

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 №5

«Проектирование автогенератора на основе обратной связи»

Модуль

«Моделирование приёмопередающих устройств»

По курсу

«Моделирование СВЧ-устройств в САПР»

Москва, Зеленоград

2024

Оглавление

Оглавление	2
Введение.....	3
Теоретические сведения	4
Проектирование автогенератора как нестабильного усилителя (с отрицательным выходным сопротивлением)	6
Методика выполнения работы.....	11
Создание и первоначальная настройка проекта	11
Вывод транзистора на заданную рабочую точку	11
Дестабилизация за счет введения положительной обратной связи.....	15
Подготовка к выбору импеданса выхода автогенератора	19
Уточнение цепи питания и смещения и выбор Z_L	21
Определение формы цепи резонатора.....	23
Расчет цепи резонатора.....	25
Расчет выходной согласующей цепи.....	28
Итоговая схема автогенератора	30
Задание на выполнение.....	34
Требования к отчёту.....	39
Задание на самостоятельную работу.....	40
Контрольные вопросы	41
Литература	42



Введение

Цель работы: изучить основы моделирования автогенераторов в среде в среде Keysight Advanced Design System (ADS).

Используемое оборудование или ПО: Keysight Advanced Design System 2023

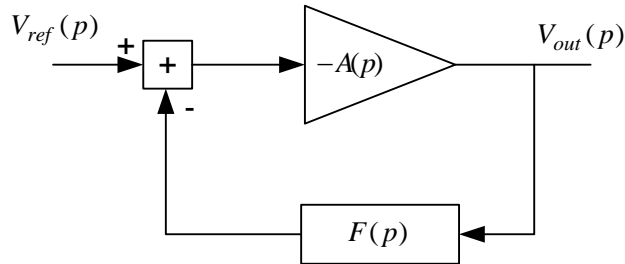
Продолжительность работы: 4 часа.

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

Известен подход к проектированию автогенераторов через наличие обратной связи. Используя элементы теории управления, такую схему можно представить в следующем виде.



В этой схеме $-A(p)$ - коэффициент передачи прямой цепи, $F(p)$ - коэффициент передачи обратной связи. Коэффициент передачи разомкнутой цепи $T(p) = -A(p)F(p)$. Соответственно можно записать уравнение замкнутой цепи с обратной связью:

$$V_{out}(p) = \frac{A(p)}{1 - A(p)F(p)} V_{ref}(p). \quad (1)$$

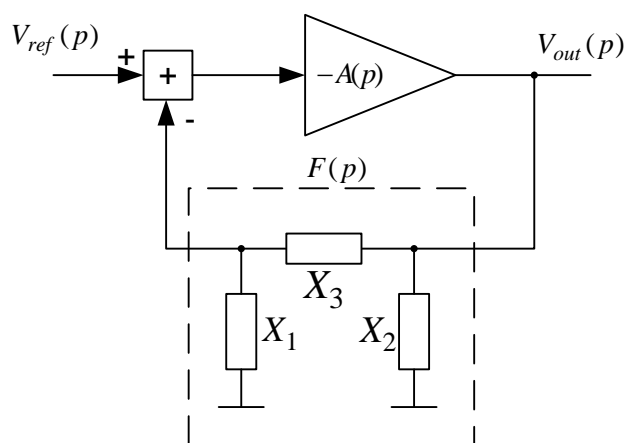
Можно условно разделить поведение системы на стабильную генерацию и начало колебаний:

- режим стабильной генерации $1 - A(p)F(p) = 0$; (2a)

- начало колебаний $|A(p)F(p)| > 1$ и $\text{phase}(A(p)F(p)) = 0$. (2б)

Так как автогенератор система принципиально нелинейная, то при включении должно выполняться условие (2б); при возрастании рабочих токов и напряжений устройство выходит в режим насыщения и коэффициент передачи разомкнутой цепи падает до 1 и автогенератор выходит на режим стабильной автогенерации (2a).

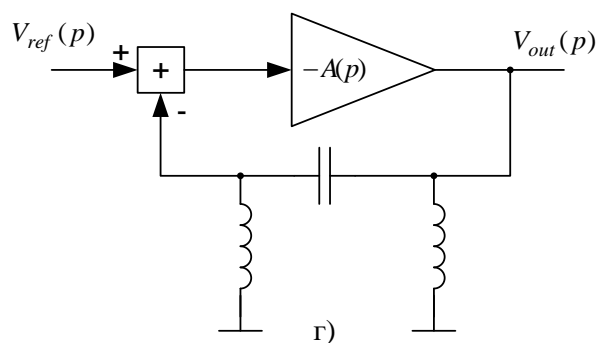
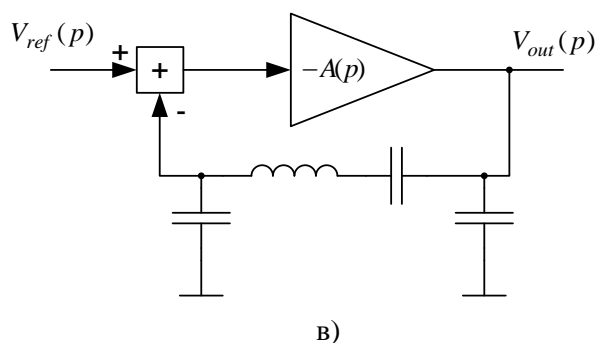
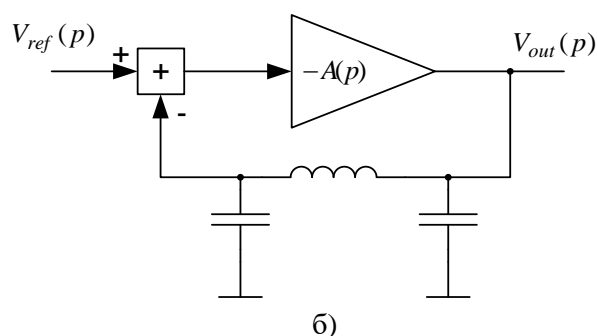
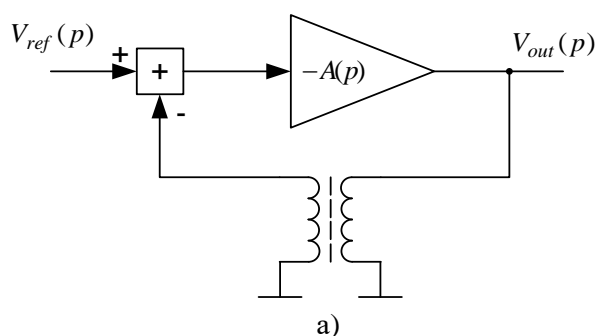
Вообще говоря, условия (2a-б) могут выполняться для различных частот, отличающихся от заданной, поэтому необходимо частотно ограничить отклик разомкнутой цепи. Как правило, по своей сути $A(p)$ является усилителем и относительно широкополосной системой, в этом случае ограничение по частоте определяет $F(p)$, который собирают из реактивных элементов (конденсаторов и индуктивностей).



Например, если строить обратную связь как Π -образную цепь, то исходя из условия (2а), соотношение полных сопротивлений должно выглядеть как

$$X_3 = -(X_1 + X_2). \quad (3)$$

На основании (3) построены известные схемы автогенераторов: а – схема Армстронга (Мейснера), б – схема Колпитца, в – схема Хартлея, г – схема Клаппа.



У этих схем есть набор недостатков, ограничивающих их применение:

- предположение, что взаимовлияние выходных и входных сопротивлений усилителя и цепи обратной связи отсутствует, не действует, т.е. коэффициент передачи разомкнутой цепи не равен $A(p)F(p)$ и выражение (2а) в общем случае не выполняется;

- появляются паразитные обратные связи, по конденсаторам, индуктивностям, линиям питания и управления, через обратный сигнал усилителя;

- по этим правилам расчет автогенератора с обратной связью надежен для частот до 500 МГц.

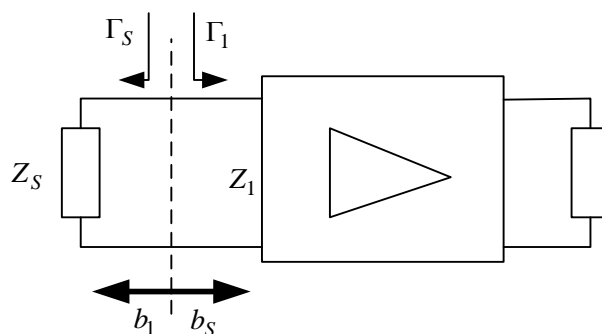
Проектирование автогенератора как нестабильного усилителя (с отрицательным выходным сопротивлением)

Иной подход к построению автогенератора основан на представлении его как нестабильного усилителя. В этом случае при проектировании усилителя его строят условно устойчивым и выбирают входное и выходное сопротивление в регионе неустойчивости. Это приводит либо к $|\Gamma_1| > 1$, либо к $|\Gamma_2| > 1$, соответственно сопротивления портов (либо R_1 , либо R_2) становятся отрицательными.

Например, если выбрать сопротивление нагрузки Z_L в неустойчивом регионе, то $|\Gamma_1| > 1$. Если подобрать входное сопротивление Γ_s так, чтобы $|\Gamma_1 \Gamma_s| > 1$, то начнется генерация. Колебания в линейной двухпортовой схеме возникнут как на входе, так и на выходе, связано это с тем, что если выполняется $|\Gamma_1 \Gamma_s| > 1$, то автоматически выполняется $|\Gamma_2 \Gamma_L| > 1$ и наоборот.

$$|\Gamma_1 \Gamma_s| > 1 \text{ и } |\Gamma_2 \Gamma_L| > 1. \quad (4)$$

Важно добиться того, чтобы условие (4) выполнялось в требуемом диапазоне частот, так чтобы не возникали множественные колебания.



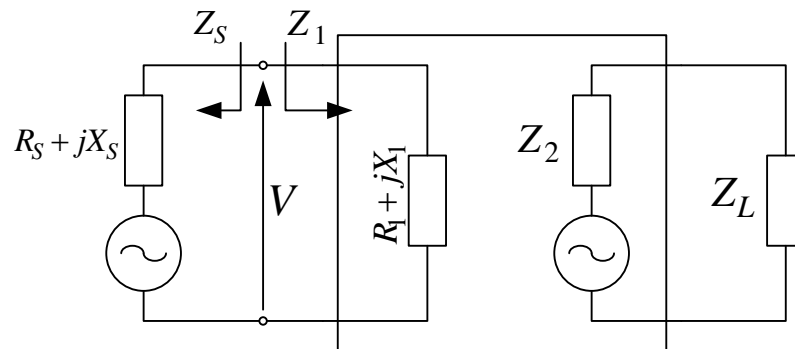
Для сечения резонатор-транзистор можно расписать отношение волн мощностей как

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{\Gamma_1}{1 - \Gamma_1 \Gamma_s}. \quad (5)$$

Можно заметить, что выражение (4) схоже с выражением (1).

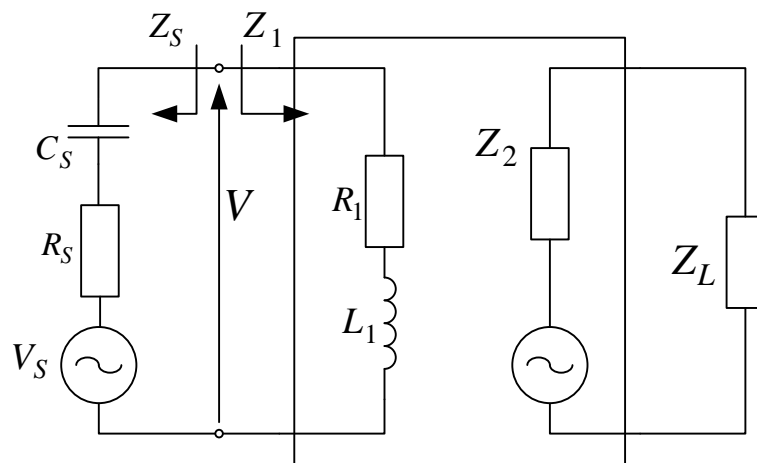
При проектировании длины линий передачи, соединяющих Z_s и Z_L рассматриваются как имеющими нулевую длину. В этом случае импеданс линии связи Z_0 не определен и более правильным является расчет относительно сопротивления нагрузки

$$V = \frac{R_1 + jX_1}{R_1 + R_s + j(X_1 + X_s)} V_s = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_s} V_s. \quad (6)$$



Если принять Z_s как емкость, а Z_1 как индуктивность, то в операторной области можно записать

$$V(p) = \frac{R_1 + pL_1}{R_1 + R_s + pL_1 + \frac{1}{pC_s}} V_s(p). \quad (7)$$



Выражение (7) можно переписать через понятия теории управления:

$$\frac{V(p)}{V_s(p)} = \frac{1}{L_1} \frac{p(R_1 + pL_1)}{p^2 + p\left(\frac{R_1 + R_s}{L_1}\right) + \frac{1}{L_1 C_s}} = \frac{pC_s(R_1 + sL_1)\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n \delta p + \omega_n^2}, \quad (8)$$

где $\delta = \frac{R_1 + R_s}{2\sqrt{\frac{L_1}{C_s}}}$ - коэффициент затухания, $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_s}}$ - резонансная частота контура.

Выражение (8) описывает передаточную функцию линейной системы второго порядка, имеющую два полюса

$$p_{1,2} = -\delta\omega_n \pm \sqrt{\delta^2 - 1}. \quad (9)$$

Если $(R_1 + R_s) < 0$, то коэффициент затухания отрицательный. Это условие означает, что R_1 должен быть отрицательным и по модулю больше R_s . R_1 таким можно сделать за счет добавления локальной положительной обратной связи.

