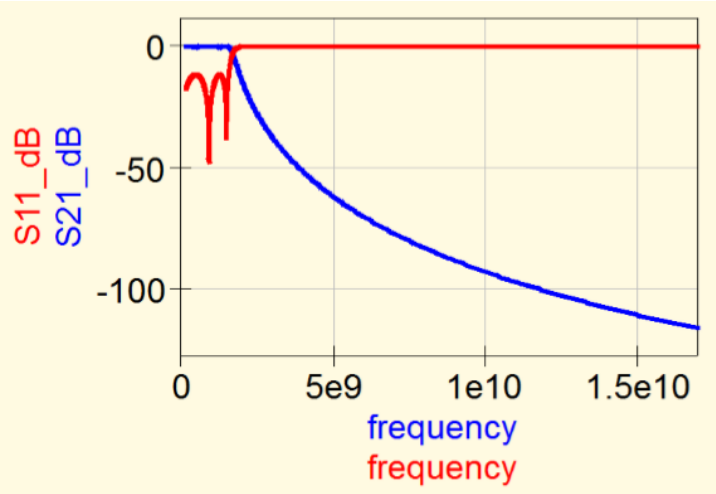


Используйте **<Control> + <v>**, чтобы вставить эту схему, затем моделируйте схему, нажав «gear wheel symbol» в верхнем правом углу экрана.

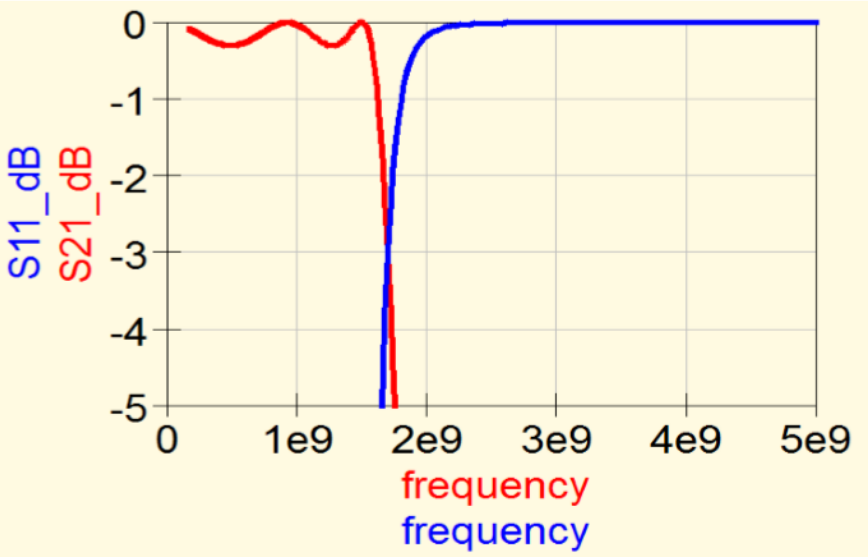


Используйте диаграмму в декартовых координатах (cartesian) для графика полученного результата. Диаграмма зафиксируется под курсором по нажатию левой клавиши мышки, а после этого автоматически появится меню свойств. Здесь добавьте «S11_dB» и «S21_dB» в список Graph (используя «New Graph»), задайте цвет графика и ширину линии.

Используйте кнопку Apply, чтобы подтвердить ваш выбор, и завершите всё кнопкой OK.



Вы получите такой результат для частотного диапазона до 15 ГГц. Это очень грубое решение, если вы предпочитаете видеть «Chebychev Ripple». Значит, щёлкните правой клавишей мышки по диаграмме, затем «Edit Properties» и «Limits». Теперь задайте горизонтальный масштаб «Zero up to 5 GHz with a tick of 1 GHz» и вертикальный «5 dB up to zero dB with a tick of 1 dB».

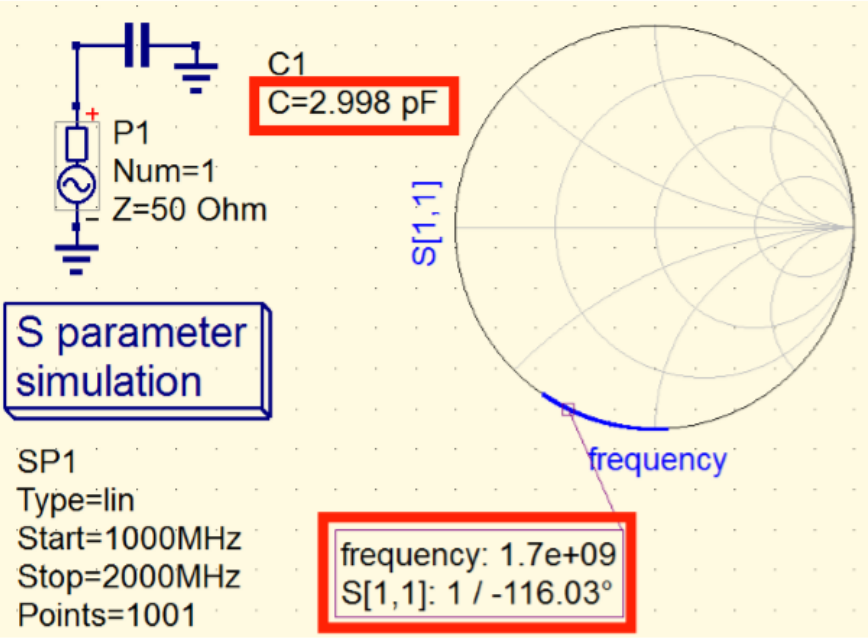


Здорово, не так ли?

20.5. Микрополосковые линии в качестве конденсаторов и индуктивностей

20.5.1. Замещение конденсаторов

По схеме в последней главе нам нужны два конденсатора с ёмкостью 2.998 pF и один 4.673 pF.



Вначале мы используем qucsstudio и диаграмму Смита для вычисления S11 на f = 1700 MHz для обоих конденсаторов.

Мы нарисуем схему, запустим моделирование, и используем маркер частоты для определения правильного значения S11 на нужной частоте (1700 MHz).

Но, пожалуйста, измените свойства маркера на «**5 digits**» и «**magnitude / angle (degree)**». Теперь вы можете менять частоту с шагом в 1 МГц, используя клавишу с горизонтальной стрелкой управления курсором. Результат таков:

S11 = 1 / -116.03 Grad для 2.998 pF

и

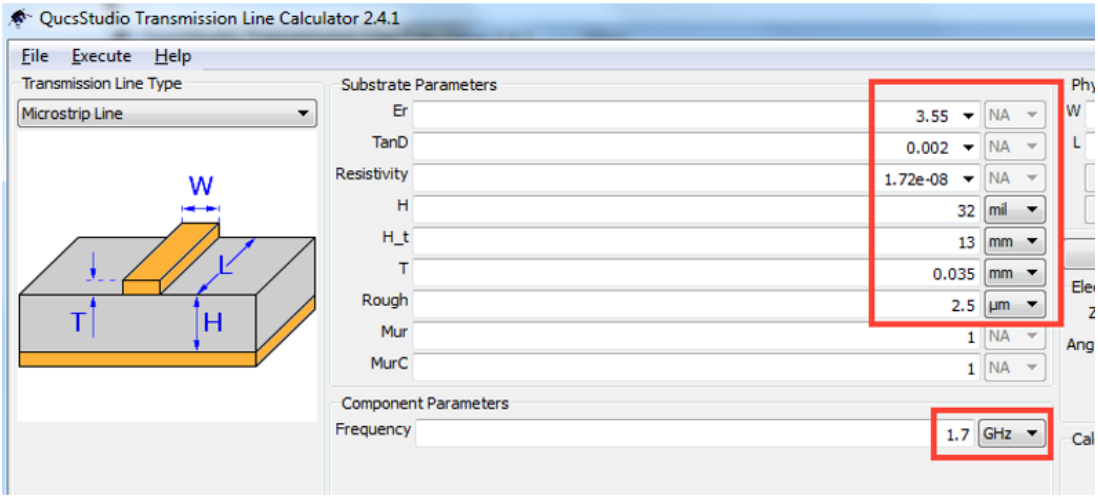
S11 = 1 / -136,33 Grad для 4.673 pF

Теперь нам понадобится похожая схема с открытым концом микрополосковой линии, заменяющая конденсатор. Но следует учитывать следующий опыт разработчиков:

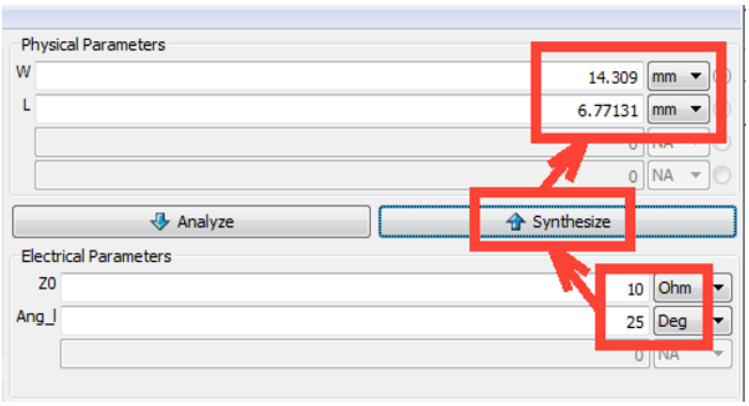
Электрическая длина отрезка микрополосковой линии должна быть между 10 и 30 градусами (на граничной частоте). Её характеристический импеданс должен быть в 4…5 раз меньше, чем характеристический импеданс фидерной линии с 50Ω. Это увеличит ширину линии. Отношение ширины линии к её длине должно быть между 1:1 и 5:1.

Так что, запускаем **Line Calculator** (находится в «**Tools**») и вводим следующие данные печатной платы в левой половине меню:

Dielectric Constant Er	**= 3,55**
PCB Thickness„H“	**= 32 mil (= 0.813 mm)**
Loss Tangent TAND	**= 0.002 at 2 GHz**
Cover Height “HU”	**= 13 mm**
Copper Plating on both sides:	**= 1.3mil = „1oz“ (= thickness of 35µm)**
Surface Roughness	**= 2.5µm**



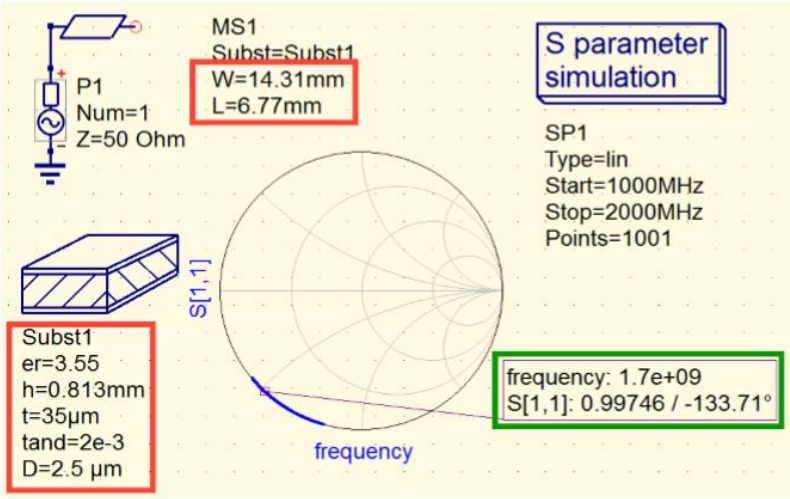
Используется частота 1.7 ГГц.



