

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

2024

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
Оценка устойчивости и предельных достижимых параметров	22
Пример стабилизации транзистора.....	25
Определение коэффициентов отражения согласующих цепей Sin и Sout.....	32
Проверка выбранных Sin и Sout	37
Проектирование входной согласующей цепи	38
Проектирование выходной согласующей цепи.....	48
Линейный анализ спроектированного МШУ	51
Однотоновый нелинейный анализ спроектированного МШУ	55
Определение IP3 спроектированного МШУ	58
Задание на выполнение.....	60
Требования к отчёту.....	66
Задание на самостоятельную работу.....	67
Контрольные вопросы	68
Литература	69

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.

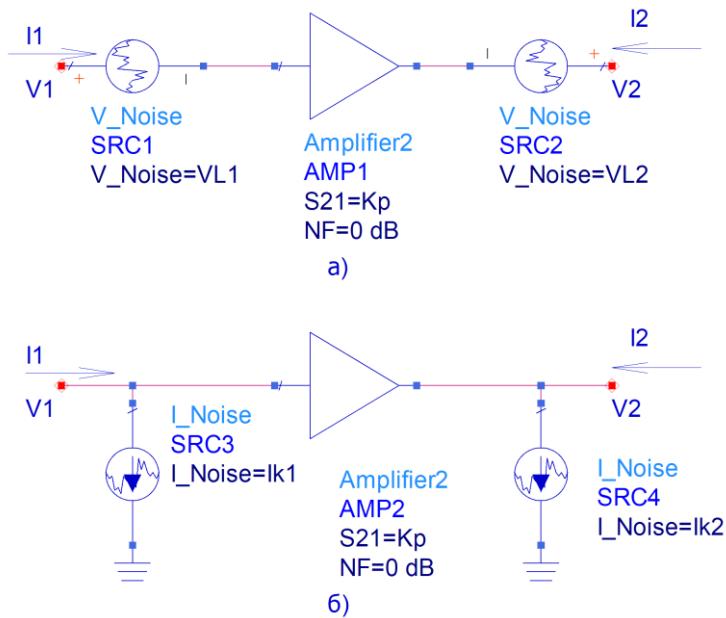
В разделе «Методика выполнения» приведены только необходимые действия по выполнению лабораторной работы. Подробно описываются только новые приемы работы в ADS. Предполагается, что студент выполнил предыдущие лабораторные работы.

Lab1	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

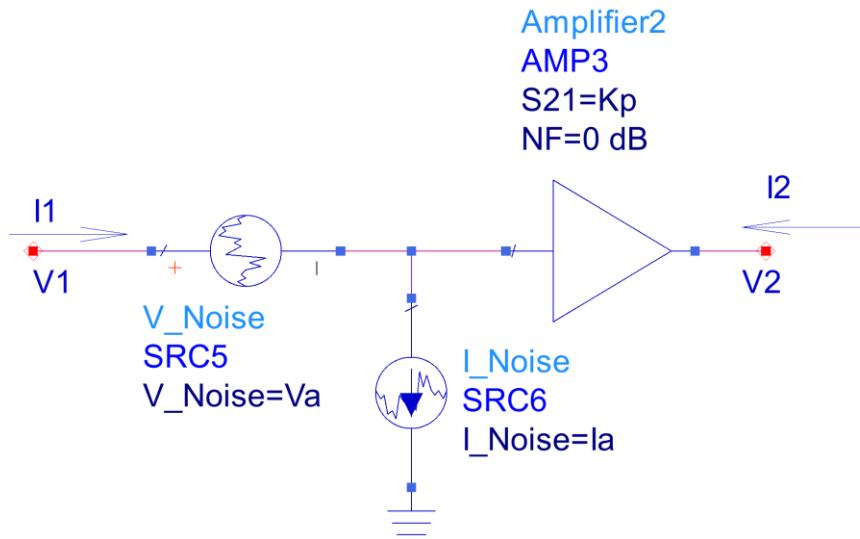
Линейное шумящее двухпортовое устройство может быть представлено в виде следующих эквивалентных схем.



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

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

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_{corr} - пропорциональная константа (имеет размерность проводимости).

Для расчета Y_{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 $G_n = \frac{\overline{I_a^2}}{4kTB}$ ($G_u = \frac{\overline{I_u^2}}{4kTB}$ 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 $K_{\text{Шmin}}$ (NF_{min}), в дБ;

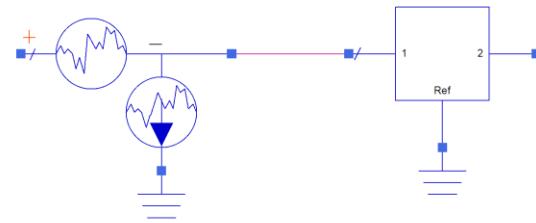
Третий – амплитуда оптимального (с точки зрения минимума $K_{\text{Ш}}$) входного коэффициента отражения, $|S_{opt}|$, S_{opt} нормирована относительно 50 Ом, если не указано иное в заголовке;

Четвертый – фаза оптимального (с точки зрения минимума $K_{\text{Ш}}$) 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).

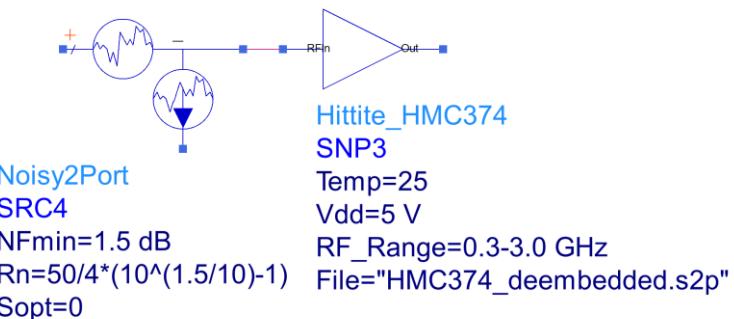
2. Если в файле S-параметров нет шумовых параметров NF_{min} , S_{opt} и r_n , но они известны на интересующей частоте (по результатам измерений или из даташита), то можно добавить эквивалентный источник шума (Noisy2Port, вкладка Sources-Noise) ДО АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА. Свойство NFmin - $NF_{\text{min}}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



Noisy2Port
SRC3
NFmin=0.4 dB
Rn=50*0.03
Sopt=polar(0.253,124.1)

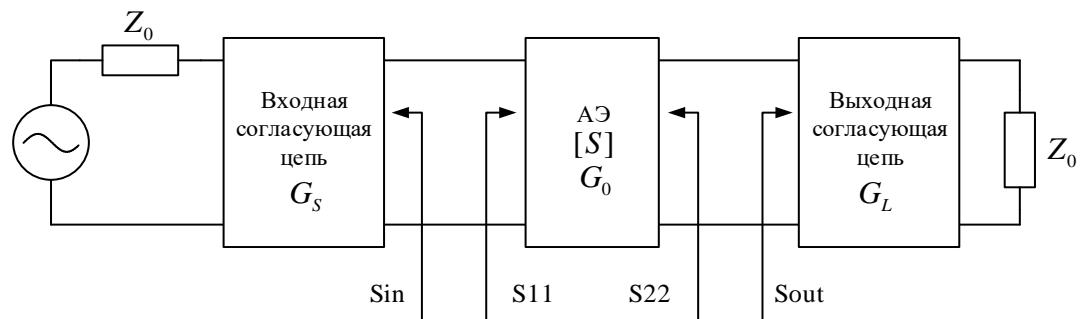
S2P
SNP4
File="trans_s_2i35.s2p"

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_{III} , то параметры эквивалентного источника шума (Noisy2Port) можно установить следующими: $NF_{min} = K_{III}$, $S_{opt} = 0$ и $R_n = \frac{Z_{REF}}{4}(K_{III} [ед] - 1)$. 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})

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

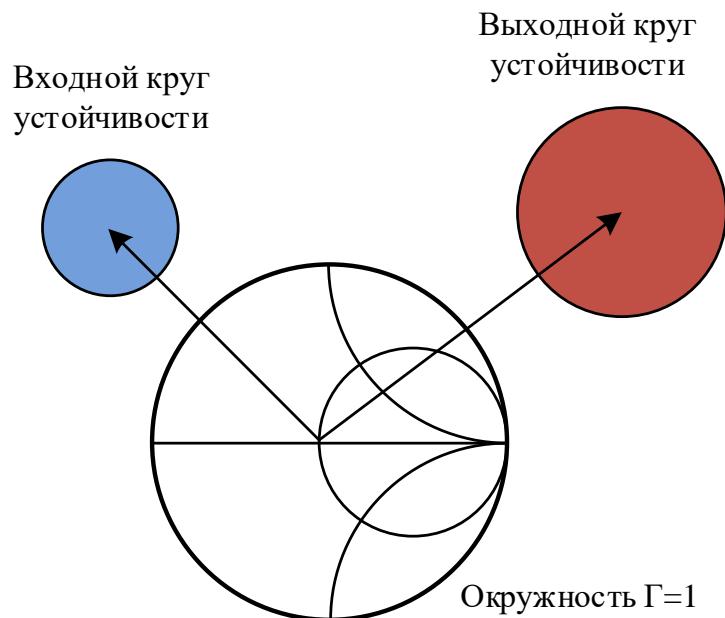
Для условно устойчивых четырёхполюсников G_{\max} определяется как максимально устойчивый коэффициент усиления $\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$.

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.

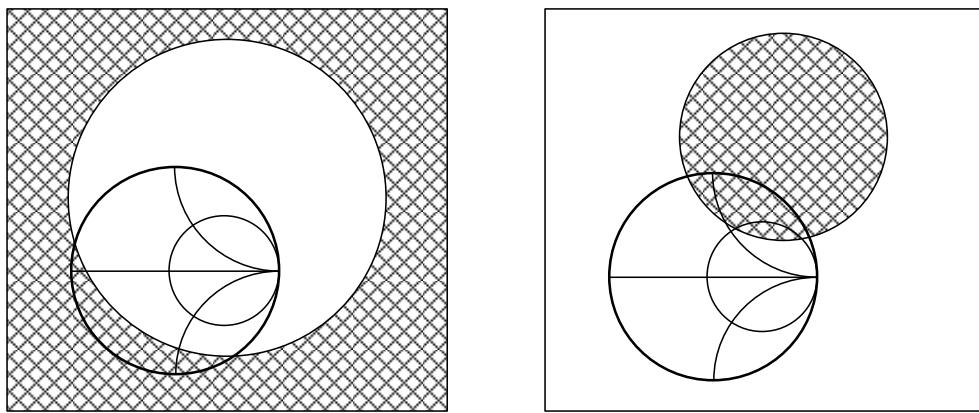
Центр входного круга устойчивости определяется комплексным вектором $r_{s1} = \frac{S_{11} - \Delta S_{22}^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$ радиусом $p_{s1} = \sqrt{\frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}}$.

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



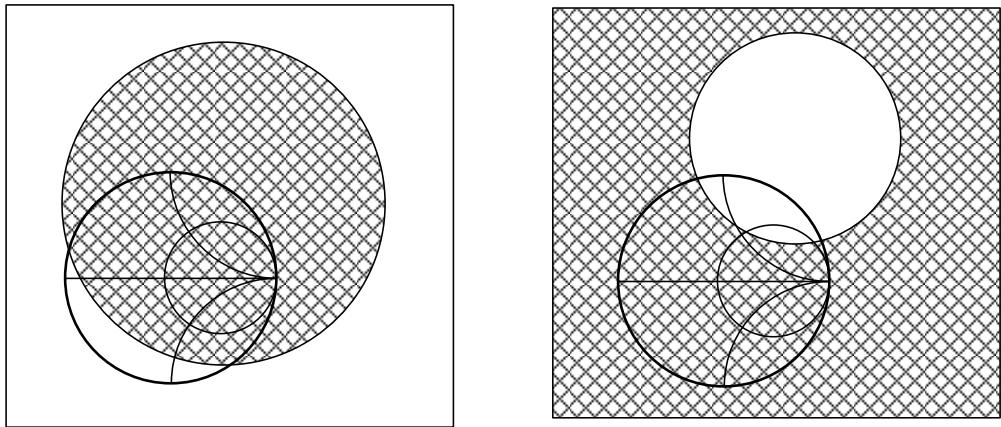
Пример на рисунке показывает одно из возможных расположений кругов устойчивости на диаграмме Смита. В примере при $S_{11} < 1$ и $S_{22} < 1$ устройство всегда безусловно устойчиво при нагрузке на любой импеданс в пределах единичной окружности ($\text{Re}(Z) > 0$), поскольку центр диаграммы Смита оказывается 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:

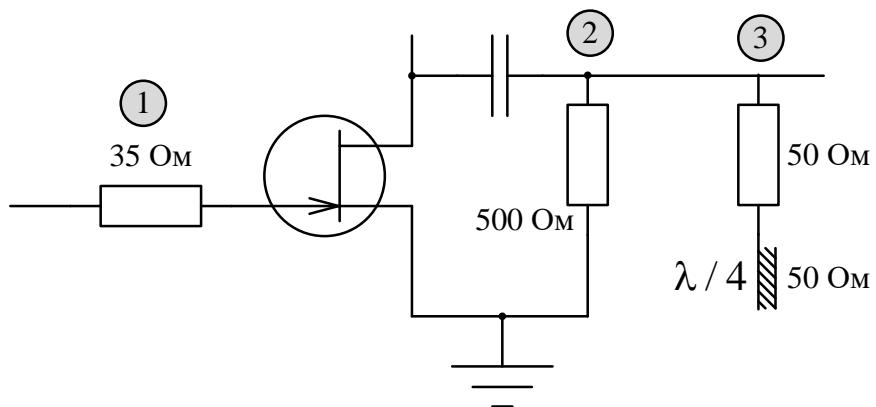
1. Последовательный резистор по входу.

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 $NF < 1 \text{ дБ}$ 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

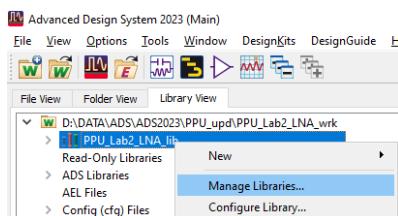
Lab1

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:

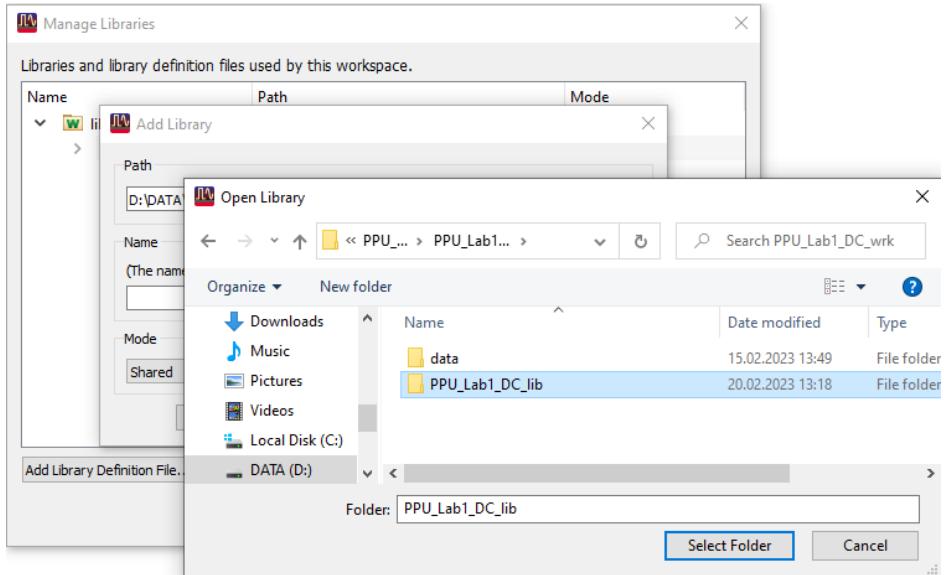
- В качестве библиотеки слоев необходимо дополнительно к библиотеке назначения слоев схемы «ads_schematic_layer» выбрать «ads_standard_layers» (назначение топологических слоев);
- единицы длин проекта – мм, с разрешением 10000 точек/мм.



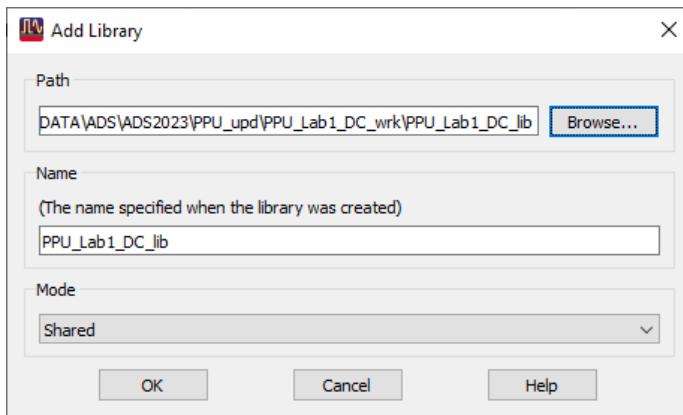
Для использования ячеек (схем) из иного проекта вместо копирования их между открытыми проектами, проект-источник можно подключить как библиотеку к текущему проекту. Для этого надо в основном окне ADS запустить команду DesignKits – Manage Libraries (или в режиме отображения проекта Library View выбрать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



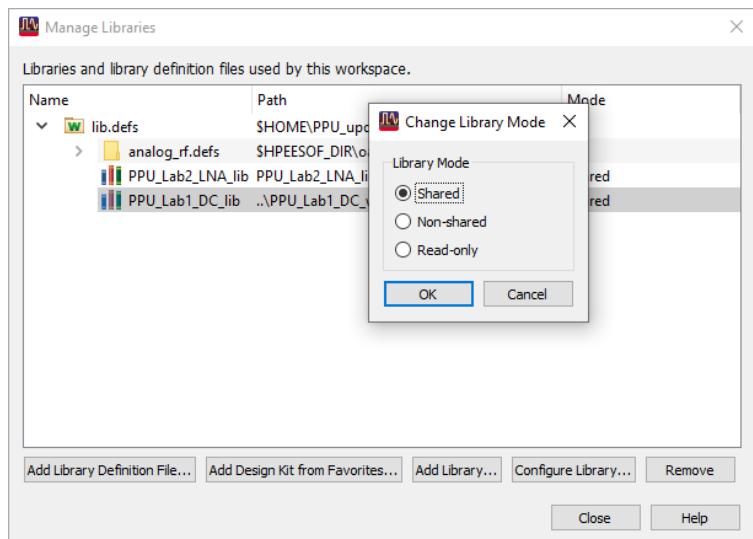
В открывшемся окне запустить команду Add Library и по кнопке Browse указать расположение подпапки _lib подключаемой библиотеки-источника проекта (в нашем случае, PPU_Lab1_DC_lib).



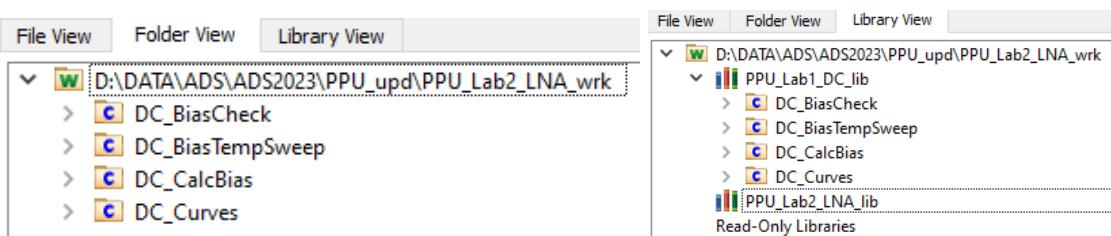
Режим подключения может быть Shared, Non-shared и Read-only. Режимы Shared и Non-shared позволяют обращаться с ячейками (схемами) подключенной библиотеки проекта как с обычными ячейками (схемами), в том числе редактировать их. В режиме Read-only ячейки (схемы) будут выглядеть как компоненты, их можно 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).

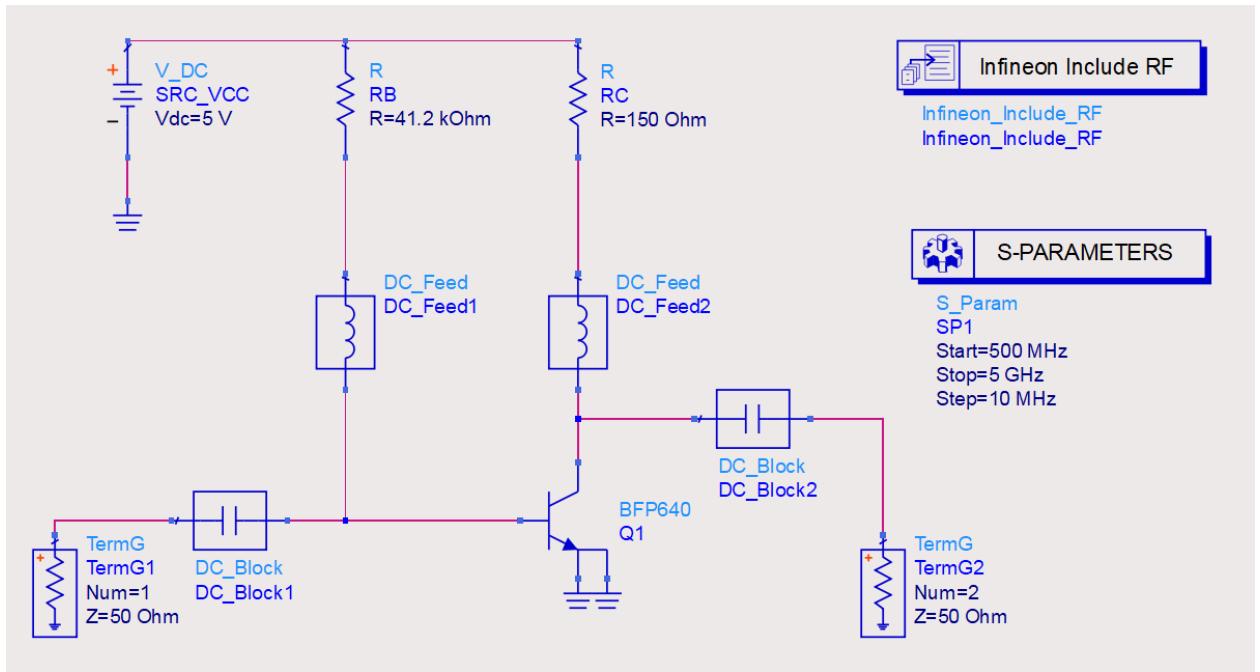


Если в подключённой библиотеке проекте использовались другие библиотеки (в том числе библиотеки компонентов), то их тоже нужно подключить к текущему проекту. Автоматически вся цепочка библиотек по умолчанию не подключается.

