

QucsStudio

Руководство

Часть 2:

**Симуляция гармонического
баланса**



Version 1.0

Автор:

Gunthard Kraus, DG8GB,

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

Email: mail@gunthard-kraus.de

Homepage: www.gunthard-kraus.de

January 1st, 2016

Оглавление

1. Гармонический баланс: почему?	4
2. Гармонический баланс: Как?	4
3. Первый пример: усилительный каскад на полевом транзисторе с развёрткой параметров	6
3.1. Подготовка	6
3.2. Симуляция связи между прямой передачей S21 и питающим напряжением	9
3.3. «1 дБ – точка компрессии»	10
3.4. Линейное представление передаточной характеристики для разных значений питающего напряжения Vdd	11
4. Второй пример: поверка усилительного каскада на полевом транзисторе при фиксированной рабочей точке	11
4.1. Схема симуляции	11
4.2. Идеальная и реальная передаточная характеристика	12
4.3. Линейное представление S21 для разных амплитуд входного напряжения	13
4.4. Представление S21 в дБ (включая 1 дБ точку компрессии) для разных амплитуд входного напряжения	13
4.5. Рост гармоник с увеличением амплитуды входного напряжения (в линейном представлении) до 4	14
4.6. Рост гармоник при увеличении амплитуды входного напряжения (представление в dBm при 50Ω)	14
4.7. Полный выходной спектр	15
4.8. Точка IP3	16
4.8.1. Основы	16
4.8.2. Симуляция IP3 с помощью передаточных характеристик	17
4.8.3. Симуляция OIP3, использующая выходной спектр	21
5. « Полу-комплексный смеситель » для генерации SSB сигнала	23
5.1. Аналитические пары	23
5.2. Пример: полу-комплексный смеситель для генерации SSB сигнала	23
5.3. Parameter Simulation «вырезания нежелательной боковой полосы» для разных фазовых ошибок	28
6. Двойной балансный смеситель (DBM)	30
6.1. Схема (из главы 14.3 части 1 руководства)	30
6.2. Использование схемы для симуляции гармонического баланса	31
6.3. Гармонический баланс развёртки параметра LO уровня	32
6.3.1. Выходной спектр для разных амплитуд LO	32
6.3.2. Представление потерь преобразования	33
6.3.3. Добавление дуплексера к выходу смесителя	34

6.3.4. Поиск IP3 точки для LO пикового напряжения 2V	36
7. Суммарно: симуляция гармонического баланса в вопросах и ответах для каскада усиления	39
7.1. Какая схема?	39
7.2. Как я могу быстро найти любое постоянное напряжение рабочей точки?	39
7.3. Что необходимо подготовить для успешной симуляции НВ?	39
7.4. Как я могу представить входное и выходное напряжения, включая усиление (= linear / в dB / в dBm)?	40
7.5. Я хочу видеть отношение сигнал/шум для $f = 1 \text{ MHz}$ на выходе в db	41
7.6. Я хочу симулировать с входным напряжением в качестве параметра. Как должна выглядеть схема для этой задачи?	42
7.7. Развёртка параметра для выходного напряжения: я хочу видеть выходное напряжение и передаточную функцию	43
7.8. Развёртка параметра для входного напряжения: я хотел бы увидеть основную частоту и две гармоники в dBm на выходе	44
7.9. Развёртка параметра для входного напряжения: как я могу оценить выходную IP3 точку? ..	44
7.10. Развёртка параметра для входного напряжения: как напряжение шумов на выходе меняется с увеличением входного напряжения?	45
7.11. Развёртка параметра для входного напряжения: как я могу симулировать отношение сигнал/шум в dB на выходе?	46
7.12. Развёртка параметра для входного напряжения: как я могу определить отношение сигнал/шум в dB для полосы 1000 Hz?	47
7.13. Развёртка параметра для частоты: подготовка к НВ симуляции	48
7.14. Развёртка параметра для частоты: кривые выходного напряжения и усиления	49
7.15. Симуляция развёртки параметра для частоты И входного напряжения	50

1. Гармонический баланс: почему?

Симуляция во временной области (т.е., со SPICE) даёт информацию о поведении токов и напряжений; быстрое преобразование Фурье предоставляет информацию о появлении новых частот, обусловленных нелинейными элементами схемы. Но это всегда только «фотография», поскольку все частоты входного сигнала остаются постоянны на время симуляции.

«ACSweeper» игнорирует любую нелинейность и показывает только передаточные функции для синусоидальных входных сигналов с постоянной амплитудой.

Таким образом, вы сталкиваетесь с «пробелом в симуляции», если вам нужно использовать развертку частоты, чтобы представить «нелинейность vs. частота» для разных амплитуд или разных частот входных сигналов.

Этот пробел закрывается «симуляцией гармонического баланса», которая является частью qucsstudio. Но не забывайте: гармонический баланс всегда симуляция в частотной области!

2. Гармонический баланс: Как?

Это гениальный приём, который, конечно, запатентован. Если в схеме комбинируются линейные элементы (подобно резисторам, конденсаторам, катушкам и т.п.) и нелинейные элементы (как диоды, транзисторы, полевые транзисторы), программа ведёт себя следующим образом:

- Линейные элементы (включая соединения и узлы) собираются в «линейную подсхему».
- Все нелинейные элементы (включая соединения и узлы) собираются в «нелинейную подсхему».
- Теперь две подсхемы (или «блоки») соединяются вместе точно по именам соединительных линий. А мы вновь получаем нашу правильную схему, к которой могут прикладываться входные сигналы.

Посмотрите хорошую иллюстрацию, найденную в [1]:

Let us define the following symbols:

M = number of (independent) voltage sources

N = number of connections between linear and non-linear subcircuit

K = number of calculated harmonics

L = number of nodes in linear subcircuit

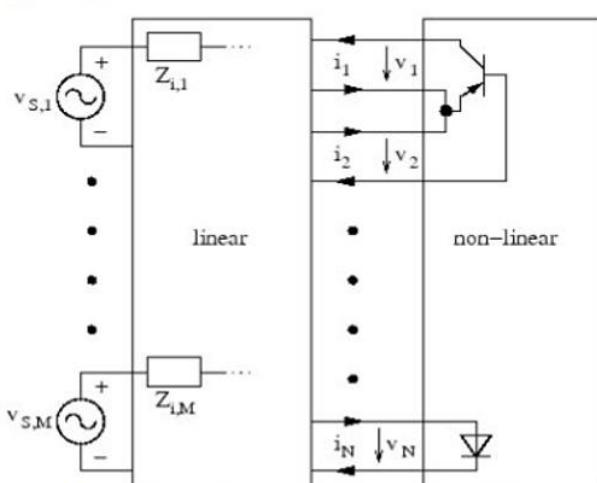


Figure 7.1: circuit partitioning in harmonic balance

Ответ на вопрос: «к чему все эти усилия?», прост:

Всё в **линейной подсхеме** может быть сразу рассчитано в **частотной области** без каких-либо трудностей, без проблем.

Все **расчёты и симуляция нелинейной подсхемы могут (после FFT) быть сделаны во временной области**. В итоге вы получаете, что **каждое «искажение кривой тока» может быть с помощью быстрого преобразования Фурье (FFT) преобразовано в частотный спектр для каждого соединения между линейной и нелинейной подсхемой**. Эти результаты отправляются обратно в **линейную подсхему**.

Предстоит много вычислений... поэтому пользователь должен вначале определиться с **«максимальным порядком рассматриваемых гармоник»** в нелинейной подсхеме. **Затем программа начинает расчёт и сравнение «энергетического вхождения из линейной подсхемы в нелинейную (для каждого соединения!) с энергией, «которая возвращается из нелинейной подсхемы в линейную в форме частотного спектра»**. Если совпадение достигнуто, тогда **начинается новая проба с альтернативными значениями**.

Это требует множество итераций вплоть до точки правильного «гармонического баланса»... и пользователь, по этой причине, должен также ввести (перед стартом симуляции гармонического баланса) максимальное количество попыток и максимум допустимой погрешности в конце симуляции.

Теория и математическое подспорье сложны. Если кому-то это интересно, прочитайте [1].

Но возможности и результаты успешной симуляции гармонического баланса весьма привлекательны. Вдобавок, работая с «Parameter Sweep, качание параметра», вы получаете огромный запас данных и результатов. Вы можете рассчитать взаимосвязь между входным напряжением и искажениями по частотам, 1 дБ точку компрессии (точка компрессии по уровню выходного сигнала), IP3 точку (точку пересечения третьего порядка), спектр генерируемых гармоник... и т.д., и т.п.

Давайте, начнём с примера, который можно загрузить с домашней страницы qucsstudio, который называется

«FET_P1dB.sch»

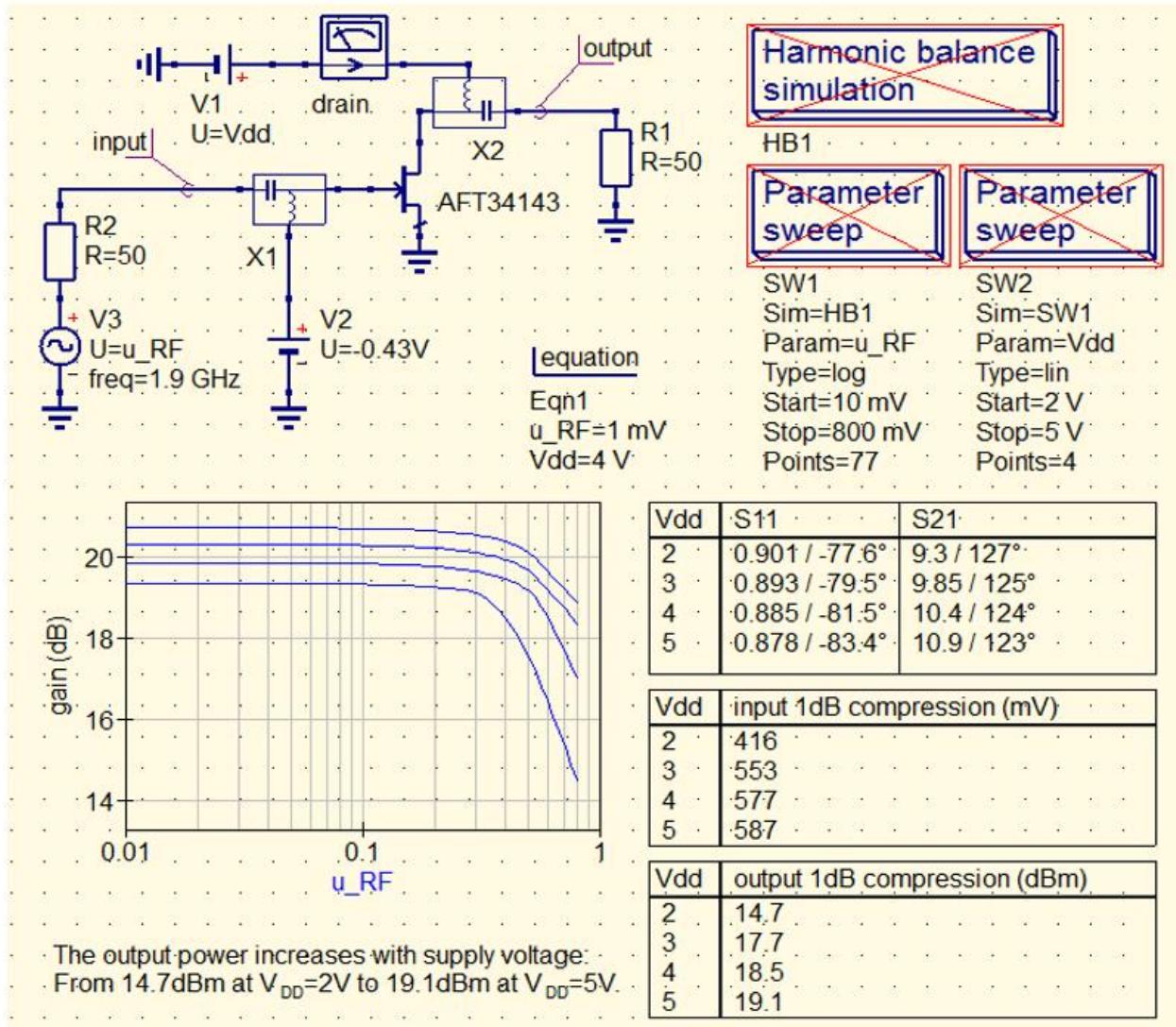
Там вы найдёте ряд **«примеров»**, озаглавленных **«HB-Analysis»**. Загрузите и распакуйте, используя в основном меню **«Project / Extract package»**.

Примечание: загруженные примеры с домашней страницы qucsstudio имеют расширение qucs. Запустите программу, выберите «Project» в основном меню, найдите раздел «Extract Package...» и щёлкните по нему. В открывшемся окне выберите путь к скачанному вами пакету и нажмите кнопку «Открыть». Вы увидите пакет в окне менеджера проекта (слева закладка Project), щелчок по которому раскроет содержимое пакета, где вы можете выбрать нужный вам файл примера.

3. Первый пример: усилительный каскад на полевом транзисторе с развёрткой параметров

3.1. Подготовка

Вначале проверьте совпадение примера, загруженного вами, с этой схемой.



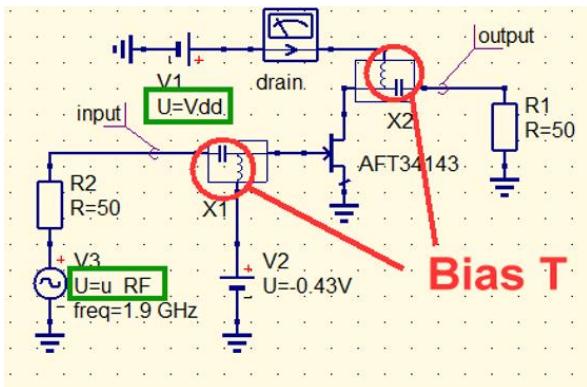
Следующие шаги можно найти в приведённой схеме. Пожалуйста, откройте в основном меню «Edit», щёлкните по разделу

Deactivate/Activate

Теперь вы увидите маленький прямоугольник, привязанный к вашему курсору, а, щёлкнув и по «Parameter Sweep», и по «Harmonic Balance», вы деактивируете эти функции.

(В любой момент вы можете вернуть всё в исходное положение, повторив процедуру).

Теперь наведите порядок на экране, сдвинув эти три (обе «Parameter Sweep» и «Harmonic Balance») деактивированные директивы подальше от схемы – мы хотим проверить и разобраться с самой схемой!



Напряжение смещения затвора подаётся через «Bias T», и значение напряжения -0,43V.

Питающее напряжение названо «**Vdd**» для подготовки его к Parameter Sweep.

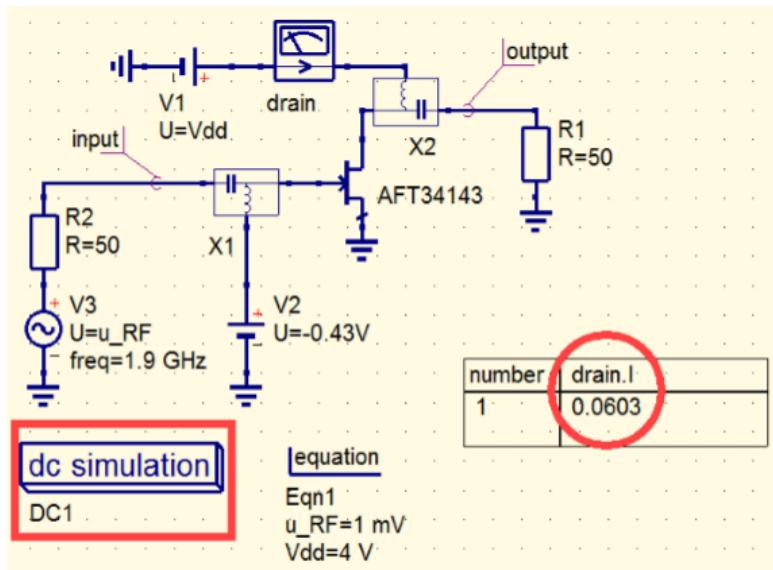
Входной RF сигнал подаётся от источника V3. Его частота $f = 1.9$ GHz, а амплитуда задана так же именем переменной как «**u_RF**» (для другой симуляции Parameter Sweep). На выводе стока используется другое «**Bias T**», чтобы отделить напряжение питания Vdd от выходного напряжения RF на R1.

Задача:

Найти потребляемый транзистором постоянный ток.

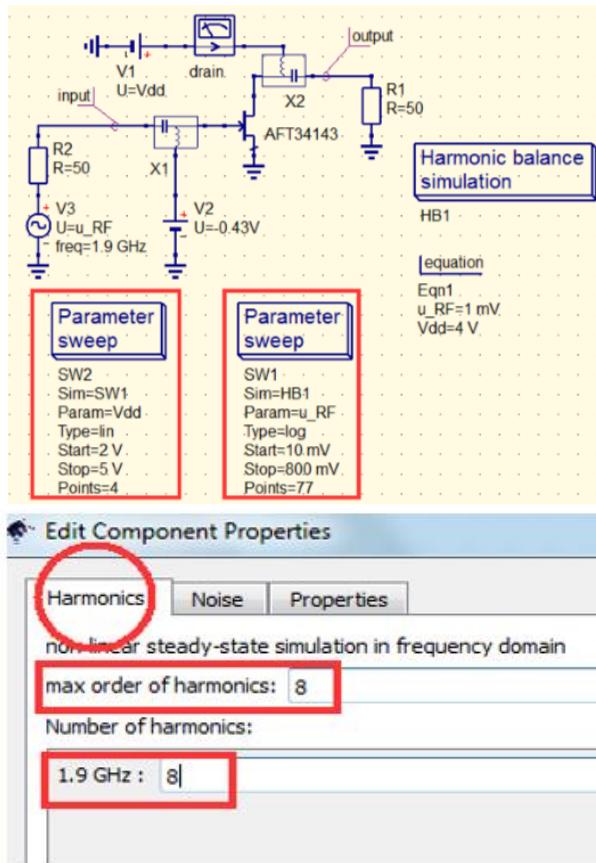
Решение:

Укажите «DC Simulation» (закладка «Components/Simulations») и запустите симуляцию (основное меню «Simulation/Calculate DC bias»). Результат показан в таблице (закладка «Components/diagrams/Tabular»).



Это означает: вы получили ток истока **60 мА** для напряжения на истоке +4 V и напряжения на затворе -0,43V.

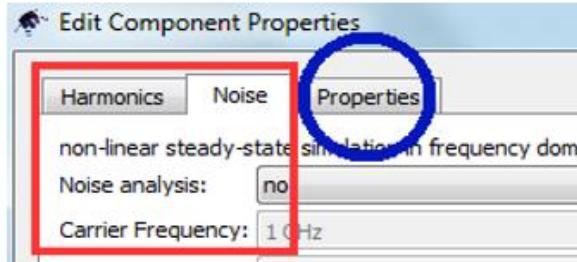
Теперь можно продолжить с Parameter Sweep.



Вначале мы активируем три недоступные директивы (= Harmonic Balance Simulation и две Parameter Sweeps).

Теперь щёлкнем правой клавишей мышки по «**Harmonic balance simulation**», чтобы открыть свойства.

На первой закладке вы найдёте подтверждение главы 2 («Как?»):
вы должны ввести наивысший порядок гармоник для установившегося режима симуляции, по умолчанию это «8».



Следующая закладка задаёт шумовые свойства симуляции.

Отметьте «**no noise simulation**» для этого примера.

На последней закладке вы задаёте имя симуляции «HB1» и

- a) установки для относительного и абсолютного отклонения по завершении сходимости
- b) максимальное число попыток (= итераций) перед сообщением об ошибке и необходимости правки.

Ещё бросим взгляд на две директивы Parameter Sweeps под схемой:

- a) «**SW1**» разворачивает входное RF напряжение «**u_RF**» в 76 логарифмических шага от 10 mV вплоть до 800 mV
- b) «**SW2**» разворачивает питающее напряжение «**Vdd**» со значениями «**2V / 3V / 4V / 5V**».

Уравнением equ1 стартуют значения ($u_{RF} = 1 \text{ mV}$ и $Vdd = +4\text{V}$), заданные для непараметрической симуляции.

Помните:

для представления результатов непараметрической симуляции в частотной области вы должны только ввести имя переменной в Graph Properties (equation).

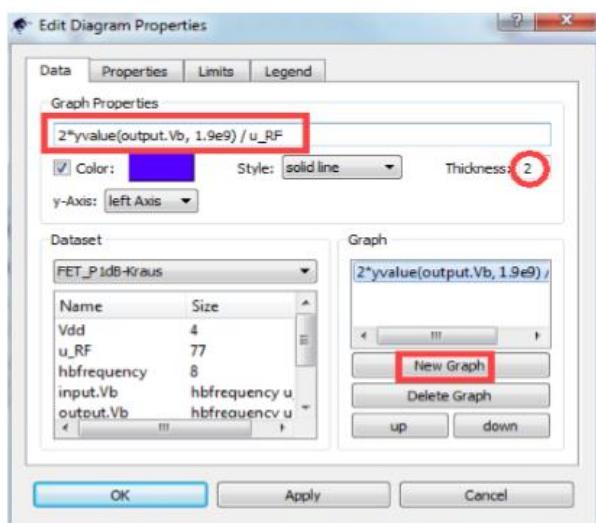
Для представления результата Parameter Sweep Graph Properties уравнение должно начинаться с «**yvalue...**»

А теперь... симуляция!

3.2. Симуляция связи между прямой передачей S21 и питающим напряжением

Для представления вам понадобится cartesian диаграмма. Введите под «Graph Properties» следующее уравнение для S21:

2*yvalue(output.Vb, 1.9e9) / u_RF



Уравнение можно легко понять, поскольку это хорошо известное определение для S21:

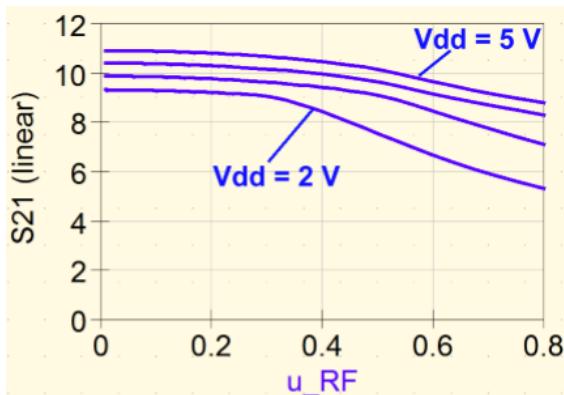
S21 – выходной сигнал на R1, делённый на падающую волну ($u_{RF} / 2$)

Но взгляните на выражение выходного напряжения в уравнении:

Вы должны использовать «**output.Vb,1e9**»

Что является результатом симуляции гармонического баланса для используемой частоты $f = 1.9 \text{ GHz}$.