Затем (как обсуждали) введём характеристический импеданс Z **10Ω и электрическую длину 25 градусов на 1700 МГц**. Результат симуляции

Ширина линии 14.31mm и длина 6.77 mm.

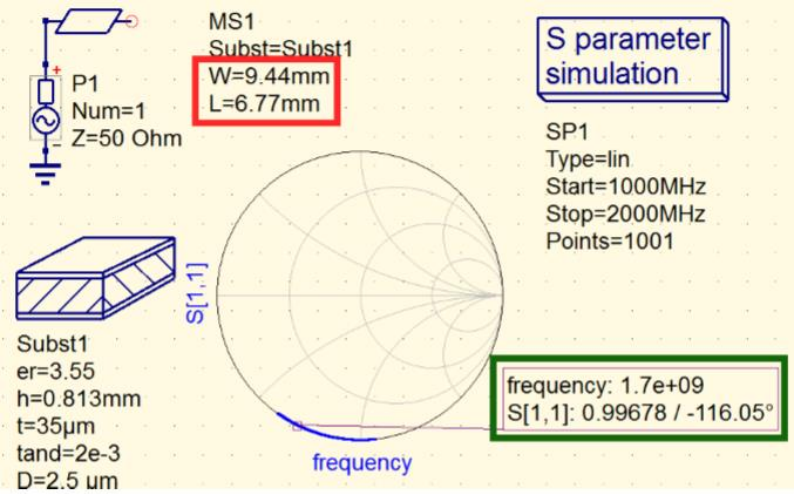
(…не используйте более 2 знаков после точки… Точность выполнения платы ограничена…).



Вот новая схема для симуляции, использующая открытый конец микрополосковой линии вместо реального конденсатора. Развёртка от 1…2 ГГц с шагом 1 МГц.

Микрополосковую линию можно найти в «**components / transmission lines**», но нам нужен также «**Substrate**» - блок, чтобы ввести свойства печатной платы, как это дано в спецификации. Результат симуляции S11 выделен зелёным цветом и лучше отвечает условиям для конденсатора **4.673 pF**. Так что, мы допускаем изменение длины 6.77 mm и варьируем только ширину для достижения значения S11 «1 / 136.33 degrees».

С шириной 15.35 mm и длиной 6.77 mm для C = 4.673 pF мы достигаем цели.



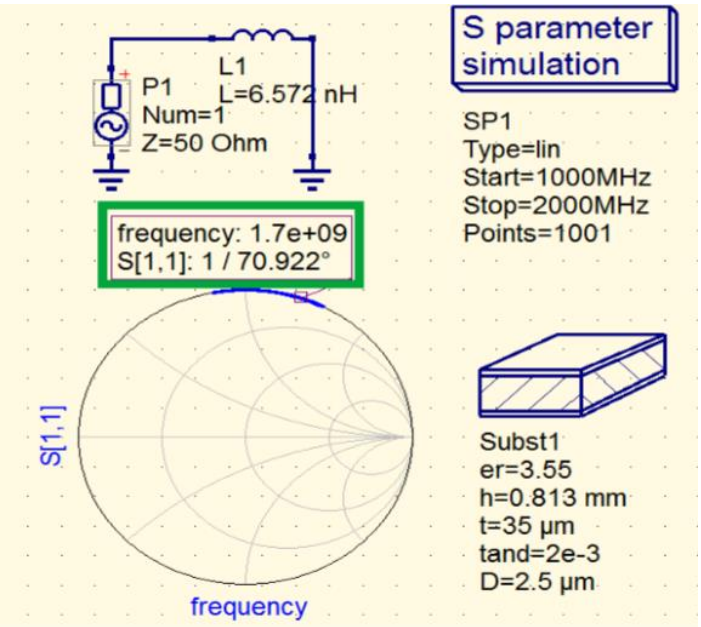
Теперь мы повторим процедуру, позволив длине 6.77 mm меняться, и варьируя только ширину, чтобы найти замену конденсатору 2.998 pF.
Для подходящего значения S11
= 1 / 116.03 degrees at 1700 MHz

мы получим решение – отрезок линии с размерами

ширина = 9.44 mm,

длина = 6.77 mm

20.5.2. Замещение индуктивностей



Мы начнём симуляцию S11 с индуктивности **L = 6.572 nH.** Результат таков

S11 = «1 / +70.922 Grad» на частоте 1700 MHz.

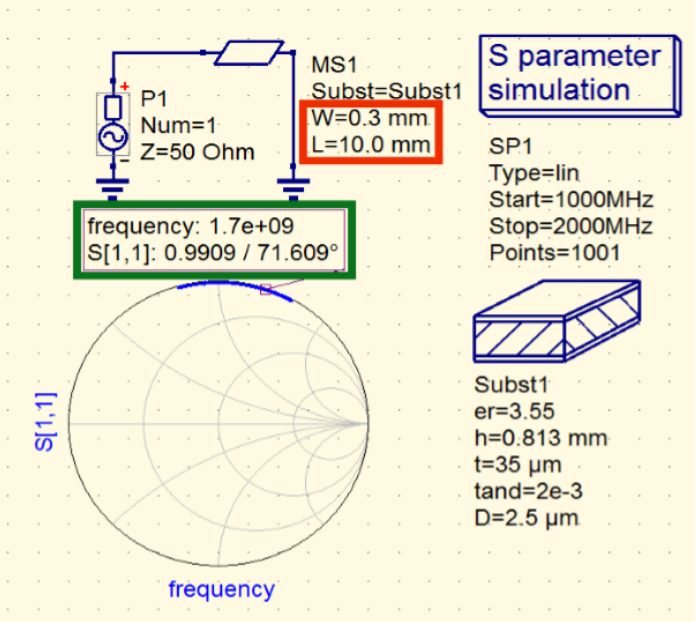
Для замены индуктивности мы используем отрезок микрополосковой линии

с короткозамкнутым концом,

а ширина его должна быть гораздо меньше ширины фидерной линии с Z = 50Ω,

электрическая длина должна быть между 10…30 градусами на частоте среза.

Совет: не используйте ширину линии меньше 0.25...0.3mm. Ниже этого значения ширины линии возрастают потери, а производитель платы начинается беспокоиться о возрастающих трудностях при изготовлении платы…



Первый пробный запуск **с шириной линии 0.3 mm и длиной 10mm**.

Симуляция говорит, что S11 имеет значение

S11 = 1 / +71,609 degrees

Похоже, что линия слишком коротка (правильное значение фазы S11 было бы 70.922 градуса).

Так что, нам нужна новая линия с длиной 10.1 mm и шириной 0.3mm, что даёт

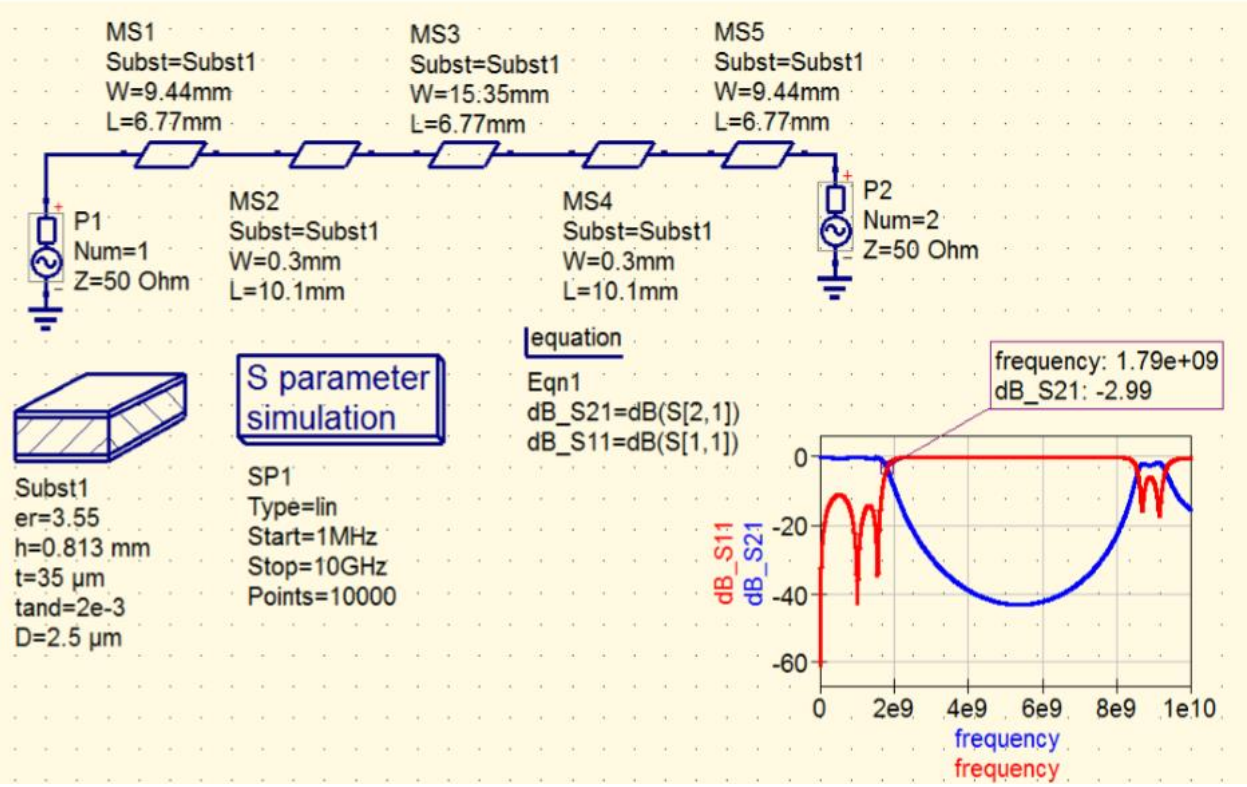
S11 = 1 / 70.932 degrees

Теперь мы можем перейти к симуляции всей структуры микрополоскового фильтра.

