

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники».

Институт микроприборов и систем управления имени Л.Н. Преснухина

## **Лабораторная работа №2**

### **«Проектирование МШУ с помощью Диаграммы Смита»**

**Модуль  
«Моделирование приёмопередающих устройств»**

**По курсу  
«Моделирование СВЧ-устройств в САПР»**

Москва, Зеленоград

2025

## **Оглавление**

Оглавление .....	2
Введение .....	3
Теоретические сведения .....	4
Эквивалентные модели линейных шумовых устройств .....	4
Варианты работы с шумовыми параметрами .....	7
Методика выполнения работы .....	15
Создание и первоначальная настройка проекта .....	15
Верификация нелинейной модели .....	17
Уточнение базовой модели транзистора .....	22
Оценка устойчивости и предельных достижимых параметров .....	24
Стабилизация транзистора .....	28
Определение коэффициентов отражения согласующих цепей Sin и Sout .....	34
Проверка выбранных Sin и Sout .....	38
Проектирование входной согласующей цепи .....	40
Проектирование выходной согласующей цепи .....	53
Сборка и предварительный анализ спроектированного МШУ .....	59
Финальный линейный анализ МШУ .....	73
Однотоновый нелинейный анализ спроектированного МШУ .....	77
Определение IP3 спроектированного МШУ .....	80
Задание на выполнение .....	82
Требования к отчёту .....	89
Задание на самостоятельную работу .....	90
Контрольные вопросы .....	91
Литература .....	92

## **Введение**

**Цель работы:** ознакомится методикой проектирования МШУ с помощью диаграммы Смита в среде Keysight Advanced Design System (ADS).

**Используемое оборудование или ПО:** Keysight Advanced Design System 2023

**Продолжительность работы:** 4 часа.

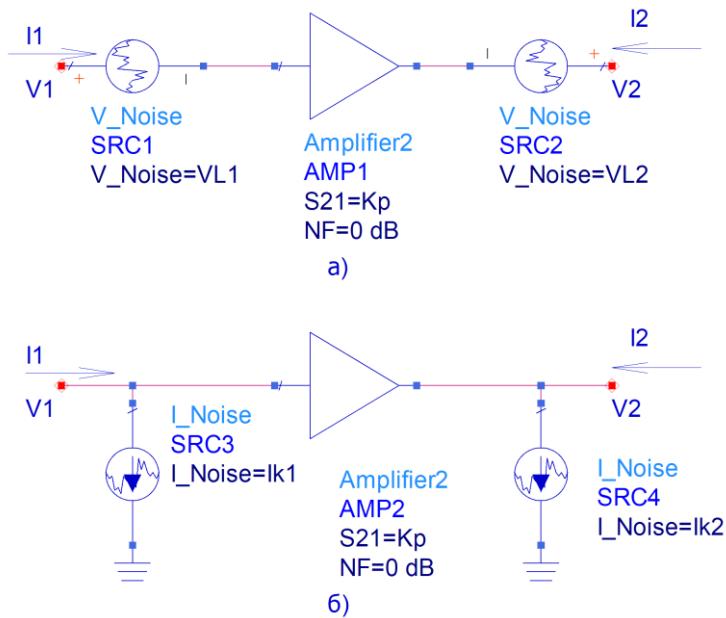
В разделе «Методика выполнения» приведены только необходимые действия по выполнению лабораторной работы. Подробно описываются только новые приемы работы в ADS. Предполагается, что студент выполнил предыдущие лабораторные работы.

<b>Lab1</b>	показывает места, которые подробно описаны в предыдущих лабораторных работах
!	показывает новые приемы, значительно упрощающие или ускоряющие использование ADS
	показывает места, за которыми надо особенно следить и где легко совершить ошибку

## Теоретические сведения

### Эквивалентные модели линейных шумовых устройств

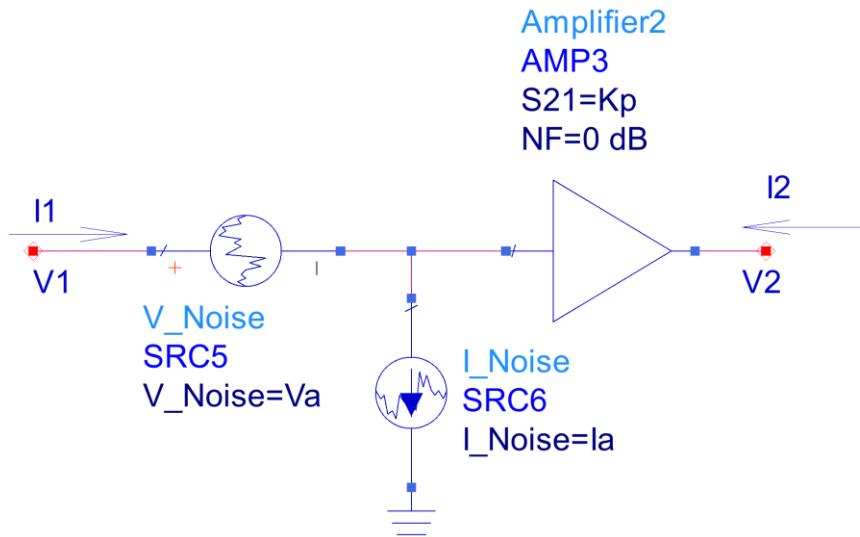
Линейное шумящее двухпортовое устройство может быть представлено в виде следующих эквивалентных схем.



Можно записать выражения, связывающие токи  $I_1$  и  $I_2$  и напряжения  $V_1$  и  $V_2$  в двух формах

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}V_1 + y_{12}V_2 + I_{K1} \quad \text{или} \quad V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 + V_{L1}, \\ I_2 &= y_{21}V_1 + y_{22}V_2 + I_{K2} \quad \text{или} \quad V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 + V_{L2}, \end{aligned}$$

где  $I_{K1}$  и  $I_{K2}$  - внешние источники шумового тока,  $V_{L1}$  и  $V_{L2}$  - внешние источники шумового напряжения,  $y_{nn}$  - коэффициенты матрицы полных проводимостей,  $z_{nn}$  - коэффициенты матрицы полных сопротивлений. Принципиальным является коррелированность источников шума. На рисунке ниже представлена наиболее часто используемая форма представления шумовых свойств двухпортовых устройств через эквивалентные коррелированные источники шума по входу.



Источники  $I_a$  и  $V_a$  связаны со схемами выше через выражения:

$$I_a = I_{K1} - \frac{I_{K2}y_{11}}{y_{21}} = -\frac{V_{L2}}{z_{21}} \quad \text{и} \quad V_a = -\frac{I_{K2}}{y_{21}} = V_{L1} - \frac{V_{L2}z_{11}}{z_{21}}.$$

Так как источники  $I_a$  и  $V_a$  включают в себя взаимозависимые источники шумов, то они не являются независимыми и для получения шумовых свойств двухпортового устройства необходимо провести их корреляционный анализ.

Источник  $V_a$  описывает все шумы устройства, приведенные ко входу, в случае, когда импеданс генератора равен 0, т.е. вход в состоянии КЗ. Источник  $I_a$  описывает все шумы устройства, приведенные ко входу, в случае, когда адmittанс генератора равен 0, т.е. вход в состоянии ХХ.

Пусть источник  $I_a$  представлен в виде  $I_a = I_n + I_u$ , где  $I_u$  - некоррелированная с  $V_a$  часть  $I_a$ , а  $I_n$  - коррелированная с  $V_a$  часть  $I_a$ . Соответственно, можно записать

$$I_a = I_n + I_u = Y_{\text{corr}} V_a + I_u,$$

где  $Y_{\text{corr}}$  - пропорциональная константа (имеет размерность проводимости).

Для расчета  $Y_{\text{corr}}$  необходимо домножить  $I_a$  на  $V_a^*$  и усреднить результат ( $*$  - эрмитово сопряжение). Т.к.  $I_u$  некоррелирована с  $V_a$ , то эта составляющая дает 0, в результате получаем

$$\overline{I_a V_a^*} = Y_{\text{corr}} \overline{V_a^2}.$$

Отсюда  $Y_{corr} = \frac{\overline{I_a V_a^*}}{V_a^2}$ . Можно записать коэффициент корреляции в виде

$$c = \frac{\overline{I_a V_a^*}}{\sqrt{\overline{V_a^2 I_a^2}}} = Y_{corr} \sqrt{\frac{\overline{V_a^2}}{\overline{I_a^2}}}.$$

Известно, что шум резистора можно записать в виде  $\overline{V_a^2} = 4kTB$ . Соответственно, можно ввести эквивалентный источник шума в виде резистора  $R_n$  с номиналом  $R_n = \frac{\overline{V_a^2}}{4kTB}$ .

Аналогично, можно ввести эквивалентную шумовую проводимость с номиналом  $G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB}$  ( $G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB}$  для некоррелированной части).

Входной генератор дает аналогичную составляющую  $G_G = \frac{\overline{I_G^2}}{4kTB}$ .

Таким образом, коэффициент шума всего устройства можно записать в виде

$$NF = 1 + \left| \frac{I_a + Y_G V_a}{I_G} \right|^2.$$

Разобьём на действительную и мнимую составляющие  $Y_{corr} = G_{corr} + jB_{corr}$ .

В этом случае можно определить шумовой ток в виде  $\overline{I_a^2} = 4kT \left( \frac{T_{corr}}{R_n^2} + G_u \right) B$ .

Переписываем коэффициент шума как

$$NF = 1 + \frac{G_u}{G_g} + \frac{R_n}{G_g} \left( (G_G + G_{corr})^2 + (B_G + B_{corr})^2 \right) = 1 + \frac{R_u}{R_g} + \frac{G_n}{R_g} \left( (R_G + R_{corr})^2 + (X_G + X_{corr})^2 \right).$$

Если минимизировать коэффициент шума относительно генератора, то можно получить оптимальное по коэффициенту сопротивление генератора в виде

$$Z_{opt} = \sqrt{\frac{R_u}{G_n} + R_{corr}^2} - jX_{corr}.$$

Видно, что в общем случае, оптимальное по коэффициенту шума сопротивление генератора не совпадает с оптимальным по максимуму коэффициента усиления по мощности сопротивлением генератора.

Коэффициент шума можно переписать в виде

$$NF = NF_{\min} + \frac{G_n}{R_G} |Z_G - Z_{opt}|^2 = NF_{\min} + \frac{R_n}{G_G} |Y_G - Y_{opt}|^2.$$

В этом случае, параметрами модели линейного коэффициента шума являются минимальный коэффициент шума  $NF_{\min}$ , сопротивление  $R_n$  эквивалентного источника шума и полная проводимость генератора  $Y_{opt}$ , при котором достигается минимум коэффициента шума  $NF_{\min}$ . Разработчик может, меняя проводимость генератора (за счет входной согласующей цепи), проектировать устройство на разный коэффициент шума.

В моделях, как правило (в том числе в файле s-параметров типа Touchstone по умолчанию) задают минимальный коэффициент шума в дБ  $NF_{\min} [\text{dB}]$ , нормированное к  $Z_{ref} = 50 \Omega$  шумовое сопротивление источника  $r_n$  и оптимальный коэффициент отражения по входу  $S_{opt}$  при нормировке на  $Z_{ref} = 50 \Omega$ :

$$NF_{\min} [\text{dB}] = 10 \log(NF_{\min} [e\delta]),$$

$$r_n = \frac{R_n}{Z_{ref}},$$

$$S_{opt} = \frac{1 - Y_{opt} Z_{ref}}{1 + Y_{opt} Z_{ref}}.$$

### Варианты работы с шумовыми параметрами

Есть несколько вариантов, как в модель линейного устройства добавить шумовые параметры.

1. Шумовые свойства активного элемента могут быть добавлены в файл s-параметров по правилам работы с форматом Touchstone (в примере используется нотация Touchstone ver 1.0) после собственно S-параметров. Это наиболее точный способ работы с линейными шумами.

```
!2-port network, S-parameter and noise data
!Default MA format, GHz frequencies, 50 ohm reference, S-
parameters
```

```

#
! NETWORK PARAMETERS
2 .95 -26 3.57 157 .04 76 .66 -14
22 .60 -144 1.30 40 .14 40 .56 -85
! NOISE PARAMETERS
4 .7 .64 69 .38
18 2.7 .46 -33 .40

```

Первый столбец – частота, в ГГц, если не указано иное в заголовке;

Второй – минимальный достижимый  $K_{III\min}$  ( $NF_{\min}$ ), в дБ;

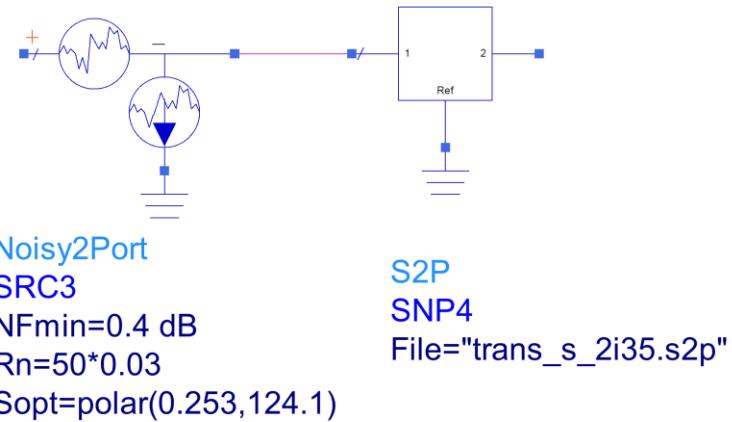
Третий – амплитуда оптимального (с точки зрения минимума  $K_{III}$ ) входного коэффициента отражения,  $|S_{opt}|$ ,  $S_{opt}$  нормирована относительно 50 Ом, если не указано иное в заголовке;

Четвертый – фаза оптимального (с точки зрения минимума  $K_{III}$ ) входного коэффициента отражения, в град,  $\arg(S_{opt})$ ,  $S_{opt}$  нормирована относительно 50 Ом, если не указано иное в заголовке;

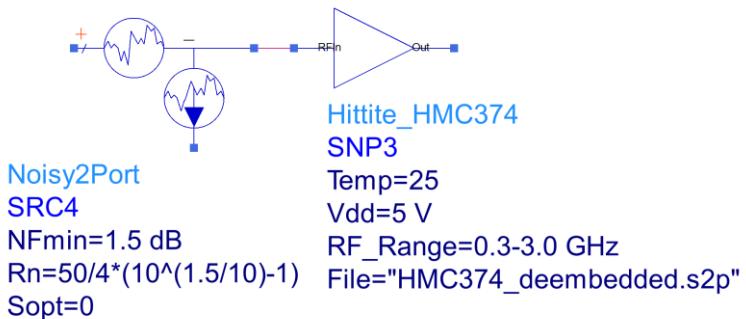
Пятый – нормированное сопротивление источника шума  $r_n$ , нормировано относительно 50 Ом, если не указано иное в заголовке.

Частоты не обязательно совпадать с сеткой частот S-параметров, но нижняя частота шумовых параметров должна быть меньше или равна максимальной частоте в сетке S-параметров (необходимо для определения симулятором конца сетки S-параметров и начала шумовых).

2. Если в файле S-параметров нет шумовых параметров  $NF_{\min}$ ,  $S_{opt}$  и  $r_n$ , но они известны на интересующей частоте (по результатам измерений или из даташита), то можно добавить эквивалентный источник шума (Noisy2Port, вкладка Sources-Noise) ДО АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА. Свойство NFmin -  $NF_{\min} [\text{дБ}]$ , Rn -  $R_n = r_n Z_{ref}$ , Sopt -  $S_{opt}$ . Недостаток такого способа – проектирование только для заданной частоты. Анализ для других частот будет вратить.

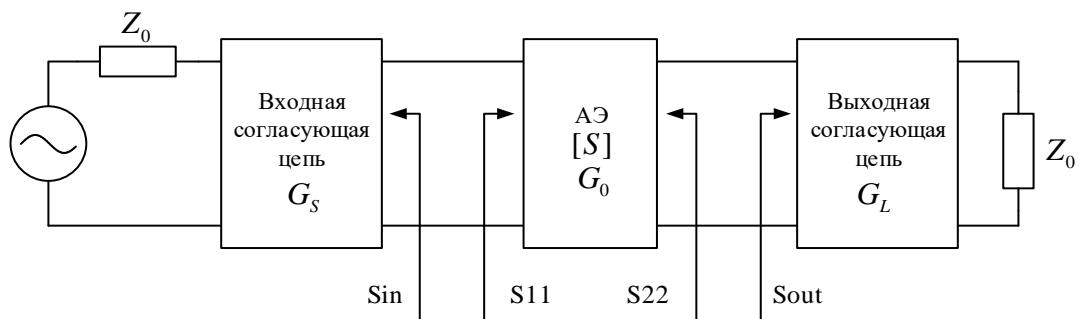


3. Если неизвестны  $NF_{min}$ ,  $S_{opt}$  и  $r_n$ , но изготовитель утверждает, что при подключении к стандартной линии ( $Z_{REF} = 50 \Omega$ ) коэффициент шума устройства равен  $K_{ш}$ , то параметры эквивалентного источника шума (Noisy2Port) можно установить следующими:  $NF_{min} = K_{ш}$ ,  $S_{opt} = 0$  и  $R_n = \frac{Z_{REF}}{4}(K_{ш}[ед]-1)$ . Недостаток такого способа – нет возможности провести проектирование на минимум коэффициента шума за счет рассогласования входного порта.



### Представление усилителя в виде каскадного соединения четырехполюсников

Базовый подход при анализе и проектировании линейного усилительного устройства это представление в следующем виде.



Исходя из представленного рисунка следует, что после выбора режима активного устройства по постоянному току его поведение определяется согласующими цепями.

Максимум коэффициента усиления можно достичь в режиме комплексно-сопряженного согласования, соответственно для входной согласующей цепи  $S_{in} = S_{11}^*$  и для выходной  $S_{out} = S_{22}^*$  (работает для усилителя, в котором можно принять  $S_{12} = 0$ ; если это не так, то расчет несколько сложнее, т.к. выбор и  $S_{in}$ , и  $S_{out}$  влияют друг на друга). В этом случае, можно определить максимум коэффициента усиления для безусловно устойчивого устройства ( $K > 1$  и  $|\Delta| < 1$ ) как

$$G_{max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right), \text{ где } K - \text{коэффициент устойчивости.}$$

В случае, если устройство условно устойчиво  $K < 1$ , то при проектировании не всегда возможно реализовать комплексно-сопряженное согласование, и полезной основой становится максимально устойчивый коэффициент усиления

$$G_{mgs} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \text{ (определяется как } G_{max} \text{ при граничном } K = 1\text{).}$$

При проектировании усилителей с применением S-параметров важным этапом является анализ устойчивости спроектированного устройства. Если пропустить этот анализ, то может возникнуть ситуация, когда усилитель превратится в генератор.

Стандартный способ расчета устойчивости основан на расчете коэффициента устойчивости К (Rollett's stability factor) для рабочего диапазона частот. Эти расчеты однозначны и обычно выполняются с применением САПР.

Условие устойчивости в рабочем диапазоне частот -  $|\Gamma_{in}| < 1$  и  $|\Gamma_{out}| < 1$ , должны сохраняться и при добавлении согласующих цепей. В общем виде принято рассчитывать два параметра К и  $|\Delta|$ , показывающие склонность устройства к самовозбуждению.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1,$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1.$$

Для того, чтобы устройство было безусловно устойчивым, должны выполняться требования  $K > 1$  и  $|\Delta| < 1$ .

Зная коэффициент устойчивости  $K$  и убедившись в безусловной устойчивости устройства, можно рассчитать максимальный коэффициент усиления по мощности для безусловно устойчивого четырехполюсника (Maximum Available Gain,  $G_{\max}$ )

$$G_{\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right).$$

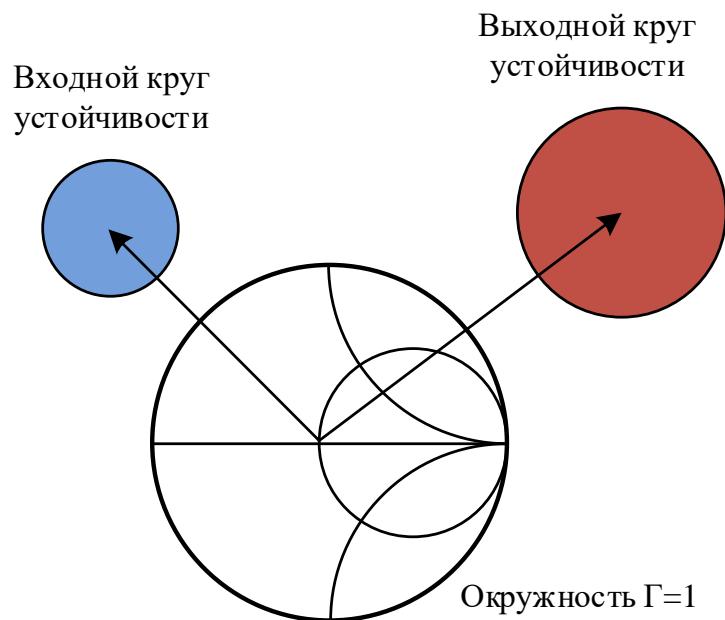
Для условно устойчивых четырёхполюсников  $G_{\max}$  определяется как максимально устойчивый коэффициент усиления  $\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$ .

Несмотря на то, что устойчивость исходно определяется для рабочего диапазона частот, необходимо проверять устойчивость на частотах от 0 до единичной граничной частоты транзистора  $f_T$ , т.к. может возникнуть возбуждение на частотах за пределами рабочей полосы.

В случае если при расчетах получается транзистор условно устойчивым (не выполняются оба условия устойчивости), необходимо рассчитать и изобразить для основных рабочих частот на диаграмме Смита соответствующие входные и выходные круги устойчивости, графически показывающие ограничения на конфигурации линий согласования.

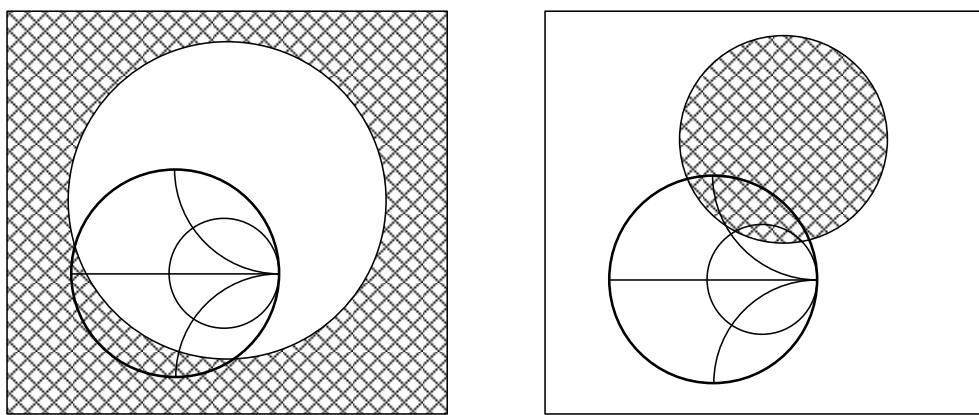
Центр входного круга устойчивости определяется комплексным вектором  $r_{s1} = \frac{S_{11} - \Delta S_{22}^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$  радиусом  $p_{s1} = \sqrt{\frac{|S_{12}S_{21}|^2}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}}$ .

Аналогично выходной круг устойчивости  $r_{s2} = \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$ ,  $p_{s2} = \sqrt{\frac{|S_{12}S_{21}|^2}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}}$ .



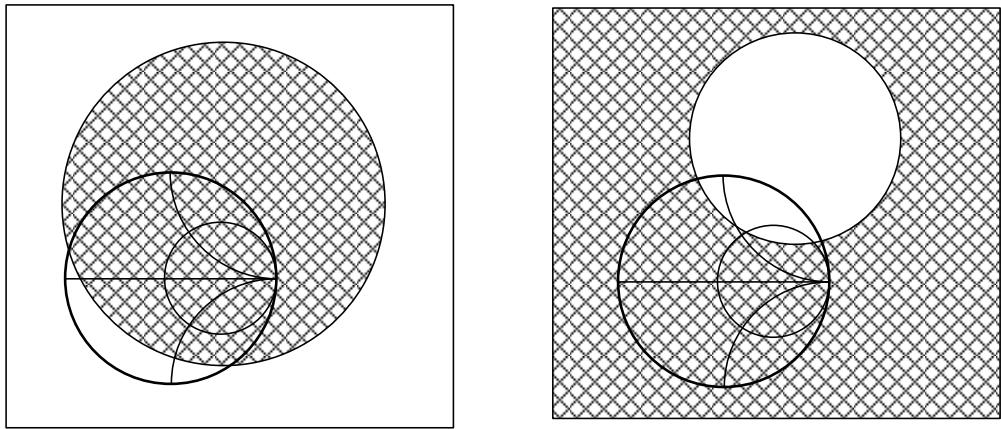
Пример на рисунке показывает одно из возможных расположений кругов устойчивости на диаграмме Смита. В примере при  $S_{11} < 1$  и  $S_{22} < 1$  устройство всегда безусловно устойчиво при нагрузке на любой импеданс в пределах единичной окружности ( $\text{Re}(Z) > 0$ ), поскольку центр диаграммы Смита оказывается в области устойчивости и нет пересечений кругов устойчивости с единичной окружностью. Для такого устройства допустимы любые схемы согласования.

В случае, когда  $S_{11} < 1$  или  $S_{22} < 1$ , область устойчивости та, которая захватывает центр диаграммы Смита (как показано на рисунке, штриховкой показаны области неустойчивости).



Поведение областей устойчивости при  $S_{ii} < 1$

В случае, когда  $S_{11} > 1$  или  $S_{22} > 1$ , область та, которая захватывает центр диаграммы Смита (как показано на рисунке, штриховкой показаны области неустойчивости).



Поведение областей устойчивости при  $S_{ii} > 1$

Ручной расчет кругов устойчивости сложен, в нем довольно легко ошибиться и должен проводиться для широкого диапазона частот (от 0 до  $f_t$  активного элемента). На некоторых частотах цепи согласования могут не попадать в зону неустойчивости, а в некоторых это может и не выполняться.

Например, распространенной проблемой при работе с полевыми транзисторами является их обычно условная устойчивость и то, что круги устойчивости находятся близко к границе единичной окружности диаграммы Смита. Это означает, что применение разомкнутых или короткозамкнутых полосковых трансформаторов может привести к возбуждению. Для широкополосных нагрузок это может и не быть проблемой, но при подключении к выходу антенн, полосковые трансформаторы в комбинации с антеннами с учетом высокого коэффициента усиления полевых транзисторов легко приводят к самовозбуждению на низких частотах.

Применяются, как правило, следующие техники повышения устойчивости:

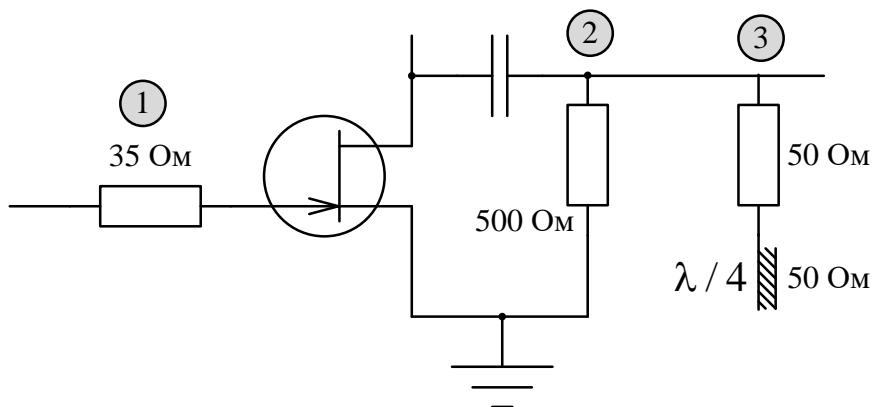
1. Последовательный резистор по входу.

Простая техника, передвигающая входной круг устойчивости вдоль линии активного сопротивления. Таким образом, можно добиться того, что линия согласования не будет пересекаться с входным кругом устойчивости. Недостатком является то, что резистор по входу выступает как генератор шума и значительно снижает шумовые характеристики усилителя.

2. Шунтирующий резистор по выходу. Предполагает добавление параллельного резистора относительно большого номинала по выходу. Необходима также развязка по постоянному току для сохранения рабочей точки.

3. Четвертьволновый трансформатор и резистор номиналом 50 Ом (импеданс стандартной линии). На резонансной частоте холостой ход через  $\lambda/4$  превращается в короткое замыкание у точки подключения к резистору, и получается, что усилитель нагружен на 50 Ом на резонансной частоте. Такой подход используют на повышенных частотах с полевыми транзисторами с высокой граничной частотой  $f_T$ .

Дополнительно можно присоединить резистор номиналом ~50 Ом в цепь смещения для обеспечения устойчивости на низких частотах (для цепей смещения в микрополосковом исполнении).



У полностью собранных (согласованных) устройств устойчивость проверяют отображением в декартовых координатах коэффициентов устойчивости ( $K$  и  $|\Delta|$ ) в диапазоне частот от 0 до верхней точки рабочего диапазона (условие безусловной устойчивости -  $K > 1$  и  $|\Delta| < 1$ ). В литературе также встречается вспомогательный коэффициент устойчивости четырехполюсника  $B1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$  ( $K > 1$  и  $B1 > 0$  для безусловной устойчивости).

## Методика выполнения работы

Существуют техники проектирования малошумящих усилителей с помощью диаграммы Смита, позволяющие проектировать усилительные устройства, работающие в линейном режиме. Достоинства этих техник - наглядное представление поиска компромисса между точками максимума коэффициента усиления Кр и минимума коэффициента шума NF.

Пусть решено проектировать МШУ на биполярном транзисторе BFP640 [7]. Проектирование решено проводить на частоту  $1,8 \text{ ГГц} \pm 10 \text{ МГц}$ . Производитель обещает коэффициент усиления  $K_p > 20 \text{ дБ}$  и коэффициент шума  $NF < 1,1 \text{ дБ}$  в выбранной заранее рабочей точке  $V_{ce} = 2 \text{ В}$ ,  $I_c = 20 \text{ мА}$ .

Данный транзистор присутствует в библиотеке от производителя Infineon (присутствует нелинейная модель и набор файлов S-параметров, измеренных при разных рабочих точках).

### Создание и первоначальная настройка проекта

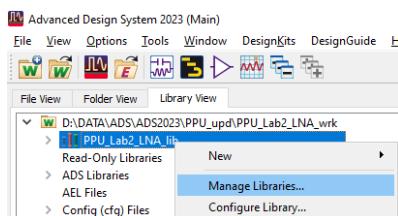
#### Lab1

Проект строится на результатах лабораторной работы №1. К проекту должна быть подключена библиотека Infineon\_RF [6]. Также рекомендовано при создании проекта использовать ту же технологию, что и в предыдущем проекте, в том числе:

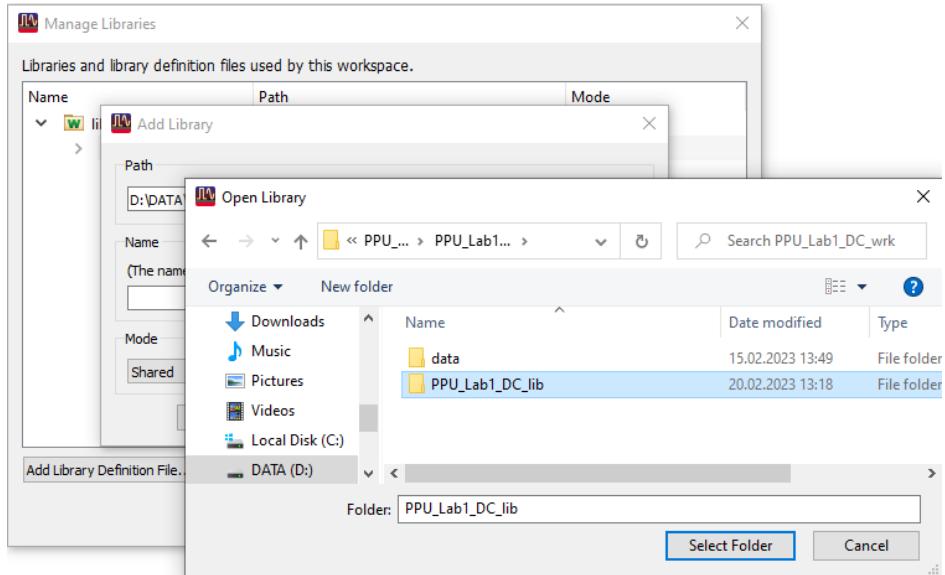
- В качестве библиотеки слоев необходимо дополнительно к библиотеке назначения слоев схемы «ads\_schematic\_layer» выбрать «ads\_standard\_layers» (назначение топологических слоев);
- единицы длин проекта – мм, с разрешением 10000 точек/мм.



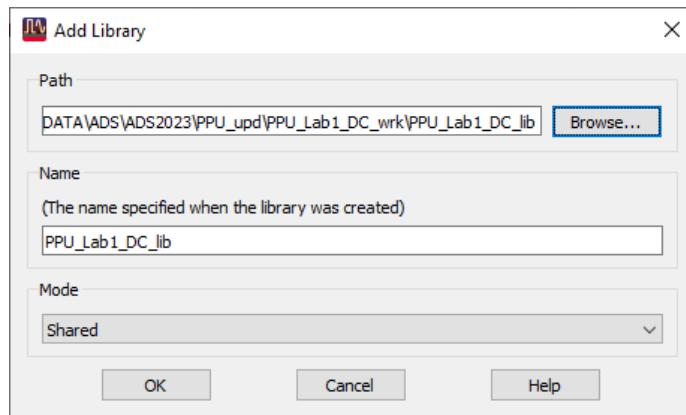
Для использования ячеек (схем) из иного проекта вместо копирования их между открытыми проектами, проект-источник можно подключить как библиотеку к текущему проекту. Для этого надо в основном окне ADS запустить команду DesignKits – Manage Libraries (или в режиме отображения проекта Library View выбрать основную библиотеку ПКМ – Manage Libraries).



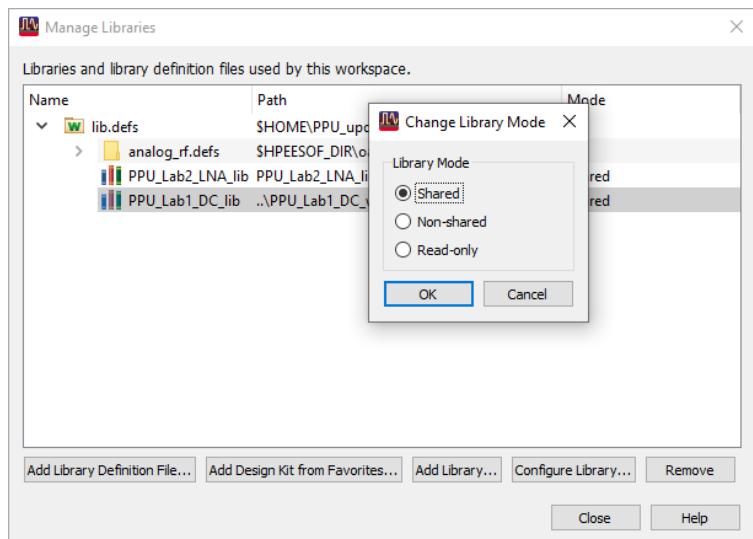
В открывшемся окне запустить команду Add Library и по кнопке Browse указать расположение подпапки \_lib подключаемой библиотеки-источника проекта (в нашем случае, PPU\_Lab1\_DC\_lib).



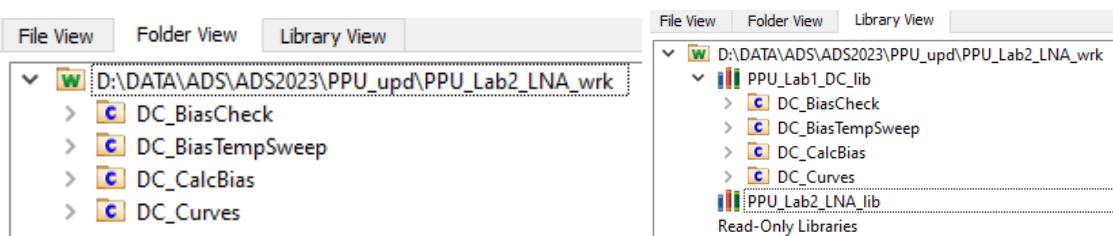
Режим подключения может быть Shared, Non-shared и Read-only. Режимы Shared и Non-shared позволяют обращаться с ячейками (схемами) подключенной библиотеки проекта как с обычными ячейками (схемами), в том числе редактировать их. В режиме Read-only ячейки (схемы) будут выглядеть как компоненты, их можно будет вставлять в свои схемы как подсхемы, но зайти в них или отредактировать их нельзя.



Нам подходят режимы Shared и Non-shared. Изменить режим подключения можно по ПКМ – Change Library Mode в окне Manage Libraries.