На диаграмме выбрана толщина линии «2». Вертикальная ось имеет линейный масштаб 0...12. Горизонтальная ось линейный масштаб 0...800 mV для входного RF напряжения « u_{RF} ».



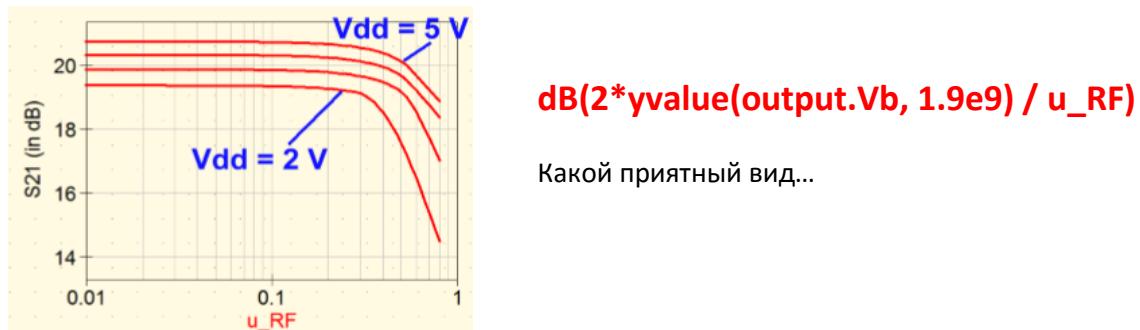
А это результат.

Задача:

Представить S_{21} в **dB** и пометить вертикальную ось как « **S_{21} (in dB)**». Выберите красную линию толщиной «2».

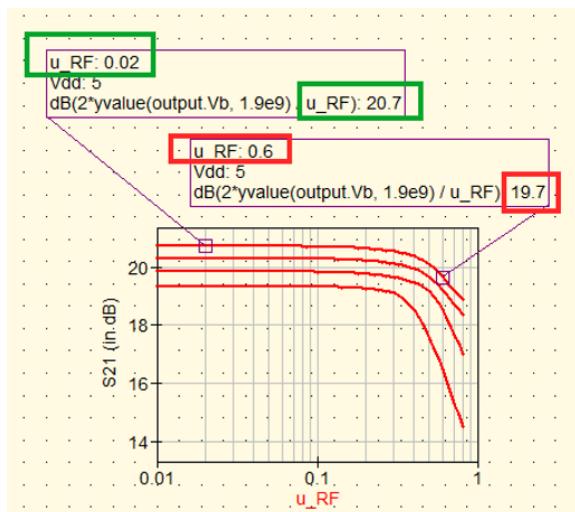
Решение:

Запишите новое уравнение для Graph properties:



3.3. «1 дБ – точка компрессии»

Если входное напряжение « u_{RF} », увеличивая выходное напряжение, будет следовать до его «насыщения», последнее достигнет постоянного значения. Таким образом, «1 дБ точка компрессии» определяется, и эта точка отмечает уменьшение усиления на 1 дБ.



Задача:

Найти «1 dB compression point, точку компрессии» для питающего напряжения $V_{dd} = +5\text{V}$.

Решение:

Используем последнюю диаграмму « S_{21} vs. u_{RF} » и зададим два маркера:

Первый маркер помещается на малом значении u_{RF} , где усиление ещё остаётся постоянным (здесь: $u_{RF} = 20\text{ mV}$). Затем проверяем S_{21} (здесь: $S_{21} = 20.7\text{ dB}$).

Другой маркер перемещается к точке, где усиление падает на 1 дБ (теперь: $S_{21} = 19.7\text{ dB}$). В этой точке входное напряжение имеет пиковое значение 0.6 V.

Замечание:

0.6 V – это **пиковое значение входного сигнала « u_{RF} »**. Значение **RMS** будет

$$u_{RF} = 0.6\text{ V} / \sqrt{2} = 0.424\text{ V}.$$

И, если вас интересует «уровень с 50Ω , выраженный в dBm», необходимо другое вычисление:

$$\text{«Input 1dB compression point»} = 20 * \log_{10}(0.424\text{V} / 0.223\text{V}) = +5.6\text{ dBm}$$

(0.223 V – это RMS опорного напряжения для $P = 1\text{mW}$ с 50Ω)

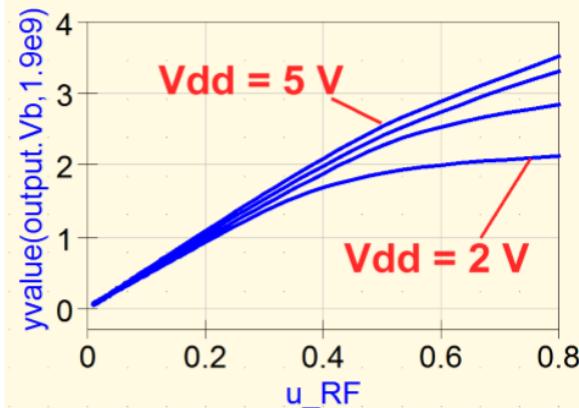
Вы получите «**выходную 1 дБ точку компрессии**» добавлением усиления ($S21 = 19.7 \text{ dB}$) в этой точке. Что даёт значение

$$+5.6 \text{ dBm} + 19.7 \text{ dBm} = +25.3 \text{ dBm}$$

Задача:

Симулировать 1 дБ точку компрессии для $Vdd = +2V / +3V / +4V$

3.4. Линейное представление передаточной характеристики для разных значений питающего напряжения Vdd



Откроем новую диаграмму cartesian и введём уравнение:

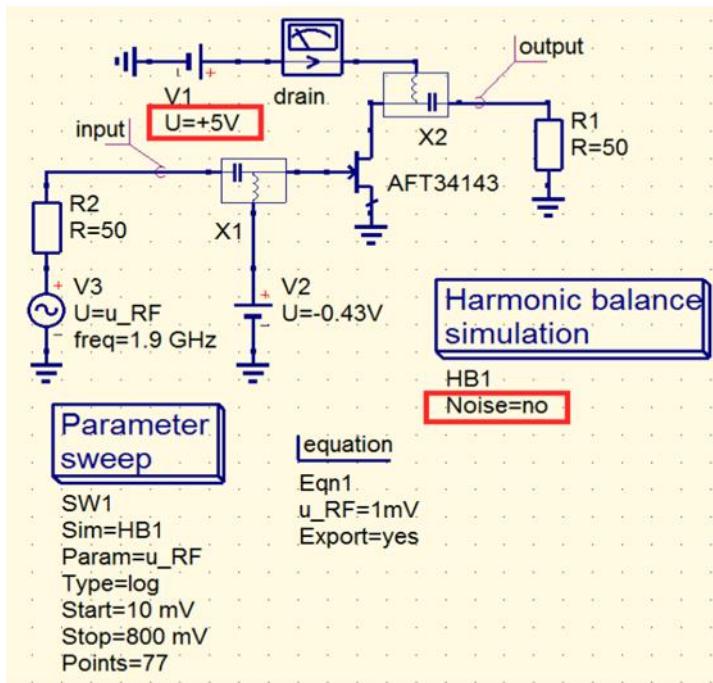
yvalue(output.Vb,1.9e9)

Это не очень сложно и читается так:

«Показать выходное напряжение симуляции **output.Vb** на $f = 1.9 \text{ GHz}$ в зависимости от входного напряжения **u_RF** для четырёх разных значений напряжения питания, используя развёртку параметра».

4. Второй пример: поверка усилительного каскада на полевом транзисторе при фиксированной рабочей точке

4.1. Схема симуляции



Давайте используем **фиксированное напряжение питания ($Vdd = +5 \text{ V}$)** и деактивируем **развёртку параметра SW2**, использованную в последней главе.

Откройте свойства директивы «Harmonic balanced simulation» и сделайте метку «noise = no» видимой.

Затем запустите симуляцию.

4.2. Идеальная и реальная передаточная характеристика

Мы используем диаграмму cartesian после симуляции и запишем следующее уравнение в Graph properties для представления реальной передаточной характеристики при $f = 1.9 \text{ GHz}$:

yvalue(output.Vb,1.9e9)

(Используйте синий цвет и линию толщиной 2 для кривой).

Получение «кривой идеальной передаточной характеристики» несколько сложно:

- 1) Расчёт максимального значения отношения входа к выходу на $f = 1.9 \text{ GHz}$:

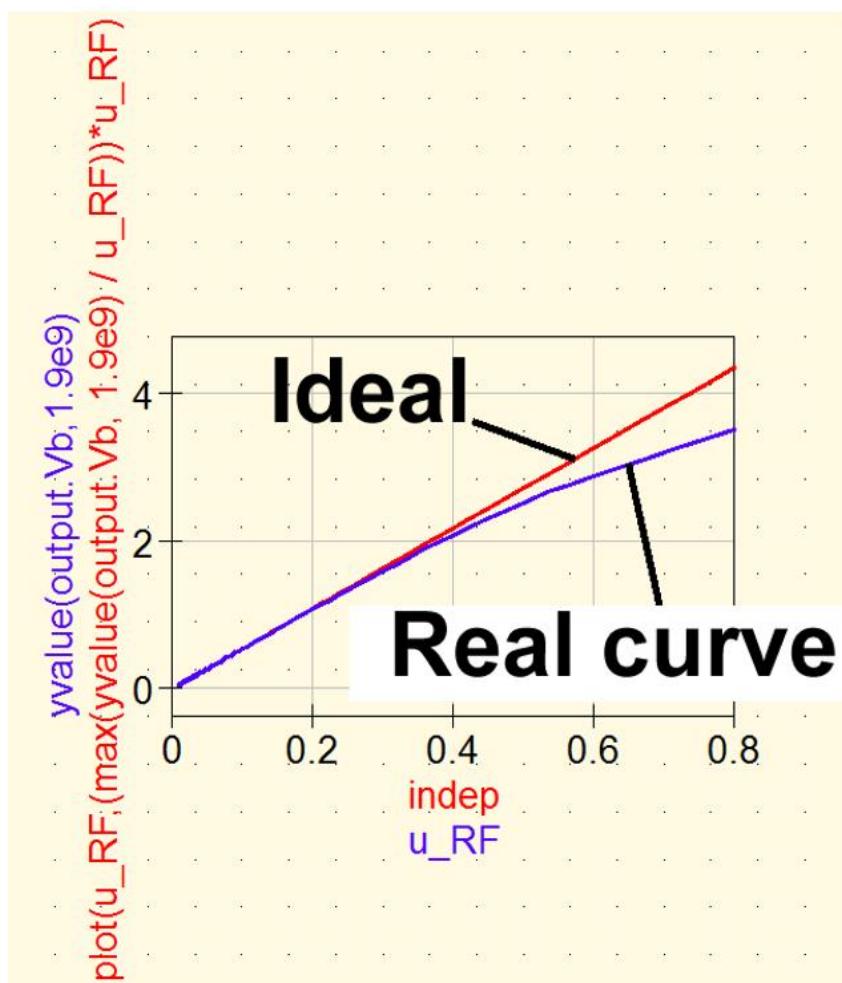
plot(u_RF,(max(yvalue(output.Vb, 1.9e9) / u_RF))*u_RF)

-
- 2) Затем умножим это максимальное значение на входное напряжение « u_{RF} »:

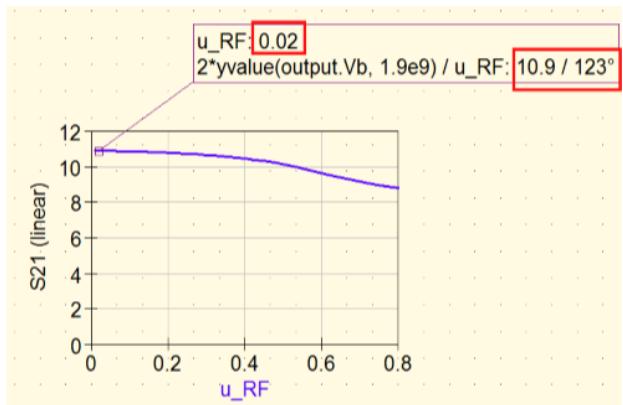
plot(u_RF,(max(yvalue(output.Vb, 1.9e9) / u_RF))*u_RF)

- 3) Наконец нарисуем этот результат на той же диаграмме. Используйте красный цвет и толщину линии «2»:

plot(u_RF,(max(yvalue(output.Vb, 1.9e9) / u_RF))*u_RF)



4.3. Линейное представление S21 для разных амплитуд входного напряжения



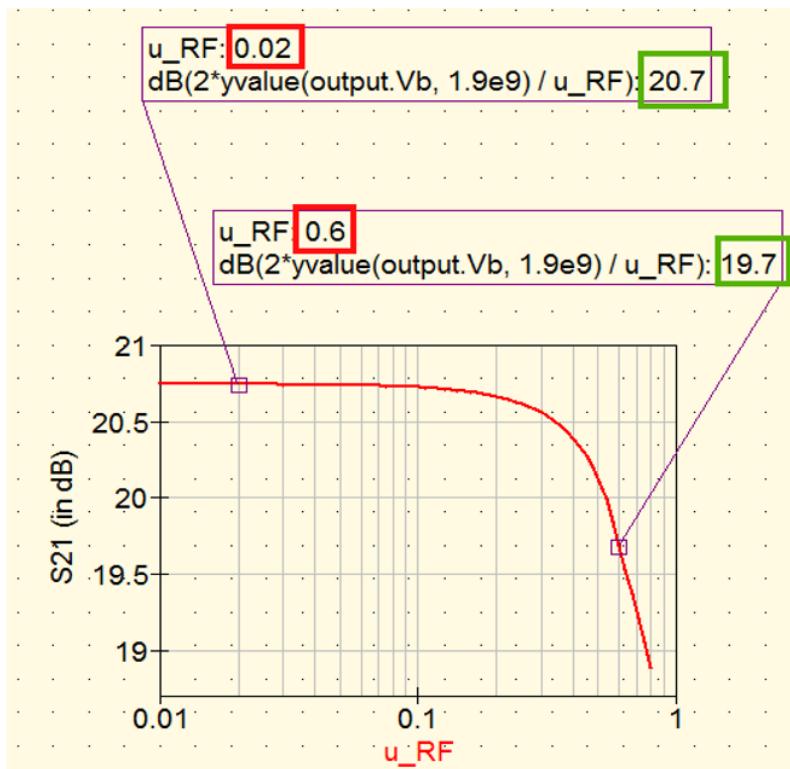
Как и в последнем проекте мы используем хорошо известную формулу для расчёта «S21» на 1.9 GHz:

$$2 * \text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.9\text{e}9) / \text{u_RF}$$

Используя маркер, мы определим, без каких-либо проблем, значение S21 на $f = 1.9$ GHz для входного напряжения $\text{u_RF} = 20$ mV (= пиковое значение) как

$$10.9 / 123^0$$

4.4. Представление S21 в дБ (включая 1 дБ точку компрессии) для разных амплитуд входного напряжения



Так же хорошо известная процедура:

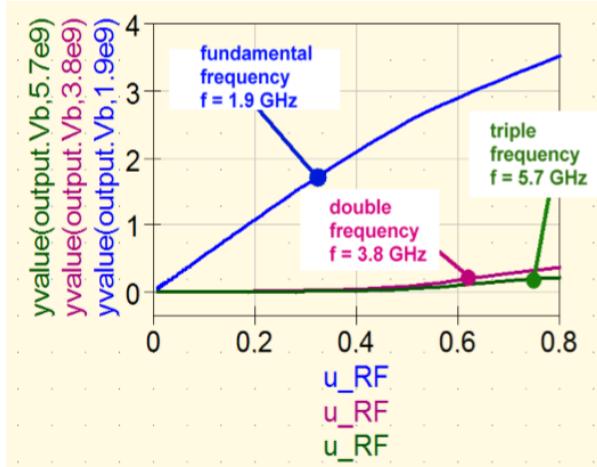
Мы определим (используя маркер) начальное значение S21 = 20,7 dB при входном напряжении u_RF = 20 mV на частоте f = 1.9 GHz.

И установим второй маркер в точку, где S21 на 1 дБ ниже (S21 = 19.7 dB); мы обнаружим, что это коррелирует с пиковым значением 600 mV входного напряжения u_RF.

4.5. Рост гармоник с увеличением амплитуды входного напряжения (в линейном представлении) до 4

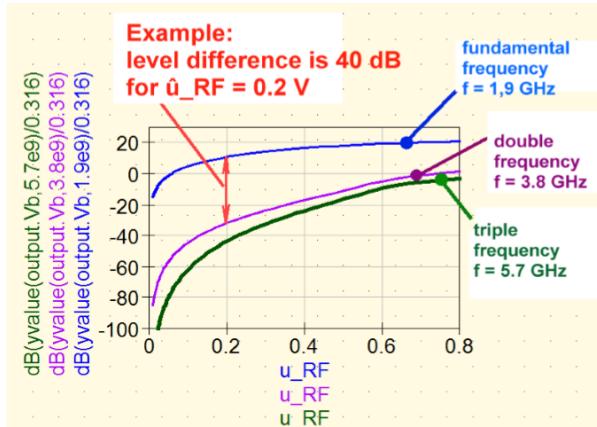
Всё очень просто, поскольку следующее уравнение в Graph Properties выполняет всю работу:

yvalue(output.Vb,[frequency])



Эта диаграмма показывает основную частоту, удвоенную и утроенную частоту (пиковые значения).

4.6. Рост гармоник при увеличении амплитуды входного напряжения (представление в dBm при 50Ω)



Подобная диаграмма нужна довольно часто для поиска разности между уровнем основной частотой и частотами гармоник.

Но никогда не забывайте, что qucsstudio всегда ведёт расчёт с пиковыми значениями (...что справедливо и для гармоник). Таким образом, при рассмотрении уровней, представленных в «dBm», вы должны вначале перейти от пиковых значений к значениям в RMS.

Помните: $P = 0 \text{ dBm} = 1 \text{ mW}$ при характеристическом системном сопротивлении.

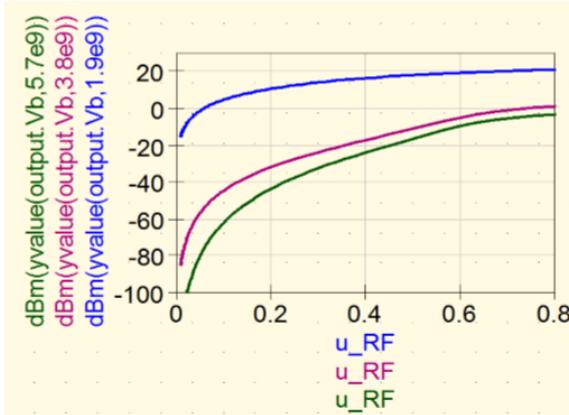
Пример для $Z = 50 \Omega$: $P = 1 \text{ mW}$ при 50Ω даёт напряжение RMS 0.223 V и пиковое значение $0.223\sqrt{2} = 0.316 \text{ V}$.

Таким образом, переход от «dB» к «dBm при 50Ω » для этой диаграммы требует, чтобы было использовано уравнение для Graph properties:

(yvalue(output.Vb,[frequency])) / peak reference voltage

Внимание:

Это уравнение необходимо, если характеристический импеданс системы отличается от заданного по умолчанию « $Z = 50\Omega$ ».



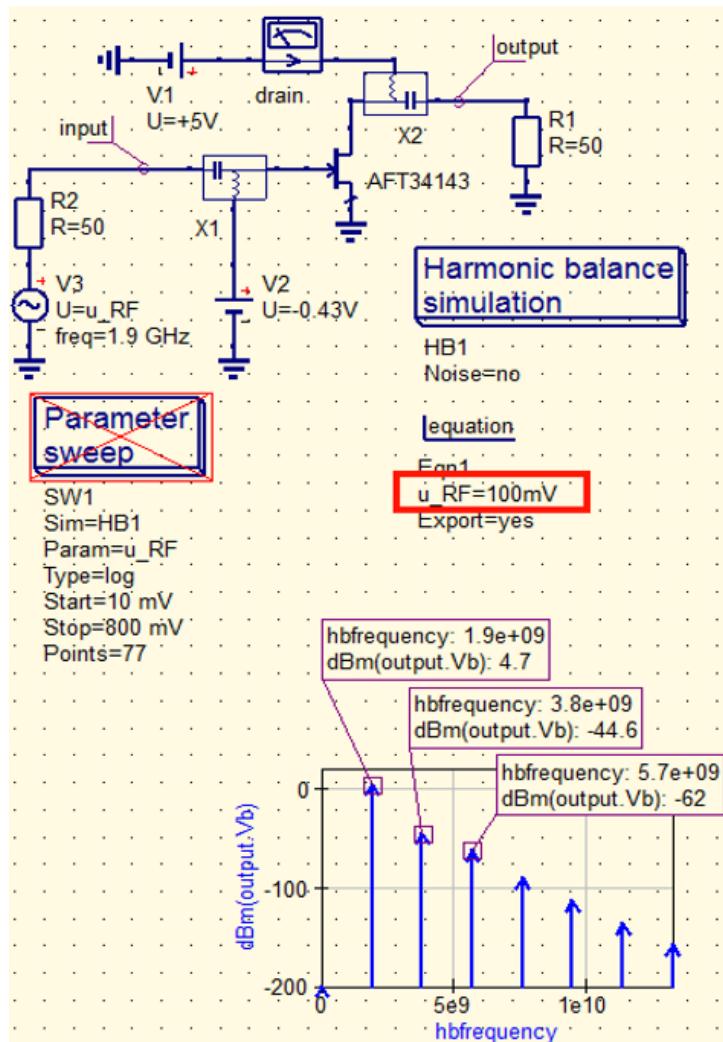
Для $Z = 50\Omega$ этот расчёт очень упрощается, поскольку данный случай уже подготовлен для вас. Введите уравнение

dBm(value(output.Vb, [frequency]))

чтобы получить ту же кривую «dBm при 50Ω », что и выше!