Если взять систему с $|\delta| < 1$, то ее полюса комплексно-сопряженные и расположены в правой полуплоскости операторной области – области неустойчивости. В шумах, наводящихся на вход автогенератора, всегда есть составляющие на частотах, близких к $\omega_n \sqrt{\delta^2 - 1}$. Попадая на вход, они за счет положительной обратной связи, экспоненциально раскачиваются до уровня рабочей амплитуды. Затем наступает насыщение транзистора, что уменьшает коэффициент усиления по току транзистора β , что, в свою очередь, ограничивает дальнейший рост амплитуды колебаний. При уменьшении β уменьшается амплитуда R_1 , т.е. $R_s + R_1 \rightarrow 0$ ($|\delta| \rightarrow 0$). Стабильная генерация наступает, когда $\delta = 0$, что соответствует расположению полюсов $p_{1,2}|_{\delta=0} = \pm j\omega_n$. Таким образом, аналогично (2а,б) можно переопределить условия начала колебаний (10а,б) и стабильных колебаний (11а,б):

$$R_s + R_1|_{\omega_0} < 0, \quad (10a)$$

$$X_s + X_1|_{\omega_0} = 0, \quad (10б)$$

$$R_s + R_1|_{\omega_0} = 0, \quad (11a)$$

$$X_s + X_1|_{\omega_0} = 0. \quad (11б)$$

Цепь можно представить через проводимости, тогда аналогично можно определить условия начала колебаний (12а, б) и стабильных колебаний (13а, б):

$$G_S + G_1|_{\omega_0} < 0, \quad (12a)$$

$$B_S + B_1|_{\omega_0} = 0, \quad (12b)$$

$$G_S + G_1|_{\omega_0} = 0, \quad (13a)$$

$$B_S + B_1|_{\omega_0} = 0. \quad (13b)$$

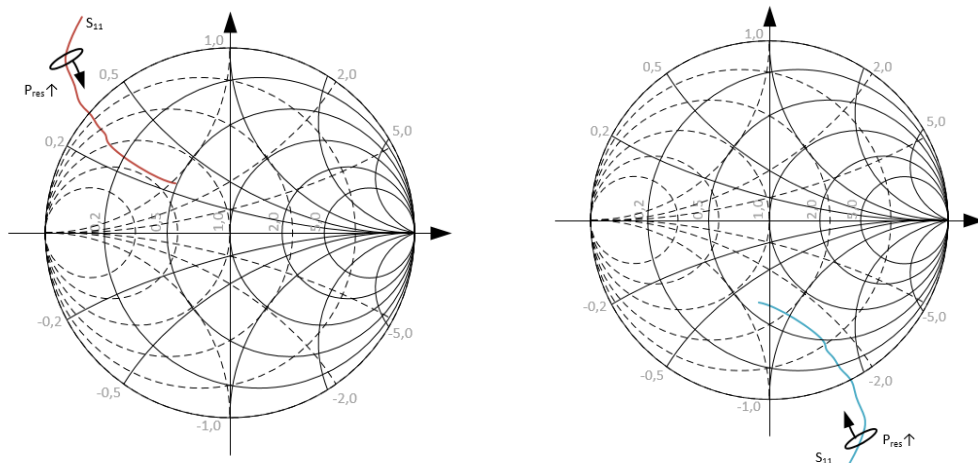
Какое представление при расчете правильное выбрать – с последовательным или параллельным представлением – можно определить только по результатам расчета, т.к. нестабильный усилитель работает как генератор в нелинейном режиме. Например, изначально было выбрано последовательное представление, но по результатам компьютерного моделирования определено, что частота генерации сильно отличается от заданной (или генерация отсутствует вообще), соответственно, необходимо попробовать параллельное представление входной цепи и повторить расчет.

Есть способ контролировать характер правильного представления цепи при расчетах, за счет получаемой формы тока и напряжения генерации. При последовательном представлении близкую к синусоидальной форме имеет ток, а при параллельном – напряжение.

Иной практический способ – рассмотреть поведение S_{11} (со стороны резонатора) в режиме LSSP при увеличении уровня мощности колебаний на резонаторе. Линия S_{11} на диаграмме Смита должна при увеличении мощности идти из областей отрицательного R (за границей диаграммы Смита) в сторону области положительного R (внутри границ диаграммы Смита) – т.е. с увеличением амплитуды колебаний автогенератор переходит из возбуждающегося состояния в стабильную генерацию. А вид резонатора (последовательный или параллельный) определяется, тем на какие линии постоянной реактивной составляющей сопротивления (постоянной X) или проводимости (постоянной B) более похожа (идет вдоль) линия S_{11} . Выглядит это следующим образом:

На рисунке ниже линия S_{11} при увеличении мощности на резонаторе (P_{in}) идет из области $R_1 < 0$ (за границей диаграммы Смита) в область $R_1 > 0$ (внутри диаграммы Смита), т.е. переход (10a)-(11a) осуществляется. Кроме того, эта линия более параллельна линиям постоянного X , чем линиям постоянного B – следовательно, более подходящей для описания будет последовательная форма резонатора в виде $Z_s = R_s + jX_s$.

Если же можно сказать, что линия S_{11} более параллельна линии постоянного B – то цепь резонатора лучше строить параллельно в виде $Y_s = G_s + jB_s$.



Методика выполнения работы

Пусть решено проектировать автогенератор с помощью техники отрицательного сопротивления. В качестве транзистора выберем биполярный транзистор BFR93AW [5]. Необходимая частота генерации выбрана 900 МГц. Производитель обещает возможность спроектировать на данном транзисторе автогенератор при токе коллектора от 5 до 30 мА.

Данный транзистор присутствует в библиотеке от производителя Infineon [4].

Создание и первоначальная настройка проекта

Lab1 При создании проекта рекомендовано использовать стандартную технологию, что и в остальных проектах цикла, в том числе:

- В качестве библиотеки слоев необходимо дополнительно к библиотеке назначения слоев схемы «ads_schematic_layer» выбрать «ads_standard_layers» (назначение топологических слоев);

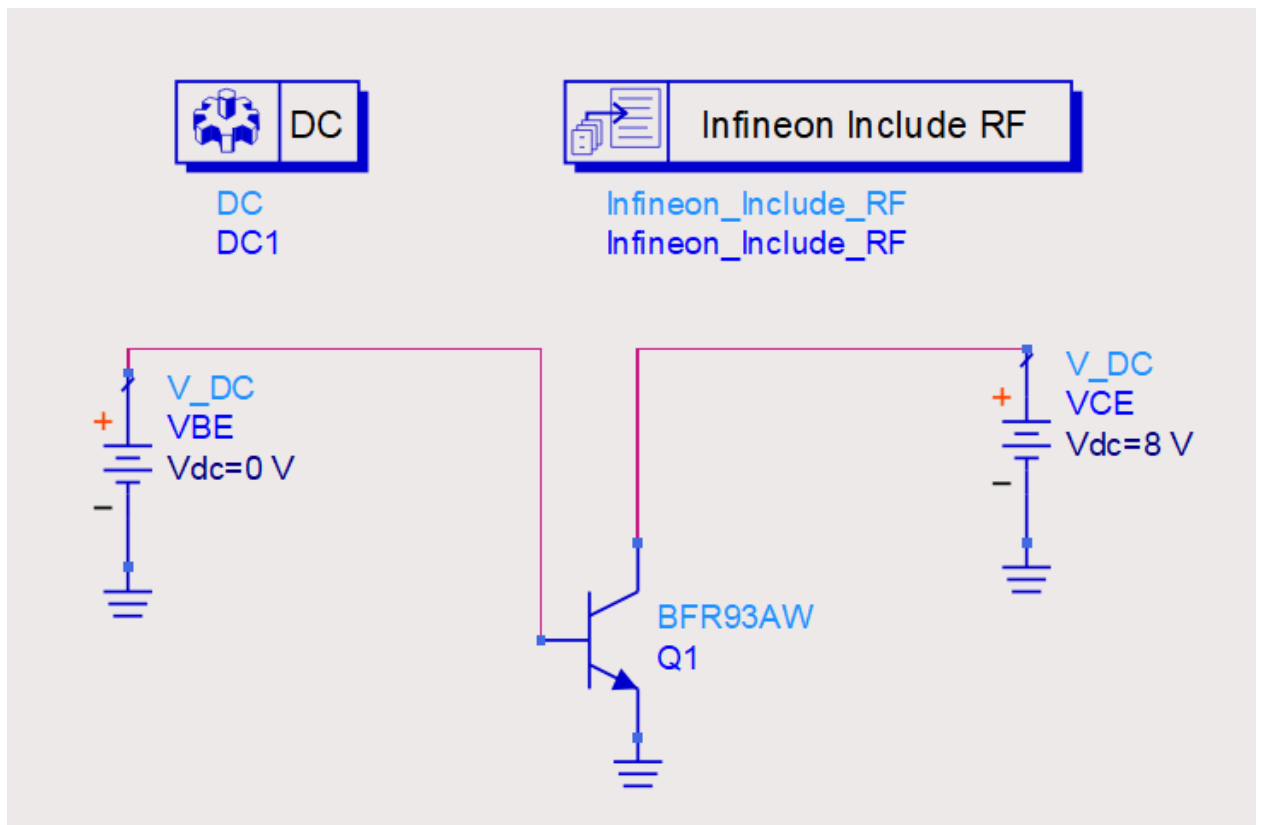
- единицы длин проекта – мм, с разрешением 10000 точек/мм.

Также необходимо подключить библиотеку моделей транзисторов от Infineon [4].

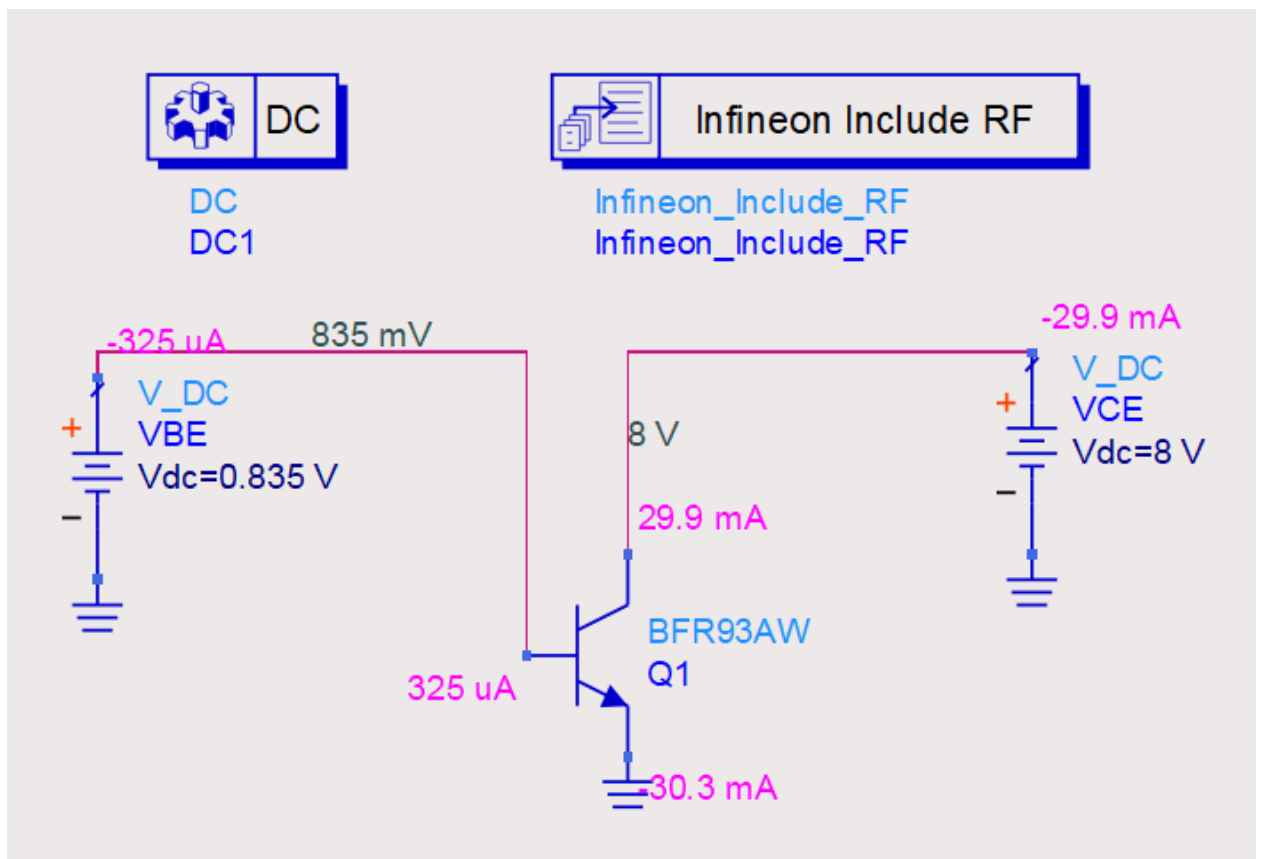
Вывод транзистора на заданную рабочую точку

Соберем схему, с помощью которой выведем транзистор BFR93AW на рабочую точку. Производитель обещает возможность спроектировать на данном транзисторе автогенератор при токе коллектора от 5 до 30 мА, при напряжении коллектор-эмиттер 8 В [5]. Выберем в качестве рабочего $I_C = 30$ мА. Соберем схему для подбора режима по постоянному току OSC_DC.

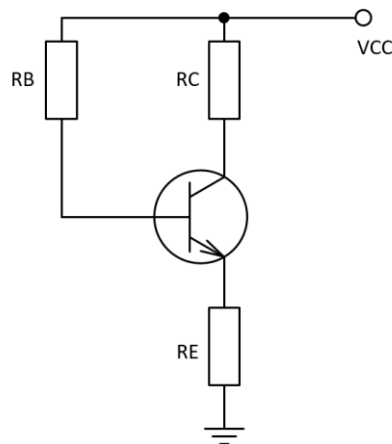
Lab1 Напряжение питания равно $V_{CE} = 8$ В. Напряжение смещения V_{BE} необходимо подобрать, так, чтобы достигался ток $I_C = 30$ мА. Учтите, у использованных в работе транзисторов рабочее напряжение смещения положительное.



Lab1 Результаты анализа по постоянному току в одной точке можно смотреть в схеме в режиме аннотации токов и напряжений.



В текущей работе мы будем создавать цепь положительной обратной связи в виде пары конденсаторов в дегенеративной цепи эмиттера транзистора. Это означает, что в цепь эмиттера необходимо добавить резистор R_E , чтобы «приподнять» потенциал эмиттера транзистора над землей. Также дополним схему питания и смещения до трехрезисторной с помощью резистора базы R_B и коллектора R_C . Соответственно, используемую схему по постоянному току можно изобразить в следующем виде:



Диапазон стандартных номиналов питания V_{CC} стоит брать из ряда 2, 3, 3,3, 3,5, 5, 7, 10, 12, 15 и 20 В. Данные значения часто встречаются в фиксированных вторичных источниках питания.

Для удобства проектирования можно брать $R_C = R_E$. V_{CE} должен быть 8 В, выберем в качестве источника питания $V_{CC} = 12$ В, чтобы потратить на R_C и R_E по 2 В. С учетом того, что $I_E \approx I_C$ (т.к. $I_B \ll I_C$), то номиналы R_C и R_E можно посчитать как

$$R_C = R_E = (V_{CC} - V_{CE}) / (2I_C) = 66,7 \text{ Ом}$$

Далее рассчитаем номинал резистора базы R_B . Потенциал в базе относительно земли равен $(2 + 0,835)$ В, 2 В набирается с резистора R_E и 0,835 В это V_{BE} , которое получено с аннотации токов и напряжений выше. Ток базы также определим с аннотации токов $I_B = 325$ мкА. Отсюда

$$R_B = (V_{CC} - V_B) / I_B = 28\,200 \text{ Ом}.$$

Округлим резисторы до номиналов из ряда E96 (табл.1) $R_C = R_E = 66,5 \text{ Ом}$, $R_B = 28 \text{ кОм}$.