20.6. Полный микрополосковый фильтр

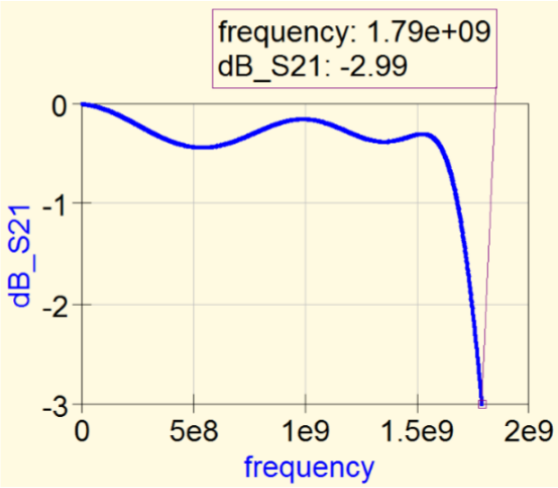
20.6.1. Оптимизация разработки

Это лёгкая задача, поскольку мы должны просто соединить все отрезки линий в нужном порядке и добавить порты. Затем просимулируем схему от 0 до 10 ГГц.



Но Stop Band Attenuation (затухания полосы задержки) не увеличивает «монотонного подъёма до бесконечности» подобно фильтру, состоящему из конденсаторов и катушек. Линии – это линии, с ростом частоты они начинают менять импеданс. Так что, затухание полосы задержки показывает максимальное значение (= S21 показывает минимальное значение в -42 dB) в частотной характеристике, после чего затухание уменьшается к значению ниже 10 dB...

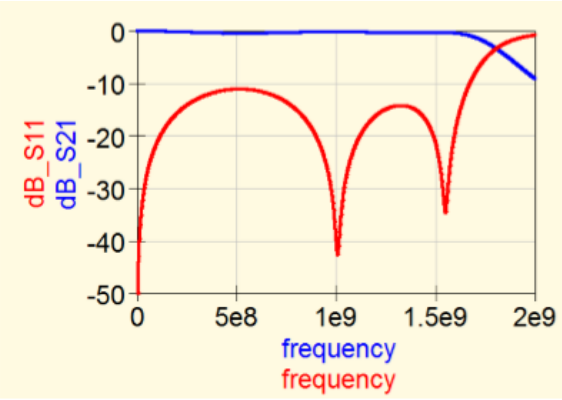
Опыт разработчиков подсказывает, что типичный минимум значения S21 в -40 dB даёт «хорошие микрополосковые фильтры…».



Если мы воспользуемся функцией Zoom для частотного диапазона 0…2 ГГц и диапазона значений S21 0…-3 dB, мы можем полюбоваться Chebychev ripple (пульсации Чебышева). Но:

Пульсации показывают, что разные значения амплитуды и граничной частоты увеличивались вплоть до 1.79 GHz!

Эти разные значения пульсаций вызваны разными S11 (= отражение) значениями в полосе пропускания. Так что, мы изменим масштаб диаграммы и добавим кривую S11.



Теперь мы можем назвать причину: высота двух S11 «холмов» разная, но коррекция проста:

Уменьшить ширину «центрального конденсатора» с 15.35 mm до14.3mm.

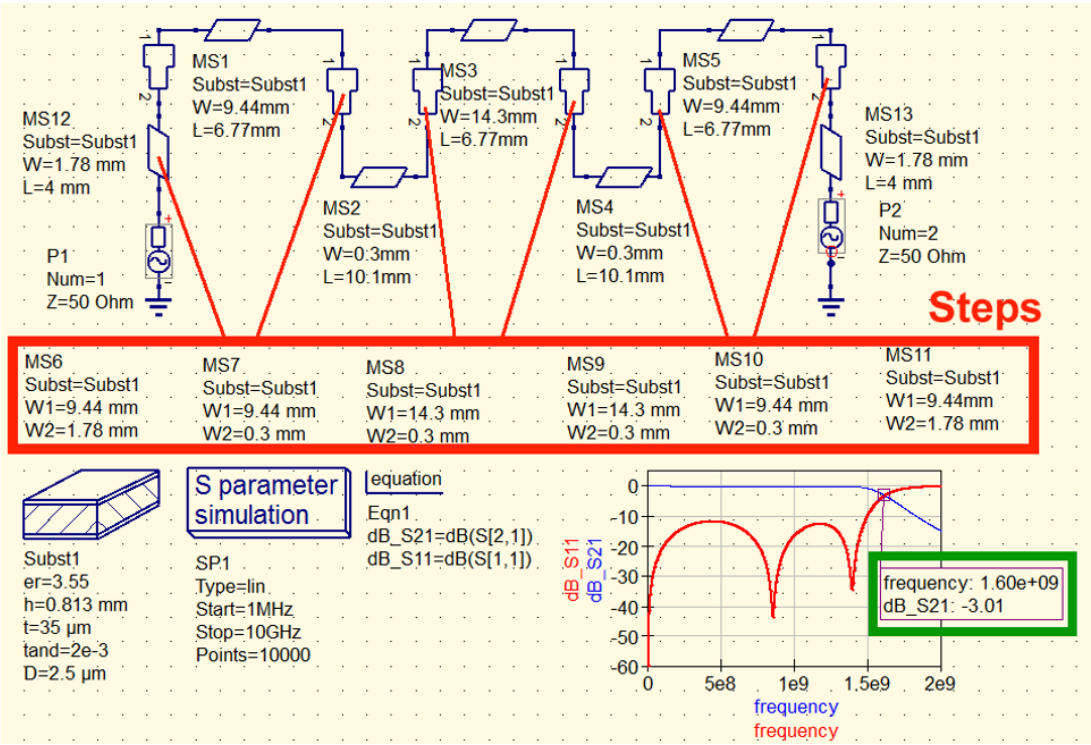
Но, если вы верите, что простое уменьшение граничной частоты с 1.79 GHz до 1.7 GHz завершит работу, и это всё… то подождите ещё немного…

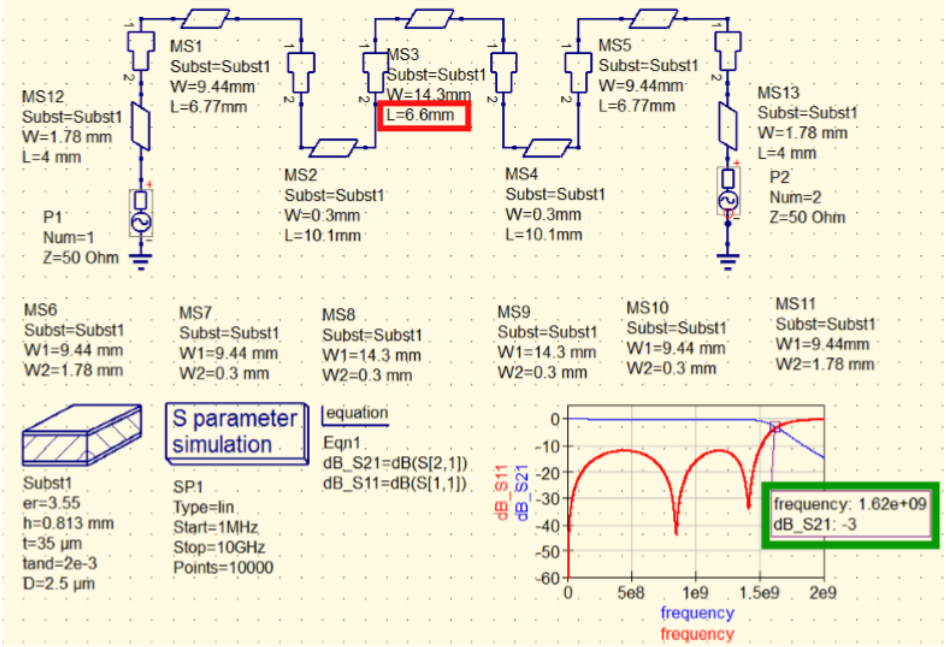
20.6.2. Реальная схема с шагами

Если две микрополосковой линии с разной шириной соединены вместе, вы получите эффект, который называется «Шаг». Ток, который протекает в «широкой линии», сжимается, поступая в узкую линию. Этот эффект эквивалентен дополнительной индуктивности. И, когда он покидает узкую линию и попадает в широкую, у него занимает некоторое время, чтобы расшириться вновь в текущей дорожке и заполнить полностью широкую линию. Что даёт «пустые края, висящие рядом с путём тока» - и это означает дополнительную ёмкость!

В библиотеке линий qucsstudio вы найдёте корректирующую часть (= модель шага), и вы должны ввести свойства платы и ширину двух «линий в коллизии».

Но не забудьте, что структура фильтра нуждается также в 50 Ω фидерной линии с каждой стороны для соединения при использовании SMA-разъёма – и это даёт дополнительные шаги… Используйте калькулятор фильтров для симуляции правильной ширины 50 Ω фидерной линии (результат 1.78 mm) с длиной 4 mm. Будете удивлены результатом симуляции…

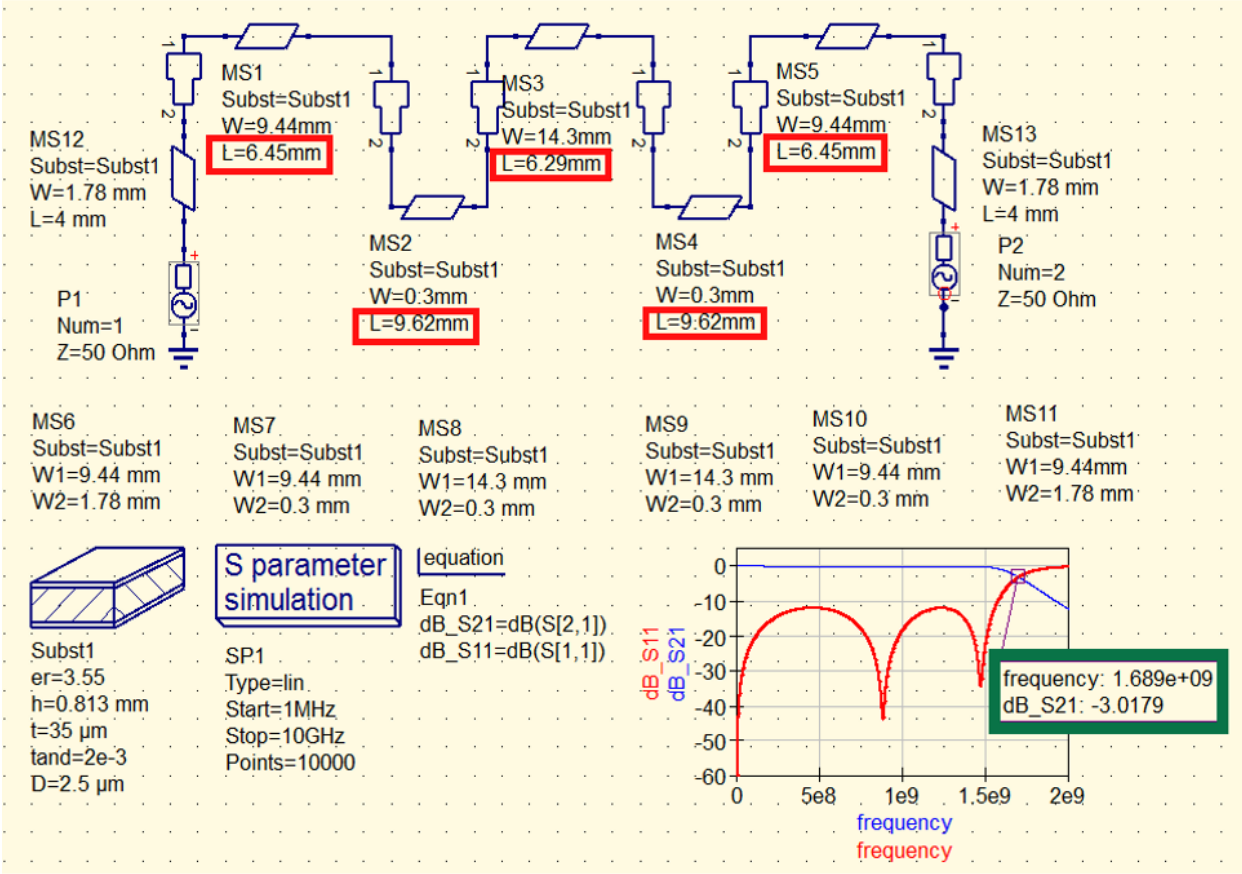




Граничная частота падает до 1600 МГц, а S11 «холмы» показывают разную высоту.