Сравните...

4.7. Полный выходной спектр



Если вы хотите видеть полный спектр частот на выходе, **деактивируйте все директивы Parameter sweep** и **уберите «yvalue...» из уравнения в Graph properties.**

Теперь посмотрим все гармоники для входного пикового напряжения $u_{RF} = 100 \text{ mV}$: введите это значение в уравнение «Eqn1» и запустите симуляцию. Затем запишите уравнение в Graph properties

dBm(output.Vb)

для диаграммы cartesian и используйте маркер для определения каждой частоты и амплитуды гармоники.

4.8. Точка IP3

4.8.1. Основы

В главе 14.4 (часть 1) можно найти такой текст:

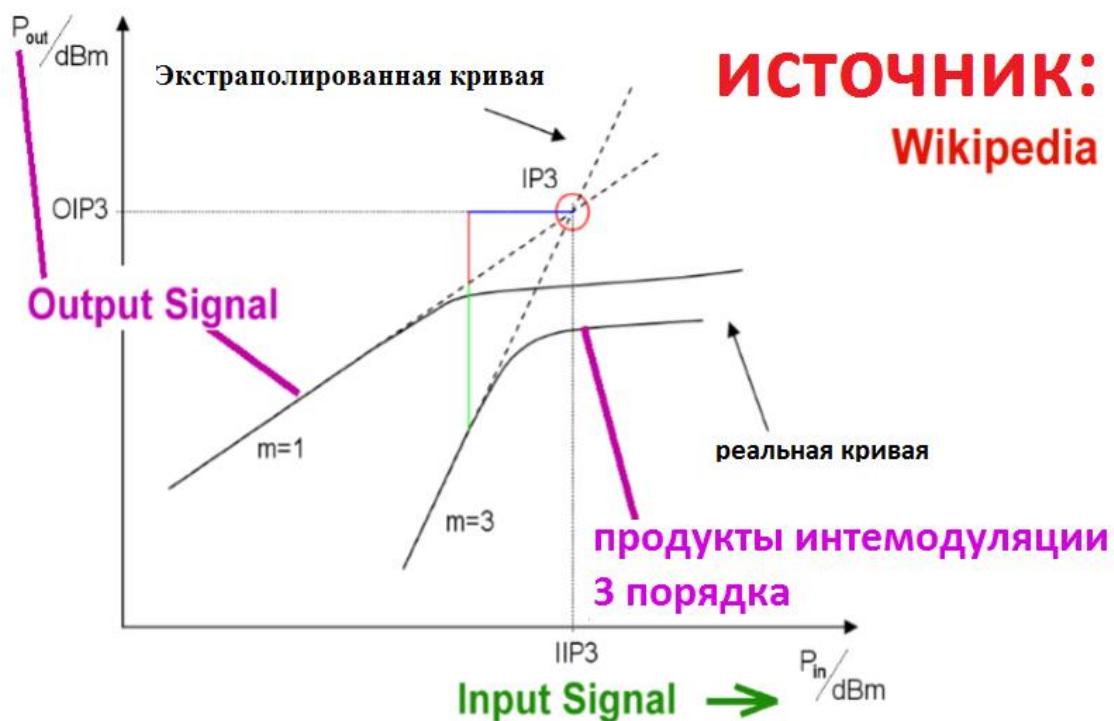
Симуляция «точки пересечения третьего порядка» информирует о нелинейности и искажениях каскада, когда входной уровень возрастает.

Когда достигается IP3 (на кривой «Pout/Pin») продукты искажений третьего порядка будут эквивалентны приложенному RF сигналу на входе. И это не слишком хорошо, поскольку продукты искажений 3 порядка имеют ту же частоту, что и входной сигнал...

Но:

точка IP3 – это чисто теоретическое значение, обусловленное фактом компрессии с последующим ограничением в каскаде с растущими входными уровнями.

Что можно показать на следующей диаграмме:



Но если вы точно знаете эту точку IP3, тогда вы можете для каждого входного или выходного уровня рассчитать разницу уровней до появления нежелательных продуктов интегральной модуляции 3 порядка! (Вы просто должны решить два уравнения для прямых линий...) Таким образом, вы можете для этого случая определить динамический диапазон свободный от интегральной модуляции с шумами каскада в качестве «дна».

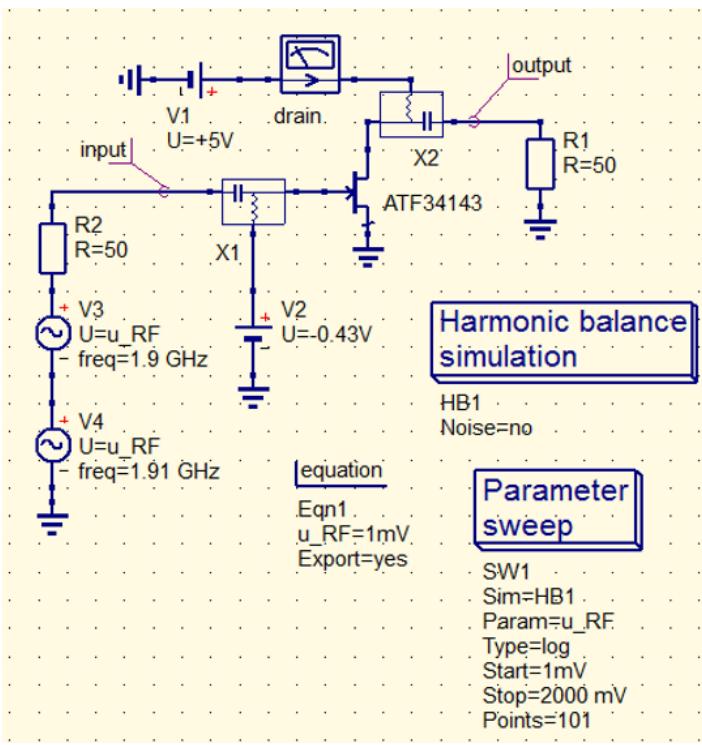
4.8.2. Симуляция IP3 с помощью передаточных характеристик

Чтобы определить IP3, мы подводим к каскаду два «близких сигнала» с одинаковыми амплитудами, но очень маленьким разносом частот.

Теперь уровни увеличиваются, и очень скоро вы увидите продукты интермодуляции 3 порядка с каждой стороны пары тестовых сигналов. Разнос по частоте до тестовых сигналов в точности равен разности частот тестовых сигналов. Но IP3-продукты не могут быть устранины фильтрацией!

(...Есть также продукты интермодуляции 2 порядка с большими амплитудами, но их частоты дальше от двух тестовых сигналов, так что они не мешают и могут отфильтровываться...).

Пример:



На входе два источника напряжения ($f_1 = 1.9 \text{ GHz}$ и $f_2 = 1.91 \text{ GHz}$)

включены последовательно. Заданная разность частот 10 МГц. В этом случае вы обнаружите IP3-продукты на

$$(1.9 \text{ GHz} - 10 \text{ MHz}) = 1.89 \text{ GHz}$$

и

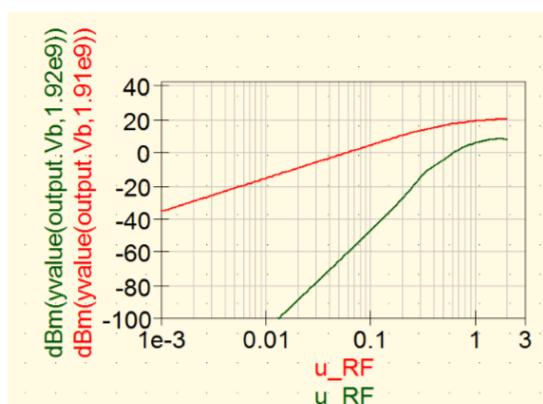
$$(1.91 \text{ GHz} + 10 \text{ MHz}) = 1.92 \text{ GHz}$$

Значения напряжения обоих источников должно быть всегда одинаково. Для этого используем переменную u_{RF} и диапазон значений от 1 мВ до 2 В в Parameter sweep.

Для представления результатов симуляции в Декартовых (cartesian diagram) координатах используем два уравнения:

$\text{dBm}(\text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.91\text{e}9))$ и $\text{dBm}(\text{yvalue}(\text{output.Vb}, 1.92\text{e}9))$.

В этом случае вы увидите уровни выходной мощности в dBm для «основной частоты $f_2 = 1.91 \text{ GHz}$ » красным цветом и «IP3-продукта на $f = 1.92 \text{ GHz}$ » зелёным цветом.

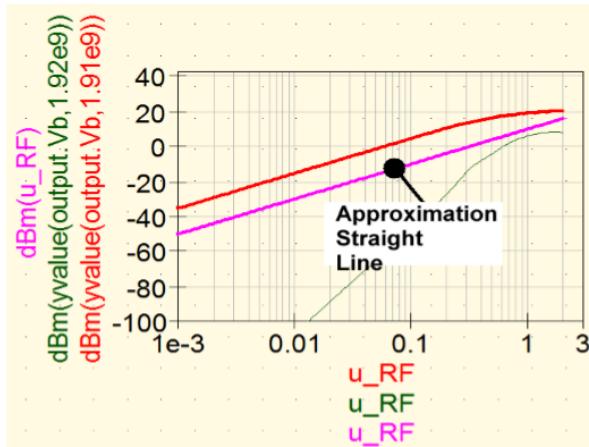


Примечание: если вы хотите рассчитать частоты продуктов искажения третьего порядка, воспользуйтесь формулой:

$$f_{IP3} = 2*f_1 - f_2$$

и вы получите $f=1.89 \text{ GHz}$ и $f=1.92 \text{ GHz}$. Амплитуды и отношения одинаковы для обоих продуктов. Но вам потребуется логарифмическая ось x, чтобы увидеть линейные части обеих кривых!

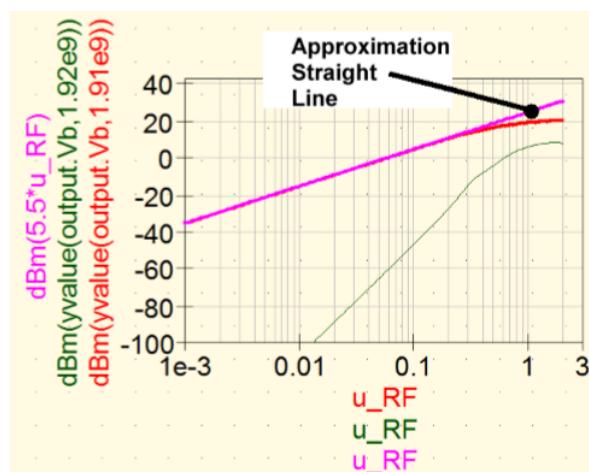
Теперь мы должны аппроксимировать каждую кривую прямыми линиями, но это не так и трудно.



Давайте начнём с основной частоты $f = 1.91 \text{ GHz}$ и запишем простое уравнение для следующего графика:

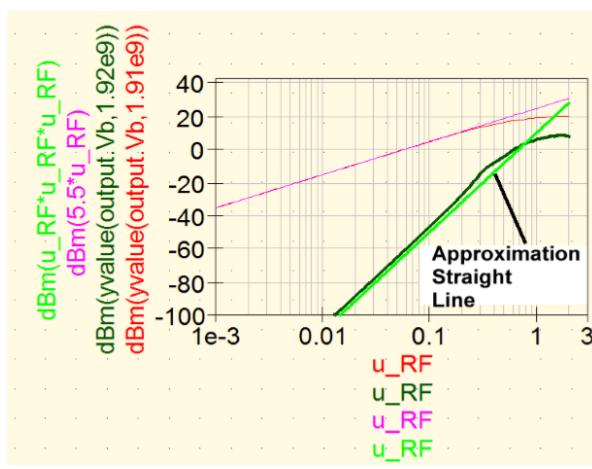
$$\text{dBm}(u_{\text{RF}})$$

Как вы видите, розовая линия должна быть несколько смещена вверх, а для « dBm » представления вы должны просто умножить u_{RF} на постоянный коэффициент.



Окончательное решение:

$$\text{dBm}(5.5 \cdot u_{\text{RF}})$$



Для продуктов IP3 используем такую же процедуру. Но помните, что это «продукты третьего порядка», а «3 порядок» означает, что вы должны использовать

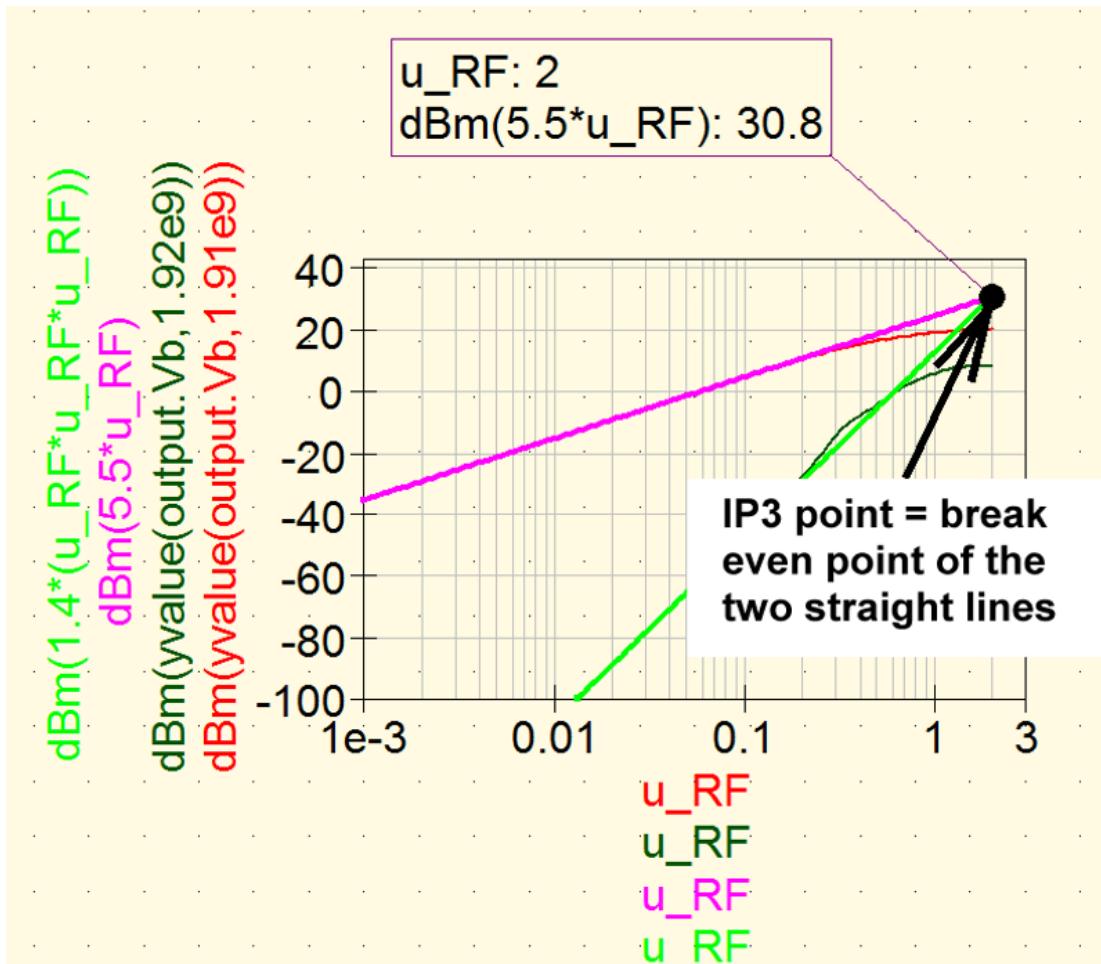
$$u_{\text{RF}} \cdot u_{\text{RF}} \cdot u_{\text{RF}}$$

в уравнении. После чего сдвиньте (зелёную) линию вверх, умножив на постоянный коэффициент, для совпадения с симулируемыми продуктами IP3.

Вот окончательное уравнение для зелёной линии:

$$\text{dBm}(1.4 \cdot (u_{\text{RF}} \cdot u_{\text{RF}} \cdot u_{\text{RF}}))$$

Затем экстраполируйте две линии (зелёную и розовую) до (теоретической) точки пересечения и установите маркер на эту точку!



Теперь мы получили то, что хотели увидеть:

«Выходная точка пересечения OIP3» имеет значение +30.8 dBm (...вычисленное как пиковое значение...) и (+30.8 dBm – 3 dB =) +27.8 dBm, вычисленное как значение RMS.

Это значение достигается при входном пиковом напряжении $u_{Rf} = 2V$ (...что видно на горизонтальной оси диаграммы).

Это будет RMS значение $2V / \sqrt{2} = 1.41V$.

И это совпадает с RMS уровнем в $20 * \log_{10}(1.41V / 0.224V) \text{ dBm} = +16,8 \text{ dBm}$.

Теперь мы должны найти «Входную точку пересечения IIP3» при +16.8 dBm.

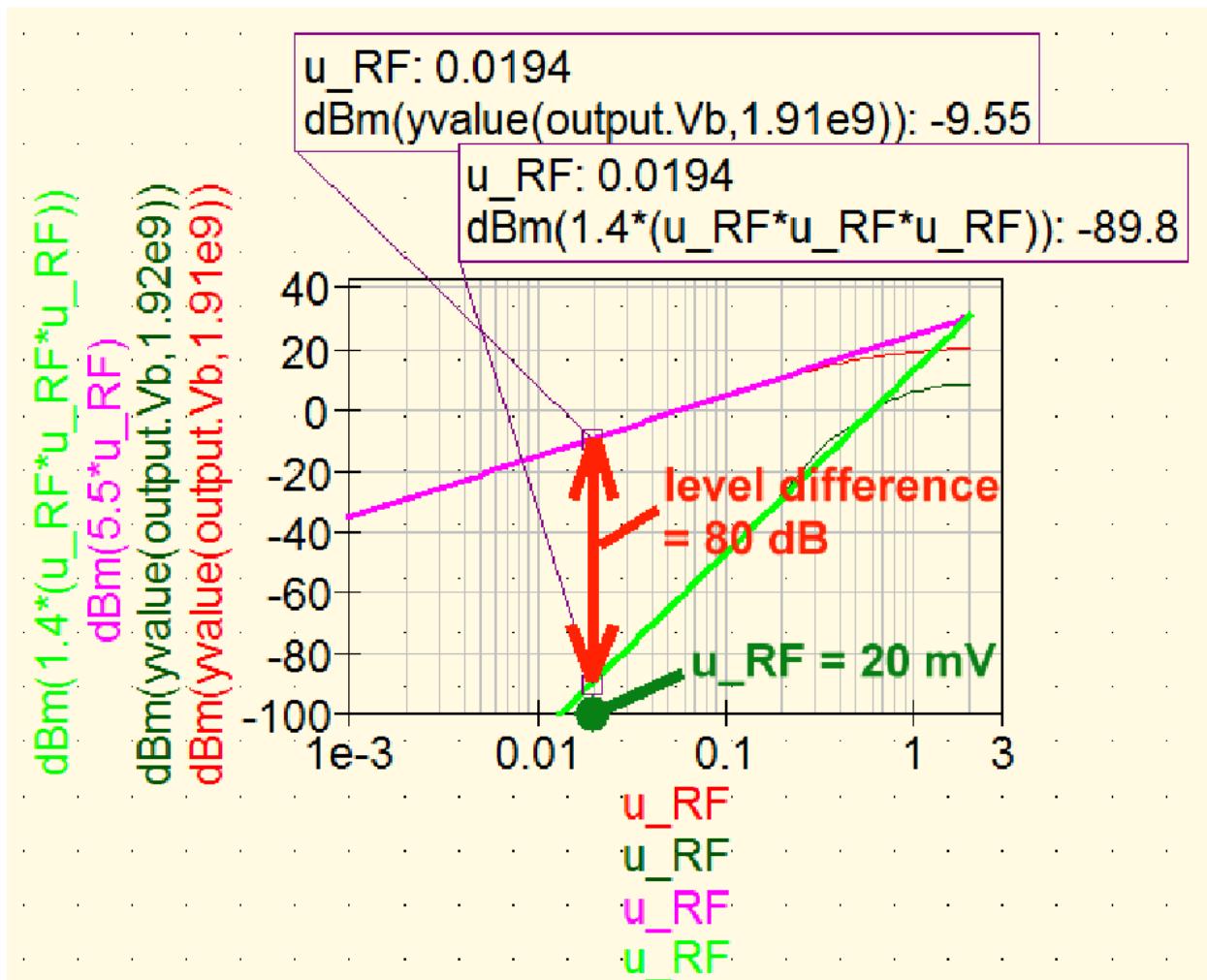
Задача:

Входное напряжение с пиковым значением 0.02 V приложено к входу. Постарайтесь найти ослабление продуктов интермодуляции третьего порядка.

Решение:

Используйте диаграмму выше и нарисуйте (мысленно!!) перпендикулярную линию к горизонтальной оси в точке $u_{RF} = 0.02 V$.

Отметьте теперь точки пересечения вертикальной линии с двумя аппроксимированными прямыми линиями на диаграмме, используя два маркера. Рассчитайте разность уровней в dB.



Разность уровней, level difference (= затухание продуктов третьего порядка) 80 dB.