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.

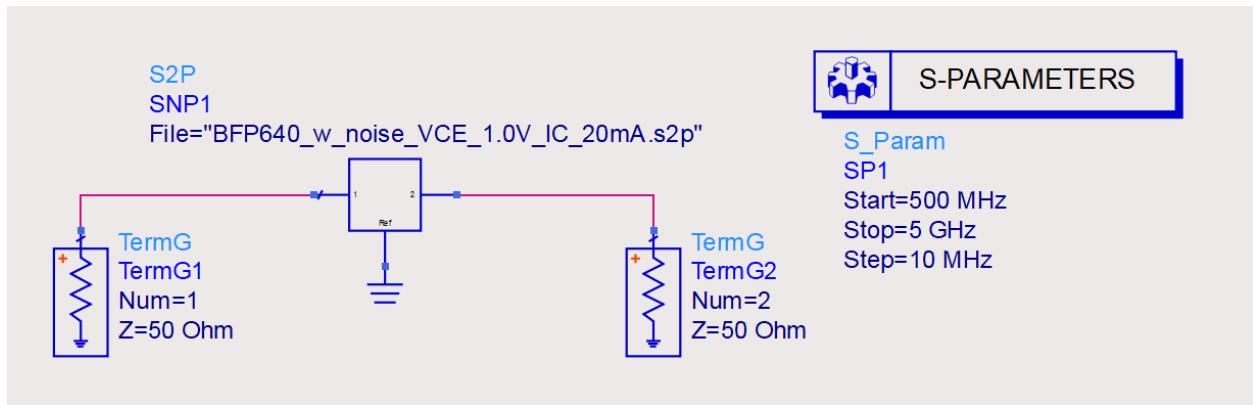


В данной схеме контроллер симуляции S_Param, возвращающий результаты в режиме S-параметров на частотной сетке 0,5..5 ГГц с шагом 10 МГц. Нумерация в рассчитанной матрице S-параметров определяется в соответствии со свойствами Num в терминалах Term (1 – вход, 2 – выход). Эти блоки расположены в палитре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

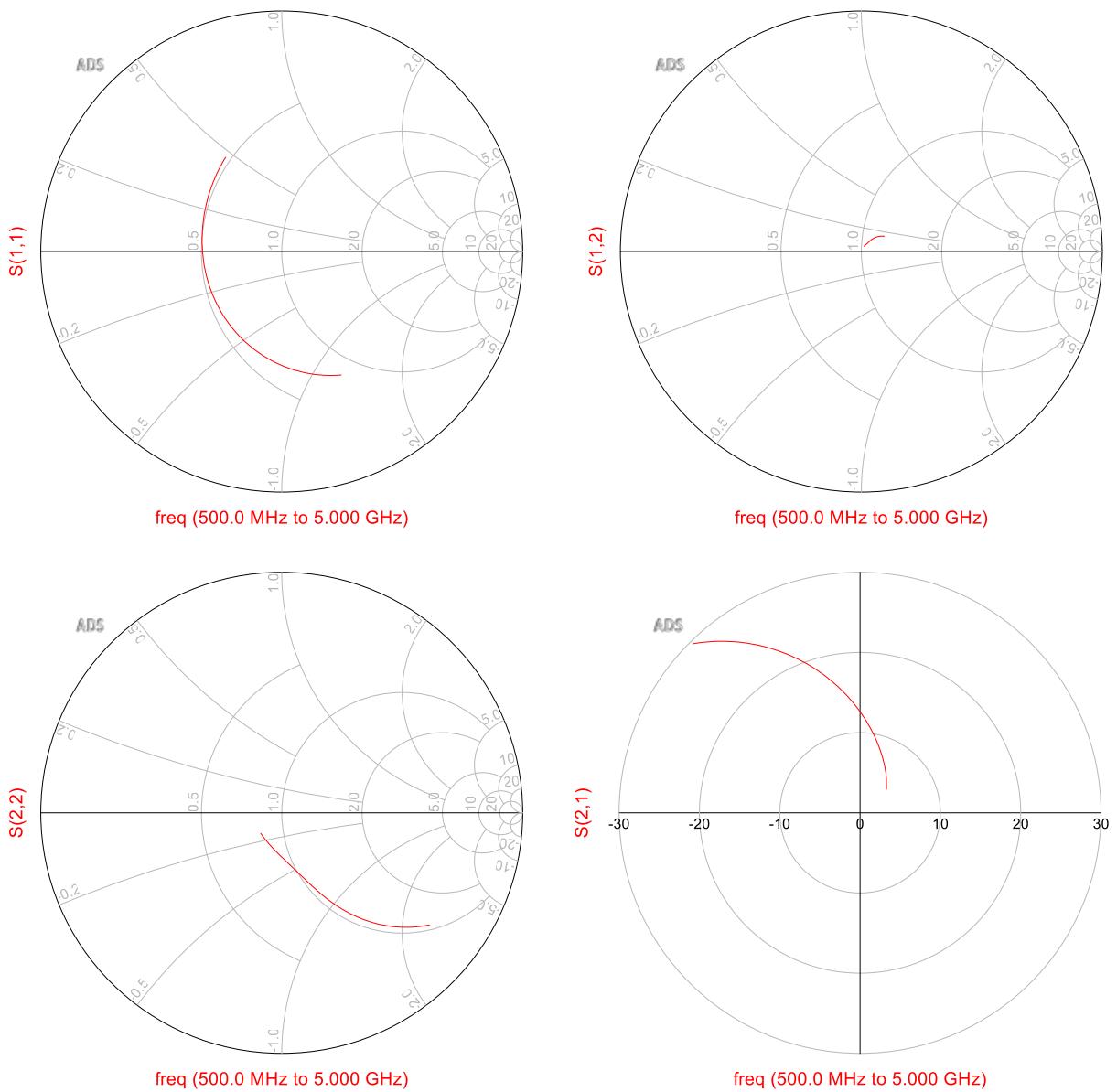
Компоненты типа DC_Block (идеальная емкость) и DC_Feed (идеальная индуктивность) служат для разделения RF- и DC- частей схемы. Эти блоки расположены в палитре Lumped-Components.

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.

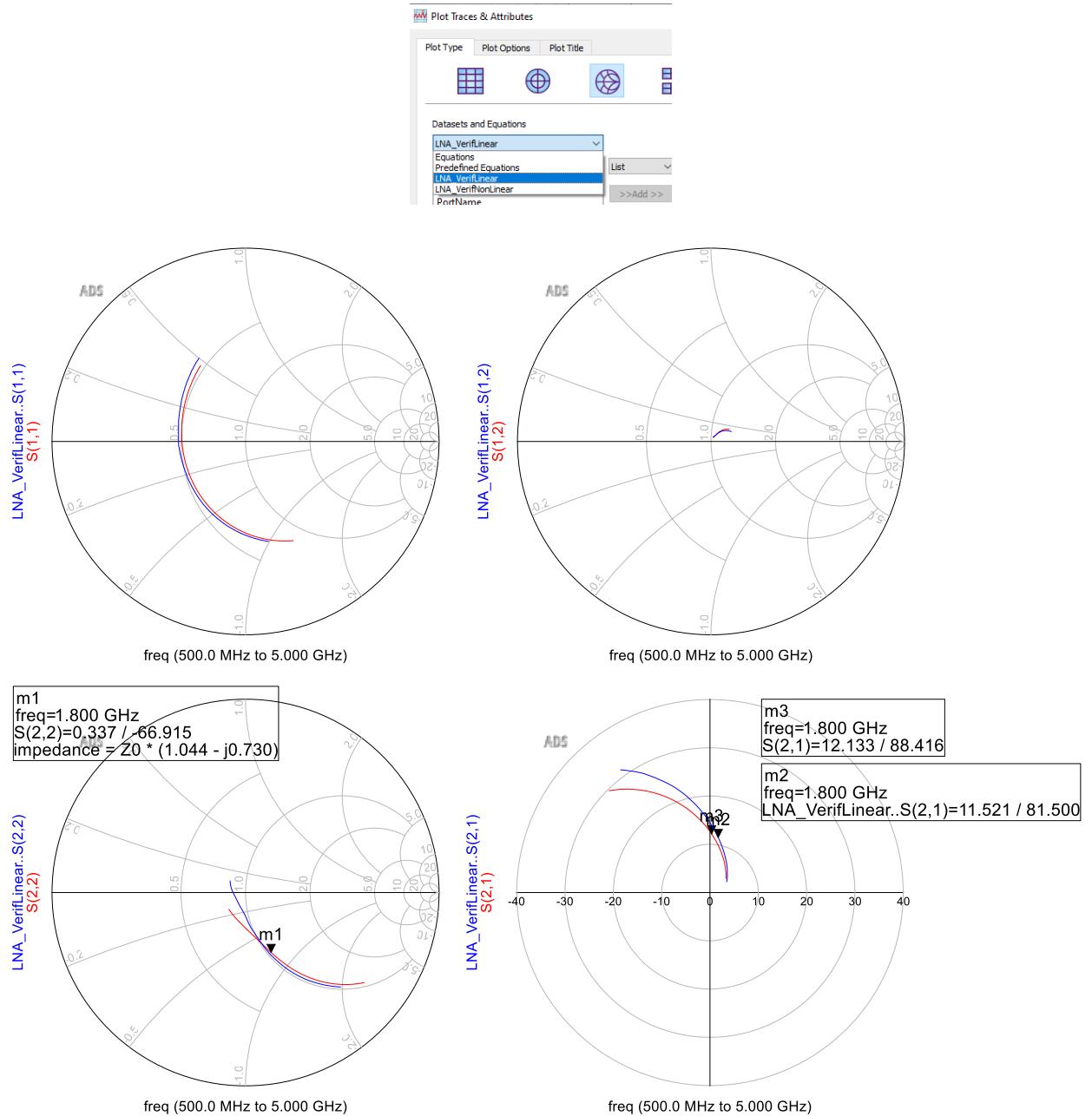
! В блок S2P загружается файл S-параметров. Для использования относительных путей и переносимости проекта, все подгружаемые файлы (в том числе, S-параметров), можно хранить в подпапке проекта _wrk\data



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.

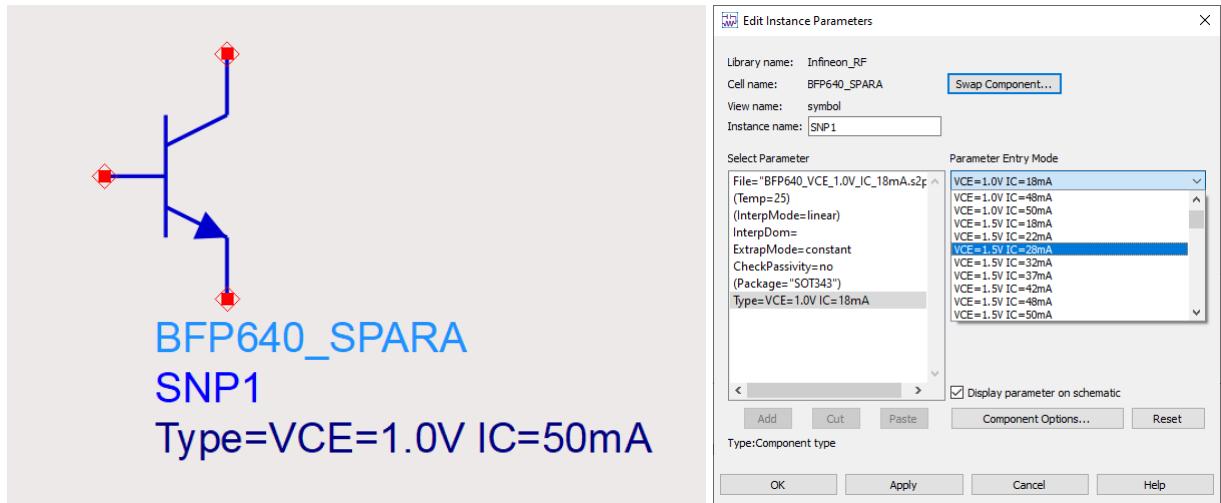


На эти же графики выносим аналогичные результаты из датасета LNA_VerfLinear (выбрав в выпадающем списке Datasets and Equations). Отображаемые данные не из дефолтного датасета получают префикс с именем датасета через «..», где между точками может быть имя контроллера симуляции.

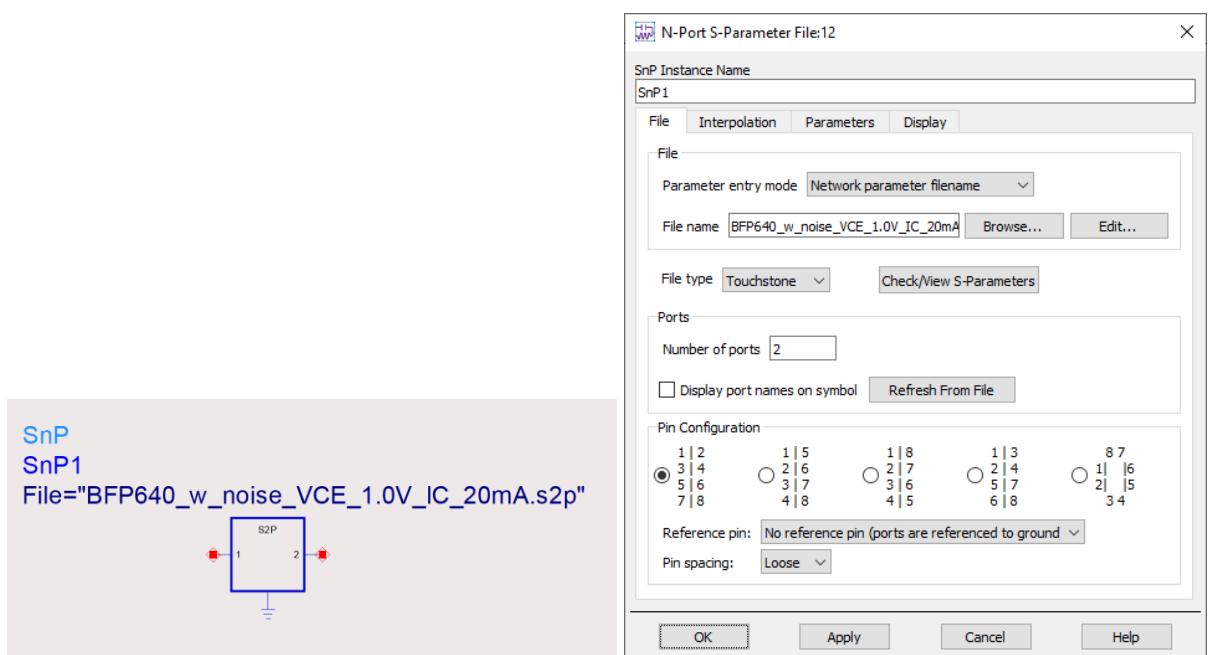


При сравнении S-параметров видно, что несмотря на различие, на интересующей частоте 1,8 ГГц, поведение кривых довольно близко и можно проводить проектирование на основе нелинейной модели. Но при этом надо быть готовым к тому, что все равно придется регулировать изготовленное изделие.

! 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.



Оценка устойчивости и предельных достижимых параметров

Создаем новую схему под именем LNA_MaxParamsAndStability. Данная схема будет строиться на основе схемы LNA_NonVerfNonLinear. 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 $\text{delta} = \text{S11} * \text{S22} - \text{S12} * \text{S21}$.

Для корректного расчета шумовых свойств добавим блок Options  (палитра Simulation-S_Param), в нем установим температуру расчета равной 16,85°.

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.

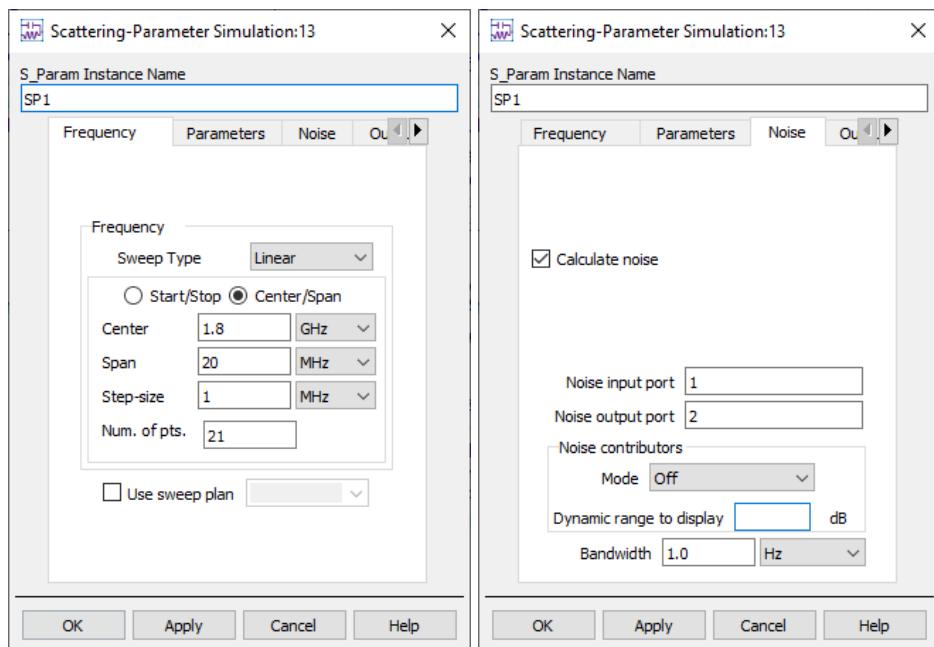
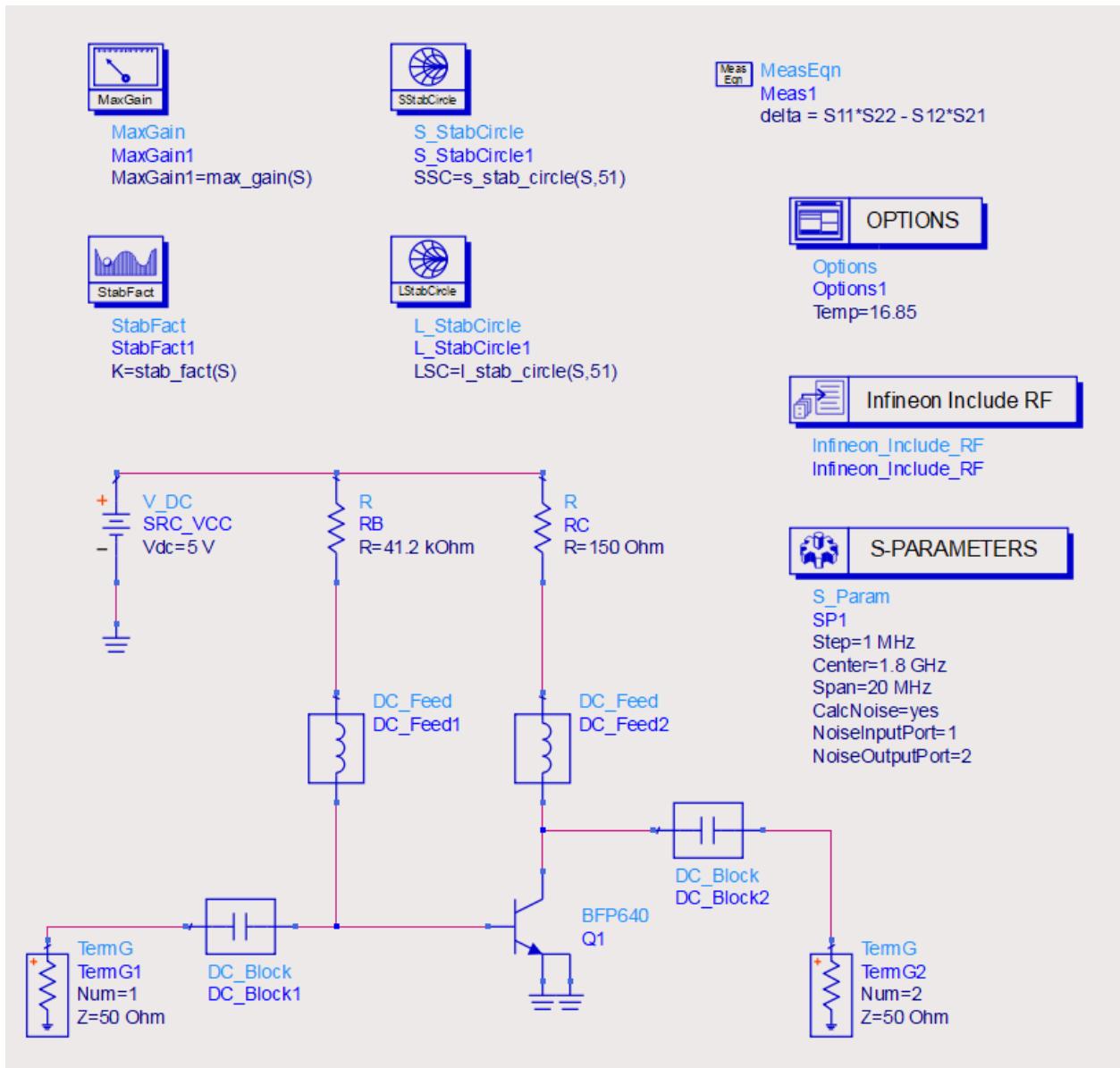
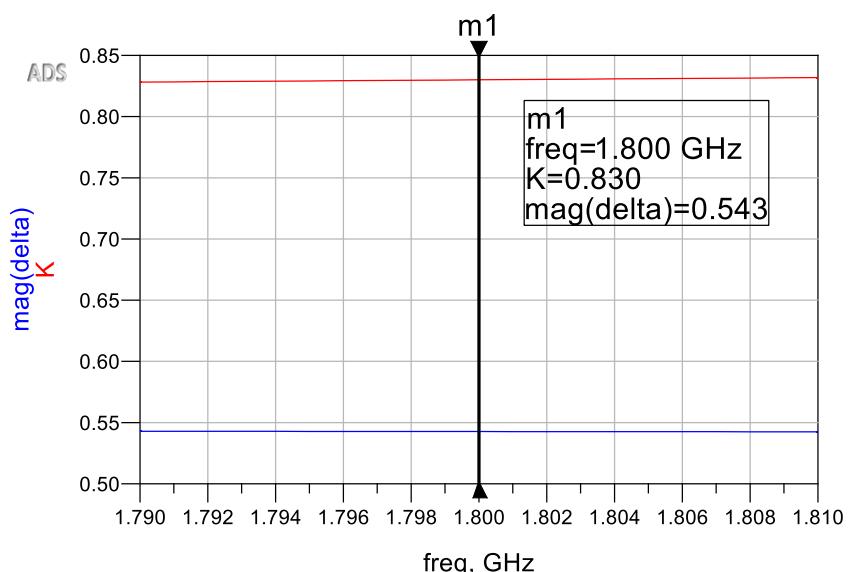


Схема должна принять следующий вид.