Таблица 1. Ряды номиналов E12, E24, E48 и E96

Ряд E12							
1,0	1,2	1,5	2,2	3,3			
3,9	4,7	5,6	6,8	8,2			
Ряд E24							
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
Ряд E48							
1,0	1,05	1,1	1,15	1,21	1,27	1,33	1,4
1,47	1,54	1,62	1,69	1,78	1,87	1,96	2,05
2,15	2,26	2,37	2,49	2,61	2,74	2,87	3,01
3,16	3,32	3,48	3,65	3,83	4,02	4,22	4,42
4,64	4,87	5,11	5,36	5,62	5,9	6,16	6,49
6,81	7,15	7,5	7,87	8,25	8,66	9,09	9,53
Ряд E96							
1,0	1,02	1,05	1,07	1,1	1,13	1,15	1,18
1,21	1,24	1,27	1,3	1,33	1,37	1,4	1,43
1,47	1,5	1,54	1,58	1,62	1,65	1,69	1,74
1,78	1,82	1,87	1,91	1,96	2	2,05	2,1
2,15	2,21	2,26	2,32	2,37	2,43	2,49	2,55
2,61	2,67	2,74	2,8	2,87	2,94	3,01	3,09
3,16	3,24	3,32	3,4	3,48	3,57	3,65	3,74
3,83	3,92	4,02	4,12	4,22	4,32	4,42	4,53
4,64	4,75	4,87	4,99	5,11	5,23	5,36	5,49
5,62	5,76	5,9	6,04	6,19	6,34	6,49	6,65
6,81	6,98	7,15	7,32	7,5	7,68	7,87	8,06
8,25	8,45	8,66	8,87	9,09	9,31	9,53	9,76

Проверим наши расчеты.

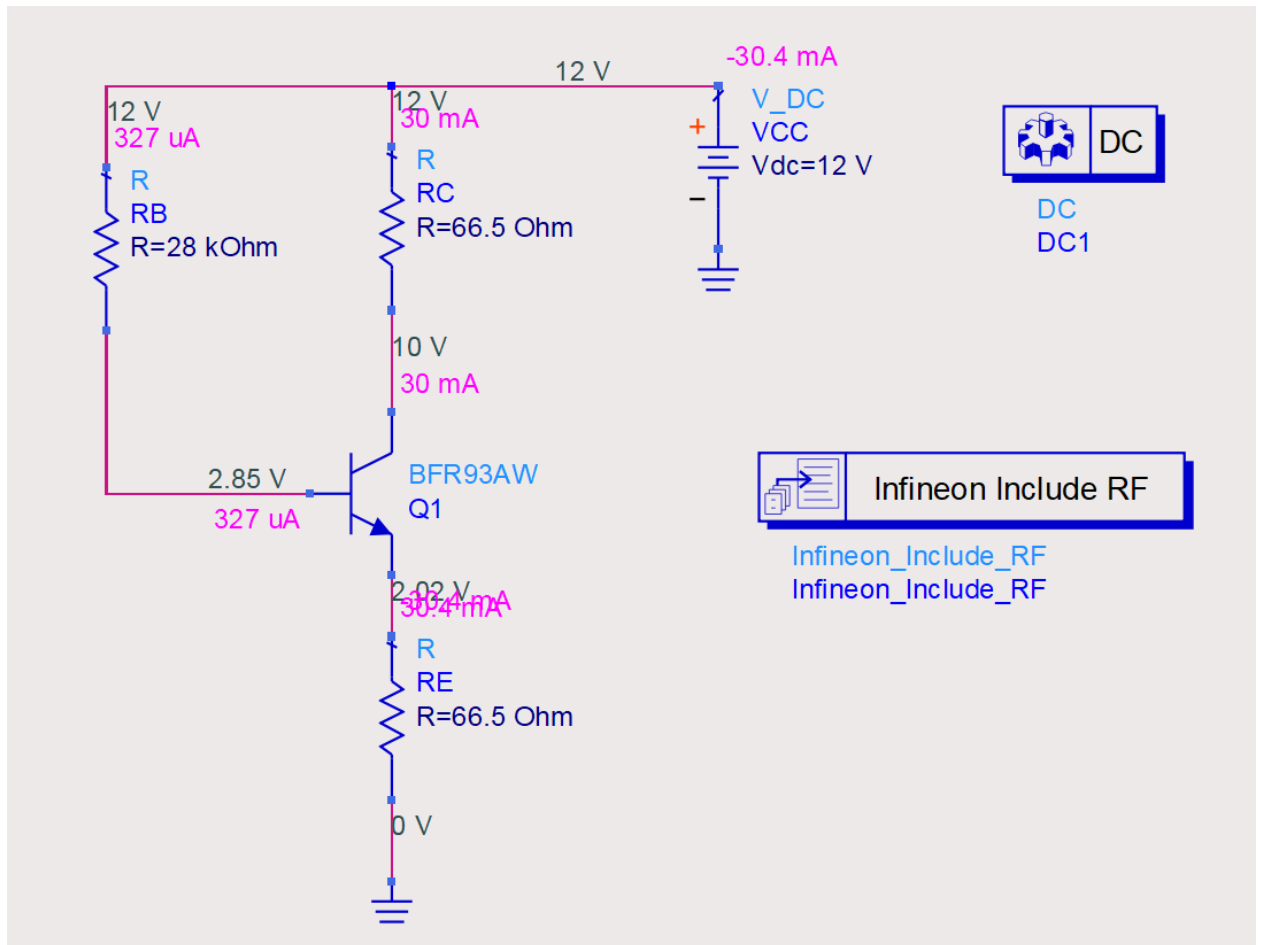


Схема работает как надо, транзистор выведен на рабочую точку.

Дестабилизация за счет введения положительной обратной связи

Следующий этап – необходимо сделать устройство нестабильным за счет введения положительной обратной связи. С точки зрения параметров, необходимо добиться на частоте генерации $|S_{11}| > 1$ и $|S_{22}| > 1$ (лучше $|S_{11}| > 1,1$ и $|S_{22}| > 1,1$), регионы нестабильности по входу и по выходу должны закрывать собой основную часть площади единичной окружности диаграммы Смита и также контролируется $|k| < 1$ (коэффициент устойчивости). Расчет ведется в режиме S-параметров.

Работать будем в схеме OSC_PosFeedback, построенной на основе схемы OSC_DC.

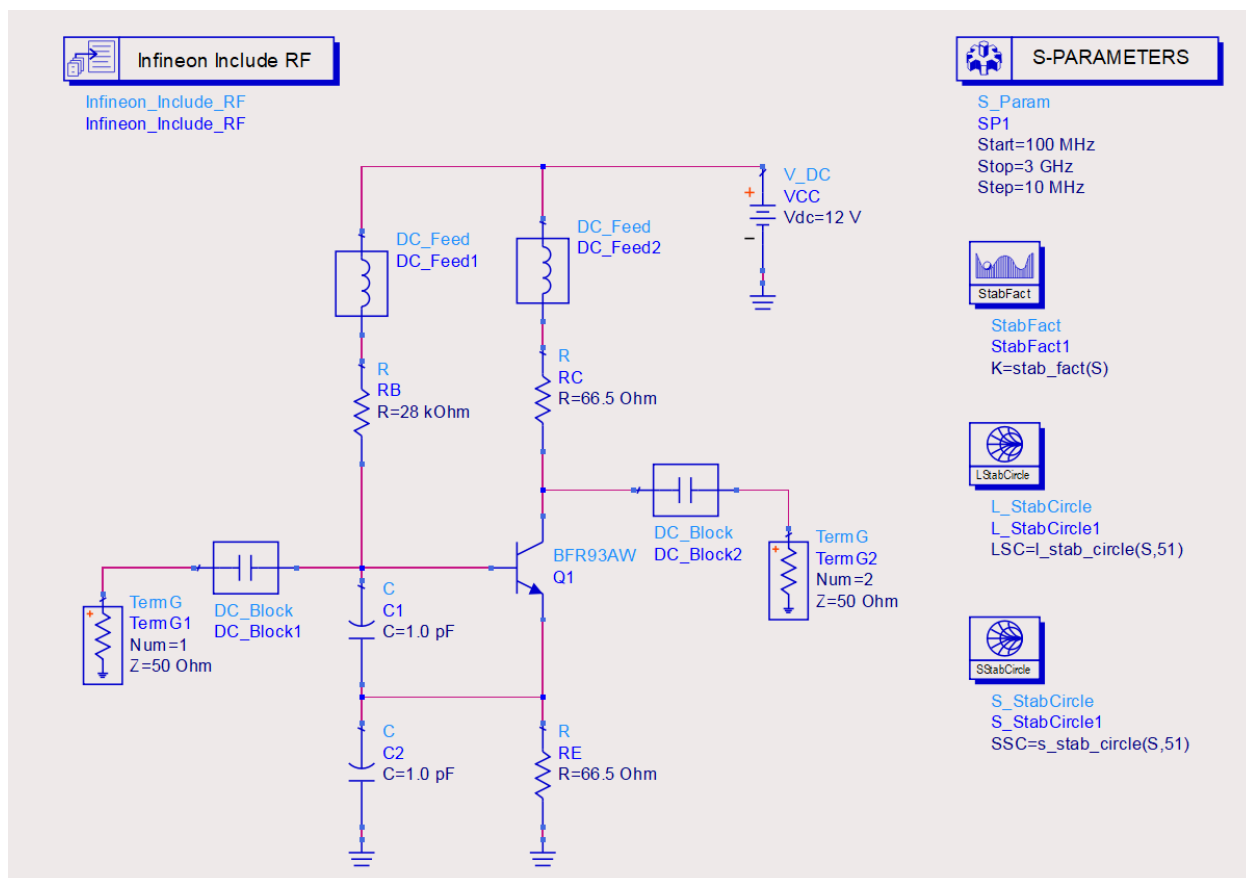
На текущем этапе изолируем по постоянному току терминаторы (с помощью блоков DC_Block) и цепь питания и смещения по переменному току (с помощью блоков DC_Feed).

Нумерация портов будет определять будущие расчеты. Порт 1 со стороны базы транзистора будет имитировать цепь резонатора, порт 2 со стороны коллектора – выход автогенератора.

Режим симуляции используется S-параметров. Несмотря на то, что нас интересует поведение на одной частоте 900 МГц, пока поставим частотный диапазон расчета от 100 МГц до 2 ГГц, чтобы видеть при туне характер поведения кривых.

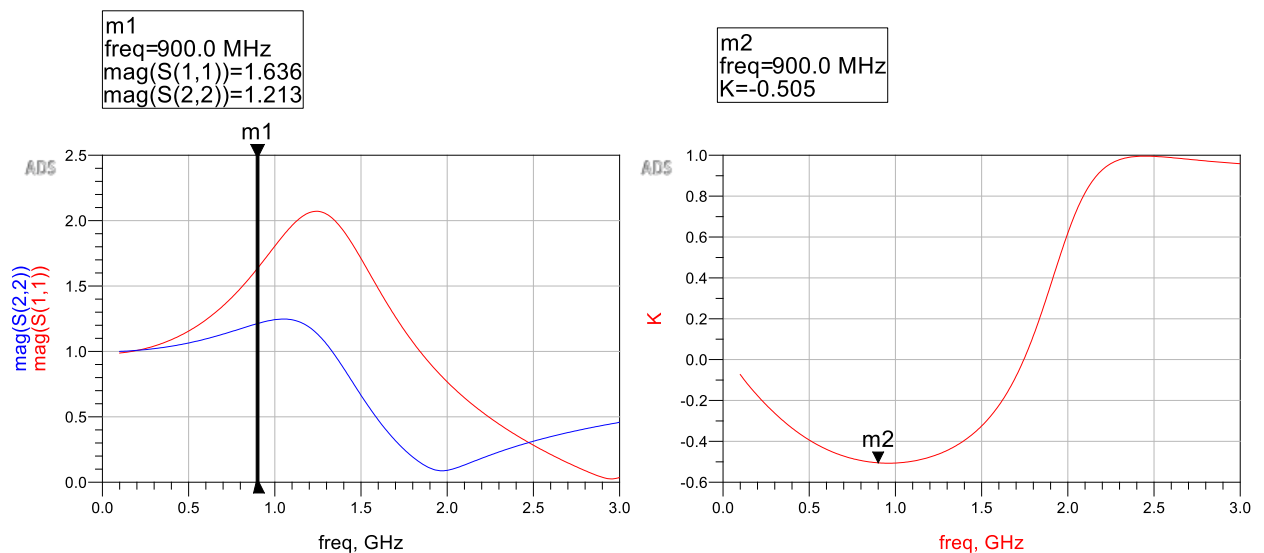
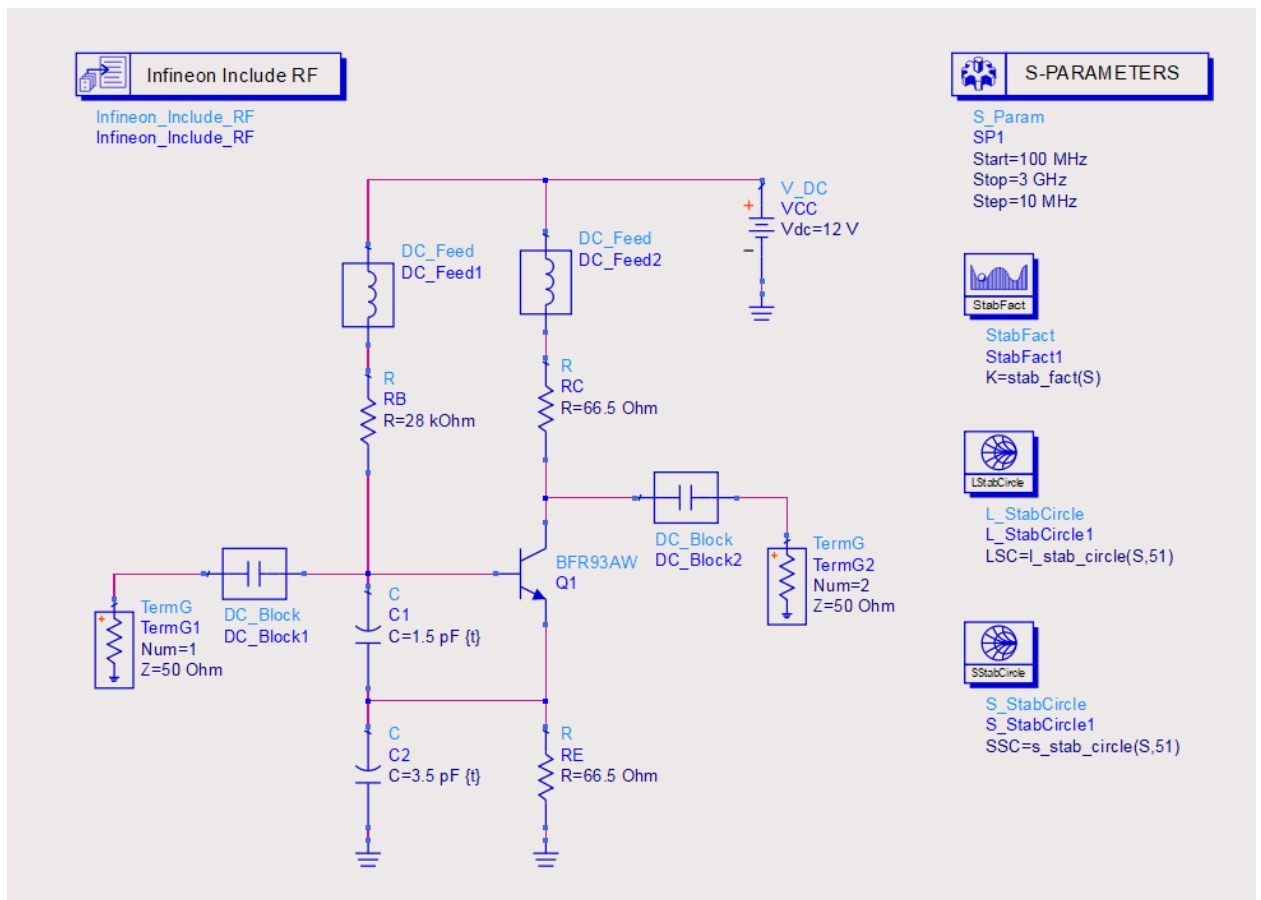
Для контроля указанных выше параметров введем измерительные выражения коэффициента устойчивости (StabFact) и кругов устойчивости по входу (S_StabCircle) и по выходу (L_StabCircle).