Кривая S11 может корректироваться длиной сужения центральной линии микрополоски (…НЕ варьируйте её ширину, иначе вам придётся править соседние шаги…).

Уменьшите длину с 6.77 mm до 6.6 mm, и проблема S11 исчезнет. Теперь мы должны скорректировать симулируемую граничную частоту, что несложно: **укоротите все значения длин с коэффициентом 1620 / 1700 = 0.953**.

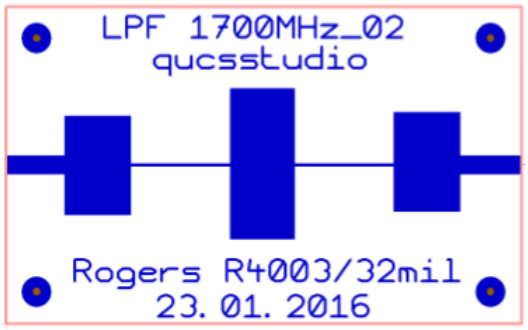


Это прекрасный результат. Здесь вы должны остановить все вариации и симуляцию, чтобы продолжить с прототипом платы.

20.7. Прототип фильтра

Информация:

a) Схема использует две «50Ω-фидерные линии» с шириной 1.78 mm.
b) LPF части начинаются и заканчиваются конденсаторами 2.998 pF. Они замещены отрезками микрополосковых линий (ширина = 9.44 mm / длина = 6.45 mm).
c) Индуктивности тоже реализованы отрезками линий (ширина = 0.3 mm / длина = 9.62 mm).
d) «Центральный конденсатор 4.673 pF» - это отрезок линии шириной 14.3 mm и длиной 6.29 mm.

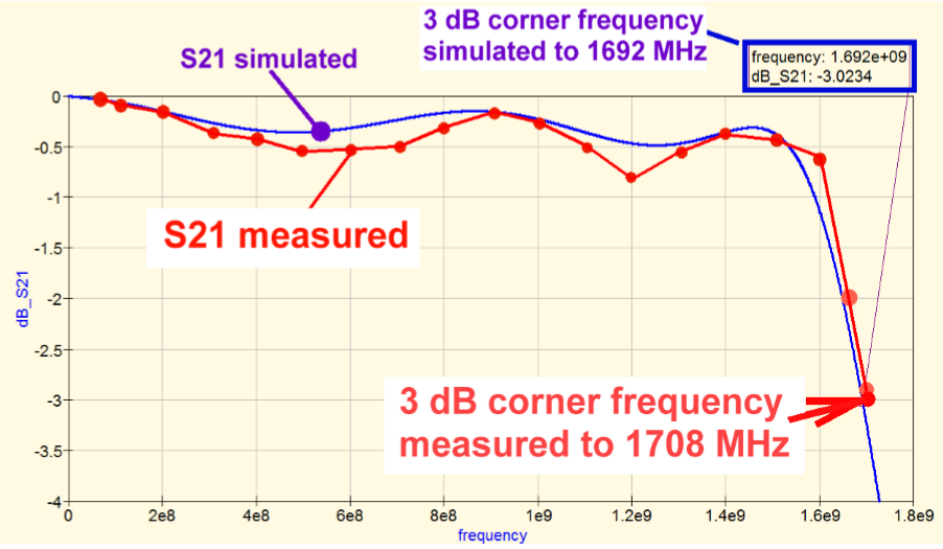


Это печатная плата.

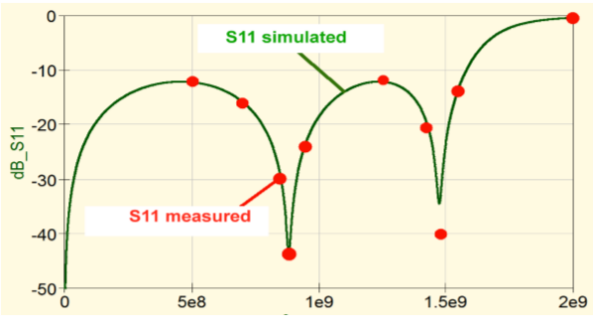
(размеры = 30 mm x 50 mm. Диэлектрик Rogers RO4003, толщина = 32 mil = 0.813 mm, планкирован медью с обеих сторон с толщиной 35 µm).

А это конечный продукт, использующий фрезерованный алюминиевый корпус и SMA разъёмы.

Теперь сравним результаты. Вначале кривая S21 в полосе пропускания:

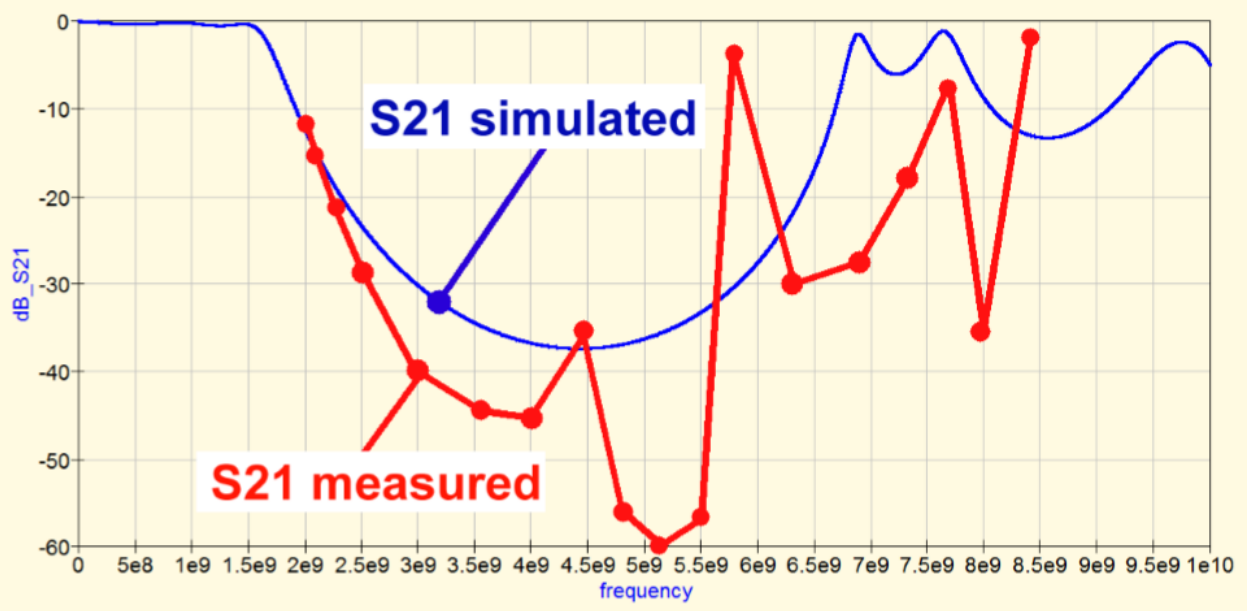


С граничной частотой всё ОК, но затухание в полосе пропускания из-за потерь немного великовато.



Кривая отражения S11 такая, как задумывалось.

Но измерения S21 вплоть до 8 ГГц дают пугающий результат:



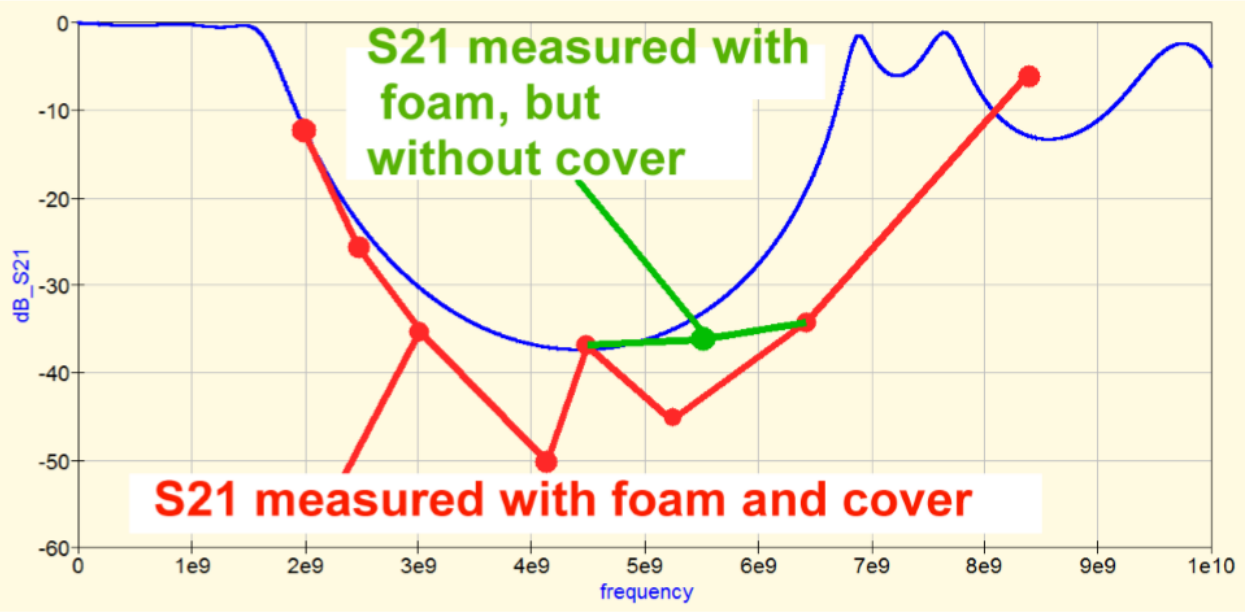
Несколько лет опыта в микроволновом диапазоне дают решение для эффекта:

Алюминиевый корпус с крышкой ПУСТ

Для устранения эффекта используйте **«проводящую пену = демпфирующий материал для высоких частот». Заполните пространство над печатной платой этим материалом, но оставьте над поверхностью платы несколько миллиметров свободного пространства!**

В корпусе для быстрой проверки использовался дешёвый материал пены для корпусов IC.