Задача:

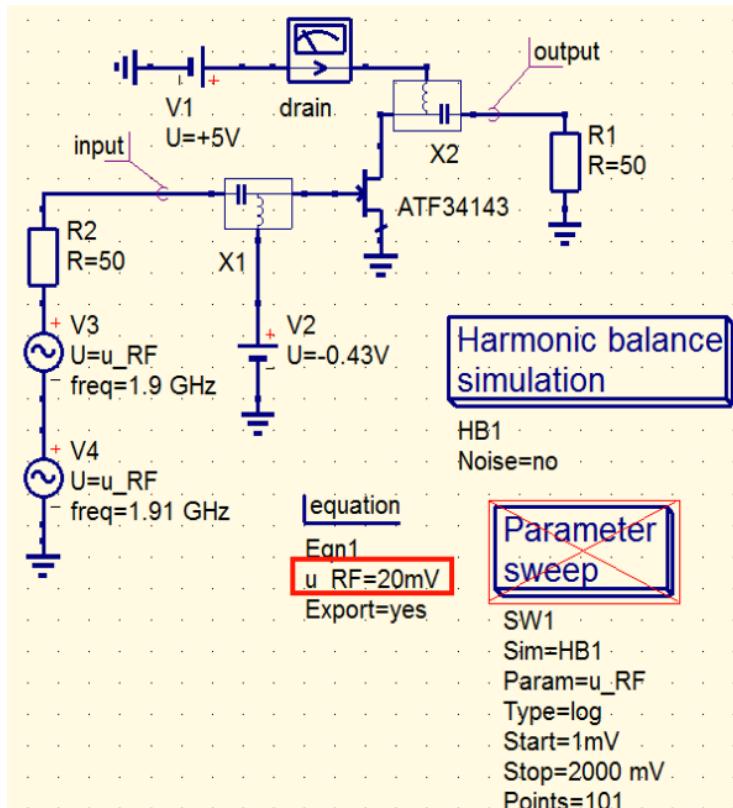
Теория говорит, что увеличение на 20 dB входного напряжения u_{RF} приводит к увеличению на 60 dB продуктов интермодуляции третьего порядка.

Таким образом, разность уровней (= затуханию продуктов третьего порядка по отношению к входному уровню) в этом случае будет уменьшаться на 40 dB.

Пожалуйста, проверьте это, используя диаграмму выше.

4.8.3. Симуляция OIP3, использующая выходной спектр

Как уже было сказано, для представления спектра вы должны либо деактивировать Parameter sweeps, либо убрать выражение «yvalue» в уравнении Graph properties!

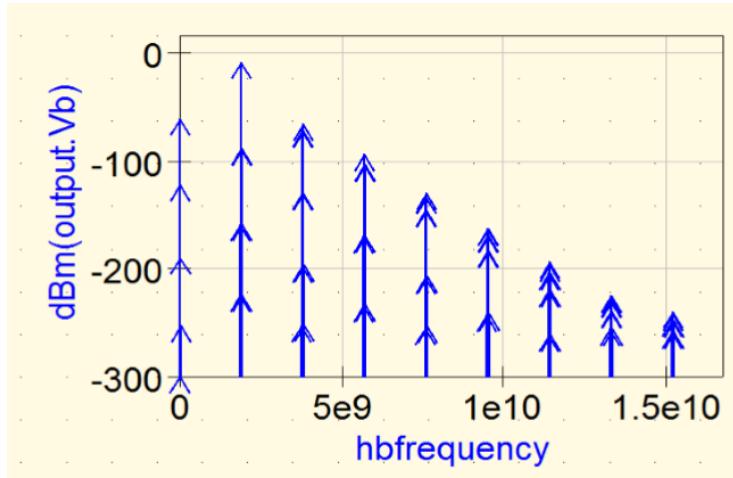


Давайте, используем ту же схему, что и в последней главе 4.8.2. (для симуляции точки IP3).

Но теперь мы запишем

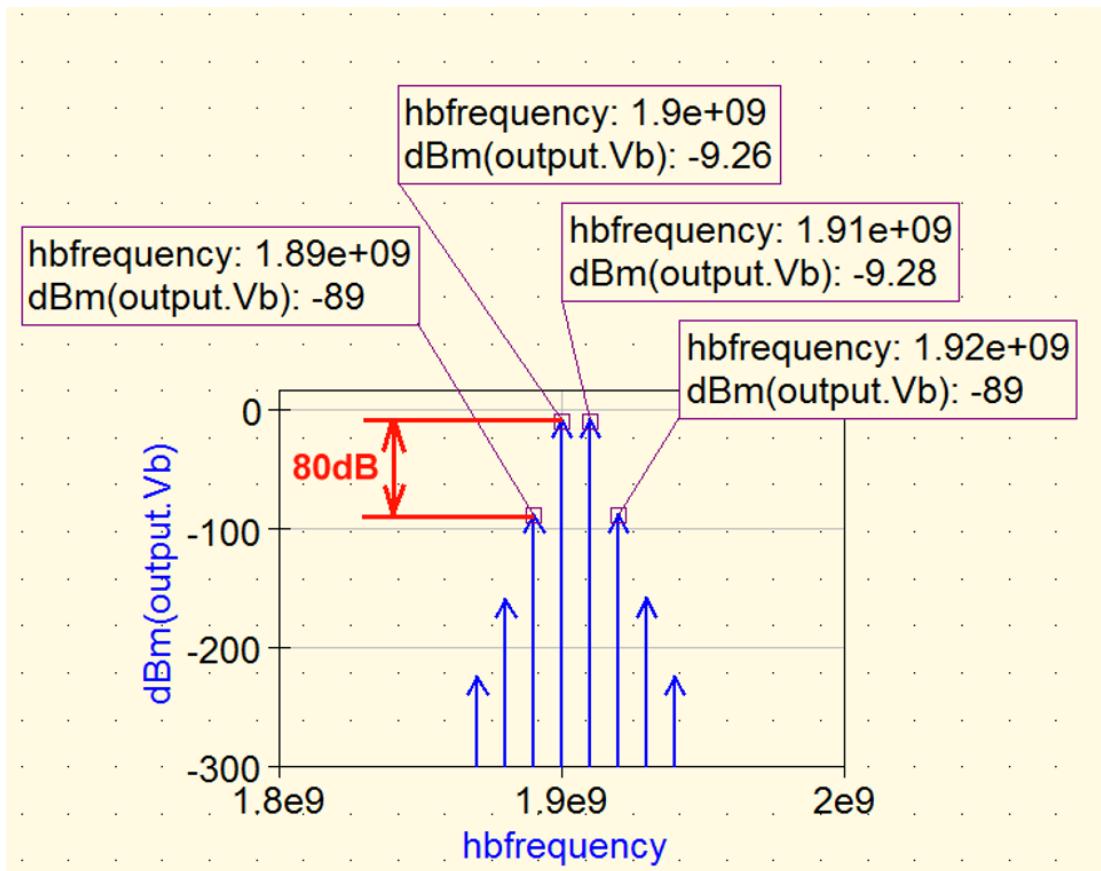
dBm(output.Vb)

как уравнение для Graph properties.



Это результат, и потребуется дополнительный анализ диаграммы... поскольку, если взглянуть на линии, можно увидеть их представленными стрелками... что выглядит немного странно...

Давайте использовать функцию масштабирования (zoom), чтобы представить только частотный диапазон 1.8...2.0 GHz!



Этот результат уже хорошо известен!

Мы наблюдаем два усиленных входных сигнала 1.9 GHz и 1.91 GHz на выходе. Дополнительно мы найдём продукты IP3 с каждой стороны от них (частоты: 1.89 GHz и 1.92 GHz). Разность уровней в точности 80 dB – подобно тому, что было в последней главе!

Но теперь вертикальная ось масштабирована от -300 dB вплоть до 0 dB. Таким образом, мы увидим дополнительные продукты более высокого порядка – ... и наклон такого сигнала увеличивается с порядком продуктов интермодуляции.

Следовательно, перегрузок усилителя следует строго избегать...

5. «Полу-комплексный смеситель» для генерации SSB сигнала

Это современная версия доброго старого «фазового метода генерации SSB». Но вначале следует обсудить некоторые новые термины.

5.1. Аналитические пары

Звучит таинственно, но это не так.

Если вы слушаете музыку или речь, множество сигналов задействовано постоянно, меняя частоту и амплитуду. Так что, мы используем выражение «полоса частот» для такого рода сигналов. Но у них есть интересное свойство: вы обнаружите положительные и (отражённые!) отрицательные полосы симметрично расположенные рядом с нулевой частотой!

Если вы теперь захотите «уполовинить» полосу пропускания, просто перейдите к **комплексному сигналу!** = использование либо положительной, ЛИБО отрицательной части. Делается это следующим образом:

- a) Сигнал с двухсторонним спектром – это **реальный сигнал** (...как приходящий от генератора, микрофона, громкоговорителя...) и его называют **«I» сигнал** (= сигнал в фазе). Этот сигнал не должен изменяться.
- b) Дополнительно вы используете схему с названием «Hilbert Transformer». Если подключить сигнал к его входу, тогда вы получите выход с постоянным фазовым сдвигом ровно в 90 градусов для всех входных частот! Этот искусственный выходной сигнал называют **«Q» сигналом = «Quadrature Signal**, квадратурный сигнал».

Используя цифровой сигнальный процессор, вы получите два потока данных, названных **«I»** и **«Q»**, которые стали двумя составляющими комплексного сигнала! Это известная аналитическая пара. Она может быть определена как

$$I + j^*Q$$

И вы обнаружите **только положительные частоты для $I + j^*Q$** и соответственно **отрицательные частоты для $I - j^*Q$** .

5.2. Пример: полу-комплексный смеситель для генерации SSB сигнала

Вам потребуются следующие ингредиенты:

- a) **Реальная информация U = « I_{inf} »** (= речь, музыка...), которая преобразуется в аналитическую пару с помощью **трансформатора Гильберта (Hilbert Transformer)**. Её форма теперь:

$$U_{inf} = I_{inf} + j * Q_{inf}.$$

- b) **Уже комплексный несущий сигнал**, который может (по закону Эйлера) быть также записан как

$$U_{carrier} = U_{carrier_max} * e^{+j\omega ct} = U_{carrier_max} * [\cos(\omega ct) + j * \sin(\omega ct)]$$

Внимание: на практике вы используете значение амплитуды «1» для амплитуды несущей и синусоидальный и косинусоидальный источник напряжения той же частоты. Это представляет сигнал только с одной положительной частотой.

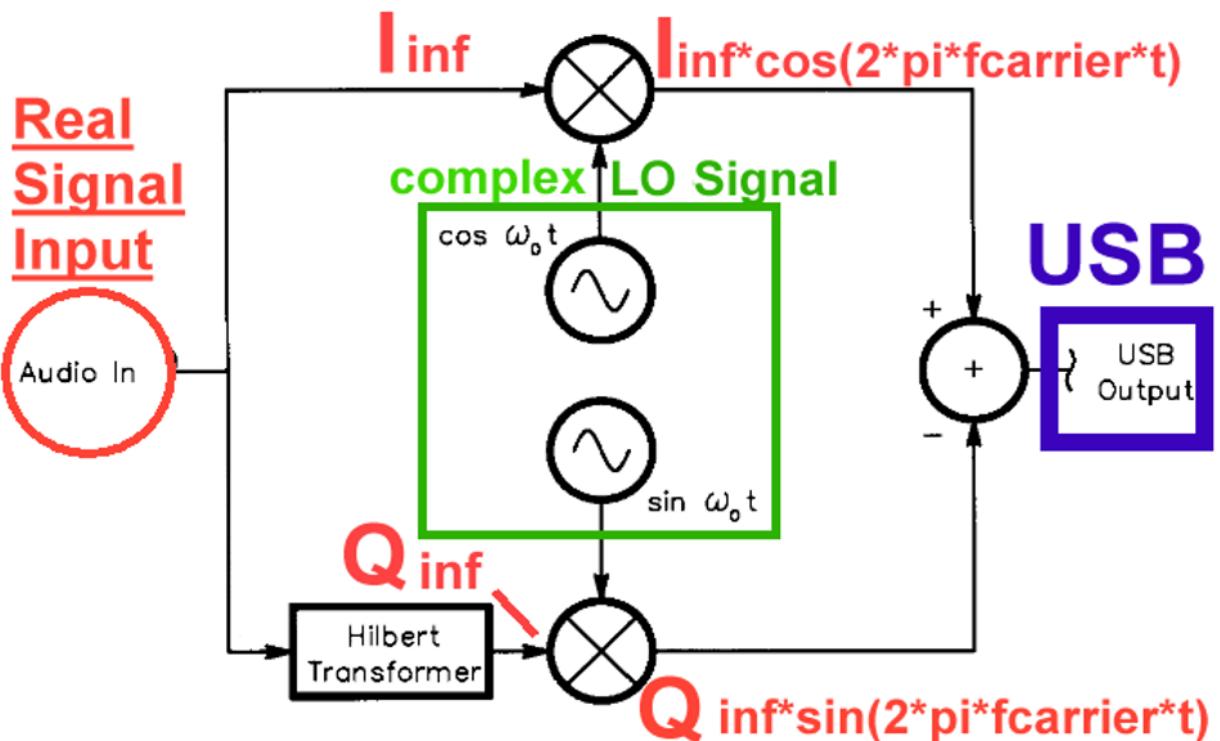
- c) Две **схемы умножения**.
- d) Одну **схему вычитания**.

Теперь умножим информационную аналитическую пару на **комплексную несущую со значением амплитуды = 1** и только одной положительной частотой:

$$U_{\text{inf}} * U_{\text{carrier}} = (I_{\text{inf}} + j * Q_{\text{inf}}) * [\cos(\omega_c t) + j * \sin(\omega_c t)] =$$

$$[I_{\text{inf}} * \cos(\omega_c t) - Q_{\text{inf}} * \sin(\omega_c t)] + j * [Q_{\text{inf}} * \cos(\omega_c t) + I_{\text{inf}} * \sin(\omega_c t)]$$

Реальная часть результата отмечена красным. Только эта часть (= USB = upper side band, верхняя боковая полоса) может передаваться в эфир и эта часть должна быть реализована следующей схемой.

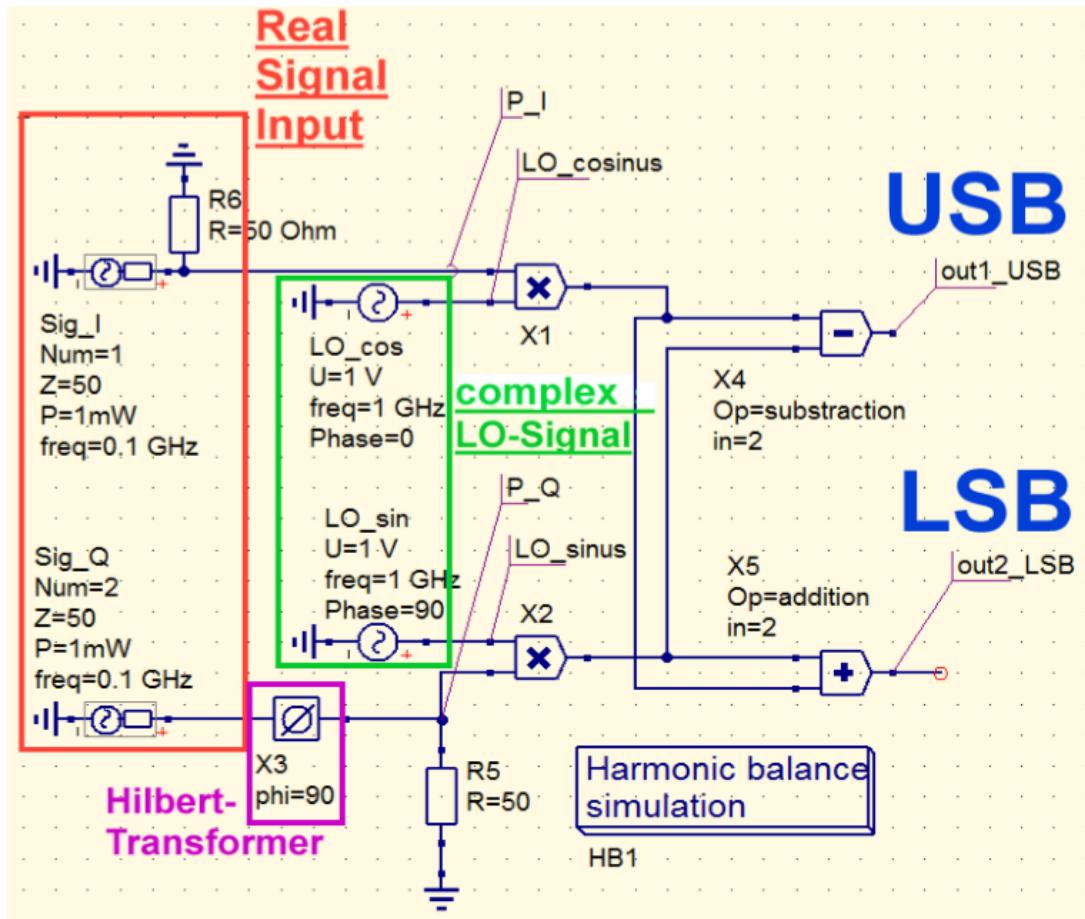


Примечание:

Hilbert Transformer с 90 градусным постоянным сдвигом фаз не вызывает затруднений при использовании цифрового сигнального процессора. Но аналоговая версия с большой пропускной способностью... может стать задачей жизни... Извините...

Эта схема генерирует «Upper Side Band = USB». Если вам нужна «Lower Side Band = LSB, нижняя боковая полоса», тогда измените знак сигнала в нижней части схемы. Это можно сделать заменой схемы вычитания на схему сложения.

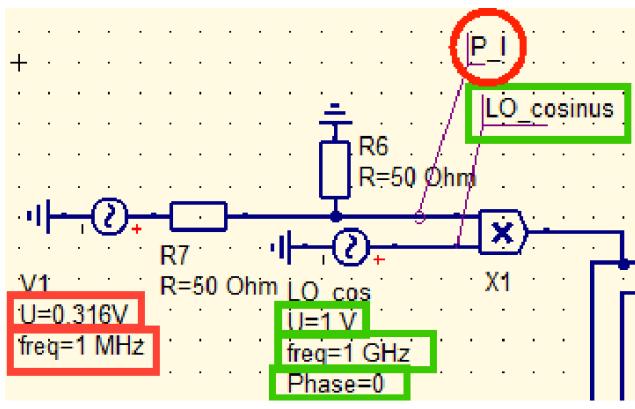
Теперь реализуем этот принцип в qucsstudio (см. следующую страницу...).



Это корректная реализация, и, используя Harmonic Balance, мы обнаружим некоторые интересные детали.

Реальный RF сигнал представлен двумя идентичными источниками напряжения. Первый источник – это «I»-канал, второй источник подаётся на трансформатор Гильберта, чтобы генерировать постоянный фазовый сдвиг на 90 градусов для «Q»-канала.

Вот «I»-канал, включающий схему умножения, как в рассматриваемом примере:



Пиковое внутреннее значение напряжения RF источника **0.316 V**.

Но на входе схемы умножения мы видим только половину значения **0.158 V** из-за делителя напряжения, состоящего из R7 и R6.

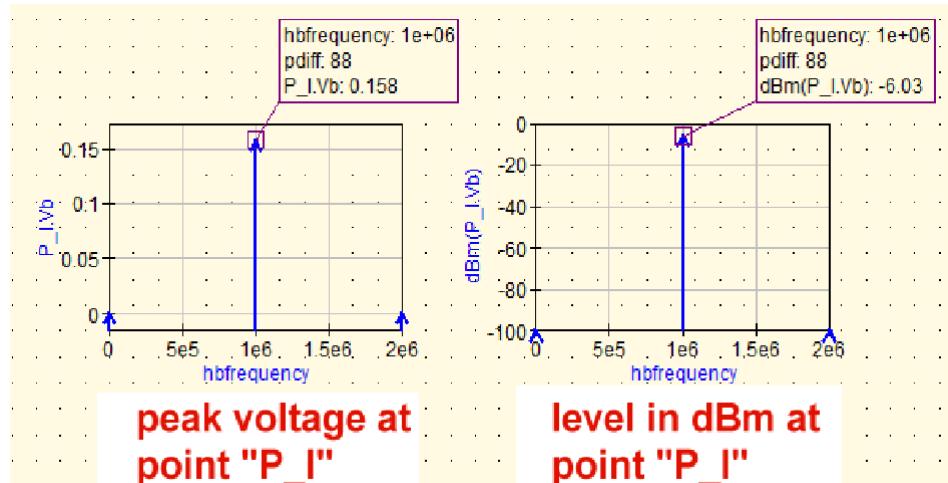
Этот входной сигнал назван

«P_I»

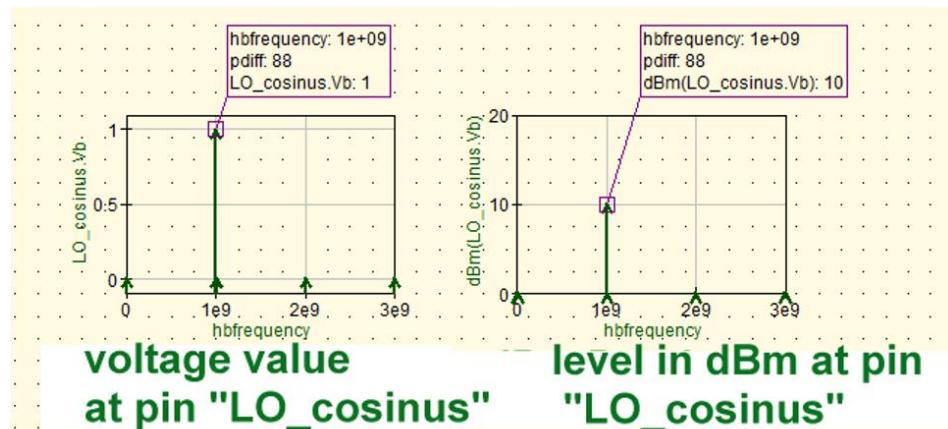
Сигнал LO имеет амплитуду пикового значения **1 V** и частоту **1 GHz**.

Что свидетельствует:

В точке «P_I» мы наблюдаем пиковое напряжение 0.158 V и это эквивалентно уровню в -6 dBm и сигналу RF с частотой 1 MHz.