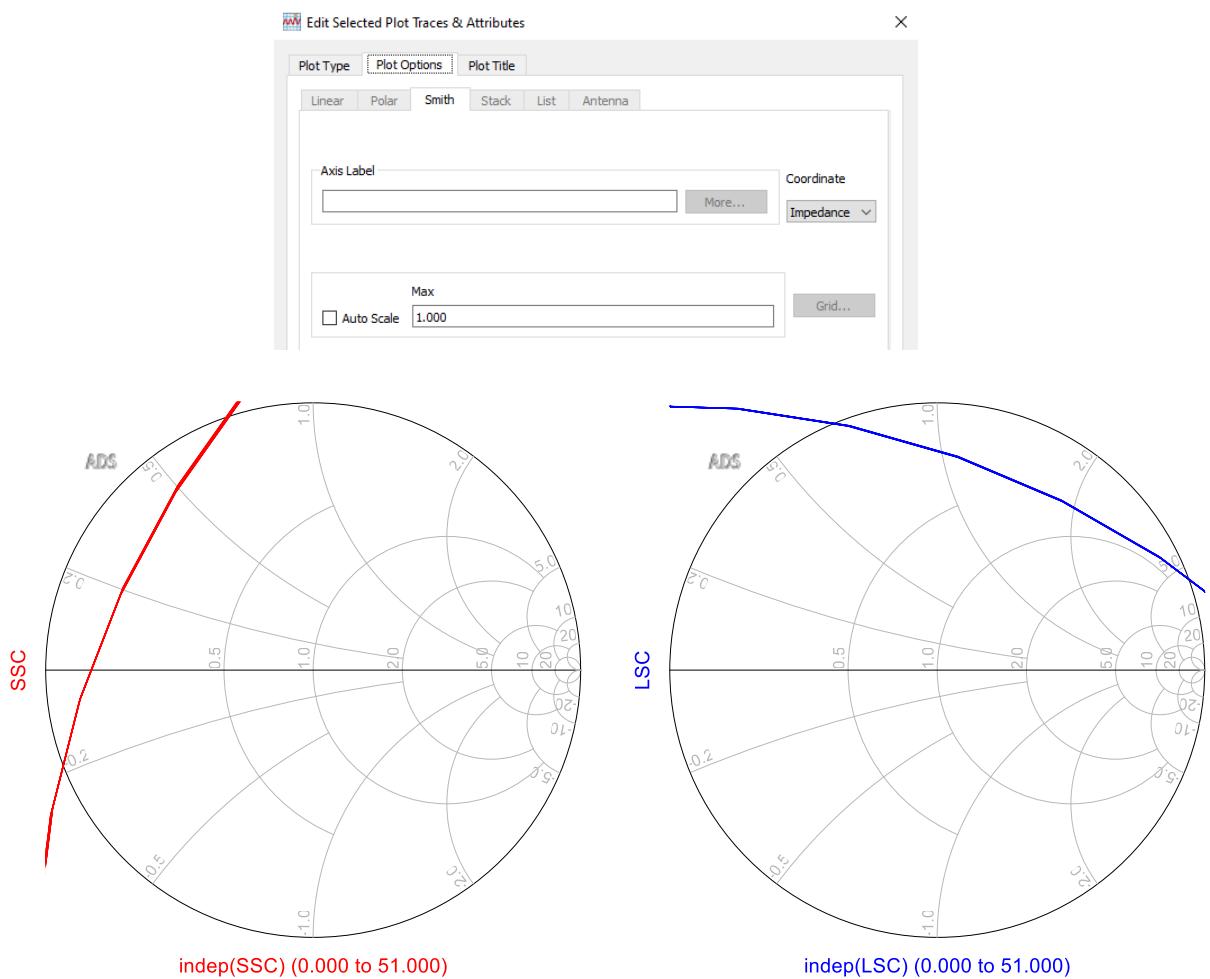


Проведём оценку устойчивости в частотном диапазоне (К и написанное измерение delta).



В рабочем диапазоне $K < 1$, следовательно устройство не является безусловно устойчивым. Можно сначала сделать устройство безусловно устойчивым за счет потерь в предельно достижимых характеристиках. А можно попробовать аккуратно спроектировать цепи согласования так, что они не попадут в регионы неустойчивости и наложить в будущем ограничения на возможные импедансы входных и выходных цепей.

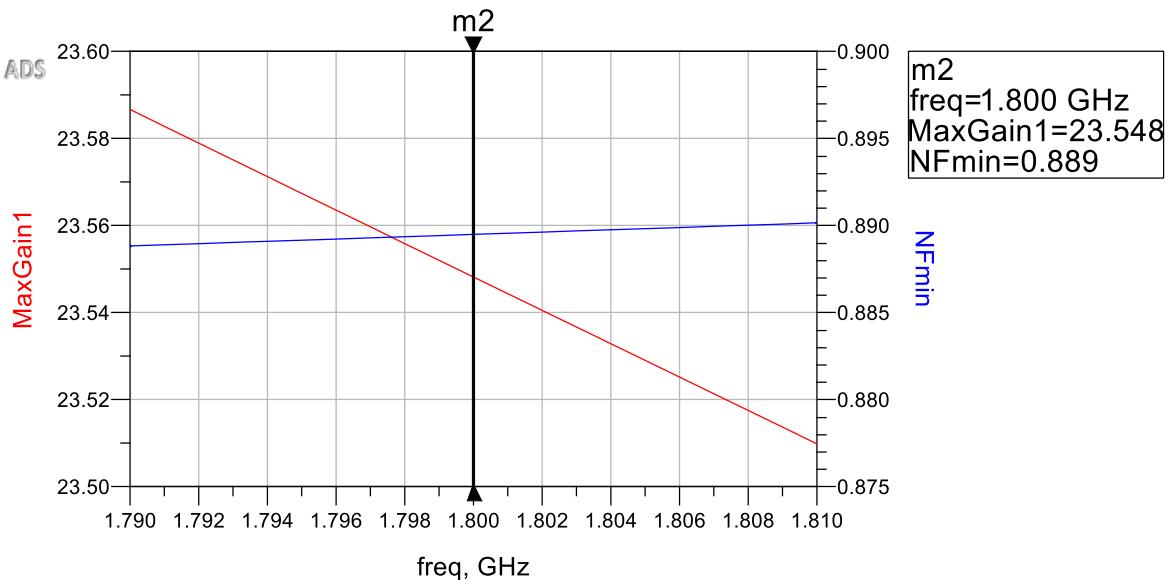
Для того, чтобы понять, какой путь возможен, создадим две диаграммы Смита, на которые выведем круги устойчивости по входу (SSC) и по выходу (LSC). С учетом того, что нас интересует исключительно область единичной диаграммы Смита, то в обоих графиках сразу стоит поставить масштаб 1 (Plot Options, снять галку Auto Scale, Max = 1).



По данным диаграммам видно, что от устойчивого региона откушена довольно небольшая часть и можно 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. В этом случае нужно провести стабилизацию, как показано в следующем разделе.

Также оценим предельные частотные характеристики.



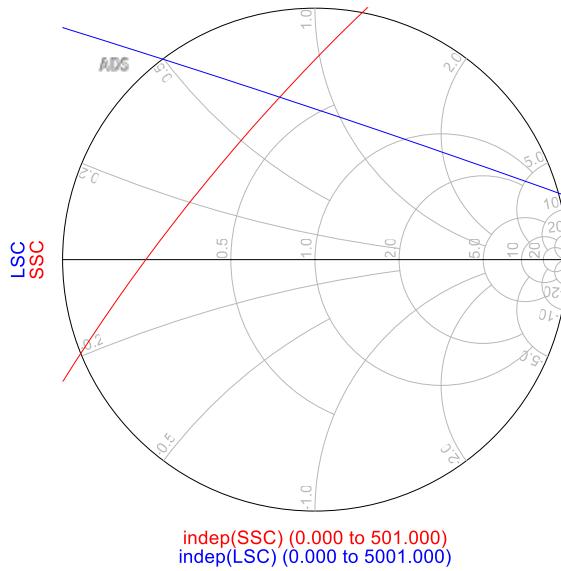
По графикам видно, что максимальный устойчивый коэффициент усиления MaxGain на рабочей частоте равен 23,55 дБ (с небольшими отклонениями в рабочей полосе), а минимально достижимый коэффициент шума NFmin достигает 0,89 дБ.

Эти числа надо запомнить, их мы будем использовать в расчетах.

Пример стабилизации транзистора

При достаточно большой потенциальной неустойчивости транзистора (когда $K < 1$ и от единичной диаграммы Смита откушена значимая часть) возможно не получится спроектировать согласующие цепи на желаемые коэффициент усиления K_p и коэффициент шума NF . В этом случае неизбежно нужно проводить стабилизацию.

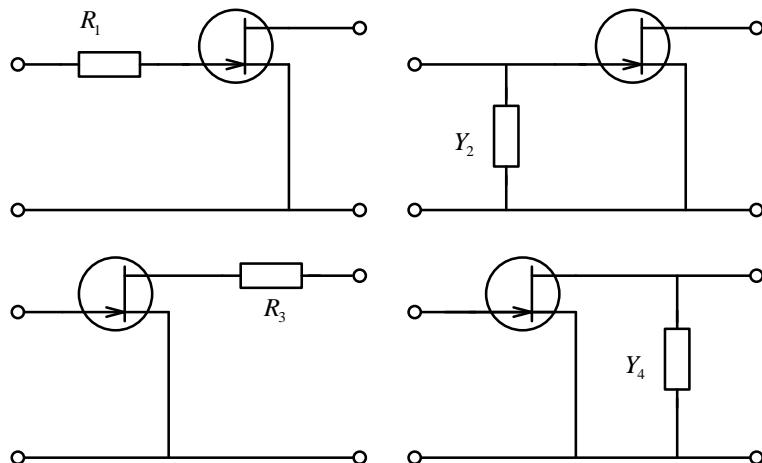
Например, пусть транзистор выведен на нужную рабочую точку, но K значительно меньше 1 и видно, что круги устойчивости SSC и LSC занимают слишком большую часть диаграммы Смита.



freq	K	mag(delta)
1.800 GHz	0.575	0.555

freq	MaxGain1	NFmin
1.800 GHz	22.658	0.575

Стабилизация заключается в том, что в схему подключается резистор R_S рассчитанного номинала в одно из положений как на рисунке:

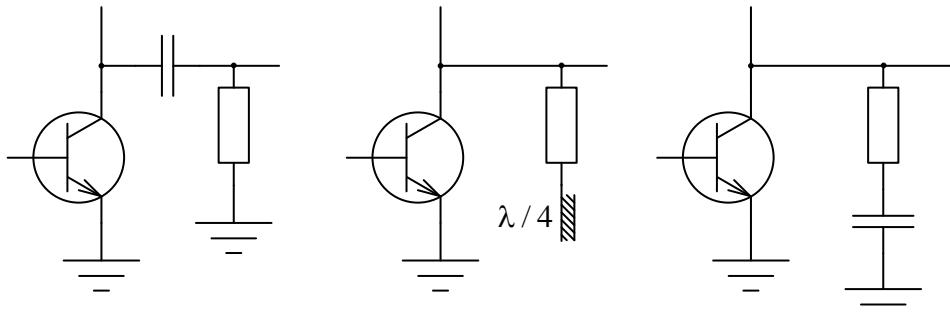


Однако, у нас проектируется МШУ, поэтому надо учитывать некоторые дополнительные моменты:

- 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 RS как шунтирующего по выходу:

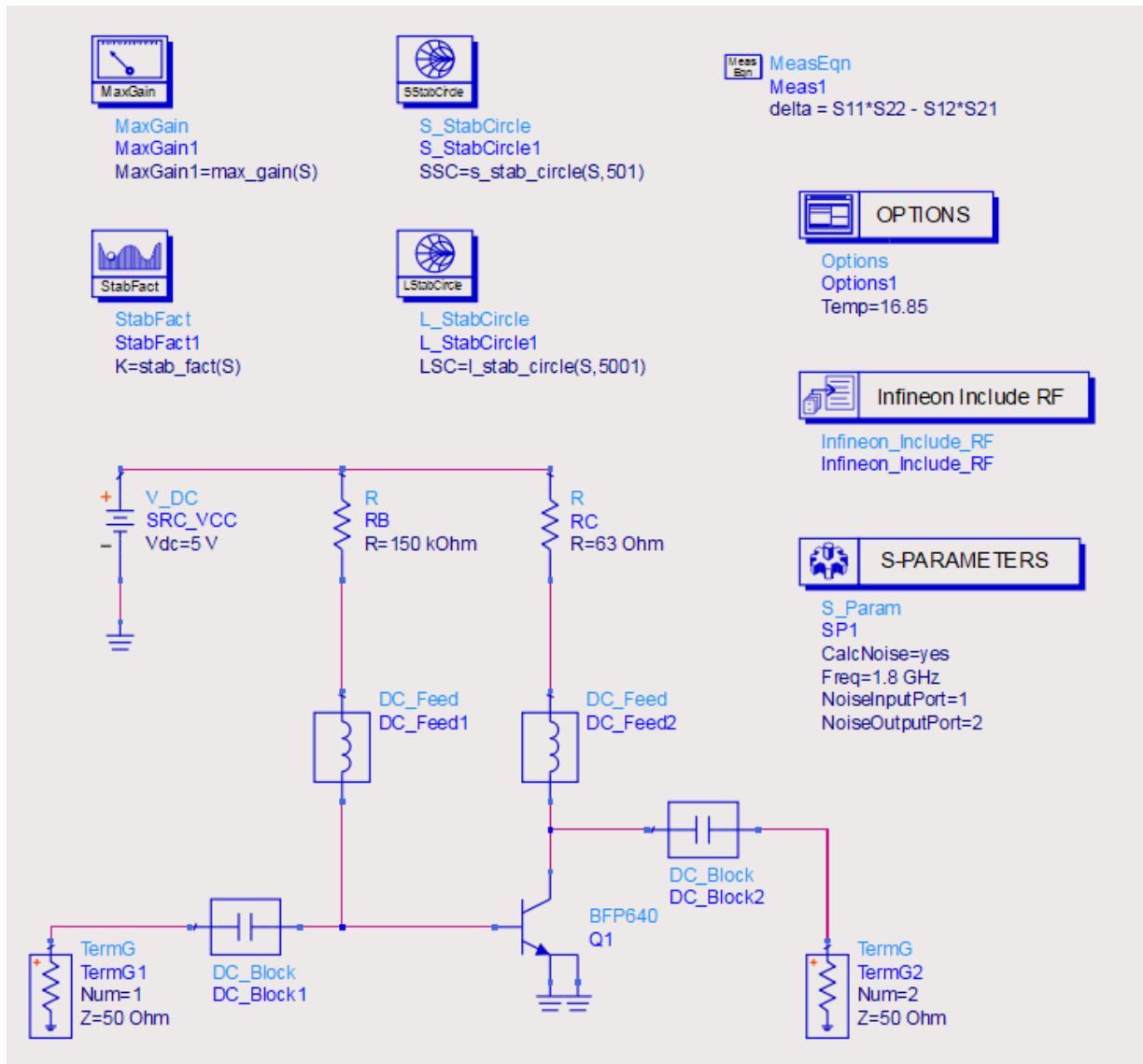


Однако, первый вариант в текущей схеме проектирования не очень удачен, т.к. выходная согласующая цепь с должна быть с подачей питания. Через последовательный конденсатор постоянный ток не идет и придется подавать питание сразу в коллектор транзистора, что не всегда возможно топологически.

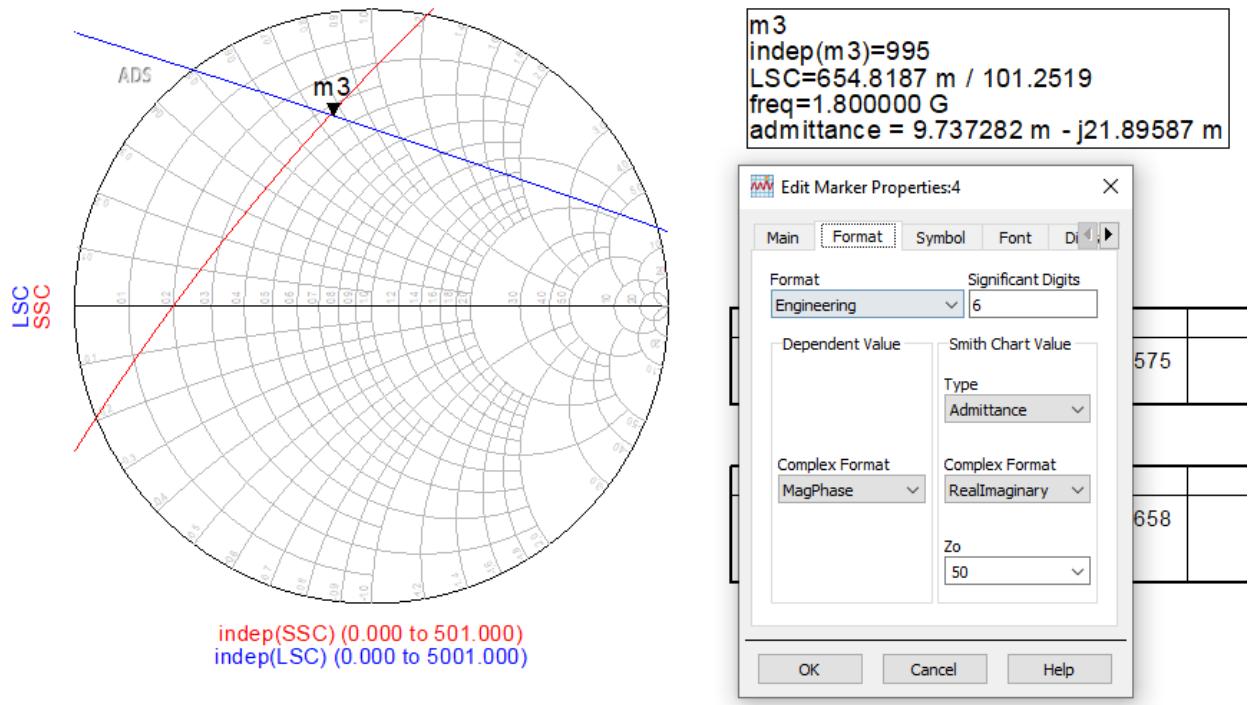
Второй вариант с помощью разомкнутого четвертьволнового трансформатора создает КЗ по ВЧ у шунтирующего стабилизирующего резистора RS и при этом не влияет на прохождение питания, однако у нас слишком низкая частота проектирования 1,8 ГГц и шлейф будет слишком большим.

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. В ней установим расчет на одной частоте и у выходного круга устойчивости установим побольше точек для генерации на круге, 501 или даже 5001.



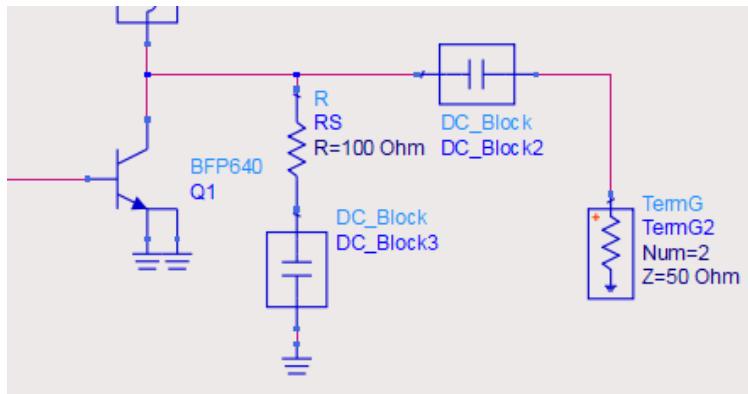
В области графиков установим маркер на круг LSC. Т.к. резистор у нас шунтирующий, нам нужно найти такое положение маркера, где действительная часть проводимости максимальна. Настроим маркер (ДЛКМ), на вкладке Format число знаков побольше Significant Digits = 6, для данных с диаграммы Смита тип проводимость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



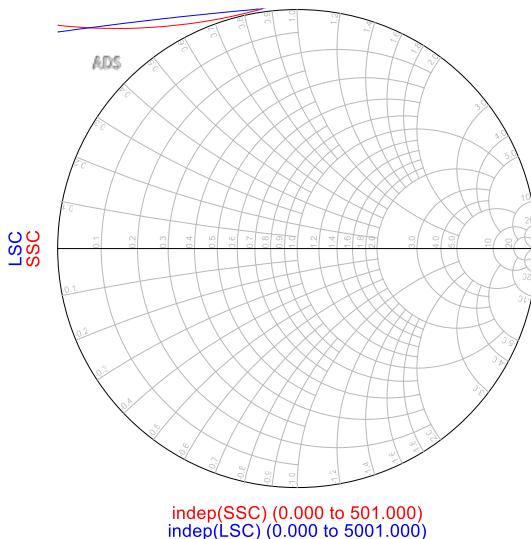
Найдено положение, где действительная часть проводимости максимальна 9,7 мСм. Это значит, что номинал стабилизирующего шунтирующего резистора равен $RS = 1/9,7 \text{ мСм} \approx 100 \text{ Ом}$.