Теперь повторное измерение S21 расскажет нам об успехе.



Результат пригоден, но, конечно, не великолепен. Похоже, что алюминиевая крышка всё ещё «проглядывает через пену», а применение специального микроволнового демпфирующего материала устранит проблему. Если это поможет, мы получим затухание в полосе непрозрачности около 40 dB вплоть до 6 GHz. Не так уж и плохо…

21. Микрополосковый полосовой фильтр для GPS (f = 1575 MHz)

21.1. Информация и спецификация

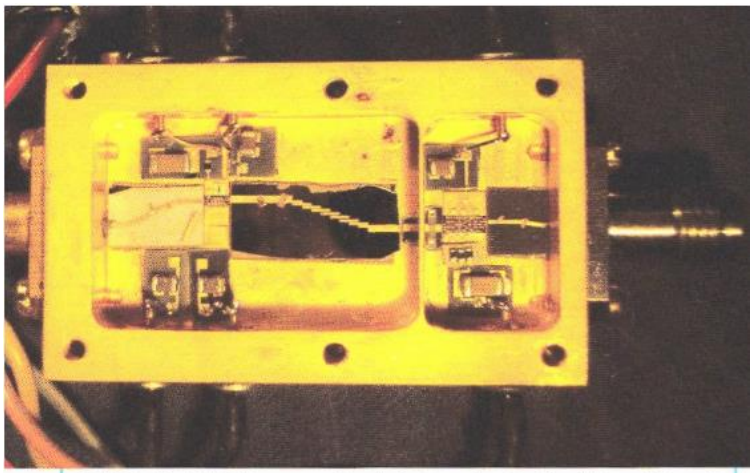


Bild 2 : Modul B: Frequenz-Vervierfacher, das Streifenleitungsfilter, die Durchführung in die kleine Gehäusekammer, das 3 dB-Dämpfungsglied und schließlich das Verstärker-MMIC

Подобная конструкция фильтра на микрополосковых линиях, благодаря высокой точности и низкой стоимости производства, включая крупносерийное, часто используется для частот выше 1000 МГц. Механические размеры уменьшаются с увеличением диэлектрической постоянной и частоты.

На рисунке показан полосовой фильтр в умножителе частоты с выходом 61 ГГц. Для сравнения размеров обратите внимание на SMA-разъёмы…

Спецификация для схемы фильтра f = 1575 MHz:

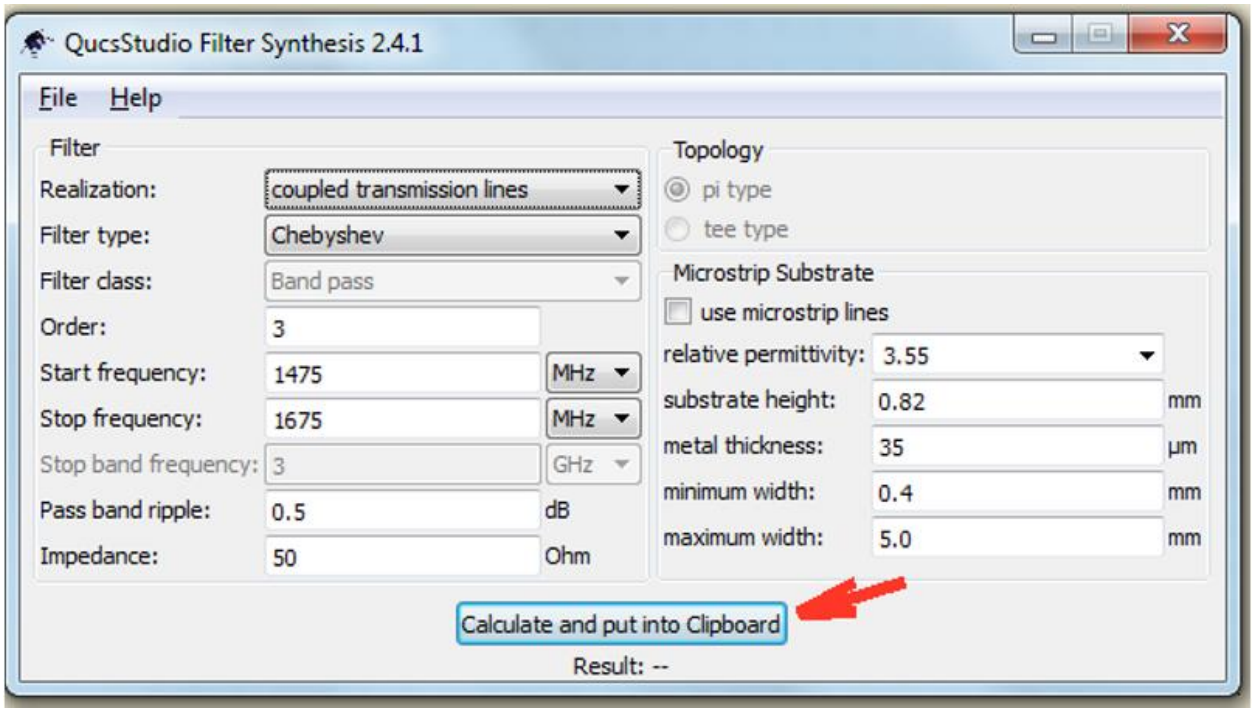
Тип фильтра:	**Чебышев**
Входной и выходной импеданс:	**Z = 50 Ohm**
Пульсации в полосе пропускания:	**0.5 dB**
Порядок фильтра:	**n = 3**
Центральная частота:	**1575 MHz**
Полоса пропускания:	**200 MHz**

Печатная плата:

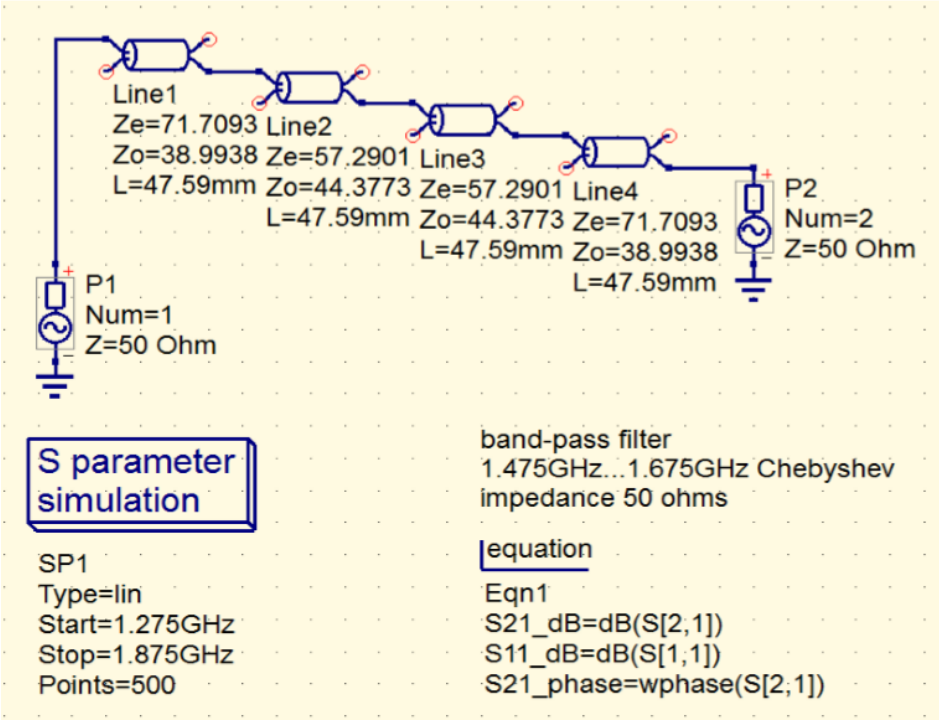
Материал:	**Rogers R04003**
Толщина:	**32 mil (= 0,813 mm)**
Диэлектрическая постоянная:	**3,55**
Тангенс угла потерь:	**0.002 на 2 GHz**
Медное покрытие с обеих сторон:	**35 µm (= 1,35 mil = 1oz)**
Шероховатость поверхности:	**1 µm**
Расстояние до крышки:	**13 mm**

21.2 Разработка с использованием калькулятора фильтров qucsstudio

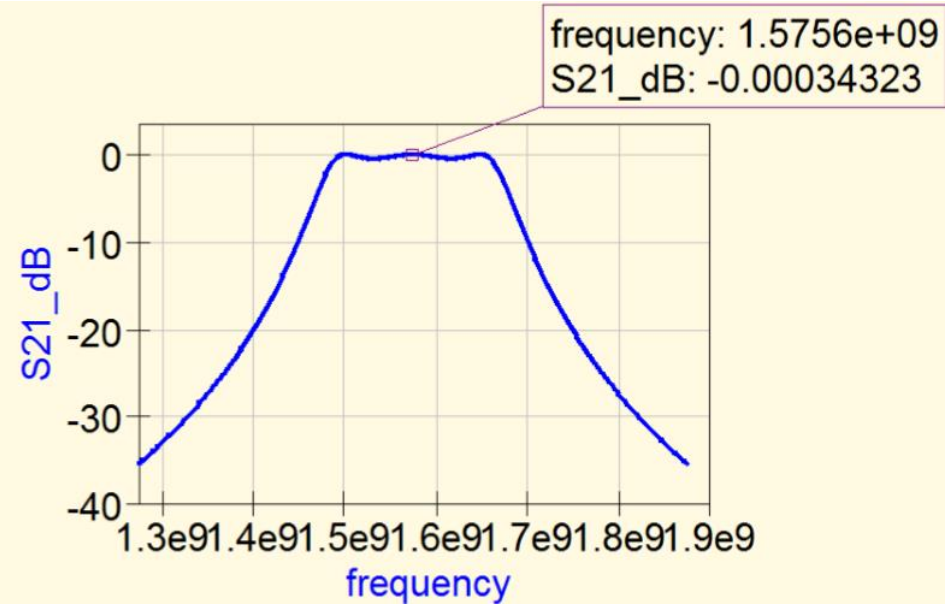
Чтобы выполнить расчёт в qucsstudio, используйте калькулятор, который находится в разделе «**Tools**» как «**Filter Synthesis**», со следующими установками:



Если нажать кнопку «**Calculate and put into Clipboard**», появится сообщение «**Successful**». Закроем это меню и вставим схему, используя **<CTRL> + <v>,** на новую страницу:



Вот результат симуляции:

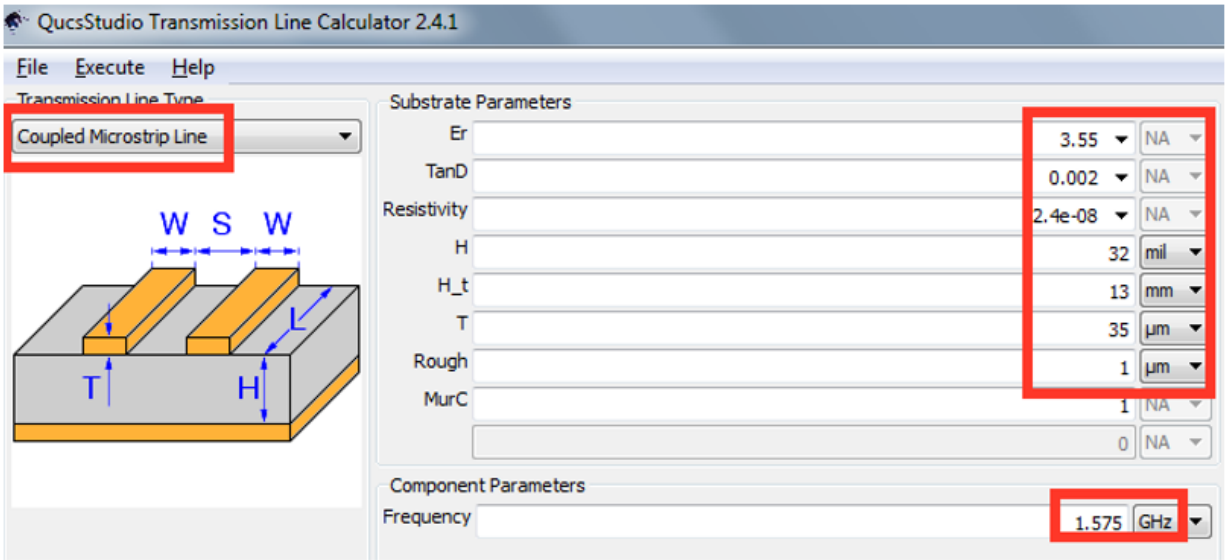


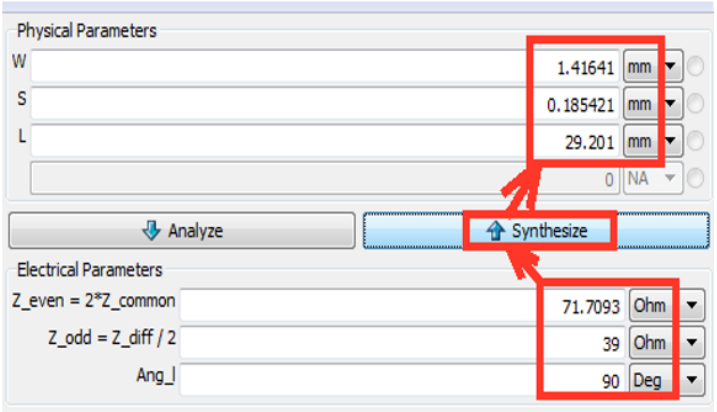
Выглядит это неплохо… так что, мы можем трансформировать схему в микрополосковые линии.

21.3. Определение свойств линий с помощью Line Calculator

Конечно, начнём с ввода в левой части меню:

Line Type / PCB Properties / Center Frequency:



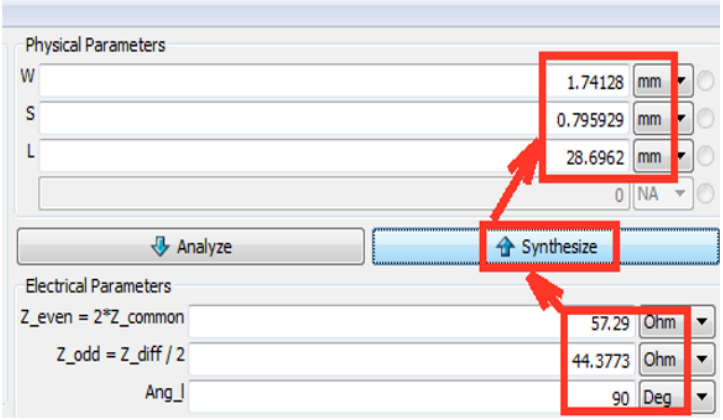


В правой части калькулятора с масками ввода мы задаём характеристический импеданс первой и последней пары линий

Zeven = 71.7093 Ohm
Zodd = 39 Ohm

включая электрическую длину в 90 градусов на частоте f = 1575 MHz . Это даёт:

Механическая длина = 29.2 mm
Ширина линии = 1.42 mm
Ширина промежутка = 0,19 mm



Две (идентичные) средние пары линий мы задаём аналогично

Zeven = 57.29 Ohm
Zodd = 44.3773 Ohm

и получаем следующие данные:

Механическая длина = 28.7 mm
Ширина линий = 1,74 mm
Ширина промежутка = 0.8 mm

21.4. Разработка и оптимизация фильтра

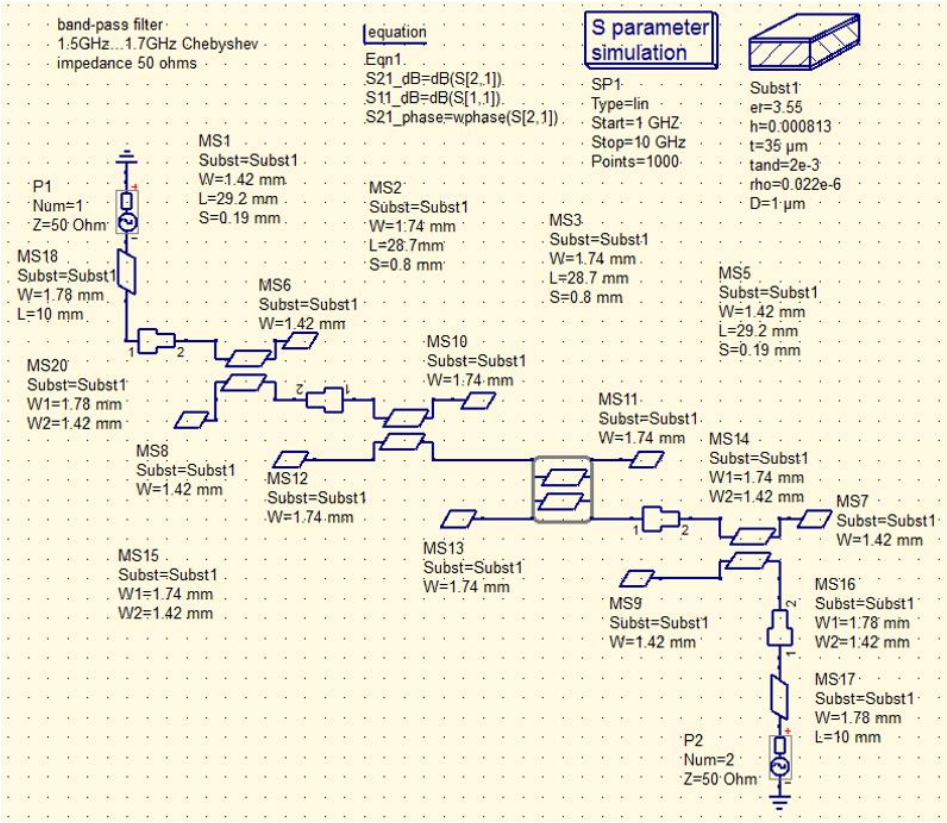
Теперь мы можем завершить микрополосковую схему. Но мы не должны забывать про открытые концы кабеля с подходящей «Trap-model», названной «**Microstrip open**» из «**Components / Transmission lines**», для завершения. Здесь следует быть очень внимательным, чтобы ввести правильную ширину…

Так же нам понадобится «**Substrate**» блок для данных по материалу, что мы тоже найдём в разделе «**Components / Transmission Lines**». Затем, встречая микрополосковые линии разной ширины рядом, мы должны привести их в соответствие с помощью «**Steps**». Эта модель тоже находится в разделе «**Components / Transmission lines**».

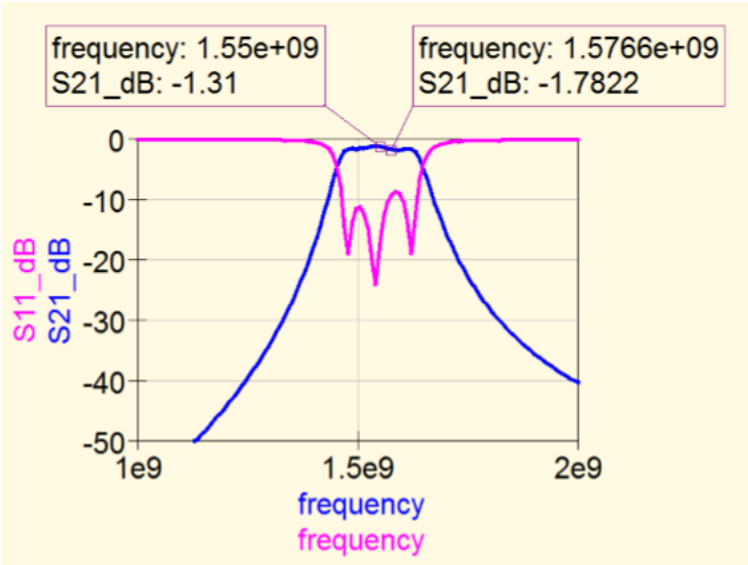
Последнее, что нужно – устроить с каждой стороны 50Ω фидерные линии для подключения SMA-разъёмов. Их ширину мы определим в «Line Calculator» как «Microstrip Line» **в 1.78 mm**. (Пожалуйста, проверьте вначале!...). Не забудьте, что с каждой стороны между фидерной линией и фильтром следует добавить шаг…

Вот наш «набор»:
2 связанные микрополосковые линии, ширина = 1,74 mm / длина = 28.7 mm / щель = 0.8 mm
2 связанные микрополосковые линии, ширина = 1.42 mm / длина = 29.2 mm / щель = 0,19 mm

4 микрополоски OPEN с шириной 1,74 mm
4 микрополоски OPEN с шириной 1.42 mm
2 фидерных линии (микрополоски) с шириной = 1.78 mm и длиной = 10 mm
2 микрополосковых шага (Steps) с 1.78 mm к 1.42 mm
2 микрополосковых шага (Steps) с 1.74 mm к 1.42 mm



Результаты не столь плохи, но…



центральная частота слишком низкая, вдобавок, взгляните на маркеры, есть спад от 1,575 GHz к 1.55 GHz.

И правый «горб» S11 слишком высокий. Это означает увеличение коэффициента отражения |S11|, который выше -10 dB. Также S21 в этой области будет уменьшаться.