Ячейки (схемы) из основного окна ADS в режиме отображения Folder View отображаются без указания родительской библиотеки. Чтобы определить, в какой библиотеке проекта находится интересующая ячейка, надо переключиться в режим отображения Library View:



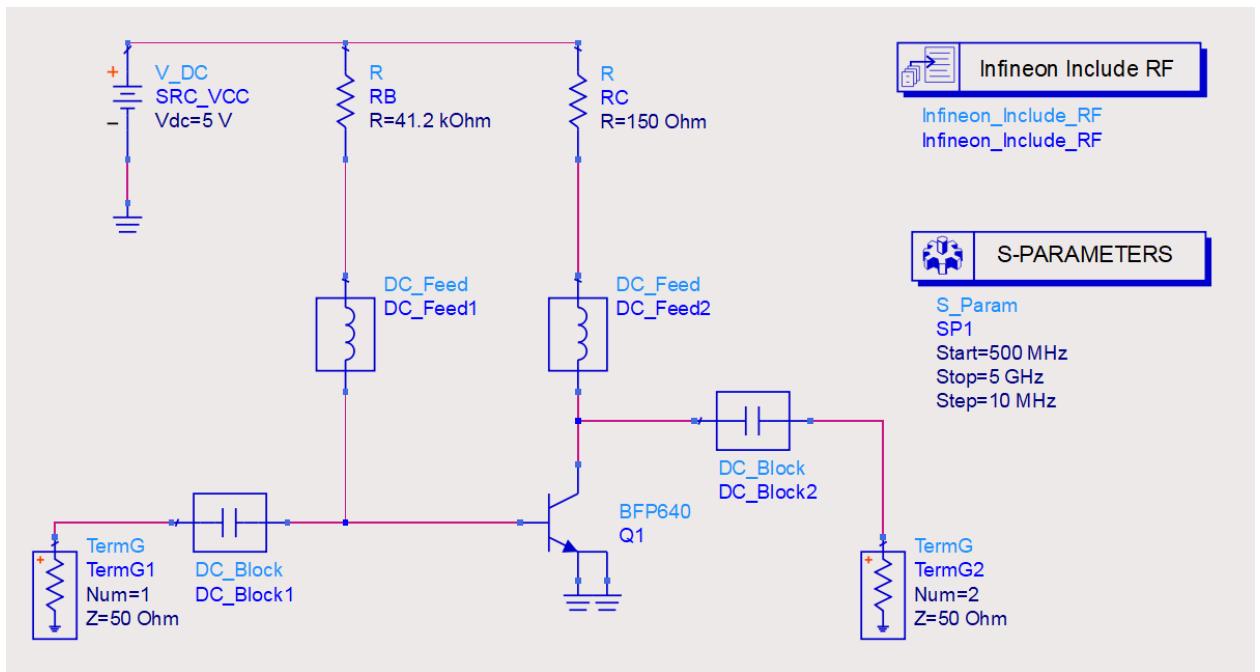
Чтобы не путаться, с какой библиотекой мы сейчас работаем, будем в схемах текущего проекта использовать префикс «LNA\_» (Low Noise Amplifier, малошумящий усилитель), в отличие от схем первого проекта «DC\_» (Direct Current, постоянный ток).

 Если в подключённой библиотеке проекте использовались другие библиотеки (в том числе библиотеки компонентов), то их тоже нужно подключить к текущему проекту. Автоматически вся цепочка библиотек по умолчанию не подключается.

### Верификация нелинейной модели

При проектировании малосигнальных устройств (работающих в линейном режиме) на основе нелинейных моделей, хорошей практикой является проверить, насколько достоверно поведение нелинейной модели в режиме S-параметров. Это можно сделать, если доступны измеренные S-параметры устройства в интересующей рабочей точке. Проектирование мы ведем на 1,8 ГГц, сравним до 5 ГГц.

Создадим две схемы. Первая LNA\_VerifNonLinear. Ее создадим на основе схемы DC\_BiasCheck.

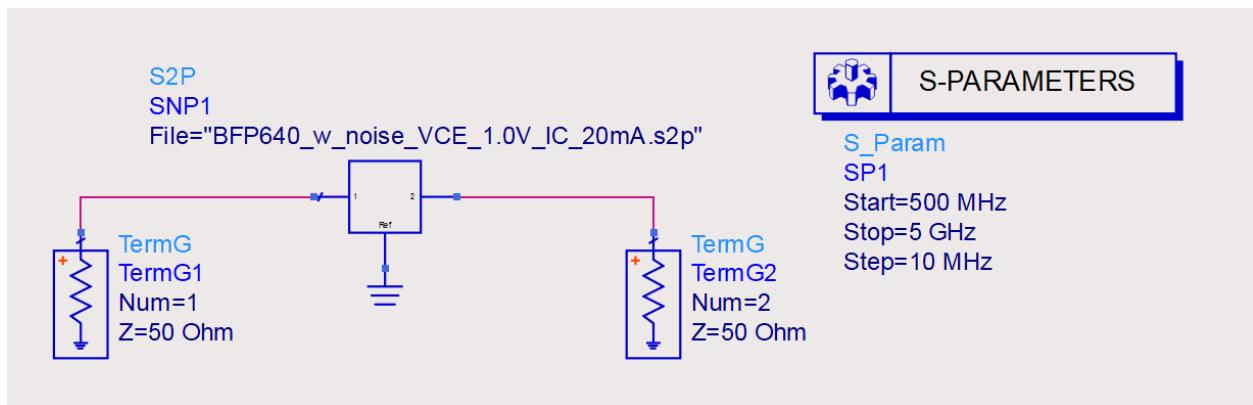


В данной схеме контроллер симуляции S\_Param, возвращающий результаты в режиме S-параметров на частотной сетке 0,5..5 ГГц с шагом 10 МГц. Нумерация в рассчитанной матрице S-параметров определяется в соответствии со свойствами Num в терминаторах Term (1 – вход, 2 – выход). Эти блоки расположены в палитре Simulation-S\_Param.

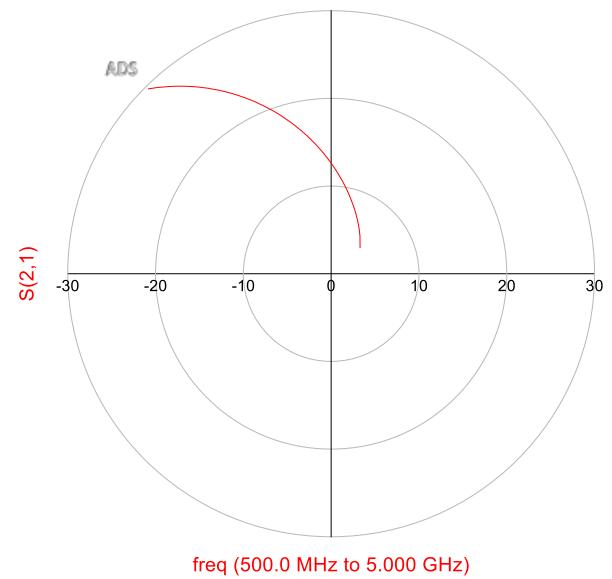
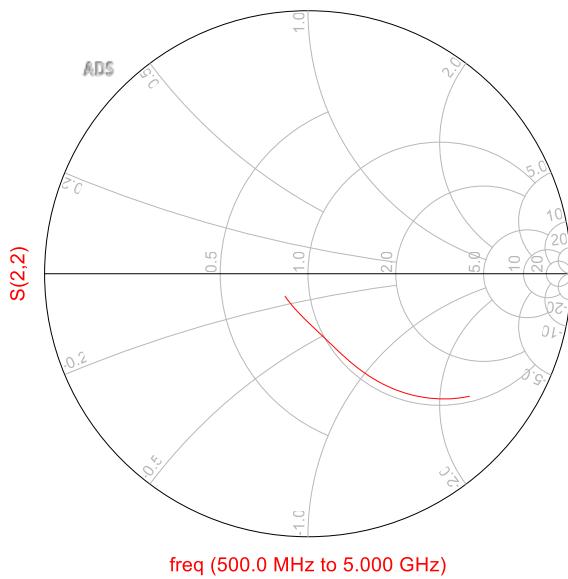
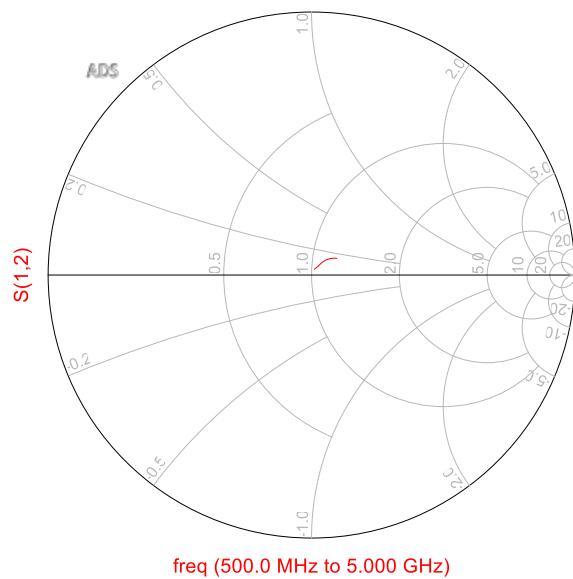
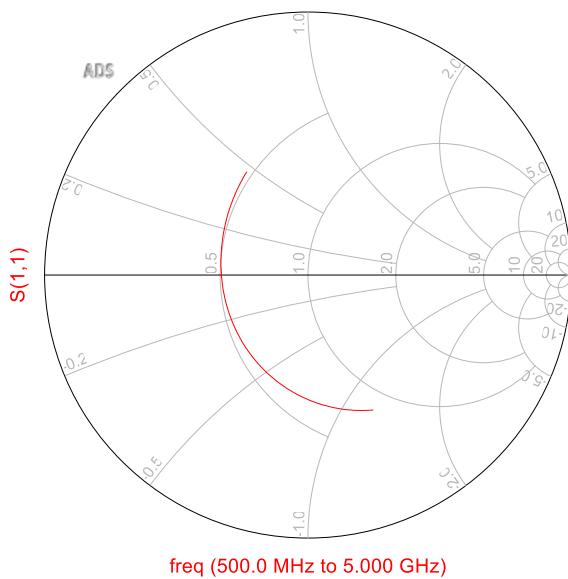
Компоненты типа DC\_Block (идеальная емкость) и DC\_Feed (идеальная индуктивность) служат для разделения RF- и DC- частей схемы. Эти блоки расположены в палитре Lumped-Components.

Вторая схема нужна для загрузки S-параметров (LNA\_VerifLinear). В ней соберем простую схему на блоке S2P и контроллере S\_param. Диапазон частот моделирования установим аналогично от 0,5..5 ГГц с шагом 10 МГц.

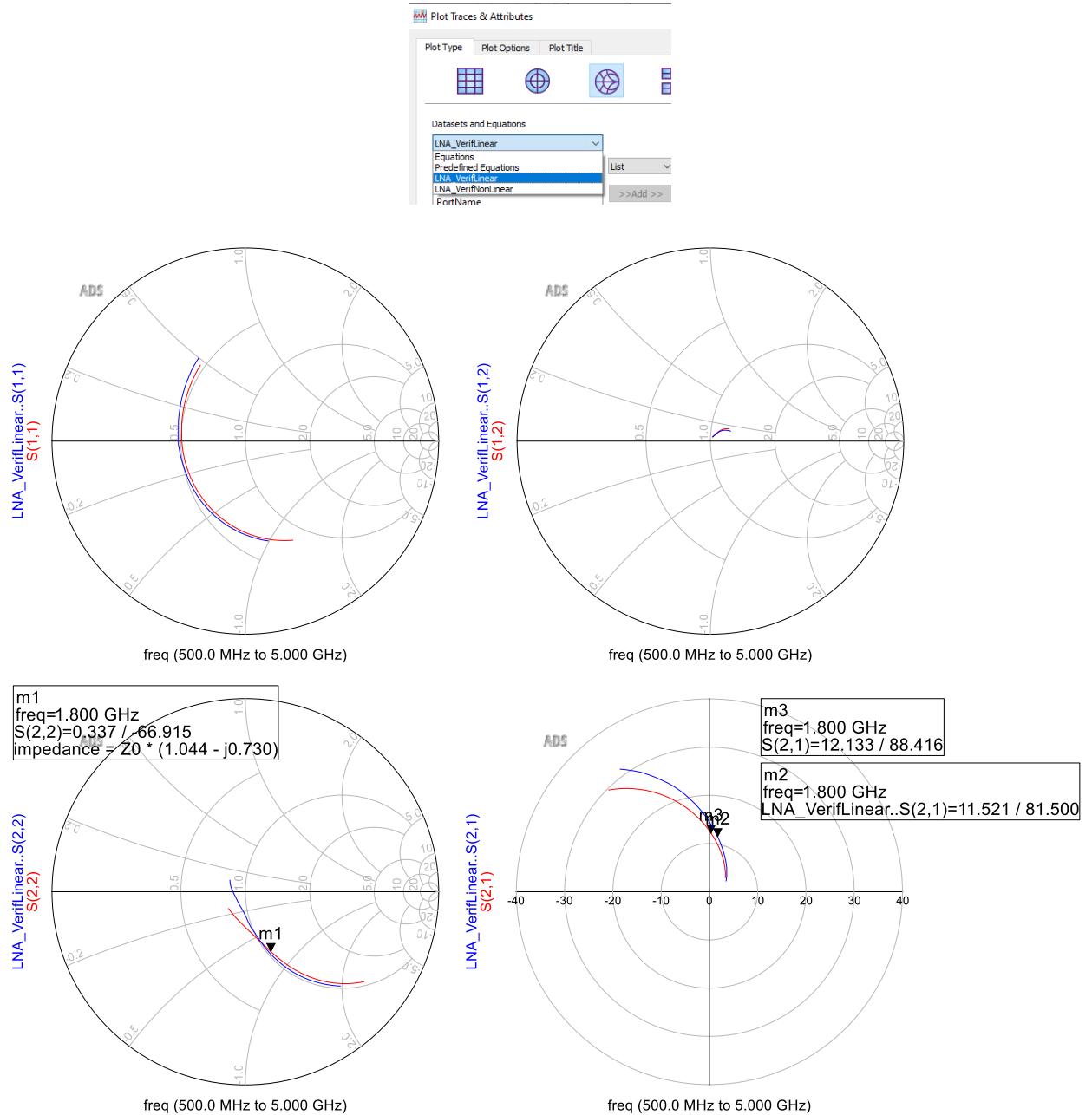
**!** В блок S2P загружается файл S-параметров. Для использования относительных путей и переносимости проекта, все подгружаемые файлы (в том числе, S-параметров), можно хранить в подпапке проекта \_wrk\data



Запускаем на расчет обе схемы. В окне графиков, привязанном к схеме LNA\_VerfNonLinear, создаем три диаграммы Смита (для S11, S22 и S12) и один полярный график (для S21), на которые выносим результаты S-параметров нелинейной модели.

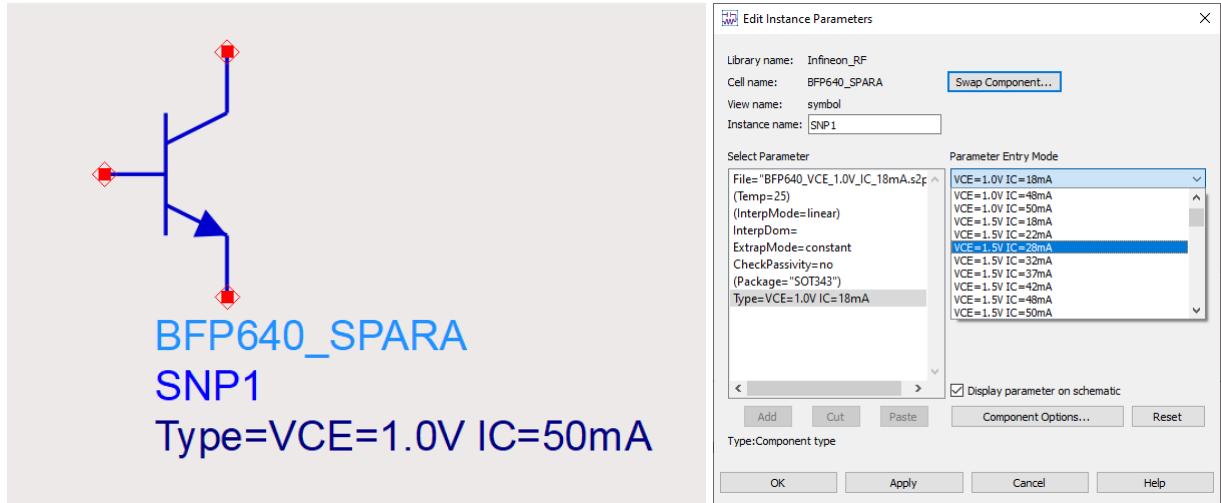


На эти же графики выносим аналогичные результаты из датасета LNA\_VerfLinear (выбрав в выпадающем списке Datasets and Equations). Отображаемые данные не из дефолтного датасета получают префикс с именем датасета через «..», где между точками может быть имя контроллера симуляции.

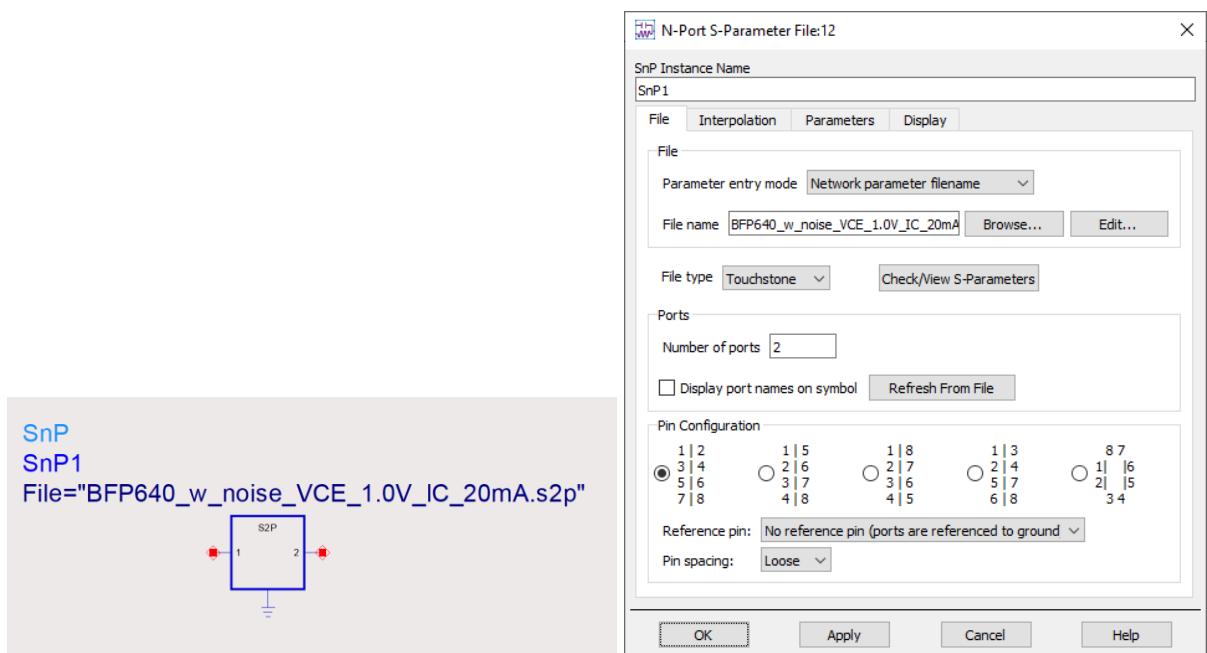


При сравнении S-параметров видно, что несмотря на различие, на интересующей частоте 1,8 ГГц, поведение кривых довольно близко и можно проводить проектирование на основе нелинейной модели. Но при этом надо быть готовым к тому, что все равно придется регулировать изготовленное изделие.

! В библиотеке Infineon\_RF есть компонент BFP640\_SPARA, являющийся хранилищем измеренных S-параметров транзистора BFP640 на различных рабочих точках. S-параметры в нем хранятся как с шумовыми свойствами, так и без.



! В последних версиях ADS компонент типа S2P убран из стандартных палитр, хотя доступен по имени блока в поиске. Предполагается использование компонента типа SnP  из палитры Data Items, который автоматически по размерности подключённого файла S-параметров определяет свой вид.



## Уточнение базовой модели транзистора

В итоговой модели усилителя кроме собственно согласующих цепей и цепей подачи питания и смещения неизбежно еще будут различные дополнительные неоднородности, которые по методике проектирования МШУ в общем случае не учитываются. Они могут неожиданно плохо сказаться на итоговых результатах моделирования, поэтому стоит по возможности как можно раньше их учесть и тем самым уточнить модель транзистора. В текущем проекте это земляные отверстия в цепи эмиттера и небольшие микрополосковые выводы от падов транзистора, т.к. нельзя согласующие компоненты ставить впритык к выводам транзистора.

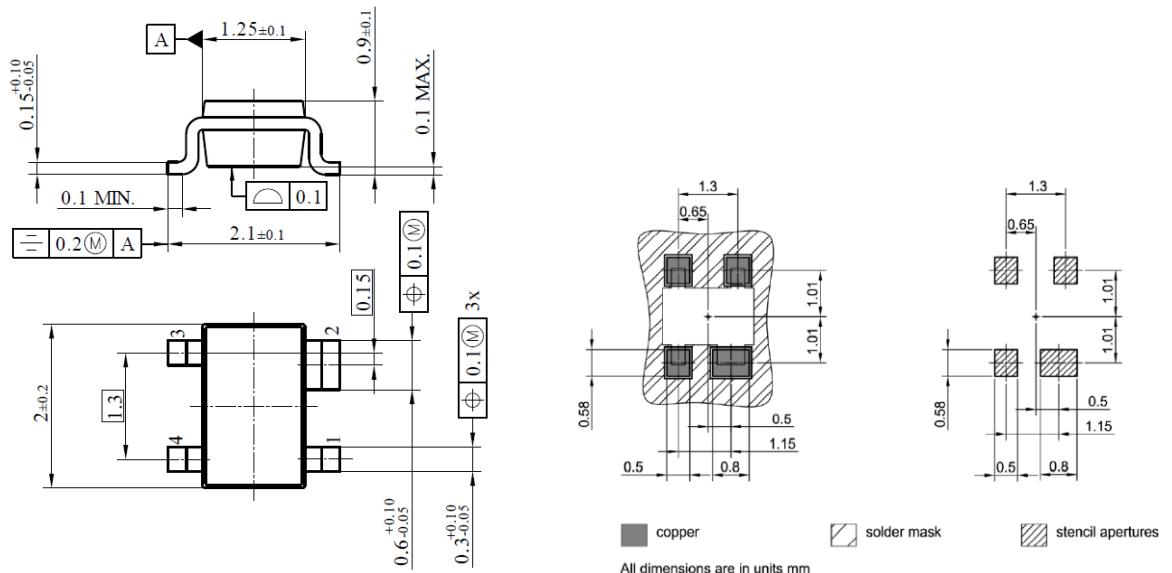
Данные дополнительные неоднородности стоят впритык к транзистору, поэтому их можно учесть заранее.

Обе эти неоднородности являются зависят от применяемой ВЧ-подложки, поэтому необходимо выбрать ВЧ-подложку. Пусть проектирование решено вести на подложке RO4003C толщиной 0,508 мм с толщиной металлизации 17 мкм.

Создаем схему LNA\_Disc на основе схемы LNA\_VerifNonLinear.

Транзистор BFP640 в корпусе типа SOT343. Имеет следующее рекомендованное посадочное место и распиновку (размеры приведены в мм):

<b>Product name / Ordering code</b>	<b>Package</b>	<b>Pin configuration</b>			
BFP640 / BFP640H6327XTSA1	SOT343	1 = B	2 = E	3 = C	4 = E



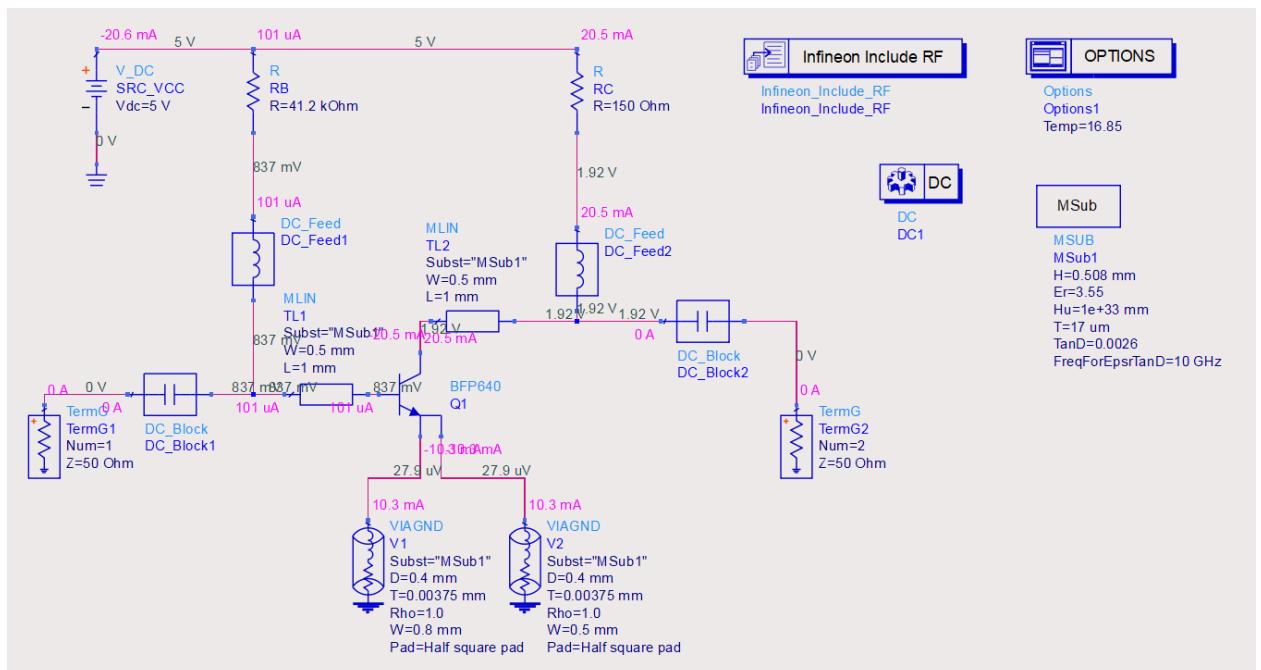
Исходя из обозначения выводов и распиновки, база (пин 1) подключается с площадки шириной 0,5 мм, коллектор (пин 3) тоже с площадки шириной 0,5 мм. Два эмиттера (пины 2 и 4) имеют ширину 0,5 мм и 0,8 мм. Учтем эти размеры при проектировании согласующей цепи.

Добавим в базу и коллектор небольшие (порядка 2 мм) участки до места, где можно располагать первые согласующие дискретные компоненты.

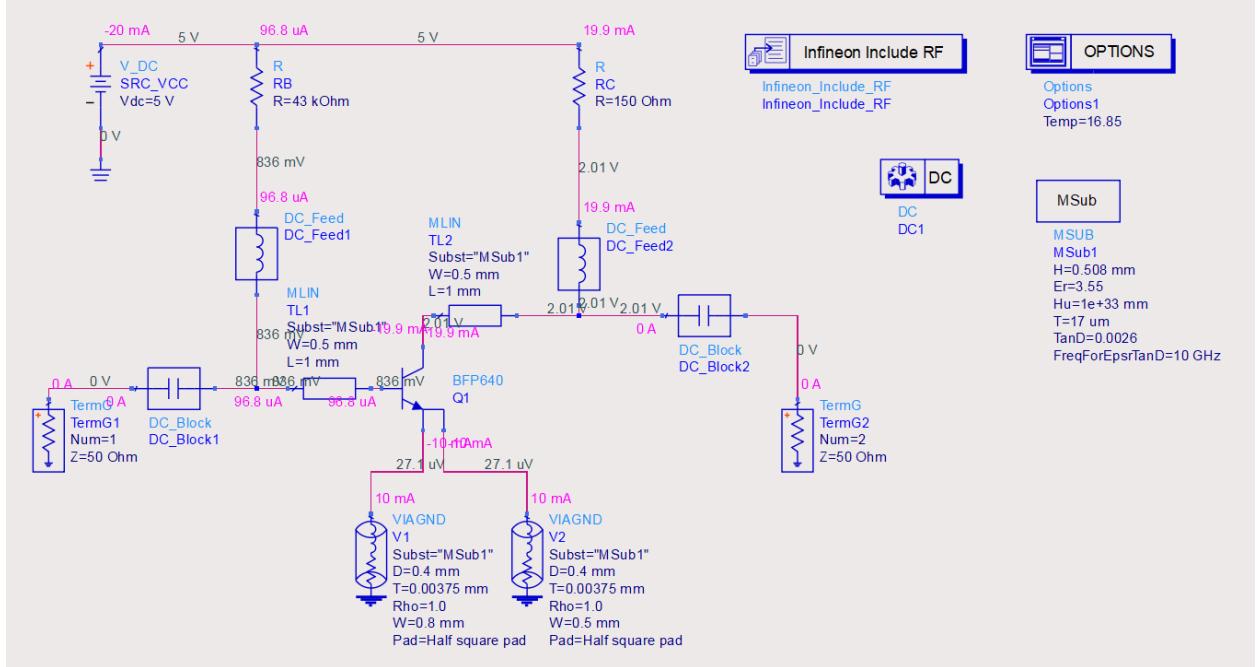
В моделях земляного отверстия VIAGND диаметр отверстия (параметр D) пусть будет 0,4 мм. Вообще он желателен порядка 50..80% от ширины подводящей линии, которая в данном случае определяется шириной выводов эмиттеров по документации (0,5 мм и 0,8 мм). При этом на данный момент можно считать, что без значительного удорожания доступны отверстия минимум от Ø0,3 мм и диаметр принято выбирать с шагом 0,1 мм.

Также мы будем проводить моделирование линейных шумов для расчета коэффициента шума. По умолчанию моделирование схема в Keysight Advanced Design System проводится при температуре 25°C. По правилам стандартов IEEE шумовая температура источника должна быть 290 K (16,85°C), для задания ее добавим блок Options (палитра Simulation-S\_Param), в котором установим температуру моделирования Temp = 16,85.

**Lab1** По результатам моделирования с помощью аннотации токов и напряжений можно увидеть, что рабочая точка немного уплыла 20,5 mA@1,92 В.



Подстроим резисторы RB и RC, чтобы вернуться в целевую рабочую точку.



Значения  $RB = 43 \text{ кОм}$  и  $RC = 150 \text{ Ом}$  будем использовать в дальнейшей работе. При выборе данных значений нужно помнить о существующих рядах резисторов.

### Оценка устойчивости и предельных достижимых параметров

Создаем новую схему под именем LNA\_MaxParamsAndStability. Данная схема будет строиться на основе схемы LNA\_Disc. Необходимо добавить (из палитры Simulation-S\_Param) блоки MaxGain - максимально устойчивый коэффициент усиления, StabFact - коэффициент устойчивости, S\_StabCircle - круги устойчивости по входу, L\_StabCircle - круги устойчивости по выходу.

Также нам нужно значение детерминанта S-матрицы delta. Для него нет предопределенного измерительного выражения, добавим блок MeasEqn с расчетом  $\text{delta} = S11 * S22 - S12 * S21$ .



Для расчета delta можно также воспользоваться функцией  $\text{det}(S)$ .

Симуляцию будем проводить в режиме S-параметров. В контроллере S-параметров установим частотный диапазон Center/Span вокруг 1800 МГц в 20 МГц с шагом 1 МГц. Также на вкладке Noise настроим расчет линейных шумов – галка Calculate noise и номера входного и выходного терминалов.

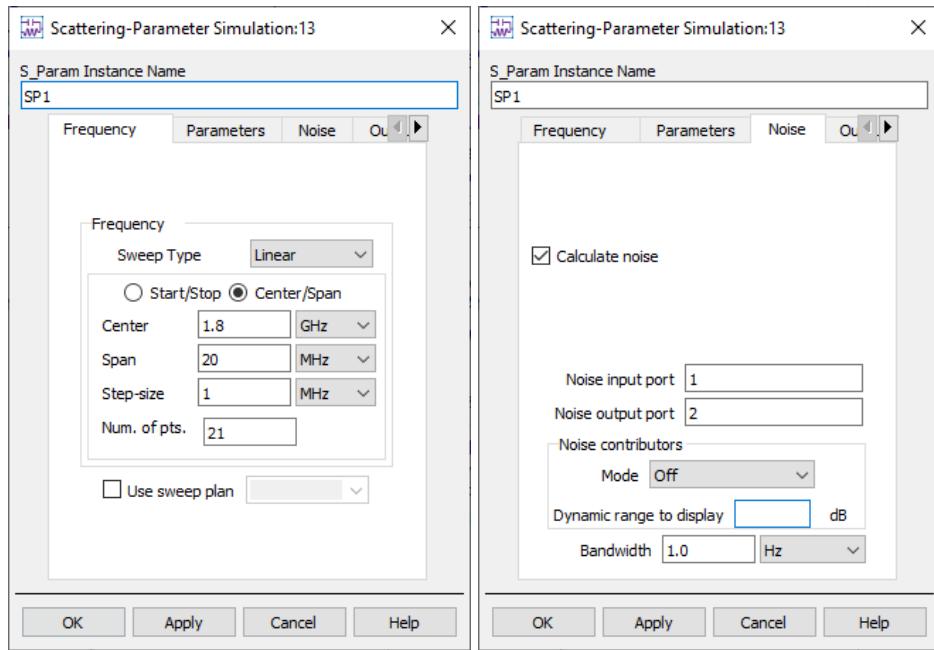
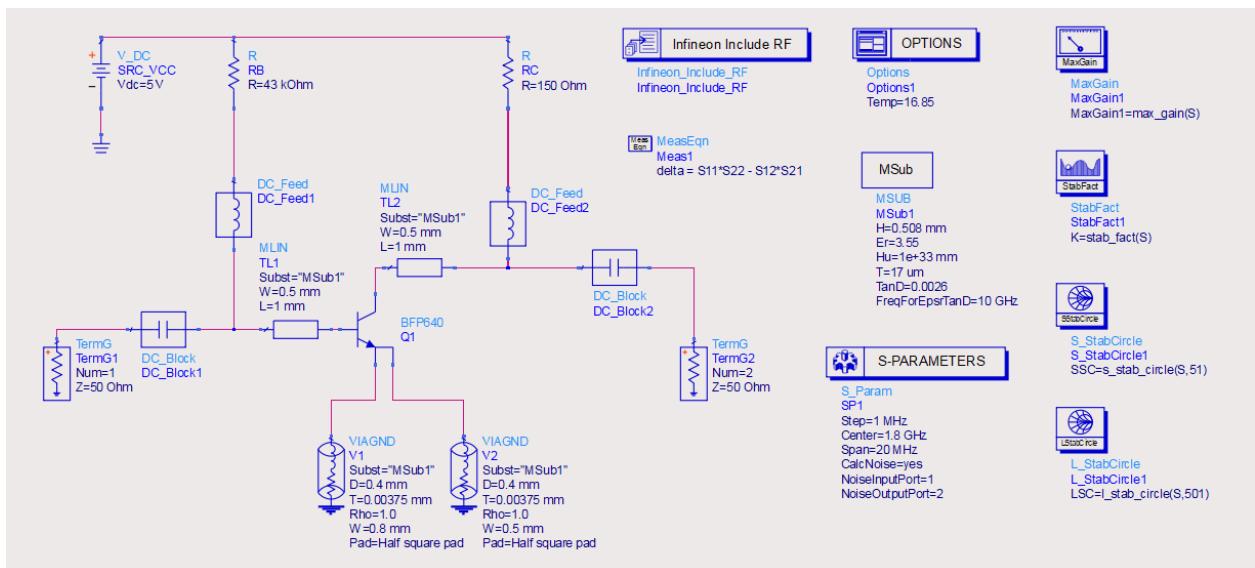
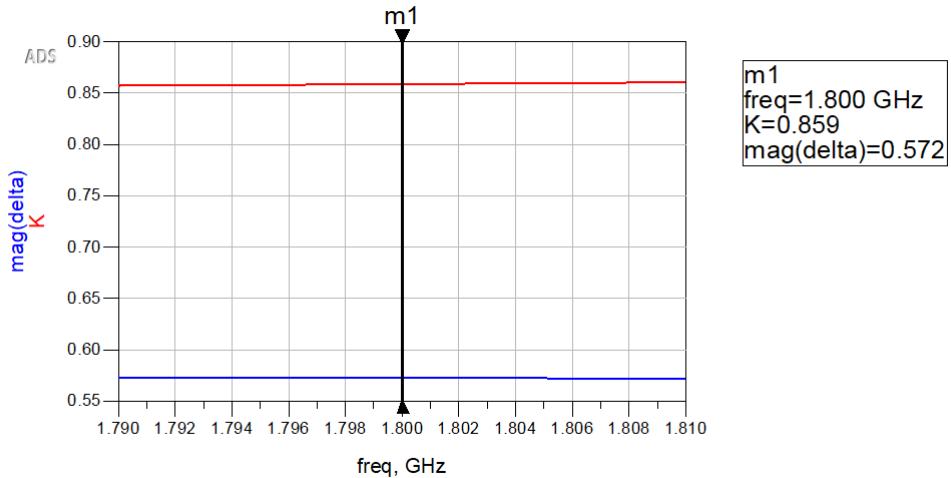


Схема должна принять следующий вид.



Блоки типа MaxGain, StabFact, S\_StabCircle, L\_StabCircle и множество других являются преднастроенными блоками измерительных выражений типа MeasEqn, в которые заранее вбиты часто используемые измерительные выражения.

Проведём оценку устойчивости в частотном диапазоне (К и написанное измерение delta).

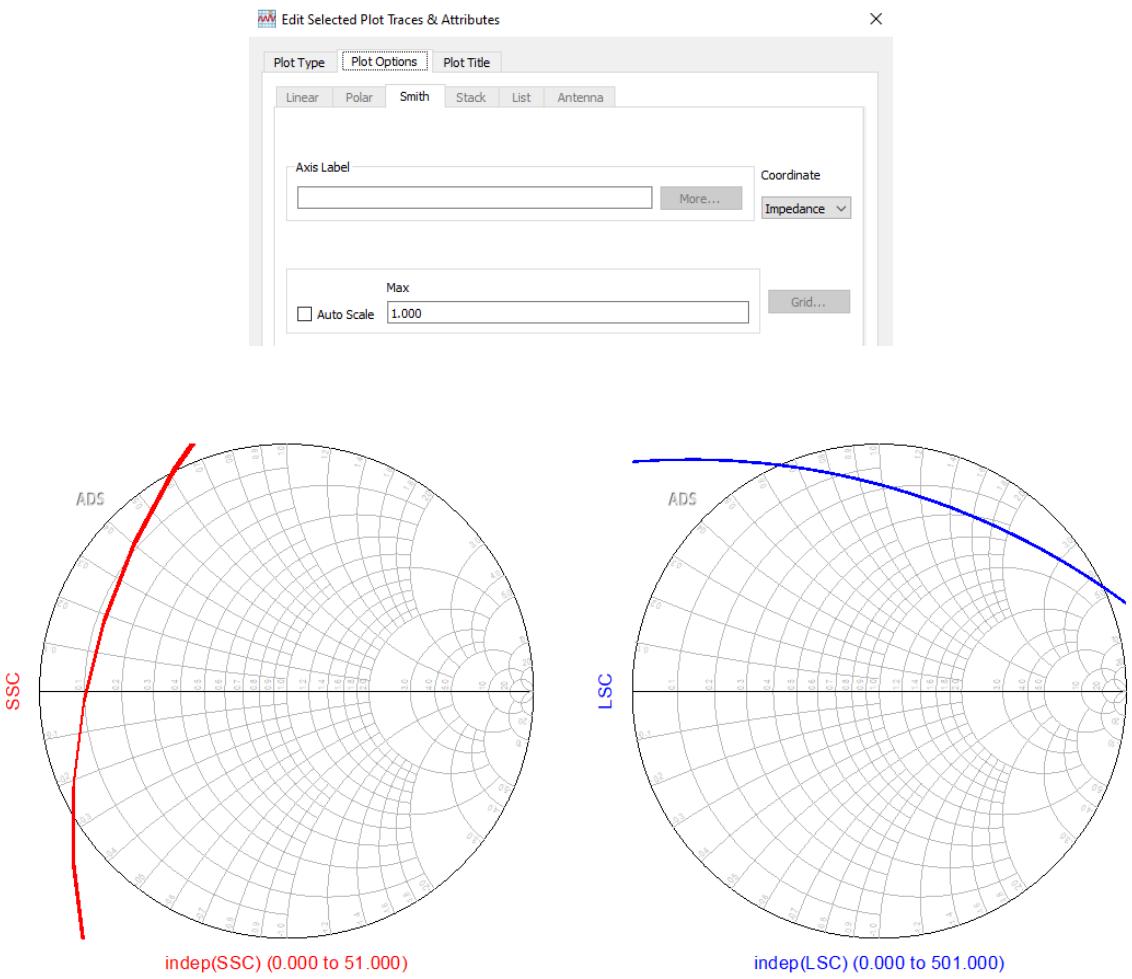


В рабочем диапазоне  $K < 1$ , следовательно устройство не является безусловно устойчивым. Здесь далее можно поступить двумя способами:

- попробовать спроектировать МШУ условно устойчивым. В этом случае нужно аккуратно контролировать проектирование согласующих цепей, чтобы не выбрать коэффициенты отражения согласующих цепей в неустойчивых регионах. И нужно наложить некоторые ограничения на будущее использование всего устройства, чтобы не подключить его к таким импедансам, которые могут вызвать самовозбуждение. Также нужно помнить, что значения этих запрещенных зон частотозависимые и по-хорошему контролировать их нужно от низких частот до частоты единичного усиления ( $S21 = 0$  дБ), т.к. в наводимых шумах могут присутствовать все возможные частоты.