Но этот номинал сделает транзистор безусловно устойчивым, при этом возможны значительные потери в предельно достижимом коэффициенте усиления MaxGain и коэффициенте шума NFmin. Можно увеличив номинал этого резистора RS вернуться в режим условной устойчивости ($K < 1$), вернувшись к приемлемым потерям в предельных характеристиках и так, чтобы круги устойчивости не так значительно влияли на возможные конфигурации согласующих цепей.

До стабилизации $\text{MaxGain} = 22,6 \text{ дБ}$ и $\text{NFmin} = 0,58 \text{ дБ}$. Добавим в схему посчитанный стабилизирующий резистор $RS = 100 \text{ Ом}$. При этом, т.к. пока номинал блокировочного конденсатора неизвестен, воспользуемся блоком DC_Block.



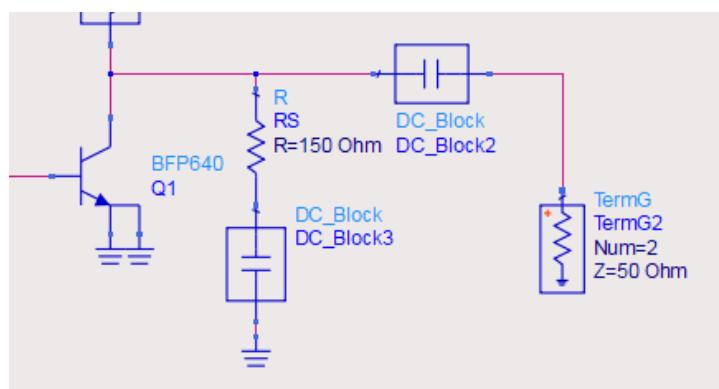
По результатам получается следующая картина.

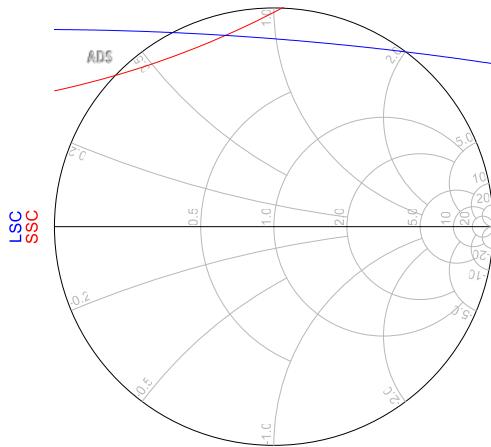


freq	K	mag(delta)
1.800 GHz	1.011	0.279

freq	MaxGain1	NFmin
1.800 GHz	22.006	0.598

Круги SSC и LSC уехали за границу единичной диаграммы Смита и $K > 1$, как и должно быть у безусловно устойчивого устройства. Но появились потери в предельных характеристиках, почти 0,6 дБ в MaxGain. Подтюним номинал стабилизирующего резистора RS в сторону увеличения. Значение 150 Ом приводит почти к исходным предельным характеристикам, при этом круги устойчивости откусывают небольшие части диаграммы Смита.

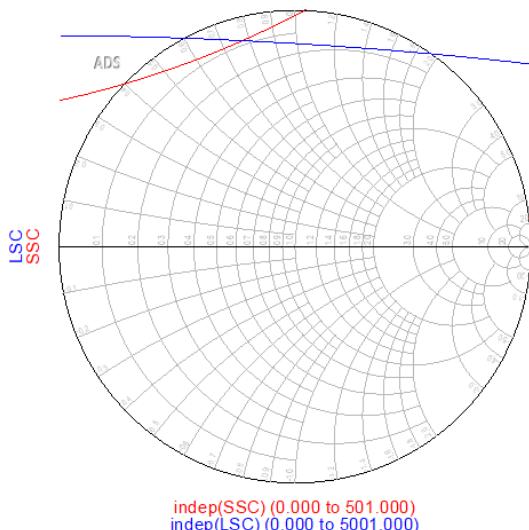
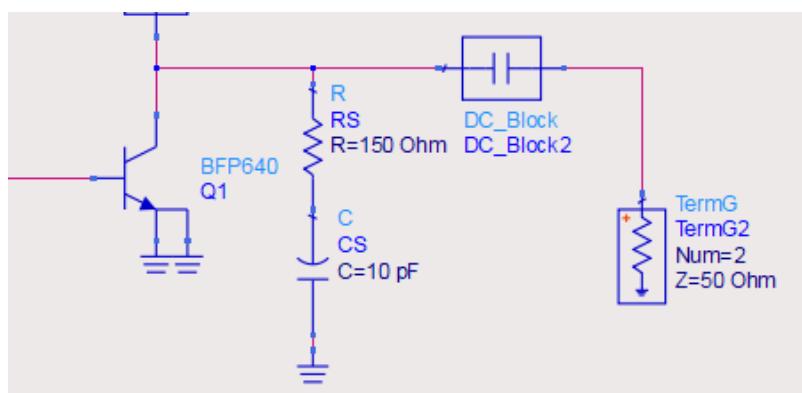




freq	K	mag(delta)
1.800 GHz	0.866	0.351

freq	MaxGain1	NFmin
1.800 GHz	22.658	0.590

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 10 пФ оказывается приемлемым.



freq	K	mag(delta)
1.800 GHz	0.865	0.346

freq	MaxGain1	NFmin
1.800 GHz	22.658	0.590

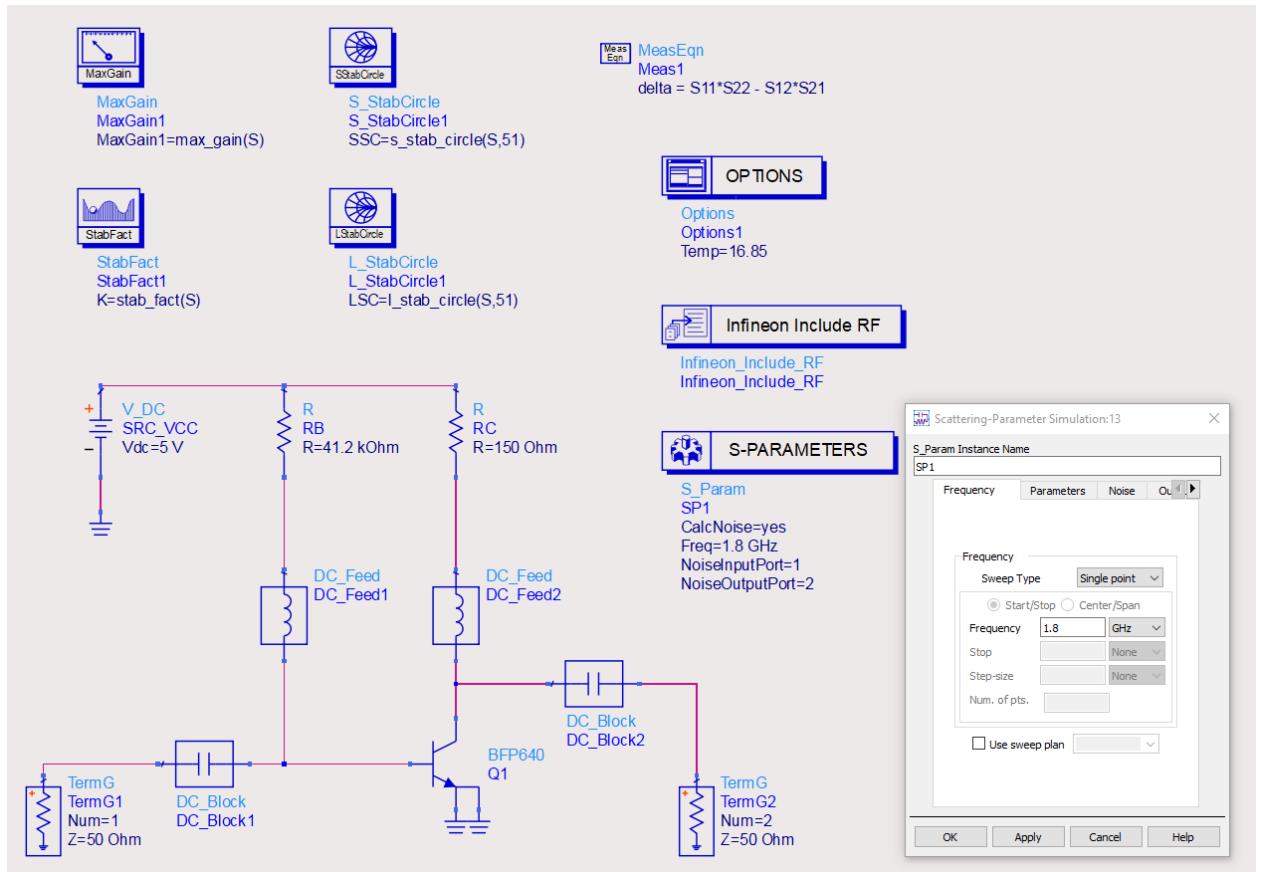
При дальнейшем проектировании нужно не забывать эту стабилизирующую цепь RS-CS. Также нужно учитывать, что предельные

характеристики изменились и их надо учитывать вместе с цепью стабилизации.

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

Определение коэффициентов отражения согласующих цепей Sin и Sout

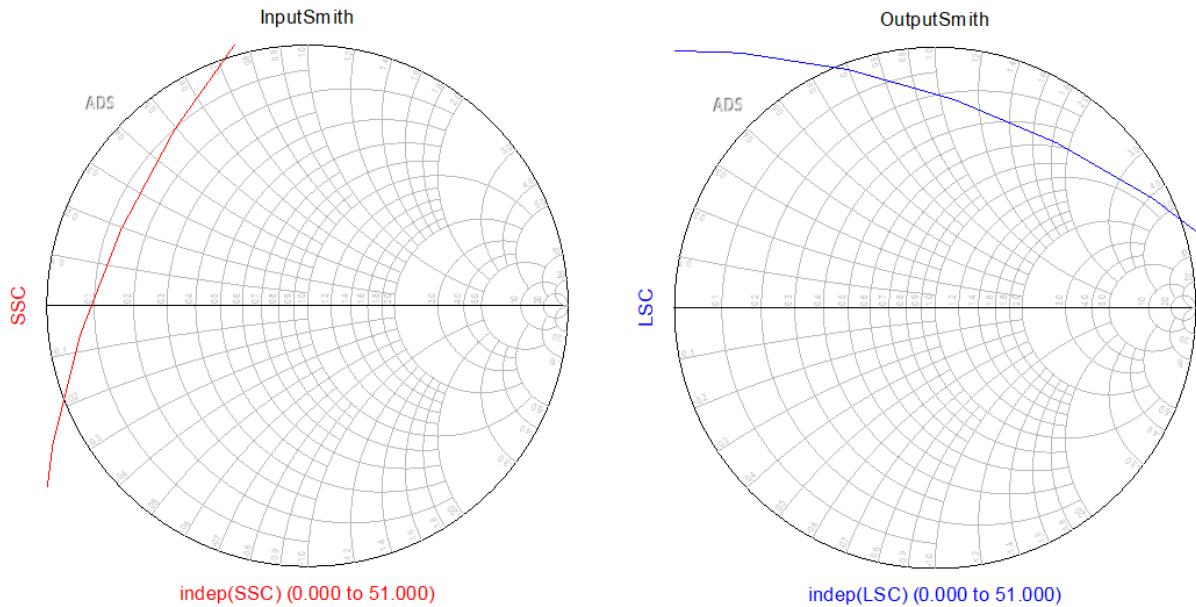
Дальнейший анализ проводится только на центральной частоте 1,8 ГГц. Создаем копию схемы LNA_MaxParamsAndStability под именем LNA_GetSinSout и установим частоту расчета ровно 1,8 ГГц.



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). Назовем эту диаграмму InputSmith (Входная диаграмма Смита). На вторую диаграмму Смита OutputSmith 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 Sin и Sout соответственно.



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	23.548	0.889

Eqn gacir_MaxG = ga_circle(S, MaxGain1, 51)

Eqn gacir_minus=ga_circle(S, MaxGain1 - 1, 51)

Eqn nfcir_minNF = ns_circle(NFmin, NFmin, Sopt, Rn/50, 51)

Eqn nfcir_plus=ns_circle(NFmin + 0.1, NFmin, Sopt, Rn/50, 51)

Эти круги соответствуют:

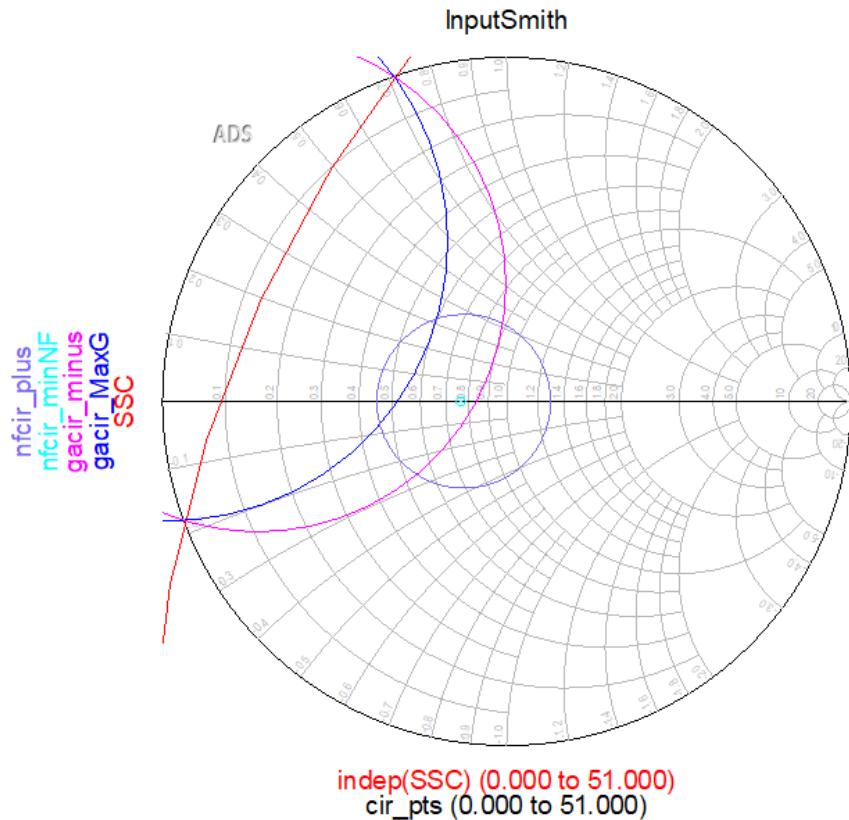
`gacir_MaxG` – кругу (или точке) максимального устойчивого усиления, 23,55 дБ в нашем случае;

`gacir_minus` – кругу коэффициента усиления на 1 дБ меньше MaxGain, 22,55 дБ в нашем случае;

`nfcir_minNF` – точке минимально достижимого коэффициента шума, 0,89 дБ в нашем случае;

`nfcir_plus` – кругу коэффициента шума на +0,1 дБ больше NFMIn, 0,99 дБ в нашем случае.

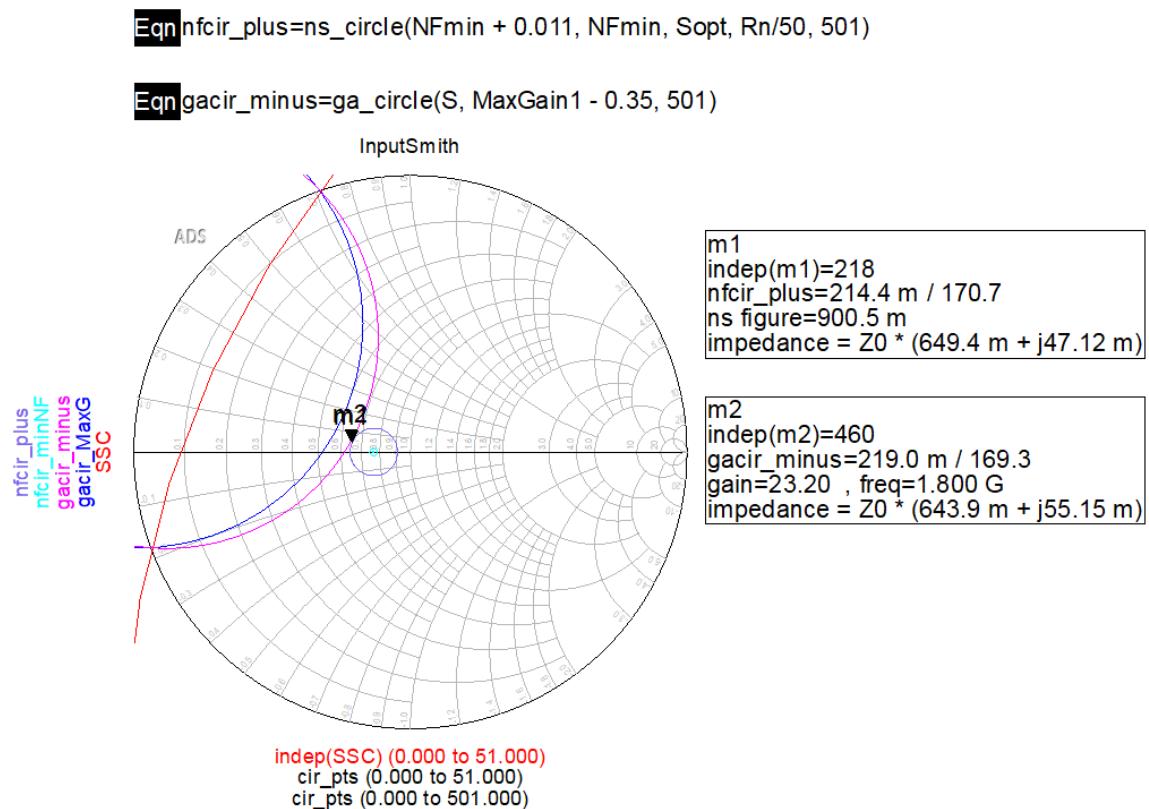
Изобразим их все на входной диаграмме Смита дополнительно ко входному кругу устойчивости SSC.



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 $S_{in} = 0,22 \angle 170^\circ$, которая соответствует коэффициенту усиления $K_p = \text{MaxGain1} - 0,35 = 23,2 \text{ дБ}$ и коэффициенту шума $NF = NFmin + 0,011 = 0,9 \text{ дБ}$.

Для определения выходной точки S_{out} необходимо предварительно оценить, можем ли мы с приемлемой точностью делать выходное согласование на $\text{conj}(S_{22})$ или необходимо учитывать влияние $S_{12} \neq 0$. Для этого используется промежуточный коэффициент Unilateral Figure (Umerit)

$$U = \frac{|S_{11}| |S_{12}| |S_{21}| |S_{22}|}{\left(1 - |S_{11}|^2\right) \left(1 - |S_{22}|^2\right)}$$

В ADS присутствует выражение `unilateral_figure()`

$$\text{EqnUmerit} = \text{unilateral_figure}(S)$$

Далее, используя Umerit, определим, насколько реальный коэффициент усиления K_p может отклониться от проектируемого (определяется по отдельности в плюс и в минус)

$$\text{EqnGT_plus_dB} = 10 * \log_{10}(1/(1-Umerit^{**2}))$$

$$\text{EqnGT_minus_dB} = 10 * \log_{10}(1/(1+Umerit^{**2}))$$

freq	GT_minus_dB	GT_plus_dB
1.800 GHz	-0.033	0.034

Это предельно возможная ошибка получается довольно малой. Посмотрим, какая будет выходная точка для согласования, если ее надо выбирать с учетом выбранного S_{in} как

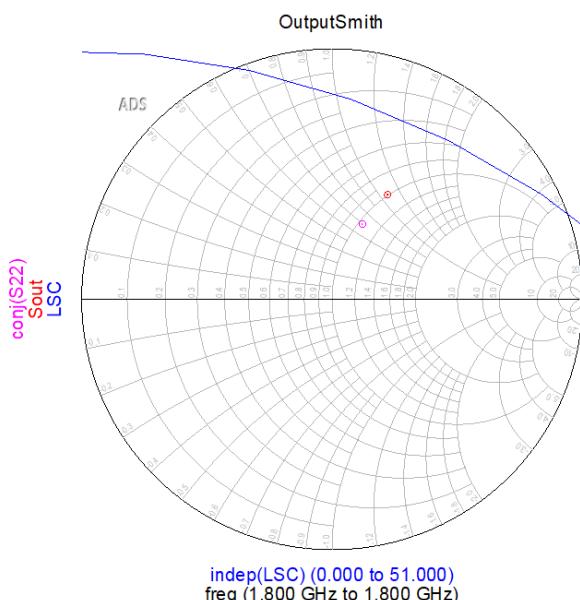
$$S_{out} = \left(S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}S_{in}}{1 - S_{11}S_{in}} \right)^*$$

$$\text{EqnSin} = \text{polar}(0.22, 170)$$

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

freq	Sout	conj(S22)
1.800 GHz	0.473 / 62.151	0.324 / 68.154

Выведем на выходную диаграмму Смита $\text{conj}(S22)$ и $Sout$ к выходному кругу устойчивости LSC.