Это потребует доработки…

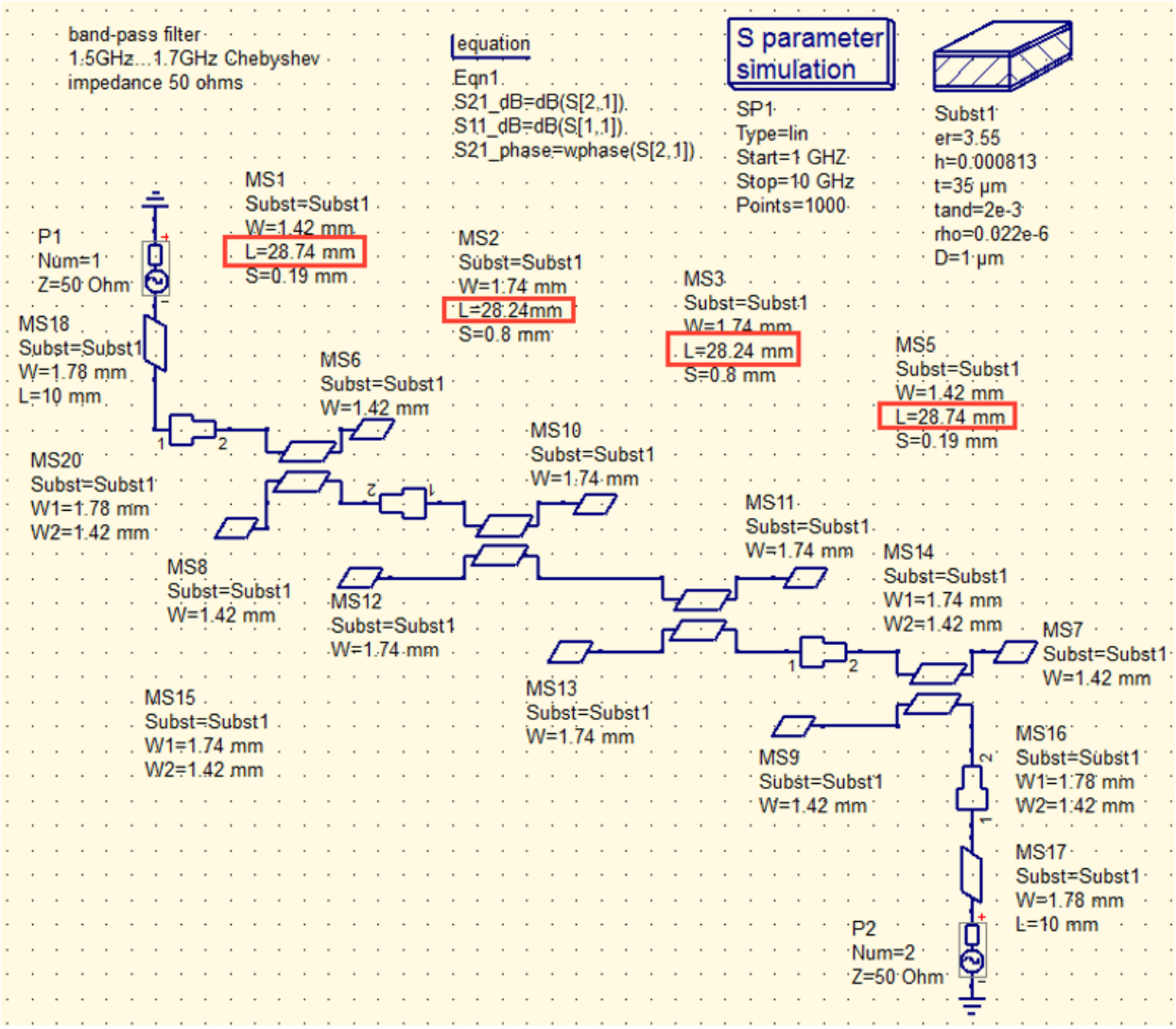
…но не слишком обременительно.

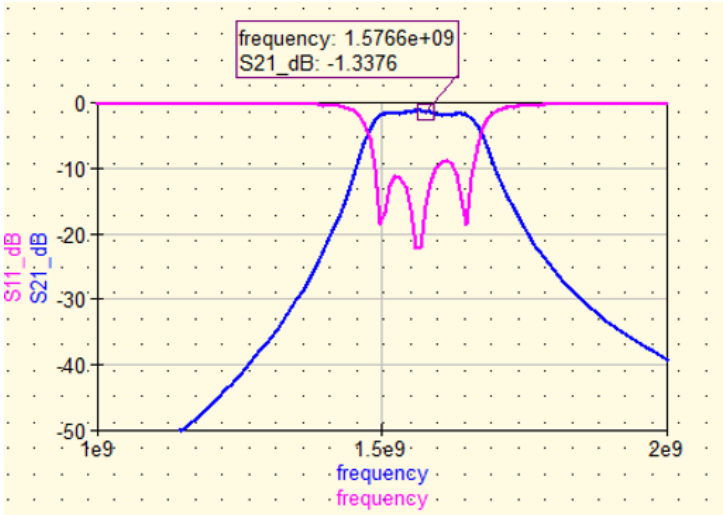
Первый шаг простой: мы укоротим все линии, используя коэффициент

1.55 GHz / 1,575 GHz = 0,984

для коррекции центральной частоты 1575 MHz. Это уменьшит длину двух линий связанных пар с

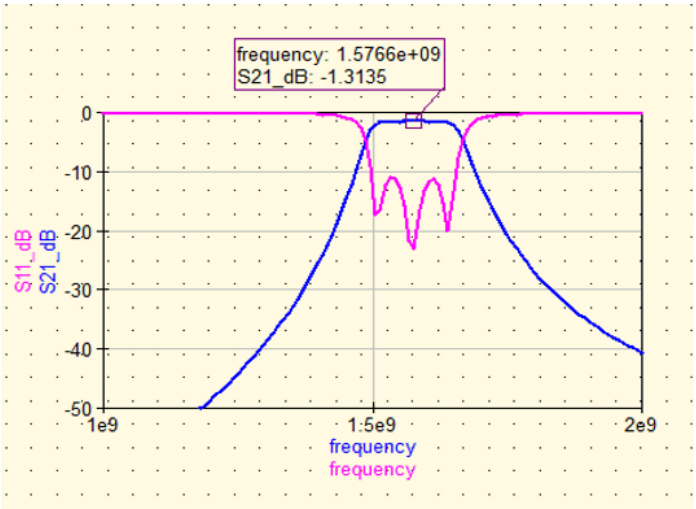
28,74 mm до 28,24 mm.





Центральная частота сейчас исправлена.

Следующие шаги требуют терпения. Методом проб и ошибок горбы S11 должны быть исправлены. Правильный путь – это **«модификация» разделительного промежутка и значения длины линий** связанных пар.



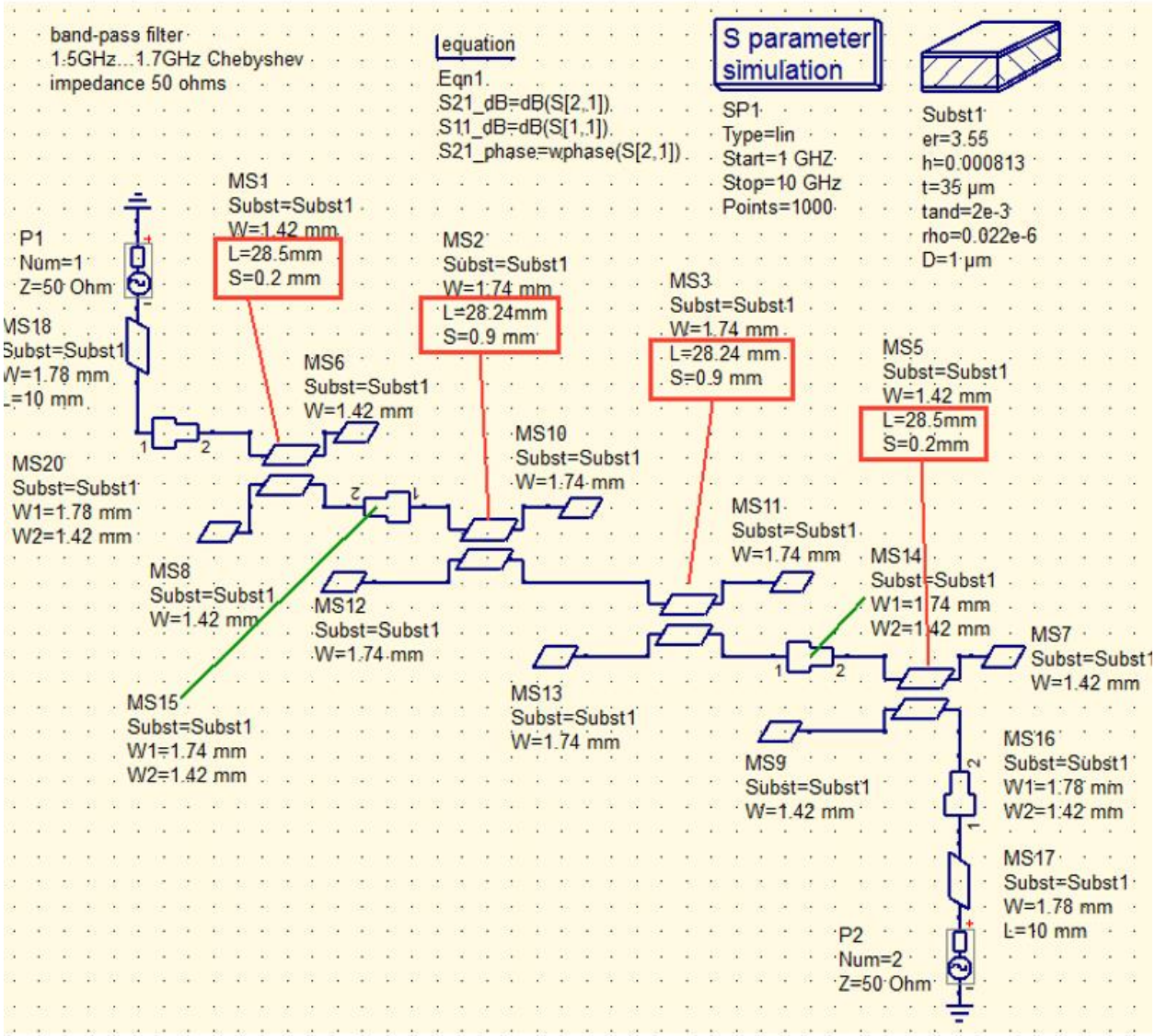
А вот неплохой окончательный вариант… и отправная точка для разработки прототипа.