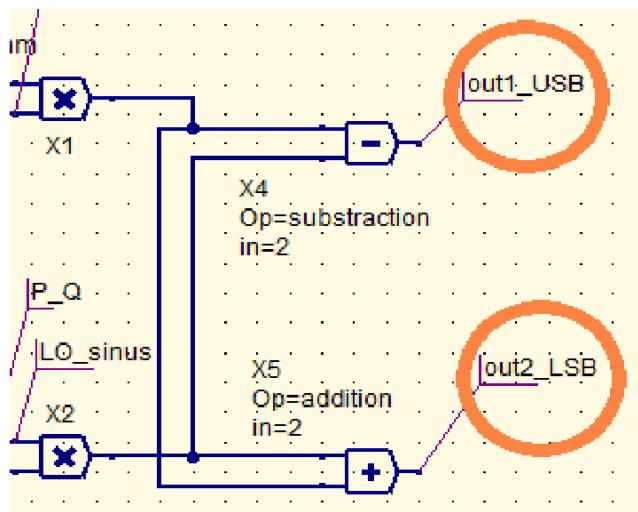


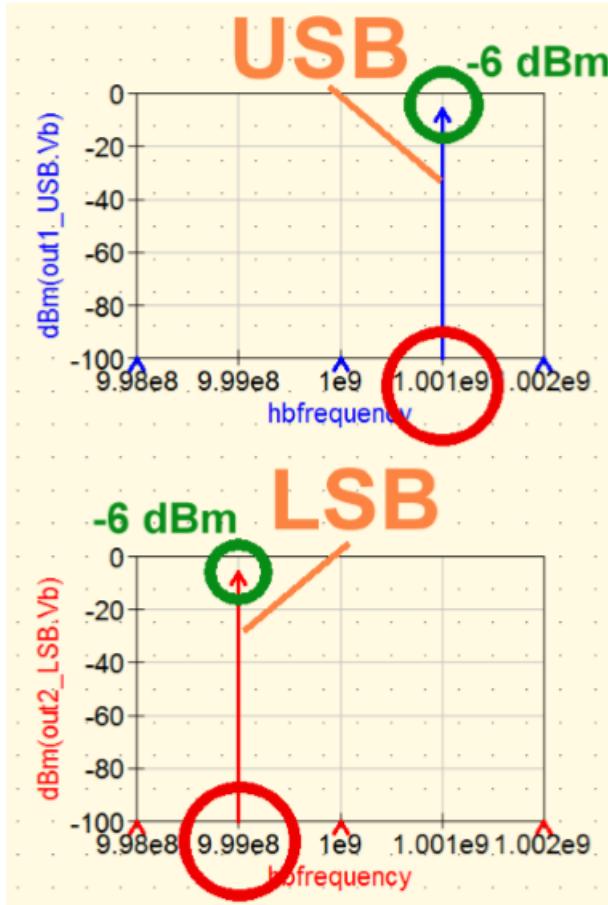
На выводе «LO_cosinus» мы увидите пиковое напряжение 1V = уровень +10 dBm (LO частота 1 GHz).



Но интересен выход:

Мы должны **сложить** выходные сигналы двух умножителей, чтобы получить **LSB** сигнал. А **вычитание** выходных сигналов **даст USB** сигнал:





Уровни обеих боковых полос равны уровню входного RF сигнала (= -6dBm)
...и мы получаем суммарную частоту 1001 MHz и разностную частоту 999 MHz.

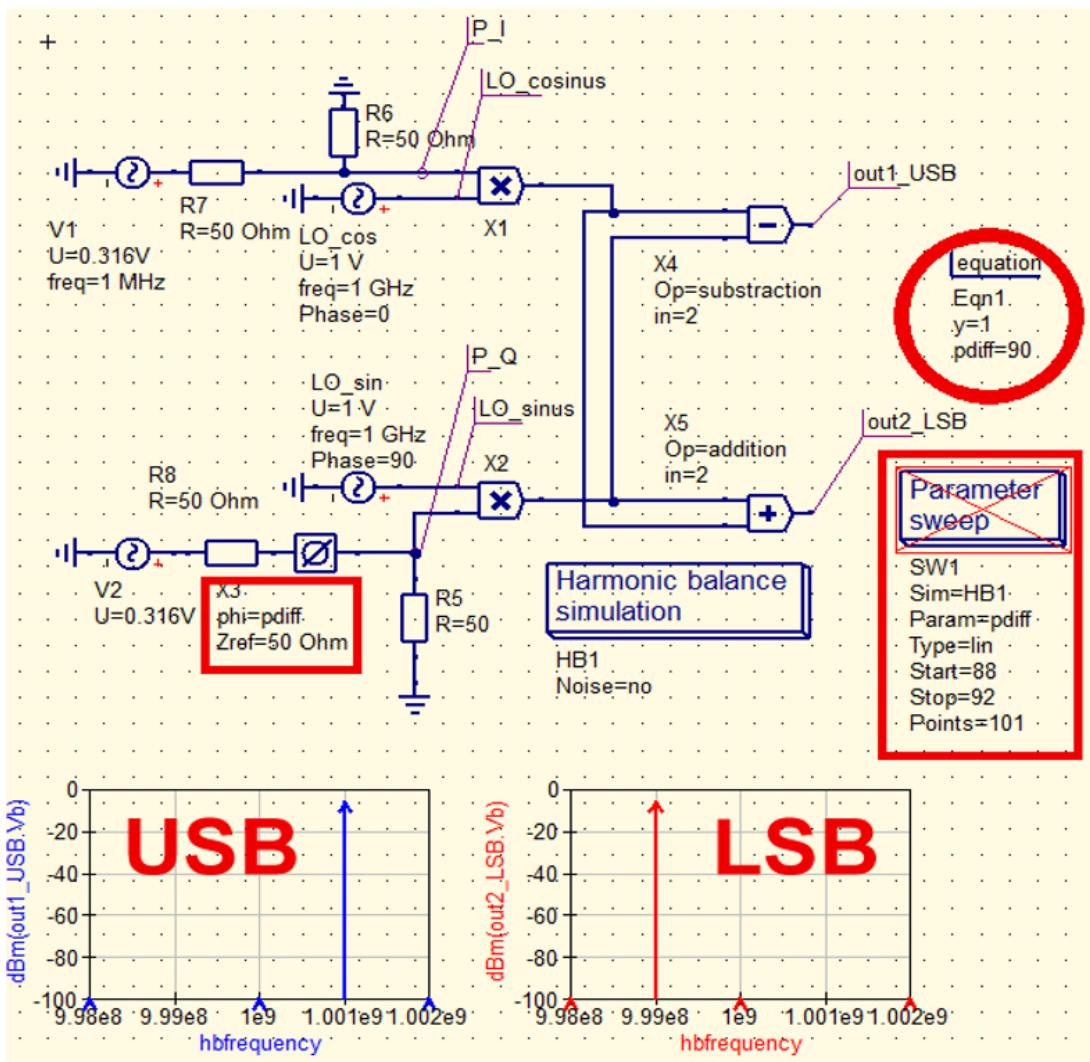
5.3. Parameter Simulation «вырезания нежелательной боковой полосы» для разных фазовых ошибок

Вырезание нежелательной боковой полосы зависит от точности сдвига фаз на 90 градусов трансформатором Гильберта. Так что мы начнём развертку параметра, чтобы показать это вырезание для сдвига фаз между 99 и 92 градусами.

Пожалуйста, измените схему следующим образом:

- В списке свойств Hilbert Transformer для сдвига фазы используется переменная «pdifff».
- Нам нужно уравнение для задания начального значения фазового сдвига к 90 градусам.
- Развёртка параметра варьирует угол «pdifff» с 88 до 92 градусов, используя 101 шаг.

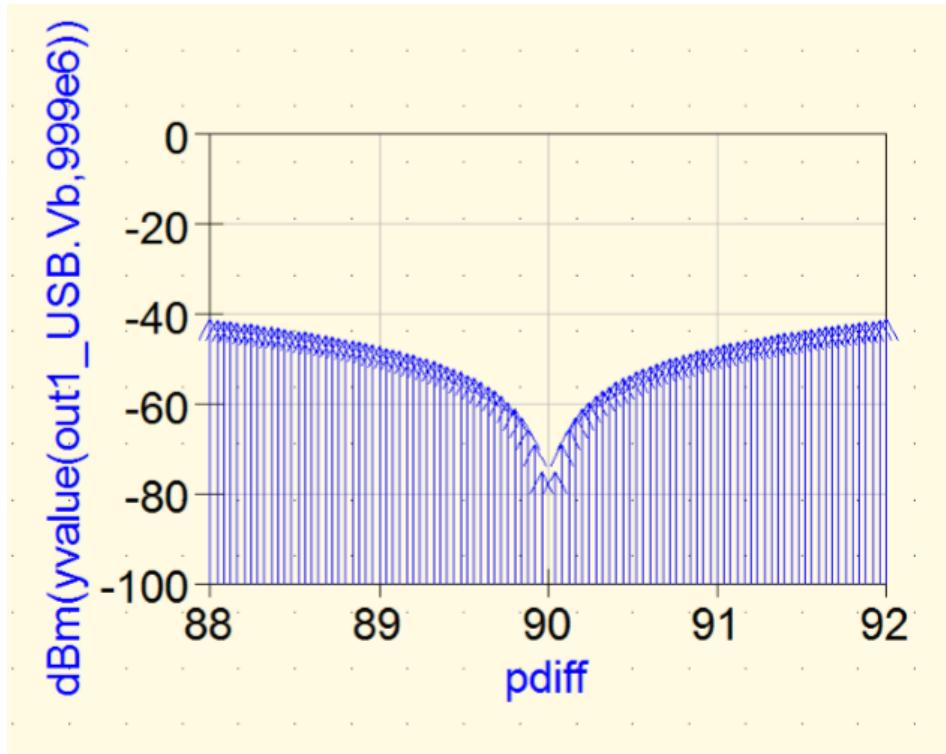
Затем деактивируем Parameter sweep и запустим симуляцию. Сравните результат с результатом предыдущей симуляции – они должны быть идентичны.



А теперь... активируйте развертку параметра и запустите симуляцию. Мы представим на диаграмме в Декартовых координатах (cartesian) USB сигнал, но покажем только **частотный диапазон ненужной LSB** с $f = 999\text{MHz}$. Мы отследим уровень этого сигнала в зависимости от фазовой ошибки.

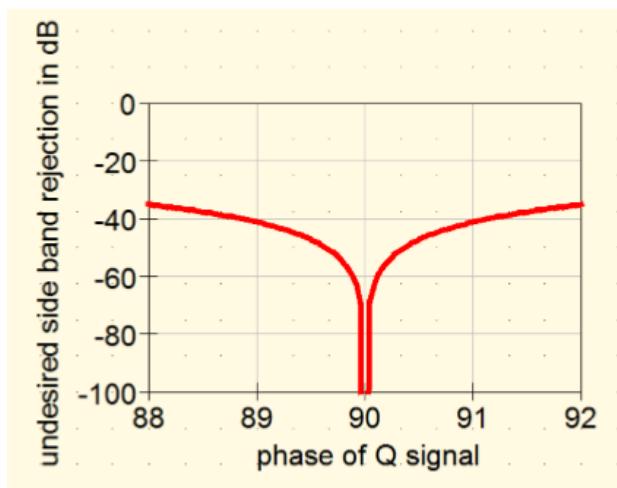
Это потребует уравнения в Graph properties:

dBm(yvalue(out1_USB.Vb,999e6))



Вспомним, что уровень нужной части, USB, был «-6 dBm». С помощью этой информации вы можете теперь легко вычислить «ослабление ненужной боковой полосы» - либо мысленно, либо модифицировав формулу

dBm(yvalue(out1_USB.Vb,999e6))+6



Это будет пример представления.

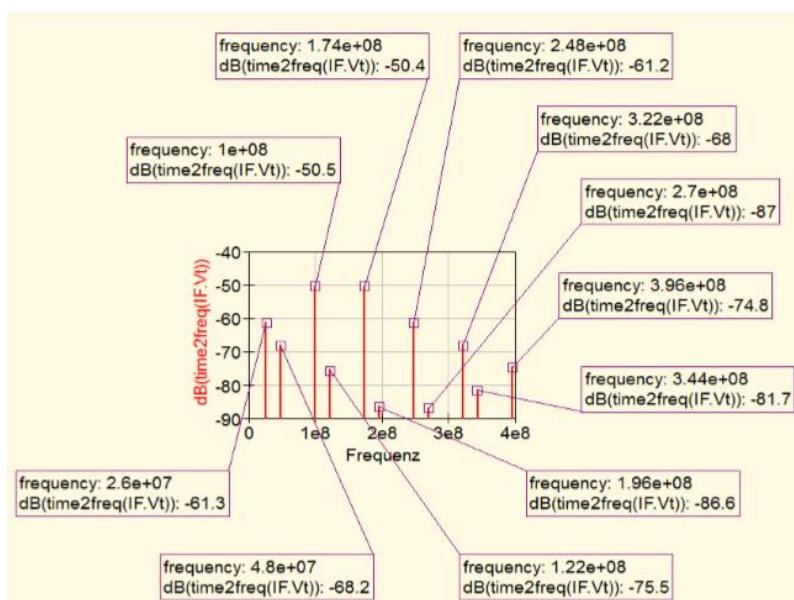
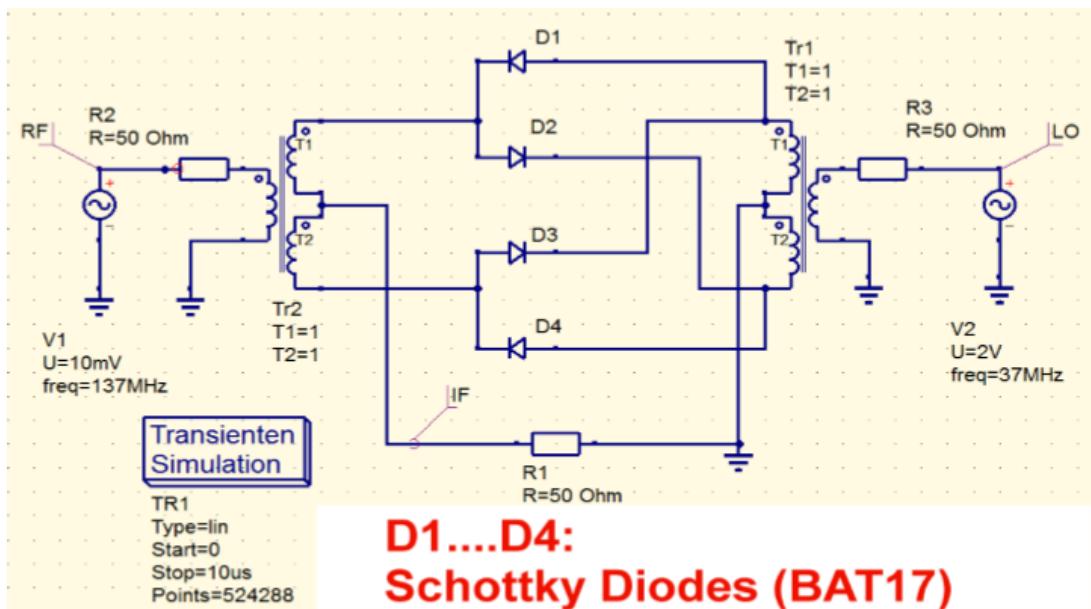
6. Двойной балансный смеситель (DBM)

6.1. Схема (из главы 14.3 части 1 руководства)

Эта схема была исследована в упомянутой главе, и мы симулировали:

- Выходной спектр.
- Потери преобразования.
- Точку IP3.

Что может НВ добавить к этой информации?



Это была симуляция выходного спектра в главе 14.3 части 1 руководства.

(калибровка осталась в «dBV»)

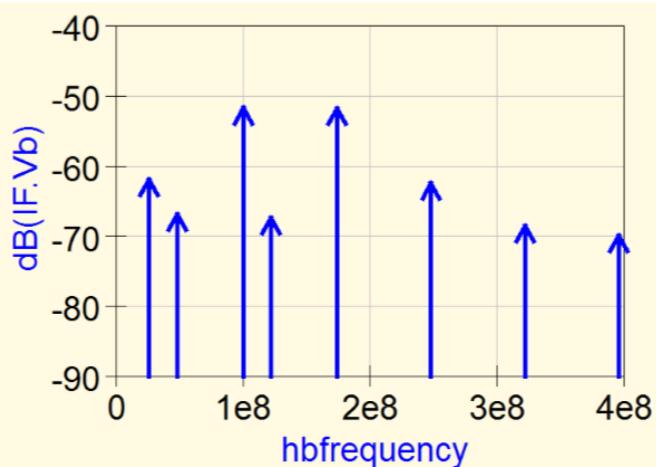
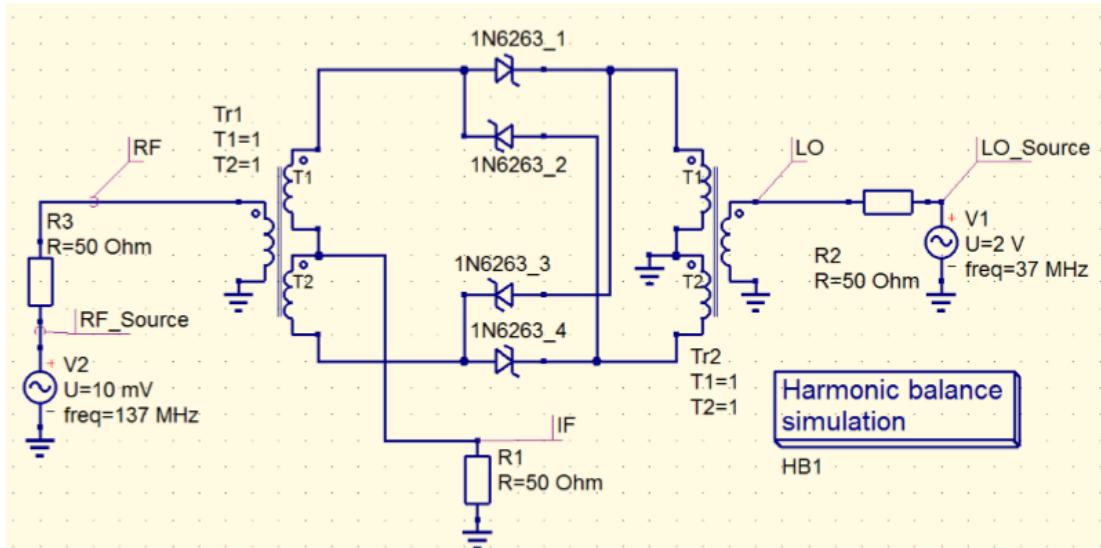
6.2. Использование схемы для симуляции гармонического баланса

Есть только одно изменение: использованы диоды Шоттки «1N6263», поскольку они быстрее переключаются и показывают меньшие значения ёмкости. Их можно найти в разделе диодов библиотеки qucsstudio под «Schottky diodes». Вот свойства:

silicon schottky diode

60V, 50mA, 0.1ns, 2.2pF @0V

Manufacturer: ST Microelectronics



Это симуляция выходного спектра, представленного в «dBV».

Сравните это с симуляцией во временной области с последующим преобразованием FFT (показанным на предыдущей странице).

Свойства источников напряжения:

a) входное пиковое напряжение RF = 10 mV
частота = 137 MHz;

b) пиковое напряжение сигнала LO = 2 V
частота = 37 MHz.

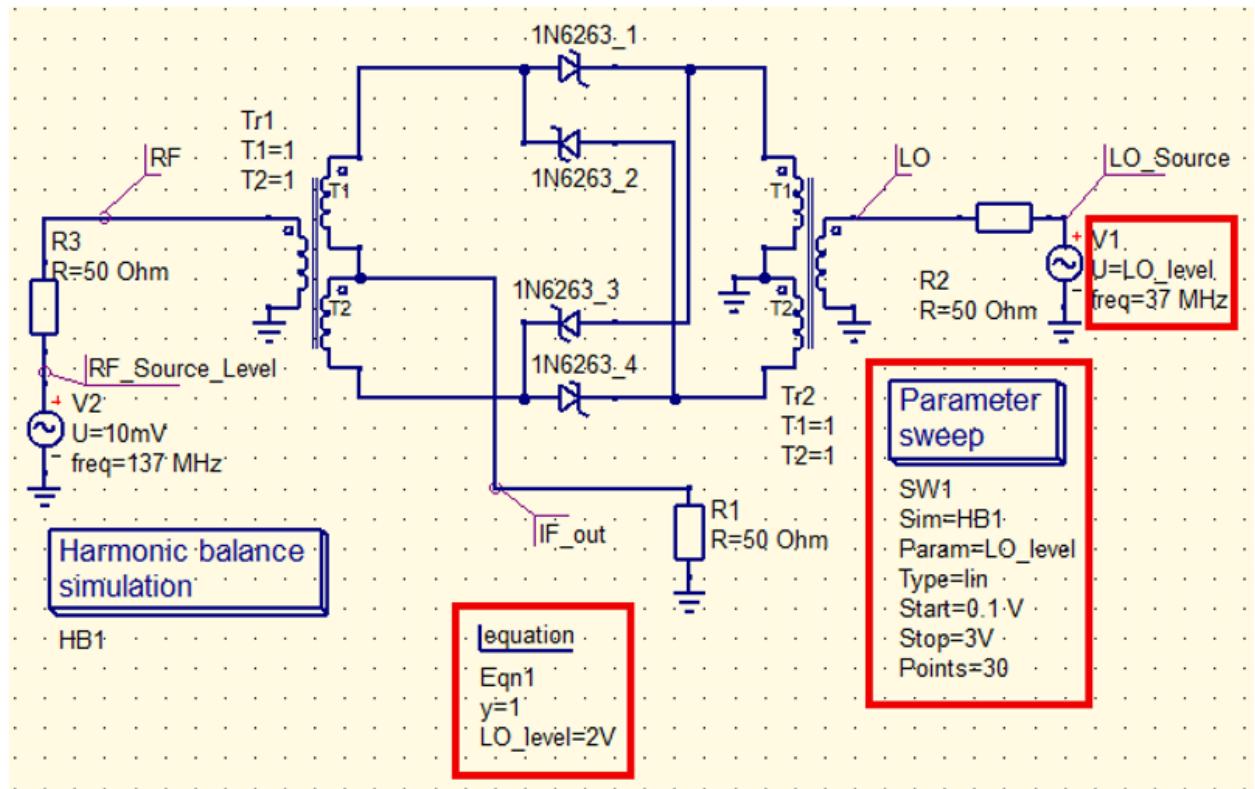
Гармонический баланс – это реально хорошая игрушка...