В качестве цепи положительной обратной связи в схеме с общим эмиттером хорошо выступает пара конденсаторов C1 и C2 в дегенеративной цепи эмиттера. Работать будем с ними.

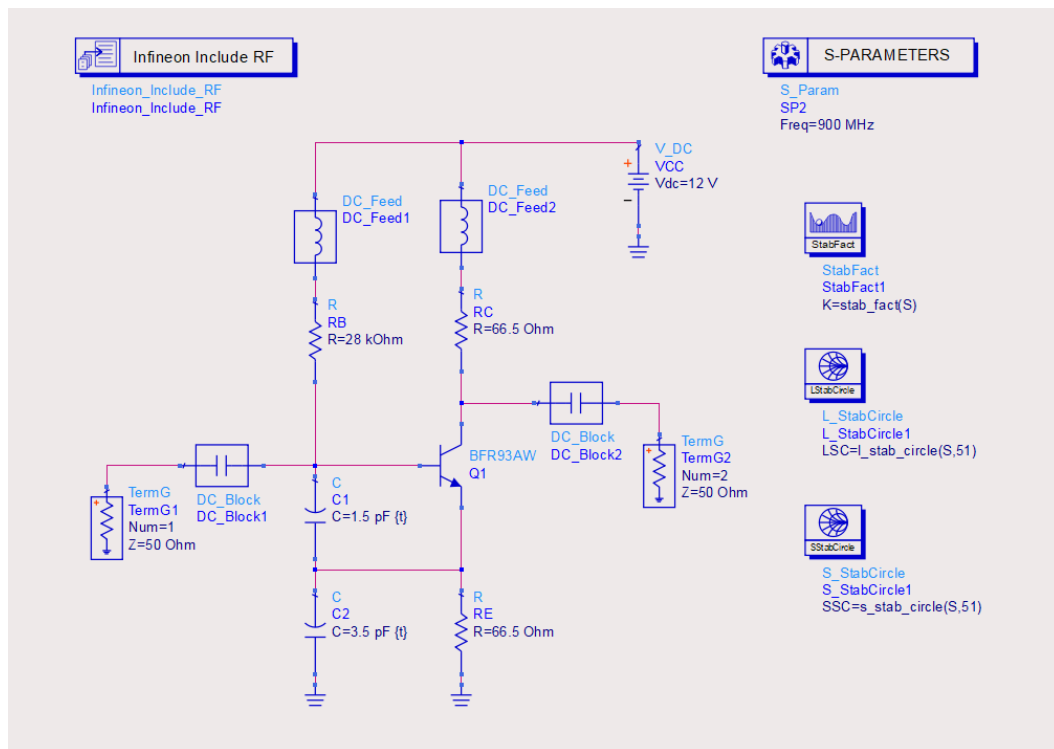


С помощью графиков $\text{mag}(S_{11})$, $\text{mag}(S_{22})$ и K подбираем C1 и C2. Номиналы C1 и C2 обычно получаются в районе единиц пикофарад. Помните, что для емкостей в районе единиц пикофарад (от 0,5 пФ до 10 пФ) доступны номиналы с шагом 0,1 пФ, а не только из ряда E24 (табл.1).

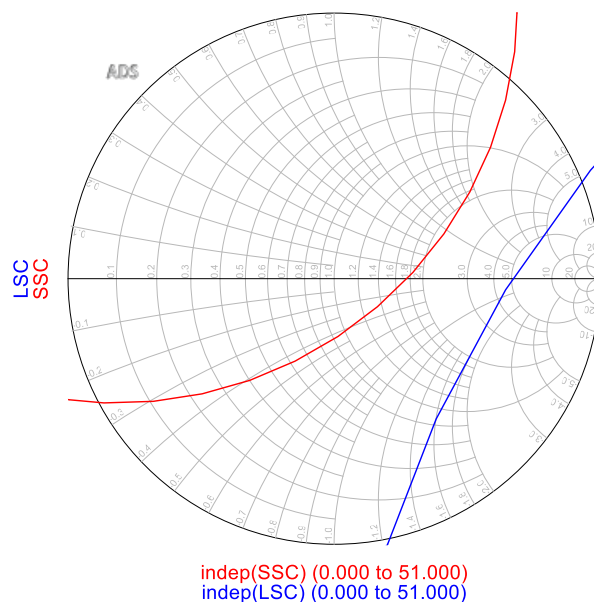
Предварительно остановимся на $C1 = 1,5$ пФ, $C2 = 3,5$ пФ. Данные значения пока приблизительны, возможно придется их еще подтюнивать.



Изменим частоту расчета только на центральную частоту 900 МГц и проконтролируем, какую часть диаграммы Смита теперь занимают неустойчивые регионы.



С учетом того, что $|S_{11}| > 1$ и $|S_{22}| > 1$, правила определения того, какая часть комплексной плоскости соответствует неустойчивому региону, а какая устойчива, по отношению к проектированию МШУ изменяются. Теперь неустойчивой (и интересующей при проектировании автогенератора) является та часть, которая пересекает центр диаграммы Смита.



freq	mag(S(1,1))	mag(S(2,2))	K
900.0 MHz	1.636	1.213	-0.505

По кругам устойчивости видно, что для проектирования доступна значимая часть диаграммы Смита.

Подготовка к выбору импеданса выхода автогенератора

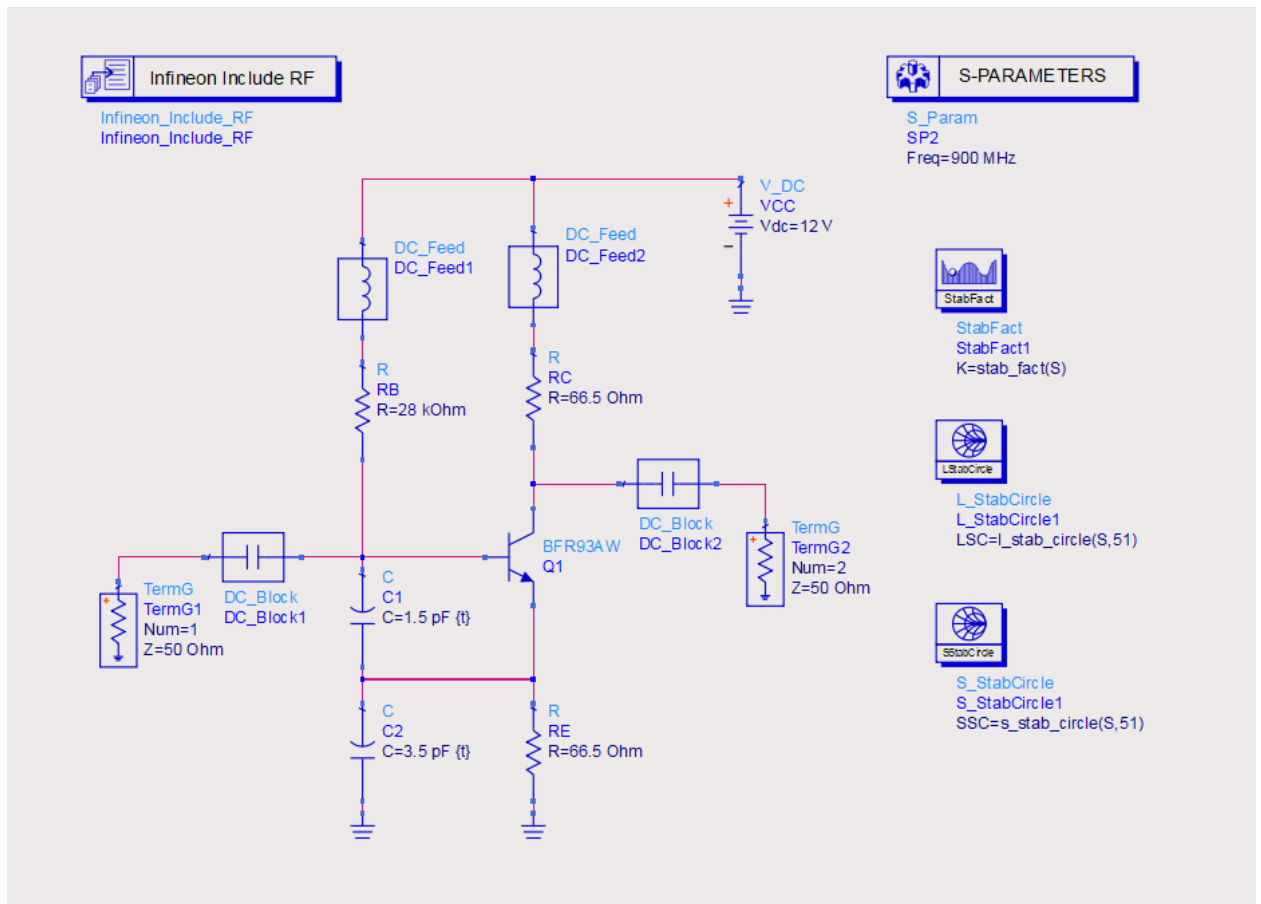
Пора выбирать импеданс со стороны резонатора и выходной согласующей цепи (схема OSC_GetZL).

Необходимо выбрать такой импеданс выходной цепи, чтобы со стороны резонатора соблюдалось требование начала колебаний в части $|S_1| > 1$. Со стороны резонатора этому требованию соответствует окружность вида $G_1 = |S_1| e^{j\theta}$, где $\theta = 0..2\pi$. Пусть мы заложимся на $|S_1| = 1,5$, для этого сформируем окружность радиуса 1,5 со стороны резонатора и пробросим её на выход автогенератора. Для этого можно воспользоваться правилом расчета выходного импеданса (коэффициента отражения G_2) нагруженной на G_1 2-х портовой цепи:

$$G_2 = \frac{G_1 - S_{11}}{G_1 S_{22} - \Delta}, \quad \text{где} \quad \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} = \det(\mathbf{S}) \quad \text{детерминант матрицы } \mathbf{S}\text{-}$$

параметров.

По умолчанию, схема OSC_GetZ является копией настроенной схемы OSC_PosFeedback с расчетом на центральной частоте.



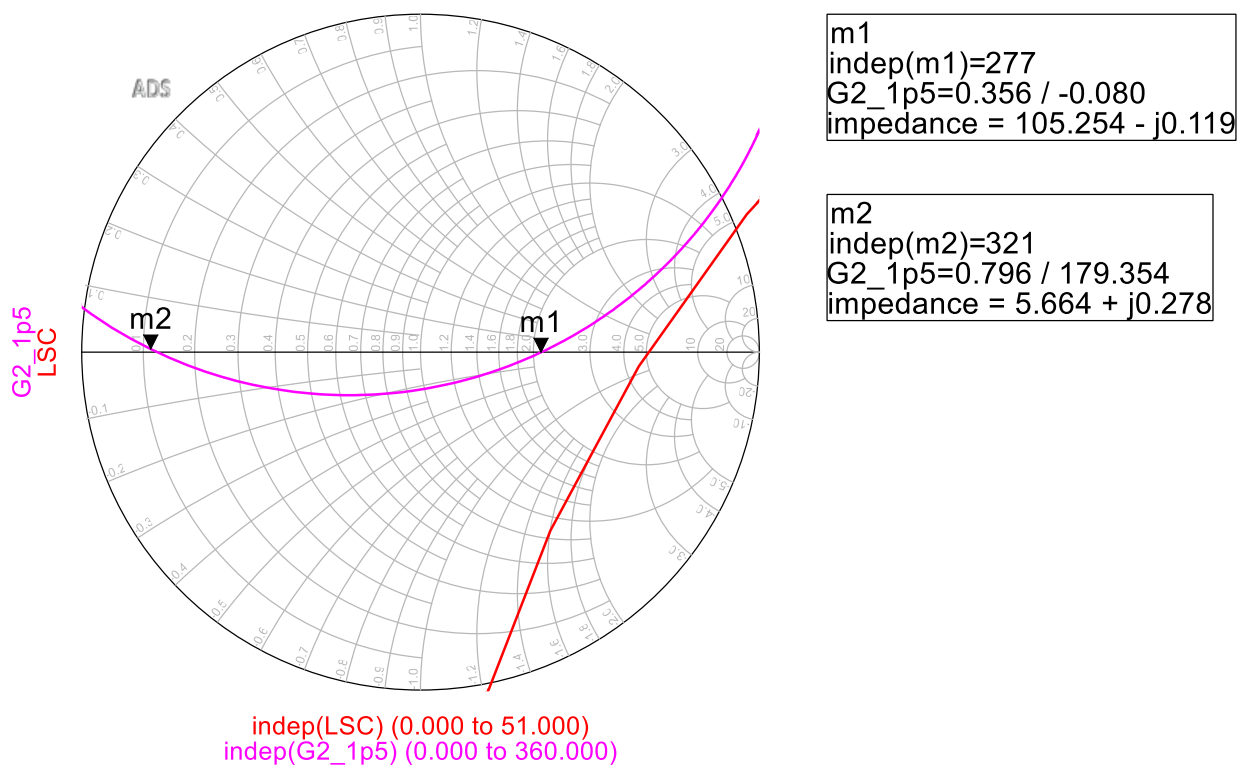
В области графиков создаем окружность радиуса 1,5, соответствующей полному кругу коэффициента отражения со стороны резонатора. Затем пробрасываем ее на выход автогенератора.

$$\text{Eqn } G1_1p5 = \text{polar}(1.5, [0::360])$$

$$\text{Eqn } \delta = \det(S)$$

$$\text{Eqn } G2_1p5 = (G1_1p5 - S11)/(G1_1p5 * S22 - \delta)$$

И выводим это проброшенное значение на выходную диаграмму Смита вместе с выходным кругом устойчивости LSC.



На кривой G2_1.5 теперь можно выбрать импеданс выходной согласующей цепи ZL. Но прежде чем к этому переходить, уточним схему, заменив блоки DC_Feed на реальные LC-цепи.



На этом этапе возможно дополнительно подстроить конденсаторы C1 и C2, чтобы получить более удобное положение кривой G2_1.5 или докрутить ее положение, если она не касается действительной оси. При этом нужно следить, чтобы не испортить полученные ранее характеристики $|S_{11}| > 1,1$, $|S_{22}| > 1,1$ и $|k| < 1$.

Уточнение цепи питания и смещения и выбор ZL

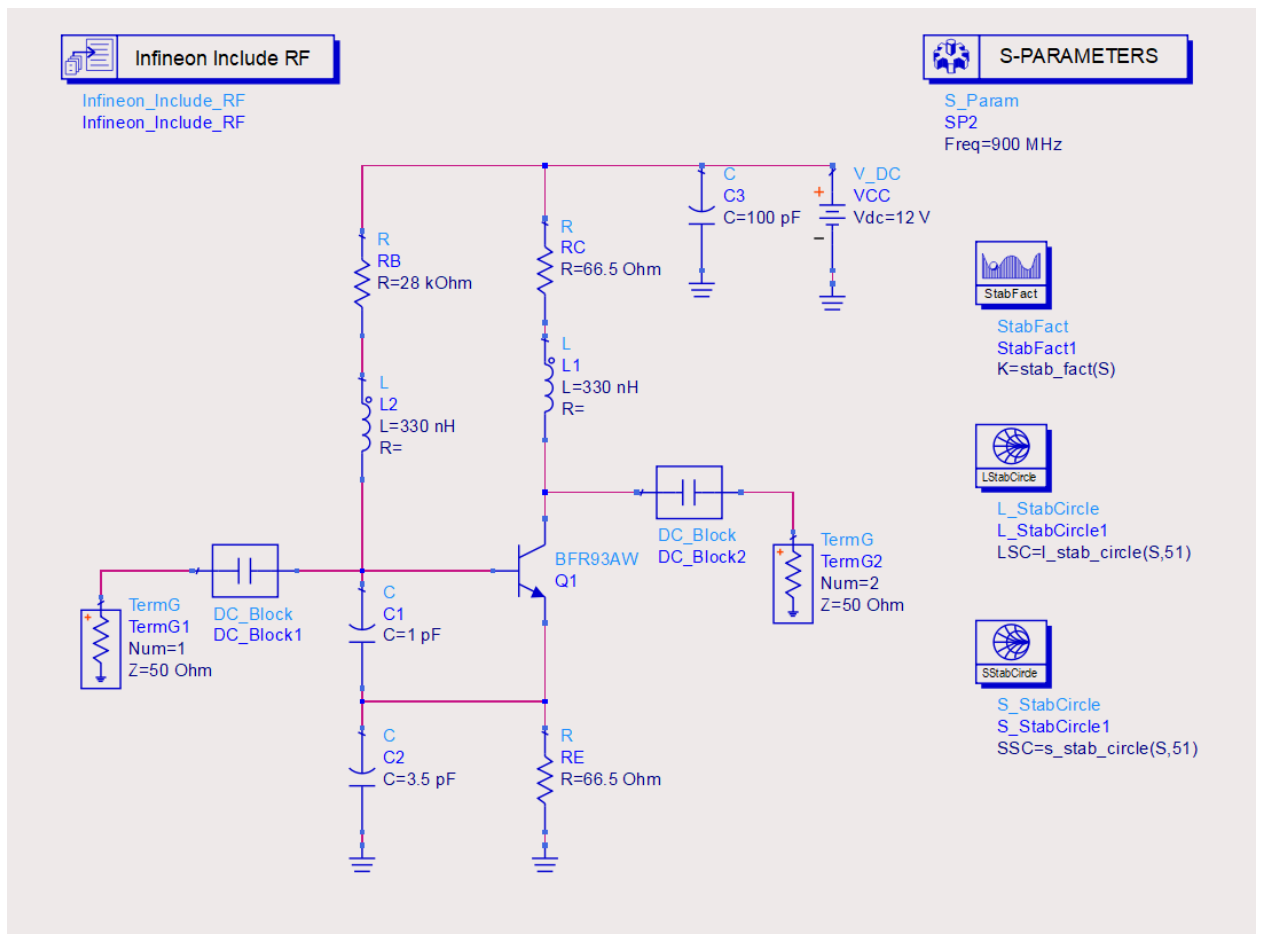
На текущем этапе в схеме присутствует два блока DC_Feed, имитирующих идеальные индуктивности и отделяющих по высокой частоте источник питания. Пришло время заменить блоки DC_Feed на LC-цепи.

В схеме OSC_GetZL_DCFeed, основанной на схеме OSC_GetZL заменим блоки DC_Feed на индуктивности порядка 150..470 нГн. В данном диапазоне массово доступны номиналы индуктивностей из ряда E12 (табл.1). Дополнительно рядом с источником постоянного питания VCC поставим фильтрующий шунтирующий конденсатор (декап) на 100 пФ.

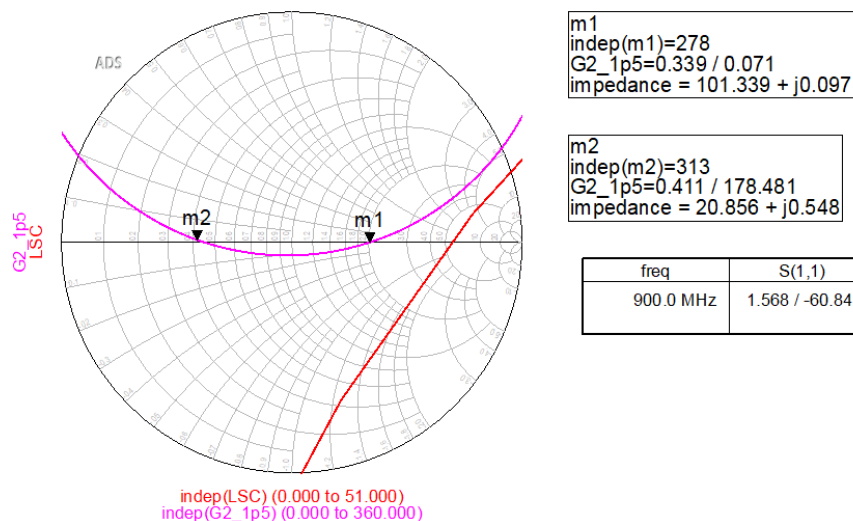


При подборе номиналов индуктивностей нужно следить, чтобы положение кривой G2_1.5 не слишком уплыло. При необходимости можно опять подстроить конденсаторы C1 и C2. При этом нужно следить, чтобы не испортить полученные ранее характеристики $|S_{11}| > 1,1$, $|S_{22}| > 1,1$ и $|k| < 1$

Обновленная схема теперь выглядит следующим образом.



По результатам положение кривой G2_1.5 приемлемое. Требования $|S_{11}| > 1,1$, $|S_{22}| > 1,1$ и $|k| < 1$ также соблюдаются.



От блоков DC_Block откажемся при проектировании цепи резонатора и выходной согласующей цепи, пока они путь останутся в схеме.

Для того, чтобы частотные свойства автогенератора в первую очередь определялись цепью резонатора, желательно импеданс выходной согласующей цепи ZL выбирать чисто действительным и при прочих равных поближе к центру диаграммы Смита. У нас вышло две точки, с импедансом 101,3 Ом и 20,9 Ом. Точка 101,3 Ом ближе к центру диаграммы Смита, выберем ее как импеданс нагрузки ZL.

Пробросим теперь обратно к резонатору выбранный импеданс выхода ZL = 101,3 Ом.

$$\text{Eqn } ZL = 101.3 \text{ Ohm} \quad \text{Eqn } GL = ztos(ZL) \quad \text{Eqn } G1 = (S11 - GL * \Delta) / (1 - S22 * GL) \quad \text{Eqn } Z1 = stoz(G1)$$

freq	Z1	G1	ZL	GL
900.0 MHz	-22.051 - j52.474	1.499 / -81.975	101.300	0.339 / 0.000

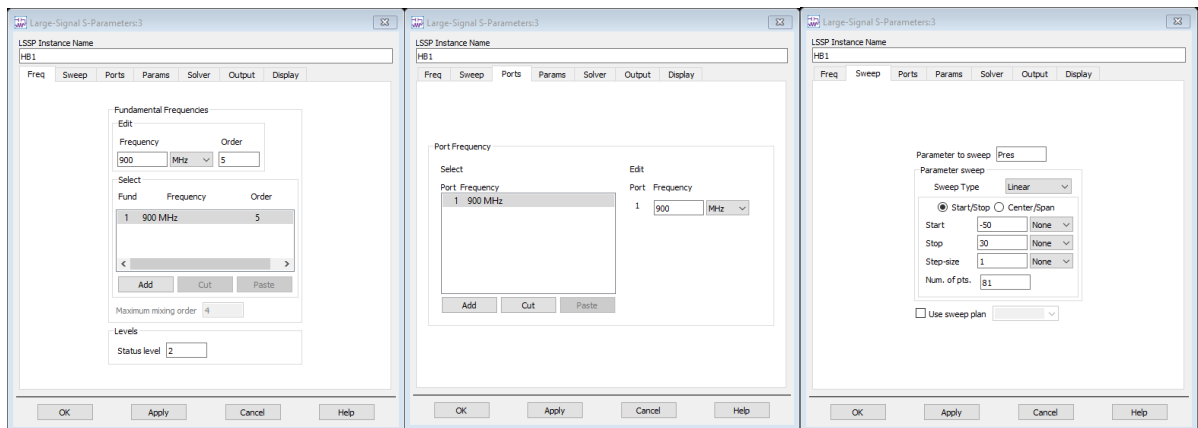
! Для быстрого пересчета коэффициента отражения в импеданс и обратно доступны функции stoz() и ztos() соответственно. Данные функции умеют обрабатывать матрицы 2N-полюсников, в том числе размерности 1x1. По умолчанию расчет идет относительно Z0 = 50 Ом. Но это можно переопределить вторым аргументом zRef.

Определение формы цепи резонатора

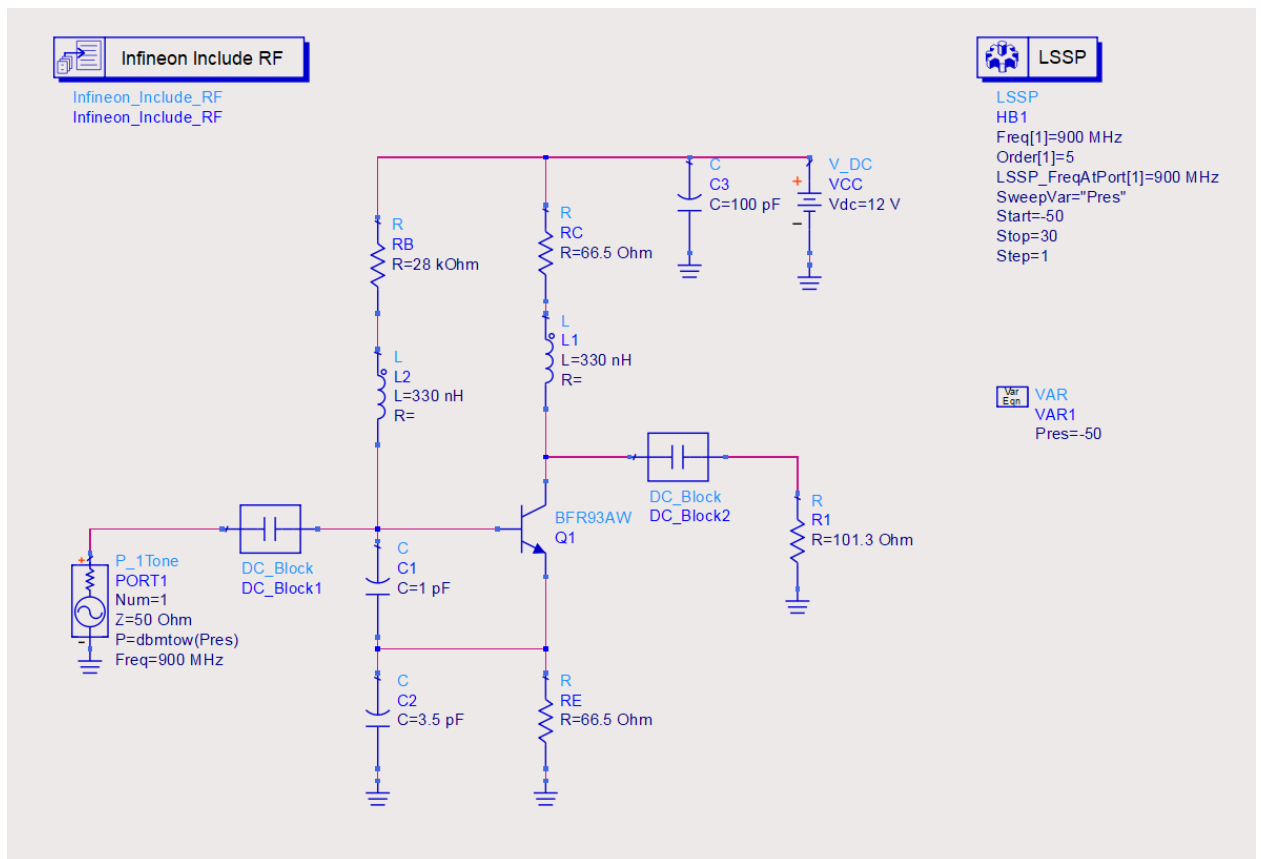
Полученное значение импеданса со стороны резонатора Z1 теперь надо будет превратить в конкретную цепь резонатора. Любому значению импеданса соответствует две эквивалентные формы цепи – последовательная или параллельная. Z1 получено на основании линейного моделирования (S-параметров) и его можно использовать для описания режима начала колебаний. Но вот в режиме установившихся колебаний транзистор будет работать в нелинейном режиме. Чтобы понять какая форма предпочтительна - необходимо оценить поведение импеданса транзистора со стороны резонатора при увеличении мощности на резонаторе (экспоненциальной раскачке).

Воспользуемся для этого дополнительной схемой OSC_Pres, в которой в режиме LSSP (Large Signal S-parameters) исследуем поведение коэффициента отражения транзистора со стороны резонатора при увеличении мощности на резонаторе Pres. При этом зафиксируем выбранный ранее выходной импеданс $Z_L = 101,3 \text{ Ом}$.

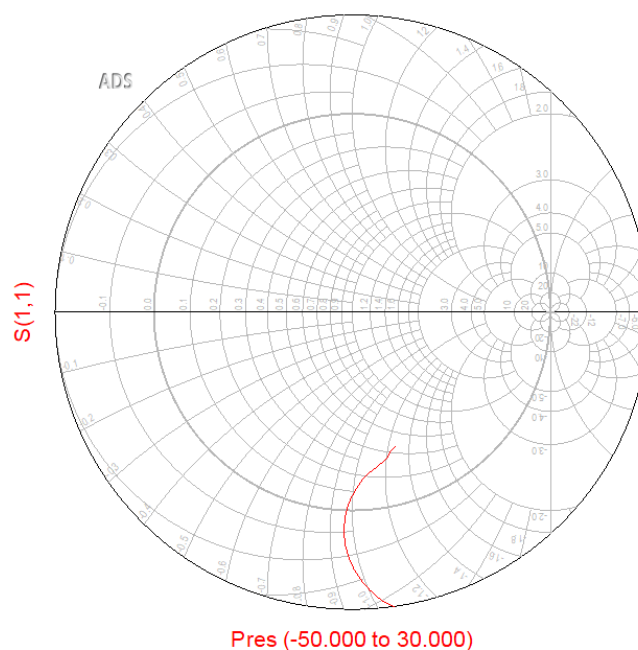
Контроллер симуляции LSSP является модифицированным контроллером симуляции Harmonic Balance, в котором автоматически рассчитываются коэффициенты отражения и передачи на указанной гармонике (частоте) с учетом нелинейного поведения моделей. В нем, так же как в контроллере HB на вкладке Freq задаются фундаментальные частоты моделирования (900 МГц в нашем случае). На вкладке Port указываются частоты портов, на которых нужно проводить расчет коэффициентов отражения и передачи. В нашем случае в схеме только один порт P_1Tone и расчет интересует только на частоте 900 МГц. Дополнительно наложим свип по мощности на резонаторе Pres в диапазоне от -50 до 30 дБм (задается на вкладке Sweep).



Перед запуском схема должна иметь следующий вид.



В области графиков нужно вывести зависимость коэффициента отражения S_{11} от Pres на диаграмму Смита.



Видно, что с увеличением мощности на резонаторе Pres (т.е. в период экспоненциальной раскачки) идет переход от отрицательной действительной части импеданса к действительной положительной (т.е. переход в пределы единичной диаграммы Смита).

Теперь нужно решить – вдоль каких линий постоянной реактивной части составляющей импеданса или проводимости скорее идет данная зависимость. Смысл этого выбора следующий:

- если посмотреть на формулы (10..13), то можно увидеть, что в месте подключения резонатора в состояниях начала и устойчивых колебаний отличается поведение действительной части импедансов или проводимостей у транзистора и резонатора; а вот мнимые части должны оставаться скомпенсированными;

- цепь резонатора будет построена на постоянных RLC-компонентах, частотные свойства которых не меняются с изменением мощности на резонаторе (в разумных пределах, естественно);

- т.е. нужно выбрать такую форму резонатора, которая позволяет скомпенсировать мнимую часть импеданса или проводимости со стороны транзистора при изменении мощности P_{res} .

На диаграмме выше видно, что зависимость S_{11} от P_{res} идет скорее вдоль линии постоянной реактивной составляющей импеданса. Это значит, что мнимые части в импедансной форме останутся скомпенсированными и, если построить резонатор в последовательной форме, частота генерации значительно не уплывет.

Если бы зависимость выше была скорее вдоль постоянной реактивной части проводимости, то лучше было бы выбрать форму резонатора параллельной.

Расчет цепи резонатора

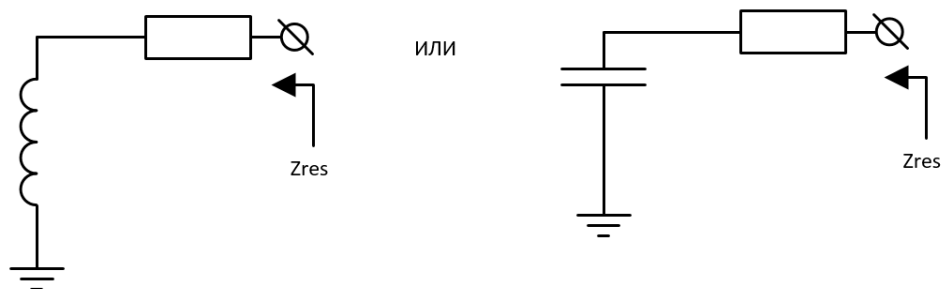
Ранее был получен импеданс транзистора со стороны резонатора $Z_1 = -22,05 - j 52,5 \text{ Ом}$ и определено, что форма предпочтительна последовательная.

Чтобы обеспечить переход от начала к устойчивым колебания для последовательной формы можно выбрать импеданс резонатора как

$$Z_{res} = -\frac{1}{3} \text{Re}(Z_1) - j \text{Im}(Z_1).$$

Для рассчитанного Z_1 получается $Z_{res} = 7,35 + j 52,5 \text{ Ом}$.

Далее определяется вид цепи по значению мнимой части импеданса.



Мнимая часть $\text{Im}(Z_{\text{res}}) > 0$, т.е. реактивность - индуктивность. Номинал можно высчитать исходя из импеданса индуктивности на частоте генерации 900 МГц.

$$L = \frac{\text{Im}(Z_{\text{res}})}{2\pi F_c} = 9,3 \text{ нГн}$$

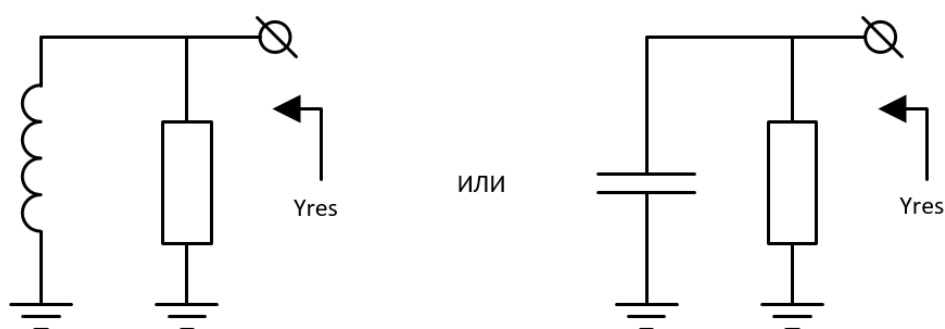
Если бы $\text{Im}(Z_{\text{res}}) < 0$, то очевидно, что реактивность была бы емкостью номиналом

$$C = \frac{-1}{2\pi F_c \text{Im}(Z_{\text{res}})}.$$

В случае, если бы предпочтительная форма резонатора была бы параллельная, что расчет был бы относительно проводимости:

$$Y_1 = 1/Z_1;$$

$$Y_{\text{res}} = -3\text{Re}(Y_1) - j\text{Im}(Y_1);$$

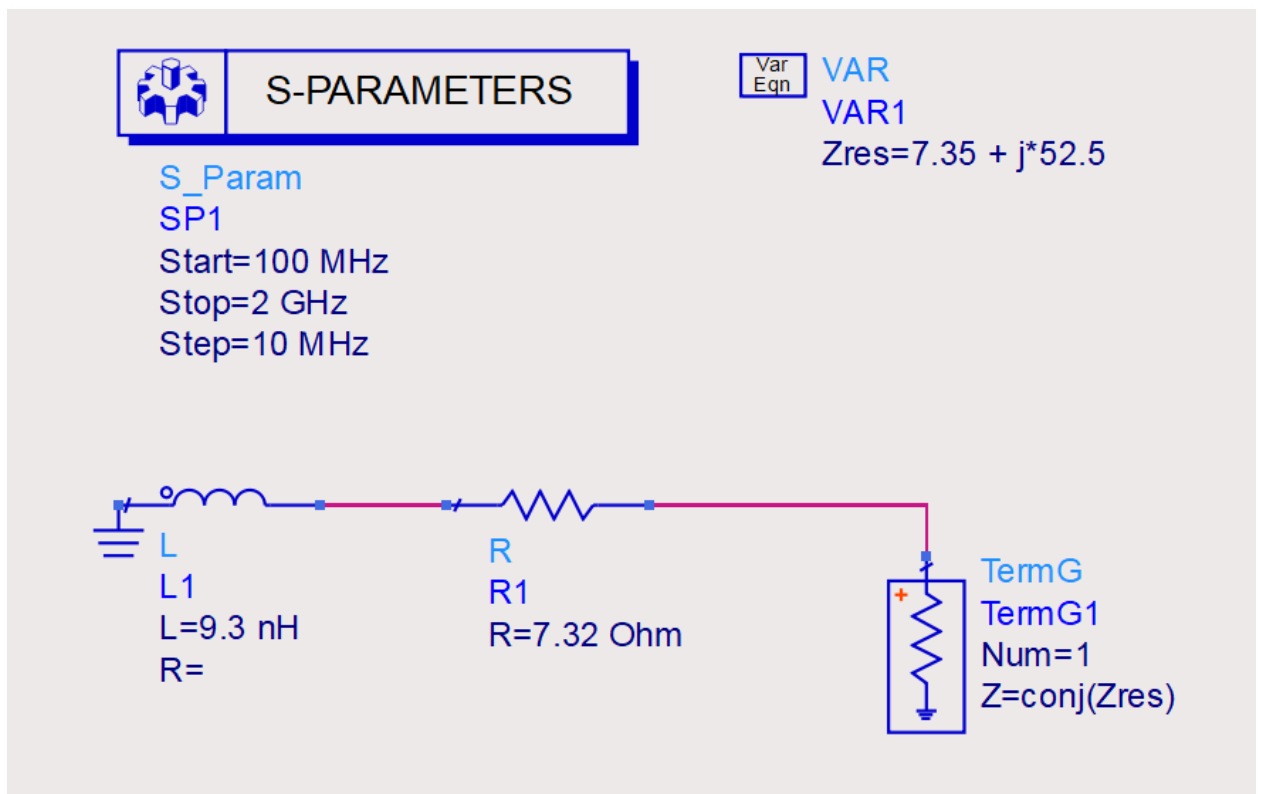


Номинал параллельного резистора $1/\text{Re}(Y_{\text{res}})$, а реактивность по правилам

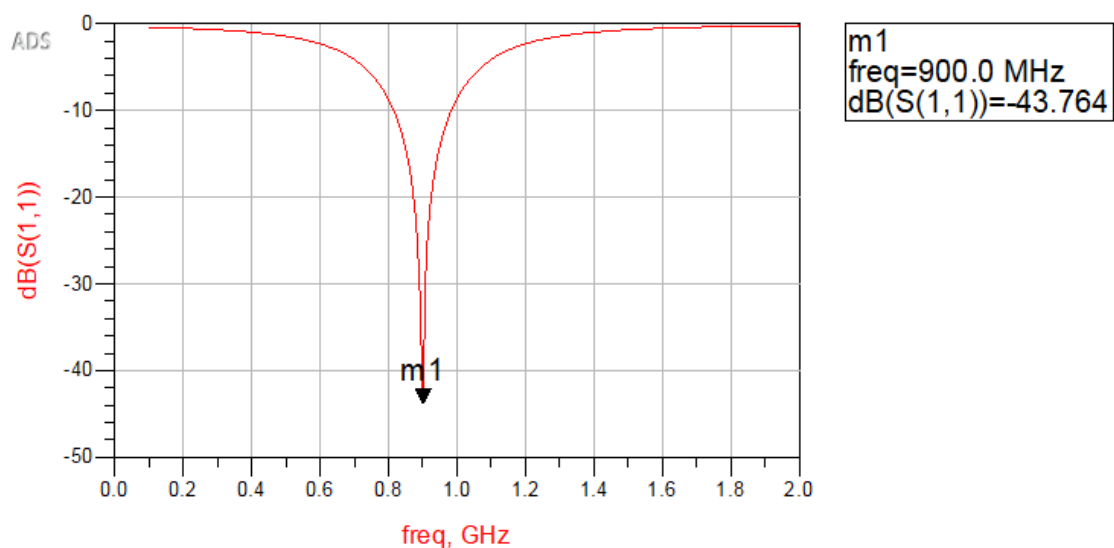
- если $\text{Im}(Y_{\text{res}}) < 0$, то это индуктивность номиналом $L = \frac{-1}{2\pi F_c \text{Im}(Y_{\text{res}})}$;

- если $\text{Im}(Y_{\text{res}}) > 0$, то это емкость номиналом $C = \frac{\text{Im}(Y_{\text{res}})}{2\pi F_c}$.

Проверим наши выкладки в схеме OSC_CheckZres.

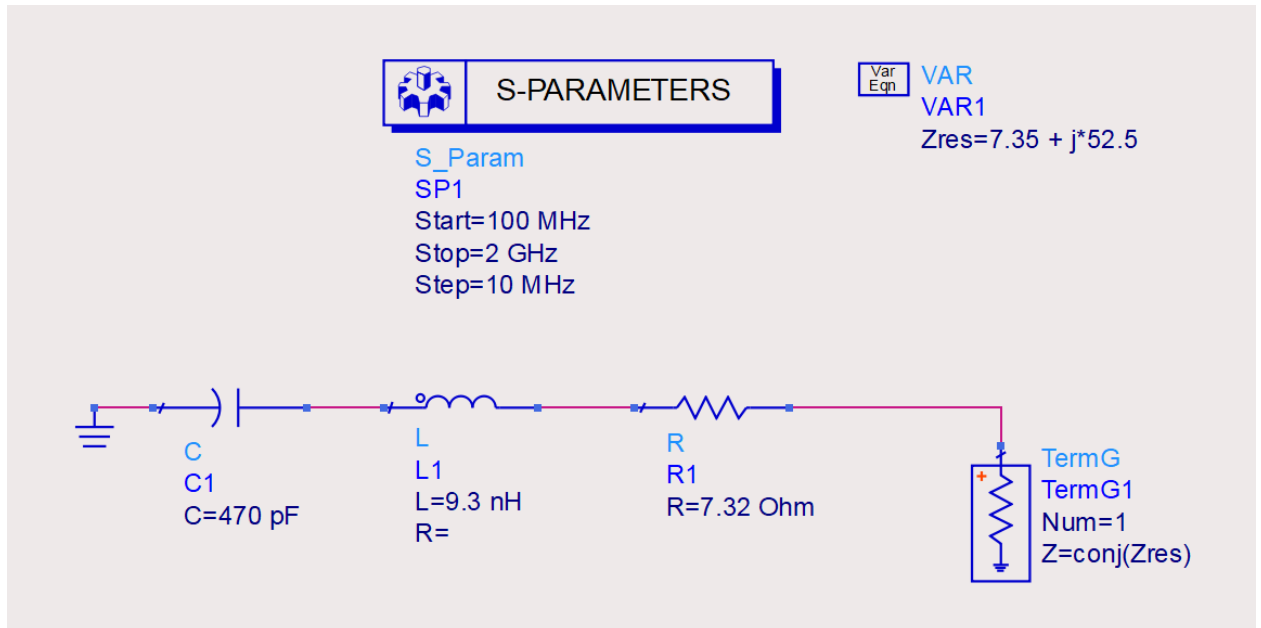


По результатам моделирования видно, что на частоте 900 МГц цепь резонатора настроена.



Однако, данная цепь пропускает постоянный ток в землю. При ее подключении к базе транзистора рабочая точка уплывет. Необходимо в эту

цепь внести последовательный конденсатор невливающего номинала. При подборе остановимся на значении 470 пФ.



Цепь резонатора посчитана.

При построении цепи резонатора в параллельной форме, тоже необходимо обеспечить развязку по постоянному току, лучше всего за счет добавления блокировочного конденсатора в базу транзистора.

Расчет выходной согласующей цепи

Теперь необходимо рассчитать выходную согласующую цепь из $Z_L = 101,3 \text{ Ом}$ в 50 Ом . При ее проектировании необходимо учесть несколько особенностей:

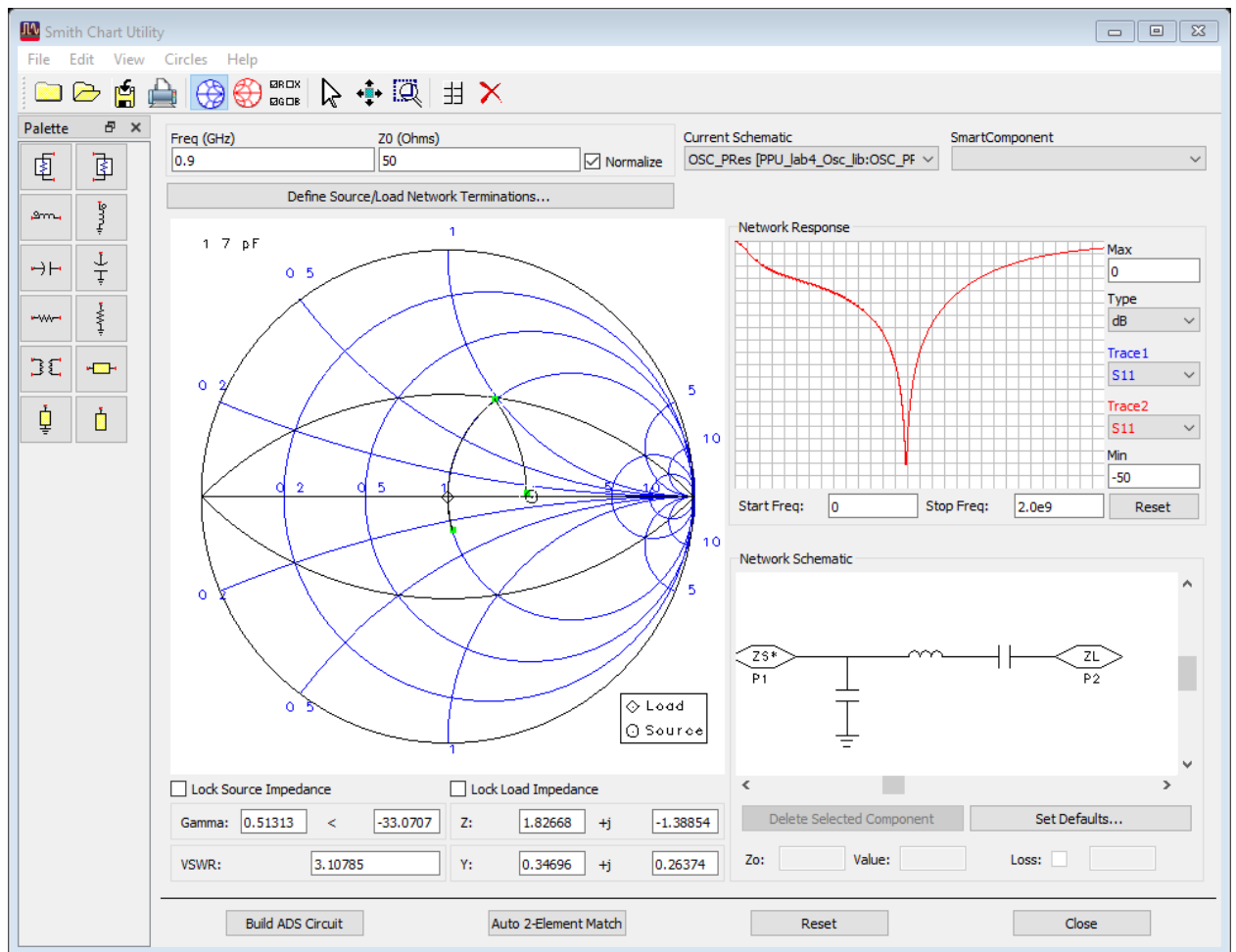
- частота 900 МГц, поэтому проектировать ее будем на LC-компонентах;
- чтобы отсекал гармоники, по своей форме она должна представлять собой фильтр нижних частот (последовательные индуктивности, шунтирующие емкости);
- необходимо развязать по постоянному току от нагрузки, т.е. в ее составе еще должна быть последовательная емкость;
- не должна искажать по постоянному току коллектор транзистора.

Lab1 Воспользуемся для этого утилитой SmithChart.

При проектировании выходной согласующей цепи можно еще включить отображение глазка добротности (Circles - Q), позволяющая

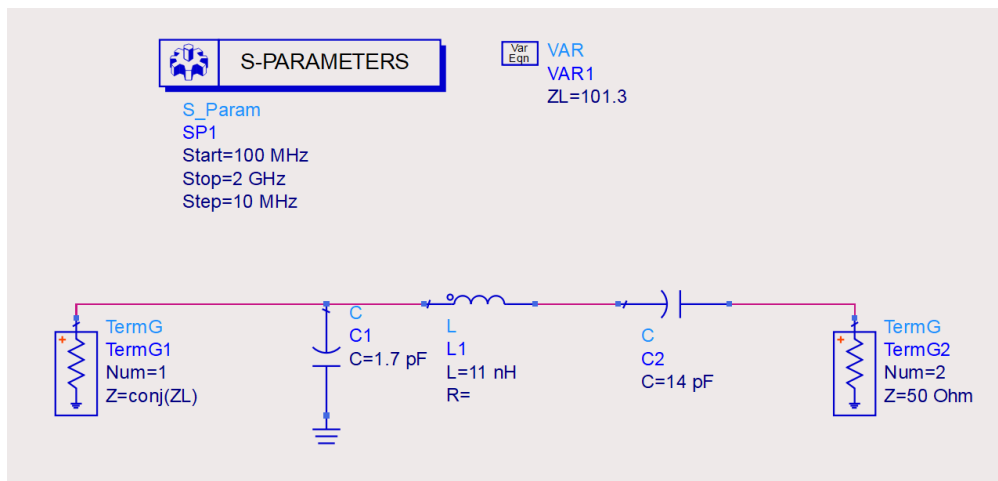
ограничить положение промежуточных точек и тем самым сделать цепь более широкополосной. Для наших целей достаточно глазка $Q = 1$.

Остановимся на следующей топологии выходной согласующей цепи.

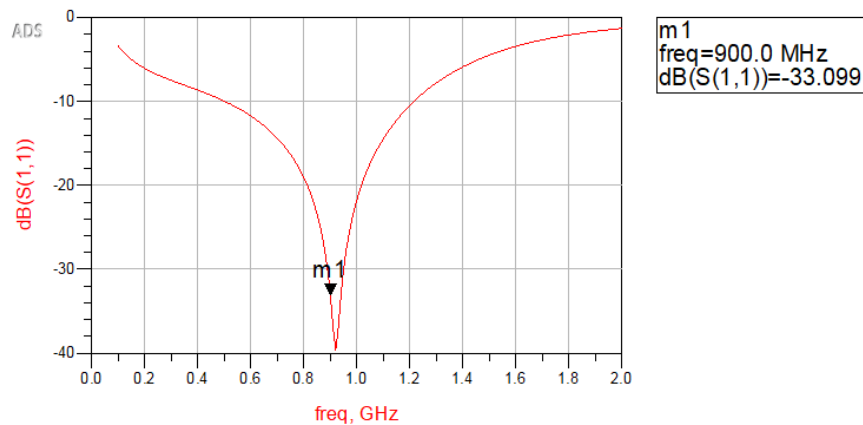


Со стороны транзистора это получается шунтирующая емкость на 1,7 пФ, последовательная индуктивность на 11 нГн и последовательная блокировочная емкость на 14 пФ.

Проверим ее в схеме OSC_CheckMOut.



Выходная согласующая цепь работает приемлемо. Центральная частота немного уплыла, но это сейчас особого значения не имеет, все равно будет необходима тонкая настройка компонентов на общей итоговой схеме.



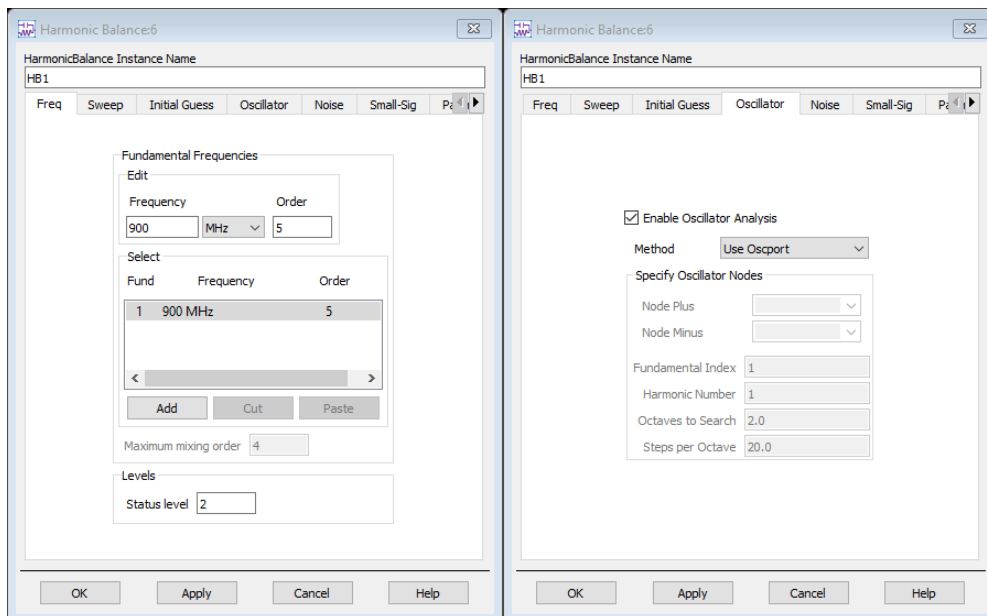
Итоговая схема автогенератора

Соберем финальную схему спроектированного автогенератора OSC_Final и с помощью контроллера симуляции Harmonics Balance в режиме поиска генерации (Oscillator Test с помощью OscPort), тонко подстроим итоговую модель.

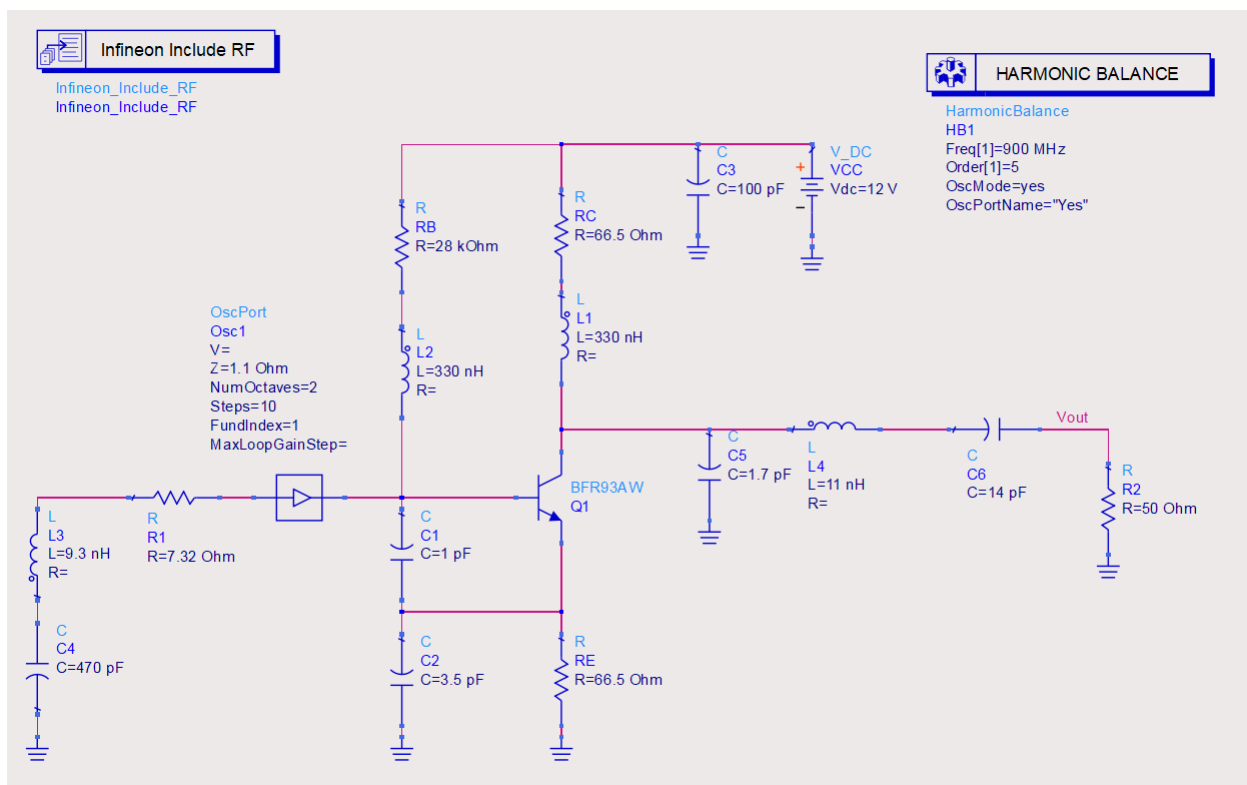
В него внесем посчитанную цепь резонатора и выходную согласующую цепь.

В качестве контроллера симуляции будем использовать Harmonic Balance с включенным поиском кольца с коэффициентом передачи больше 1 и набегом фазы, кратным 2π . Для этого необходимо добавить блок OscPort с настройками по умолчанию в разрыв в то место, которое можно считать участком положительной обратной связи. В схеме для этого удобный участок между базой транзистора и цепью резонатора.

Также необходимо в контроллере Harmonic Balance дополнительно к настройкам фундаментальных частот на вкладке Freq включить режим поиска колебаний с использованием блока OscPort на вкладке Oscillator.



Выходной сигнал будем снимать с нагрузки 50 Ом. Поименуем выходной сигнал как Vout. Схема перед запуском должна выглядеть следующим образом.

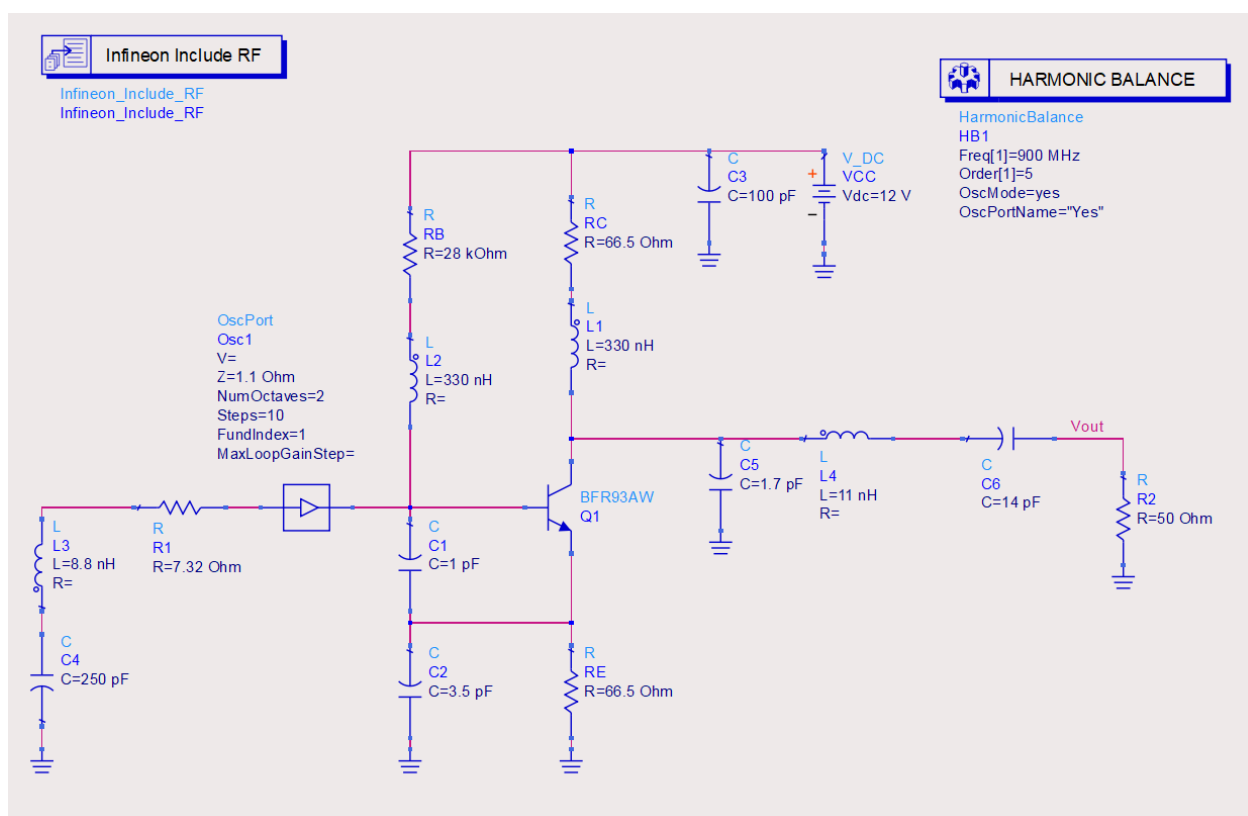


Если в результатах вывести таблицу freq, то можно увидеть, на какой частоте произошла генерация. Нас интересует основная (первая) гармоника.

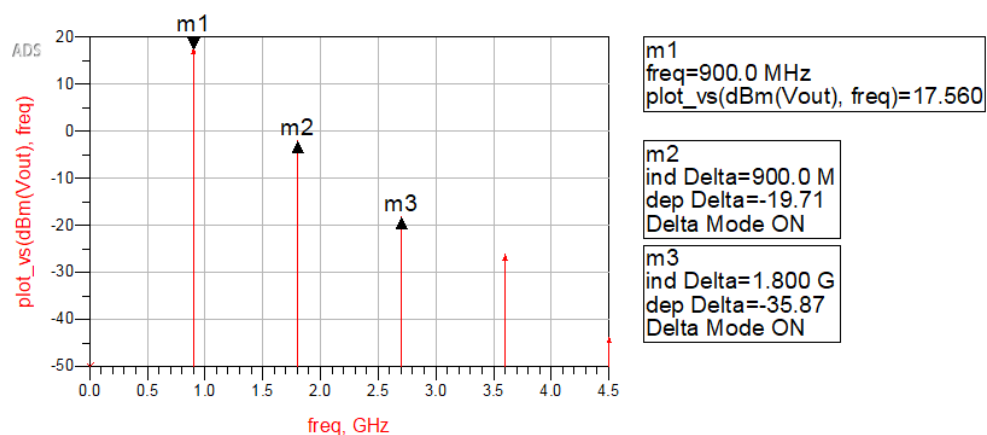
harminindex	freq
0	0.0000 Hz
1	882.4 MHz
2	1.765 GHz
3	2.647 GHz
4	3.530 GHz
5	4.412 GHz

С помощью тюна номиналов компонентов аккуратно подстроим выходную частоту на заданную 900 МГц. В первую очередь необходимо подстраивать реактивности в цепи резонатора, и только потом возможно немного поработать с выходной согласующей цепью. Номинал резистора в цепи резонатора влияет очень мало, его трогать почти не имеет смысла.

Итоговый вид схемы после тюна показан ниже.



Чтобы увидеть спектр выходного сигнала не относительно номеров гармоник, а относительно соответствующих им частот, необходимо при создании графика нажать кнопку >> Add Vs >>, первым выбрать по Vout Spectrum in dBm, а вторым freq.



По данному графику виден уровень основной гармоники 17,5 дБм. Чтобы легко увидеть подавление второй и третьей гармоник по отношению к основной, можно включить режим маркера Delta по отношению к маркеру на основной гармонике. Видно, что вторая гармоника подавлена на 19,7 дБ и третья на 35,9 дБ.

Задание на выполнение

В соответствии с вариантом спроектировать автогенератор.

Варианты заданий приведены в таблице 2.

При выполнении ориентироваться на методику выполнения.

№ Варианта	Биполярный транзистор (библиотека Infineon)	Рекомендованная рабочая точка		Частота генерации F_c , ГГц
		V_{CE} , В	I_C , мА	
1	BFR340F	3,0	5,0	1,2
2	BFR340F	3,0	5,0	1,4
3	BFR340F	3,0	5,0	1,6
4	BFR340F	3,0	5,0	1,8
5	BFR340F	3,0	5,0	2,0
6	BFR92P	8,0	20,0	0,9
7	BFR92P	8,0	20,0	1,1
8	BFR92P	8,0	20,0	1,3
9	BFR92P	8,0	20,0	1,5
10	BFR92P	8,0	20,0	1,7

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 [**Ошибка! Источник ссылки не найден.**];
 - подключить к текущему проекту библиотеку компонентов.
2. Вывод транзистора на рабочую точку (схема OSC_DC):
 - собрать схему OSC_DC для определения напряжения смещения V_{be} , при котором транзистор выведен на рабочую точку $V_{ce@I_c}$;
 - выбрать номинал источника питания V_{CC} из ряда 2, 3, 3,3, 3,5, 5, 7, 10, 12, 15 и 20 В, так чтобы потратить на резисторах R_E и R_C порядка 1,5..3 В;
 - рассчитать номиналы резисторов R_C , R_E и R_B .
 - округлить номиналы резисторов до существующих номиналов (табл.1);
 - скорректировать схему OSC_DC для проверки трехрезисторной схемы питания и смещения.
3. Дестабилизация за счет введения положительной обратной связи (схема OSC_PosFeedback):
 - собрать схему OSC_PosFeedback для вывода транзистора в неустойчивость за счет введения положительной обратной связи;
 - терминатор 1 должен имитировать цепь резонатора, порт 2 – выходную нагрузку автогенератора;
 - для контроля требований неустойчивости ввести измерительные выражения коэффициента устойчивости (StabFact) и кругов устойчивости по входу (S_StabCircle) и по выходу (L_StabCircle);
 - расчет вести в режиме S-параметров в расширенном частотном диапазоне относительно частоты генерации F_c , чтобы видеть характер поведения кривых;
 - при подборе номиналов конденсаторов в дегенеративной цепи эмиттера ориентироваться на существующие номиналы (табл.1 и шаг по 0,1 пФ в диапазоне до 10 пФ);
 - добиться $\text{mag}(S_{11}) > 1,1$, $\text{mag}(S_{22}) > 1,1$ и $\text{mag}(K) < 1$;

- изменить расчет на только на одной частоте генерации F_c ;
- проконтролировать с помощью кругов $S_StabCircle$ и $L_StabCircle$, какие области входной и выходной диаграмм Смита являются неустойчивыми на частоте генерации.

4. Подготовка к выбору импеданса выхода автогенератора (схема OSC_GetZL):

- собрать схему OSC_GetZL для предварительного выбора импеданса нагрузки автогенератора;
- в области графиков на частоте генерации сформировать окружность коэффициента отражения радиуса 1,5 ($G1_{1.5}$) и с помощью определения коэффициента отражения (импеданса) нагруженной 2-х портовой цепи, определить соответствующую ей кривую $G2_{1.5}$. Вывести ее на выходную диаграмму Смита вместе с $L_StabCircle$;
- кривая $G2_{1.5}$ должна пересекать действительную ось диаграммы Смита в неустойчивом регионе;
- при необходимости подстроить цепь обратной связи с сохранением требований $\text{mag}(S_{11}) > 1,1$, $\text{mag}(S_{22}) > 1,1$ и $\text{mag}(K) < 1$.

5. Уточнение цепи питания и смещения и выбор ZL (схема OSC_GetZL_DCFeed):

- собрать схему OSC_GetZL_DCFeed для замены блоков DC_Feed на реальные LC-цепи в составе цепей питания и смещения;
- заменить блоки DC_Feed на индуктивности порядка 150..470 нГн из ряда E12. Также добавить один фильтрующий шунтирующий конденсатор (декап) на 100 пФ;
- при необходимости подстроить цепь обратной связи с сохранением требований $\text{mag}(S_{11}) > 1,1$, $\text{mag}(S_{22}) > 1,1$ и $\text{mag}(K) < 1$;
- на кривой $G2_{1.5}$ выбрать импеданс выходной согласующей цепи ZL чисто действительным и при прочих равных поближе к центру диаграммы Смита;
- пробросить обратно к резонатору выбранный импеданс ZL и получить импеданс транзистора со стороны резонатора Z1.

6. Определение формы цепи резонатора (схема OSC_Pres):

- собрать схему OSC_Pres для определения предпочтительной формы цепи резонатора;
- в качестве нагрузки автогенератора использовать выбранное ранее ZL;
- со стороны резонатора подавать однотоновый сигнал с помощью блока P_1Tone на частоте генерации Fc и мощностью Pres (в дБм);
- режим моделирования использовать LSSP (Large Signal S-parameters);
- фундаментальную частоту расчета и частоту расчета LSSP_Parameters указать частоту генерации Fc;
- прослеживать мощность на резонатора Pres так, чтобы увидеть характер поведения зависимости S11 от Pres;
- по тому вдоль каких линий постоянной реактивной части составляющей импеданса или проводимости скорее идет зависимость S11 определить предпочтительную форму цепи резонатора – последовательную или параллельную.

7. Расчёт цепи резонатора (схема OSC_CheckZres):

- на основании полученного Z1 и определенной предпочтительной формы цепи резонатора рассчитать цепь резонатора;
- собрать схему OSC_CheckZres для проверки цепи резонатора;
- при расчете цепи резонатора обеспечить развязку по постоянному току базы транзистора с землей;
- при выборе номиналов ориентироваться на существующие номиналы (табл.1).

8. Расчёт выходной согласующей цепи (схема OSC_CheckMOut):

- с помощью утилиты SmithChart спроектировать выходную согласующую цепь из ZL в 50 Ом;
- при проектировании выходной согласующей цепи строить ее на LC-компонентах, в форме ФНЧ и также обеспечить развязку по постоянному току коллектора транзистора;
- собрать схему OSC_CheckMOut для проверки спроектированной выходной согласующей цепи;

- при выборе номиналов ориентироваться на существующие номиналы (табл.1).

9. Итоговая схема автогенератора (схема OSC_Final):

- собрать итоговую схему автогенератора для проверки частоты генерации OSC_Final;
- добавить спроектированные выше цепи резонатора и выходную согласующую цепь;
- выходной сигнал снимать с нагрузки 50 Ом;
- в разрыв петли обратной связи (предпочтительно между базой транзистора и цепью резонатора) добавить блок OscPort для поиска петли с коэффициентом >1 ;
- режим моделирования установить Harmonic Balance в режиме поиска автогенерации;
- вывести таблицу freq, с помощью которой определить основную частоту генерации;
- за счет подстройки номиналов в цепи резонатора точно настроить частоту генерации на заданную F_c ;
- при выборе номиналов ориентироваться на существующие номиналы (табл.1).
- вывести спектр выходного сигнала автогенератора и определить уровень основной гармоник, а также подавление второй и третьей гармоник.

10. 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 экспортировать 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 контрольному мероприятию ЗЛР (Защита лабораторных работ). Именование отчета и архива проекта должно давать возможность точно понять, к какой лабораторной работы они относятся (Например, PPU_Lab5_Osc вместо непонятного Lab5 или Workspace5).

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 БДЗ.

Контрольные вопросы

1. Что такое автогенератор? В чем его суть? Где применяется?
2. Как классифицируются генераторы?
3. Объясните обобщенную структуру автогенератора.
4. Какие существуют режимы работы автогенератора? В чем их суть?
5. Напишите условие самовозбуждения автогенератора.
6. Какие существуют режимы самовозбуждения автогенератора? В чем их особенности?
7. Что представляет из себя колебательная характеристика автогенератора?

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. Тематический раздел «Rf & Microwave Design» форума electronix.ru, доступен после свободной регистрации, <https://electronix.ru/forum/index.php?showforum=63>
3. Интернет-энциклопедия разработчиков СВЧ-аппаратуры «Microwaves101» <https://www.microwaves101.com>
4. Раздел RF Transistor на сайте производителя ЭКБ Infineon <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf/rf-transistor/>
5. Документация на СВЧ-транзистор BFR93AW <https://www.infineon.com/cms/en/product/rf/rf-transistor/high-linearity-rf-transistors/bfr93aw/>
6. Репозиторий с методическими указаниями по лабораторным работам <https://github.com/dee3mon/Keysight-ADS-RFDevices-methodic/>

Каналы Youtube с видеоуроками по Keysight Advanced Design System

7. Канал youtube образовательного центра Keysight EEsof EDA <https://www.youtube.com/user/KeysightEESOF>
8. Канал youtube Anurag Bhargava образовательного центра <https://www.youtube.com/user/BhargavaAnurag>
9. Канал youtube Keysight EEsof EDA Field <https://www.youtube.com/c/EEsofAETips>

Разработчик:

Ст. преподаватель Института МПСУ

Приходько Д.В.