- сделать устройство безусловно устойчивым за счет некоторых потерь в предельно достижимых характеристиках. В этом случае чуть проще контроль за запрещенными импедансами. Но тут нужно учесть, что с понижением частоты у транзисторов как правило повышается  $S21$  и повышается склонность к самовозбуждению. И поэтому при проектировании усилителя все равно нужно учитывать, в каком частотном диапазоне он будет работать.

Пойдем по пути безусловно устойчивого усилителя. Чтобы понять, как на данный момент выглядят запрещенные зоны, создадим две диаграммы Смита, на которые выведем круги устойчивости по входу (SSC) и по выходу (LSC). С учетом того, что нас интересует исключительно область единичной диаграммы Смита, то в обоих графиках сразу стоит поставить масштаб 1 (Plot Options, снять галку Auto Scale, Max = 1).



Какая часть диаграммы Смита является устойчивой, а какая нет – определяется значениями  $|S_{11}|$  и  $|S_{22}|$  для входной и выходной диаграмм Смита соответственно. Если соответствующий коэффициент  $< 1$ , то устойчива та часть, которая пересекает центр диаграммы Смита. У текущего усилителя это так.

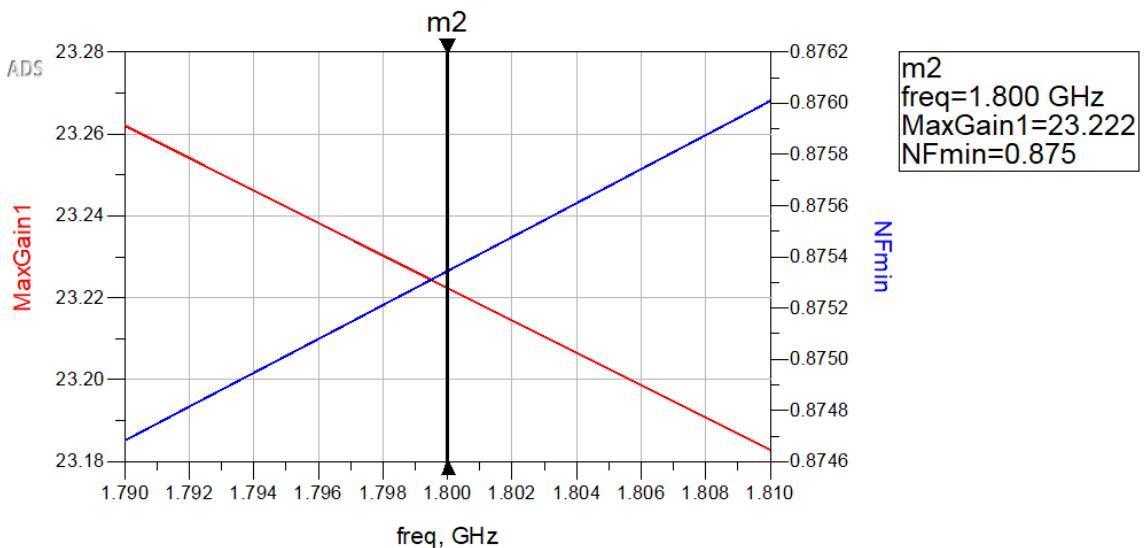
 Также в Advanced Design System присутствуют измерительные выражения `s_stab_region(S)` и `l_stab_region(S)` для входной и выходной диаграмм Смита соответственно, которые возвращают значения "Outside" и "Inside" по отношению к границе круга устойчивости.

По данным диаграммам видно, что и по входу, и по выходу от устойчивого региона откушена довольно небольшая часть и можно было бы попробовать обойтись без стабилизации. В этом случае возможно получить хороший коэффициент шума NF при небольшом уменьшении коэффициента усиления Кр.

Однако может получиться, что невозможно спроектировать согласующие цепи в устойчивых регионах. Также мы не можем гарантировать, что к

усилителю в будущем не подключат запрещенные импедансы. В этом случае нужно провести стабилизацию.

Перед стабилизацией оценим предельные частотные характеристики нестабилизированного усилителя на центральной частоте (максимальный устойчивый коэффициент усиления и минимально достижимый коэффициент шума).

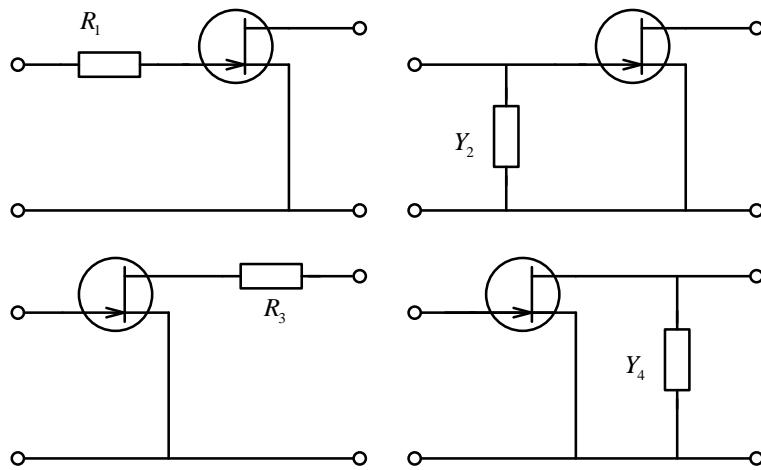


По графикам видно, что максимальный устойчивый коэффициент усиления MaxGain на рабочей частоте порядка 23,2 дБ (с небольшими отклонениями в рабочей полосе), а минимально достижимый коэффициент шума NFmin достигает 0,88 дБ.

Эти числа достижимы у нестабилизированного усилителя. На них мы будем ориентироваться при стабилизации.

### Стабилизация транзистора

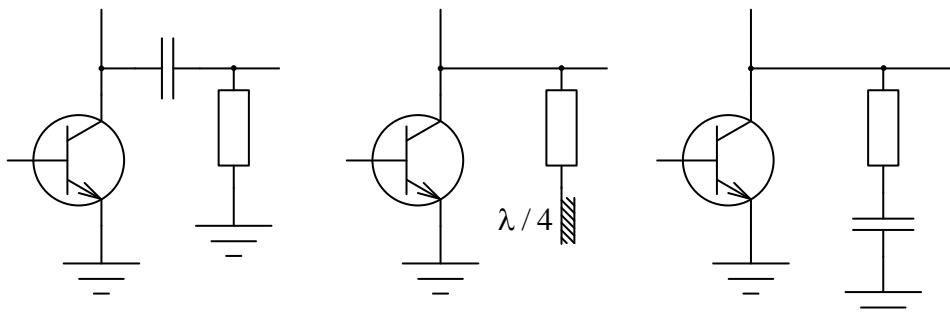
Проведем для транзистора стабилизацию на рабочей частоте. Стабилизация заключается в том, что в схему подключается резистор RS рассчитанного номинала в одно из положений как на рисунке:



Однако, у нас проектируется МШУ, поэтому надо учитывать некоторые дополнительные моменты:

- не стоит ставить резистор по входу, т.к. это значительно ухудшает предельно достижимый коэффициент шума  $NF_{min}$  по сравнению с добавлением резистора по выходу;
- не стоит ставить резистор последовательно, т.к. это прямые потери в коэффициенте усиления  $K_p$ , кроме того часто требуются нереализуемые номиналы;
- соответственно оптимальным вариантом становится шунтирующий резистор по выходу;
- однако он при этом должен быть отвязан по постоянному току, чтобы не уводить ток питания в землю и, соответственно, не уводить рабочую точку.

Таким образом, можно предложить несколько вариантов расположения стабилизирующего резистора  $R_S$  как шунтирующего по выходу:



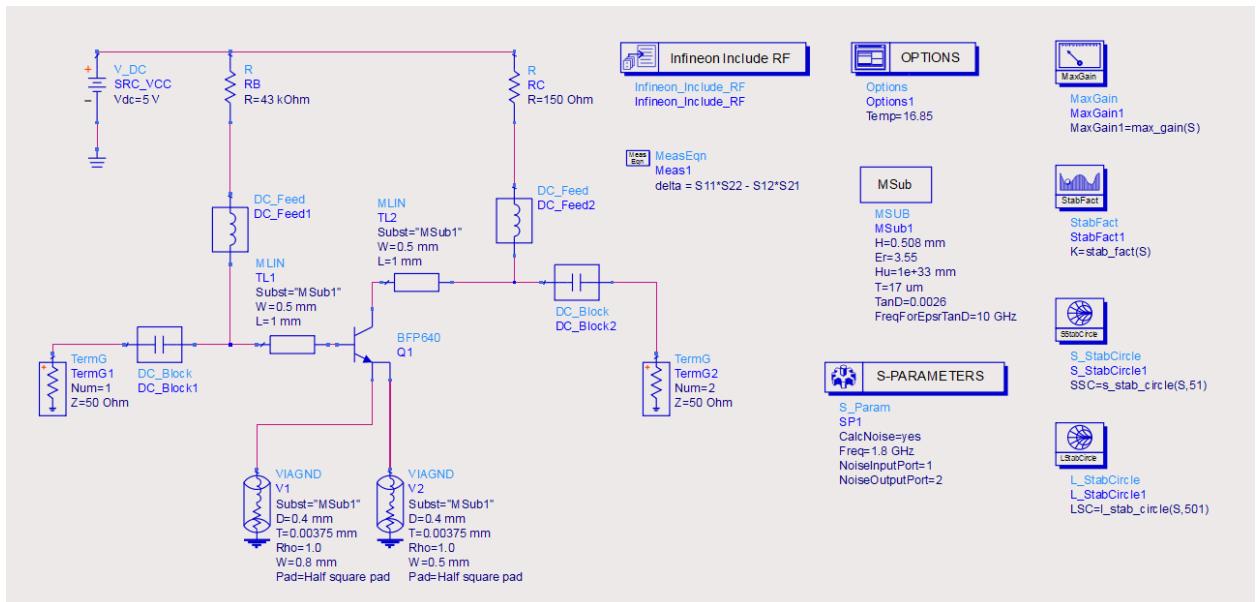
Однако, первый вариант в текущей схеме проектирования не очень удачен, т.к. выходную согласующую цепь мы будем совмещать с подачей питания. Через последовательный конденсатор постоянный ток не идет и

придется подавать питание сразу в коллектор транзистора, что не всегда возможно топологически.

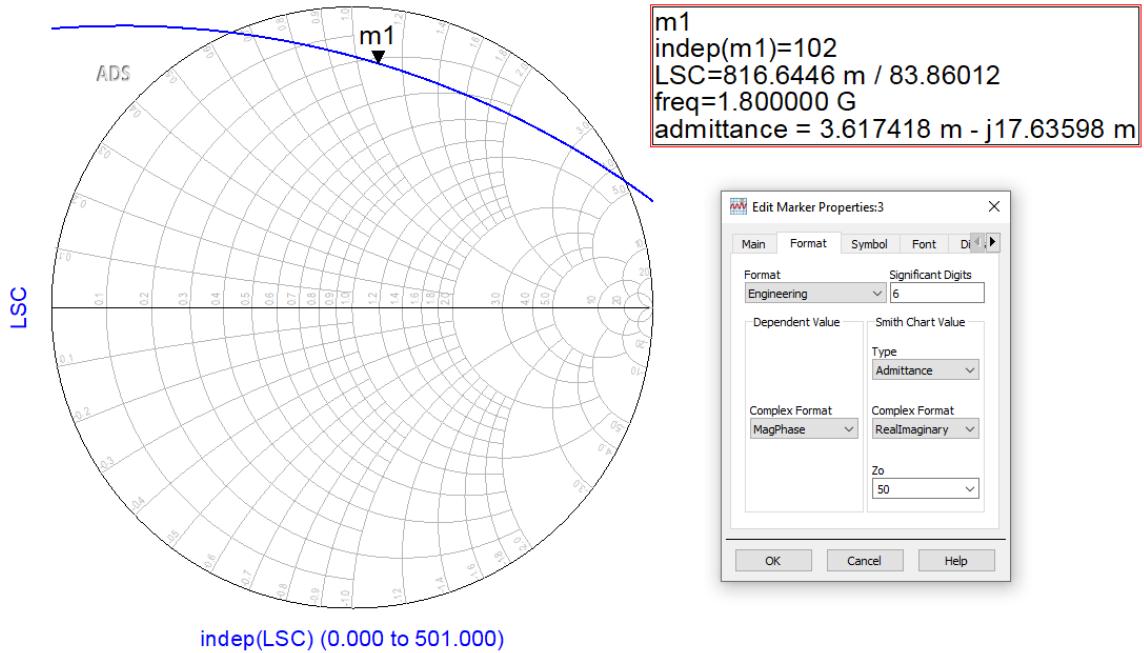
Второй вариант с помощью разомкнутого четвертьволнового трансформатора создает виртуальное КЗ по ВЧ у шунтирующего стабилизирующего резистора RS и при этом не влияет на прохождение питания, однако у нас слишком низкая частота проектирования 1,8 ГГц и шлейф будет слишком большим.

Остановимся на третьем варианте с шунтирующей RC-цепочкой. Можно также обратить внимание, что порядок резистора и конденсатора в этой цепочке не важен и иногда к ВЧ цепи сначала ставят конденсатор, а резистор закорачивают на землю.

Подберем номинал стабилизирующего резистора RS. Т.к. он подключен по выходу, то для его оценки можно воспользоваться кругом LSC. Создадим промежуточную схему LNA\_ImproveStability на основе схемы LNA\_MaxParamsAndStability. В ней установим расчет только на одной центральной частоте 1,8 ГГц и у выходного круга устойчивости установим побольше точек для генерации на круге, 501 или даже 5001.



В области графиков установим маркер на круг LSC. Т.к. резистор у нас шунтирующий, нам нужно найти такое положение маркера, где действительная часть проводимости максимальна. Настроим маркер (ДЛКМ), на вкладке Format число знаков побольше Significant Digits = 6, формат Engineering, для данных с диаграммы Смита тип проводимость Type = Admittance, комплексные значения в формате Complex = RealImaginary, значения в ненормированном виде относительно  $Z_0 = 50$ .

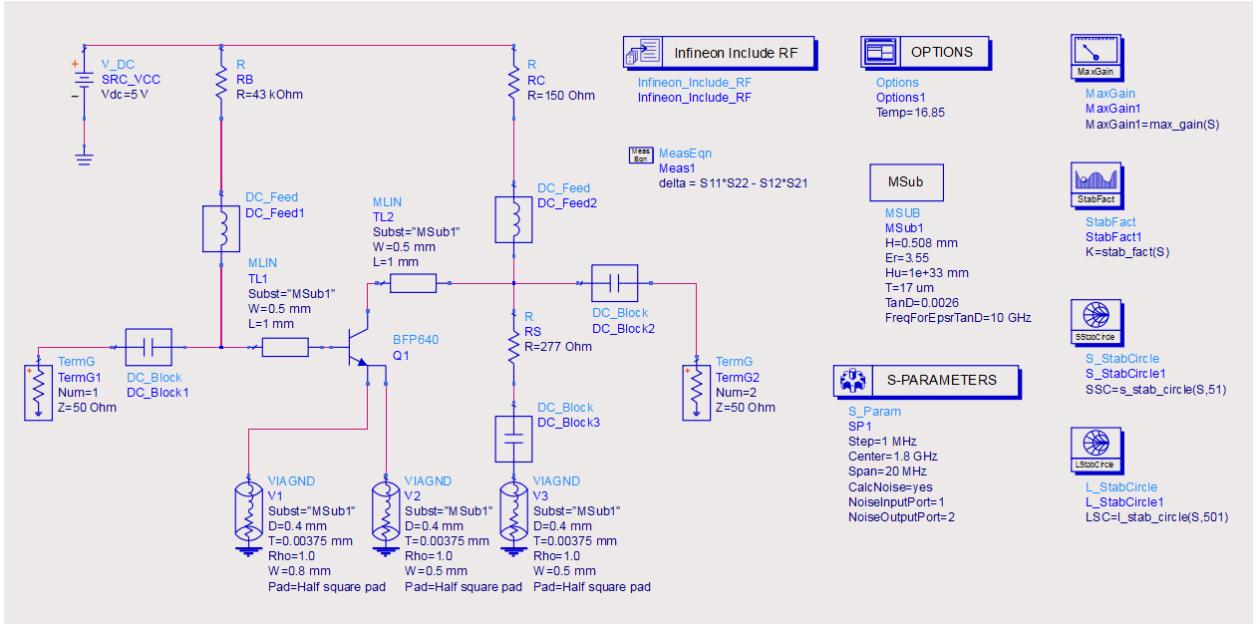


Найдено положение, где действительная часть проводимости максимальна 3,6 мСм. Это значит, что номинал стабилизирующего шунтирующего резистора равен  $RS = 1/3,6 \text{ мСм} \approx 277 \text{ Ом}$ .

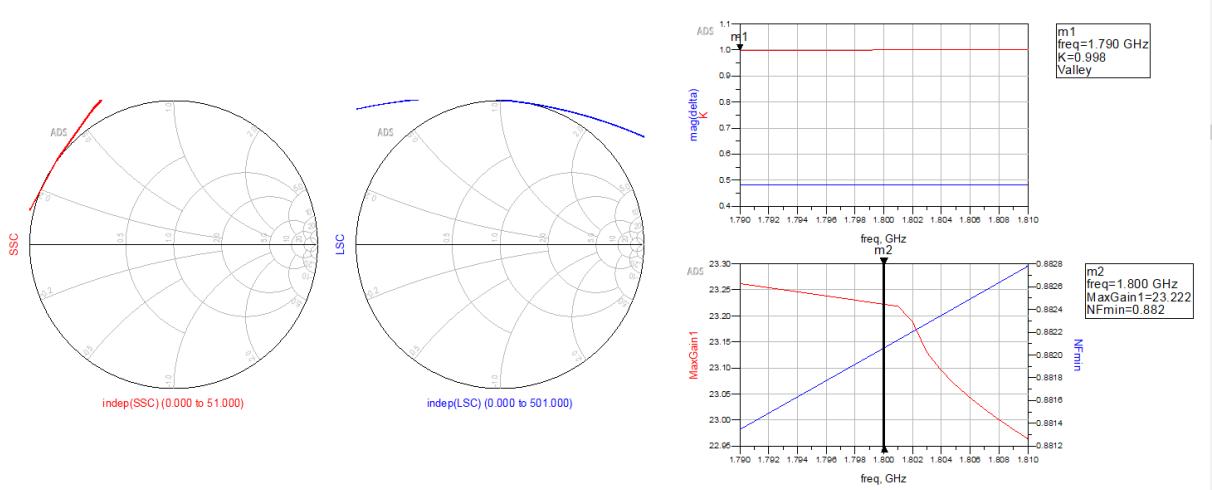
Этот номинал посчитан только на центральной частоте. Добавим в схему  $RS = 277 \text{ Ом}$  и проконтролируем, как изменились предельно достижимые MaxGain и NFmin. При этом, т.к. пока номинал блокировочного конденсатора в стабилизирующей цепи неизвестен, воспользуемся блоком DC\_Block.

Также сразу добавим в стабилизирующую цепь модель отверстия. Типоразмер конденсатора и резистора в данной цепи большой не нужен, можно обойтись минимально удобными в монтаже 0402. У данных типоразмеров ширина пада 0,5 мм, используем это число для задания ширины пояска металлизации отверстия.

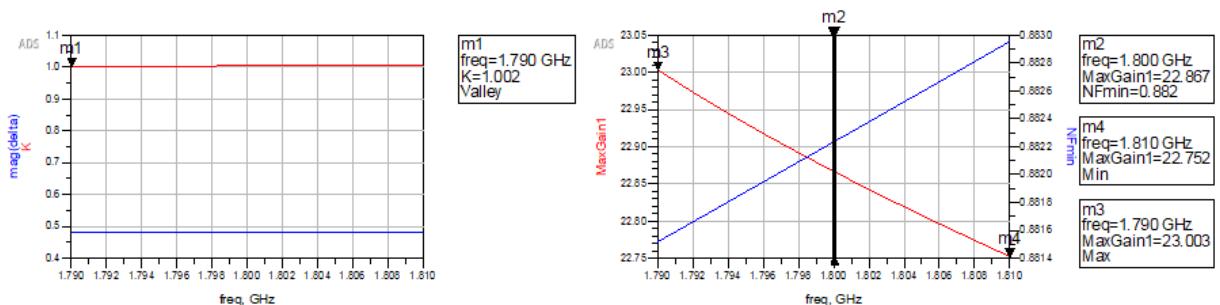
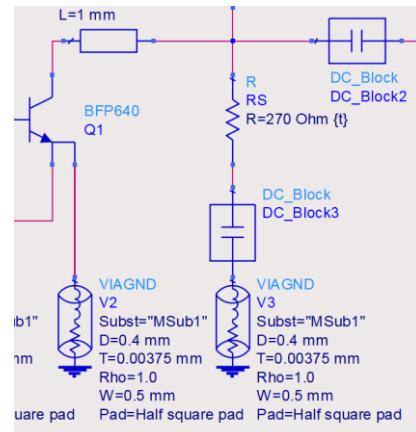
Расчет теперь проведем во всей рабочей полосе  $1800 \pm 10 \text{ МГц}$ .



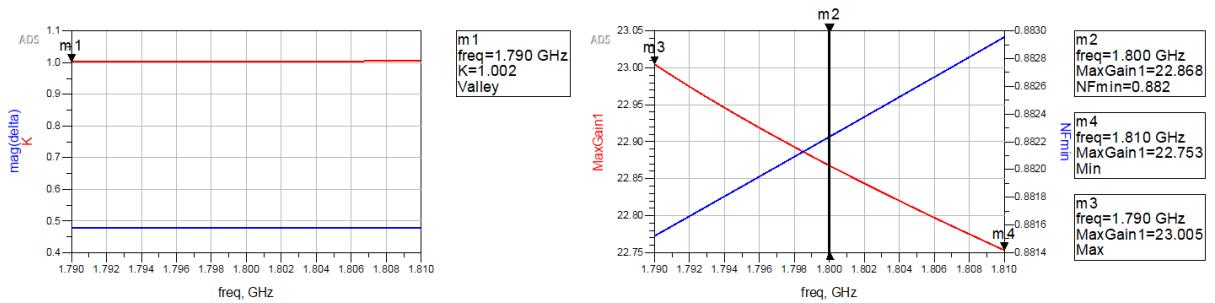
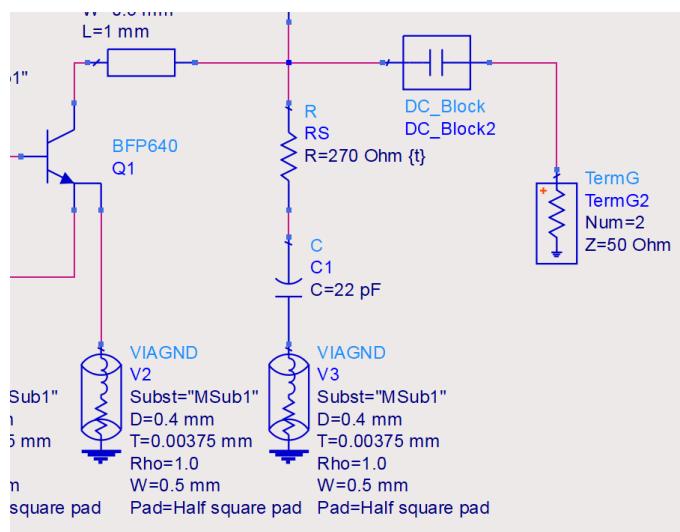
По результатам получается следующая картина.



Круги SSC и LSC на центральной частоте уехали за границу единичной диаграммы Смита, как и  $K > 1$ , как и должно быть у безусловно устойчивого устройства. Потери относительно исходного MaxGain = 23,2 дБ практически отсутствуют, однако появилась некоторая неравномерность в рабочей полосе из-за оставшегося  $K < 1$  в нижней части рабочего диапазона. Чуть построим номинал стабилизирующего резистора RS в сторону уменьшения. Значение 270 Ом приводит к уменьшению этой неравномерности, но со снижением MaxGain до 23,0 дБ.



Осталось заменить блок DC\_Block в стабилизирующей цепи на конденсатор CS и подобрать ему номинал так, чтобы он был разумным, существующим и при этом минимально влиял на матрицу S-параметров. Значение в 22 пФ оказывается приемлемым.

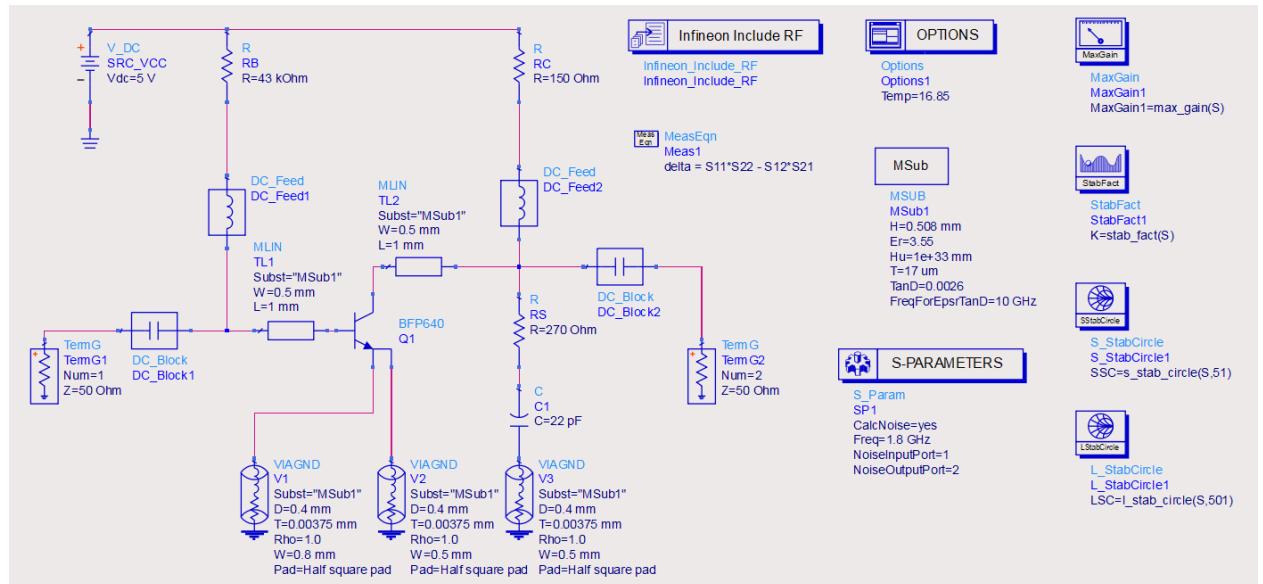


При дальнейшем проектировании нужно не забывать эту стабилизирующую цепь RS-CS-VIAGND. Также нужно учитывать, что предельные характеристики изменились и их надо учитывать вместе с цепью стабилизации. Минимально достижимый коэффициент шума почти не поменялся  $NF_{min}$  достигает 0,88 дБ. А вот максимальный устойчивый коэффициент усиления MaxGain на рабочей частоте просел до 22,8 дБ.

Надо помнить, что номиналы резистора и конденсатора в стабилизирующей цепочке нужно выбирать из существующих номиналов.

### Определение коэффициентов отражения согласующих цепей Sin и Sout

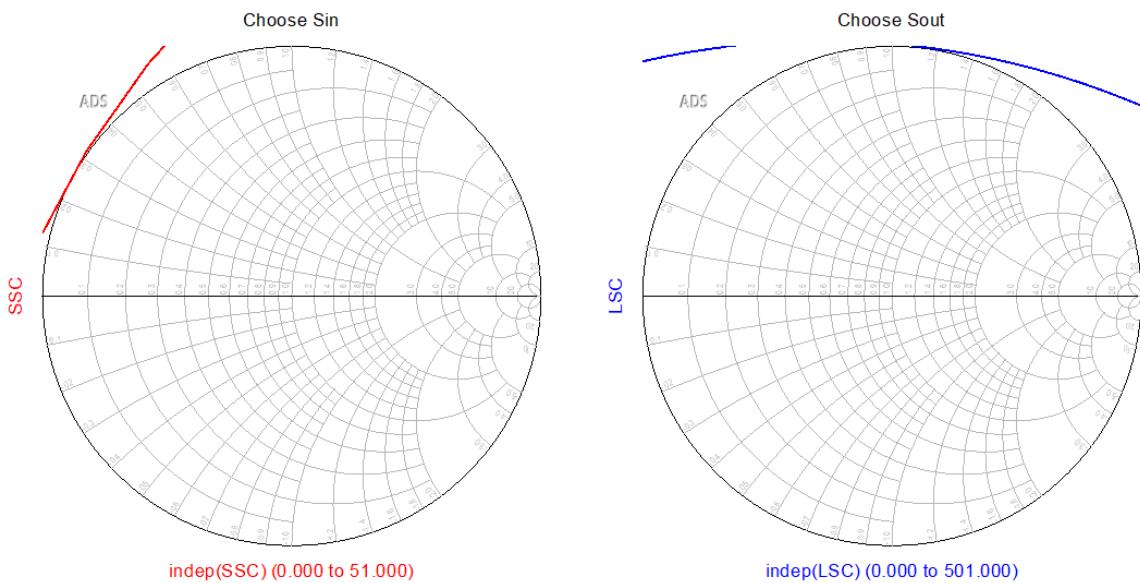
Дальнейший анализ проводится только на центральной частоте 1,8 ГГц. Создаем копию схемы LNA\_ImproveStability под именем LNA\_GetSinSout и установим частоту расчета ровно 1,8 ГГц.



Необходимо выбрать коэффициенты отражения входной и выходной согласующих цепей Sin и Sout.

Сначала выбирают точку Sin для входной согласующей цепи. Известно, что для МШУ, работающим в линейном режиме, можно графически на входной диаграмме Смита отобразить круги постоянного коэффициента усиления и коэффициента шума. Фраза «круг постоянного коэффициента усиления» говорит о том, что при выборе любой из точек с этого круга в качестве Sin, у спроектированного устройства будет коэффициент усиления Кр равным коэффициенту усиления этого круга. Аналогично работает и для кругов постоянного коэффициента шума.

В области графиков создадим две диаграммы Смита. На первую вынесем круг устойчивости по входу (SSC), на вторую - аналогично вынесем круг устойчивости по выходу (LSC). Круги устойчивости SSC и LSC будут показывать запрещенные части диаграммы Смита для коэффициентов отражения входной и выходной согласующих цепей  $S_{in}$  и  $S_{out}$  соответственно. В текущей работе на текущем этапе они не нужны, т.к. усилитель у нас безусловно устойчивый. Но их все равно принято отображать.



Дальнейший анализ проводится на графиках без перерасчета схемы.

Создадим набор кругов постоянного усиления и набор кругов постоянного коэффициента шума.

freq	MaxGain1	NFmin
1.800 GHz	23.239	0.897

**Eqngacir\_MaxG = ga\_circle(S, MaxGain1, 51)**

**Eqngacir\_minus=ga\_circle(S, MaxGain1 - 1, 501)**

**Eqnfcir\_minNF = ns\_circle(NFmin, NFmin, Sopt, Rn/50, 51)**

**Eqnfcir\_plus=ns\_circle(NFmin + 0.1, NFmin, Sopt, Rn/50, 501)**

Эти круги соответствуют:

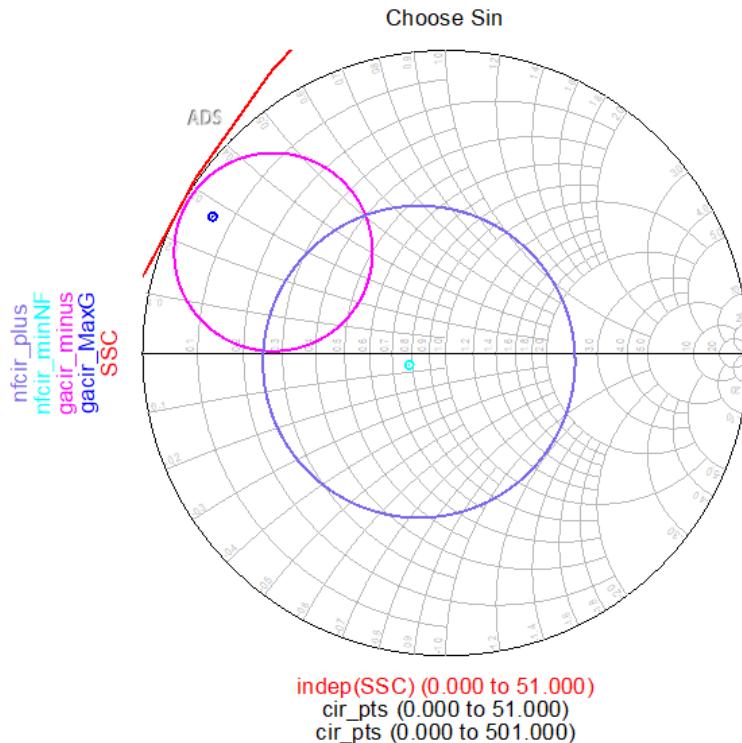
$gacir\_MaxG$  – кругу (или точке) максимального устойчивого усиления, 22,8 дБ в нашем случае;

`gacir_minus` – кругу коэффициента усиления на 1 дБ меньше MaxGain, 21,8 дБ в нашем случае;

`nfcir_minNF` – точке минимально достижимого коэффициента шума, 0,9 дБ в нашем случае;

`nfcir_plus` – кругу коэффициента шума на +0,1 дБ больше NFMin, 1 дБ в нашем случае.

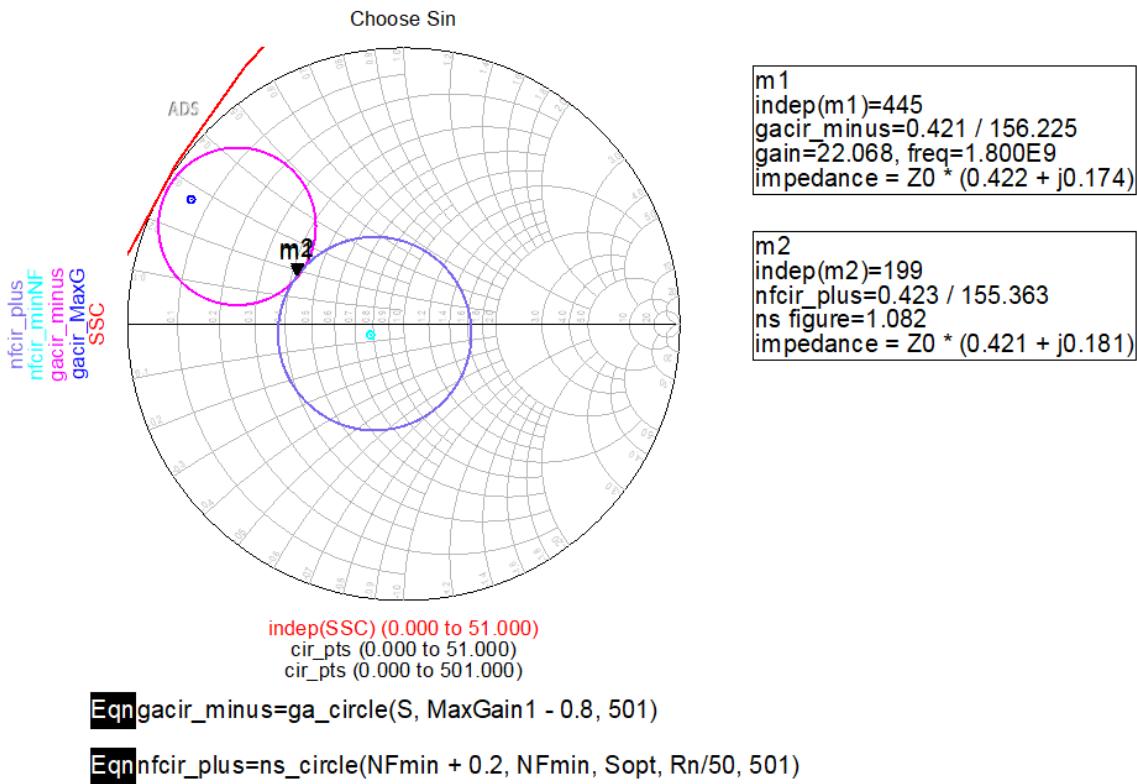
Изобразим их все на входной диаграмме Смита дополнительно ко входному кругу устойчивости SSC.



Изменяя добавки «-1» в выражении `gacir_minus` и «+0,1» в выражении `nfcir_plus` можно подобрать некую оптимальную точку для входной согласующей цепи при приемлемых потерях в коэффициенте усиления Кр и коэффициенте шума NF. Логично, что точка Sin выбирается на касании этих кругов. Дополнительное требование – эта точка должна находиться в регионе устойчивости. Если для установки маркера не хватает точности на кругах, то можно увеличить ее, увеличив число 51 в формуле круга (задает число точек на круге).

Доступный предел уменьшения коэффициента усиления определяется входной цепью согласования по формуле  $G_{in} = 10 \cdot \lg \left( \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \right)$ .

Выбранное состояние показано на рисунке ниже.



В нашем случае мы выбрали такую точку  $S_{in} = 0.42 \angle 155^\circ$ , которая соответствует коэффициенту усиления  $K_p = \text{MaxGain1} - 0.8 = 22.1$  дБ и коэффициенту шума  $NF = NFmin + 0.2 = 1.1$  дБ.

В общем виде коэффициент отражения выходной согласующей цепи  $S_{out}$  необходимо выбирать с учетом нагрузки на выбранную ранее входную согласующую цепь  $S_{in}$ . Расчет выполняется по формуле

$$S_{out} = \left( S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}S_{in}}{1 - S_{11}S_{in}} \right)^*$$

Для транзисторов в первом приближении можно считать, что  $S_{12} = 0$  и тогда данный транзистор можно считать односторонним Unilateral. По формуле расчета  $S_{out}$  выше видно, что тогда она упрощается до вида

$$S_{outU} = S_{22}^*$$

И при проектировании можно считать, что выходная согласующая цепь не зависит от примененной входной. Можно ли применить такое упрощение, мы поймем на следующем этапе. Пока посчитаем значения  $S_{out}$  и  $S_{outU}$ .

$$\text{Eqn} \text{Sin} = \text{polar}(0.42, 155) \quad \text{Eqn} \text{SoutU} = \text{conj}(\text{S22})$$

$$\text{Eqn} \text{Sout} = \text{conj}(\text{S22} + \text{S21} * \text{S12} * \text{Sin} / (1 - \text{S11} * \text{Sin}))$$

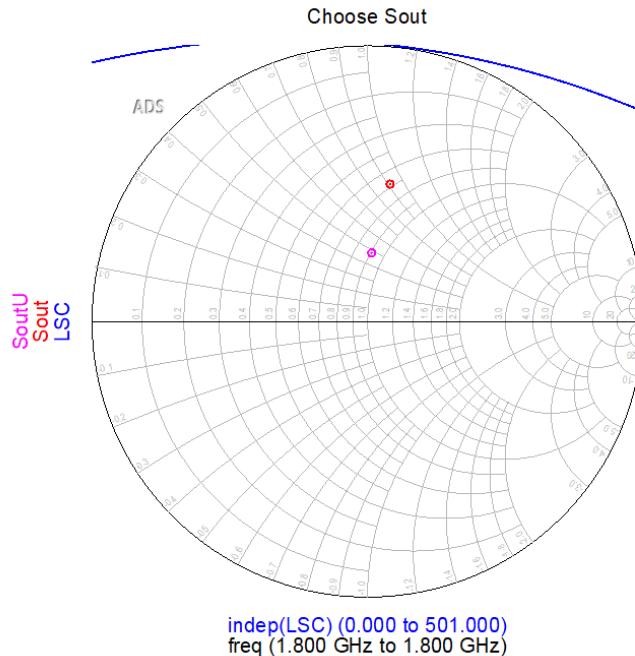
freq	Sout	SoutU
1.800 GHz	0.505 / 80.611	0.249 / 86.426

! Для расчета Sout не обязательно создавать переменную Sin. Если на входной диаграмме Смита по координатам выбранной точки Sin стоит маркер (в примере m1), то можно ссыльаться на него в формулах. Маркеры с диаграммы Смита в формулы передают свои координаты в формате коэффициента отражения.

$$\text{Eqn} \text{Sout1} = \text{conj}(\text{S22} + \text{S21} * \text{S12} * \text{m1} / (1 - \text{S11} * \text{Sin}))$$

Sout1
0.504 / 80.469

Выведем на выходную диаграмму Смита Sout и SoutU к выходному кругу устойчивости LSC.



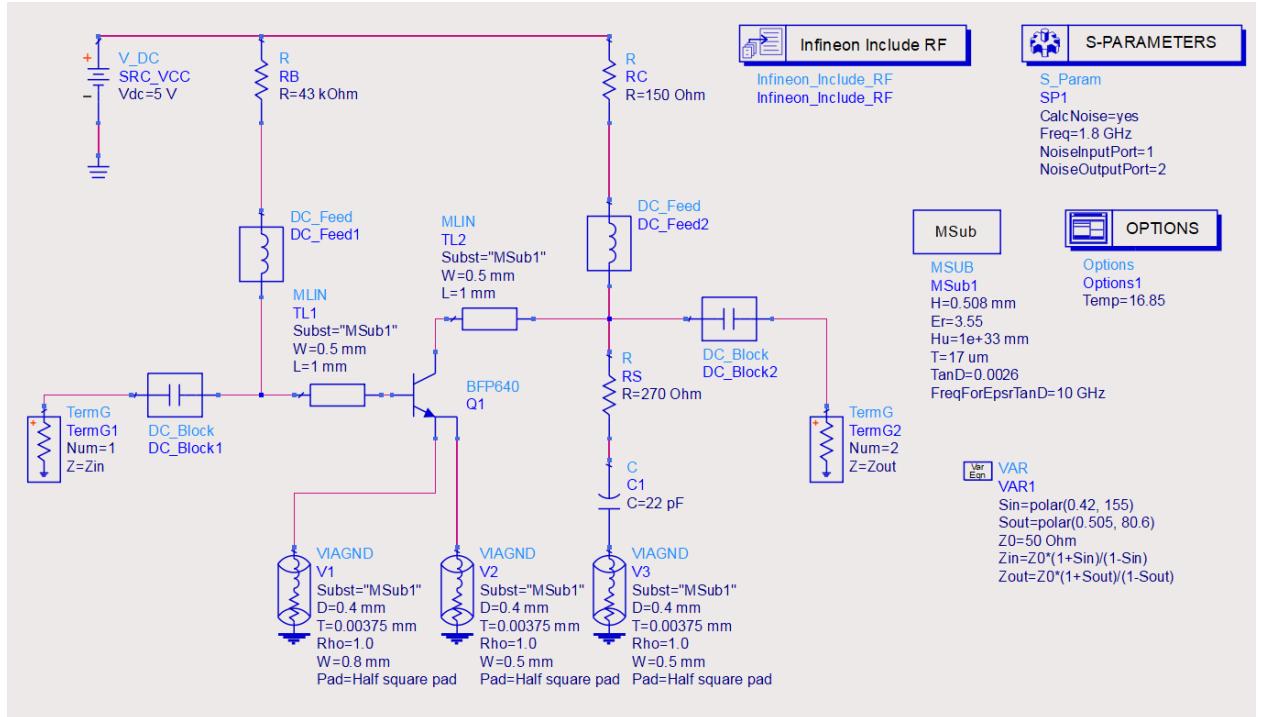
Видно, что Sout и SoutU различаются.

### Проверка выбранных Sin и Sout

Следующим этапом по идее идет проектирование согласующих цепей на основе выбранных Sin и Sout. Однако это длительный непростой процесс, и

поэтому сначала соберем отдельную схему LNA\_CheckSinSout, в которой убедимся в корректности выбора Sin и Sout.

В ней расчет тоже будет вестись только на центральной частоте. В импеданс входного и выходного терминаторов выставим импедансы для входной и выходной согласующих цепей, которые будут высчитаны из выбранных коэффициентов отражения согласующих цепей Sin и Sout.

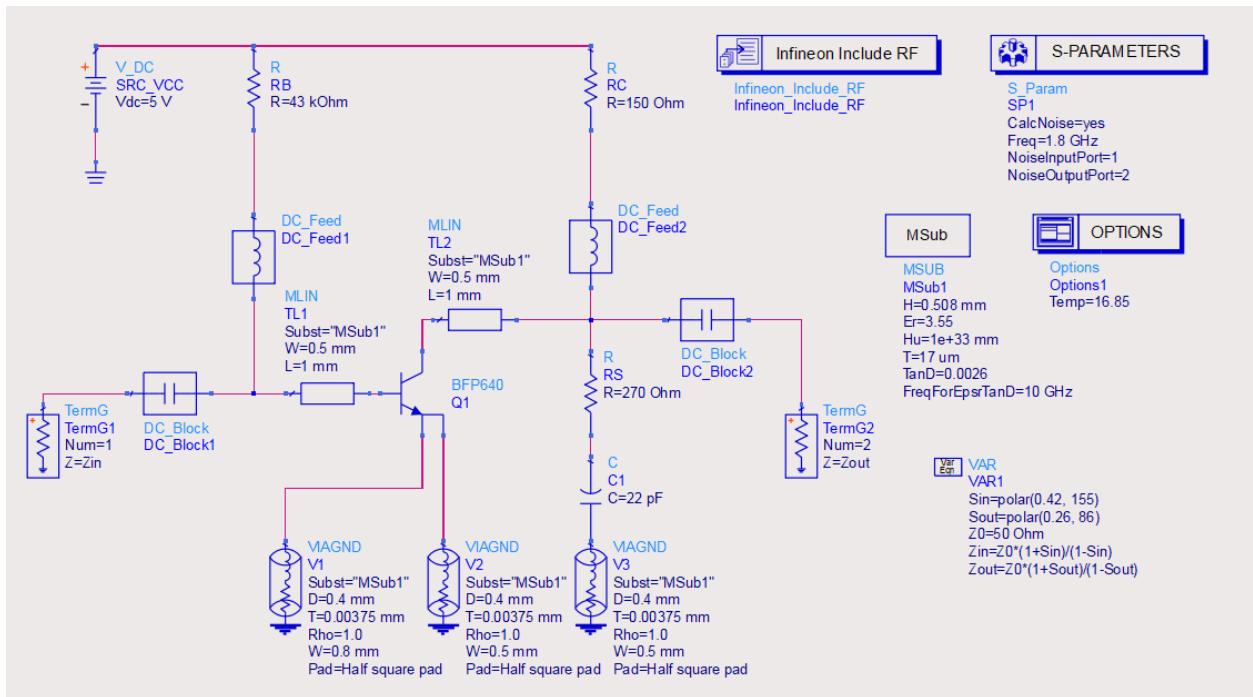


При снятии результатов с комплексной нагрузки коэффициент усиления  $K_p = \text{dB}(S21)$  и коэффициент шума  $NF = nf(2)$ .

freq	dB(S(2,1))	nf(2)
1.800 GHz	22.070	1.079

Данные значения совпадают с расчетными. Значит выбор Sin и Sout проведен правильно.

Дополнительно проверим, что будет, если строить выходную согласующую цепь на  $SoutU = \text{conj}(S22) = 0.25\angle86^\circ$ .



freq	dB(S(2,1))	nf(2)
1.800 GHz	21.704	1.079

Коэффициент шума NF не изменился, как и должно быть, т.к. он определяется в первую очередь входной согласующей цепью. А вот коэффициент усиления Кр еще просел из-за выходного рассогласования. Мы еще не приступили к проектированию согласующих цепей как таковых, где неизбежно будут еще дополнительные потери, поэтому даже такая малая потеря нежелательна. При проектировании выходную согласующую цепь будем делать на Sout.

### Проектирование входной согласующей цепи

Спроектируем по отдельности согласующие цепи. Начнем со входной.

Исходя из выбранной точки  $Sin = 0,44\angle 147^\circ$  оценим, какая конфигурация согласующей цепи нам доступна и удобна.

При проектировании согласующих цепей надо выбрать, на каких компонентах можно ее создать – только на дискетных, только на полосковых или смешанного типа. Здесь нужно ориентироваться на несколько соображений:

1. Насколько достоверно в текущей ситуации можно применять модели дискретных компонентов?

2. Какого размера получаются цепи, если их строить в полосковом исполнении? Не будут они физически нереализуемы? На этом этапе нужно выбрать материал и толщину ВЧ-подложки.

3. В большинстве случаев при построении согласующих цепей нежелательно использовать резисторы, т.к. они вносят ненужные потери, хоть и часто упрощают состав согласующей цепи. Используются они как правило только для повышения стабильности, как это сделано в нашем проекте. И иногда для получения индуктивностей малых номиналов.

4. При использовании дискретных компонентов как согласующих обычно нежелательно использовать шунтирующую индуктивность на землю, т.к. это помешает питанию и смещению транзистора по постоянному току, он будет через индуктивность убегать в землю.

5. По аналогичной причине нежелательно использовать в полосковом исполнении короткозамкнутые шлейфы, т.к. через замыкание на землю будет утекать постоянный ток. Кроме того, короткозамкнутые шлейфа плохо поддаются регулировке индием и скальпелем. Рекомендовано использование разомкнутых шлейфов.

6. Чтобы отвязаться от соседей по постоянному току, со стороны 50 Ом нужно будет обязательно добавить блокирующий конденсатор невлияющего номинала.

7. Со стороны транзистора нужно добавить небольшой по длине порядка 0,5..2,0 мм участок микрополоска, т.к. не получается дискретные компоненты ставить в упор к транзистору (это было сделано на этапе определения предельных характеристик ранее).

8. После первичного проектирования согласующей цепи нужно будет в любом случае ее модифицировать так, чтобы через нее подавать питание или смещение.

По применимости дискретных компонентов можно ввести условные границы по частотному диапазону:

- до 1..1,5 ГГц модели дискретных компонентов как правило можно применять не задумываясь, используя идеальные компоненты.

- от 1,5 ГГц где-то до 3 ГГц – потенциально можно, но лучше уже использовать модели от производителей или эквивалентные модели с потерями (с добротностью); часто в этом диапазоне избегают индуктивностей и используют комбинации емкостей с полосковыми цепями;

- больше 3 ГГц – очень осторожно, только с использованием моделей от производителей, и еще обязательно нужно оценивать влияние топологии (ЕМ-анализом). Также как правило на таких частотах уже может просто не существовать дискретного компонента с желаемым номиналом и приходится переходить на исключительно полосковые.

При этом реальные модели индуктивностей начинают отходить от идеальных моделей на гораздо более низких частотах, чем модели конденсаторов.

Естественно нужно помнить, что доступны не все произвольные номиналы дискретных компонентов, нужно выбирать из реально существующих. Для конденсаторов и индуктивностей можно считать, что доступны номиналы из ряда Е24 (таблица 1). Дополнительно для конденсаторов близких к единицам пФ доступны номиналы с шагом чаще - от 0,5 пФ до 10 пФ с шагом 0,1 пФ и от 10 пФ до 20 пФ с шагом 1 пФ. И аналогично для индуктивностей близким к единицам нГн – массово доступны от 0,5 нГн до 10 нГн с шагом 0,1 нГн.

**Таблица 1. Ряд номиналов Е24**

Ряд Е24							
1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0
2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3
4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

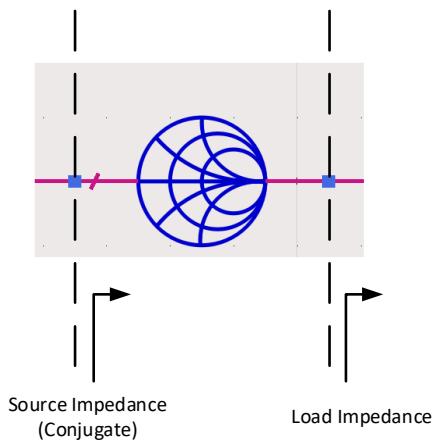
В нашем случае частота 1,8 ГГц – это говорит о том, основную часть можно сделать на дискретных компонентах с учетом существующих номиналов. Затем надо будет заменить на модели от производителей и учесть полосковые связи. Естественно, на всех этапах надо учитывать корпус (размеры выводов) транзистора.

Переходим в утилиту SmithChart. В ней мы постоим первую прикидочную схему согласующей цепи на идеальных компонентах.

Запустим Tools – Smith Chart.... в окне любой схемы. Откроется окно утилиты SmithChart. Сразу установим частоту работы – 1,8 ГГц и нормировку к 50 Ом.

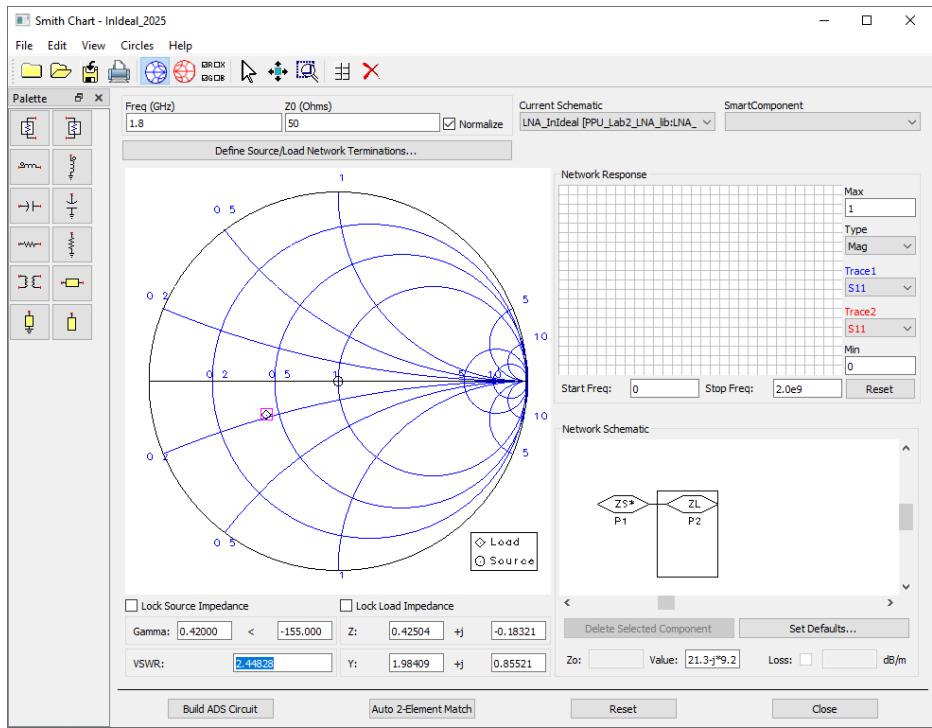
Далее надо определиться с заданием точек ZS\* и ZL (показаны в поле Network Schematic, на диаграмме Смита имеют вид кружка и ромба).

При настройках по умолчанию, ZS\* - это та точка на диаграмме Смита, которая должна быть у проектируемой в SmithChart цепи по входу, а ZL – точка на диаграмме Смита, с которой снимают нагрузку.

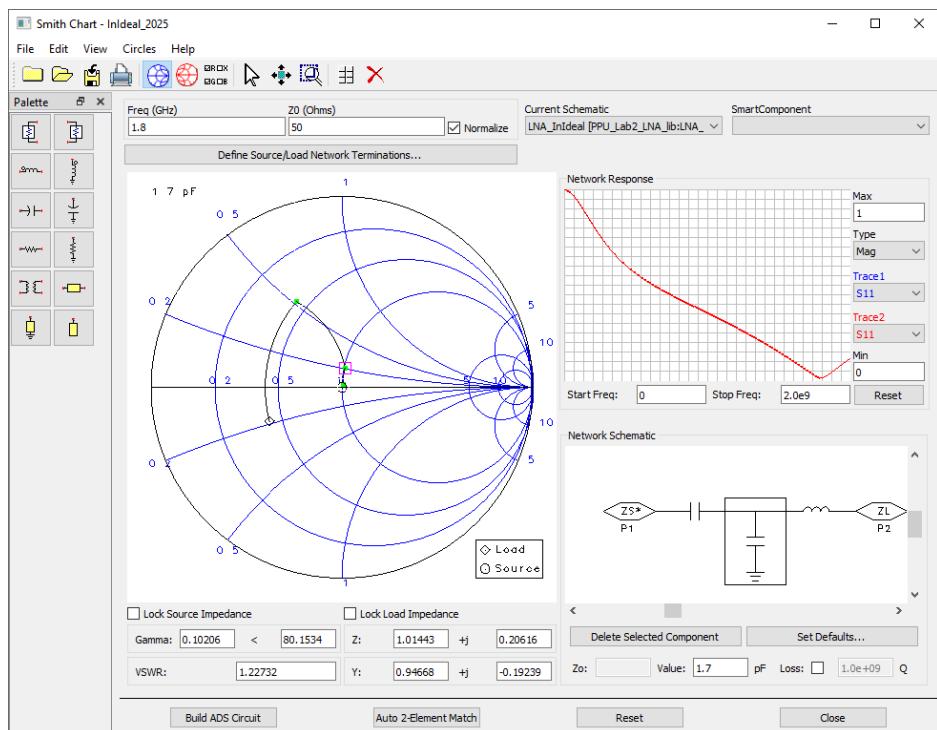


Известно, что любой точке на диаграмме Смита соответствуют несколько взаимно однозначных значений – коэффициент отражения (поле Gamma в виде амплитуда/фаза в градусах), нормированные относительно заданного в поле Z0 импеданса и проводимости (поля Z и Y в форме Re/Im). Для любой точки также показывается ее КСВН (поле VSWR). Также для портов в поле Zo можно задавать полный импеданс.

Учитывая вышесказанное, при проектировании входной согласующей цепи (если она поставлена, как показано выше), то ее ZS\* - центр диаграммы Смита (эквивалентно,  $\text{Gamma} = 0$ ,  $Z=1+j0$  или  $Z_0=50$ ). Для задания ZL выбранное ранее Sin придется сопрягать, т.е. для него  $\text{Gamma} = 0,42\angle-155^\circ$ .



Далее спроектируем согласующую цепь на шунтирующих конденсаторах и последовательных индуктивностях. Также добавим со стороны 50 Ом блокировочный конденсатор номиналом порядка 10 пФ. Номиналы компонентов при этом получаются довольно разумные. Последовательно от входа 50 Ом в сторону базы транзистора идут: блокировочная емкость 10 пФ, шунтирующая емкость на 1,7 пФ, последовательная индуктивность на 3,1 нГн.



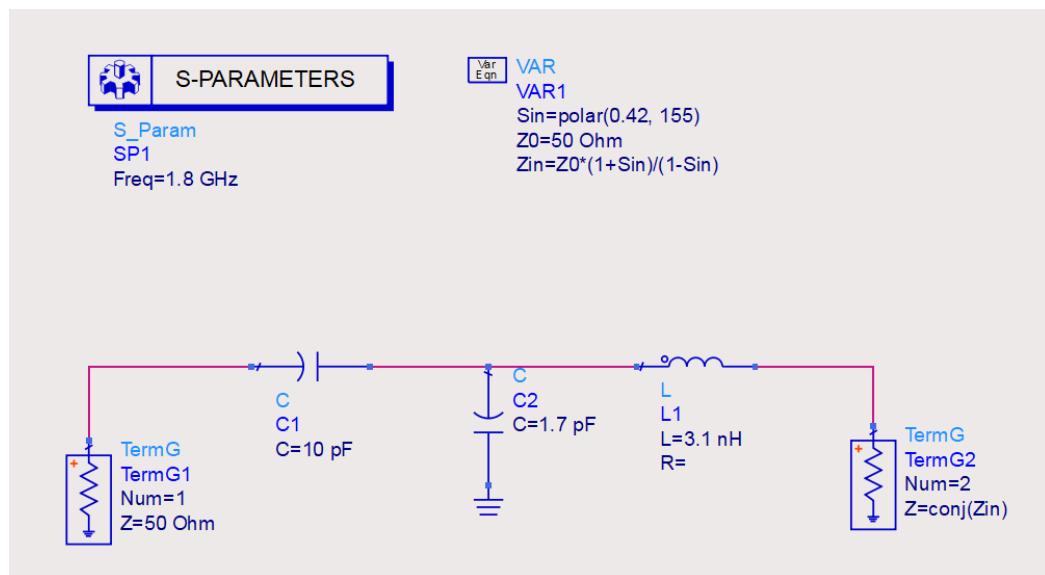
Номиналы компонентов можно посмотреть, выбирая каждый из них.

Данная схема вышла не очень широкополосной, т.к. промежуточные точки далековато поднимаются над действительной осью. Но у нас проектируется узкополосное МШУ, поэтому это не страшно.

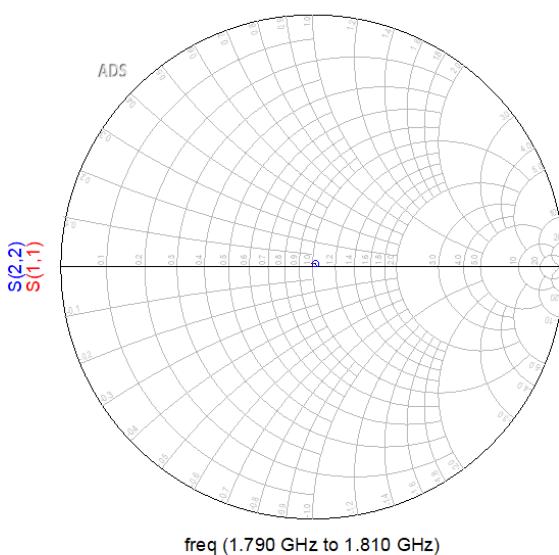


С учетом того, что возможно придется неоднократно возвращаться в утилиту SmithChart для новой попытки первичного подбора компонентов, лучше всего сохранять сеансы работы в этой утилите по кнопке Save .

Создадим схему LNA\_InIdeal, в которую внесем полученную прикидочную схему. В терминаторе Term2 зададим высчитанный из Sin комплексный импеданс. Обратите внимание, что здесь импеданс в нагрузку, имитирующую вход транзистора нужно подавать комплексно-сопряженным.



Проверим



S11 и S22 практически в центре диаграммы Смита, т.е. прикидочная входная согласующая цепь выполняет свою роль.

Добавим неоднородности (треугольники и земляные отверстия), а также соединения между дискретными компонентами. Т.к. все дискретные компоненты мы будем выбирать типоразмера 0402. Ширину соединений установим 0,5 мм. Если идут последовательные компоненты, то длину соединений сделаем тоже порядка 0,5 мм.

Стиль земляного отверстия выберем 0,6 мм/0,4 мм (поясок/отверстие), со смещением точки присоединения на половину ширины  $PO = 0,3$  мм и формы полного квадрата.

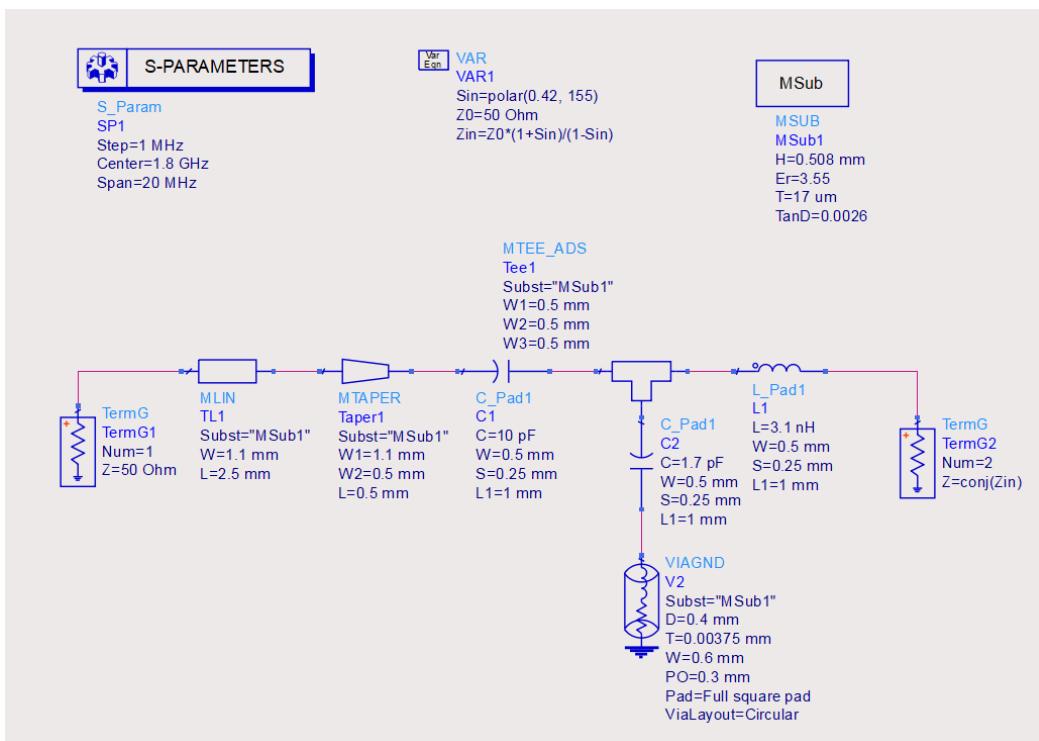
Со стороны 50 Ом, которая на текущей подложке имеет ширину 1,1 мм, добавим короткий порядка 0,5 мм MTAPER.

Дискретные компоненты изменим на тип C\_Pad1 (чип-конденсатор) и L\_Pad1 (чип-индуктивность). Стандартные размеры типоразмера 0402 имеют ширину 0,5 мм, длину 1,0 мм и длину падов 0,25 мм.

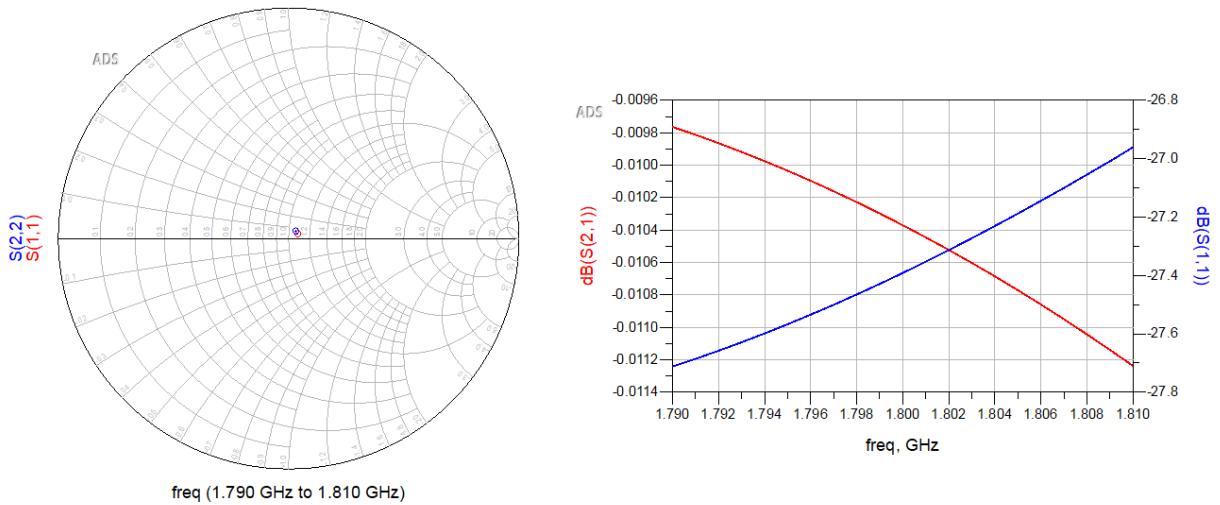


Чтобы не перебивать введенные значения емкостей и индуктивностей, можно изменить строку с типа компонента (светло-голубую в цветовой схеме по умолчанию), указав новый тип. Тип компонента поменяется с сохранением введенных ранее параметров.

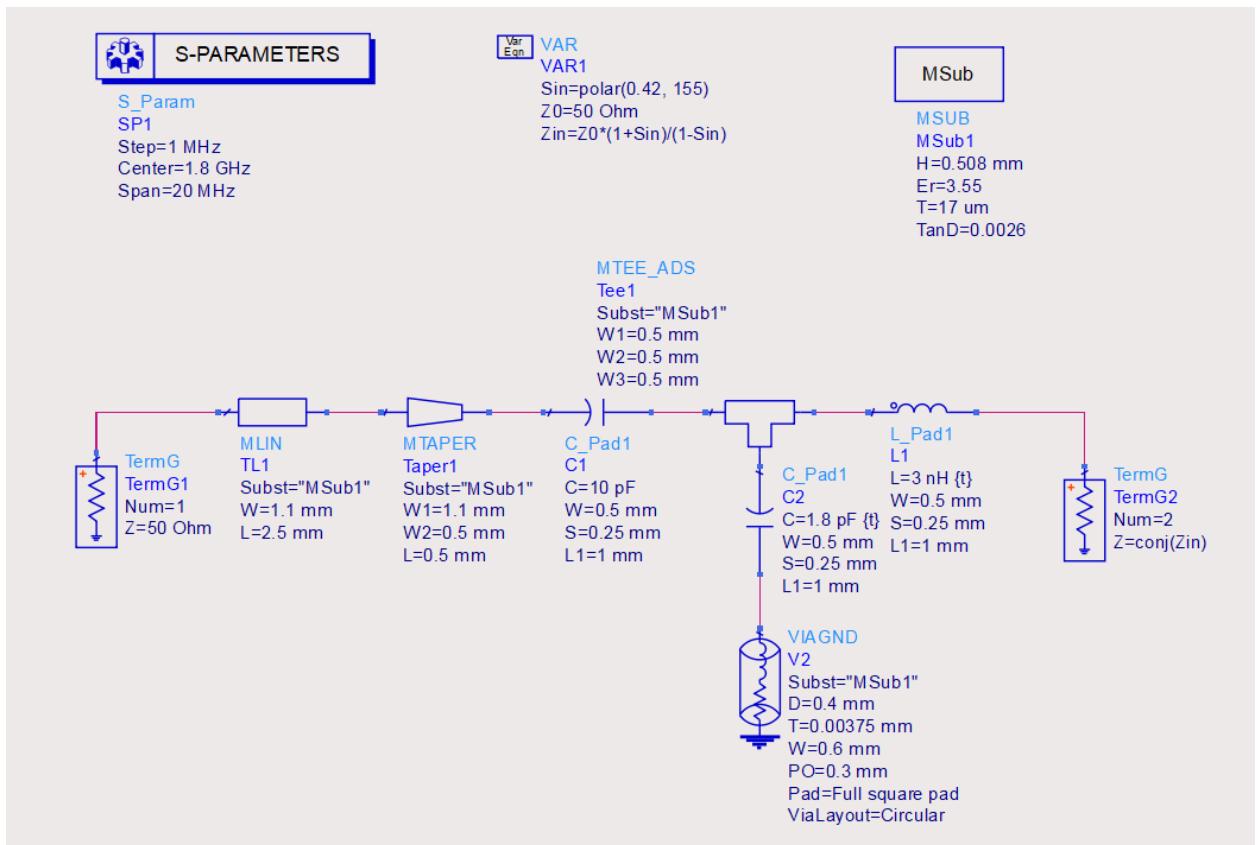
Уточненная модель примет следующий вид.

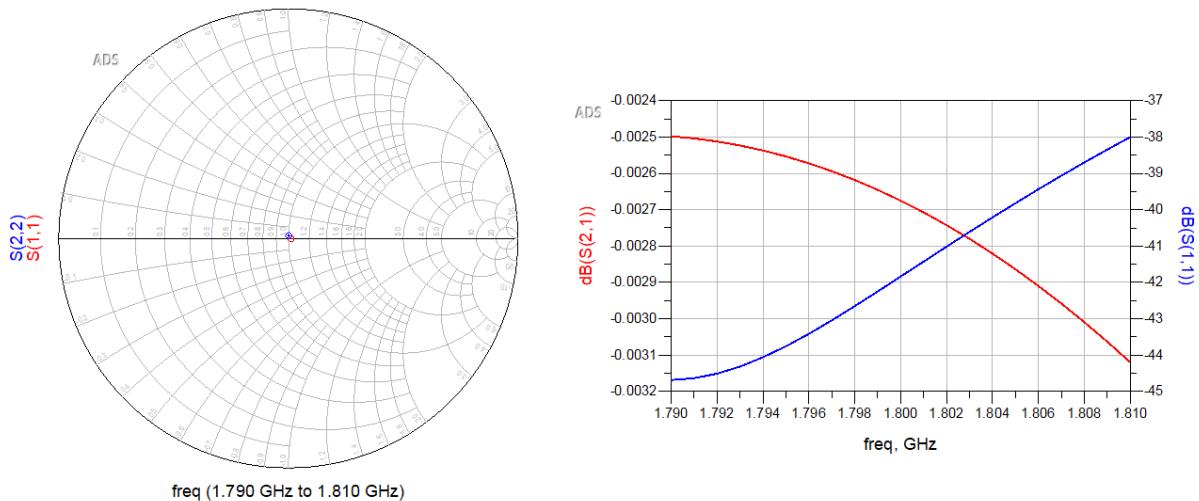


Просимулируем ее.



Характеристики чуть уплыли. Подстроим ее. За счет небольшого увеличения шунтирующей ёмкости до 1,8 пФ и уменьшения последовательной индуктивности до 3 нГн этого легко достичь.



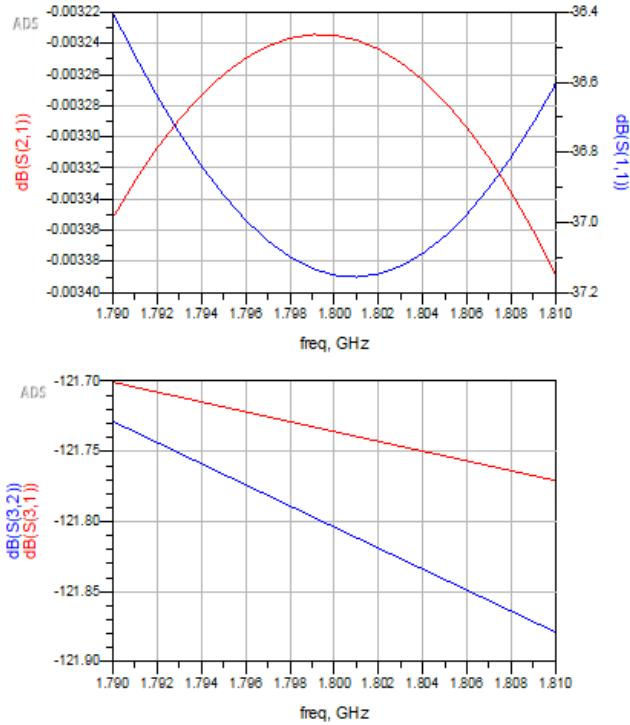
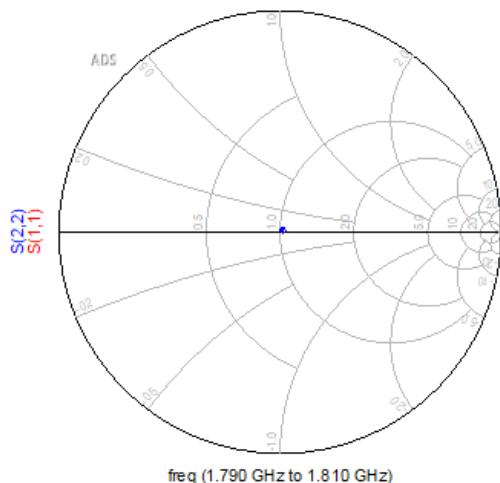
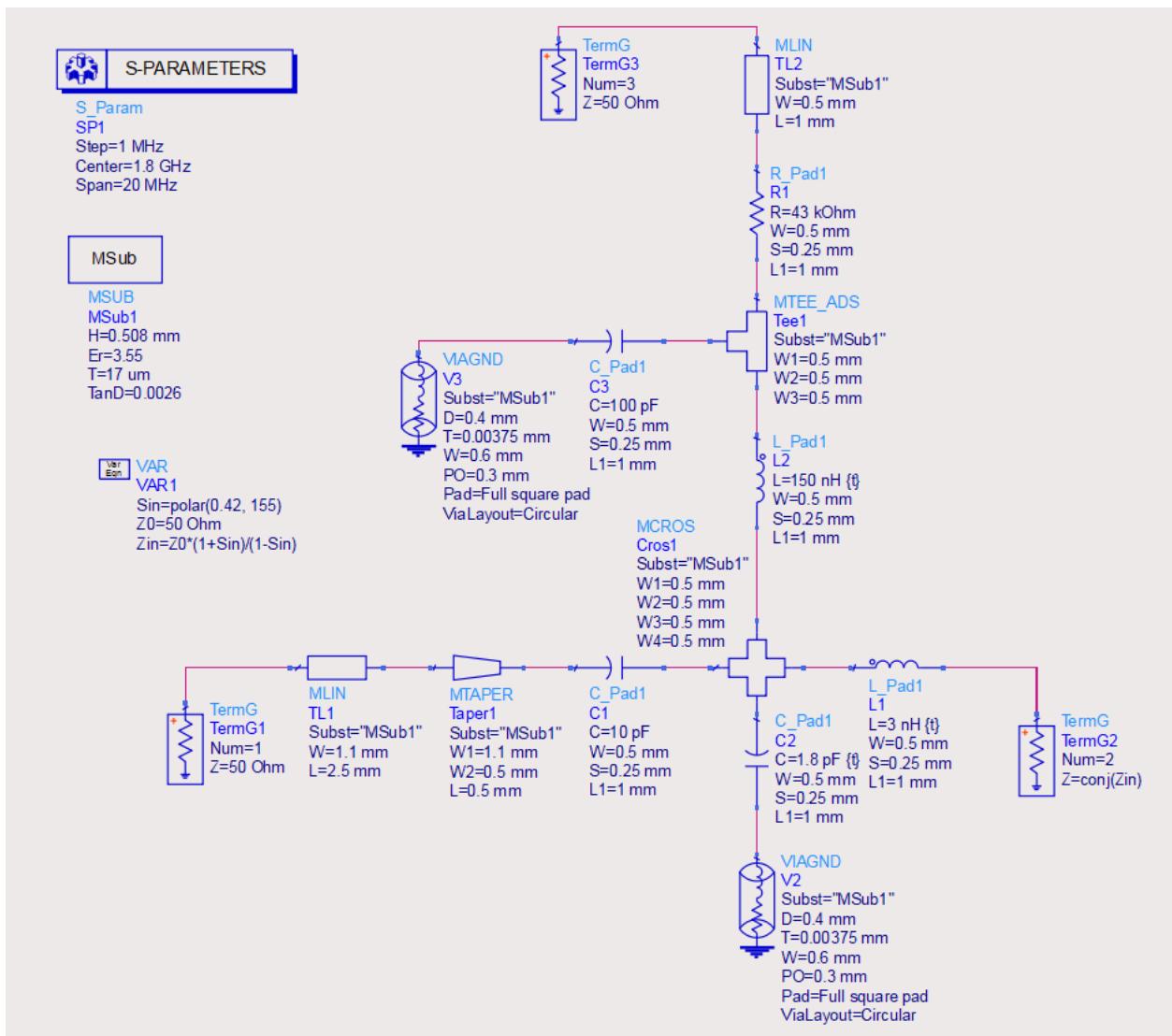


Далее доопределим цепь до полной для подачи через нее смещения. Для такой частоты это можно сделать через подключение индуктивности. Удобное место для размещения индуктивности – Т-образное соединение. Эта точка достаточно далека от транзистора, чтобы на него не накладываться, и от нее постоянное смещение потечет только в базу транзистора через последовательную индуктивность.

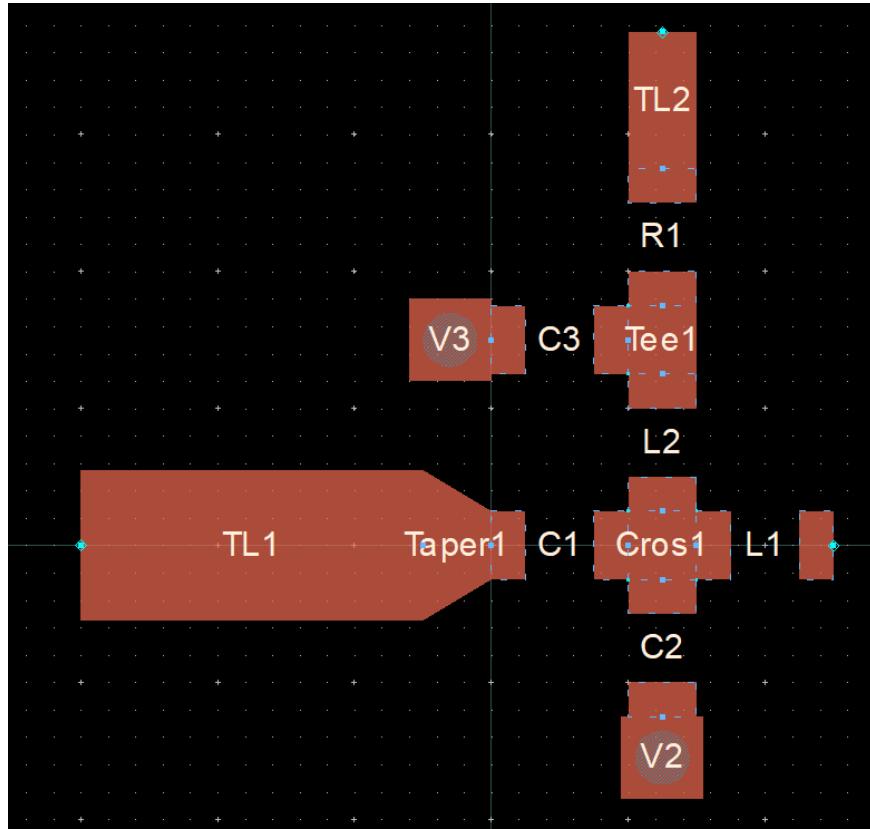
Заменим МТЕЕ на MCROS. В сторону смещения добавим индуктивность L2, а также фильтрующий конденсатор на землю на C3 = 100 пФ. Также добавим третий терминатор, имитирующий подключение питания и рассчитанный ранее резистор RB = 43 кОм в цепи смещения. Все эти элементы будут типоразмера 0402.

Начнем с малых номиналов индуктивности (порядка 10 нГн) и будем его увеличивать, пока цепь не начнет работать как надо (при этом округляя до ряда Е24). В типоразмерах 0402 индуктивности существуют где-то до номинала 680 нГн.

При увеличении индуктивности до 150 нГн S11 и S22 приходят в центр диаграммы Смита и дальше почти не двигается. Значит дальше увеличивать индуктивность смысла нет. Кроме того, развязка между портом питания и входами огромна, S31 и S21 сильно глубже реально достижимых 40 дБ.



Сгенерируем топологию, чтобы изучить ее внешний вид.



В сгенерированной топологии земляное отверстие в конденсаторе С3 слишком близко к основному проходу ВЧ-тракта. Пока мы это место трогать не будем, при необходимости подправим на уровне общей топологии.

Предварительно входная согласующая цепь спроектирована.

Для возможности использования ее как подсхемы на финальном анализе, ее необходимо окончательно подготовить, в том числе:

- отключить контроллер симуляции S\_Param;
- отключить блок переменных VAR;
- отключить определение подложки MSUB;
- отключить терминалы TERM;
- добавить пины с понятным именованием;
- создать символ в ячейке LNA\_InIdeal с понятным расположением выводов.

Элементы мы не удаляем, а отключаем, чтобы при необходимости можно было быстро вернуться и исправить возможные ошибки.

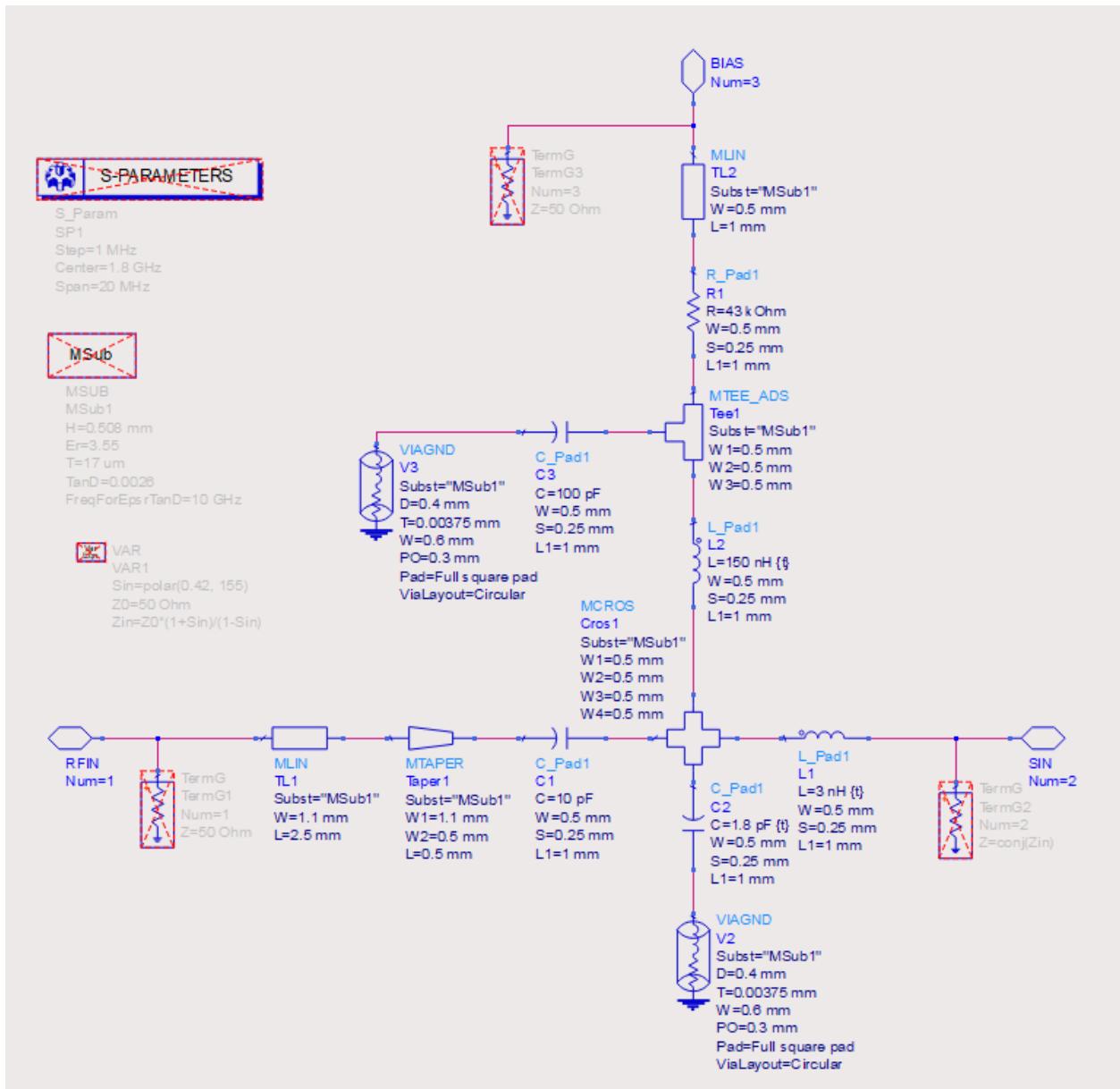
Отключение блоков делается по команде ПКМ – Component - Deactivate/Activate  . Также данная команда присутствует в меню Edit – Components и в тулбаре Instance Commands.



Не нужно путать эту команду с командой Deactivate and Short/Activate  , которая вместе с отключением компонента еще закорачивает его выходы между собой. Для управляющих блоков типа S\_Param или VAR это может привести к ошибке симуляции.



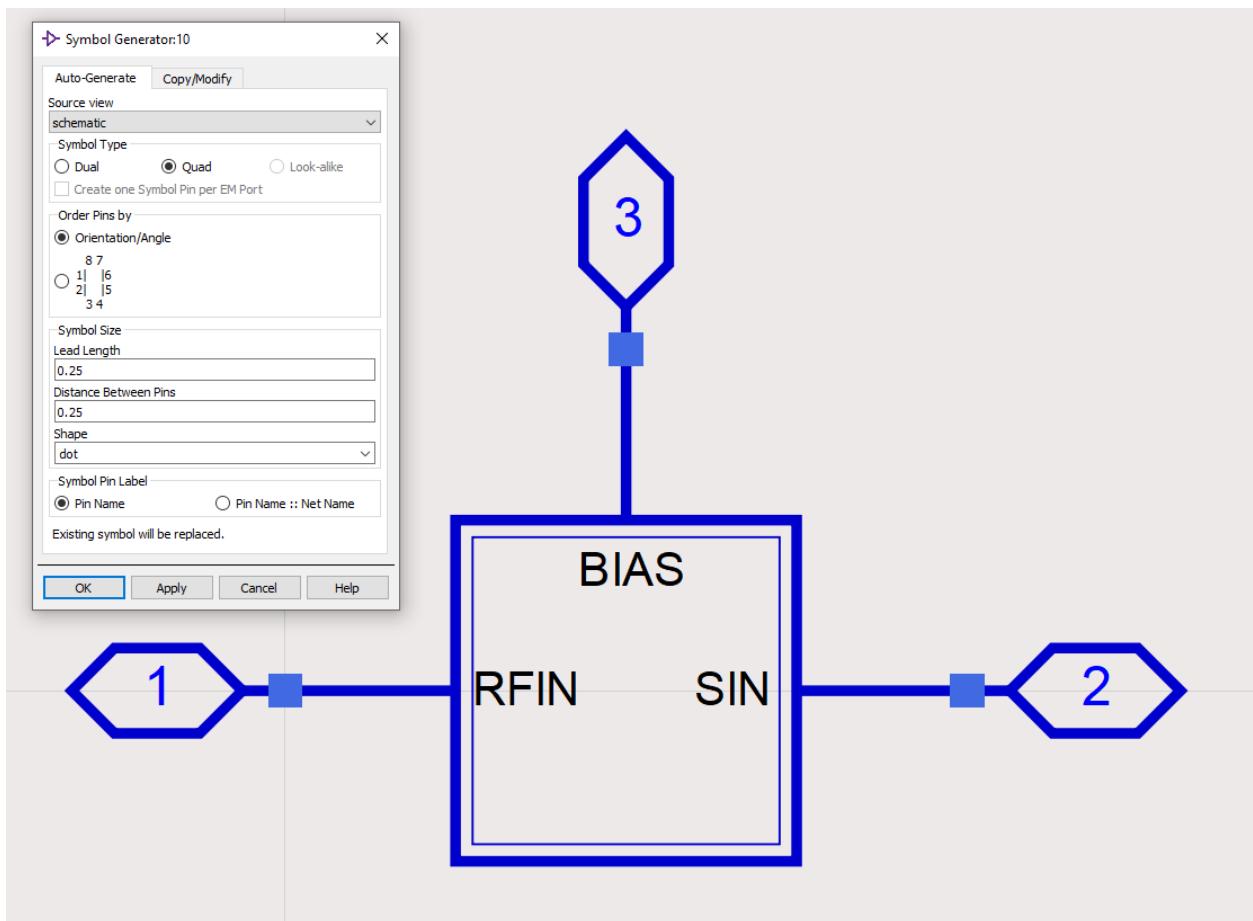
Пины добавляются по команде Insert – Pin  . Также данная команда присутствует в тулбаре Insert. При установке пинов им можно давать обозначения по схеме Имя+номер. Пусть у входной согласующей цепи входной пин будет иметь номер 1, имя RFIN; смотрящий на транзистор номер 2, имя SIN; смотрящий на подачу смещения номер 3, имя BIAS.



Для того, чтобы схему можно было вставлять в другие схемы как подсхему, у нее должен быть символ. Для этого в основном окне ADS в ячейке со схемой LNA\_InIdeal ПКМ – New – Symbol запустится редактор символа.

В открывшемся окне запускаем генератор символов . Сошлемся на автогенерацию аналогично схеме, с расположением и ориентацией выводов как в схеме.

Если символ выглядит не очень, то можно ещё поиграться с его графикой.

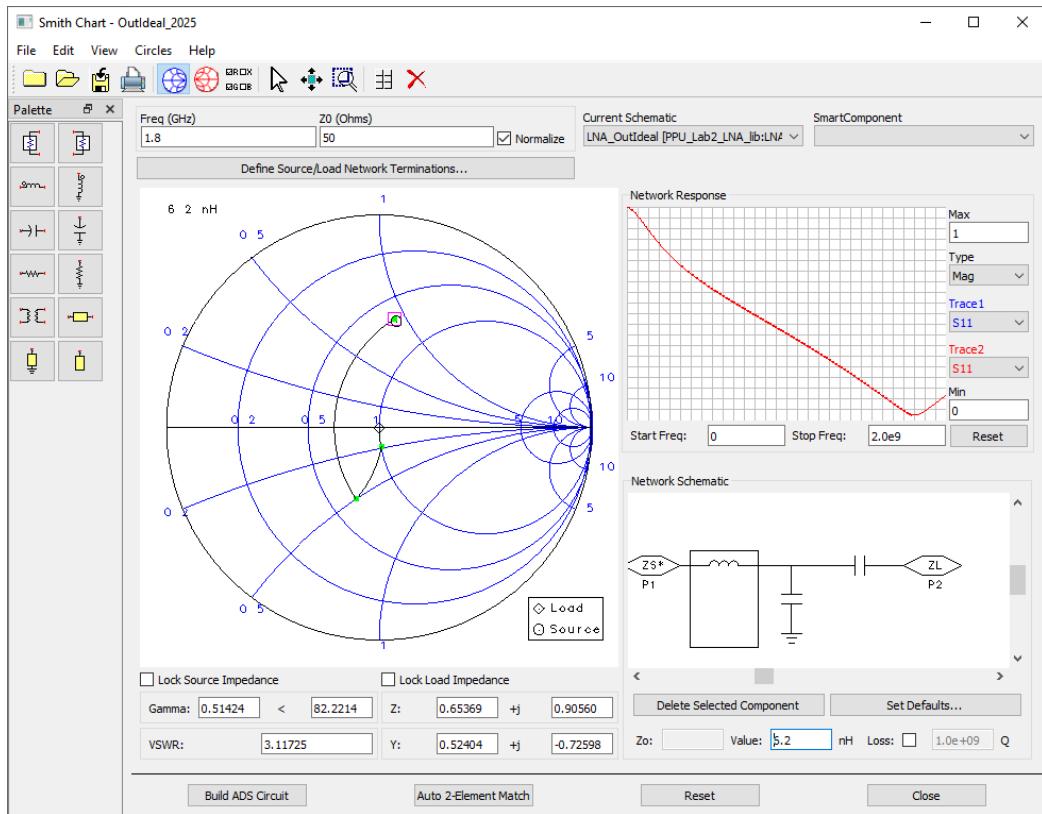


Входная согласующая цепь готова для включения ее в финальное моделирование.

### Проектирование выходной согласующей цепи

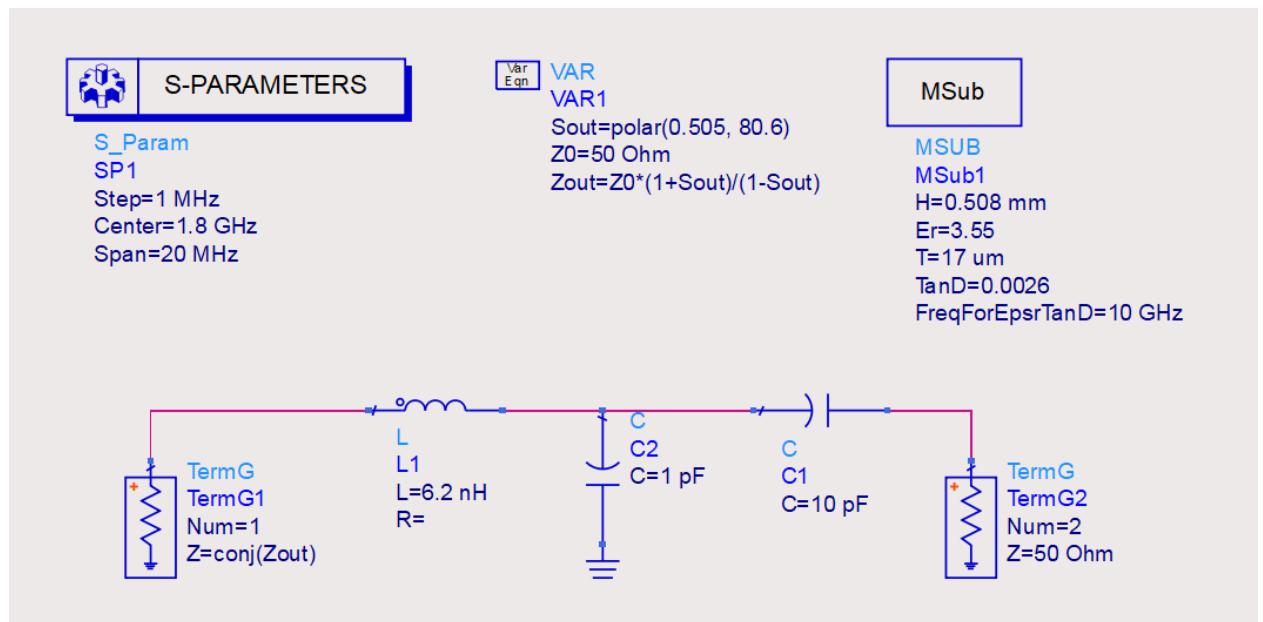
Спроектируем по аналогии выходную согласующую цепь. Далее кратко в картинах с минимальными пояснениями.

Если ставить SmithChart входом  $Z_S^*$  на транзистор, то  $S_{out}$  сопрягать не надо,  $S_{out} = 0,505 \angle 80,6^\circ$ . Немного поигравшись с элементами можно добиться следующего вида

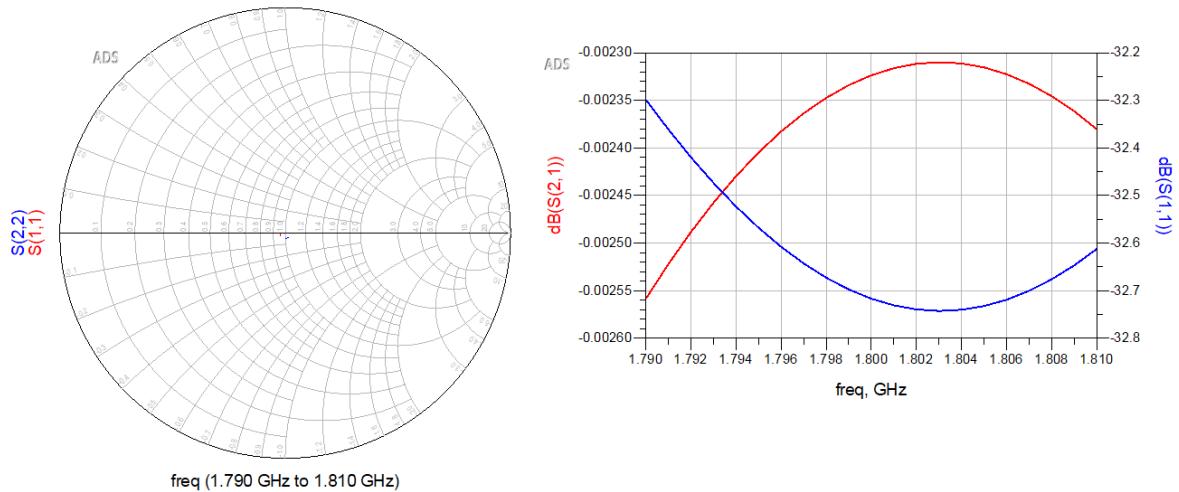


Со стороны транзистора получается последовательная индуктивность на 6,2 нГн, шунтирующая емкость на 1,0 пФ и блокировочная емкость на 10 пФ.

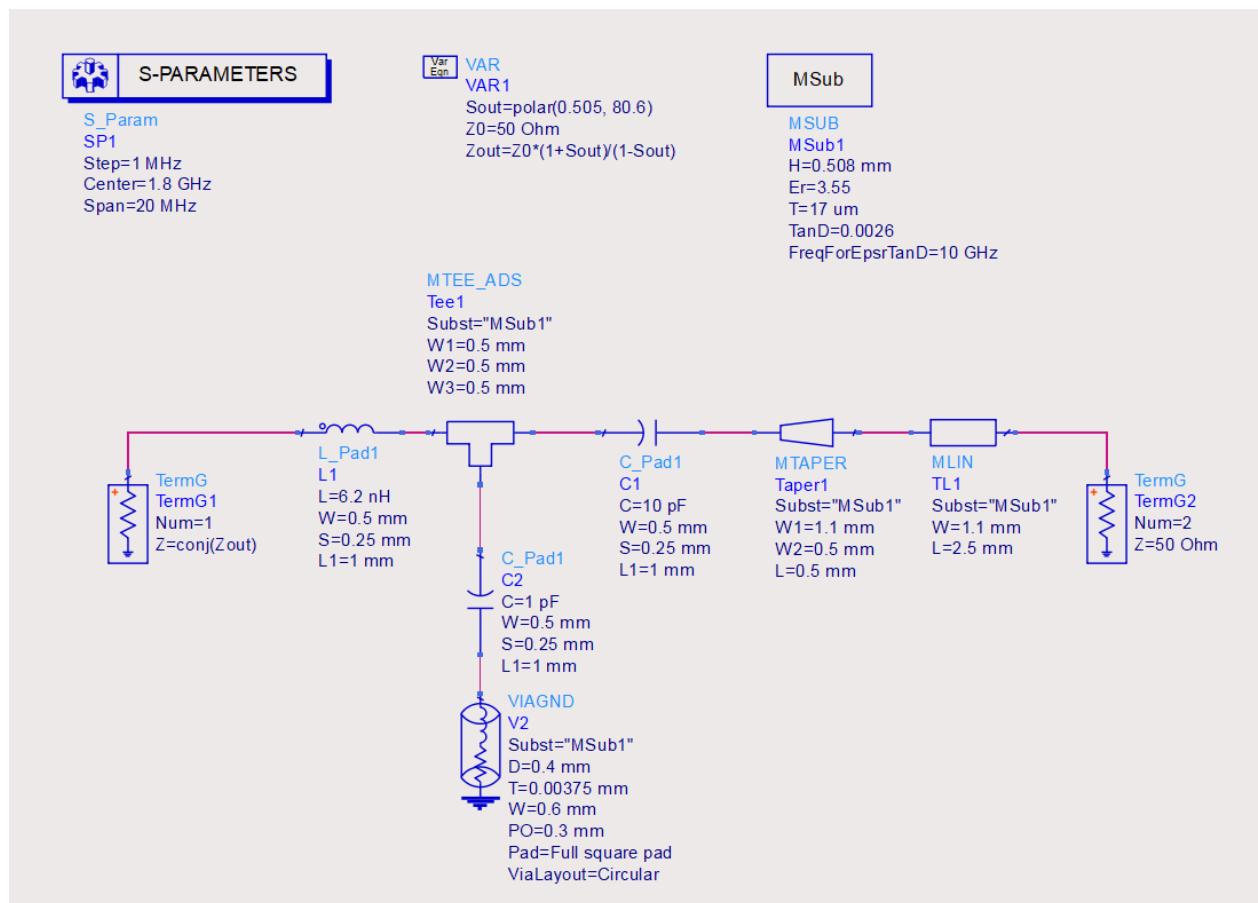
Создаем схему для работы с выходной согласующей цепью LNA\_OutIdeal.



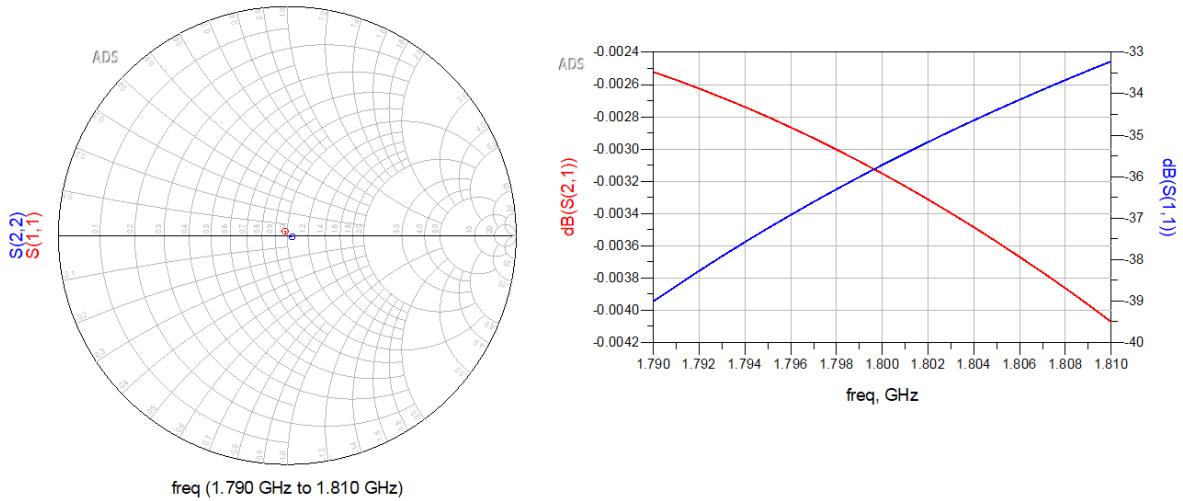
По S11 и S22 показывает идеальную работу.



Аналогично входной согласующей цепи переводим компоненты в чип-исполнение типоразмера 0402, а также добавляем неоднородности.

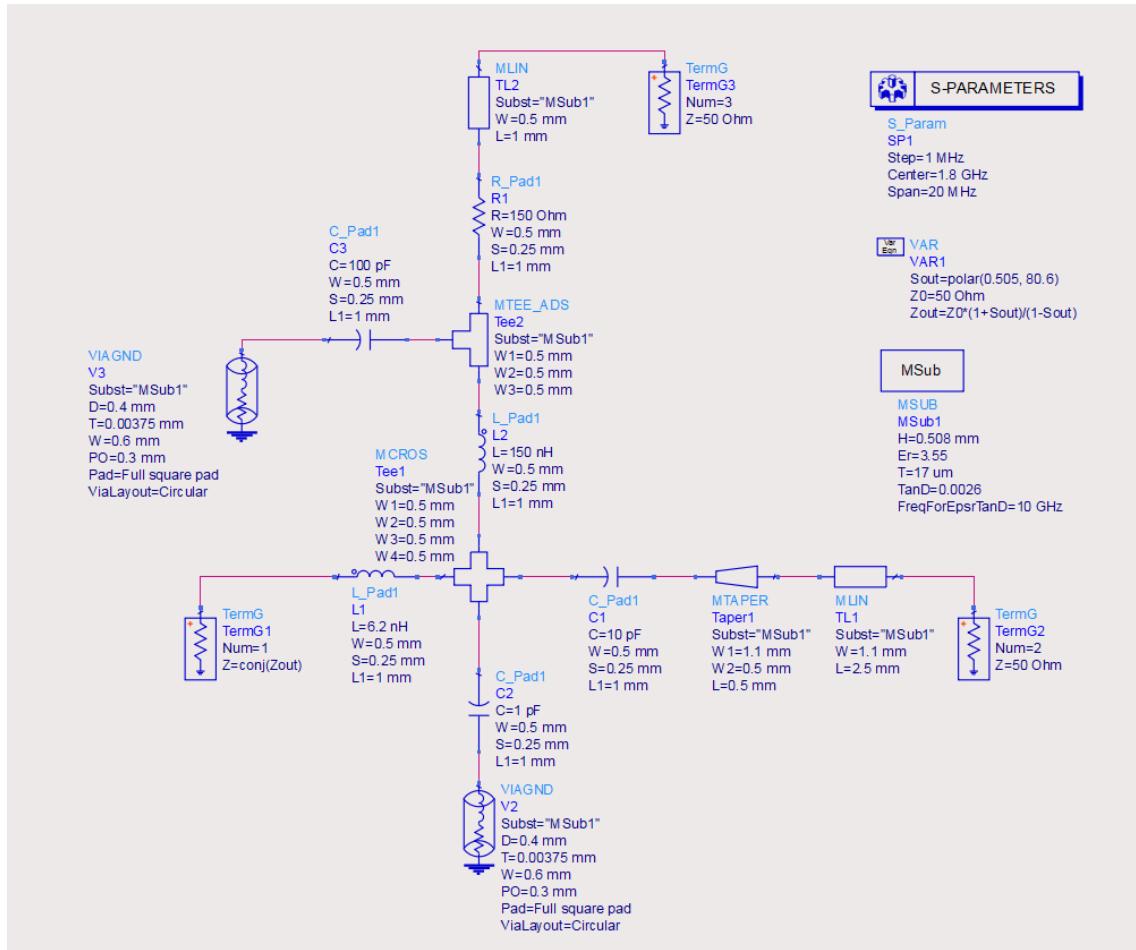


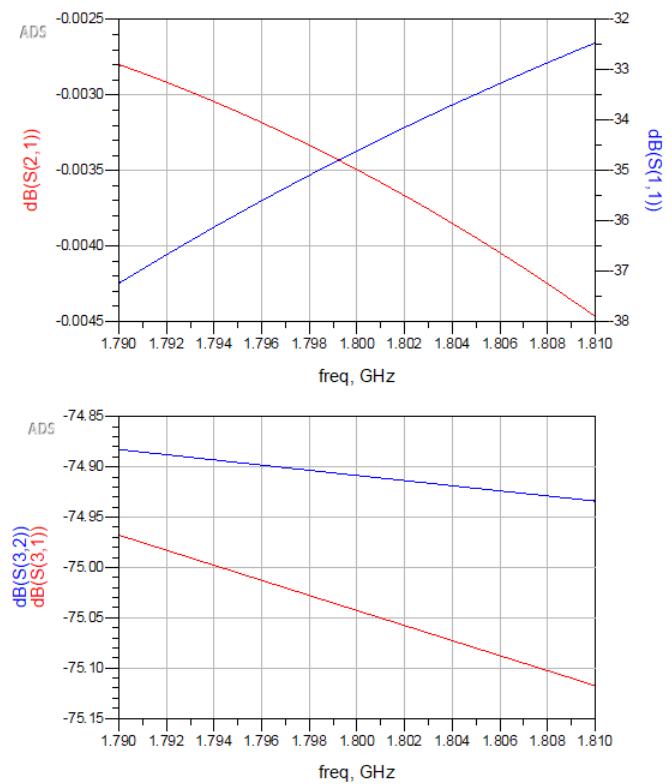
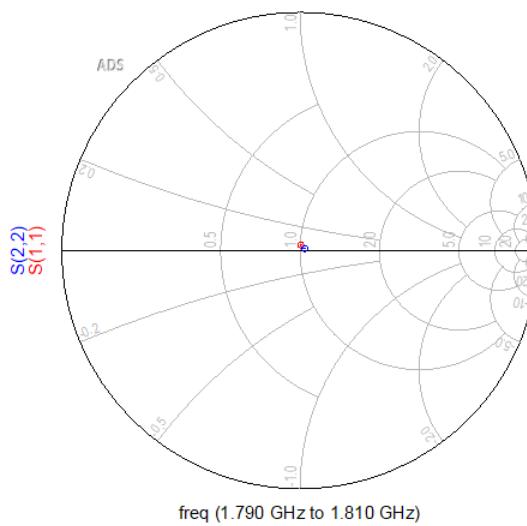
Моделируем.



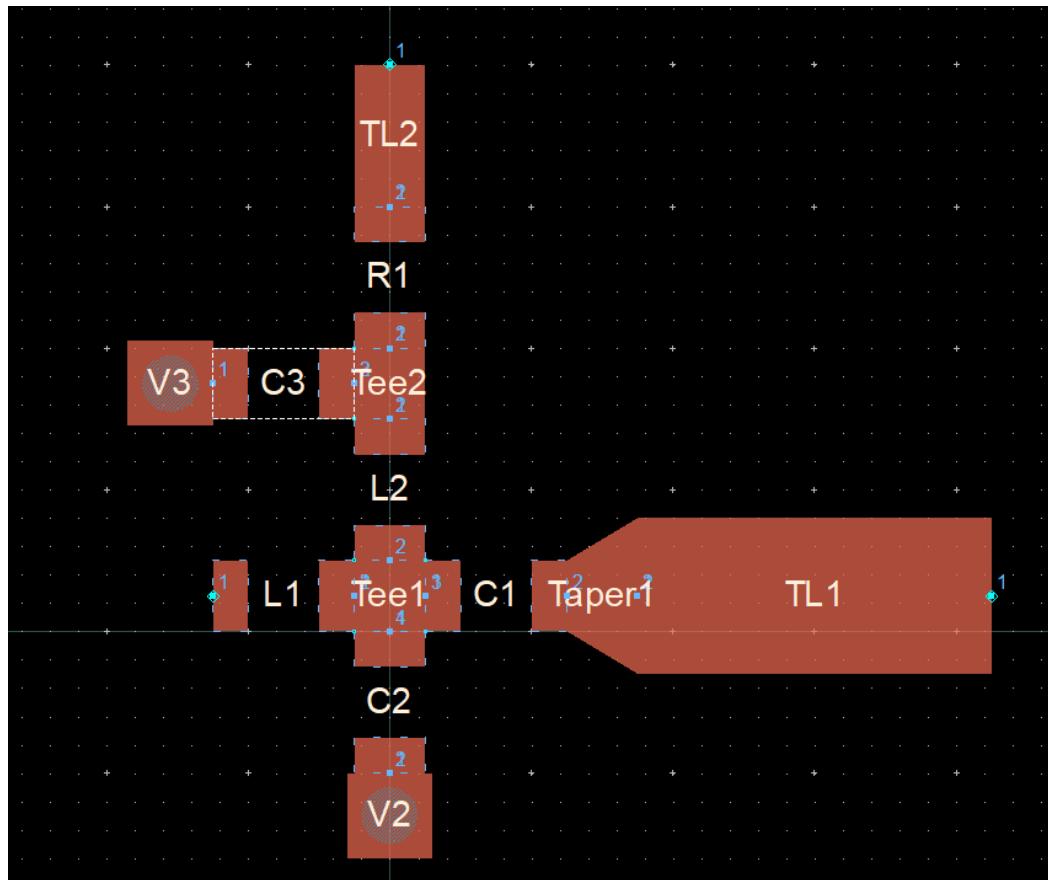
Если на этом этапе результаты ухудшаются, то необходимо будет подстроить номиналы согласующих компонентов.

Далее добавляются элементы цепи питания (индуктивность по умолчанию порядка 10 нГн, фильтрующий конденсатор на 100 пФ и резистор в цепи коллектора на 150 Ом) со всеми неоднородностями и подбирается номинал индуктивности цепи питания. При номинале индуктивности в 150 нГн цепь работает хорошо.



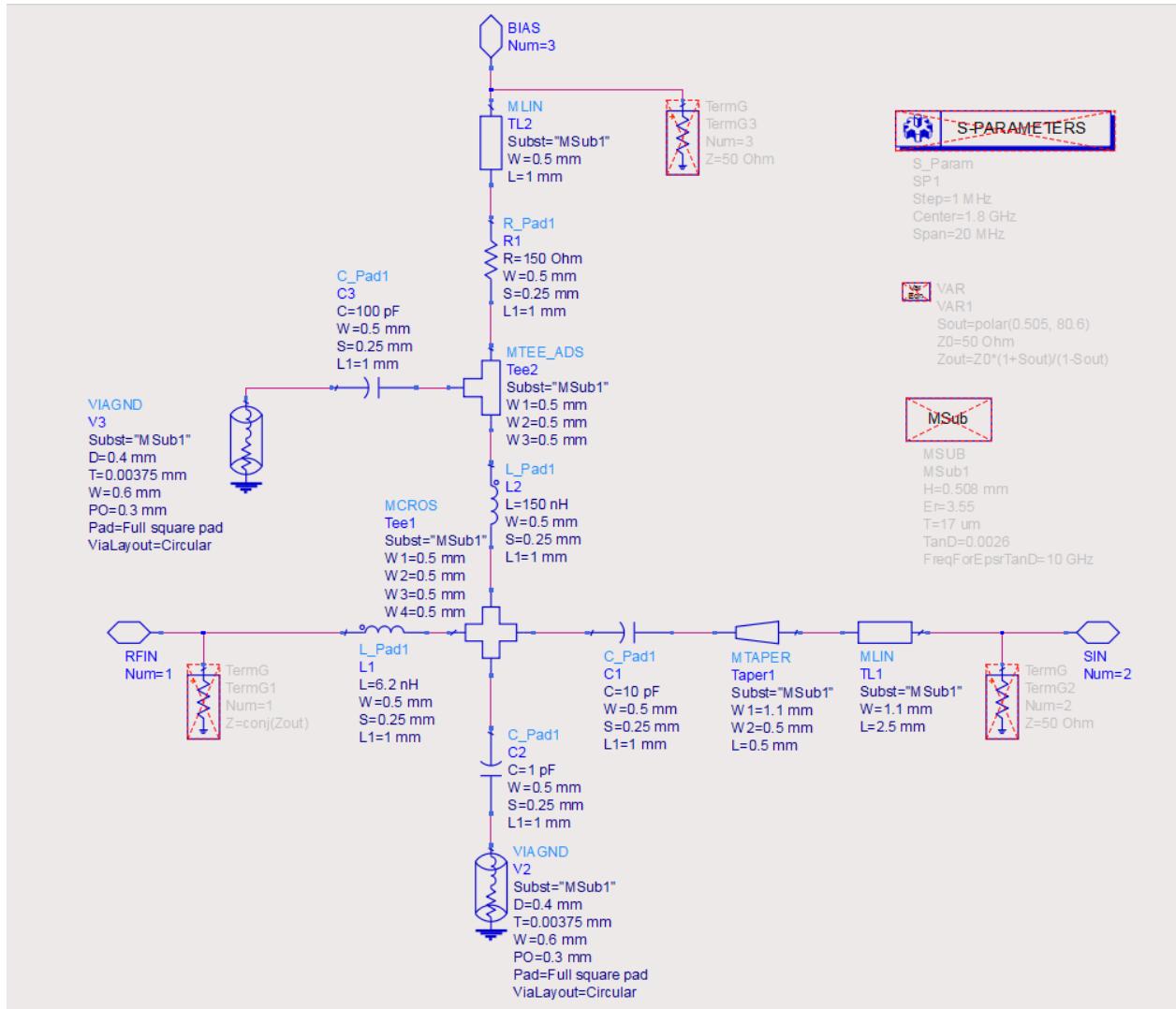


Аналогично входной согласующей цепи генерацией топологии проверяем общую адекватность цепи.

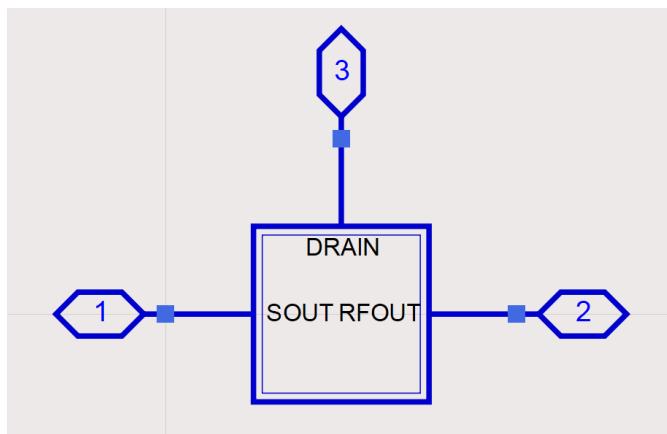


Здесь потенциально могут быть проблемы с наложением отверстия в конденсаторе C3 на транзистор. Пока проигнорируем этот момент/

Подготовим схему для включения ее как подсхему.



И сгенерируем ей символ.



На этом проектирование согласующих цепей на идеальных компонентах закончено.

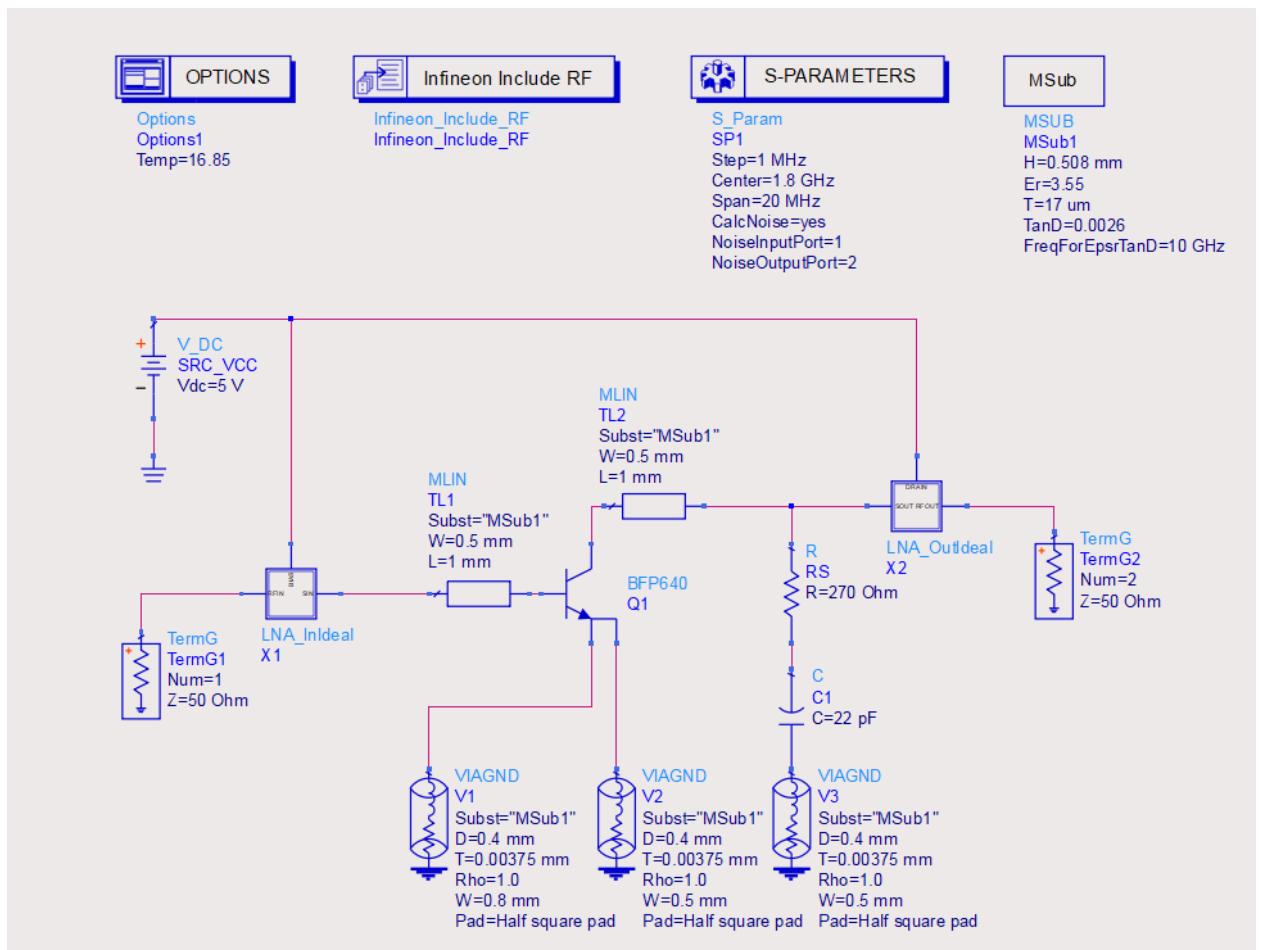
### Сборка и предварительный анализ спроектированного МШУ

Соберем схему с усилителем для его финального анализа LNA\_Final. Внесем в нее согласующие цепи как подсхемы.

Чтобы земляным отверстиям и микрополосковым участкам в согласующих цепях было на что опираться, разместим на схеме определение подложки MSUB.

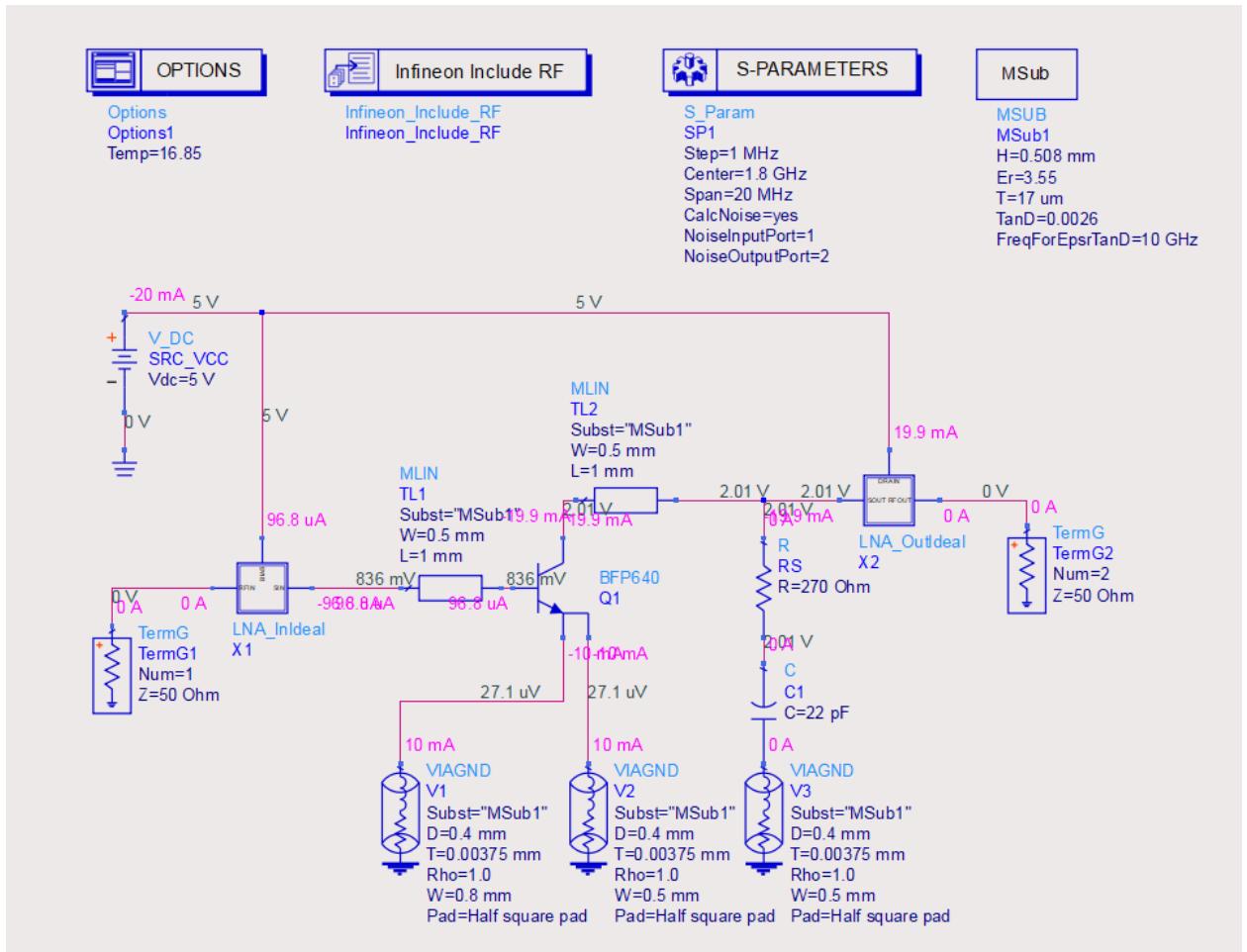
Частотный диапазон для расчета теперь интересует весь по ТЗ,  $1,8 \text{ ГГц} \pm 10 \text{ МГц}$ . Должен быть включён расчет шумов с правильной нумерацией терминаторов. Для корректного расчета шумовых свойств, устанавливаем температуру моделирования  $16,85^\circ\text{C}$  в блоке Options.

Схема перед моделированием должна иметь следующий вид.

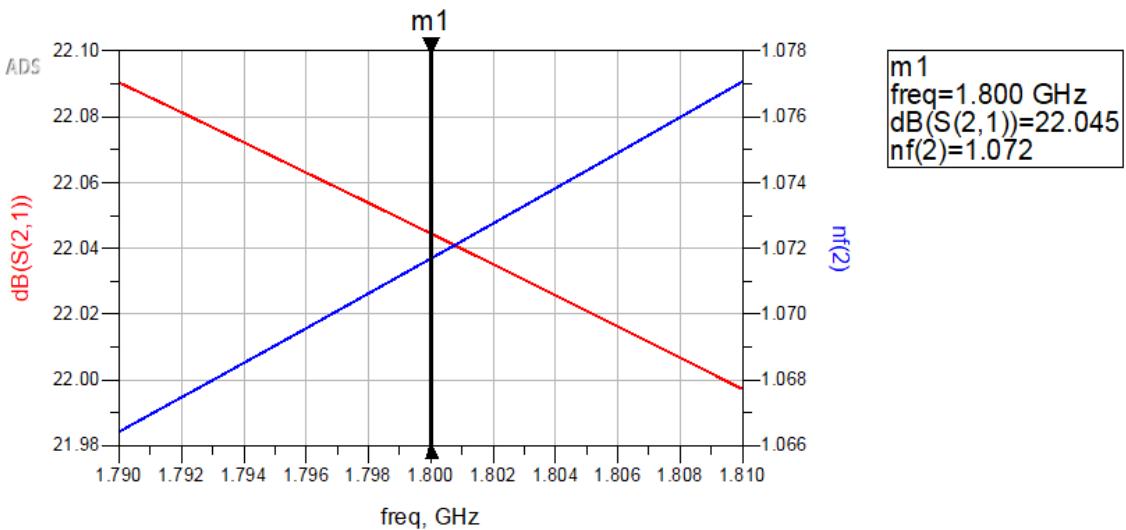


**Lab1** При финальном анализе в первую очередь нужно проверить рабочую точку. По аннотации токов и напряжений на схеме

видно, что исходная рабочая точка не упала и наши расчеты остались корректными.



Посмотрим на финальный коэффициент усиления Кр и коэффициент шума NF.



Коэффициент усиления незначительно упал на 0,1 дБ по сравнению с расчетными 22,1 дБ, а коэффициент шума не изменился  $NF = 1,1$  дБ.

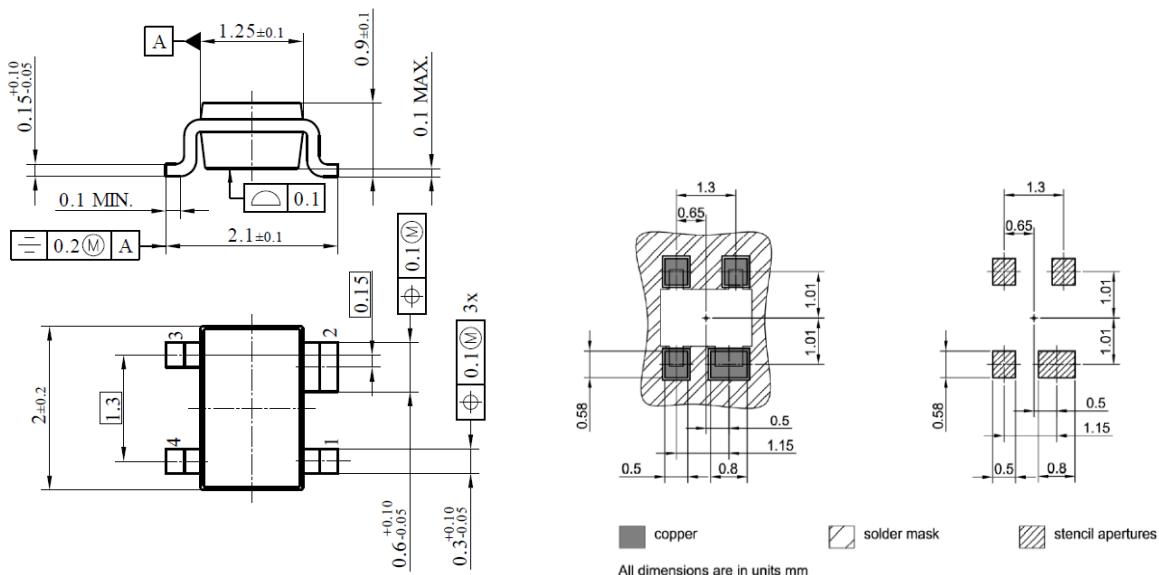
Это значит, что проектирование согласующих цепей было выполнено корректно.

Перед дальнейшим исследованием спроектированного МШУ поработаем с итоговой полной топологией и при необходимости подправим ее.

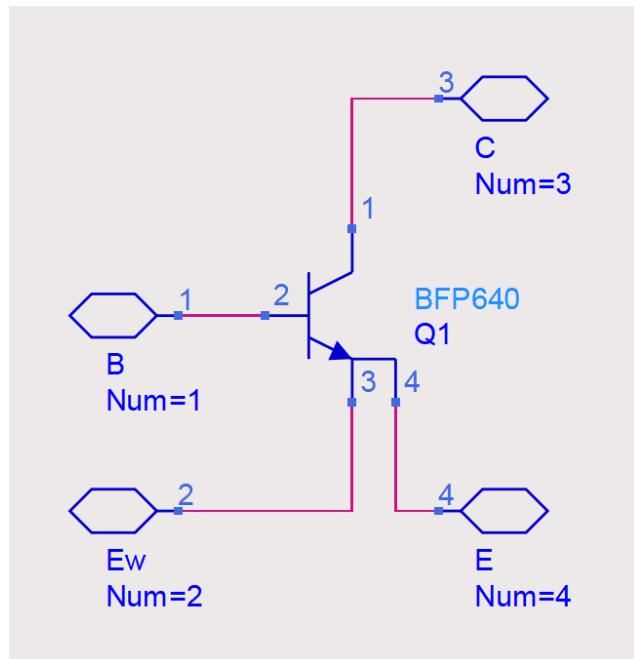
Для работы с топологией необходимо посадочное место для BFP640. Библиотека Infineon ее не содержит. Кроме того, привязка посадочного места к компоненту может не отработать и в модели транзистора распиновка не совпадает с примененной в корпусе.

Создадим ячейку BFP640\_model, к которой привяжем посадочное место и в пределах которой переставим пины в порядке, аналогичном порядку на корпусе. Необходимые данные приведены ниже.

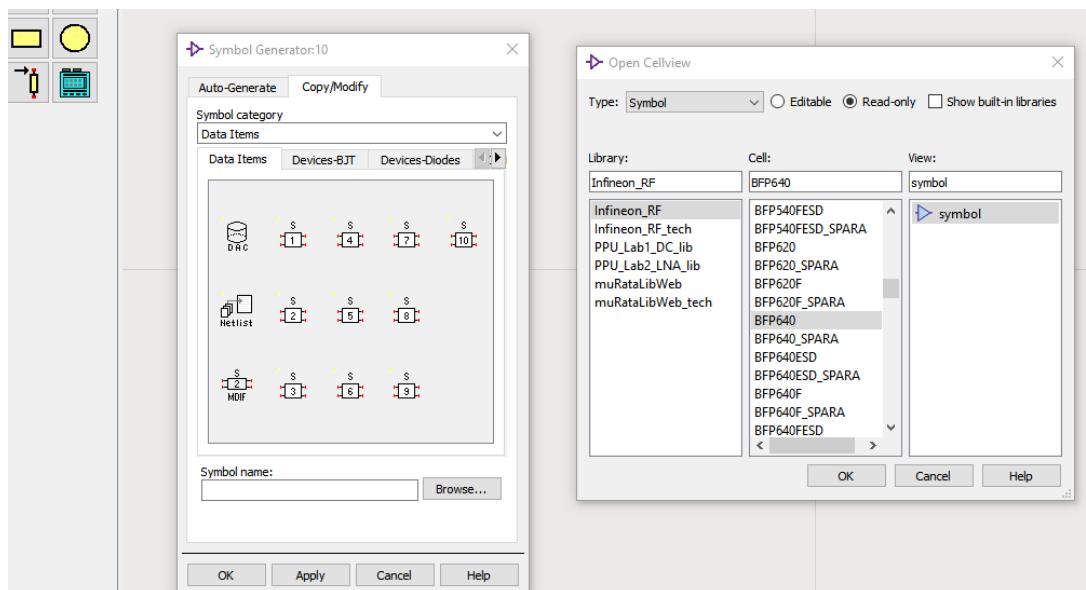
Product name / Ordering code	Package	Pin configuration			
BFP640 / BFP640H6327XTSA1	SOT343	1 = B	2 = E	3 = C	4 = E



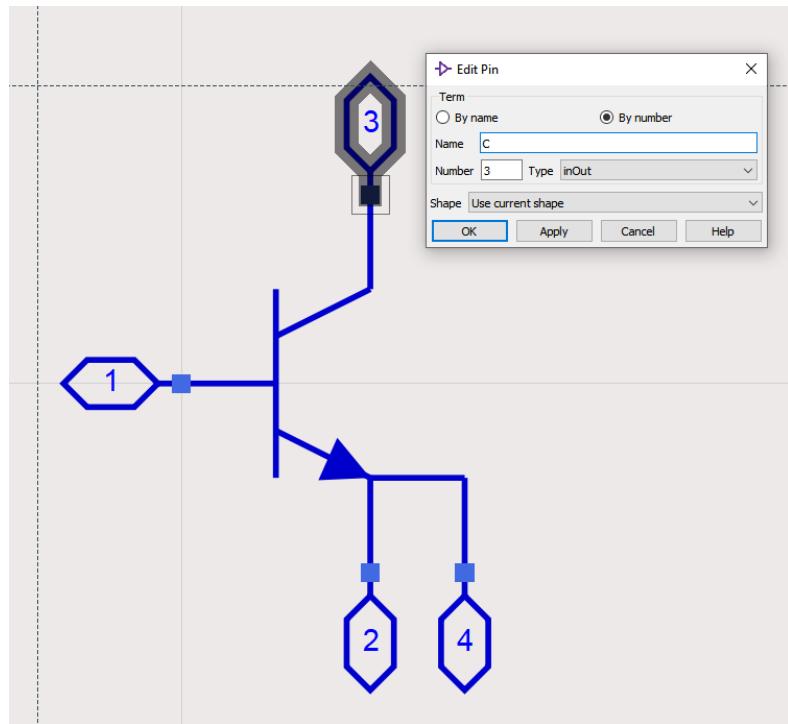
Создаем ячейку BFP640\_model, в ней создаем схему. В этой схеме расположим пины так, как они разложены по корпусу. Для удобства переставим выводы как показано на рисунке ниже. Чтобы отличать эмиттеры, назовем широкий эмиттер (вывод 2) как «Ew».



В качестве символа для ячейки с помощью генератора скопируем символ библиотечного компонента BFP. Для этого в режиме Copy/Modify по кнопке Browse из библиотеки Infineon\_RF найдем ячейку BFP640.



В скопированном УГО переставим выводы в нужном порядке: база – 1, коллектор – 3, широкий эмиттер 2, тонкий эмиттер 4.



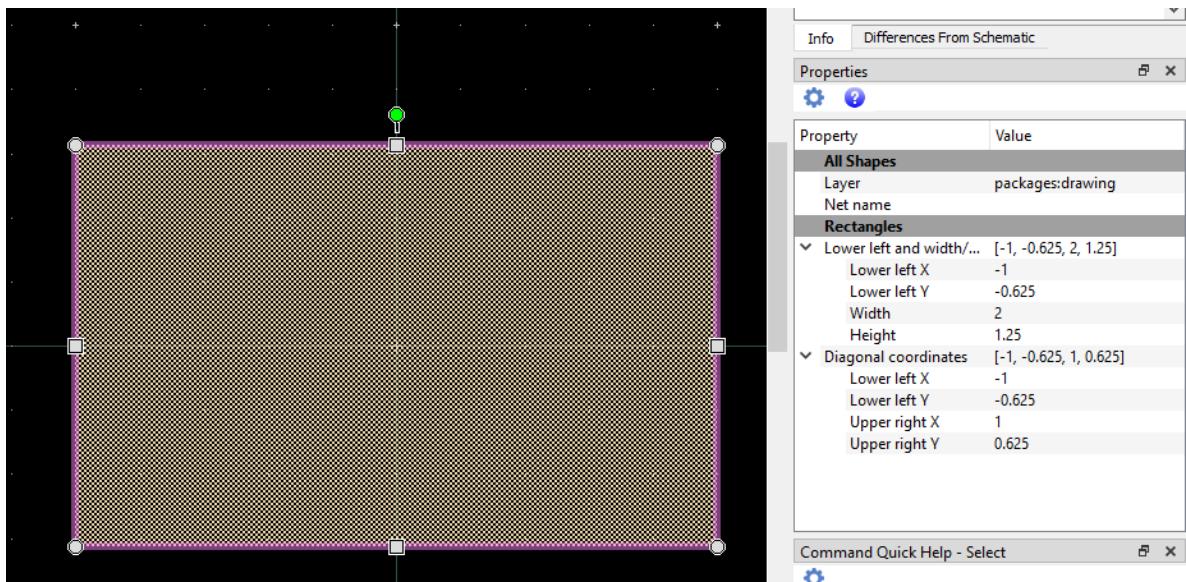
И теперь создаем посадочное место. Для посадочных мест в стандартной схеме слоев `ads_standard_layers` обычно достаточно трех слоев:

- `cond` для поверхностно монтируемых падов на верхнем слое (иногда для этого используют слой `bond`, но тогда в определении технологической подложки его нужно указать металлизированным на верхнем слое);
- `packages` для графики корпуса;
- `leads` для дополнительного обозначения выводов у выводных корпусов.

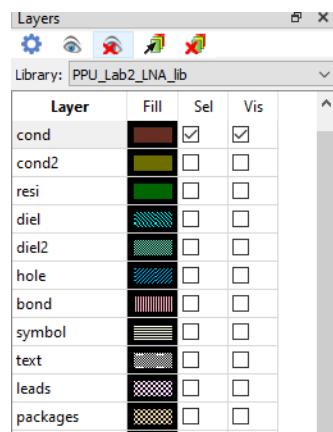
Тип корпуса BFP640 – SOT343, поверхностномонтируемый (SMT) и выводной.

При создании посадочных мест для моделирования как правило используют номинальные (средние) размеры.

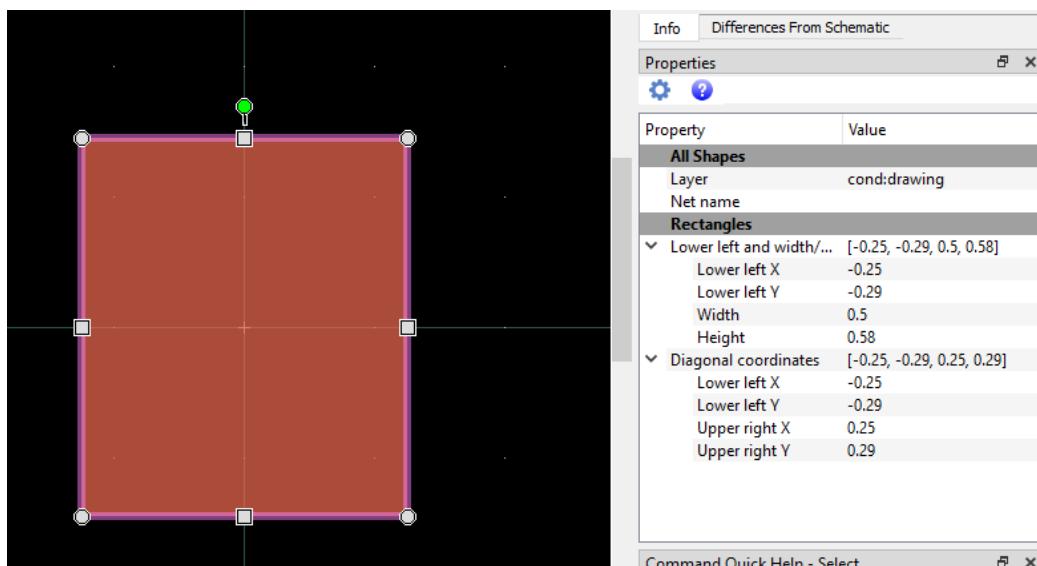
 Для удобной работы со слоями в редакторе топологии нужно включить панель `Layers`. В ней переходим в слой `packages` и относительно центра рисуем прямоугольник  $2 \times 1,25$  – это будет геометрия корпуса. Контролировать рисунок удобно по данным в панели `Properties`



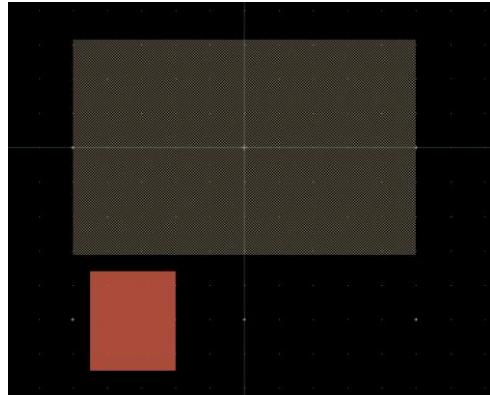
Далее нужно создать геометрию металлизации падов (слой cond). Чтобы существующая графика не мешала работать, можно по кнопкам в панели Properties отключить отображение слоев.



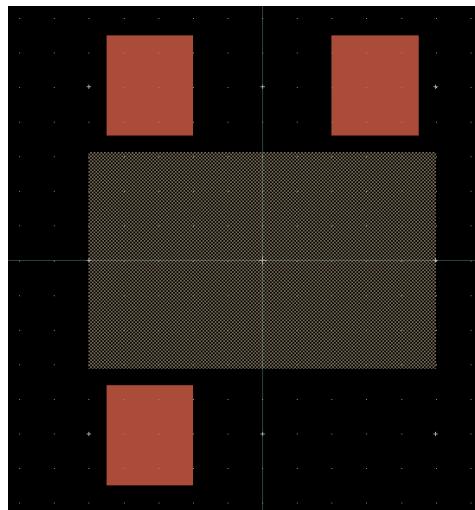
Используя контроль размеров в панели Properties, создадим прямоугольник размером 0,5x0,58, пока в центре.



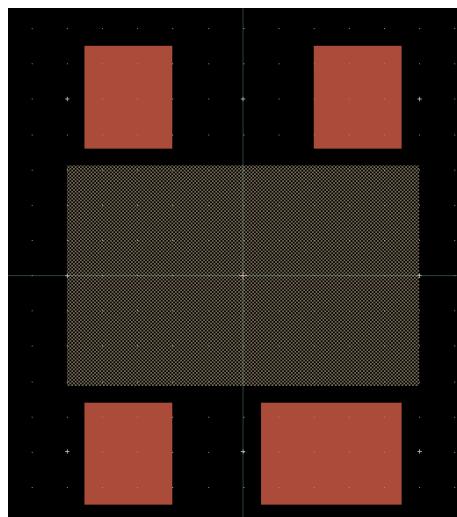
Затем по команде Edit – Move – Move Relative сместим пад в нижнюю левую позицию на (-0,65, -1,01). Пад встанет в нужное место.



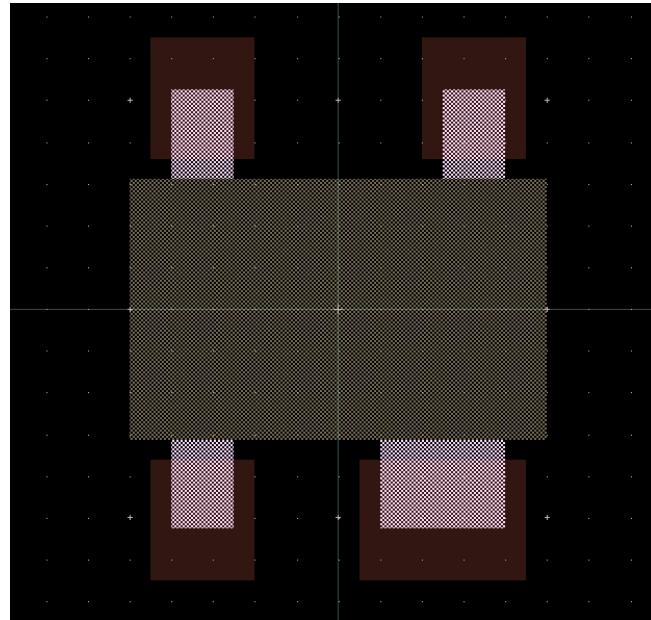
В режиме привязок (панель Snapping Properties) включим привязку к центру элементов  и по команде Edit – Copy/Paste – Copy Using Reference (C) размножим пад относительно центра в верхнюю часть. При вставке по команде Shift+X и Shift+Y можно зеркализовать вставляемый прямоугольник пада.



Аналогично первому паду создадим широкий пад размером 0,8x0,58 мм.

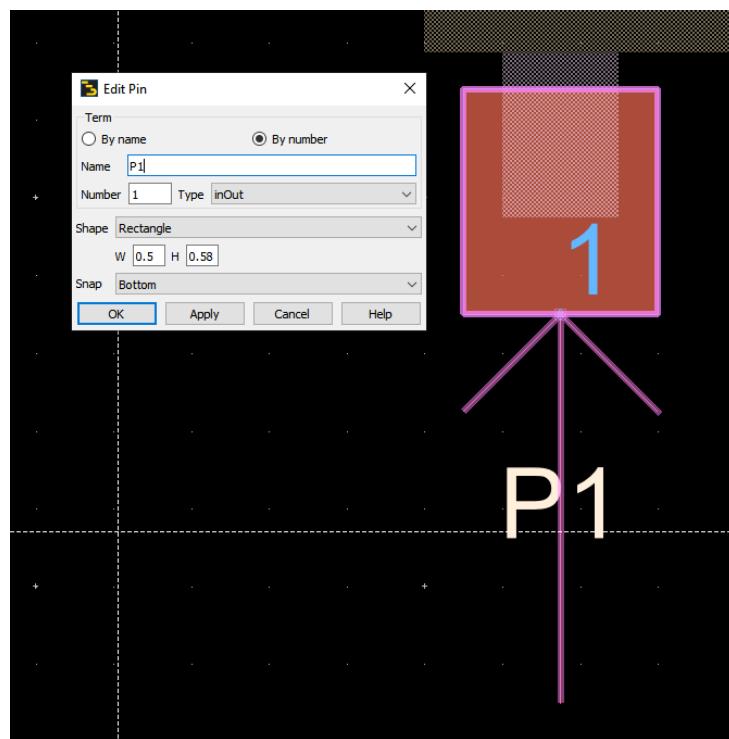


Для визуальной корректности добавим графику выводов в слой leads.

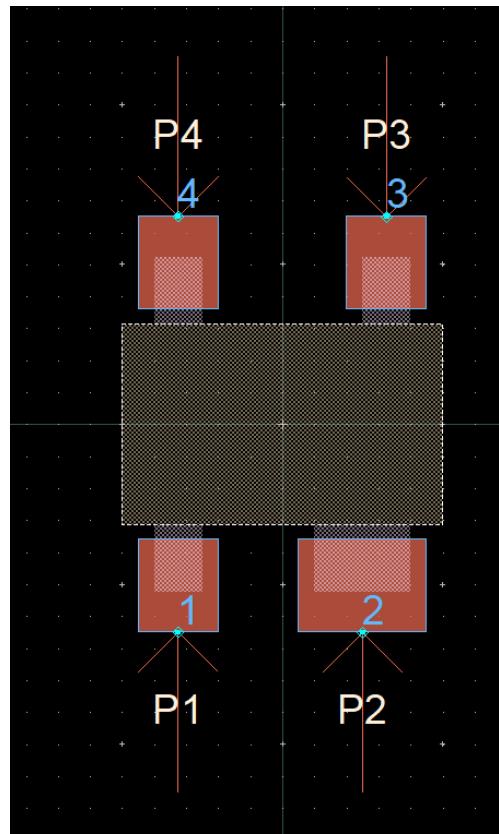


Теперь надо привязать пины к падам. Т.к. мы исправили распиновку схемной модели под реальную распиновку на корпусе, то в посадочном месте будет использована нумерация падов как на корпусе.

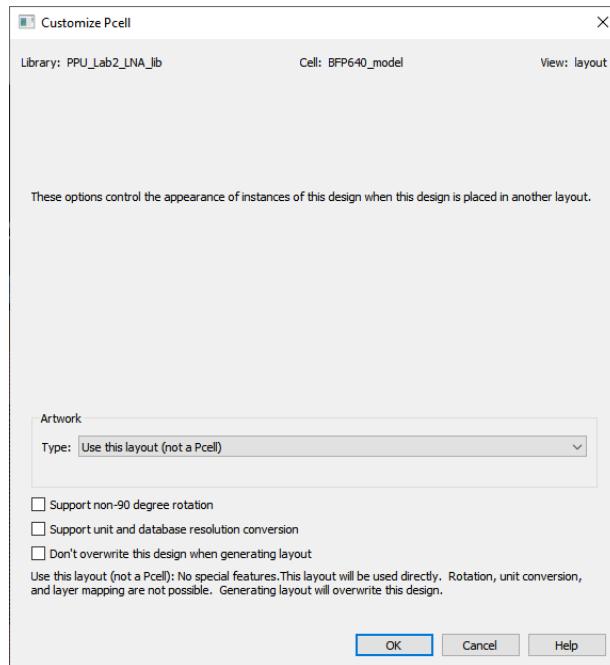
Выбираем нижний левый пад по команде ПКМ – Pin – Create One Pin From Selection автоматически создается один пин и привязывается в центр пада. Мы проводили расчеты исходя из подключения к краю пада. По ДЛКМ выбираем настройки пина и указываем режим привязки к паду Bottom.



Аналогично привязываем остальные пины против часовой стрелки.



В топологии по команде File - Customize Pcell в выпадающем списке Artwork должно стоять Use this layout (not a Pcell).

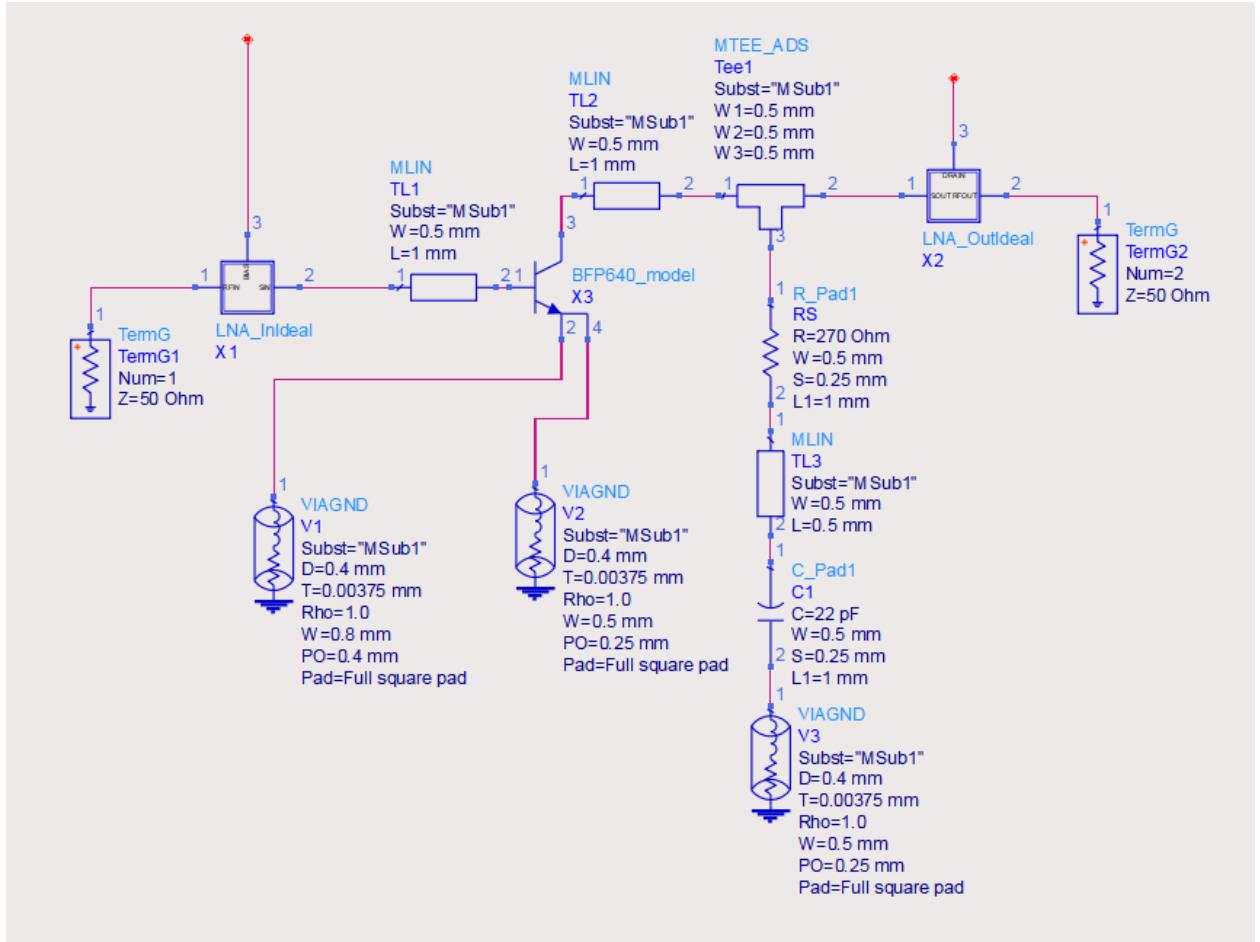


Возвращаемся в схему LNA\_Final. Подготовим ее к генерации топологии:

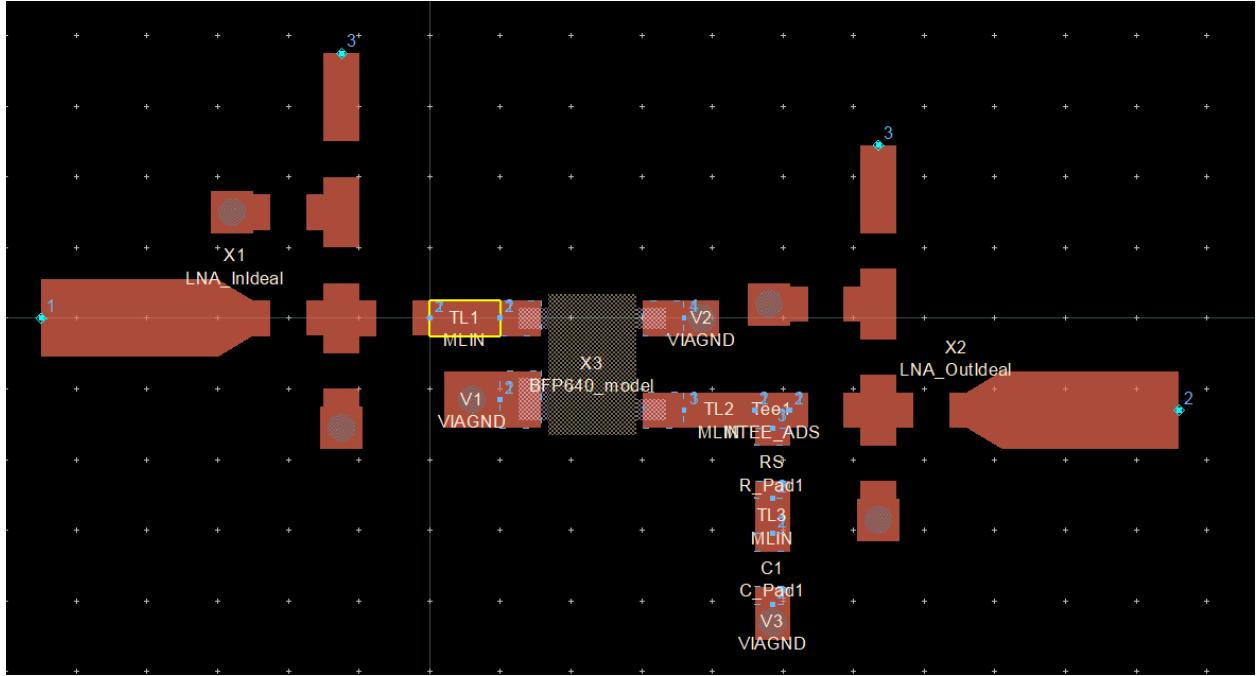
- разорвем цепь VCC питания всего МШУ, т.к. она сейчас построена без учета общей геометрии и при генерации топологии может создать ее некорректно.

- заменим модель транзистора BFP640 на созданную нами ячейку BFP640\_model с посадочным местом.

- добавим неоднородности в стабилизирующую цепь и заменим конденсатор и резистор на имеющие посадочное место 0402.



**Lab1** Далее сгенерируем полную топологию. Для удобства позиционирования, можно выбрать какой-нибудь элемент опорным (например, микрополосок TL1) и зафиксировать его.

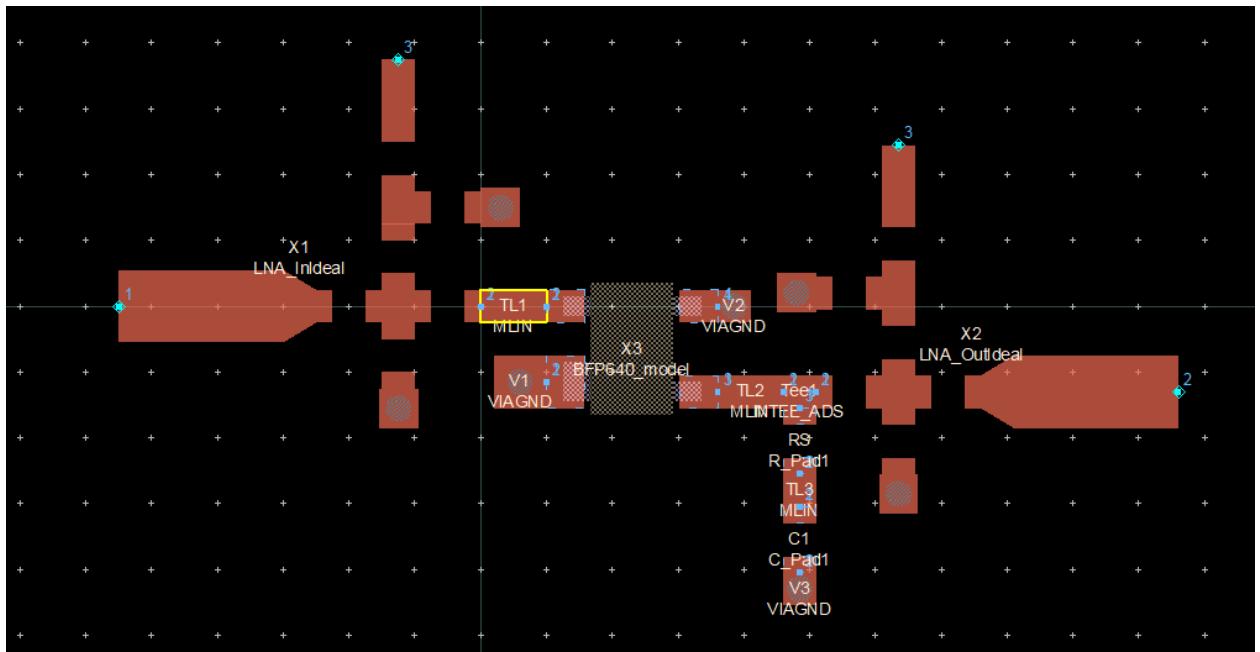


В общей топологии теперь видны следующие проблемы:

- во входной согласующей цепи LNA\_InIdeal земляное отверстие близко к ВЧ-тракту, при этом в другую сторону есть место.
- нет цепи VCC, идущей к выводам 3 (подачи питания) у входной LNA\_InIdeal и выходной LNA\_OutIdeal согласующим цепям.

С размерами земляных отверстий и прочих моментов мы не ошиблись, все выглядит корректно. При этом, если бы подключения эмиттеров к земляным отверстиям создавали проблемы, то их можно было бы повернуть вбок от падов. Для этого надо было бы подправить направление выводов в падах посадочного места BFP640\_model.

Сначала исправим входную согласующую цепь LNA\_InIdeal, изменив направление фильтрующего конденсатора. В схеме изменим направление, куда смотрит конденсатор С3, затем обновим топологию. После обновления топологии во входной согласующей цепи LNA\_InIdeal, она автоматически обновится и на общей топологии LNAA\_Final.

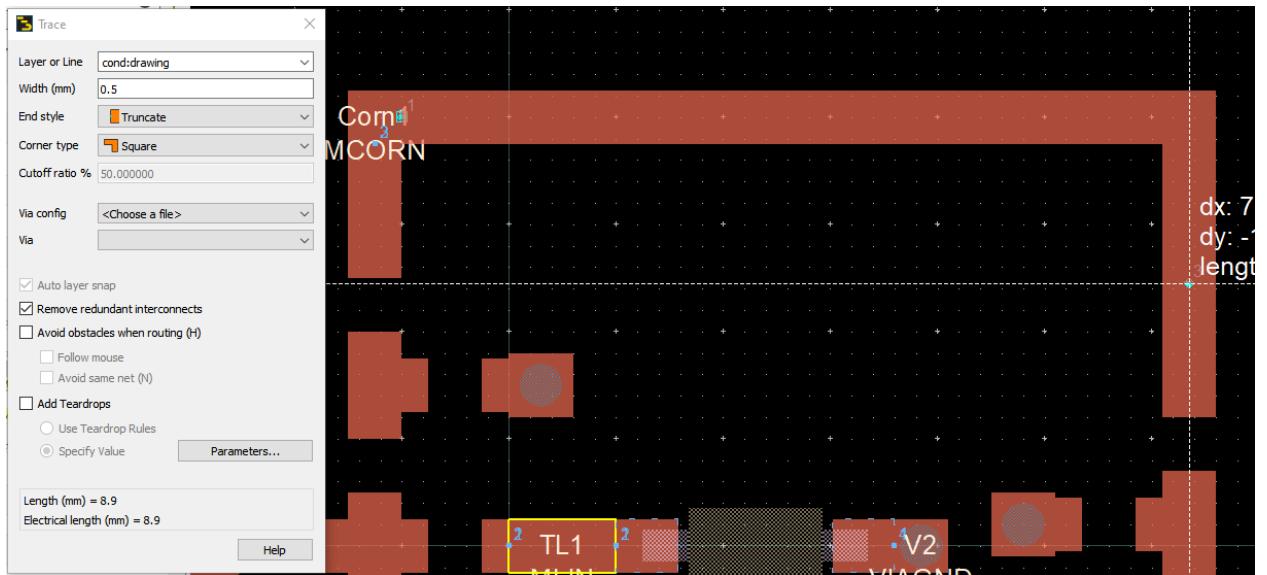


Добавление общей цепи питания VCC в схеме LNA\_Final сложновато, т.к. непонятны размеры. Добавим сначала все недостающее в топологии с последующим переносом обратно в схему.

Пусть решено подключение общего VCC делать где-то в верхней части. Добавим в топологии прямоугольный поворот MCORN шириной 0,5 мм в верхней левой части. При перетаскивании компонентов в топологии при включенном режиме привязки к пинам они стараются присоединяться своими выводами с выводом соседей.



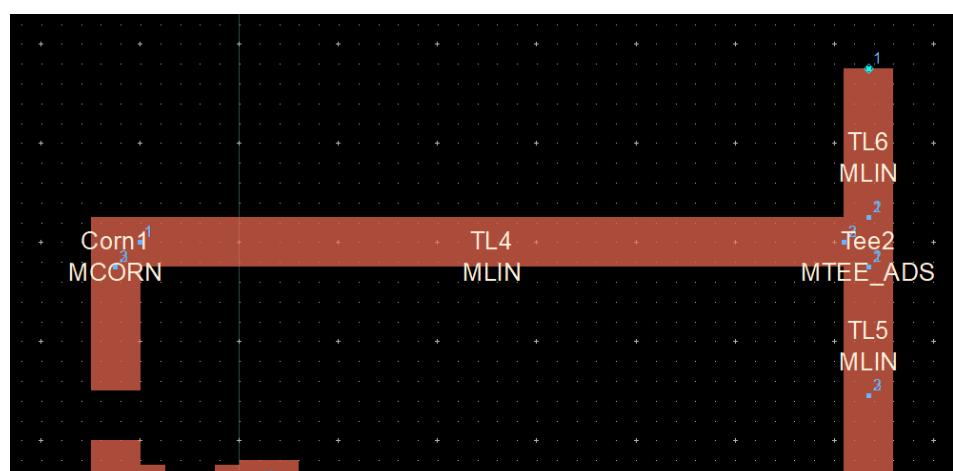
Далее с помощью примитива Insert - Trace (T) добавим общее соединение. В настройках создания Trace укажем ширину 0,5 мм, стиль конца – обрезанный (Truncate) и стиль угла – прямоугольный (Square). Также включим режим разводки 90° (Options – 90 Degrees Entry) или команда 9. И если вести теперь Trace от левого угла к выводу питания выходной согласующей цепи LNA\_OutIdeal, то Trace создаст участок с углом.



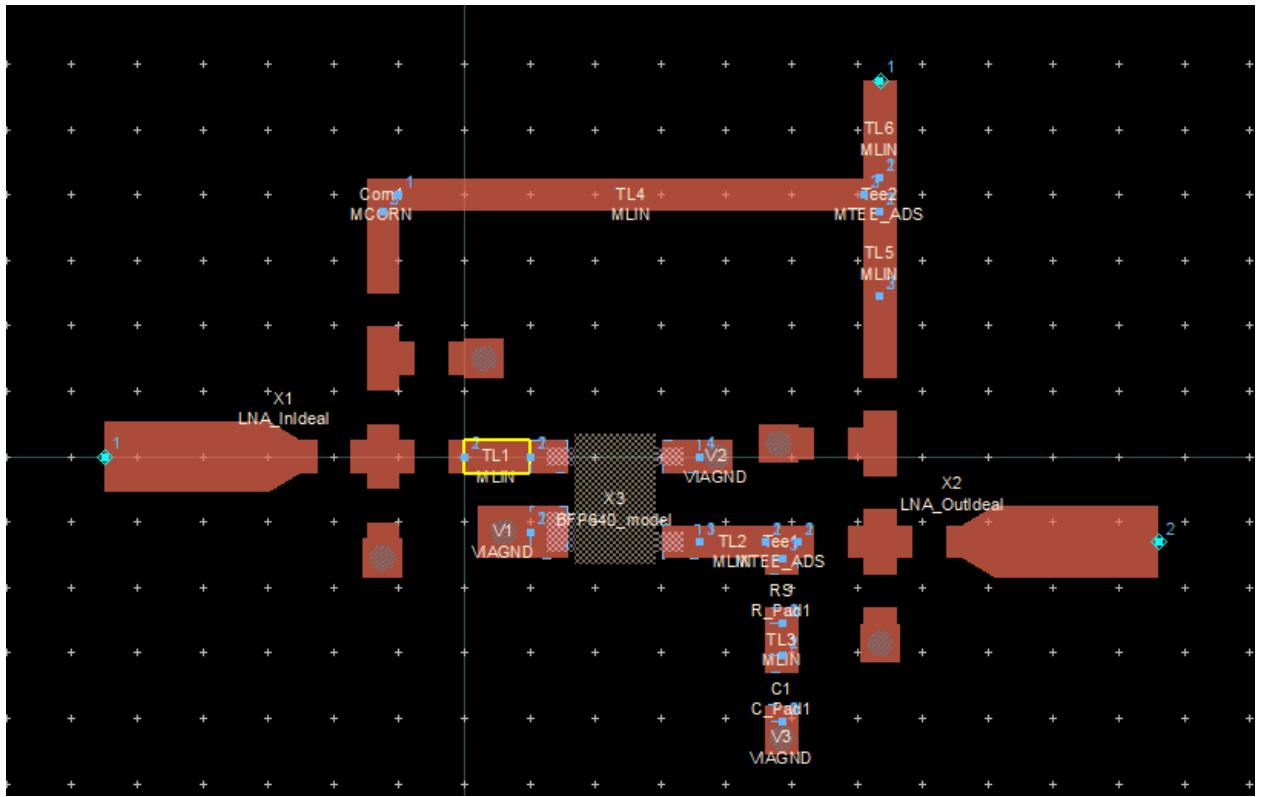
Созданный Trace не может моделироваться на схемном уровне. Нужно его сконвертировать в микрополоски. Для этого, выбираем его и по команде Edit – Path/Trace – Convert Traces конвертируем его.



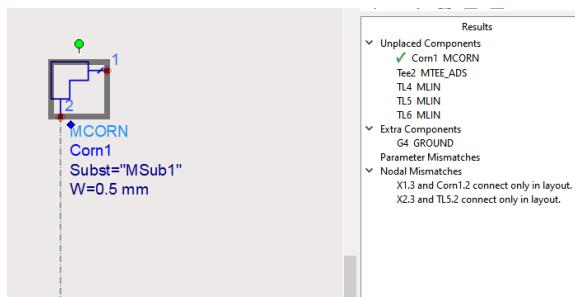
Окончательно заменим один из уголков на MTEE (с ширинами подключаемых элементов 0,5 мм) и добавим небольшой MLIN длиной порядка 1,5 мм для имитации места, куда будет подключаться источник питания VCC.



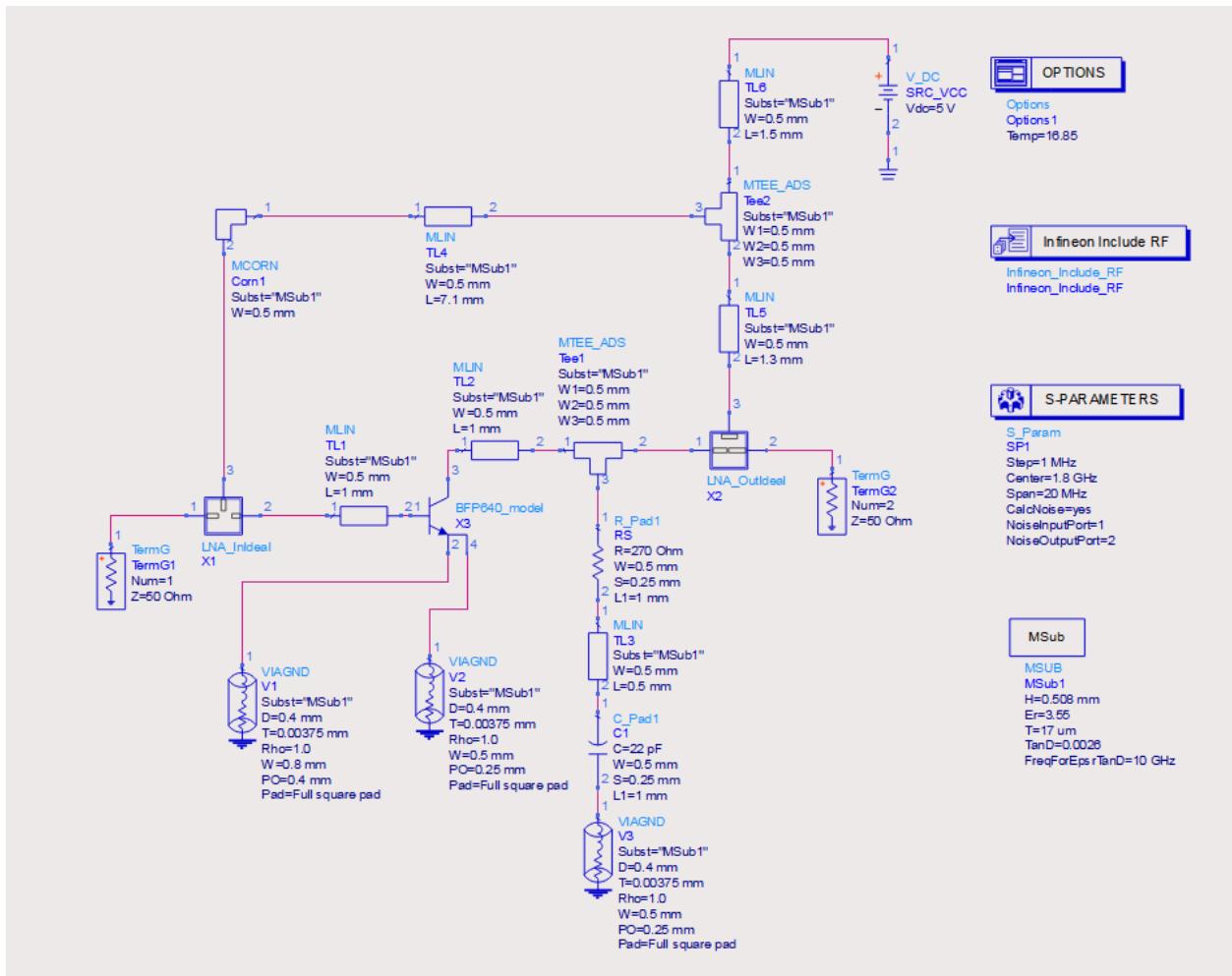
Итоговая топология почти готова. Нужно теперь перенести обратно в схему LNA\_Final все созданные микрополоски и проверить, что их добавление ничего не испортило.



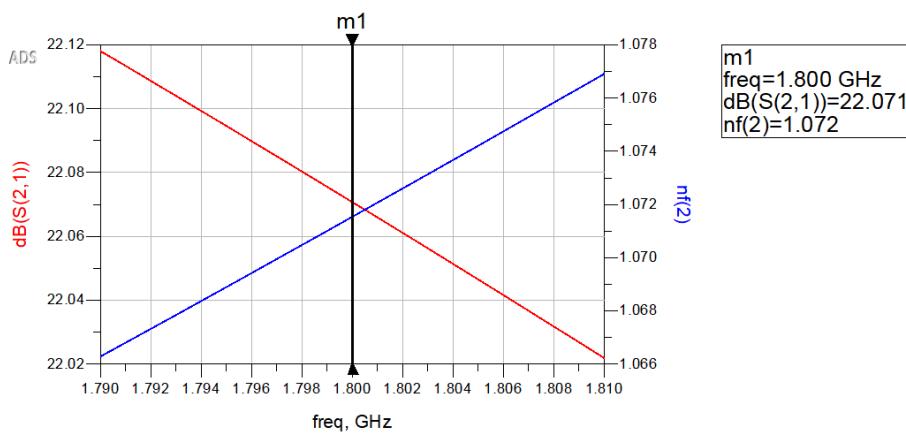
! Переходим в схему LNA\_Final и открываем панель Differenced From Layout. В этой панели запускаем команду Update, чтобы проанализировались различия с топологией. В появившемся списке различий в группе Unplaced Components теперь можно выбирать компоненты по одному и по команде ПКМ – Place... размещать их в схеме. Если у параллельно открыто окно топологии, то голубым прямоугольником подсвечивается тот компонент, с которым сейчас идет работа в схеме. Параллельно в схеме тонкими штрих-пунктирными линиями будут показаны соединения, которые есть в топологии, но которых нет в схеме.



Синхронизируем схему с топологией. К свободному концу микрополоска TL6, который мы оставили для подачи питания VCC, подключим источник питания 5 В.



Запускаем расчет.



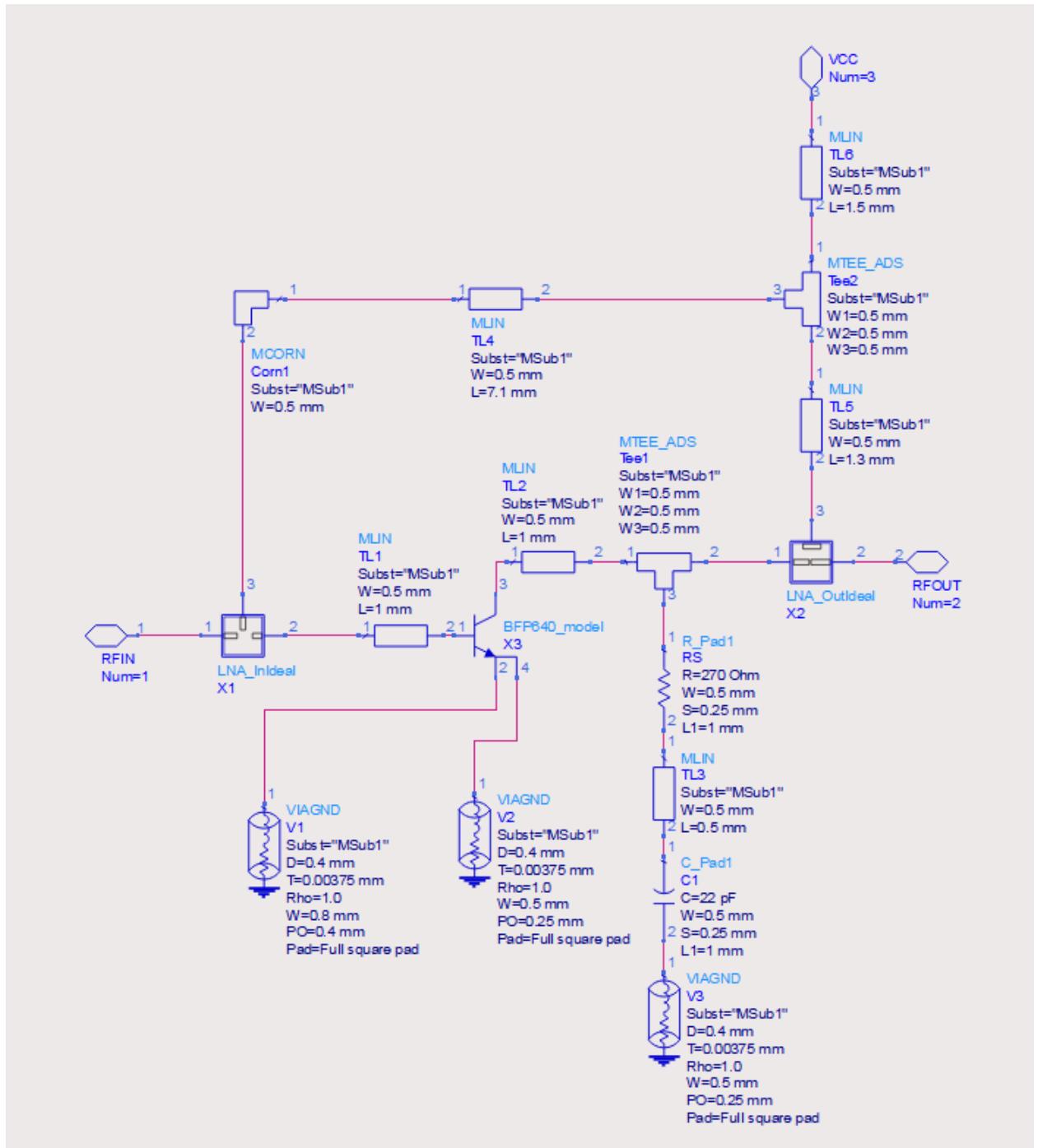
Результаты не изменились, значит наши правки топологии ничего не испортили.

### Финальный линейный анализ МШУ

С учетом того, что спроектированный МШУ мы будем анализировать еще в двух режимах, а также для возможности использования его в другой лабораторной работе, его лучше вынести в подсхему. Создадим схему

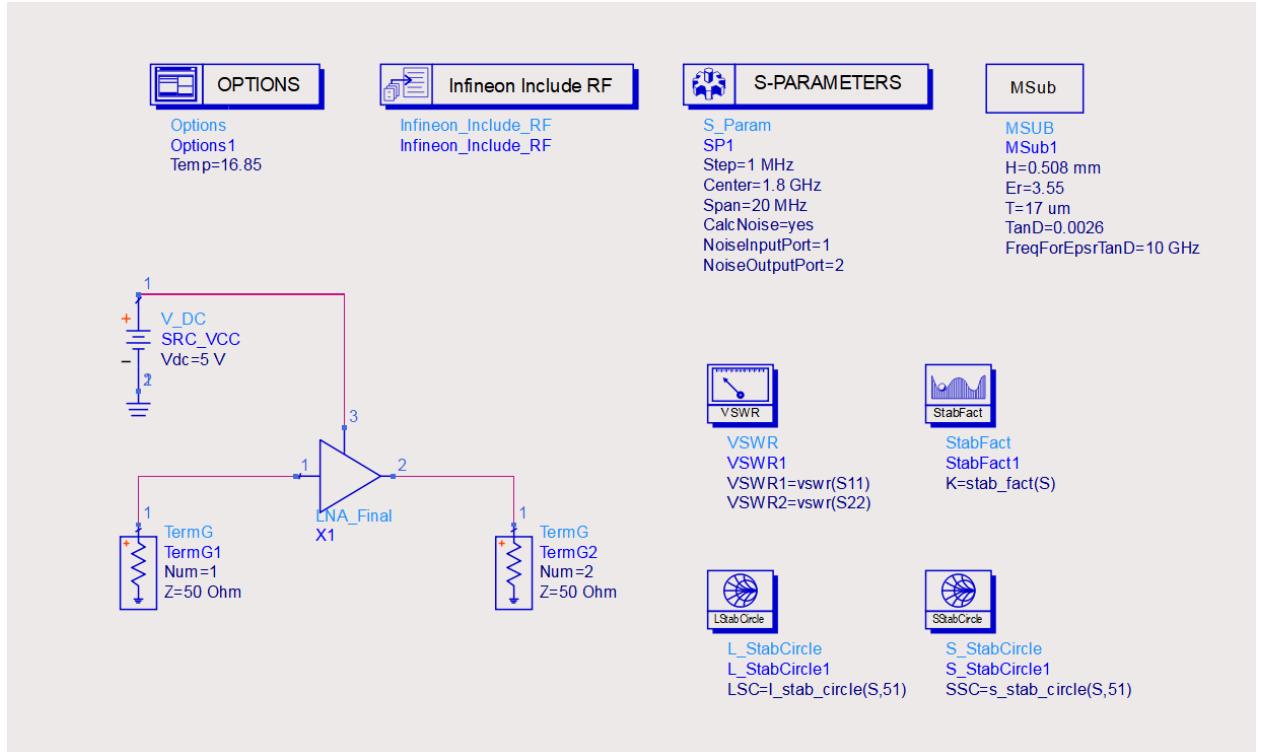
верхнего уровня LNA\_FinalLinear, в которую отправим все, не имеющего посадочное место - терминалы Term, источник питания V\_DC, контроллер симуляции S\_param, блок Options, блок определения подложки MSUB. А в подсхеме LNA\_Final оставим только собственно МШУ с добавленными портами RFIN, RFOUT и VCC.

### Состав подсхемы LNA\_Final.

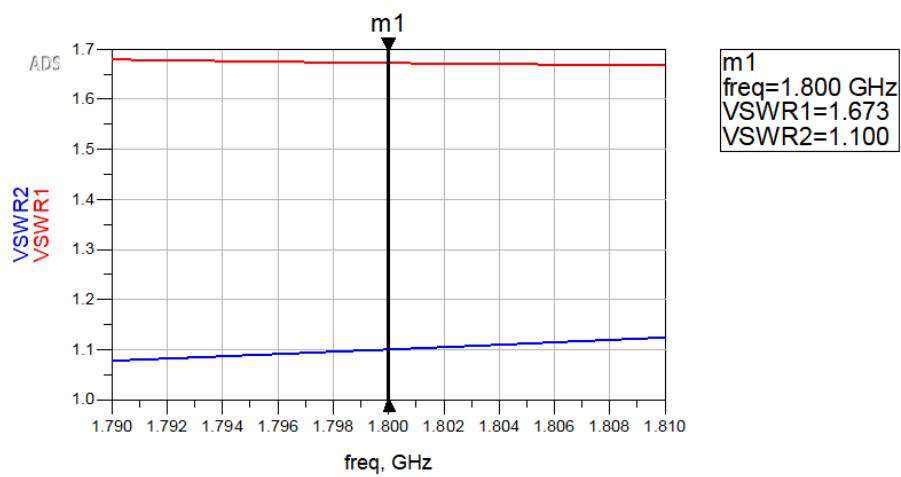


С учетом того, что при выборе Sin отходили от круга (точки) MaxGain, то устройство явно будет рассогласовано. Чтобы оценить это рассогласование, внесем измерители KCBH по входу и по выходу.

Также, т.к. несмотря на то, что усилитель проектировался безусловно устойчивым, необходимо оценить его устойчивость за пределами рабочего диапазона. Для этого добавим расчет коэффициента устойчивости  $K$  и кругов устойчивости по входу и по выходу (SSC и LSC).

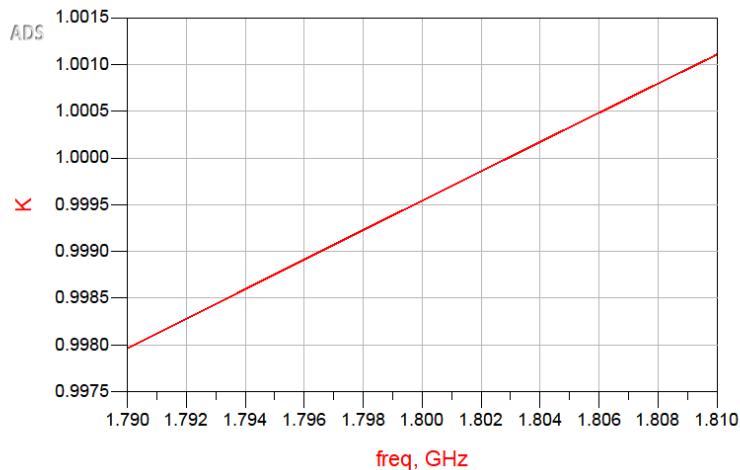


Результаты итогового коэффициента усиления и коэффициента шума мы знаем. Посмотрим рассогласованность по КСВН.

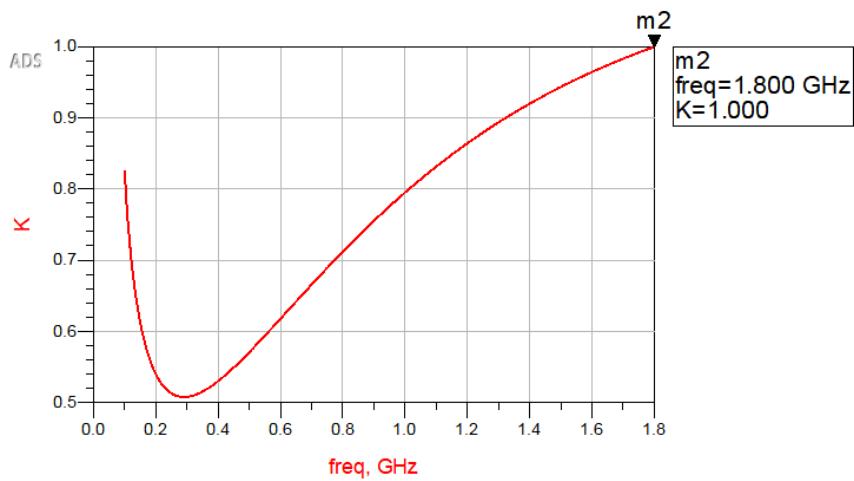


По выходу устройство согласовано прилично  $VSWR2 = 1,1$ . А вот по входу заметно хуже  $VSWR1 = 1,7$ . Связано это с тем, что при выборе Sin мы выбирали неоптимальную точку по коэффициенту усиления.

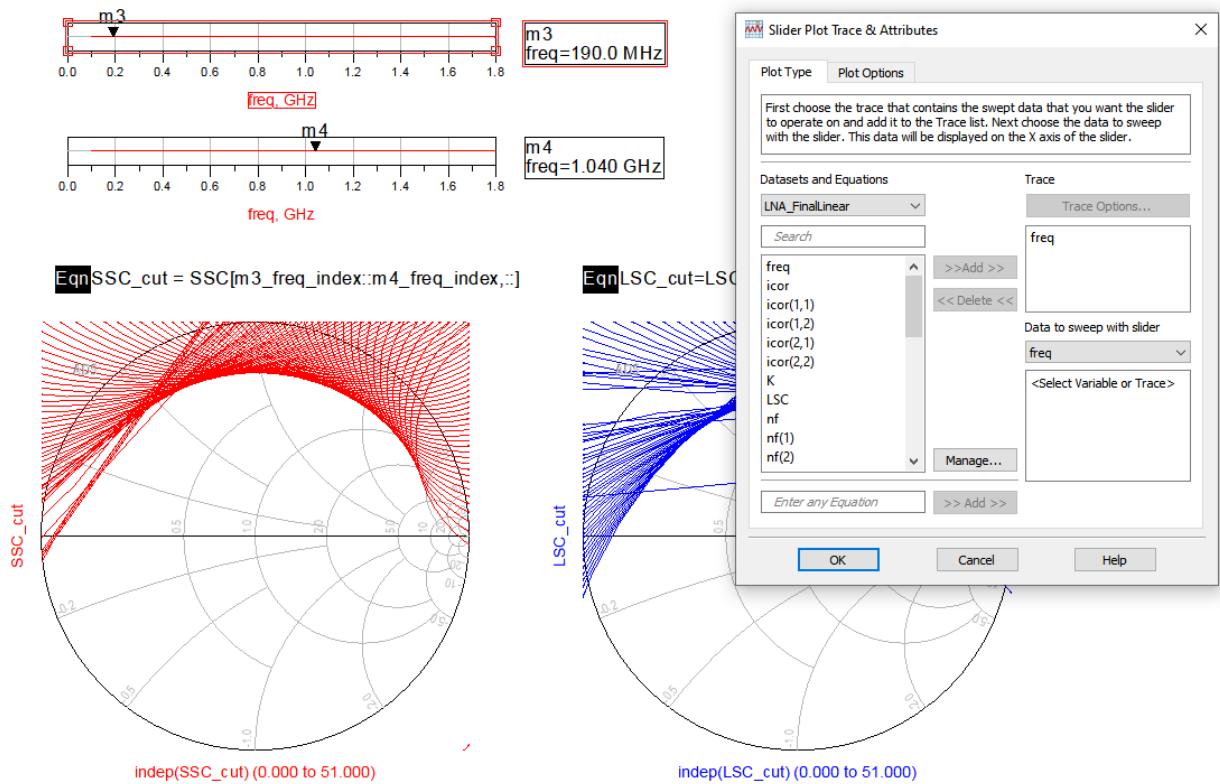
Окончательно оценим устойчивость и посмотрим какие есть ограничения на импедансы подводящих цепей.



В рабочем диапазоне частот коэффициент устойчивости чуть просел и в нижней части диапазона  $K < 1$ , т.е. устройство безусловно устойчиво начиная с частоты 1,8 ГГц. Изменим в параметрах расчета диапазон частот от 100 МГц до 1,8 ГГц и опять посмотрим на коэффициент устойчивости.



Видно, что на частотах ниже 1,8 ГГц устройство является условно-устойчивым и значит появляются запрещенные импедансы. Отображать SSC и LSC для всех частот сразу не очень показательно, т.к. круги устойчивости забывают всю диаграмму Смита. С помощью двух слайдеров (Insert – Slider, с привязкой к вектору частоты freq) вырежем из результатов SSC и LSC частотные поддиапазоны для отображения.



При анализе положения кругов SSC и LSC в разных частотных поддиапазонах видно, что до частоты 1,8 ГГц (на которой круги SSC и LSC уходят за пределы единичной диаграммы Смита) зоны запрещенных импедансов проворачиваются вдоль края диаграммы Смита (где коэффициенты отражения близки к 1), в том числе захватывая в некоторых диапазонах К3 и ХХ. При этом нигде круги не откусывают значимую часть диаграммы Смита и не приближаются близко к ее центру. Это говорит о том, что при постоянной нагрузке спроектированного МШУ на рабочую нагрузку, он не самовозбудится.

### Однотоновый нелинейный анализ спроектированного МШУ

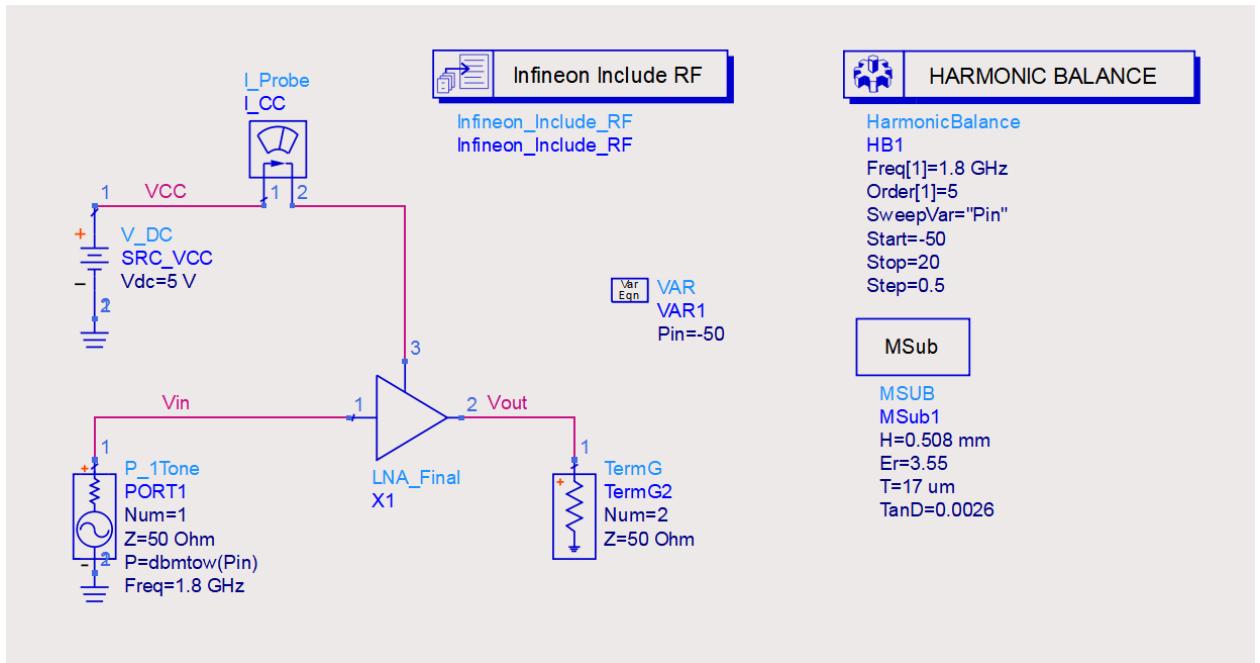
Оценим теперь нелинейные свойства по однотоновому сигналу. Нам нужен будет график реального коэффициента усиления PGain, с него определим точку однодецибелевой компрессии по выходу и КПД малошумящего усилителя.

Схема для моделирования LNA\_FinalOneToneSweep.

Входной порт P\_1Tone нужен для подачи входной мощности Pin (заданной в дБмВт) на частоте 1,8 ГГц.

Контроллер НВ с фундаментальной частотой 1,8 ГГц и свипом мощности Pin.

Для оценки потребления добавим измеритель тока I\_Probe по цепи питания.



Определим несколько измерительных выражений:

- зависимость выходной мощности в Ваттах и в дБмВт по первой гармонике от Pin, снимается с 50 Ом:

$$\text{Eqn} \text{Pout}=\text{dBm}(Vout[:,1])$$

$$\text{Eqn} \text{Pout\_W} = \text{mag}(Vout[:,1]**2/(2*50))$$

- зависимость реального коэффициента усиления PGain от входной мощности Pin:

$$\text{Eqn} \text{PGain}=\text{Pout}-\text{Pin}$$

- зависимость потребляемой от источника мощности в Ваттах от Pin, определяется по нулевой гармонике:

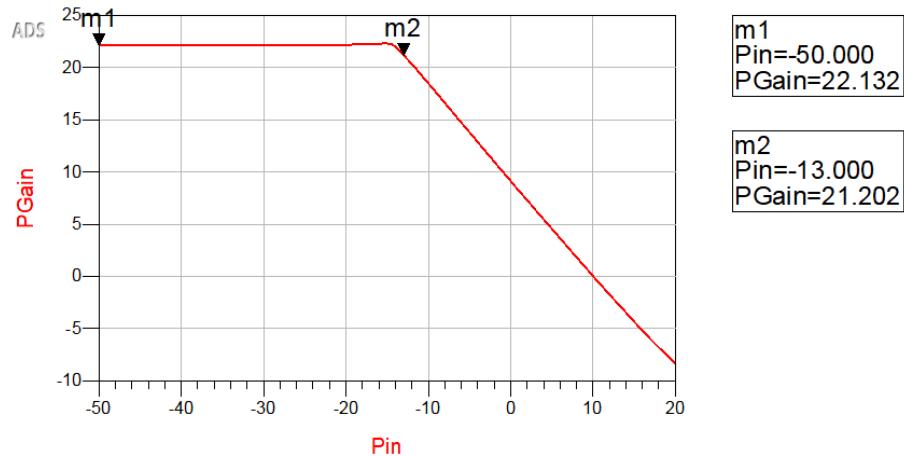
$$\text{Eqn} \text{PDC\_W} = \text{mag}(VCC[:,0]*I_{CC.i}[:,0])$$

- КПД как отношение полезной выходной мощности к потребленной от источника питания по постоянному току:

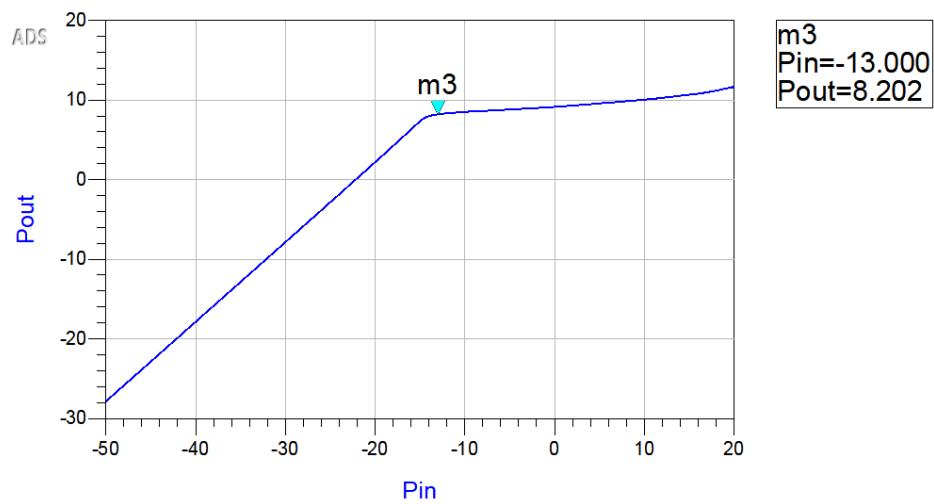
$$\text{Eqn} \text{Eff} = \text{Pout\_W}/\text{PDC\_W}$$

Построим теперь все необходимые графики и проанализируем их.

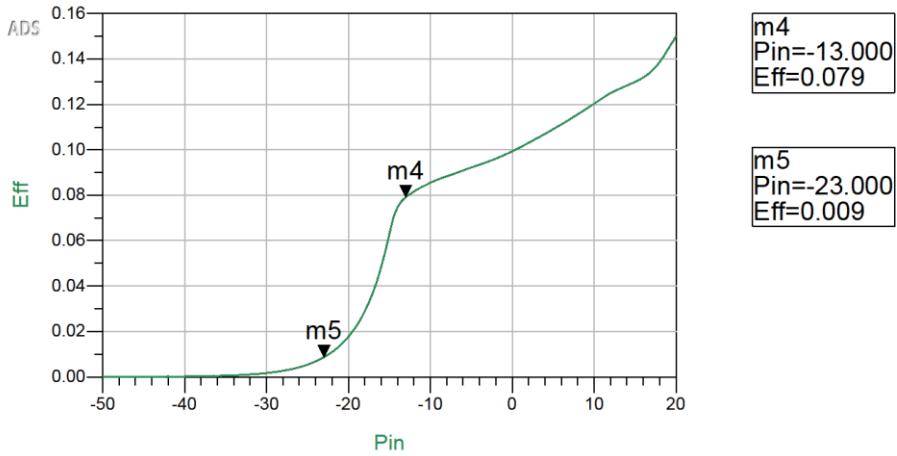
По графику PGain удобно определять точку однодецибелевой компрессии по входу, это такое Pin при котором PGain падает на 1 дБ ниже участка линейного усиления. P1dBin = -13 дБмВт



На графике Pout поставив маркер на точку однодецибелевой компрессии по входу P1dBin = -13 дБмВт, можно определить точку однодецибелевой компрессии по выходу P1dBout = 8 дБмВт



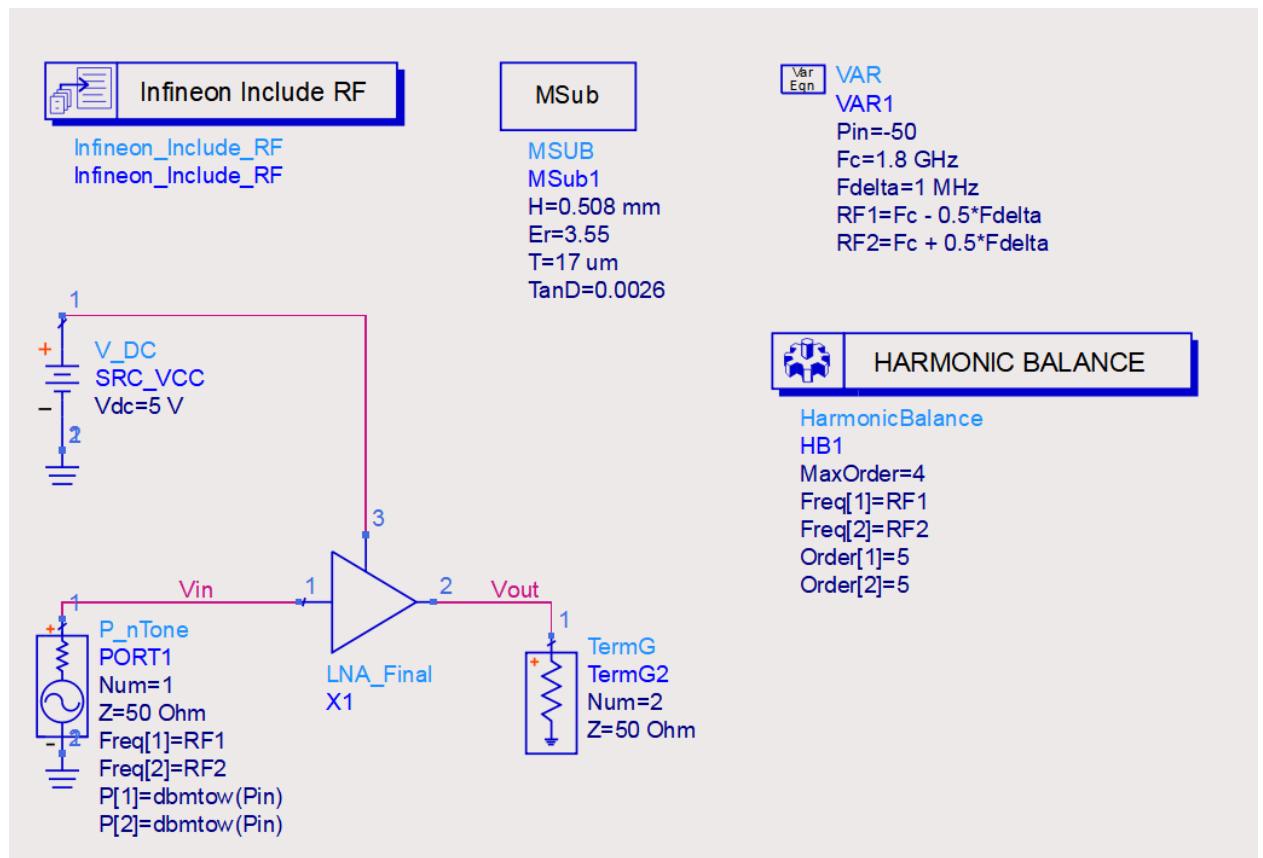
Окончательно определим КПД в точке однодецибелевой компрессии и на 10 дБ ниже ее.



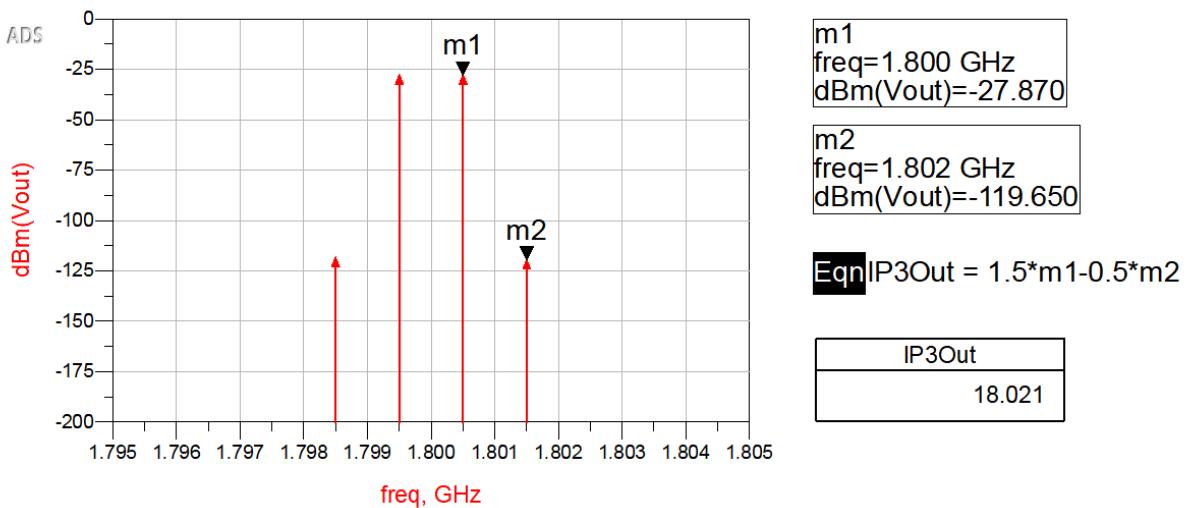
Получается довольно низкий КПД = 7,9% в точке P1dB и меньше 1% в линейном режиме. Но МШУ получается с довольно малым потреблением ≈100 мВт (IC = 20 мА по напряжению VCC = 5 В), поэтому в данном случае это не страшно.

### Определение IP3 спроектированного МШУ

Окончательно соберем схему для оценки уровня искажений третьего порядка LNA\_FinalTwoTone. На вход подадим двухтоновый сигнал на частотах RF1 и RF2, отстоящих друг от друга на 1 МГц. Мощность Pin должна быть в линейном участке ( $\ll$  P1dBIn).



Результат нужно проанализировать вокруг выходной частоты 1,8 ГГц и написать известное измерительное выражение для IP3out.



Получается уровень интермодуляционных искажений третьего порядка по выходу 18 дБмВт. Данное значение более, чем на 10 дБ больше, чем P1dBOut, как и должно быть у устройств, имеющих переход от линейного в нелинейный режим работы.

Определение нелинейных параметров спроектированного МШУ окончено. Данные параметры вместе с коэффициентом усиления Кр и коэффициентом шума NF удобно использовать в качестве параметров макромодели спроектированного МШУ, например, при расчете бюджета канала.

В дальнейшем проект можно еще сильнее уточнить, в том числе заменить компоненты на модели реальных компонентов от производителей, провести EM-cosim анализ всего спроектированного МШУ и провести статистический анализ при различных вариациях. Возможно понадобится провести некоторую донастройку за счет подбора и оптимизации компонентов в стабилизирующей и согласующих цепях.

## Задание на выполнение

В соответствии с вариантом спроектировать МШУ с помощью кругов постоянного коэффициента усиления и постоянного коэффициента шума на диаграмме Смита.

Варианты заданий приведены в таблице 2.

При выполнении ориентироваться на методику выполнения.

**Таблица 2. Варианты заданий**

№ Варианта	Биполярный транзистор (библиотека Infineon)	Рабочая точка		Частотные свойства			
		VCE, В	IC, мА	Fc, ГГц	Δf, МГц	Kp, дБ, не менее	NF, дБ, не более
1	BFP520	2,0	2,0	1,7	16	16,5	1,0
2	BFP420	2,0	5,0	1,6	14	17,5	1,4
3	BFP405	2,0	5,0	2,1	20	19,0	1,5
4	BFP183W	8,0	10,0	1,1	10	18,0	1,3
5	BFR35AP	8,0	5,0	1,0	10	14,5	1,8
6	BFP182W	5,0	5,0	1,5	14	16	1,6
7	BFR92P	6,0	3,0	0,8	6	14	1,6
8	BFR182	8,0	5,0	1,8	18	10	1,7
9	BFP181	8,0	3,0	1,7	16	14	2,1
10	BFR181W	8,0	4,0	1,4	12	14	1,6

Каждый крупный этап рекомендовано делать в отдельных ячейках (схемах), т.к. при выполнении работы возможно придется возвращаться к предыдущим этапам. Рекомендовано использовать использованное в методике именование схем.

### **Этапы выполнения:**

1. Создание проекта и подключение библиотеки моделей транзисторов:
  - (при необходимости) установить на рабочее место библиотеку компонентов Infineon [6];
  - подключить к текущему проекту библиотеку компонентов;
  - подключить как вторую библиотеку в режиме Shared или Non-shared библиотеку проекта PPU\_Lab1\_DC, в которой велся расчет резистивной части схемы питания и смещения.
2. Схемы LNA\_VerifNonLinear и LNA\_VerifLinear. Верификация нелинейной модели:
  - на основании схемы DC\_BiasCheck собрать схему LNA\_VerifNonLinear для определения матрицы S-параметров нелинейной модели в рабочей точке;
  - собрать схему LNA\_VerifLinear для загрузки измеренных производителем S-параметров в заданной рабочей точке;
  - частотный диапазон моделирования брать в соответствии с частотной сеткой в файле S-параметров;
  - вывести на графики попарно S-параметры нелинейной и линейной моделей, сравнить их между собой и определить степень расхождения в частотном диапазоне проектирования  $F_c \pm 0,5\Delta f$ .
3. Схема LNA LNA\_Disc. Уточнение модели транзистора и его близких неоднородностей:
  - собрать схему оценки для учета близких неоднородностей;
  - в качестве ВЧ-диэлектрика брать RO4003C толщиной 0,508 мм (или его аналоги);
  - добавить короткие (порядка 1..2 мм) микрополосковые участки к базе и коллектору транзистора; ширину брать исходя из размеров соответствующих падов;
  - к эмиттеру (или к эмиттерам, если их 2) добавить модели земляных отверстий VIAGND; размеры отверстий брать исходя из размеров соответствующих падов;
  - с помощью блока Options установить температуру моделирования  $16,85^\circ\text{C}$ ;

- провести симуляцию по постоянному току DC и в режиме аннотации токов и напряжений подправить номиналы резисторов базы RB и коллектора RC, чтобы вернуться в целевую рабочую точку.

4. Схема LNA\_MaxParamsAndStability. Определение устойчивости активного элемента и предельно достижимых характеристик:

- собрать схему оценки устойчивости активного элемента и предельно достижимых устойчивого коэффициента усиления MainGain и коэффициента шума NFmin на заданной рабочей точке;
- определить на основании коэффициента устойчивости  $K$  и  $\text{mag}(\delta)$ , является ли транзистор безусловно устойчивым в заданном рабочем диапазоне или нет;
- в случае условно устойчивого транзистора на основании положения кругов устойчивости SSC и LSC определить, нужно ли проводить стабилизацию;
- определить предельно достижимые MaxGain и NFmin на рабочей частоте.

5. Схема LNA\_ImproveStability. Стабилизация транзистора. Пункт выполняется, если транзистор условно устойчив:

- собрать схему для расчета стабилизирующей цепочки;
- расчет вести только на центральной частоте  $F_c$ ;
- с помощью выходного круга устойчивости LSC рассчитать предварительное значение стабилизирующего резистора  $R_S$ ;
- изменить диапазон частот расчета на весь рабочий и уточнить номинал  $R_S$ , чтобы устройство оставалось безусловно устойчивым во всем частотном диапазоне. Также рассчитать номинал блокировочного конденсатора  $C_S$  в стабилизирующей цепи;
- при подборе номиналов  $R_S$  и  $C_S$  следить, чтобы не сильно пострадали предельно достижимые MaxGain и NFmin.

6. Схема LNA\_GetSinSout. Выбор коэффициентов отражения входной и выходной согласующих цепей Sin и Sout:

- собрать схему для генерации S-параметров и шумовых свойств на одной центральной частоте  $F_c$ ;

- с помощью кругов постоянного коэффициента усиления и постоянного коэффициента шума выбрать точку Sin;
- определить выходную точку Sout двумя способами, с учетом Sin и для однонаправленного случая SoutU.

7. Схема LNA\_CheckSinSout. Проверка выбранных Sin и Sout:

- собрать схему для проверки выбранных Sin и Sout;
- проверить соответствие полученных Кр и NF расчетным, полученным в п.6;
- дополнительно проверить, какое будет Кр и NF, если строить выходную согласующую цепь на SoutU.

8. Схема LNA\_InIdeal. Проектирование входной согласующей цепи:

- исходя из требуемого Sin и частотного диапазона определить приблизительную структуру входной согласующей цепи;
- с помощью утилиты SmithChart спроектировать прикидочную схему входной согласующей цепи;
- при проектировании согласующей цепи использовать только последовательные индуктивности, последовательные или шунтирующие емкости;
- учитывать существующие номиналы емкостей и индуктивностей из ряда Е24, за исключением малых номиналов (единицы пФ и единицы нГн), где возможны более частые шаги;
- не забыть добавить блокировочный последовательный конденсатор номиналом 10..100 пФ;
- уточнить прикидочную схему входной согласующей цепи за счет вменения неоднородностей (MTEE, MCROS, MTAPE), моделей земляных отверстий и заменить модели дискретных компонентов на имеющие посадочное место «\_Pad1». Типоразмеры всех дискретных компонентов брать 0402 (ширина W = 0,5 мм, длина L = 1,0 мм, длина вывода S = 0,25 мм). При необходимости подстроить ее.
- модифицировать прикидочную схему входной согласующей цепи для возможности подачи смещения через индуктивность, фильтрующий конденсатор на 100 Пф и резистор смещения RB. При выборе точки подключения смещения оценивать, как постоянный ток будет доходить до базы транзистора;

- контролировать результаты моделирования по коэффициенту отражения, потерям и развязке с портом питания;
- по генерации топологии проверить общую адекватность входной согласующей цепи. При необходимости исправить;
- подготовить схему входной согласующей цепи для возможности включения в финальное моделирование как подсхему.

9. Схема LNA\_OutIdeal. Проектирование выходной согласующей цепи:

- исходя из требуемого Sout и частотного диапазона определить приблизительную структуру выходной согласующей цепи;
- с помощью утилиты SmithChart спроектировать прикидочную схему выходной согласующей цепи;
- при проектировании согласующей цепи использовать только последовательные индуктивности, последовательные или шунтирующие емкости;
- учитывать существующие номиналы емкостей и индуктивностей из ряда E24, за исключением малых номиналов (единицы пФ и единицы нГн), где возможны более частые шаги;
- не забыть добавить блокировочный последовательный конденсатор номиналом 10..100 пФ;
- уточнить прикидочную схему выходной согласующей цепи за счет вменения неоднородностей (МТЕЕ, MCROS, МТАPER), моделей земляных отверстий и заменить модели дискретных компонентов на имеющие посадочное место «\_Pad1». Типоразмеры всех дискретных компонентов брать 0402 (ширина W = 0,5 мм, длина L = 1,0 мм, длина вывода S = 0,25 мм). При необходимости подстроить ее.
- модифицировать прикидочную схему выходной согласующей цепи для возможности подачи питания через индуктивность, фильтрующий конденсатор на 100 Пф и резистор коллектора RC. При выборе точки подключения питания оценивать, как постоянный ток будет доходить до коллектора транзистора;
- контролировать результаты моделирования по коэффициенту отражения, потерям и развязке с портом питания;
- по генерации топологии проверить общую адекватность выходной согласующей цепи. При необходимости исправить;

- подготовить схему выходной согласующей цепи для возможности включения в финальное моделирование как подсхему.

10. Схема LNA\_Final и подсхема модели транзистора «ИмяТранзистора\_model». Предварительный линейный анализ спроектированного МШУ:

- собрать схему для предварительного линейного анализа;
- внести в нее согласующие цепи как подсхемы;
- по аннотации токов и напряжений проверить, уплыла ли рабочая точка;
- на основании документации производителя создать ячейку ИмяТранзистора\_model, в которой в подсхеме внести библиотечную модель транзистора с перестановкой выводов аналогично распиновке на корпусе, в топологии создать по чертежу производителя посадочное место, в символе создать УГО для возможности вставки в другие схемы;
- в схеме LNA\_Final внести оставшиеся неоднородности в стабилизирующую цепь, заменить модель транзистора на свою «ИмяТранзистора\_model» и разорвать цепь VCC;
- сгенерить топологию LNA\_Final и проверить ее общую адекватность;
- если в общей топологии присутствуют наложения или близкие к ВЧ-тракту участки, подправить соответствующие места проекта;
- в топологии дополнить до полной цепь VCC;
- синхронизировать схему LNA\_Final с топологией;
- повторно провести линейное моделирование. Если результаты ухудшились, то за счет работы с дискретными компонентами исправить ситуацию.

11. Схема LNA\_FinalLinear и подсхема LNA\_Final. Линейный анализ спроектированного МШУ:

- модифицировать схему LNA\_Final, чтобы она стала подсхемой только с МШУ без контроллеров симуляции, управляющих блоков, ссылкой на библиотеки, терминаторов, определения подложки и пр.;
- собрать схему верхнего уровня LNA\_FinalLinear, в которой настроить линейный анализ в рабочем частотном диапазоне;

- внести в нее LNA\_Final как подсхему;
- добавить расчет КСВН и параметров устойчивости;
- по результатам моделирования определить степень согласованности спроектированного МШУ по входу и по выходу;
- по результатам моделирования определить степень устойчивости спроектированного МШУ в рабочем диапазоне частот;
- изменить нижнюю частоту расчета на 100 МГц и провести анализ устойчивости в расширенном частотном диапазоне;
- при наличии частотных диапазонов, где устройство не является безусловно устойчивым, т.к. где  $K < 1$ , с помощью анализа положения кругов устойчивости SSC и LSC определить, какие импедансы входа и выхода могут привести к самовозбуждению МШУ.

12. Схема LNA\_FinalOneToneSweep. Нелинейный однотоновый анализ спроектированного МШУ:

- собрать схему для определения точки однодецибелевой компрессии P1dB и КПД со перебором мощности Pin однотонового сигнала на центральной частоте Fc;
- диапазон перебора Pin брать от заведомо линейного участка  $\sim -50$  дБмВт, до достоверно насыщения  $>25$  дБмВт с шагом 0,5 дБмВт;
- с использованием графиков выходной мощности и реального коэффициента усиления определить точку однодецибелевой компрессии (P1dBin по входу и P1dBout по выходу)
- с использованием графика КПД определить КПД в точке однодецибелевой компрессии и на 10 дБ ниже.

13. Схема LNA\_FinalTwoTone. Определение IP3out:

- собрать схему с подачей двухтонового сигнала вокруг центральной рабочей частоты Fc;
- частотный шаг между тонами двухтонового входного сигнала брать равным 1 МГц;
- уровень мощности входного двухтонового сигнала Pin брать из заведомо линейного участка  $\sim -50$  дБмВт;
- по спектральному представлению выходного сигнала определить уровень интермодуляционных искажений третьего порядка по выходу IP3out.

## **Требования к отчёту**

Отчет о выполненной лабораторной работе должен представлять из себя структурированное описание всей выполненной работы, в том числе должен содержать:

- Титульный лист, с наименованием работы, указанием исполнителя и даты выполнения.
- Цель (-и) работы.
- Список использованных инструментов в лабораторной работе.
- Разделы работы, которые рекомендовано формировать в соответствии с этапами выполнения (аналогично методике и заданию на выполнение).
  - Для каждого этапа необходимо привести все выполненные расчеты, подготовленные модели, результаты и анализ результатов.

Подробность описания этапов выполненной работе студент определяет самостоятельно. Самое простое правило, которому надо следовать – человек, незнакомый с выполненной работой (но знакомый с использованным инструментом) должен быть в состоянии по отчету повторить данную работу и понять, что в ней происходит.

Готовый отчет необходимо экспорттировать в pdf.

Архив проекта ADS лучше всего делать встроенным инструментом File – Archive Workspace из основного окна ADS. При архивации проекта можно выбрать, какие составляющие проекта добавлять в архив. Если какие-то ячейки или результаты расчета не нужны, то их можно исключить из архивирования.

По окончании выполнения лабораторной работы и подготовки отчета, отчет и архив проекта надо выложить в ОРИОКС в домашнее задание в дисциплину, привязав к контрльному мероприятию ЗЛР (Защита лабораторных работ). Именование отчета и архива проекта должно давать возможность точно понять, к какой лабораторной работы они относятся (Например, PPU\_Lab2\_LNA вместо непонятного Lab2 или Workspace2).

## **Задание на самостоятельную работу**

### **1) Подготовка к лабораторному занятию**

При подготовке к выполнению лабораторной работы необходимо продумать шаблон отчета, при необходимости внести краткие теоретические сведения, продумать и наметить количество, вид и расположение таблиц и графиков с измеренными данными. Для получения допуска необходимо подробно изучить теоретический материал.

**2) С использованием навыков, полученных в лабораторной работе, выполнить соответствующий этап курсового проекта.**

## **Контрольные вопросы**

1. Какой моделью описываются шумы линейной системы?
2. Почему при верификации нелинейной модели измеренными S-параметрами результаты S11, S12 и S22 выносились на диаграмму Смита, а S21 на простой полярный график?
3. Что такое круги постоянного коэффициента усиления? Какой порядок их применения?
4. Что такое круги постоянного коэффициента шума? Какой порядок их применения?
5. Каким образом на диаграмме Смита происходит проектирование МШУ?
6. Для чего при проектировании с помощью диаграммы Смита необходимо контролировать положение кругов устойчивости?
7. Что такое максимально-устойчивый коэффициент усиления, при каких условиях его применяют при проектировании?
8. Почему если у транзистора  $S12 \neq 0$ , то для выходной согласующей цепи оптимальная для передачи энергии точка  $Sout \neq \text{conj}(S22)$ ?
9. Почему в схеме LNA\_CheckSinSout для проверки выбранных Sin и Sout высчитанные импедансы Zin и Zout в терминалах сопрягались, а в схемах проверки спроектированных согласующих (LNA\_InIdeal и LNA\_OutIdeal) цепей нет?
10. Поясните смысл индексов 0, 1 и :: формулах оценки однотоновых нелинейных свойств.
11. Объясните, почему для определения IP3 по выходному спектру двухтонового сигнала уровень входной мощности должен быть в заведомо линейном режиме?

## Литература

1. Банков, С. Е. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ : учебник / С. Е. Банков, А. А. Курушин. — Москва : СОЛОН-Пресс, 2017. — 316 с. — ISBN 978-5-91359-236-1. — Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. — URL: <https://e.lanbook.com/book/107661> (дата обращения: 02.02.2021). — Режим доступа: для авториз. пользователей.

### *Перечень ресурсов сети «Интернет»*

2. Сборник примеров работы в ADS «ADS Example Book: Focused on RF and Microwave Design», доступен после свободной регистрации <https://www.keysight.com/main/editorial.jspx?cc=RU&lc=rus&ckey=2704333&id=2704333&cmpid=zzfindeesof-ads-rfmw-examples>

3. База знаний Образовательного центра Keysight EEsof EDA Knowledge Center, доступен после свободной регистрации, <http://edadocs.software.keysight.com/display/support/Knowledge+Center>

4. Тематический раздел «Rf & Microwave Design» форума electronix.ru, доступен после свободной регистрации, <https://electronix.ru/forum/index.php?showforum=63>

5. Интернет-энциклопедия разработчиков СВЧ-аппаратуры «Microwaves101» <https://www.microwaves101.com>

6. Производитель ЭКБ Infineion <https://www.infineon.com/>

7. Документация на биполярный транзистор BFP640 <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf/rf-transistor/low-noise-rf-transistors/bfp640/>

8. Репозиторий с методическими указаниями по лабораторным работам <https://github.com/dee3mon/Keysight-ADS-RFDevices-methodic/>

### *Каналы Youtube с видеоуроками по Keysight Advanced Design System*

9. Канал youtube образовательного центра Keysight EEsof EDA <https://www.youtube.com/user/KeysightEESOF>

10. Канал youtube Anurag Bhargava образовательного центра <https://www.youtube.com/user/BhargavaAnurag>

11. Канал youtube Keysight EEsof EDA Field <https://www.youtube.com/c/EEsofAETips>

### **Разработчик:**

Ст. преподаватель Института МПСУ

Приходько Д.В.