6.3. Гармонический баланс развёртки параметра LO уровня

6.3.1. Выходной спектр для разных амплитуд LO

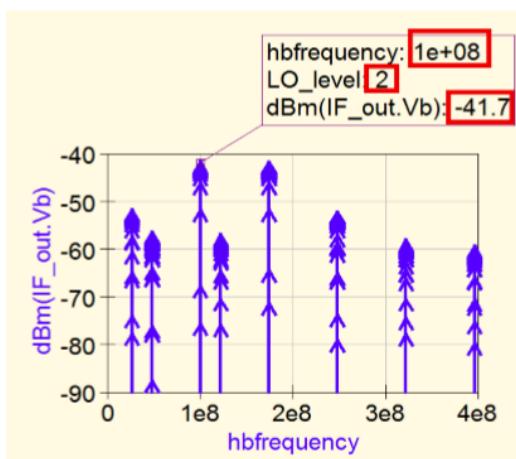
Для успешной симуляции нам нужна переменная для внутреннего напряжения LO источника сигнала, назовём её «LO_level». Используя уравнение «Eqn1», начнём со значения $\hat{U}_{LO} = 2V$.

Развёртка параметра начинается с минимального напряжения $\hat{U}_{LO} = 0.1 V$ и увеличивается до 3 V с шагом 0.1 V.



Теперь запустим симуляцию и покажем « dBm(IF_out.Vb) » для диапазона от -90 dBm до -40 dBm в частотном диапазоне от 0 до 400 Mhz.

Используйте маркер для сигнала LSB.



Спектральные линии выглядят как старые рождественские ёлки, но это легко объяснить:

Разные результаты симуляции рассматриваются на частотах записанных «одна за другой». Вы увидите это, если вы сдвинете маркер и прочитаете содержание в поле маркера.

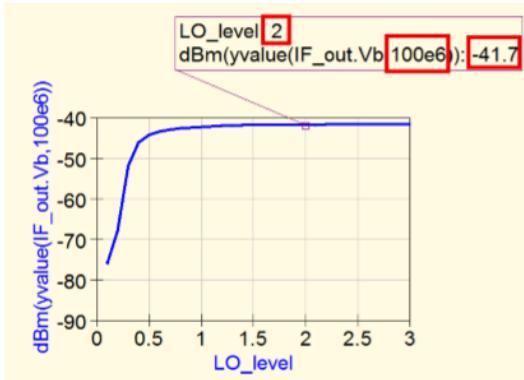
Показан пример для одной позиции маркера

LSB частота = 100 MHz

LO уровень = 2 V

**Уровень «IF_out.Vb» для $f = 100 \text{ MHz}$ будет
-41,7 dBm**

Вы можете также показать LSB уровень при $f = 100$ MHz в зависимости от уровня LO.



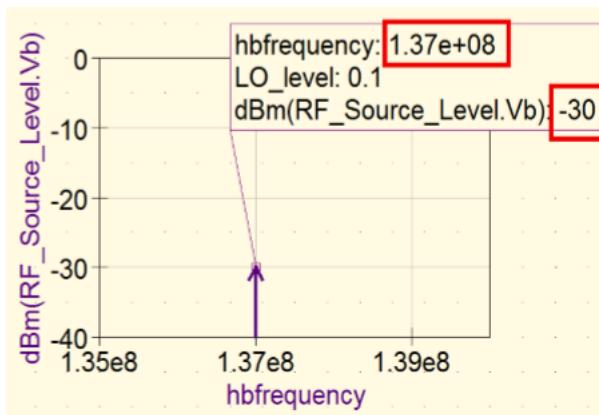
Для этого используйте уравнение в Graph properties:

$$\text{dBm}(\text{yvalue(IF_out.Vb, 100e6)})$$

Маркер вновь установлен к значению напряжения LO 2 V. Сравните с последней диаграммой...

6.3.2. Представление потерь преобразования

Внутреннее напряжение источника RF имеет пиковый уровень 10 мВ.



Это можно преобразовать в dBm простым уравнением

$$\text{dBm}(\text{RF_Source_Level})$$

а результатом станет уровень **-30 dBm на частоте $f = 137$ MHz**(см. диаграмму).

Падающую волну можно рассчитать по хорошо известному отношению «**Incident Wave = $U_0/2 = \text{RF_Source_Level}/2$** ».

Таким образом, уровень падающей волны (который поступает на входной вывод смесителя) должен быть на 6 дБ меньше, то есть, иметь значение **-36 dBm (= 5 mV)**.

Теперь запишем уравнение для вычисления S21 для разных уровней LO:

$$\text{dB}(\text{yvalue(IF_out.Vb, 100e6)/5e-3})$$

Вы видите: потери преобразования составят **5,71 dB** для пикового напряжения LO 2 V (см. поле маркера).

«IF_out» - уровень для $f = 100$ MHz теперь должен быть

$$-36 \text{ dBm} - 5,71 \text{ dB} = -41,7 \text{ dBm}.$$

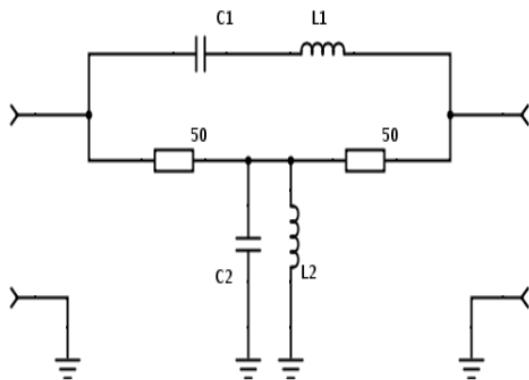
Посмотрите на предыдущую страницу...

6.3.3. Добавление дуплексера к выходу смесителя

Двойной балансный смеситель с диодами должен иметь хорошее широкополосное 50Ω согласование для каждого порта, чтобы уменьшить искажения и показать параметры, обозначенные в сопроводительной документации (datasheet).

Это можно выполнить с помощью схемы, называемой «Diplexer, дуплексер» со следующими свойствами:

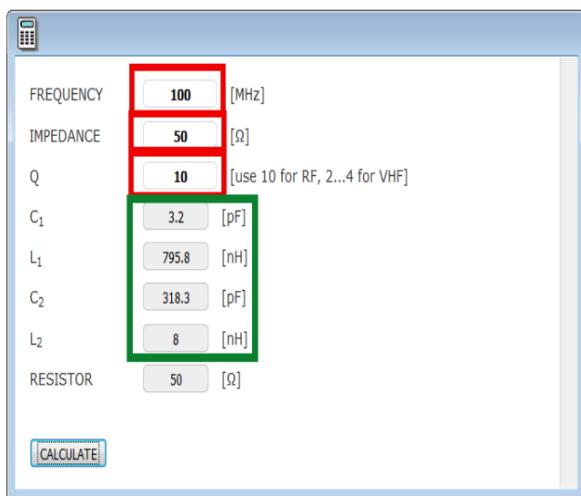
- характеристики полосового фильтра для выхода IF-сигнала (здесь: $f = 100 \text{ MHz}$), но
- хорошее 50Ω согласование для выхода смесителя – для рассматриваемого полного частотного диапазона.



Калькуляторы online для дуплексера можно найти на WWW.

Эта схема представлена на

<http://www.changpuak.ch>



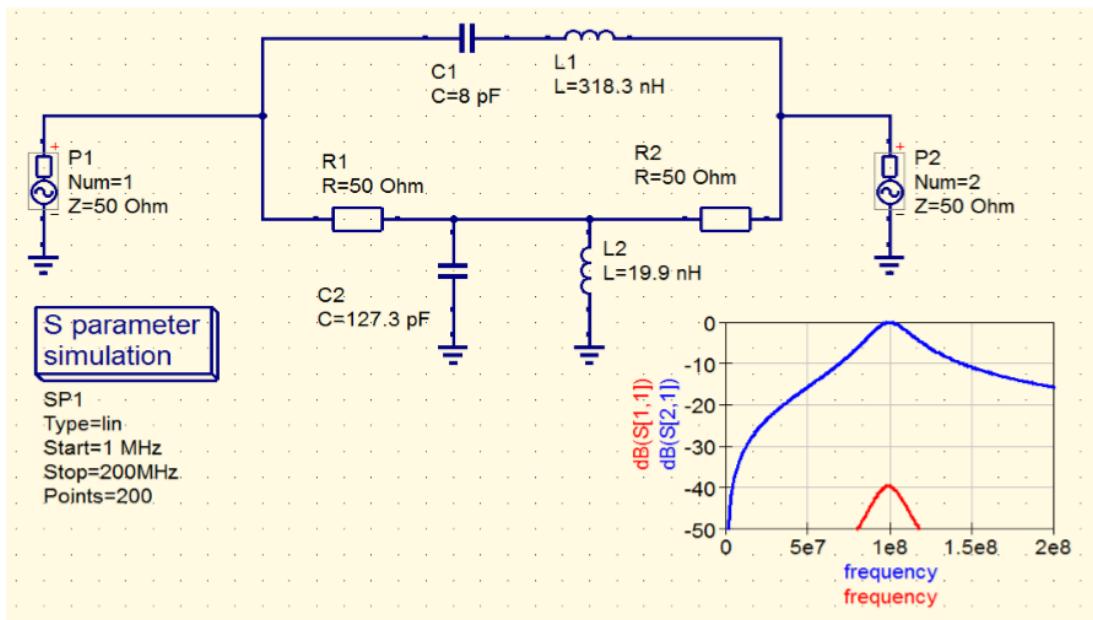
Вначале введём IF частоту 100 MHz.

Затем характеристический системный импеданс $Z = 50 \Omega$,

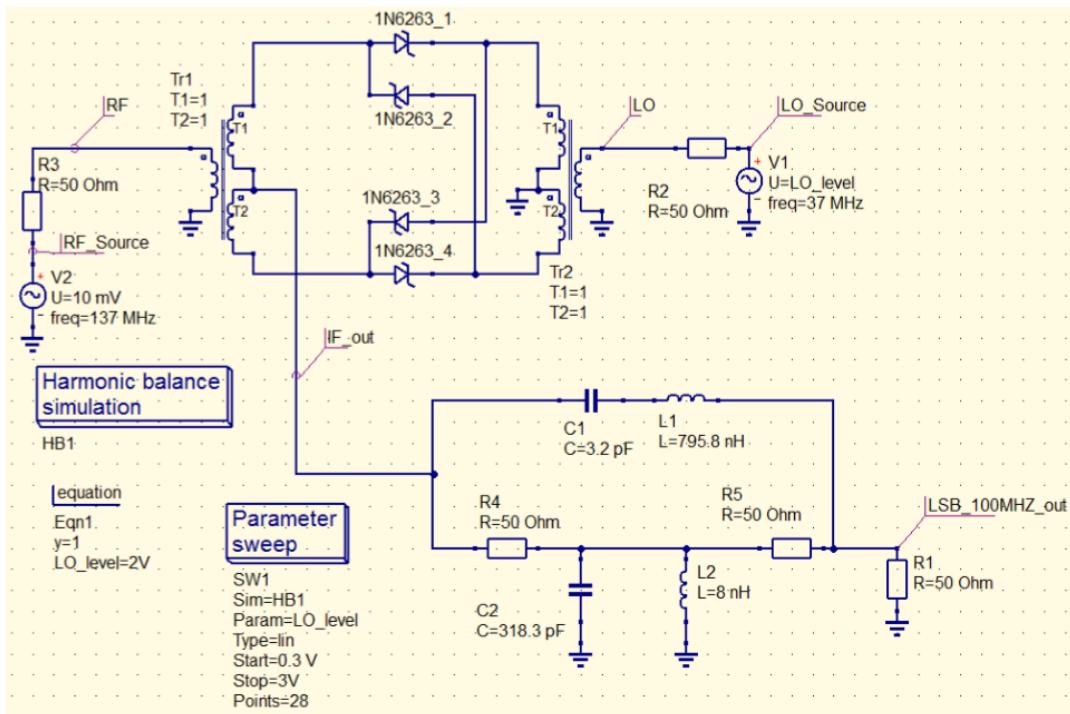
и, наконец, добротность $Q = 10$, как предлагается калькулятором для RF цепей.

Затем нарисуем схему для симуляции дуплексера в qucsstudio.

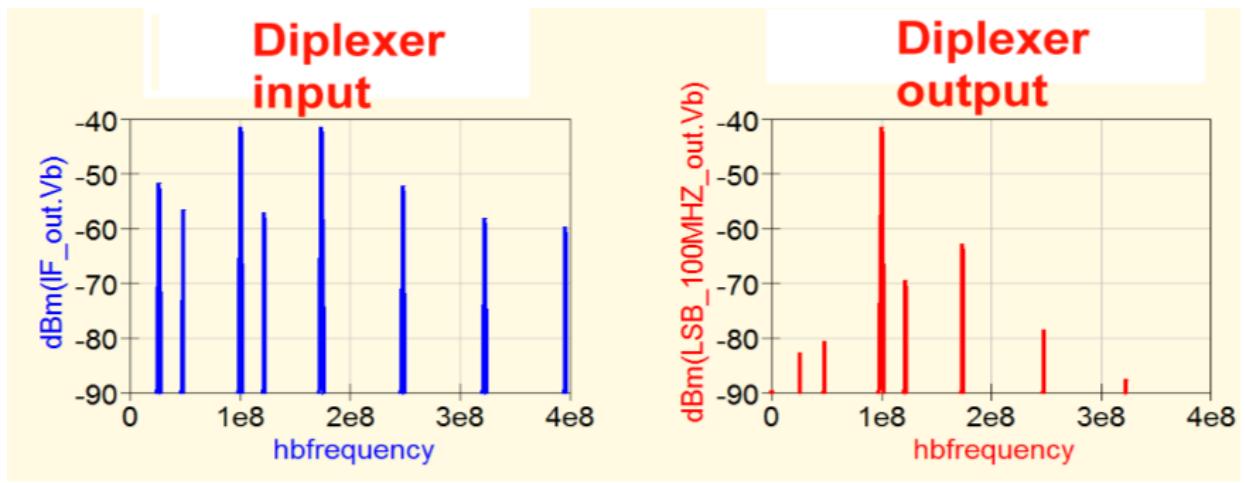
Просимулируем S параметры S11 и S21 от 0 до 200 MHz.



Отражение от входа S_{11} ниже -40 dB в полном частотном диапазоне. И, если мы будем использовать элементы без потерь, S_{21} будет 0 dB для $f = 100$ MHz. Теперь соединим смеситель с дуплексером.



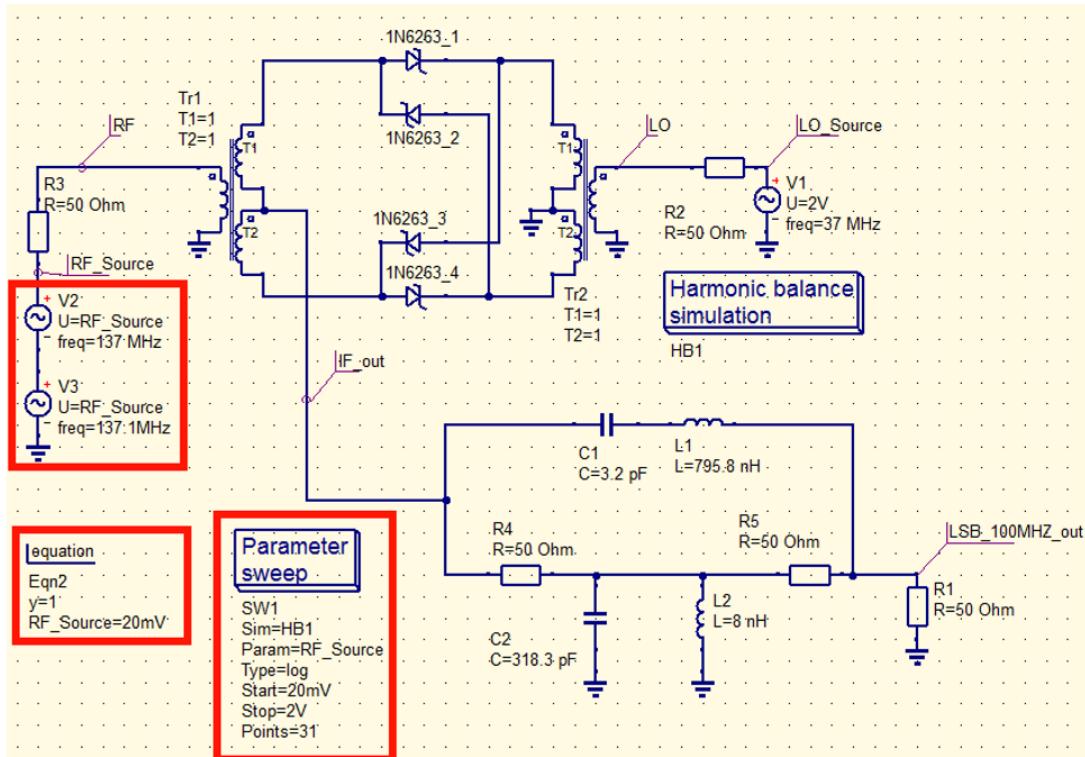
Симулированный спектр для входа и выхода дуплексера может быть найден на следующей странице. Полный успех...



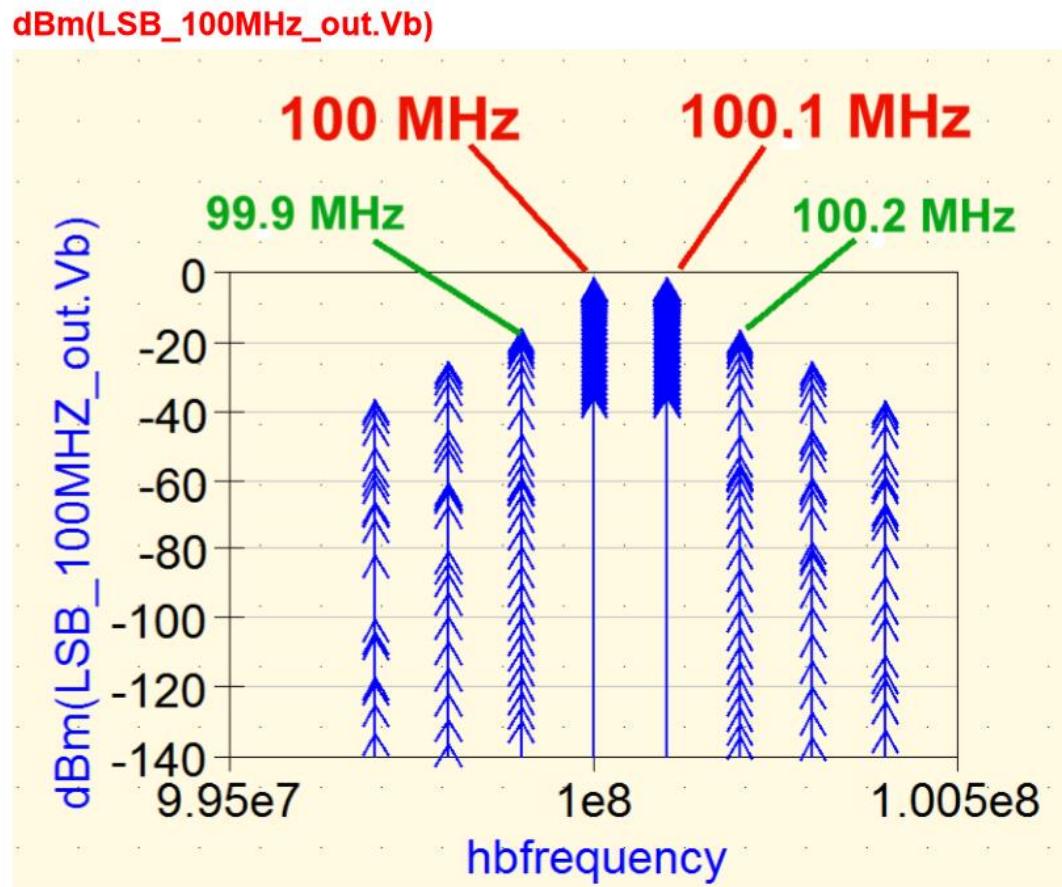
6.3.4. Поиск IP3 точки для LO пикового напряжения 2V

Эта проблема была решена для усилителя в главе 4.8 и мы используем ту же процедуру, что для схемы смесителя.

На входе RF два источника напряжения соединены последовательно. Источники используют одинаковое пиковое напряжение «RF_Source» = 20 mV в качестве начального значения. Входные частоты 137 MHz и 137.1 MHz – таким образом, мы наблюдаем разность частот 0.1 MHz. Теперь запустим развертку параметра HB для «RF_Source» = 20 mV – 2 V...



Эта симуляция потребует времени, но результат прекрасен. Посмотрите на симулированный спектр около $f = 100$ MHz на выходе дуплексера при использовании следующего уравнения и частотного диапазона от 99.5 до 100.5 MHz для горизонтальной оси:



LSB сигнал с $f = 100 \text{ MHz}$ и 100.1 MHz может быть легко обнаружен на диаграмме. Поверяя «верхушки стрелок», мы увидим, что диапазон значений начинается с -37 dBm и растёт до 0 dBm .