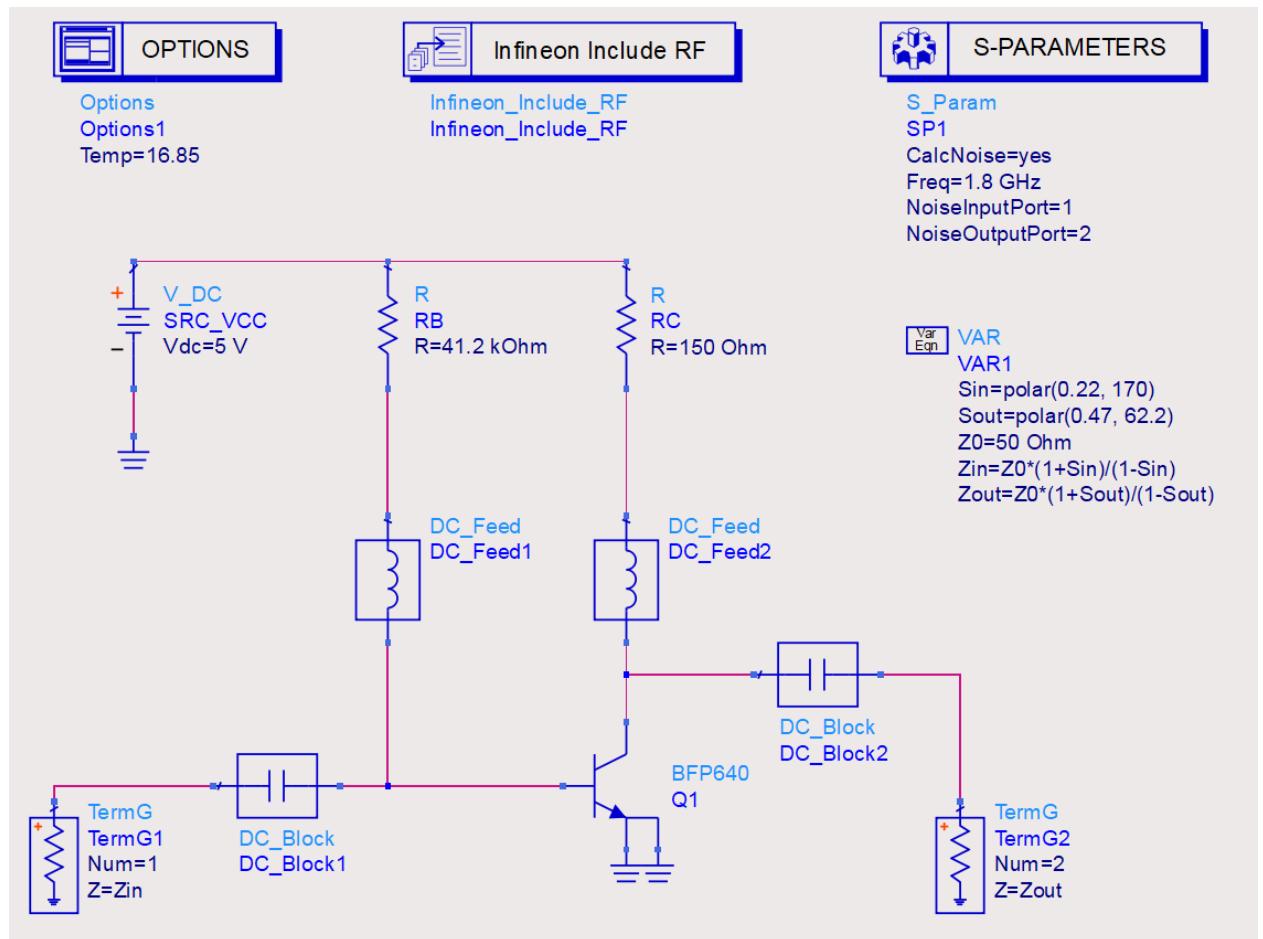


Видно, что $\text{conj}(S22)$ и S_{out} различаются. Также видно, что $\text{conj}(S22)$ и S_{out} не попали в регион неустойчивости по выходу.

Проверка выбранных S_{in} и S_{out}

Следующим этапом по идеи идет проектирование согласующих цепей на основе выбранных S_{in} и S_{out} . Однако это непростой процесс, и поэтому сначала соберем отдельную схему LNA_CheckSinSout, в которой убедимся в корректности выбора S_{in} и S_{out} .

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 коэффициентов отражения S_{in} и S_{out} .

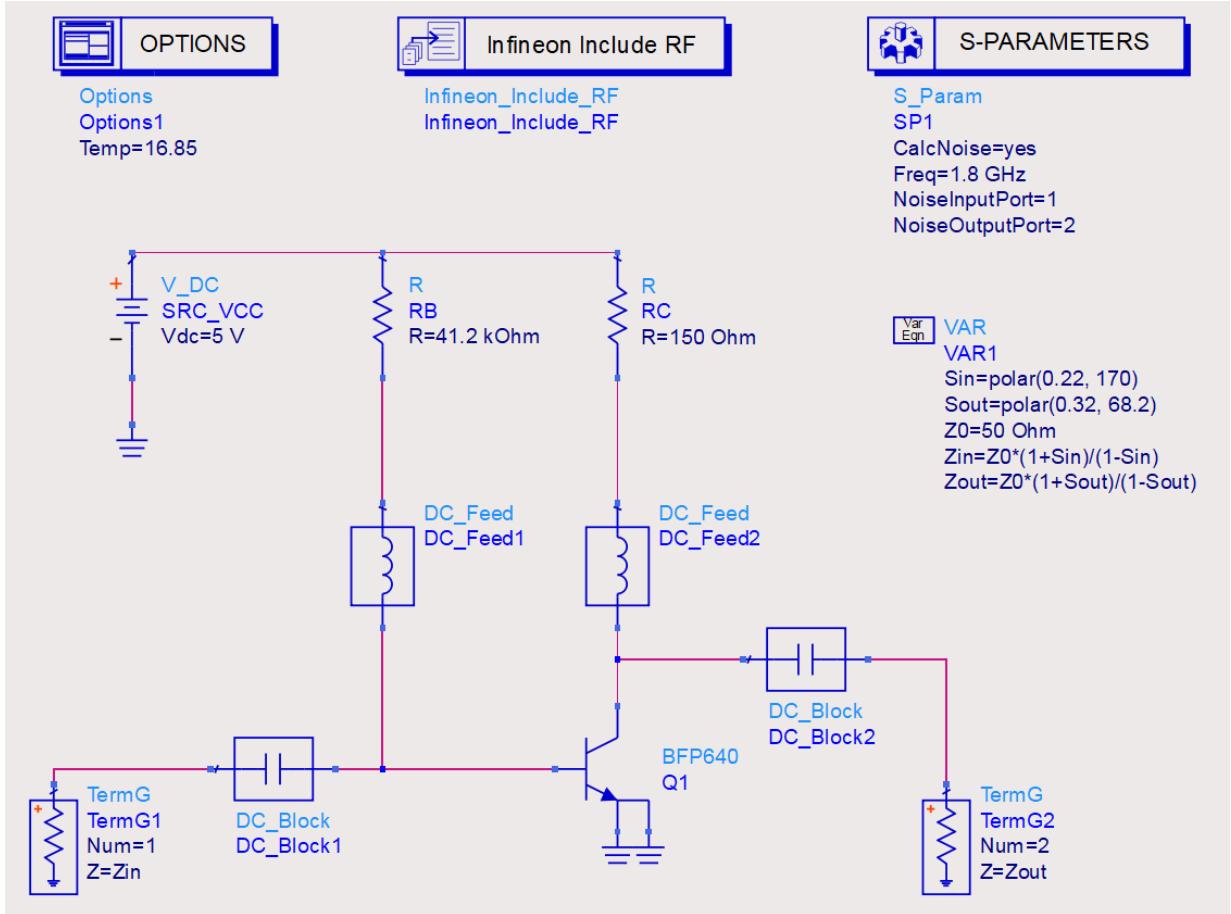


При снятии результатов с комплексной нагрузки коэффициент усиления $K_p = \text{dB}(S21)$ и коэффициент шума $NF = nf(2)$.

freq	$\text{dB}(S21)$	$nf(2)$
1.800 GHz	23.198	0.902

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

Дополнительно проверим, что будет, если строить выходную согласующую цепь на $\text{conj}(S22) = 0,32\angle68,2^\circ$.



freq	dB(S21)	nf(2)
1.800 GHz	23.045	0.902

Коэффициент шума NF не изменился. Коэффициент усиления Kp просел всего на 0,2 дБ, но мы еще не приступили к проектированию согласующих цепей по настоящему, поэтому даже такая малая потеря нежелательна.

Проектирование входной согласующей цепи

Спроектируем по отдельности согласующие цепи. Начнем со входной.

Исходя из выбранной точки $\text{Sin} = 0,47\angle62,2^\circ$ оценим, какая конфигурация согласующей цепи нам доступна и удобна.

При проектировании согласующей цепи в первую очередь надо выбрать, на каких компонентах возможно создать согласующую цепь – только на дискетных, только на полосковых или смешанного типа. Определяется это в первую очередь, на какую частоту требуется создать согласующую цепь. Здесь нужно ориентироваться на несколько соображений:

1. Насколько достоверно можно применять модели дискретных компонентов?
2. Какого размера получаются цепи, если их строить в полосковом исполнении? Не будут они физически нереализуемы? Также здесь нужно выбрать материал и толщину ВЧ-подложки.
3. При использовании дискретных компонентов как согласующих нежелательно использовать шунтирующую индуктивность на землю, т.к. это помешает питанию и смещению транзистора по постоянному току (он будет через индуктивность убегать в землю).
4. По аналогичной причине нежелательно использовать в полосковом исполнении короткозамкнутые шлейфы, т.к. через замыкание на землю будет утекать постоянный ток. Рекомендовано использование разомкнутых шлейфов.
5. Со стороны 50 Ом нужно будет обязательно добавить блокирующий по постоянному току конденсатор (невлияющего номинала), чтобы питание и смещение не уходило в соседние компоненты.
6. Со стороны транзистора нужно добавить как минимум небольшой по длине (0,5..2,0 мм) участок микрополоска, т.к. нельзя дискретные компоненты ставить в упор к транзистору.
7. После проектирования согласующей цепи нужно будет в любом случае ее модифицировать так, чтобы через нее подавать питание или смещение.

По применимости дискретных компонентов можно ввести условную границу 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 нужно уже оценивать с использованием моделей от производителей; 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

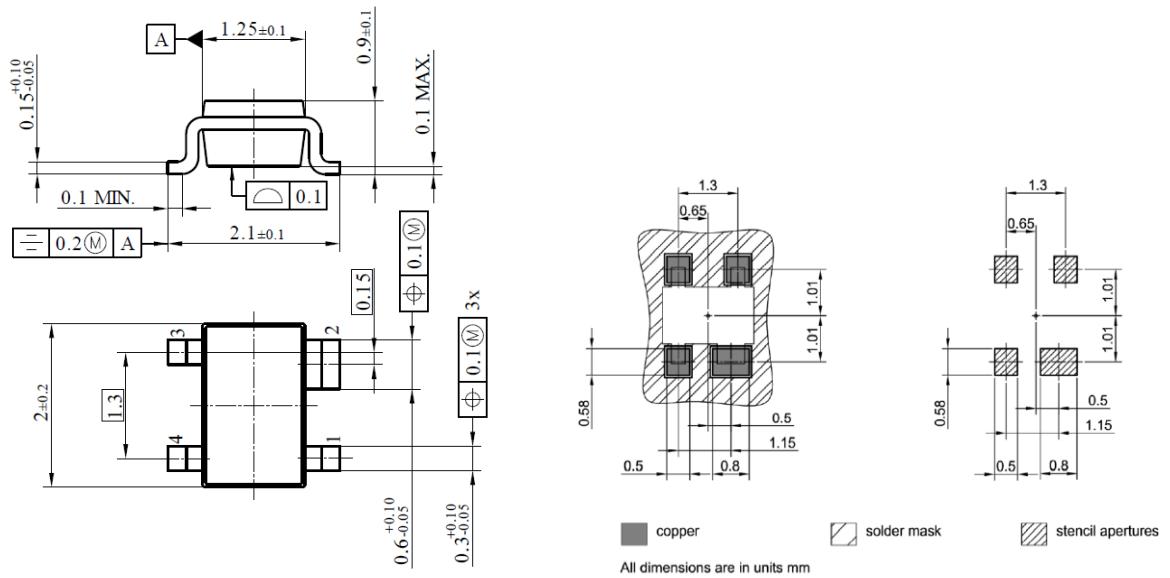
Ряд Е24							
1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0
2,2	2,4	2,7	3,0	3,3	3,6	3,9	4,3
4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

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.

Пусть решено проектирование проводить на подложке RO4003C толщиной 0,508 мм.

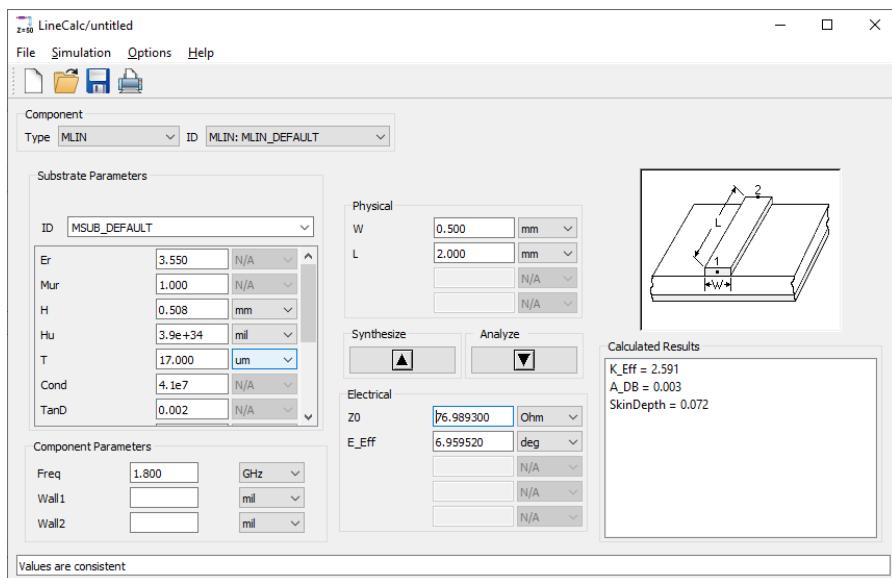
Транзистор BFP640 в корпусе типа SOT343. Имеет следующее рекомендованное посадочное место и распиновку (размеры приведены в мм):

Product name / Ordering code	Package	Pin configuration			
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 небольшой (длиной порядка 2 мм) участок от базы до первого приблизительного места, где мы разместим первый согласующий дискретный компонент. Ширина у этого участка такая же как ширина пада, 0,5 мм, длиной 2 мм. С помощью утилиты LineCalc определим электрические размеры этого участка:



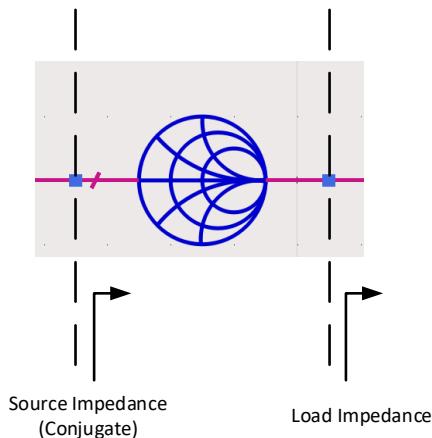
Получается порядка электрическая длина $6,9^\circ$ с волновым сопротивлением 75 Ом. Запомним эти значения.

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).

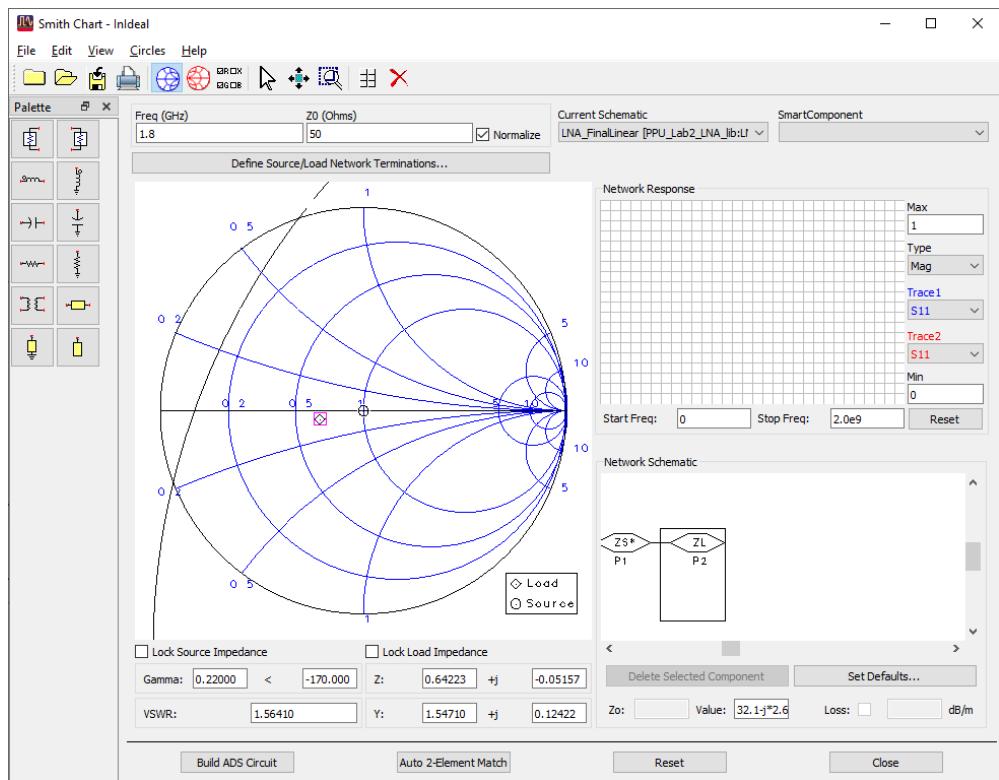
При настройках по умолчанию, ZS^* - это та точка на диаграмме Смита, которая должна быть у проектируемой в SmithChart цепи по входу, а ZL – точка на диаграмме Смита, с которой снимают нагрузку.



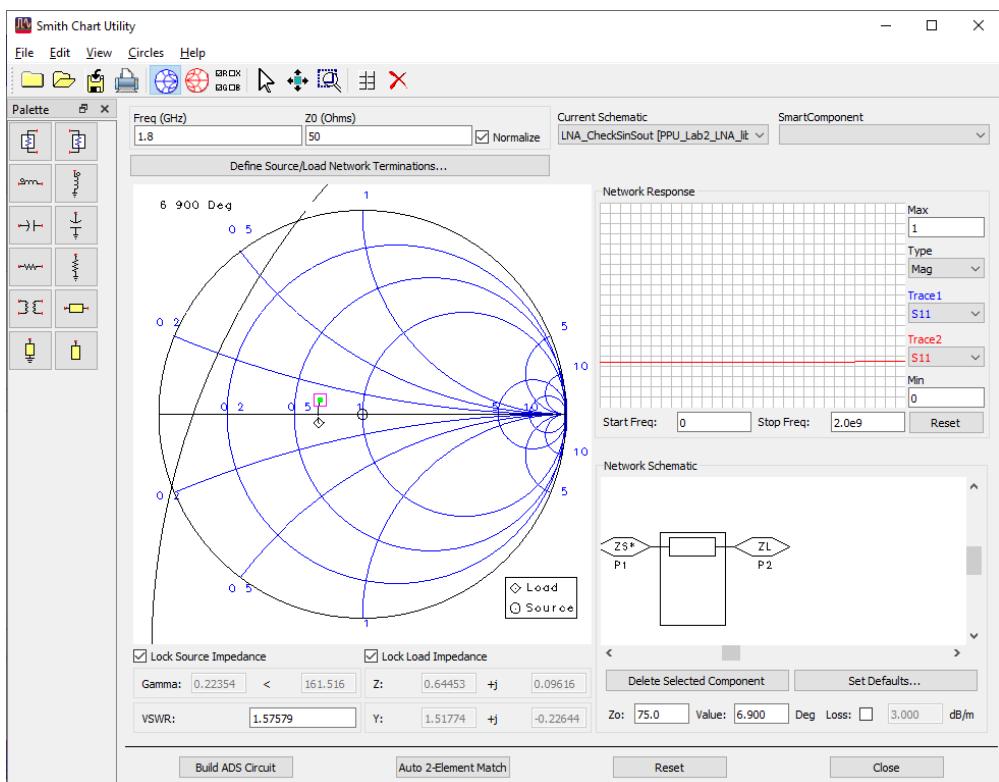
Известно, что любой точке на диаграмме Смита соответствуют несколько взаимно однозначных значений – коэффициент отражения (поле Gamma в виде амплитуда/фаза в градусах), нормированные относительно заданного в поле $Z0$ импеданса и проводимости (поля Z и Y в форме Re/Im). Для любой точки также показывается 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, $\Gamma = 0$, $Z=1+j0$ или $Z_0=50$). Для задания ZL выбранное ранее Sin придется сопрягать, т.е. для него $\Gamma = 0,22\angle-170^\circ$.

Для удобства добавим границы устойчивости участков (из датасета LNA_GetSinSout.ds). Запустим File – Import DataFile и укажем ds-файл расчета проекта. По меню Circles – Input Stability в рабочее поле SmithChart выведется входной круг устойчивости.

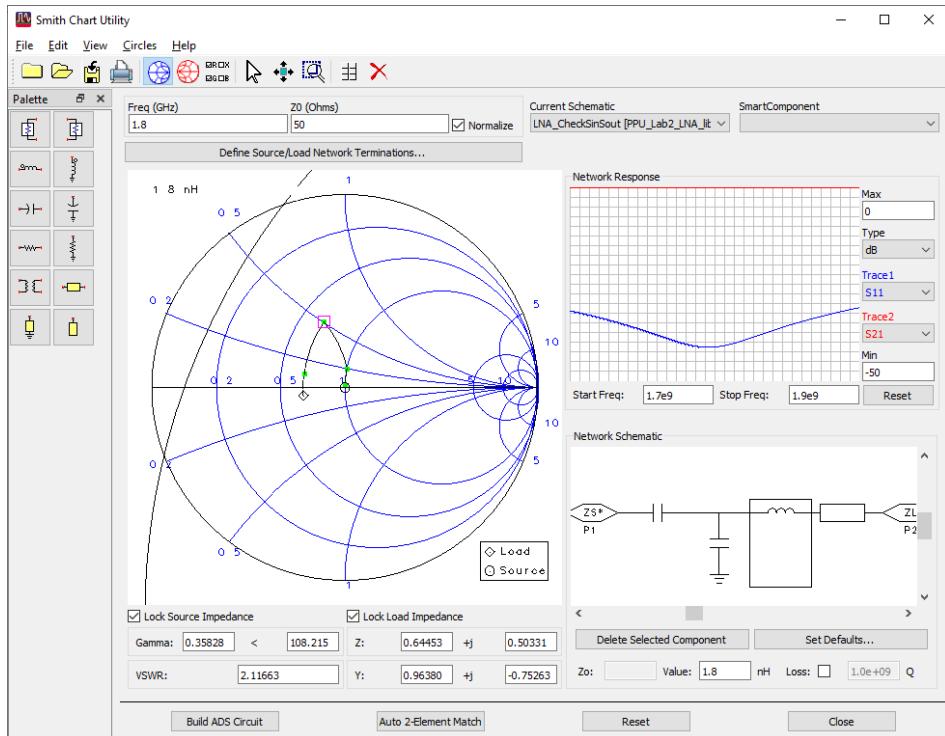


Добавим последовательный участок длиной $6,9^\circ$ с волновым сопротивлением 75 Ом (свойства Zo и Value при выбранном компоненте).



Далее спроектируем согласующую цепь на шунтирующих конденсаторах и последовательных индуктивностях. Также добавим блокировочный конденсатор со стороны 50 Ом номиналом порядка 10 пФ. Номиналы компонентов при этом получаются довольно разумные, а именно:

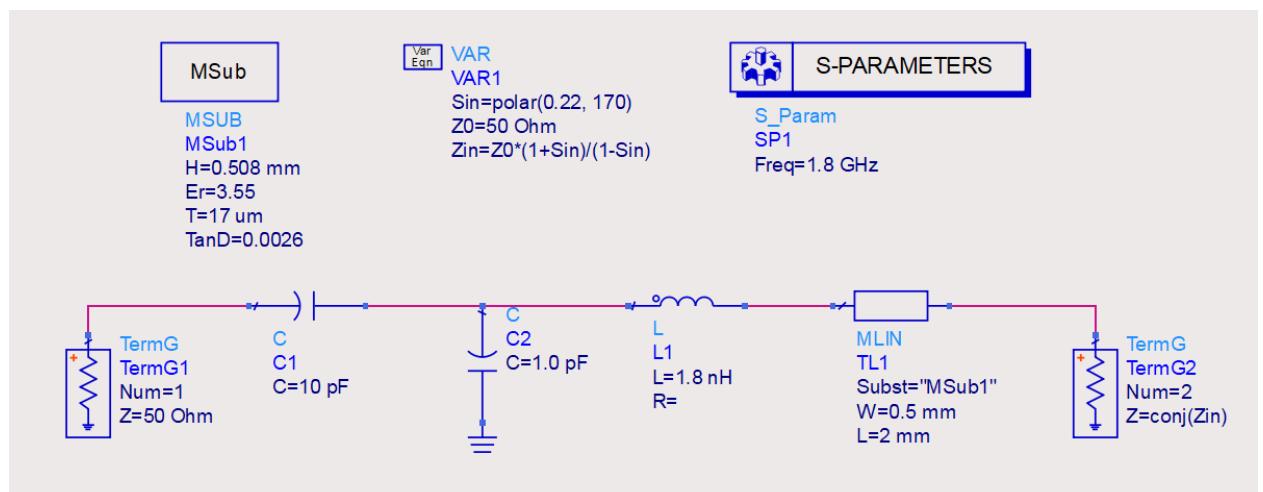
- (последовательно от входа) блокировочная емкость 10 пФ, шунтирующая емкость на 1 пФ, последовательная индуктивность на 1,8 нГн и последовательный участок 2 мм x 0,5 мм ($6,9^\circ/75$ Ом).



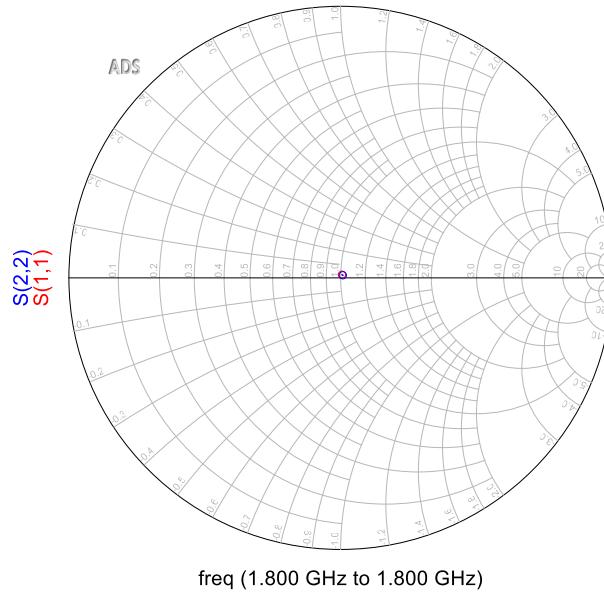
Номиналы компонентов можно посмотреть, выбирая каждый из них.

STOP 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 терминале Term2 зададим высчитанный из Sин комплексный импеданс.



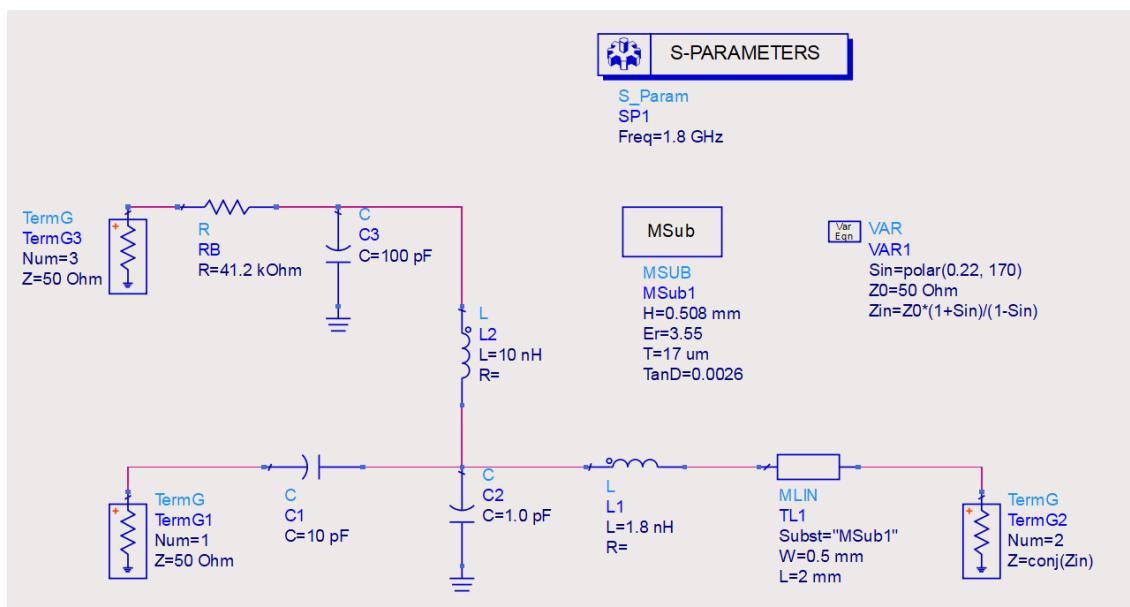
Проверим



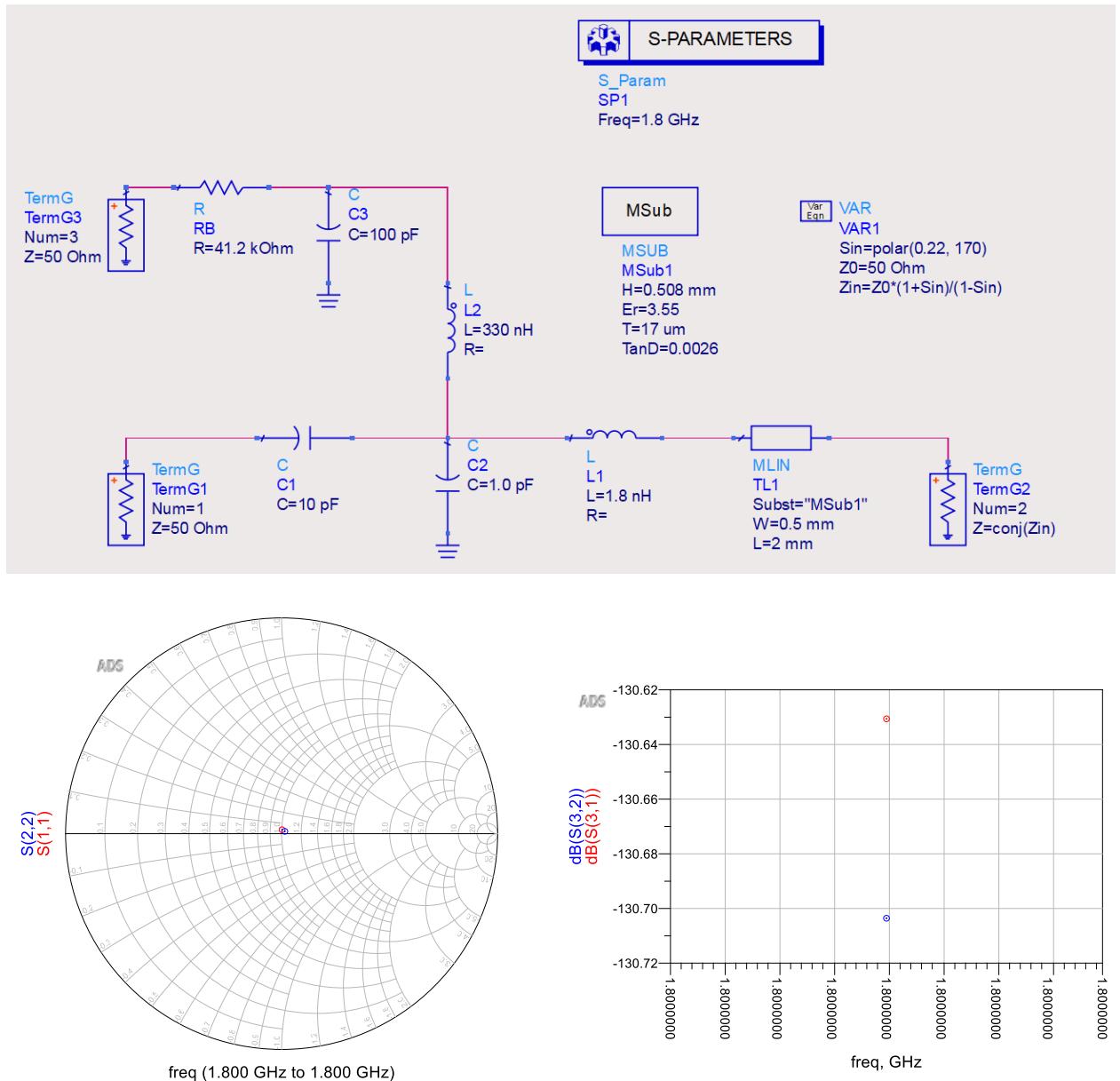
S_{11} и S_{22} практически в центре диаграммы Смита, т.е. прикодочная входная согласующая цепь выполняет свою роль.

Добавим в нее цепь подачи смещения. Для такой частоты это можно сделать через подключение индуктивности. Добавим индуктивность L_2 , а также фильтрующий конденсатор на землю на $C_3 = 100 \text{ пФ}$. Также добавим третий терминатор, имитирующий подключение питания и рассчитанный ранее резистор R_B в цепи смещения.

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).



При увеличении индуктивности до 330 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 -35 дБ).



Входная согласующая цепь спроектирована.

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

- отключить контроллер симуляции S_Param;
- отключить блок переменных VAR;
- отключить определение подложки MSUB;

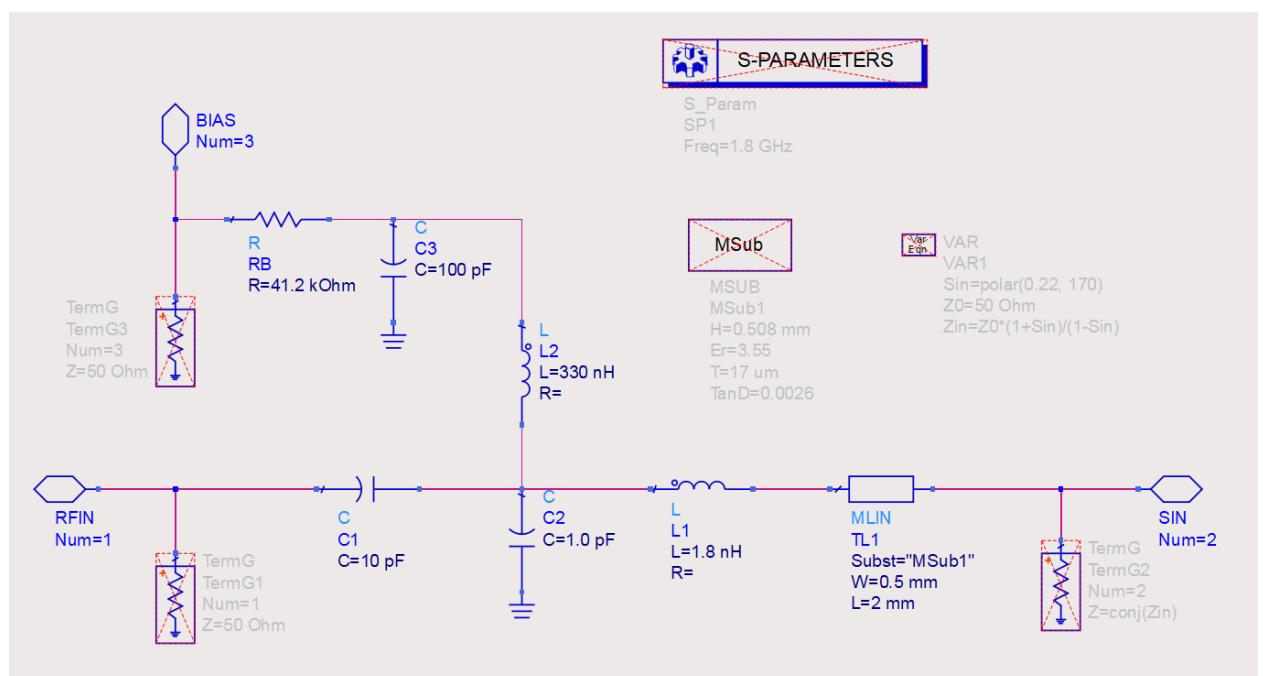
- отключить терминаторы TERM;
- добавить пины с понятным именованием;
- создать символ в ячейке LNA_InIdeal с понятным расположением выводов.

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

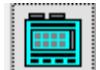
Отключение блоков делается по команде ПКМ – Component – Deactivate/Activate . Также данная команда присутствует в меню Edit – Components и в тулбаре Instance Commands.

 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.

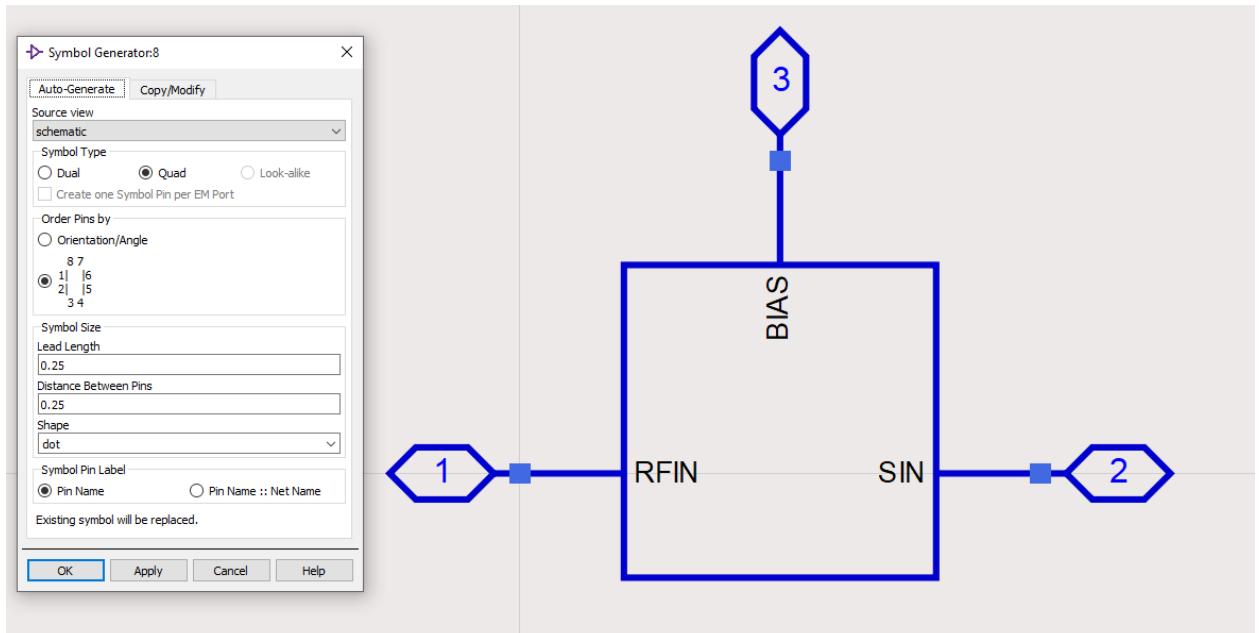


Для того, чтобы схему можно было вставлять в другие схемы как подсхему, у нее должен быть символ. Для этого в основном окне ADS в ячейке со схемой LNA_InIdeal ПКМ – New – Symbol запустится редактор символа.



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

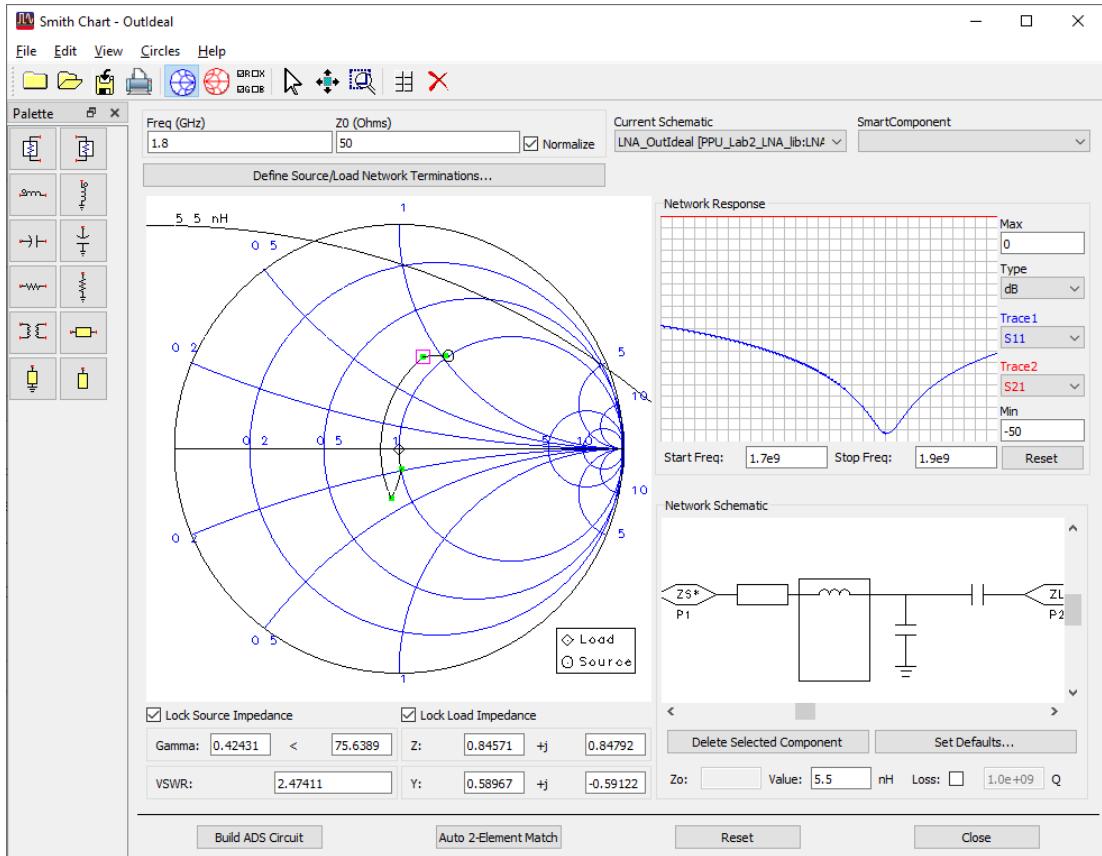
Спроектируем по аналогии выходную согласующую цепь. Далее кратко в картинах с минимальными пояснениями.

Выход транзистора (коллектор, пин 3) имеет такую же ширину, как и вход базы 0,5 мм. К нему также добавим небольшой микрополосковый участок длиной 2 мм ($6,9^\circ/75\text{ Ом}$).



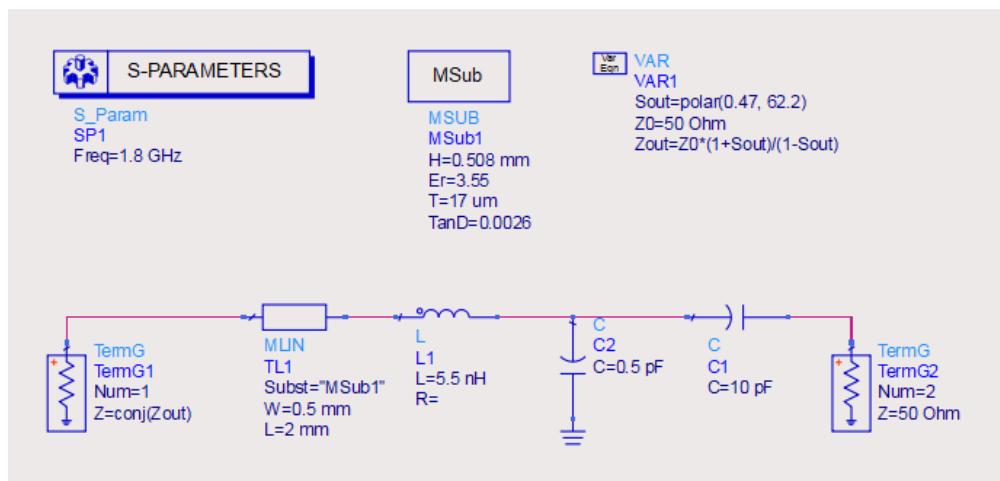
Если бы он был другой ширины, то нужно было бы заранее оценить его электрические параметры в LineCalc.

Если ставить SmithChart входом ZS^* на транзистор, то S_{out} сопрягать не надо, $S_{out} = 0.47 \angle 62.6^\circ$. Немного поигравшись с элементами можно добиться следующего вида

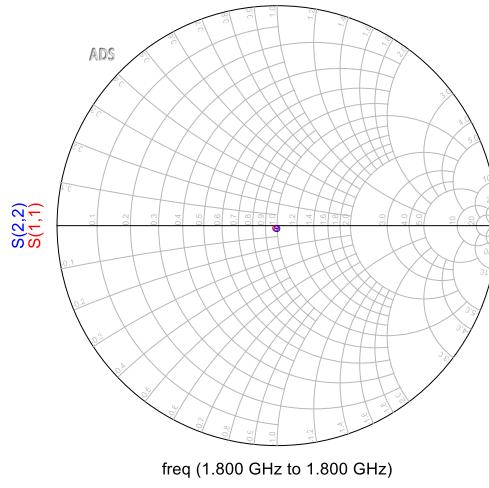


Со стороны транзистора получается последовательный участок 2×0.5 мм ($6.9^\circ / 75$ Ом), последовательная индуктивность на 5,5 нГн, шунтирующая емкость на 0,5 пФ и блокировочная емкость на 10 пФ.

Создаем схему для проверки LNA_OutIdeal.

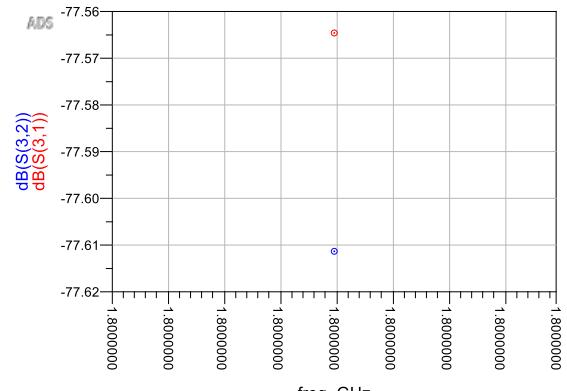
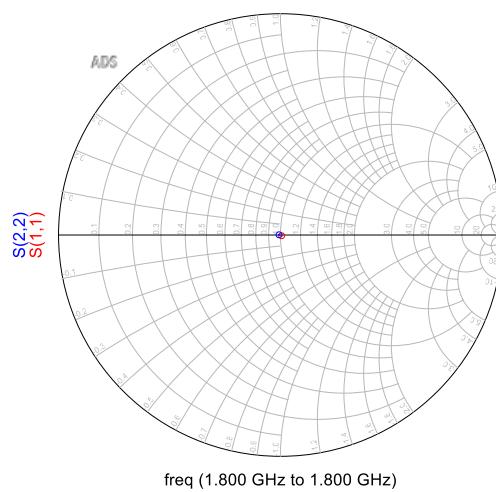
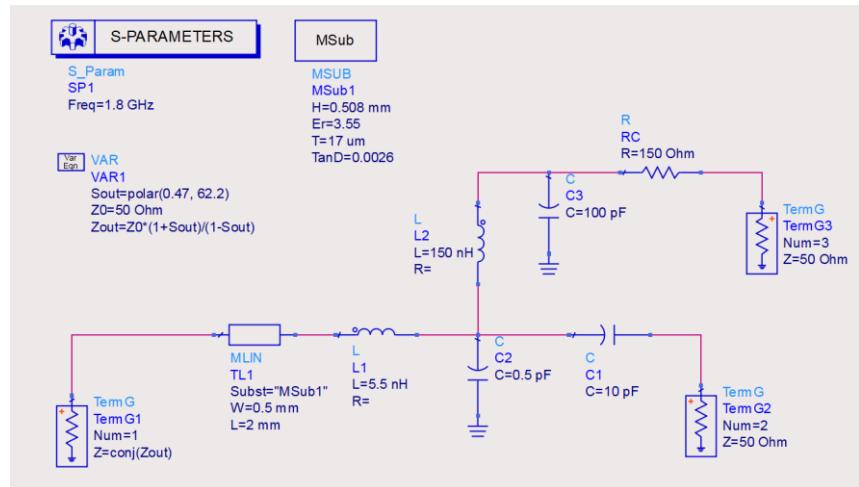


По S_{11} и S_{22} показывает идеальную работу.

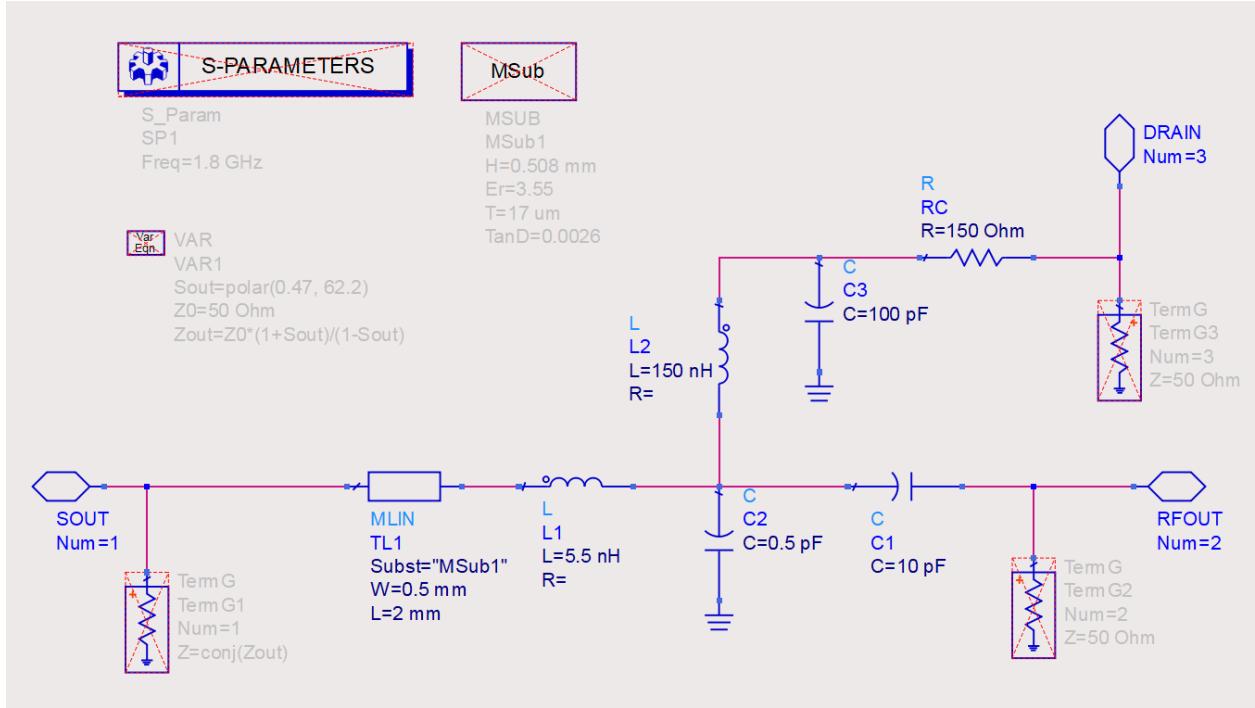


freq (1.800 GHz to 1.800 GHz)

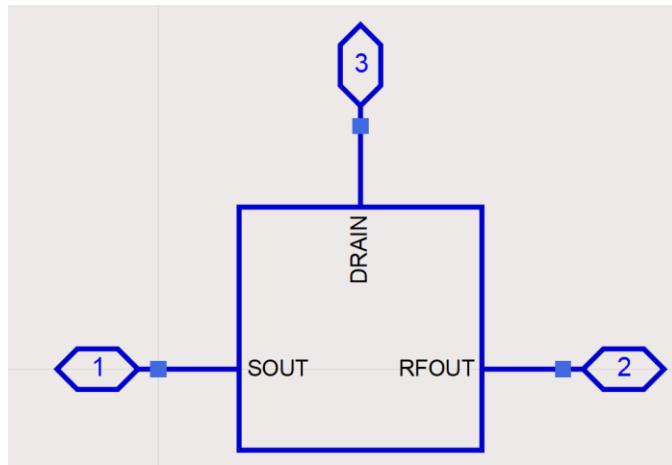
Аналогично входной согласующей цепи добавляются части цепи питания: L2 по умолчанию 10 нГн, фильтрующий конденсатор C3 = 100 пФ и резистор цепи питания RC = 150 Ом. Затем подбирается минимальный разумный номинал индуктивности L2, при котором S11 и S22 близки к центру, а развязка между ВЧ-проходом и терминатором 3 достаточно глубока. Значение индуктивности L2 равное 150 нГн достаточно.



Подготовим схему для включения ее как подсхему.



И сгенерируем ей символ.



На этом проектирование согласующих цепей на идеальных компонентах закончено.

Линейный анализ спроектированного МШУ

Соберем схему с усилителем для его финального линейного анализа LNA_FinalLinear. Внесем в нее согласующие цепи как подсхемы. Также заменим соединение с землей у эмиттеров транзистора моделью земляного отверстия с учетом текущей подложки RO4003C толщиной 0,508 мм.

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 до 0,3 мм минимум и диаметр принято выбирать с шагом 0,1 мм.

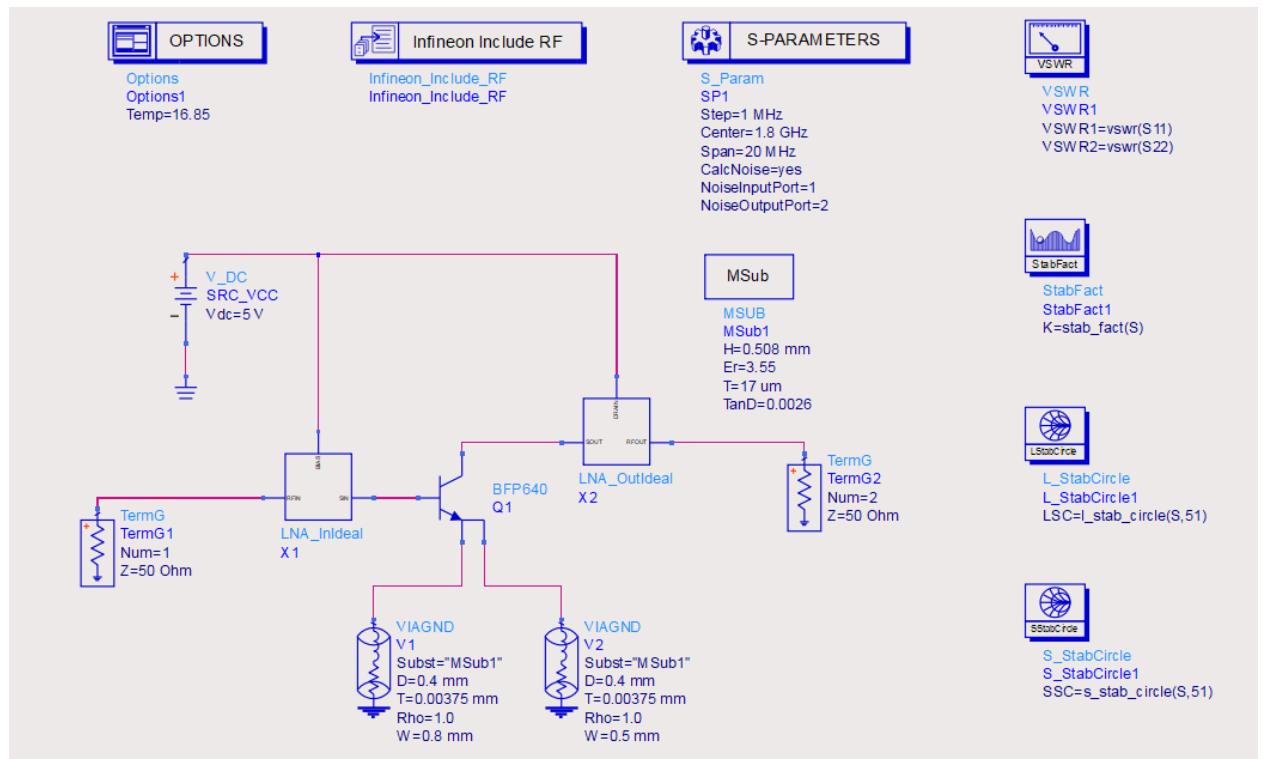
Чтобы земляным отверстиям и микрополосковым участкам в согласующих цепях было на что опираться, разместим на схеме определение подложки MSUB.

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.

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.

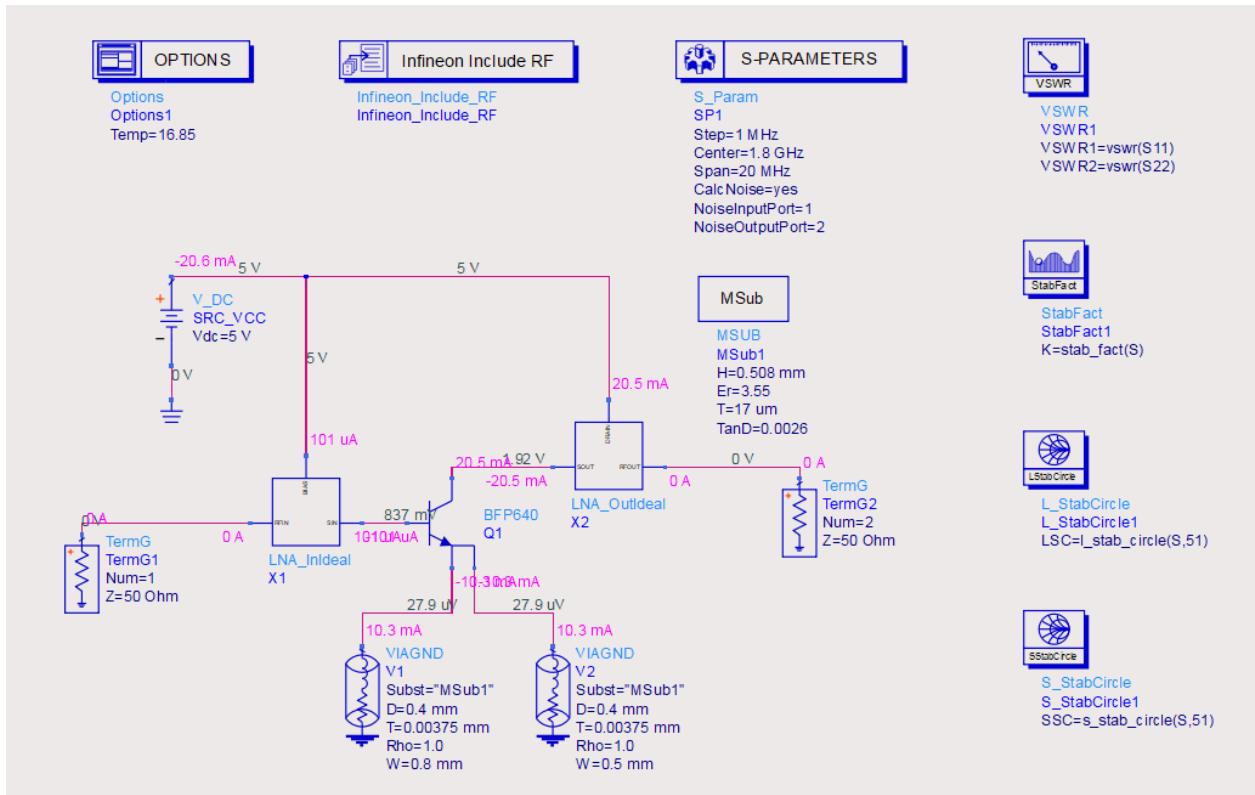
Также, т.к. при проектировании устройство не было безусловно устойчивым ($K < 1$), то для оценки того, подключение каких импедансов входа и выхода недопустимо (приведет к самовозбуждению), добавим расчет кругов устойчивости по входу и по выходу (SSC и LSC).

Схема перед моделированием должна иметь следующий вид.

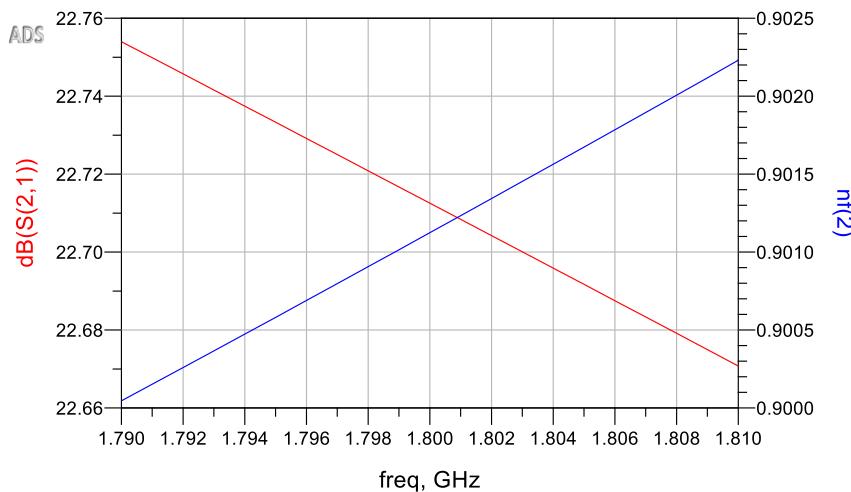


Lab1

При финальном анализе в первую нужно проверить рабочую точку. По аннотации токов и напряжений на схеме видно, что исходная рабочая точка упала $V_{CE} = 1,9$ В, $IC = 20,5$ мА. Связано это с тем, что добавлены модели земляных отверстий, которые выступают как сопротивления малых номиналов и «приподнимают» потенциал эмиттеров над землей.



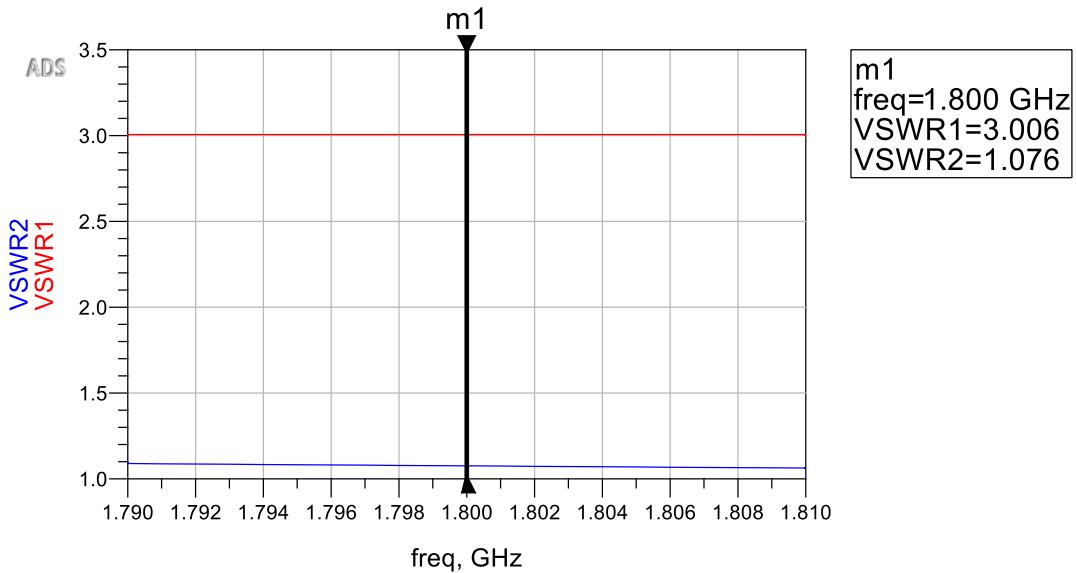
Посмотрим также на финальный коэффициент усиления K_p и коэффициент шума NF .



Коэффициент шума $NF = 0,9$ дБ практически не ухудшился по сравнению с расчетным. А вот коэффициент усиления K_p просел почти на

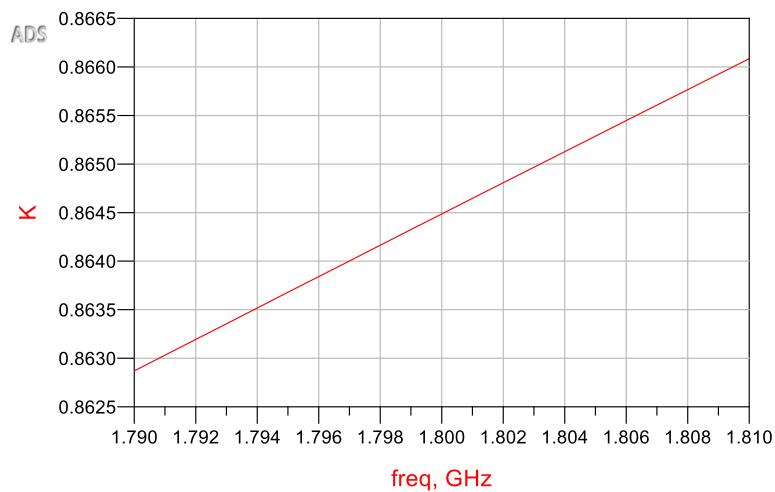
0,5 дБ с 23,2 дБ до 22,7 дБ. Это довольно много. Очевидно это связано в первую очередь с уходом рабочей точки. На текущем этапе мы ничего с этим делать не будем, попробуем исправить во последующих частях работы при переходе к согласующим элементам на реальных дискретных компонентах. И также это говорит о том, что при проектировании лучше как можно раньше начинать учитывать неоднородности, земляные отверстия в нашем случае.

Посмотрим рассогласованность по КСВН.



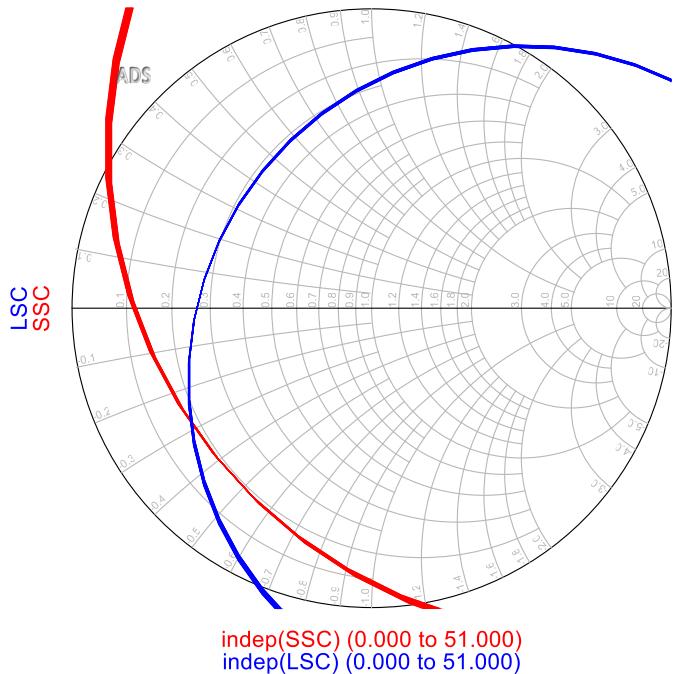
По выходу устройство согласовано прилично $VSWR_2 = 1,08$. А вот по входу рассогласовано очень сильно $VSWR_1 = 3$. Связано это с тем, что при выборе Sin мы выбирали неоптимальную точку по коэффициенту усиления.

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



Коэффициент устойчивости $K < 1$, т.е. устройство условно устойчиво (как и должно было быть исходя из выбранного подхода к проектированию).

Отобразим SSC и LSC, так чтобы увидеть, какие есть ограничения на импедансы подводящих цепей.



Видно, что и по входу, и по выходу запрещены подключения к КЗ и вообще малые импедансы (левая сторона на диаграмме Смита). Все это вместе с рассогласованностью по выходу надо учитывать при использовании спроектированного МШУ в составе канала.

В дальнейшем проект надо будет уточнить, в том числе надо будет добавить микропроводные связи, заменить компоненты на модели реальных компонентов от производителей, добавить посадочное место транзистора, провести EM-cosim анализ всего спроектированного МШУ и вернуть рабочую точку к исходной.

Однотоновый нелинейный анализ спроектированного МШУ

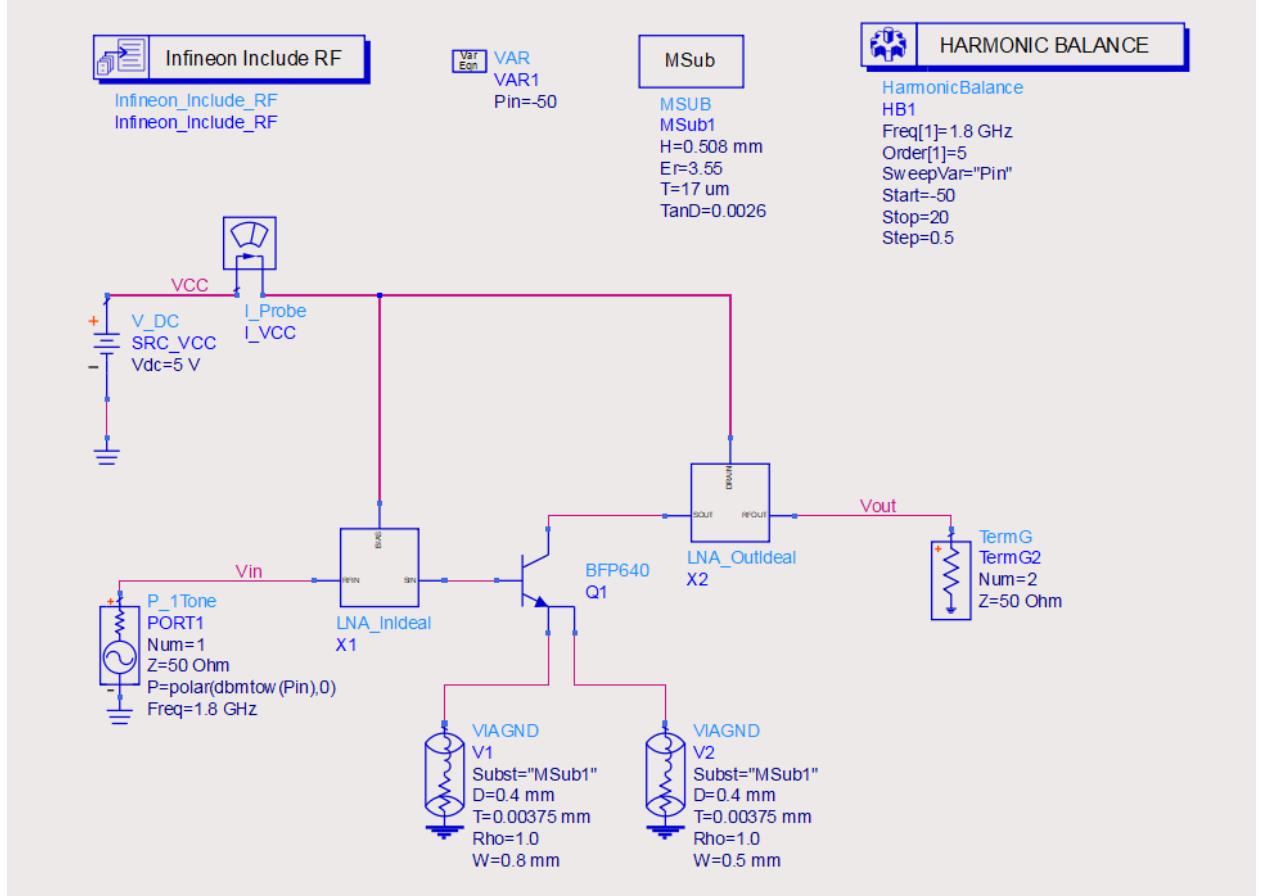
Оценим теперь нелинейные свойства по однотоновому сигналу. Нам нужен будет график реального коэффициента усиления PGain, с него определим точку однодецибелевой компрессии по выходу и КПД малошумящего усилителя.

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.



Для определения зависимости реального коэффициента усиления PGain от входной мощности Pin определим выражение

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

Для определения КПД определим несколько промежуточных выражений:

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

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

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

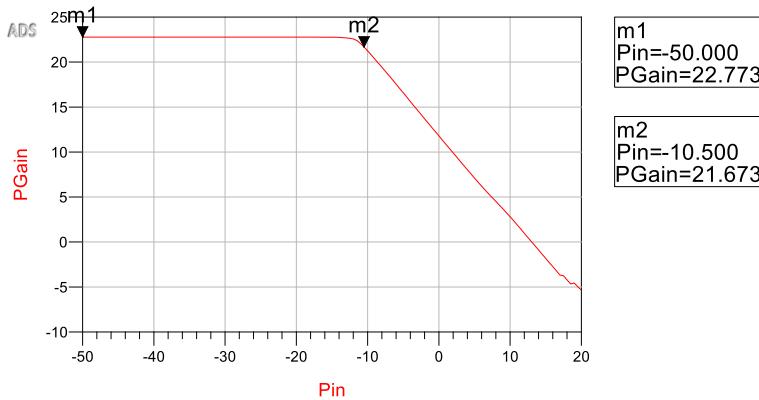
$$\text{Eqn PDC_W} = \text{mag}(\text{VCC}[:,0] * \text{I}_\text{VCC.i}[:,0])$$

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

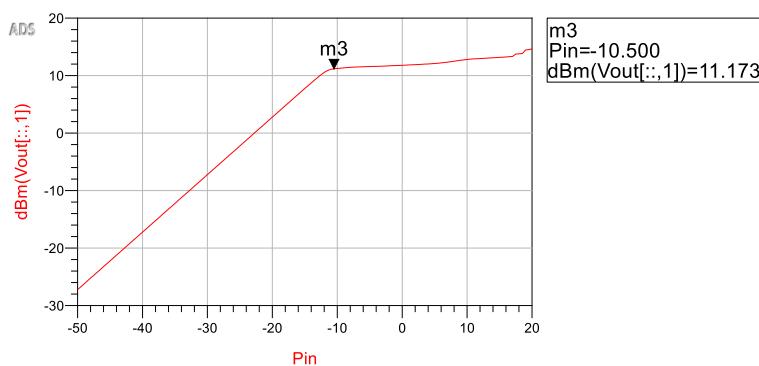
$$\text{Eqn Eff} = \text{Pout_W} / \text{PDC_W}$$

Построим теперь все необходимые графики и проанализируем их. Нужны зависимость выходной мощности dBm(Vout[:,1]) на первой гармонике от входной мощности Pin, реальный коэффициент усиления PGain и КПД Eff.

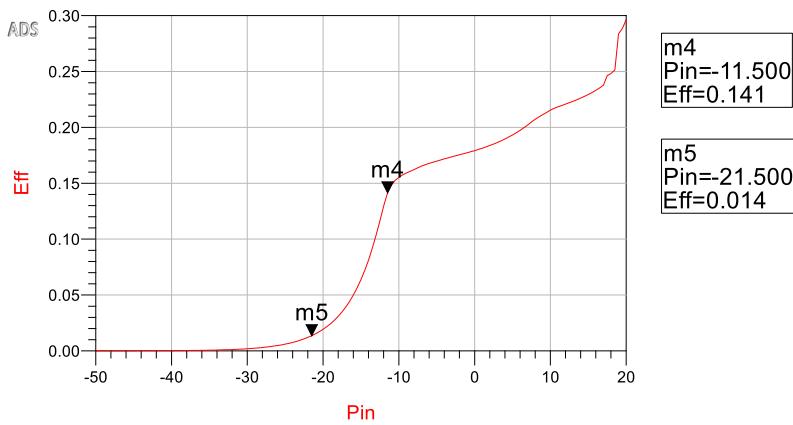
По графику PGain удобно определять точку однодецибелевой компрессии по входу, это такое Pin при котором PGain падает на 1 дБ ниже участка линейного усиления. P1dBin = -10,5 дБмВт



На графике dBm(Vout[:,1]) поставив маркер на точку однодецибелевой компрессии по входу P1dBin = -10,5 дБмВт, можно определить точку однодецибелевой компрессии по выходу P1dBout = 11,2 дБмВт



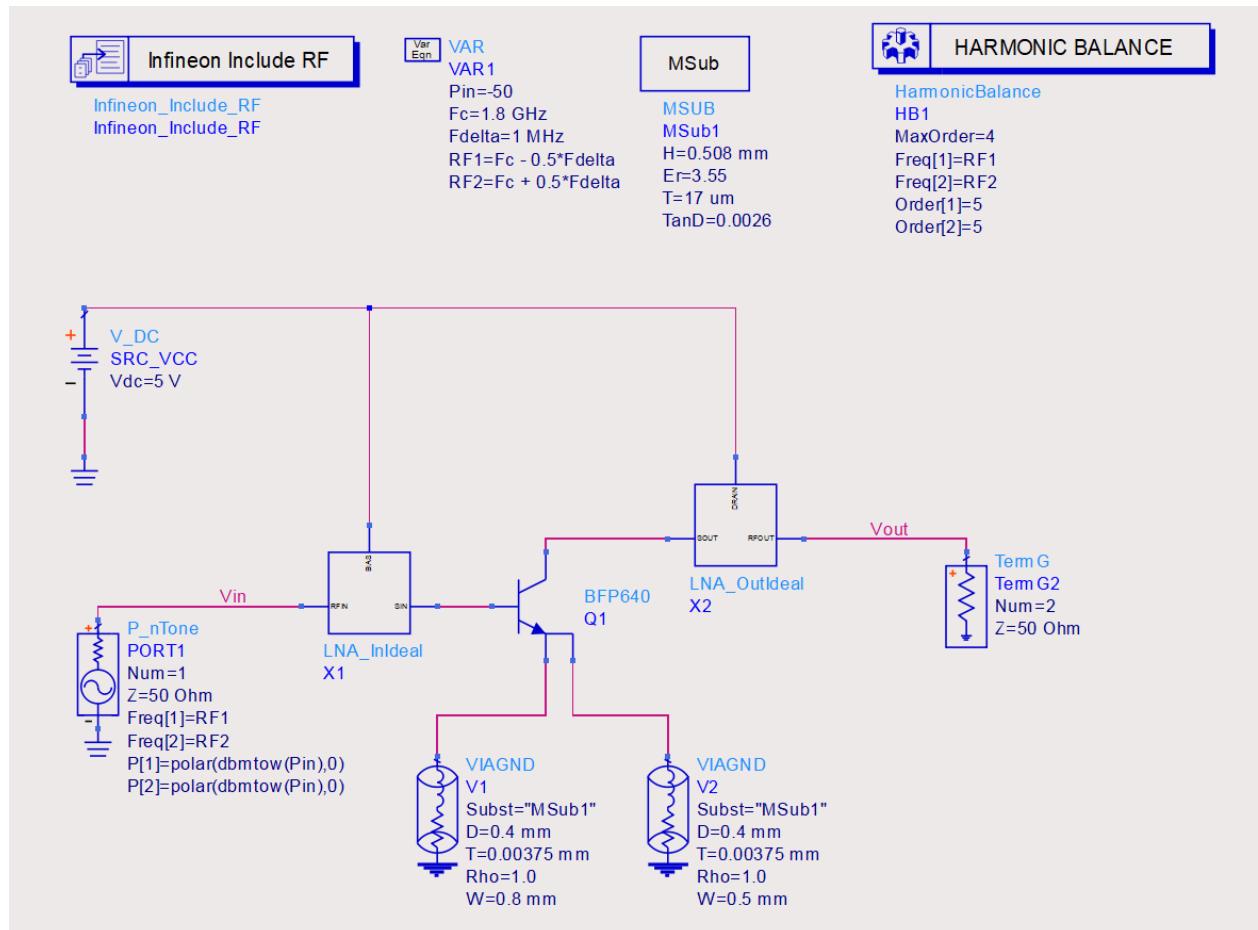
Окончательно определим КПД в точке однодецибелевой компрессии и на 10 дБ ниже ее.



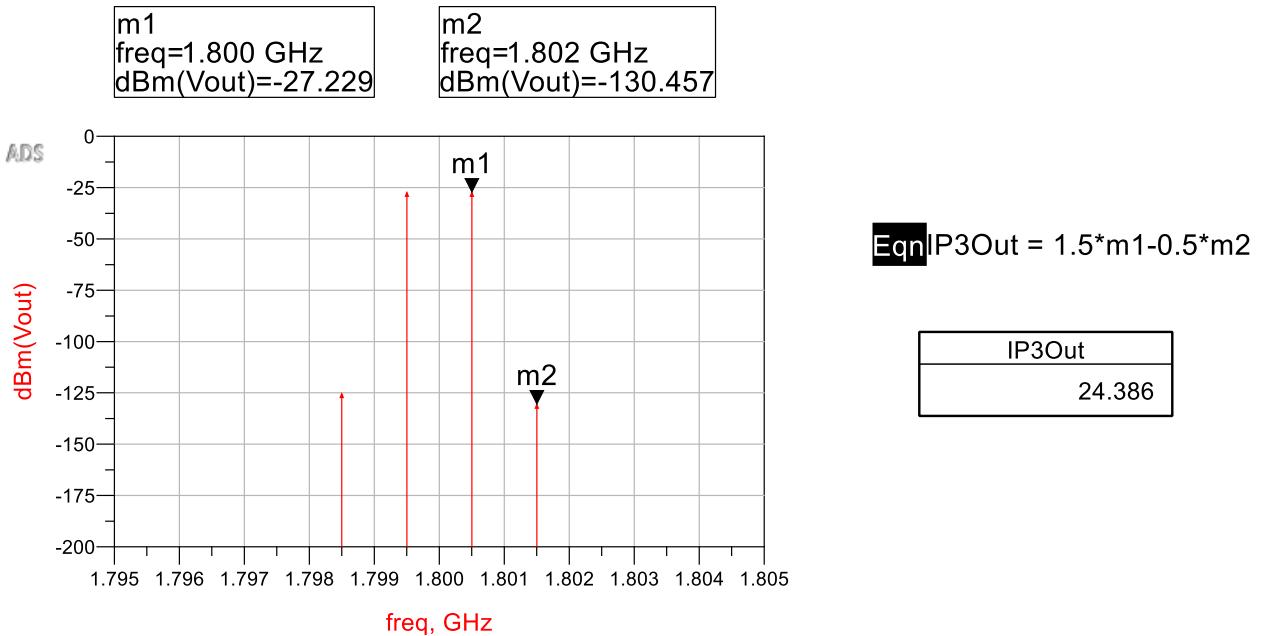
Получается довольно низкий КПД – 14% в точке P1dB и меньше 1,4% в линейном режиме. Но МШУ получается с довольно малым потреблением ≈100 мВт (IC = 20 мА по напряжению VCC = 5 В), поэтому в данном случае это не страшно.

Определение IP3 спроектированного МШУ

Окончательно соберем схему для оценки уровня интермодуляционных 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 (< 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 24,4 дБмВт.

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.

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_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 , является ли транзистор безусловно устойчивым в заданной рабочей точке или нет;
 - в случае условно устойчивого транзистора на основании положения кругов устойчивости SSC и LSC определить, нужно ли проводить стабилизацию с помощью шунтирующего выходного резистора RS;
 - при необходимости, провести стабилизацию с помощью шунтирующего выходного резистора RS;

- определить предельно достижимые MaxGain и NFmin на рабочей частоте.

4. 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 Fc;
- с помощью кругов постоянного коэффициента усиления и постоянного коэффициента шума выбрать точку Sin;
- с помощью коэффициента Umerit оценить возможный уход финального коэффициента усиления, если брать выходное Sout = conj(S22);
- определить выходную точку Sout;
- если выбранные Sin и Sout попадают в неустойчивые регионы, то вернуться к п.3 и, используя приемы стабилизации, увеличить устойчивость схемы.

5. 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.4;
- дополнительно проверить, какое будет Кр и NF, если строить выходную согласующую цепь на conj(S22).

6. Схема LNA_InIdeal. Проектирование входной согласующей цепи:

- исходя из требуемого Sin и частотного диапазона определить приблизительную структуру входной согласующей цепи;
- исходя из размеров корпуса транзистора с помощью LineCalc определить, какие электрические параметры будут у добавленной короткой линии со стороны базы. Ширину линии брать такой же как ширина соответствующего вывода, длину 1..2 мм;
- 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;
- модифицировать прикидочную схему входной согласующей цепи для возможности подачи смещения через индуктивность, фильтрующий конденсатор на 100 Пф и резистор смещения RB;
- подготовить схему входной согласующей цепи для возможности включения в финальное моделирование как подсхему.

7. Схема LNA_OutIdeal. Проектирование выходной согласующей цепи:

- исходя из требуемого Sout и частотного диапазона определить приблизительную структуру входной согласующей цепи;
- исходя из размеров корпуса транзистора с помощью LineCalc определить, какие электрические параметры будут у добавленной короткой линии со стороны коллектора. Ширину линии брать такой же как ширина соответствующего вывода, длину 1..2 мм;
- с помощью утилиты SmithChart спроектировать прикидочную схему выходной согласующей цепи;
- при проектировании согласующей цепи использовать только последовательные индуктивности, последовательные и 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;
- модифицировать прикидочную схему выходной согласующей цепи для возможности подачи питания через индуктивность, фильтрующий конденсатор на 100 Пф и резистор питания RC;
- подготовить схему выходной согласующей цепи для возможности включения в финальное моделирование как подсхему.

8. Схема LNA_FinalLinear. Линейный анализ спроектированного МШУ:

- собрать схему для финального линейного анализа;
- внести в нее согласующие цепи как подсхемы;
- для земляного соединения эмиттера использовать модель земляного отверстия VIAGND;
- по аннотации токов и напряжений определить, изменилась ли рабочая точка, и если изменилась, то насколько;
- определить финальный коэффициент усиления Кр и коэффициент шума NF, изменились ли они по сравнению с расчетными п.4, и если изменились, то насколько;
- определить возможное наличие рассогласованности по входу и по выходу (VSWR1 и VSWR2);
- оценить устойчивость финальной схемы (К) и с помощью кругов устойчивости SSC и LSC определить, какие импедансы входа и выхода соответственно приведут к самовозбуждению МШУ в рабочем частотном диапазоне.

9. Схема LNA_FinalOneToneSweep. Нелинейный однотоновый анализ спроектированного МШУ:

- собрать схему для определения точки однодецибелевой компрессии P1dB и КПД со свипом мощности Pin однотонового сигнала на центральной частоте Fc;
- диапазон изменения Pin брать от заведомо линейного участка ~ -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.

10. Схема LNA_FinalTwoTone. Определение IP3out:

- собрать схему с подачей двухтонового сигнала;
- частотный шаг между тонами двухтонового входного сигнала брать равным 1 МГц;
- уровень мощности входного двухтонового сигнала Pin брать из заведомо линейного участка ~ -50 дБмВт;

– по спектральному представлению выходного сигнала определить уровень интермодуляционных искажений третьего порядка по выходу IP3out.

11. Проект текущей лабораторной работы будет использован в последующих работах. Необходимо сохранить проект.

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) Попробуйте с самого начала проектирования учитывать такие неоднородности как земляные отверстия в эмиттере. К каким различиям в результатах проектирования это приведет?

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.