Line 1 and line 4:

line width = 1.42 mm
line length = 28.5 mm
line separation = 0.2 mm

Line 2 and line 3:

line width = 1.74 mm
line length = 28.24 mm
line separation = 0.9 mm

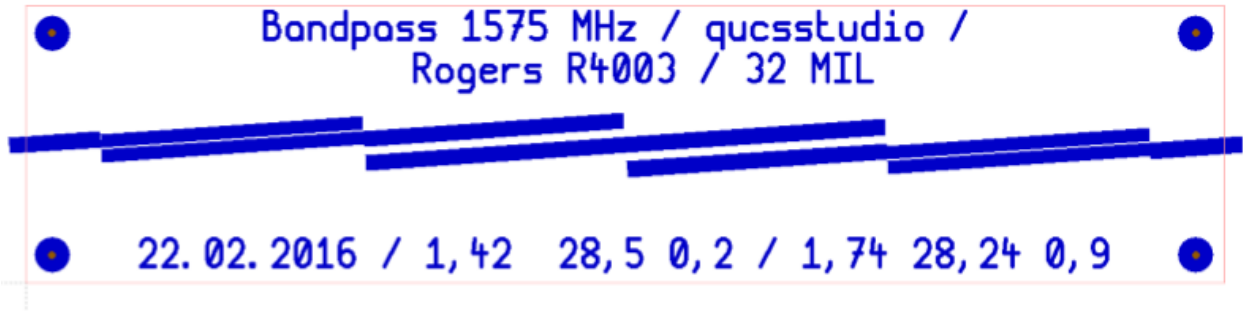


21.5. Печатная плата

Размеры 30 mm x 130 mm, толщина 32 mil = 0.813 mm, материал Rogers R4003.

Line 1 and 4: **width = 1,42 mm / length = 28.5 mm / line separation = 0.2 mm**
Line 2 and 3: **width = 1.74 mm / length = 28.24 mm / line separation = 0.9 mm**
Feed line width: **= 1.78 mm**

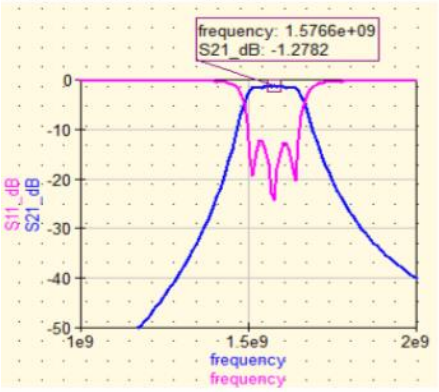
Отметьте эти данные на плате (включая номер версии). Это будет полезно при испытаниях полной серии разных плат после изготовления…



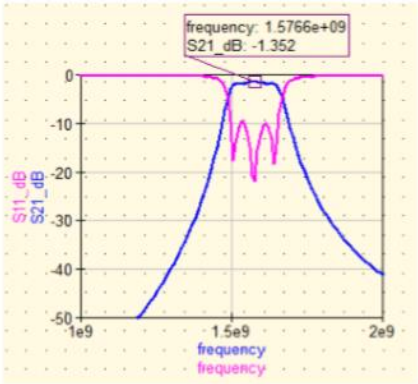
Примечание:

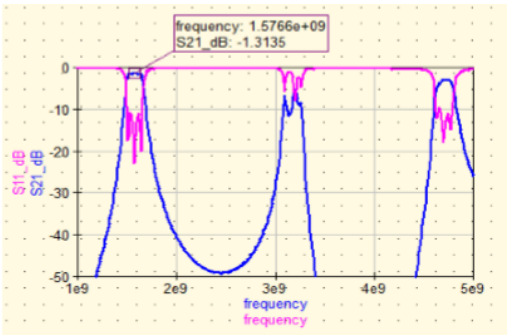
Трудоёмкость и требования к высокой точности для изготовителя платы очень высоки… взгляните на следующие симуляции. Промежуток между line 1 и line 4 варьируется при симуляции между 0.18 mm и 0.22 mm. И это оказывает большое влияние на кривую S11:

Line separation = 0,18 mm



Line separaton = 0,22 mm





Но
Не забывайте: как только вы используете линии передачи для фильтра, вы всегда будете связаны со свойством линий «transforming impedances, преобразование импедансов». В результате вы получите хорошо известный факт для S21: полоса затухания с ограниченным ослаблением (приемлемое S21 выше, чем -10dB, на «значениях длин гармоник» подобных λ/2, 3λ/4, λ.....).

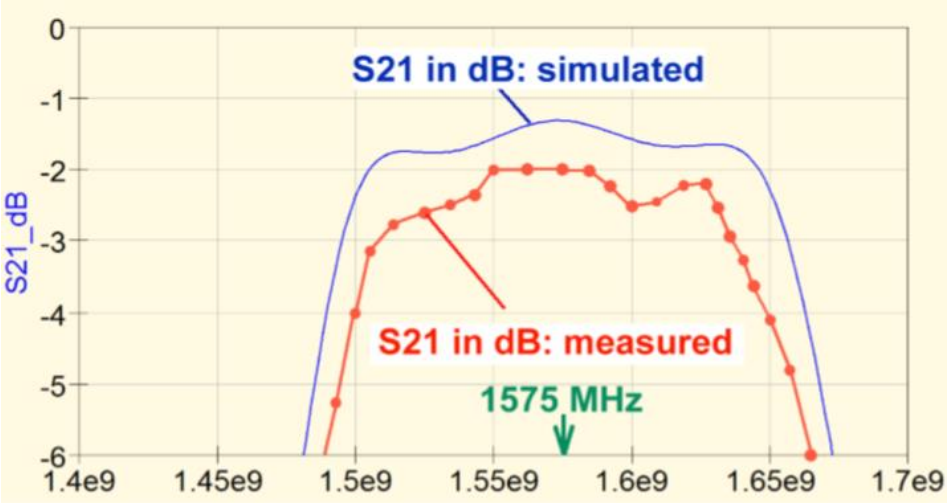
Иллюстрация подтверждает это: фильтр можно использовать только до 2.8 GHz для значений S21 меньших, чем -40 dB.

21.6. Результаты измерений

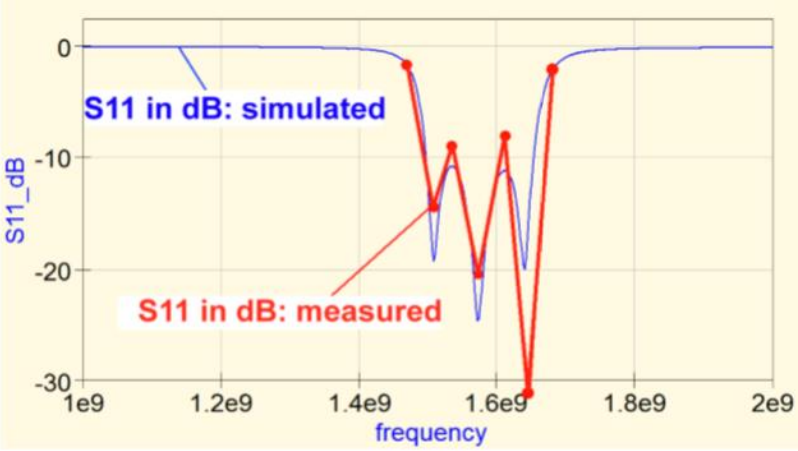
Начнём с платы и проверки приспособлений:

На каждом краю платы используется медный уголок для крепления гнезда SMA. Центральный проводник разъёма припаян к микрополосковой фидерной линии фильтра. Это даёт соединение с малым отражением.

Кривая S21 была построена с помощью Vectorial Network Analyzer. А результат приятно удивил… Измеренное ослабление в полосе пропускания было только на 1 дБ выше, чем при симуляции!

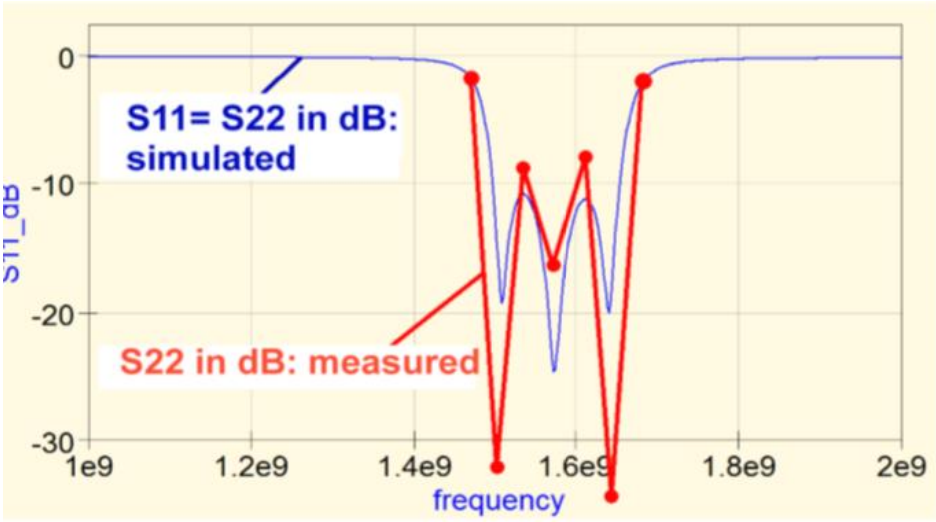


Измеренная ширина полосы оказалась только чуть-чуть меньше выбранной, но пульсации в полосе пропускания были выше, это из-за увеличения коэффициентов отражения S11 и S22:



Это S11… но два горба оказываются разной высоты…

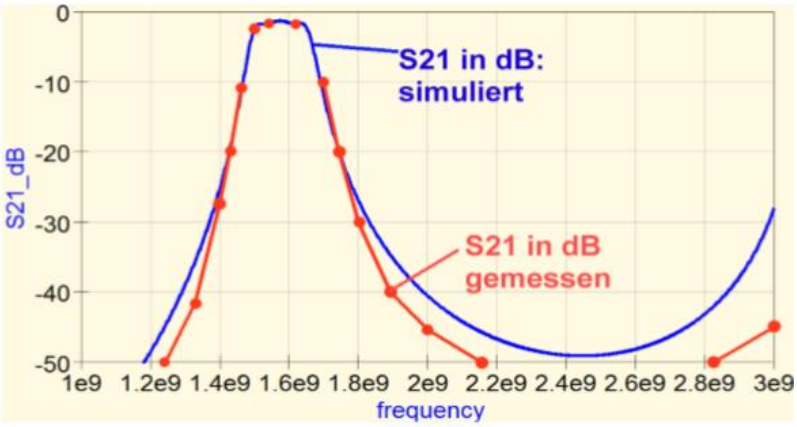
Реверсное измерения для выяснения S22 оказалось с сюрпризом: правый горб S22 остаётся выше. Но, благодаря механическому допуску (= разбросу размеров связанной пары линий) на плату, кривая S22 отличается от кривой S11.



Резюме:

a) **Правый горб отражения выше левого.**
b) **Амплитуда отражения слишком велика (S11 и S22 амплитуды = -8 dB и -9 dB,а требуемые = -13 dB).**

Это требует дополнительной доработки платы с последующим её тестированием (см. попутно разделы 21.4 и 21.5). Но для первого прототипа… не так уж и плохо…



Наконец, симуляция, показывающая затухание в полосе непрозрачности до 3 GHz.

Максимальное затухание около 50 dB (из-за |S21| = -49 dB на 2.5 GHz).

Так что: большое спасибо QucsStudio и автору программы Михаэлю Марграфу.