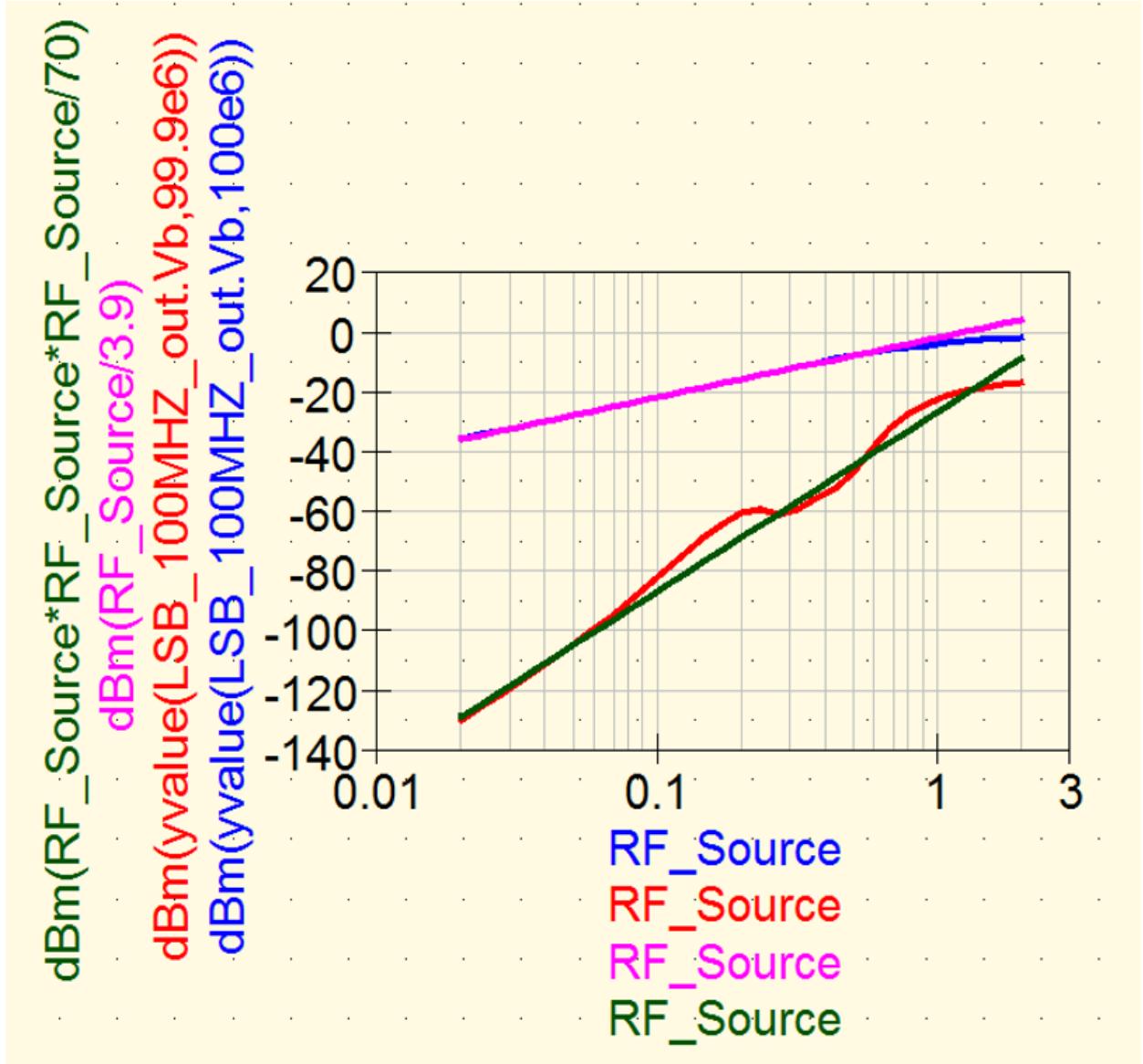
«Продукты IP3 интермодуляции» находятся от 99.9 MHz до 100.2 MHz . Их значения амплитуд почти невидимы из-за маленьких значений входного напряжения « U_{RF} », но затем...

Чтобы увидеть детали, мы рассмотрим IP3 продукты только для 99.9 MHz и приспособим LSB сигнал к 100 MHz для развертки параметра.

Затем, следуя игре «как найти аппроксимирующие прямые для кривых симуляции», используем четыре разных уравнения:

- a) для сигнала LSB на $f = 100 \text{ MHz}$: $\text{dBm}(\text{yvalue}(\text{LSB_100MHz_out.Vb}, 100\text{e}6))$
- b) для ассоциированной аппроксимирующей прямой для этой кривой: $\text{dBm}(\text{RF-Source}/3.9)$
- c) для IP3 продуктов на $f = 99.9 \text{ MHz}$: $\text{dBm}(\text{yvalue}(\text{LSB_100MHz_out.Vb}, 99.9\text{e}6))$
- d) для ассоциированной аппроксимирующей прямой для этой кривой: $\text{dBm}(\text{RF_Source} * \text{RF_Source} * \text{RF_Source})/70$

Результат:



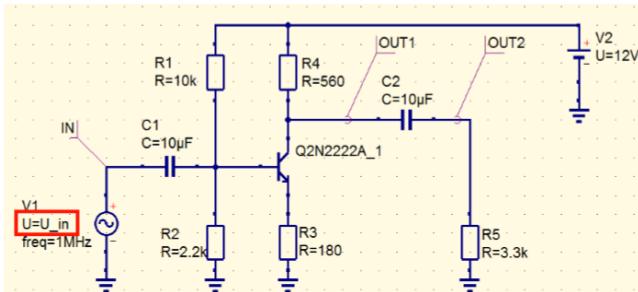
Точка пересечения прямых лежит справа от более чем «U_RF» = 3V (пиковое значение).
Ассоциированный выходной уровень +10 dBm в левой части вертикальной оси.

Это означает, что выходная IP3 точка имеет значение приблизительно

+10 dBm

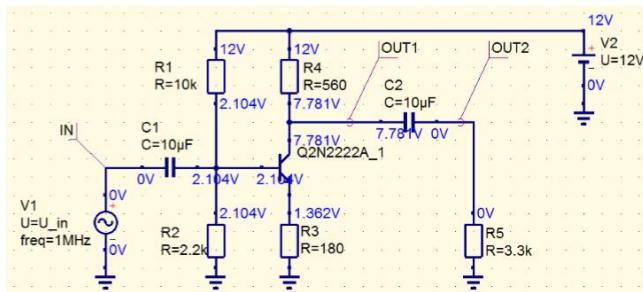
7. Суммарно: симуляция гармонического баланса в вопросах и ответах для каскада усиления

7.1. Какая схема?



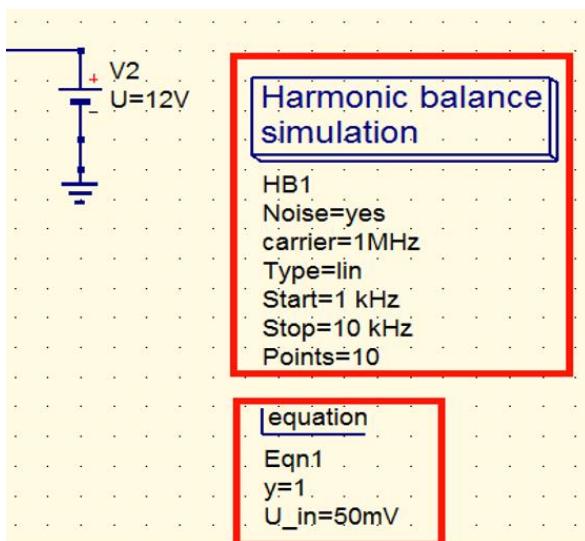
Мы используем пример «**simple_amplifier.sch**» с домашней страницы qucsstudio (это хороший выбор). Но значение амплитуды входного сигнала должно быть заменено переменной «**U_in**».

7.2. Как я могу быстро найти любое постоянное напряжение рабочей точки?



На панели инструментов вы видите хорошо известное зубчатое колесо, запускающее симуляцию. А слева от него похожее колесо, но с красной надписью «DC». Щелчок левой клавишей мышки по иконке произведёт все вычисления постоянных напряжений (см. рисунок). Повторный щелчок по этой иконке уберёт все надписи со схемы.

7.3. Что необходимо подготовить для успешной симуляции НВ?

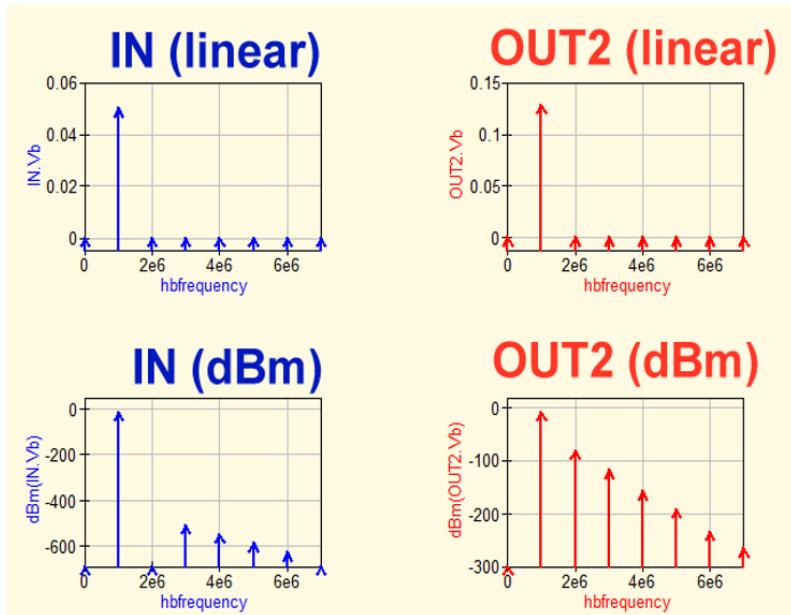


Вначале вам нужно добавить директиву «**Harmonic balance**» с необходимыми настройками для успешной симуляцией шумов (см. рисунок).

Затем напишите уравнение «Eqn1» с **начальным значением 50 мВ** для входного напряжения «**U_in**»...

Теперь запустите симуляцию.

7.4. Как я могу представить входное и выходное напряжения, включая усиление (= linear / в dB / в dBm)?



Откройте диаграмму cartesian и введите «**IN.Vb**» в качестве Graph properties.

Повторите это с вводом следующих уравнений:

OUT2.Vb

dBm(IN.Vb)

dBm(OUT2.Vb)

И теперь к усилию:

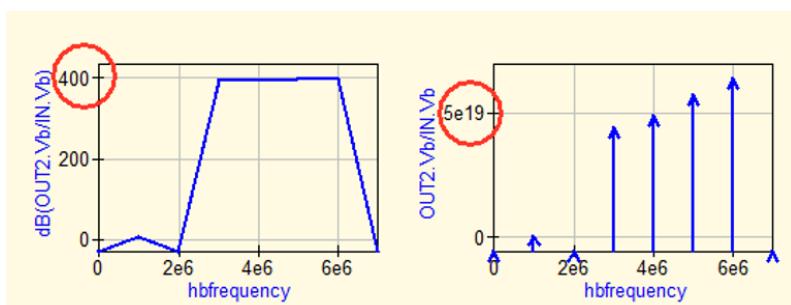
Используйте две cartesian диаграммы. Запишите graph уравнения

OUT2.Vb / IN.Vb

и

db(OUT2.Vb / IN.Vb)

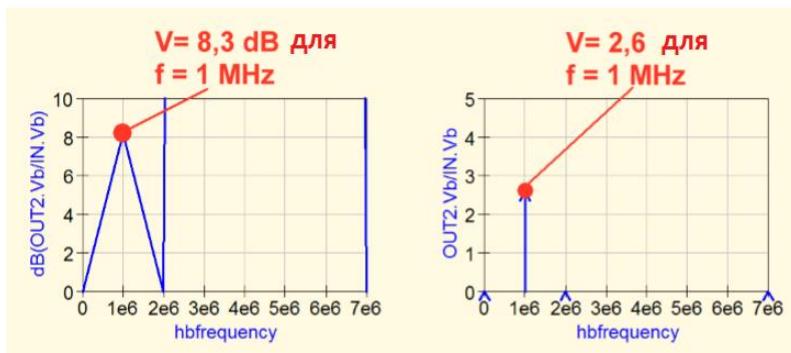
Но результаты раздражают:



Мы не ожидали максимального значения в 400 dB и, соответственно, значения «5e19»...

Причина этого феномена достаточно проста: в списке свойств «Harmonic balance» мы имеем запись, что **максимальный порядок гармоник N = 8**.

Каждая гармоника отмечается стрелкой на горизонтальной оси частот диаграммы, и для каждой гармоники вычисляется амплитуда. Но эти амплитуды увеличиваются с порядком «N», а, следовательно, расчётное усиление для гармоник растёт с N, и растёт, и растёт...



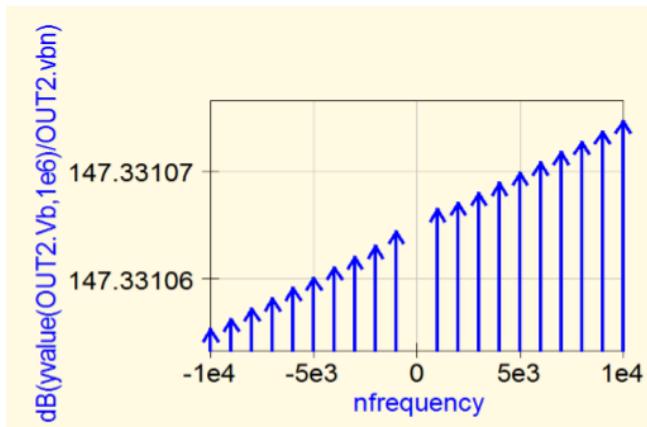
Простое средство:

Уменьшите масштаб вертикальной оси диаграммы (под «Limits») до 0...5 для линейного представления и до 0....10 dB для представления в децибелах.

7.5. Я хочу видеть отношение сигнал/шум для f = 1 MHz на выходе в db

Используйте это уравнение:

dB(yvalue(OUT2.Vb,1e6 / OUT2.vbn))



В главе 7.3 мы задали начальную частоту для симуляции шумов 1 kHz, а конечную частоту 10 kHz, используя 10 шагов.

Не беспокойтесь о «наклоне» амплитуд, и взгляните на масштаб вертикальной оси:

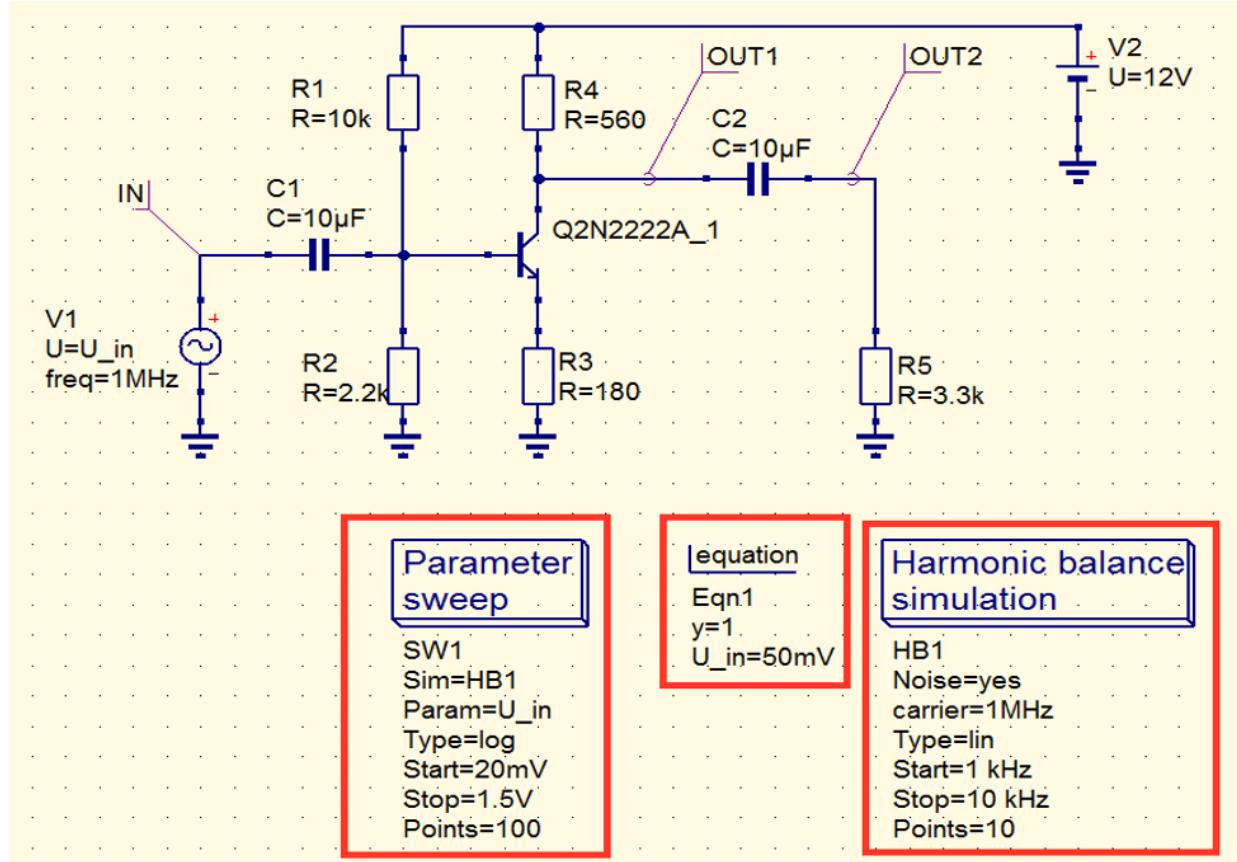
это пятый знак после запятой...

И всегда помните:

Гармонический баланс может поддерживать и вычислять только набор дискретных частот... но никогда непрерывный спектр!

**7.6. Я хочу симулировать с входным напряжением в качестве параметра.
Как должна выглядеть схема для этой задачи?**

Вот так:



7.7. Развёртка параметра для выходного напряжения: я хочу видеть выходное напряжение и передаточную функцию

Вставьте декларацию развёртки параметра и настройте логарифмическую развёртку

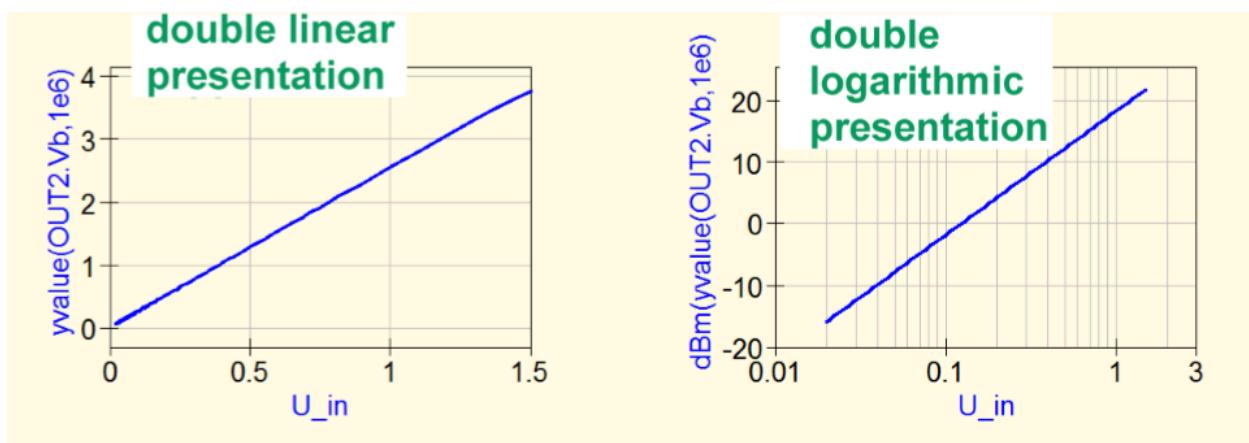
от $U_{in} = 20 \text{ mV}$ до $U_{in} = 1,5 \text{ V}$,

используя 100 точек на частоте $f = 1 \text{ MHz}$.

Решение для выходного напряжения:

`yvalue(OUT2.Vb,1e6)`

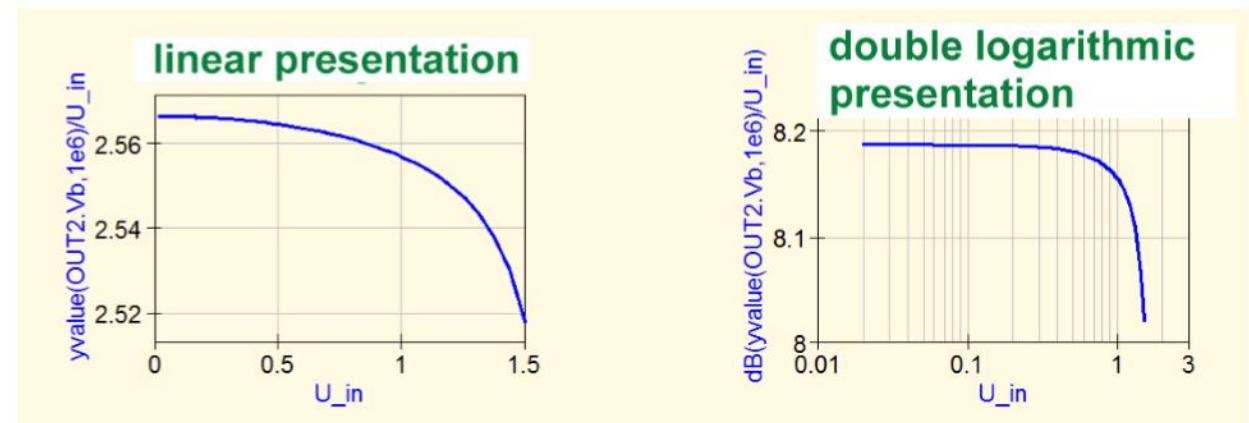
`dBm(yvalue(OUT2.Vb,1e6))`



А это передаточная функция в линейной и двойной логарифмической форме:

`yvalue(OUT2.Vb,1e6)/U_in`

`dB(yvalue(OUT2.Vb,1e6)/U_in)`



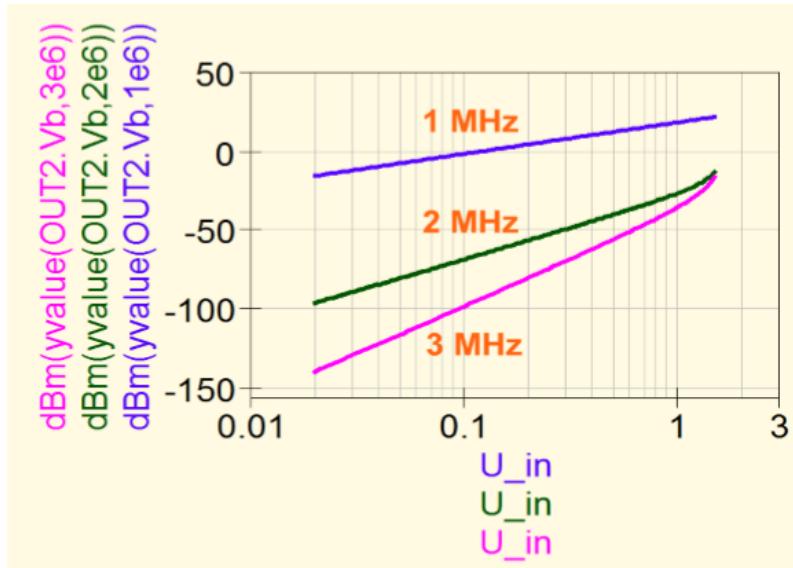
7.8. Развёртка параметра для входного напряжения: я хотел бы увидеть основную частоту и две гармоники в dBm на выходе

Для этой цели мы используем двойное логарифмическое представление и запишем три уравнения в Graph properties

$\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.Vb,1e6)})$

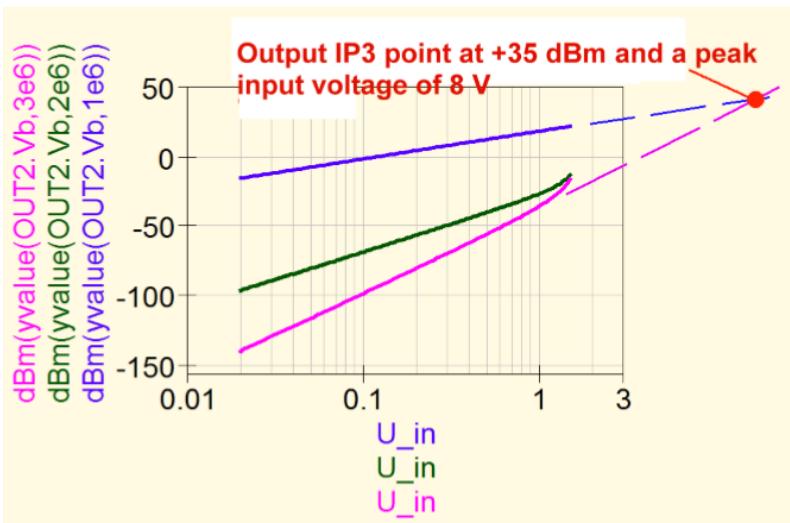
$\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.Vb,2e6)})$

$\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.Vb,3e6)})$



7.9. Развёртка параметра для входного напряжения: как я могу оценить выходную IP3 точку?

Мы используем тот же график, что и выше, и продлим (мысленно) аппроксимирующие прямые линии по кривым для 1 MHz (= основная частота) и для 3 MHz (= продукт третьего порядка). Затем мы оценим точку пересечения:



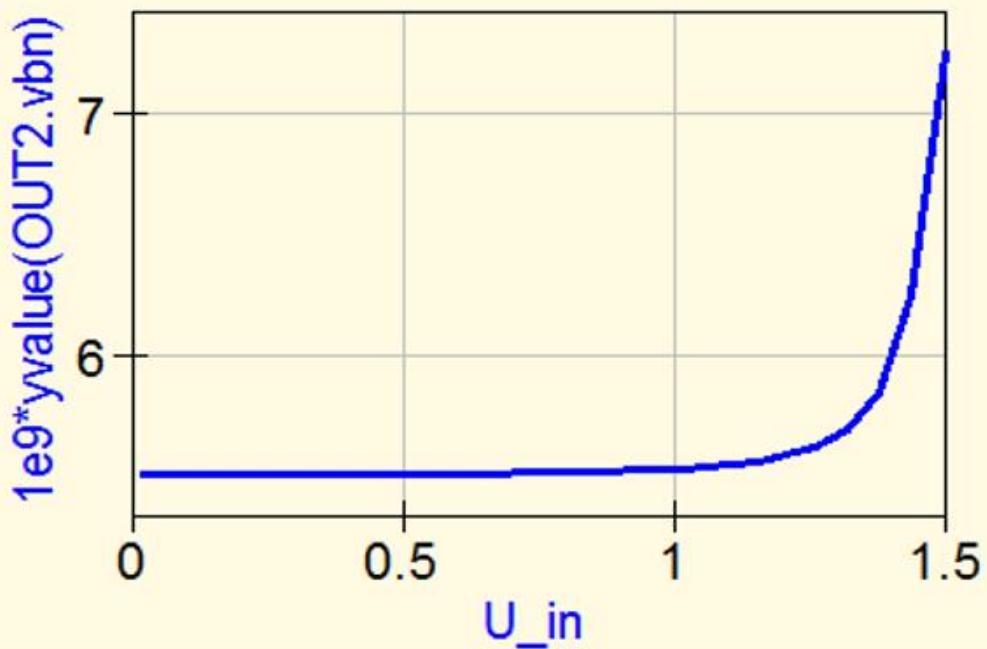
7.10. Развёртка параметра для входного напряжения: как напряжение шумов на выходе меняется с увеличением входного напряжения?

Никогда не забывайте:

Шумовое напряжение всегда задаётся как «напряжение на корень квадратный для 1 Hz», и это напряжение шумов относится к шумовой мощности, которая может быть измерена в полосе 1 Hz. Значение амплитуды очень мало, и поэтому обычно задаётся в «нановольтах». Но 1 Вольт – это 10^9 нановольт, следовательно, graph уравнение может быть записано как:

$1e9*yvalue(OUT2.vbn)$

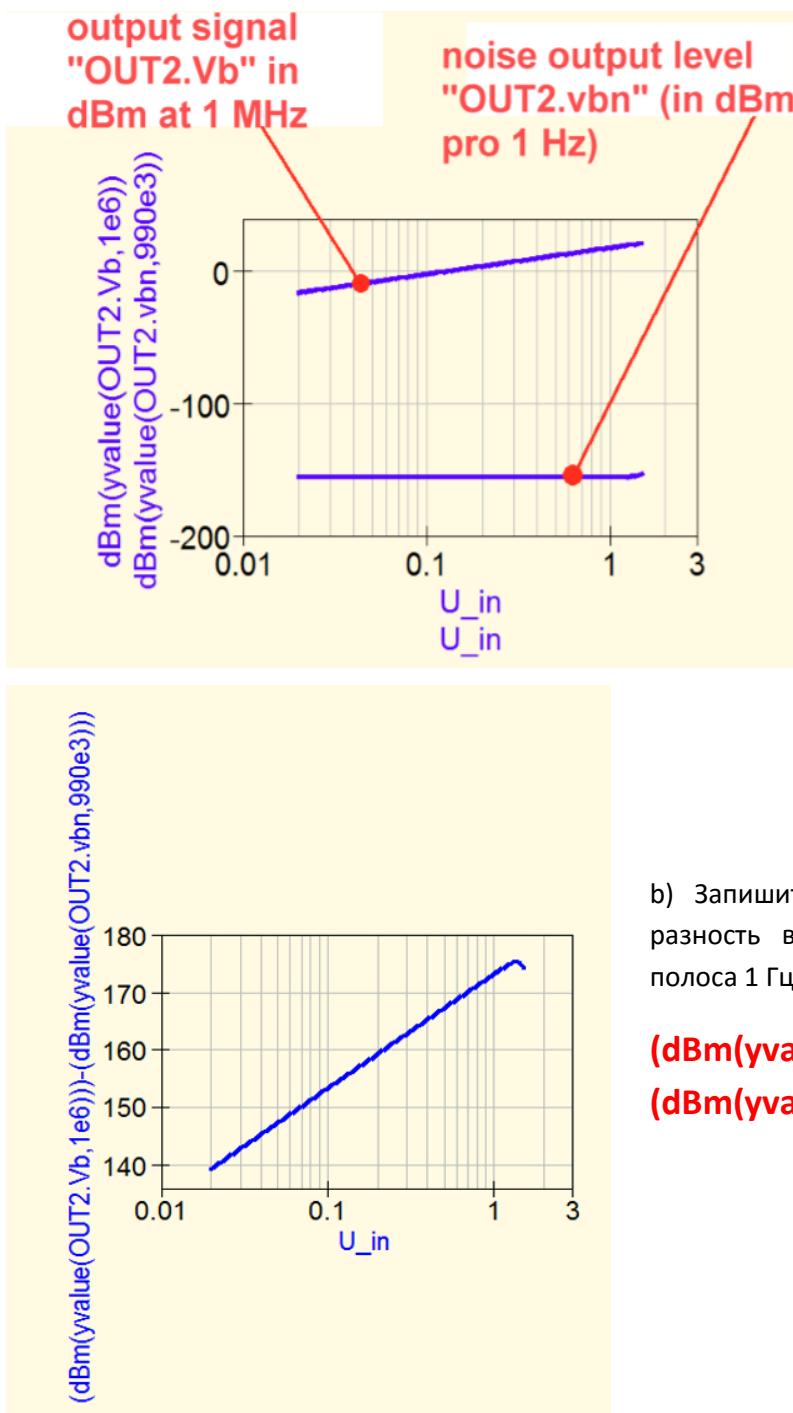
**linear presentation
of the output noise
voltage, given
in NanoVolt / sqrt(1Hz)**



7.11. Развёртка параметра для входного напряжения: как я могу симулировать отношение сигнал/шум в dB на выходе?

У нас две опции

- а) Представление выходного сигнала «OUT2.Vb» в dBm и выходное напряжение шумов в dBm на одной диаграмме. Затем определим разность уровней между кривыми для нужного входного напряжения.



Примечание:

Выходной сигнал имеет частоту $f = 1 \text{ MHz}$.

Сигнал шума рассчитывается для частоты **на 10 kHz ниже** ($f = 990 \text{ kHz}$).

Уравнения:

$$\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.Vb)})$$

и

$$\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.vbn)})$$

- б) Запишите уравнение, которое рассчитает разность в dBm между двумя кривыми (= полоса 1 Гц для мощности шума):

$$(\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.Vb,1e6})) - (\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.vbn,990e3}))))$$

7.12. Развёртка параметра для входного напряжения: как я могу определить отношение сигнал/шум в dB для полосы 1000 Hz?

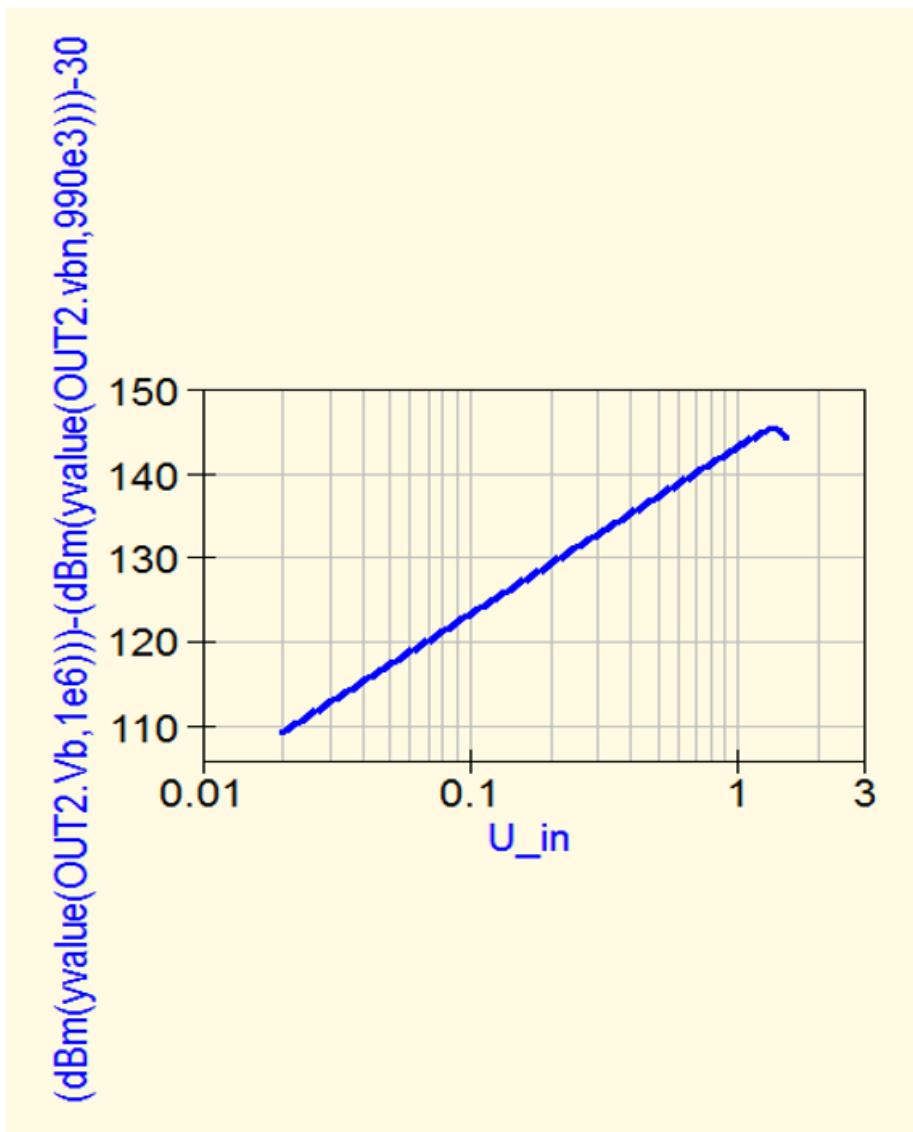
Легко:

Мощность шумов растёт линейно с расширением полосы частот. В «dB» или «dBm» следует вычесть из отношения сигнал/шум такое выражение:

$$10 \cdot \log_{10}(\text{рассматриваемая полоса частот}/1 \text{ Hz})$$

Для полосы частот 1 кГц вы получаете поправочный коэффициент -30 dB для кривой из последнего примера (в главе 7.11). Вот новое уравнение для Graph properties:

$$\begin{aligned} & (\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.Vb,1e6)})) \\ & -(\text{dBm}(\text{yvalue(OUT2.vbn,990e3)})) \\ & -30 \end{aligned}$$



7.13. Развёртка параметра для частоты: подготовка к НВ симуляции

Для симуляции нужно немного времени на подготовку:

- a) Используйте две переменные в меню свойств источника входного напряжения (= «U_in» и «freq_in»).

- b) Используйте «equation» для ввода

$fmin = 1 \text{ kHz}$

$fmax = 400 \text{ MHz}$

$\text{freq_in} = 1 \text{ MHz}$

$\text{U_in} = 50 \text{ mV}$

- c) Запишите свойства для Parameter sweep:

Sim=HB1

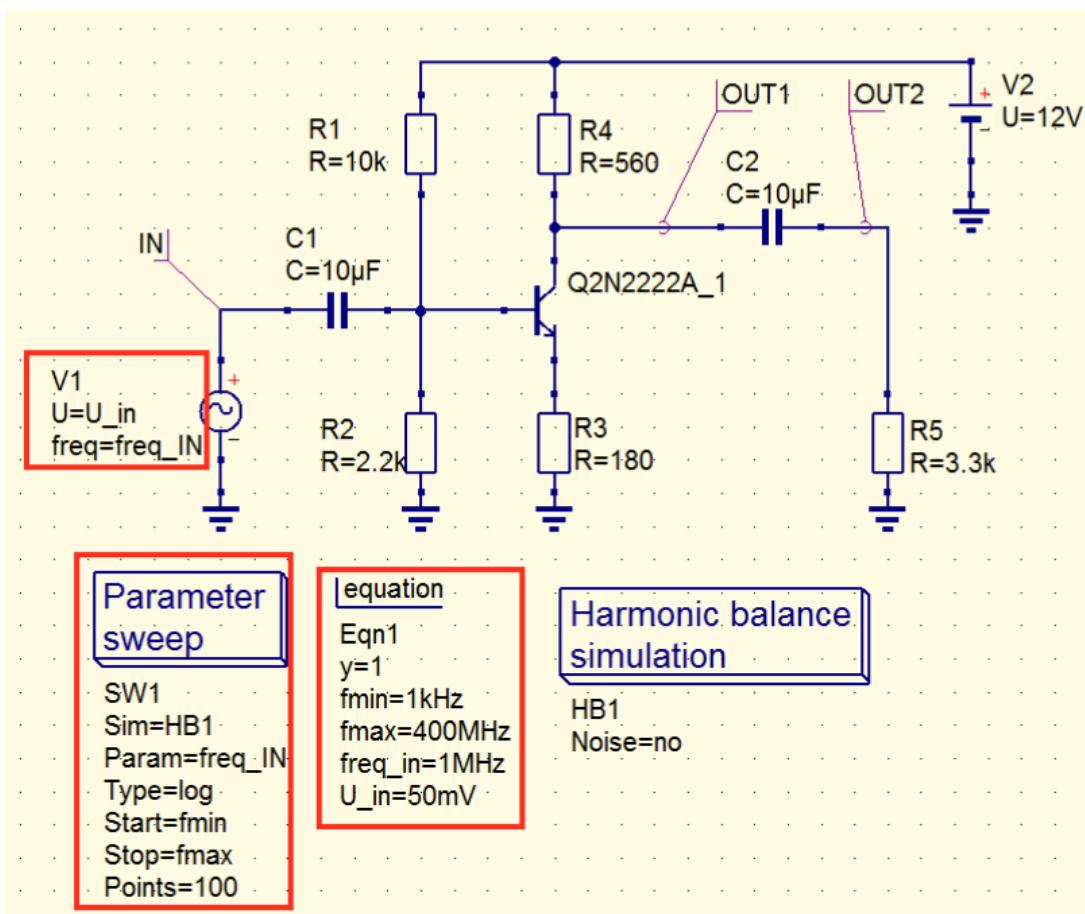
Param=freq_in

Type =log

Start=fmin S

top=fmax

Points=100

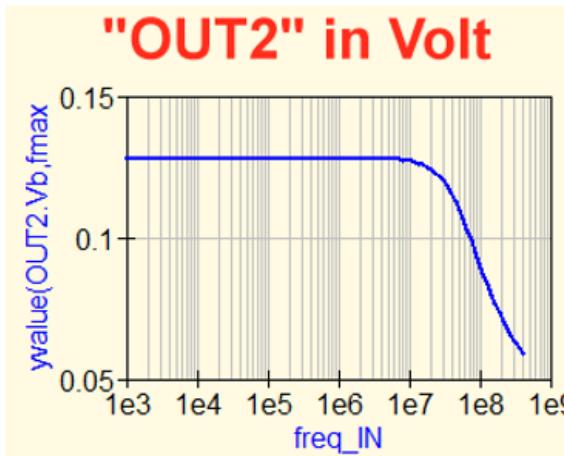


7.14. Развёртка параметра для частоты: кривые выходного напряжения и усиления

Вначале запишем правильные уравнения для результата развертки частоты:

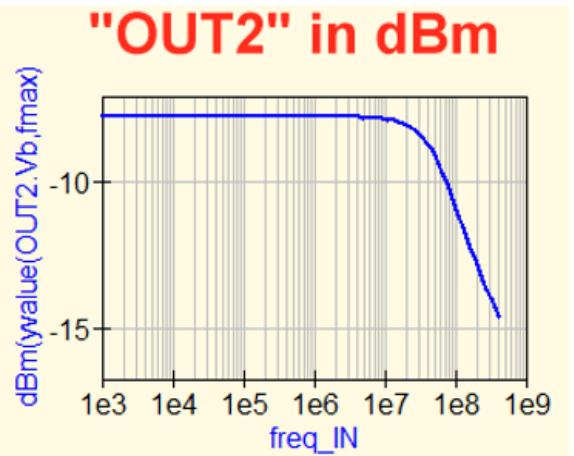
Линейное представление выходного напряжения

$yvalue(OUT2.Vb,fmax)$



Выходное напряжение в dBm

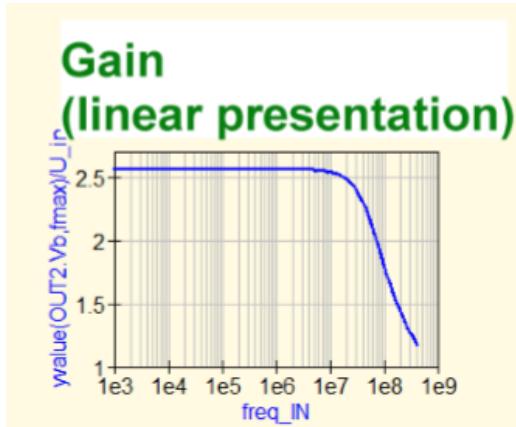
$dBm(yvalue(OUT2.Vb,fmax))$



Теперь выразить усиление в зависимости от частоты не составит труда:

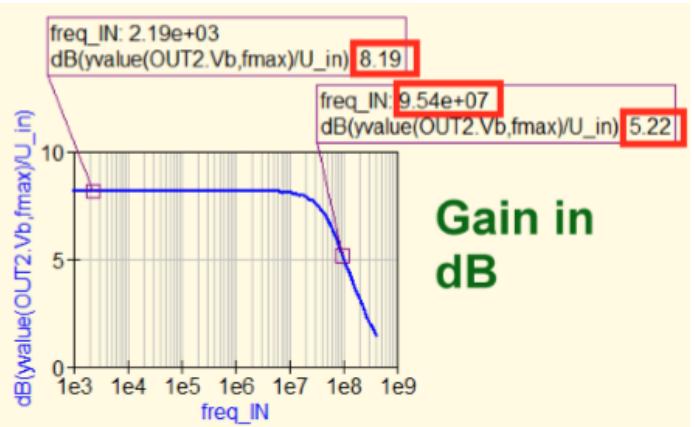
Усиление (линейное представление)

$yvalue(OUT2.Vb,fmax)/U_{in}$



Усиление (в дБ)

$dB(yvalue(OUT2.Vb,fmax)/U_{in})$

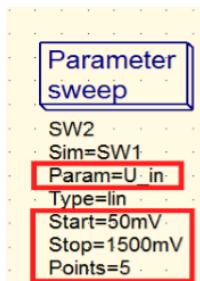


На правой диаграмме вы можете видеть как «**верхняя частота среза по спаду на 3 дБ**» определяется двумя маркерами.

Левый маркер показывает значение усиления 8.2 dB на низкой частоте.

Правый маркер был смещён к 95.4 MHz. Здесь усиление упало до 5.2 dB (= спад на 3 dB).

7.15. Симуляция развёртки параметра для частоты И входного напряжения



Просто добавим Parameter sweep SW2 для входного напряжения «U_in».

Входное напряжение увеличивается с 50 мВ до 1500 мВ (за пять шагов).

Результат действительно впечатляет:

