

Измерение интермодуляционных искажений на современных анализаторах спектра

Указания по применению

Изделия:

- | R&S®FSV
- | R&S®FSW

В данных указаниях по применению описана разница между измерениями интермодуляционных искажений у традиционных анализаторов спектра с аналоговым узкополосным трактом ПЧ сигнала и у современных анализаторов спектра, использующих широкополосные тракты ПЧ сигнала и цифровые разрешающие фильтры.

Содержание

1	Введение	3
2	Интермодуляционные искажения.....	3
2.1	Гармонические сигналы	3
2.2	Интермодуляция как результат взаимодействия гармонических сигналов.....	4
2.3	Характеристики ИМИ	5
3	Сравнение архитектур.....	7
3.1	Классический сканирующий анализатор спектра	7
3.2	Современные широкополосные анализаторы спектра (и сигналов)	8
3.3	Сравнение	10
3.4	Влияние электронных аттенюаторов и ВЧ-предусилителей.....	12
4	Измерение интермодуляционных искажений.....	14
4.1	Измерительная установка	14
4.2	Влияние генератора	14
4.3	Влияние анализатора спектра.....	15
4.3.1	ВЧ-предусилитель и электронный аттенюатор.....	15
4.3.2	Влияние смесителя	15
4.3.3	Влияние нижнего порога шума	16
4.3.4	Влияние АЦП	16
4.3.5	Поиск оптимального уровня смесителя	17
5	Информация для заказа.....	20

1 Введение

Интермодуляционные искажения (ИМИ) оказывают значительное влияние на многие измерения с помощью анализатора спектра. В основном анализаторы спектра используются для измерения ИМИ в испытуемых устройствах (ИУ). Тем не менее, анализатор спектра сам может служить источником ИМИ из-за различных активных нелинейных элементов, находящихся в его сигнальном тракте. Наиболее критичными составляющими интермодуляционных искажений являются составляющие интермодуляционных искажений третьего порядка (ТОI). Они возникают при одновременной подаче двух сигналов на нелинейное устройство. Составляющие ТОI часто лежат внутри используемого частотного диапазона, либо рядом с ним, т.е. могут попасть в соседний канал системы связи. В данных указаниях по применению содержится обзор влияющих на ИМИ элементов. Также здесь приведены рекомендации для оптимальных настроек уровня, которые минимизируют вызванные анализатором спектра ИМИ.

Глава 2 содержит более подробное теоретическое описание интермодуляционных искажений.

В главе 3 произведено сравнение архитектур аналоговых узкополосных анализаторов спектра и современных широкополосных анализаторов спектра и сигналов.

Глава 4 посвящена практическим измерениям ТОI в ИУ. В ней показана типичная измерительная установка и разъяснено влияние генераторов сигналов и анализаторов спектра. В данной главе также даны рекомендации по устранению погрешностей измерений, связанных с интермодуляционными составляющими генераторов сигналов или анализаторов спектра.

Читатели, интересующиеся тем, как получить точные результаты измерений ИМИ, могут сразу перейти к главе 4.

2 Интермодуляционные искажения

Интермодуляционные искажения возникают из-за нелинейных элементов электронных схем. Нелинейные элементы генерируют гармонические сигналы, или, более корректно: нелинейные элементы создают сигналы на частотах, кратных частоте входного сигнала. В главе 2.1 приводится математическое описание гармонических сигналов, созданных нелинейными элементами, а в главе 2.2 описаны интермодуляционные искажения, вызванные гармониками негармонических сигналов.

2.1 Гармонические сигналы

В данном разделе приведены основные уравнения для гармоник в случае однотональных сигналов.

В случае если на нелинейный элемент подается однотональный сигнал, происходит генерация дополнительных сигналов, так называемых гармоник, частота которых n раз кратна исходной частоте, где n – порядок гармоники. Любой нелинейный элемент можно описать рядом Тейлора

$$P(s) = a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + a_3 \cdot s^3 + \dots \quad (1)$$

где $P(s)$ – передаточная функция нелинейного элемента, а s – входной сигнал. Мы не будем подробно останавливаться на множителях a_n , а уделим основное внимание степеням s .

Считая входной сигнал однотональным, основная формула записи сигнала s как функции времени t следующая

$$s(t) = B \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi). \quad (2)$$

Применив теорему сложения для тригонометрических функций, можно доказать, что квадратный член уравнения (1) создаст сигнал с удвоенной частотой (вторая гармоника), кубический член – третью гармонику, и так далее.

Более подробное объяснение данных формул можно найти в указаниях по применению 1EF78 фирмы Rohde & Schwarz или в сети Интернет.

2.2 Интермодуляция как результат взаимодействия гармонических сигналов

Очевидно, что гармоники однотонального сигнала находятся за пределами используемой полосы частот, так как кратны исходной частоте. Однако если добавить еще один тон к входному сигналу с небольшой разницей в частотах, то итоговый выходной сигнал выглядит по-другому. В отличие от однотонального сигнала, описанного выше, сигнал s теперь выглядит следующим образом

$$s(t) = B_1 \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) + B_2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2). \quad (3)$$

Так как основными интермодуляционными составляющими являются составляющие третьего порядка, уравнения приведены только для них. Раскрывая кубический член (ответственный за возникновение интермодуляции третьего порядка и гармоник третьего порядка) ряда Тейлора (уравнение 1) для двухтонального входного сигнала из уравнения 3, получим следующий результат:

$$\begin{aligned} s^3(t) = & B_1^3 \cdot \cos^3(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) + \\ & B_2^3 \cdot \cos^3(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) + \\ & 3 \cdot B_1^2 \cdot B_2 \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) \cdot \cos(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) + \\ & 3 \cdot B_1 \cdot B_2^2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_1 \cdot t + \varphi_1) \cdot \cos^2(2\pi \cdot f_2 \cdot t + \varphi_2) \end{aligned} \quad (4)$$

Первые две строки описывают гармоники третьего порядка для каждого из входных тонов (составляющие \cos^3), в то время как строки 3 и 4 представляют интермодуляционные составляющие третьего порядка (смешанные составляющие). Из описанных выше уравнений частоты ТО1 можно получить с помощью теоремы сложения (для тригонометрических функций) в следующем виде

$$\begin{aligned} f_{\text{ТО1}} &= 2 \cdot f_1 - f_2 \\ f_{\text{ТО2}} &= 2 \cdot f_2 - f_1 \end{aligned} \quad (5)$$

В то время как гармоники третьего порядка ($3 \cdot f_1$ и $3 \cdot f_2$) отдельных тонов можно легко подавить с помощью фильтра нижних частот, интермодуляционные составляющие третьего порядка более критичны для работы устройства. Результирующие частоты часто находятся в рабочей полосе частот и, следовательно, могут влиять на полезный сигнал. Кроме того, если предположить, что $B_1 = B_2$, т.е. оба тона имеют одинаковый уровень, амплитуда интермодуляционных составляющих втрое превышает амплитуду гармонических составляющих (уравнение 4). Множитель 3 в амплитуде превращается в разницу в 9,54 дБ между гармониками третьего порядка отдельных тонов и интермодуляционными составляющими третьего порядка.

2.3 Характеристики ИМИ

Существует несколько способов визуализации интермодуляционных искажений. К счастью, методы измерения одинаковы, и результаты могут быть преобразованы.

Метод измерения, используемый для описания поведения ИМИ испытуемого устройства, называется двухтональный вариант. Два непрерывных колебания (CW) с одинаковой мощностью (P_{InTone}) с заданной разницей частот (Δf) подаются на вход ИУ (рисунок 1). Выходная мощность исходных тонов может измениться на P_{Δ} . Можно измерить абсолютную мощность интермодуляционных составляющих, либо их мощность относительно P_{Tone} , обозначенную P_{Δ} . На практике P_{Δ} часто называют динамическим диапазоном по интермодуляции. Очевидно, что интермодуляционные гармоники третьего порядка имеют ту же разницу частот с верхней и нижней гармониками, что и у исходных сигналов (Δf).

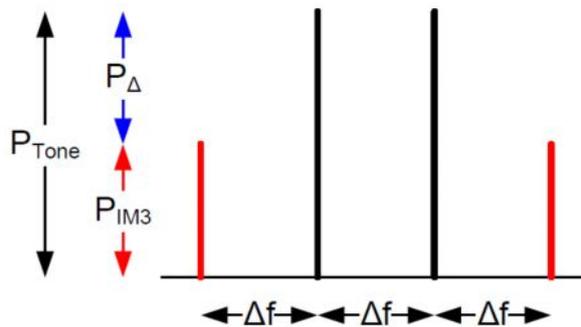


Рисунок 1 – Двухтональный вариант, используемый для исследования ИМИ

Дополнительно можно вычислить так называемую точку пересечения третьего порядка (IP3). Это теоретическая точка, в которой интермодуляционные составляющие на выходе ИУ равны исходным тонам на выходе ИУ. IP3 можно получить в логарифмическом масштабе (т.е. все значения будут приведены в дБмВт или дБ) следующим образом

$$IP3 = P_{\text{Tone}} + P_{\Delta} / 2. \quad (6)$$

На рисунке 2 показано графическое решение уравнения 6. На нем отображены теоретические линии основных гармоник и гармоник третьего порядка на выходе ИУ без усиления (0 дБ).

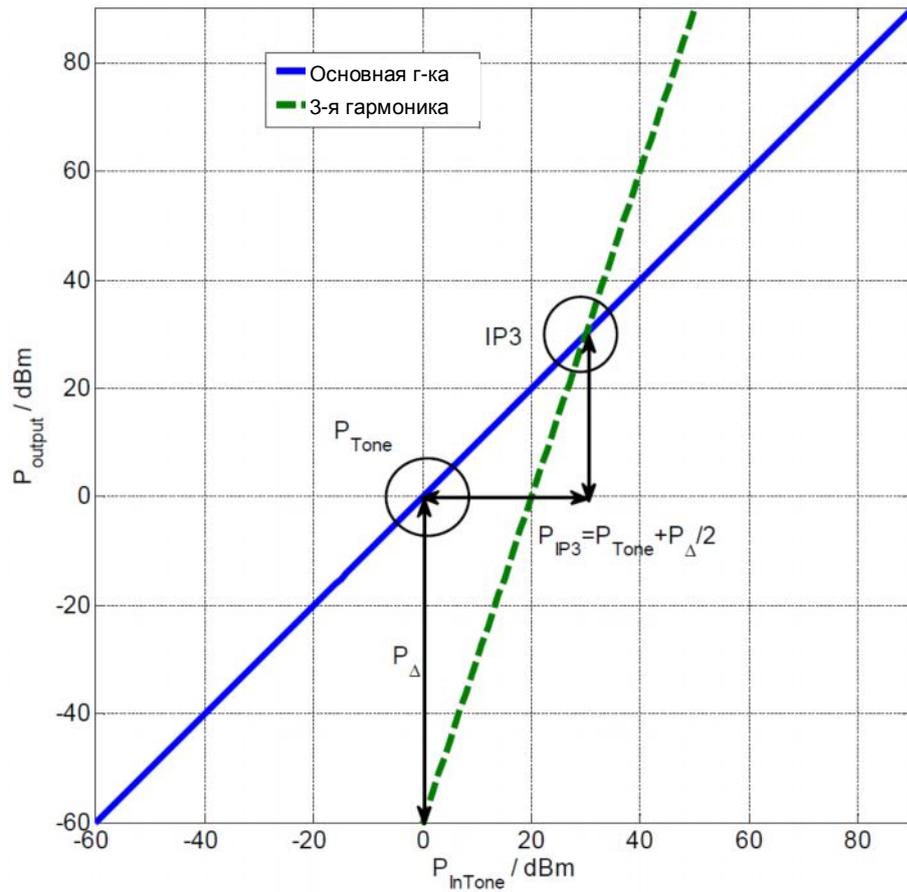


Рисунок 2 – Графическое решение уравнения 6, мощность интермодуляционных составляющих P_{Δ} относительно сигнальной P_{Tone} , в зависимости от точки пересечения третьего порядка $IP3$

3 Сравнение архитектур

В главе 2 интермодуляция рассматривается как результат взаимодействия сигналов на нелинейных элементах. Очевидно, что когда частотный диапазон ограничивается, например, полосовыми фильтрами, на интермодуляцию влияют только те спектральные составляющие, которые находятся в полосе пропускания фильтра. Именно в этом состоит основное различие между аналоговыми сканирующими анализаторами спектра и современными широкополосными анализаторами спектра и сигналов.

3.1 Классический сканирующий анализатор спектра

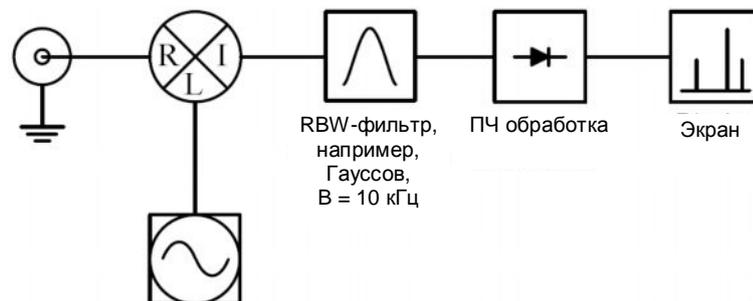


Рисунок 3 – Упрощенная блок-схема аналогового сканирующего анализатора спектра. В принципе, схема подходит и для таких анализаторов спектра с узкополосными цифровыми выходными каскадами, как, например, R&S FSP и R&S FSU.

Блок-схема на рисунке 3 показывает ключевые элементы, которые приводят к интермодуляционным искажениям анализатора спектра. Первый компонент на показанной выше блок-схеме это входной смеситель. Так как мы в данном разделе считаем, что перед входным смесителем нет аттенюатора или усилителя, то пока входной уровень совпадает с уровнем смесителя. Влияние аттенюаторов и усилителей, установленных перед смесителем, рассмотрено в разделе 3.4. С увеличением уровней смесителя (в зависимости от типа смесителя, для анализатора R&S FSU начиная приблизительно с -30 дБмВт), интермодуляционные составляющие смесителя начинают доминировать в общих интермодуляционных искажениях анализатора спектра. Начиная с данного уровня смесителя, анализатор спектра соответствует характеристике TOI смесителя, используемой при разработке. Технические данные TOI анализатора спектра даются для входного уровня, при котором доминирует смеситель (например -10 дБмВт для анализатора R&S FSU).

Из упрощенной блок-схемы (рисунок 3) видно, что элементы ПЧ обработки не могут одновременно "увидеть" несколько входных тонов, так как полоса пропускания используемого разрешающего фильтра (RBW-фильтра), как правило, меньше, чем разница частот тонов. Таким образом, RBW-фильтр не позволяет цепи ПЧ-обработки влиять на собственную интермодуляцию анализатора. На рисунке 4 показано, как нижний шумовой порог и характеристика TOI анализатора спектра поднимают предел теоретически достижимого динамического диапазона в зависимости от входного уровня. Приблизительно до -35 дБмВт динамический диапазон увеличивается на 10 дБ при каждом увеличении входного уровня на 10 дБ, просто потому, что нижний шумовой порог не меняется. При уровне на входе смесителя выше примерно -30 дБмВт начинает доминировать предел TOI смесителя, снижая динамический диапазон на 20 дБ при каждом увеличении уровня сигнала на 10 дБ. Так как характеристики фазового шума намного ниже других ограничивающих факторов, он практически не оказывает влияния на данный прибор (пример: R&S FSU).

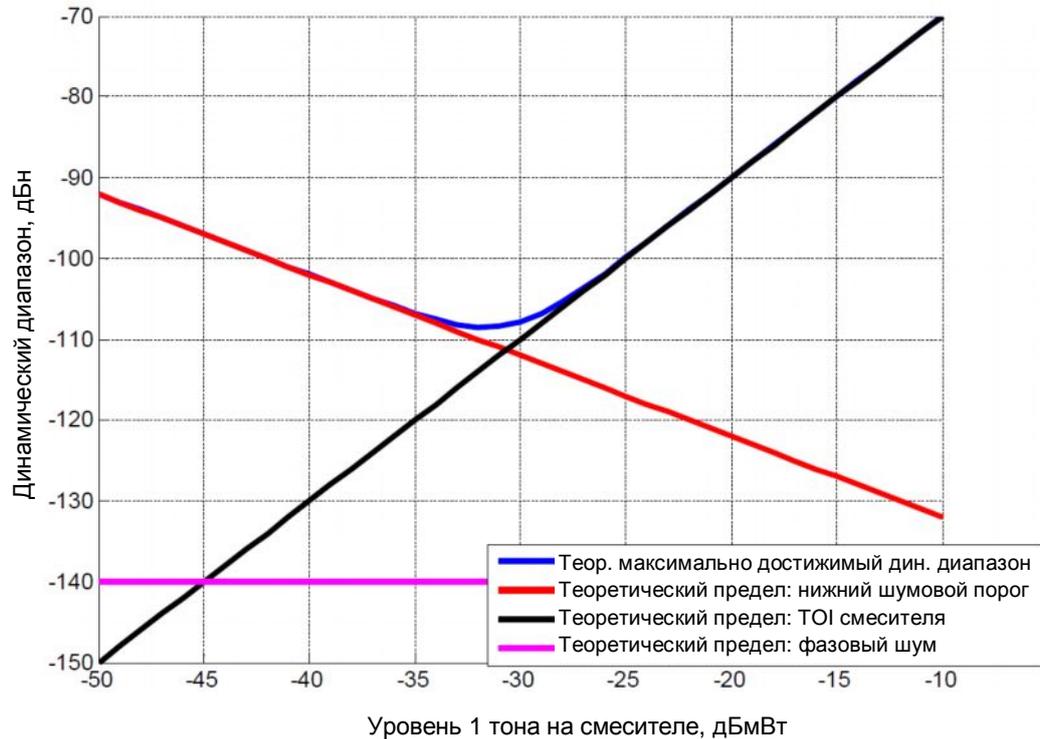


Рисунок 4 – Теоретические пределы для динамического диапазона по интермодуляции анализатора спектра. Используются типичные характеристики анализатора R&S FSU с фильтром RBW с полосой пропускания 10 Гц

3.2 Современные широкополосные анализаторы спектра (и сигналов)

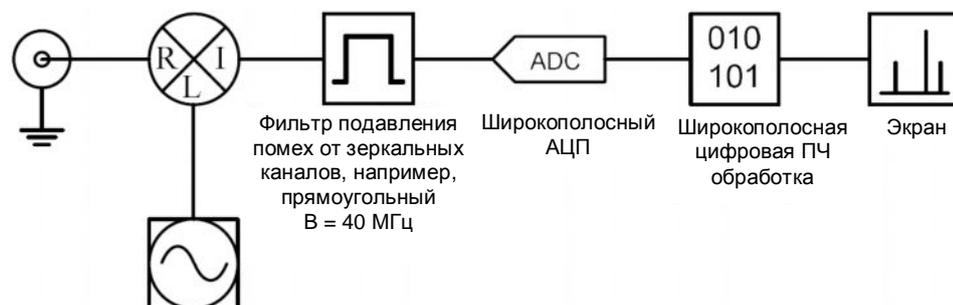


Рисунок 5 – Упрощенная блок-схема анализатора спектра с широкополосным цифровым выходным каскадом (например, R&S FSW).

Основное различие между блок-схемами на рисунке 3 и 5 в используемом ПЧ-фильтре. Узкополосные анализаторы спектра используют RBW-фильтры, реализованные в виде аналоговых фильтров или в виде комбинации аналоговых и последующих цифровых фильтров. Для узкополосных фильтров, таким образом, полоса сигнала перед АЦП составляет не более нескольких кГц.

Современные анализаторы спектра и сигналов используют только цифровые разрешающие RBW-фильтры. Широкополосный подход дает таким анализаторам не только значительное преимущество в скорости, но и возможность демодуляции широкополосных сигналов. Широкополосные ПЧ анализаторы все же содержат аналоговые фильтры в ПЧ цепи, в основном предназначенные для подавления помех от зеркальных каналов. Как правило, широкополосные анализаторы спектра и сигналов содержат от двух до трех таких аналоговых фильтров с различными полосами пропускания, например 5 МГц, 17 МГц и 80 МГц у R&S FSW, и 5 МГц и 40 МГц у R&S FSV.

Примечание – Все блок-схемы в данных указаниях по применению показывают широкополосный цифровой анализатор спектра с аналоговым ПЧ-фильтром идеальной прямоугольной формы. На самом деле форма АЧХ данных фильтров, разумеется, не прямоугольная, данный выбор был сделан, чтобы продемонстрировать отличие от гауссовой формы RBW-фильтров. Основное влияние на собственную интермодуляцию оказывает не форма фильтра, а его полоса пропускания.

Пока разница частот между тонами сигнала больше, чем полоса пропускания используемого аналогового фильтра, отличий в поведении по сравнению с классическим аналоговым анализатором спектра нет. Но с самым узким аналоговым фильтром с полосой пропускания в 5 МГц, ПЧ цепь анализатора одновременно принимает оба тона тестируемого варианта, если разница в частотах между тонами меньше 5 МГц. На рисунке 6 показана разница между узкополосным и современным широкополосным анализатором спектра в отношении полосы пропускания их ПЧ-фильтров.



Рисунок 6 – Двухтональный вариант, показанный с АЧХ аналоговых ПЧ-фильтров. Слева: узкополосный RBW-фильтр, справа: широкополосный фильтр для подавления помех от зеркальных каналов.

Как следствие, нелинейные элементы в ПЧ цепи за аналоговым фильтром одновременно будут "видеть" оба тона и поэтому могут оказать значительное влияние на собственные интермодуляционные искажения анализатора спектра. Особенно сильно на интермодуляцию на низких уровнях мощности влияют аналогово-цифровые преобразователи (АЦП). На теоретически достижимый динамический диапазон по интермодуляции в данном случае будут, разумеется, влиять технические характеристики АЦП. На рисунке 7 показано влияние АЦП на максимально достижимый динамический диапазон в широком диапазоне входных уровней. Примерно при -20 дБмВт, интермодуляционные составляющие смесителя начинают доминировать над влиянием АЦП, при этом уровень входного сигнала должен быть меньше -50 дБмВт, чтобы стало заметно влияние нижнего шумового порога. Подробную информацию о том, как АЦП влияют на поведение интермодуляции, можно найти в подразделе 4.3.4.

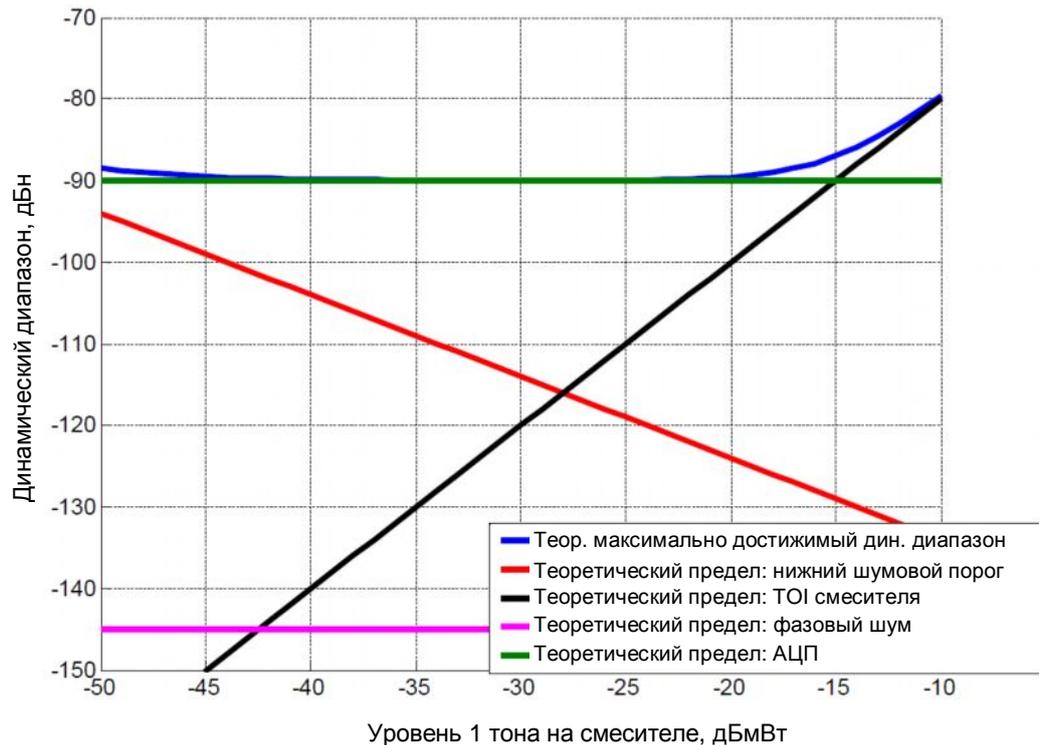


Рисунок 7 – Теоретические пределы для динамического диапазона по интермодуляции широкополосного анализатора спектра при тестовом сигнале с небольшой разницей частот между тонами. Используются типичные характеристики анализатора R&S FSW с фильтром RBW с полосой пропускания 10 Гц

3.3 Сравнение

На рисунках 8 и 9 приведено сравнение динамического диапазона без интермодуляции для узкополосного и широкополосного анализатора спектра. Не смотря на то, что в данных измерениях использовались анализаторы R&S FSU и R&S FSW, полученные результаты характерны для любых анализаторов спектра, работающих с трактами для узко- или широкополосных сигналов.

На рисунках ниже видны следующие особенности:

- Для разницы частот между тонами больше, чем полоса пропускания аналогового ПЧ-фильтра (рисунок 8), R&S FSW работает лучше, чем R&S FSU для всего диапазона уровней. Базовые ограничения, приводящие к типичной V-образной форме, одинаковы для обоих приборов. Динамический диапазон без интермодуляции у R&S FSW составляет приблизительно 110 дБ, примерно от -30 до -24 дБмВт уровня смесителя.

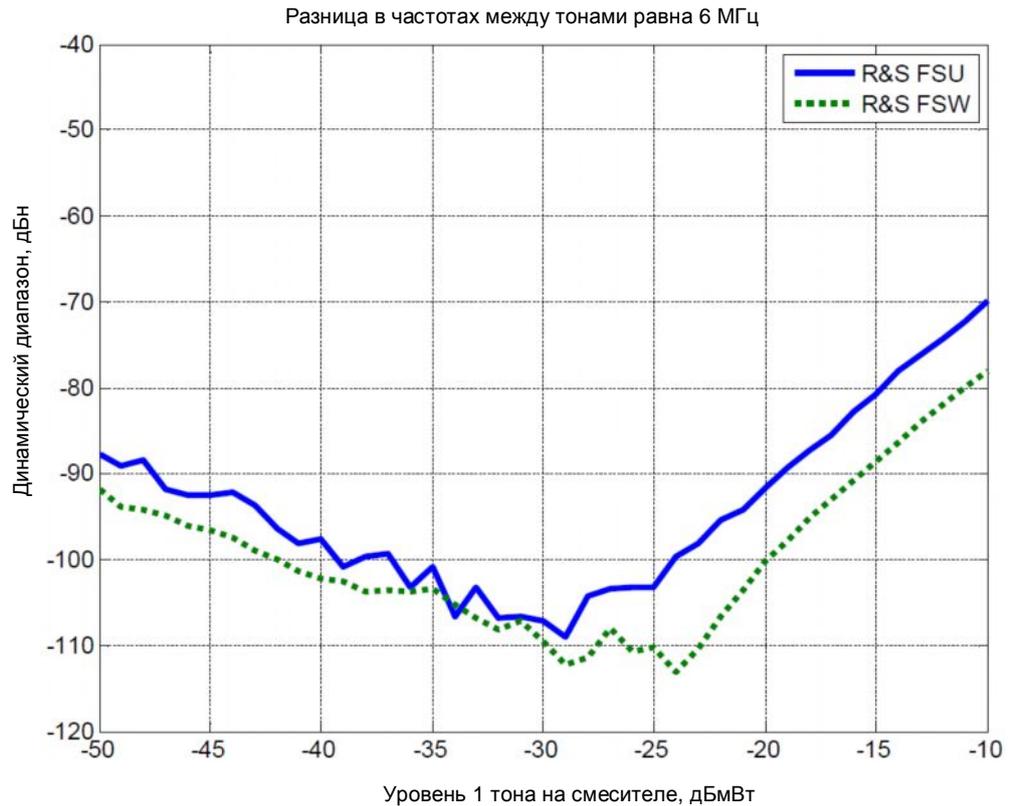


Рисунок 8 – Сравнение динамических диапазонов без интермодуляции для широкополосного анализатора спектра R&S FSW и узкополосного анализатора спектра R&S FSU, разница в частотах между тонами составляет 6 МГц, т.е. больше чем полоса самого узкополосного фильтра анализатора R&S FSW, $f=1600$ МГц, полоса разрешения RBW 10 Гц, нет противошумовой коррекции

- Для разницы между частотами меньше, чем полоса пропускания аналогового ПЧ-фильтра (рисунок 9), динамический диапазон меняется от 85 до 100 дБ. Точная форма кривой зависит от характеристик используемого АЦП и потому может быть разной для приборов различных фирм и семейств. После -20 дБмВт начинает доминировать влияние входного смесителя, так что поведение собственных ИМИ снова сопоставимо с классическими анализаторами спектра.

В целом, измеренная кривая имеет традиционную V-образную форму для широкополосных анализаторов спектра до тех пор, пока разница частот в сигнале больше, чем полоса частот используемого аналогового ПЧ-фильтра (рисунок 8). Как только разница частот становится меньше, кривая начинает отклоняться от теоретической V-образной формы (рисунок 9) и напоминает кривую, предсказанную на рисунке 7.

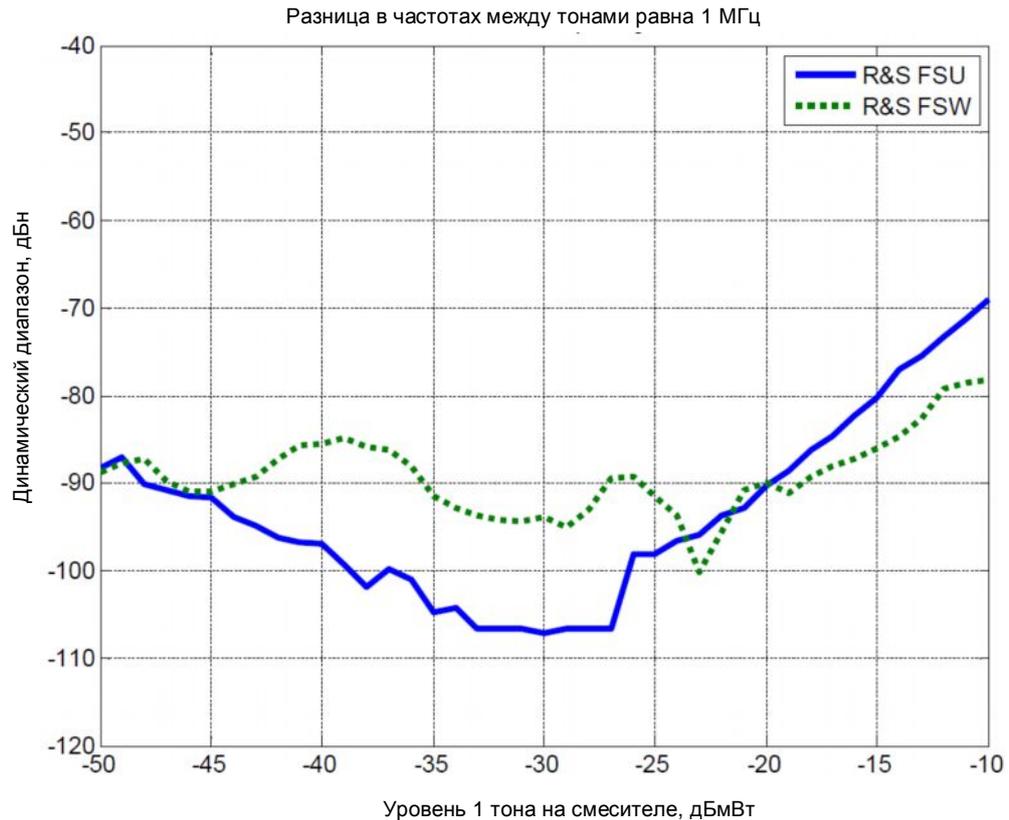


Рисунок 9 – Сравнение динамических диапазонов без интермодуляции в зависимости от уровня смесителя для широкополосного анализатора спектра R&S FSU и узкополосного анализатора спектра R&S FSW, разница в частотах между тонами составляет 1 МГц, т.е. меньше, чем полоса частот самого узкополосного аналогового фильтра анализатора R&S FSW, $f=1600$ МГц, полоса разрешения RBW 10 Гц, нет противошумовой коррекции

3.4 Влияние электронных аттенюаторов и ВЧ-предусилителей

Анализатор спектра содержит один или более компонентов, которые позволяют управлять уровнем смесителя, независимо от уровня, поступающего на ВЧ-вход. Все анализаторы оснащаются входным ступенчатым аттенюатором. Он позволяет ослабить уровень сигнала с ВЧ-входа. Диапазон аттенюаторов обычно составляет от 0 до 75 дБ. Так как они представляют собой пассивные линейные элементы, механические аттенюаторы не влияют на собственную интермодуляцию анализатора. Проблемой механических аттенюаторов является их срок службы, связанный с износом и трением, который зависит от количества циклов переключения. Для приложений, требующих большого количества циклов переключения входного аттенюатора, анализаторы спектра дополнительно снабжаются электронным аттенюатором. Так как в таких аттенюаторах отсутствуют подвижные механические части, количество циклов переключения для них не играет роли. При использовании электронных аттенюаторов необходимо учитывать их характеристики TOI, чтобы исключить влияние еще одного источника собственных ИМИ. Электронные аттенюаторы необходимо шунтировать, если характеристики их ИМИ близки или превосходят ожидаемые ИМИ испытываемого прибора. Дополнительные электронные аттенюаторы анализаторов R&S FSU и R&S FSW имеют характеристики, близкие или превосходящие характеристики базового блока (опция R&S FSW-B25: 40 дБмВт для $f > 500$ МГц).

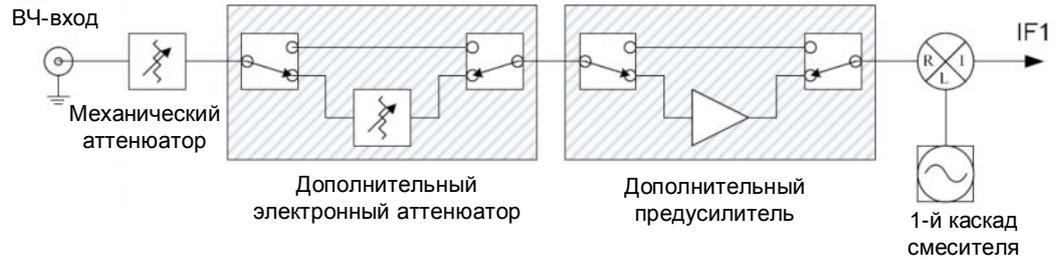


Рисунок 10 – Дополнительные элементы, позволяющие управлять уровнем сигнала на входе первого каскада смесителя. Многие анализаторы спектра также имеют дополнительные предусилители, позволяющие достичь большей чувствительности.

Многие анализаторы спектра также снабжены дополнительными предусилителями для повышения чувствительности. Так как характеристика усилителя часто не совсем линейная, усилитель всегда является источником интермодуляционных составляющих. Усилитель не только сам по себе является источником интермодуляционных составляющих, но также увеличивает уровень сигнала на входе смесителя, что во многих случаях может увеличить интермодуляцию, вызванную смесителем.

Поэтому чаще всего рекомендуется не включать имеющиеся предусилители во время измерения ИМИ. Предусилители имеет смысл включать только в случае очень низкого уровня входных сигналов. Дополнительные предусилители анализатора R&S FSW (опция R&S FSW-B24) имеют точку пересечения третьего порядка, равную -10 дБмВт ($f < 1$ ГГц) для входных двухтональных сигналов с уровнем -50 дБмВт.

4 Измерение интермодуляционных искажений

В данной главе освещены основные моменты, связанные с измерением ИМИ. Глава начинается с генерации двухтонального сигнала и продолжается влиянием различных каскадов анализатора спектра. В данной главе также содержатся рекомендации по оптимизации настроек измерений для минимизации интермодуляции с целью получения хороших результатов измерений ИМИ испытуемого устройства. Учитывается влияние генератора сигналов, а также анализатора спектра.

4.1 Измерительная установка

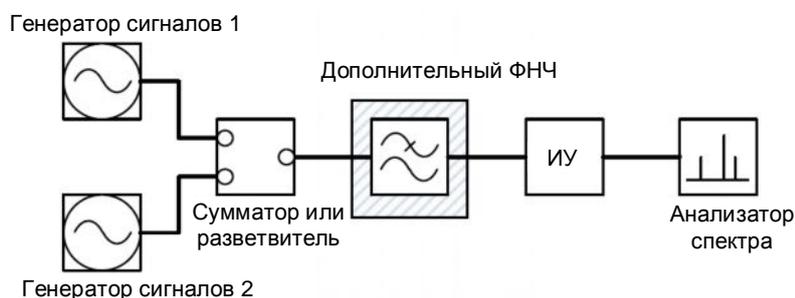


Рисунок 11 – Типичная измерительная установка для двухтонального измерения интермодуляции

Обычно для измерений интермодуляции используется установка, показанная на рисунке 11. Два генератора сигналов, по одному на каждый тон, создают тестовый сигнал. Два сигнала объединяются с помощью сумматора мощности или разветвителя перед подачей на вход ИУ. Выход ИУ подключен к анализатору спектра.

Так как в данной схеме присутствуют некоторые другие нелинейные элементы помимо ИУ, необходимо оптимизировать измерительную установку таким образом, чтобы результаты измерений относились к ИУ, а не к анализатору спектра или генераторам сигналов.

4.2 Влияние генератора

Даже если каждый из генераторов сигналов формирует только один тоновый сигнал, необходимо принять меры предосторожности, чтобы избежать их влияния на результаты измерений. Современные генераторы сигналов оснащены функцией автоматической регулировки уровня (АРУ). Это вид обратной связи, которая управляет выходной мощностью генератора. Так как функция обнаружения мощности АРУ не является частотно-избирательной, она также «увидит» сигналы второго генератора сигналов. Так как результирующая мощность двух некогерентных непрерывных сигналов зависит от разности их фаз, показания мощности АРУ будут колебаться до тех пор, пока генераторы сигналов не будут синхронизированы по фазе.

Существует два способа устранить влияния флуктуации уровня во время измерений, вызванного влиянием АРУ:

1. Изолировать генераторы сигналов друг от друга: использовать устройства объединения, входные порты которых надежно изолированы. Разветвители с изоляцией в 20 или более дБ лучше подходят для данной цели, чем сумматоры мощности (резистивной конструкции) с изоляцией всего в 6 дБ.

2. Отключить функцию АРУ: большинство генераторов сигналов позволяют отключить функцию АРУ. В результате выходной уровень может не совсем соответствовать тому, что показывает генератор, зато это позволяет избежать изменений выходного уровня из-за разности фаз между двумя тонами. Так как анализатор спектра измеряет мощность тона, ее точное значение не обязательно знать заранее.

Генераторы также могут порождать гармоники. Вторая гармоника (от генератора) одного тона будет смешиваться с основной гармоникой другого тона на той же частоте, что и ТОI обеих основных гармоник. Для снижения влияния созданных генератором гармоник необходимо следовать следующим рекомендациям:

3. Использовать фильтр нижних частот: в зависимости от уровня подавления гармоник генераторами сигналов может потребоваться использовать внешние фильтры для подавления гармоник, чтобы минимизировать влияние генераторов на измерения интермодуляции. Для измерений с большим динамическим диапазоном (> 90 дБ), обычно рекомендуется использовать фильтры нижних частот, чтобы минимизировать влияние гармоник, созданных генераторами сигналов (рисунок 11).

Хотя векторный генератор сигналов позволяет создавать сигналы с двумя или более несущими, не рекомендуется использовать один источник сигнала для обоих тонов. Внутренняя интермодуляция в генераторе и ограниченный динамический диапазон так называемых генераторов сигналов произвольной формы ограничивает максимально достижимый динамический диапазон.

4.3 Влияние анализатора спектра

Данный раздел посвящен влиянию анализатора спектра на измерения. В отличие от главы 3 в данном разделе не приводятся сведения о конструкции, а показано влияние каждого элемента на измерения и объяснено, как его можно избежать.

4.3.1 ВЧ-предусилитель и электронный аттенюатор

Поскольку и ВЧ-предусилитель, и электронный аттенюатор не являются идеально линейными устройствами, при использовании они оказывают влияние на результаты измерения ИМИ. Поэтому рекомендуется отключать предусилители. Если это невозможно, например, потому что выходная мощность ИУ очень мала и требуется ВЧ-предусилитель для снижения уровня шума, необходимо тщательно учитывать технические характеристики остаточных ИМИ данных компонентов (R&S FSW-B24: -10 дБмВт для двух тонов с уровнем -50 дБмВт, $f < 1$ ГГц). Влияние электронных аттенюаторов, тем не менее, не настолько существенно, так как их характеристики ТОI часто превосходят характеристики базового блока анализатора спектра (R&S FSW-B25: 40 дБмВт для двух тонов с уровнем -15 дБмВт, 500 МГц $< f < 13,6$ ГГц).

4.3.2 Влияние смесителя

Входной смеситель, как правило, является первым нелинейным элементом в сигнальном тракте анализатора спектра (рисунки 3 и 5), если считать, что доступные ВЧ-предусилители отключены, а дополнительные электронные аттенюаторы шунтированы.

Как показано на рисунках 4 и 7, интермодуляционные искажения первого смесителя доминируют при высоких уровнях смесителя. Для борьбы с интермодуляционными искажениями, созданными смесителем, нужно снижать уровень сигнала на входе смесителя, желательно, без создания дополнительной интермодуляции. Так как анализаторы спектра имеют механические аттенюаторы (рисунок 10), которые содержат только пассивные компоненты и потому не влияют на ИМИ, усиление механической аттенюации улучшит интермодуляционные характеристики смесителя. Так как интермодуляционные составляющие третьего порядка, создаваемые смесителем, уменьшаются на 30 дБ с каждым уменьшением уровня сигнала на 10 дБ, дополнительные 10 дБ механической аттенюации расширят динамический диапазон примерно на 20 дБ. Это справедливо, если измеренные интермодуляционные составляющие создаются только смесителем.

4.3.3 Влияние нижнего порога шума

Нижний порог шума может быть ограничивающим фактором во время измерения интермодуляции, так как он может ограничивать динамический диапазон при низких уровнях сигнала, учитывая, что интермодуляционные составляющие намного меньше, чем отображаемый шумовой порог. На рисунках 4 и 7 красной линией показано ограничение динамического диапазона нижним порогом шума. Для любых измерений с помощью анализатора спектра шумовой порог можно уменьшить следующими тремя способами:

1. Снизить полосу разрешения (RBW): измерения непрерывных сигналов не зависят от конкретного минимума полосы разрешения. Поэтому полосу RBW можно просто уменьшить для снижения нижнего порога шума.
2. Использовать шумоподавление: современные анализаторы спектра имеют так называемую функцию шумоподавления. Название данной функции может отличаться у различных фирм-производителей анализаторов спектра, но способ работы всегда заключается в вычитании известной собственной мощности шума анализатора спектра из измеренной мощности. Шумоподавление может улучшить отношение сигнал/шум на 10 дБ. Хотя данный метод может работать с любыми детекторами уровня, лучше всего он работает с детектором среднеквадратического значения (RMS-детектором). При использовании RMS-детектора отношение полосы обзора к полосе разрешения (SPAN/RBW) должно быть больше определенной величины (например, 1/3 от числа точек развертки или меньше), чтобы избежать усреднения тона с соседним шумом.
3. Использовать внутренний предусилитель: если есть возможность, можно использовать внутренний предусилитель. Так как предусилитель это нелинейный элемент, расположенный перед входным смесителем, он создает дополнительные интермодуляционные сигналы (раздел 3.4). Поэтому данный способ нужно применять с осторожностью, хотя он может оказаться полезным для очень низких уровней мощности.

4.3.4 Влияние АЦП

АЦП – это нелинейные элементы, законы интермодуляционных искажений которых отличаются от остальных ВЧ-компонентов. Их интермодуляционные искажения нельзя описать с помощью TOI, но они входят в динамический диапазон без паразитных составляющих (диапазон SFDR). Диапазон SFDR охватывает не только интермодуляционные составляющие, но и все мешающие сигналы. Так как характеристика SFDR приводится в масштабе "дБ ниже полной шкалы" (дБПШ), необходимо правильно отмасштабировать сигнал перед подачей его на АЦП. В анализаторе спектра для оптимизации уровня сигнала перед АЦП используется так называемое ПЧ-усиление, часто привязанное к опорному уровню.

Интермодуляционные составляющие АЦП остаются относительно постоянными, независимо от уровня входного сигнала. Это в свою очередь означает, что диапазон SFDR, в основном, зависит от уровня входного сигнала, так что увеличение уровня входного сигнала АЦП приведет к такому же увеличению диапазона SFDR.

Рекомендации:

1. Лучший способ исключить влияние АЦП на ИМИ это избежать одновременного присутствия на входе АЦП сразу обоих тонов с помощью правильного выбора разницы частот тонов (например, более 5 МГц для анализаторов R&S FSW и R&S FSV).
2. Если разница частот тонов фиксированная и ее нельзя изменить, непрерывные тоны нужно выбирать близкими к максимальному уровню АЦП. Анализатор R&S FSW по умолчанию настроен на автоматическое масштабирование сигнала для АЦП, используя максимально возможное количество уровней АЦП и избегая перегрузки АЦП.

4.3.5 Поиск оптимального уровня смесителя

В заключении в данном разделе разобран один из самых важных моментов: каким образом нужно настроить анализатор спектра, чтобы получить наилучший динамический диапазон без интермодуляции.

Для анализатора спектра с аналоговым RBW-фильтром, который имеет классическую V-образную форму графика зависимости динамического диапазона без интермодуляции от входного уровня, как показано на рисунке 4, существует простой способ определения оптимального уровня смесителя по измерениям собственных ИМИ. Это точка пересечения линии нижнего порога шума и линии TOI смесителя, так называемая "зона наилучшего восприятия". Ее основной особенностью является то, что "зона" – это единственный минимум на кривой собственной интермодуляции и поэтому ее легко найти.

Для анализаторов спектра и сигналов с широкополосными сигнальными трактами, теоретическая зона наилучшего восприятия может служить в качестве исходной точки для измерительной установки, но при определенных условиях необходимо учитывать поведение АЦП, так как оно может оказывать существенное влияние на собственные интермодуляционные искажения. Его влияние можно минимизировать, выполняя следующие рекомендации:

1. Увеличить разницу частот между тонами: если разница частот между тонами тестового сигнала больше, чем полоса пропускания аналогового ПЧ-фильтра перед АЦП, поведение широкополосного анализатора будет таким же, как и анализатора спектра с аналоговыми RBW-фильтрами (рисунок 8).
2. Использовать самую узкую полосу пропускания ПЧ-фильтра: Анализатор R&S FSW, например, содержит "динамическую" функцию аналогового предварительного фильтра ПЧ перед АЦП для оптимизации развертки (рисунок 12). Данная функция выбирает аналоговый ПЧ-фильтр с самой узкой полосой пропускания для текущих настроек развертки. Для анализатора R&S FSW им является 5 МГц-фильтр для разрешающих RBW-фильтров с полосой пропускания до 300 кГц.

3. Выбрать оптимальный уровень смесителя: если разница частот между тонами невелика и ее нельзя изменить из-за текущих условий, нужно настроить уровень сигнала входного смесителя таким образом, чтобы попасть на минимум кривой ИМИ анализатора спектра. Как показано на рисунках 9 и 13 динамический диапазон может иметь локальный минимум. Динамический диапазон порядка 90 дБ можно получить на анализаторе спектра R&S FSW на уровнях от -50 до -20 дБмВт, с оптимальным значением около 100 дБ и наихудшим около 85 дБ. Чтобы достичь оптимального уровня смесителя, необходимо поварьировать ВЧ-ослабление хотя бы на ± 5 дБ. Оптимальный уровень смесителя будет достигнут после того, как перестанут уменьшаться интермодуляционные составляющие. Как уже говорилось, современные анализаторы спектра и сигналов, такие как R&S FSW автоматически изменяют уровень АЦП, если они находятся в режиме "Auto" или "Dynamic" (рисунок 12).

На рисунке 13 показаны измерения интермодуляции анализатора R&S FSW с разницей частот тонов больше, чем полоса пропускания аналогового ПЧ-фильтра (зеленая линия) по сравнению с разницей частот тонов меньше, чем полоса пропускания аналогового ПЧ-фильтра (синяя линия). Очевидно, что для большой разницы частот тонов легко получить динамический диапазон без интермодуляции больший, чем 100 дБн, следуя вышеописанным рекомендациям.

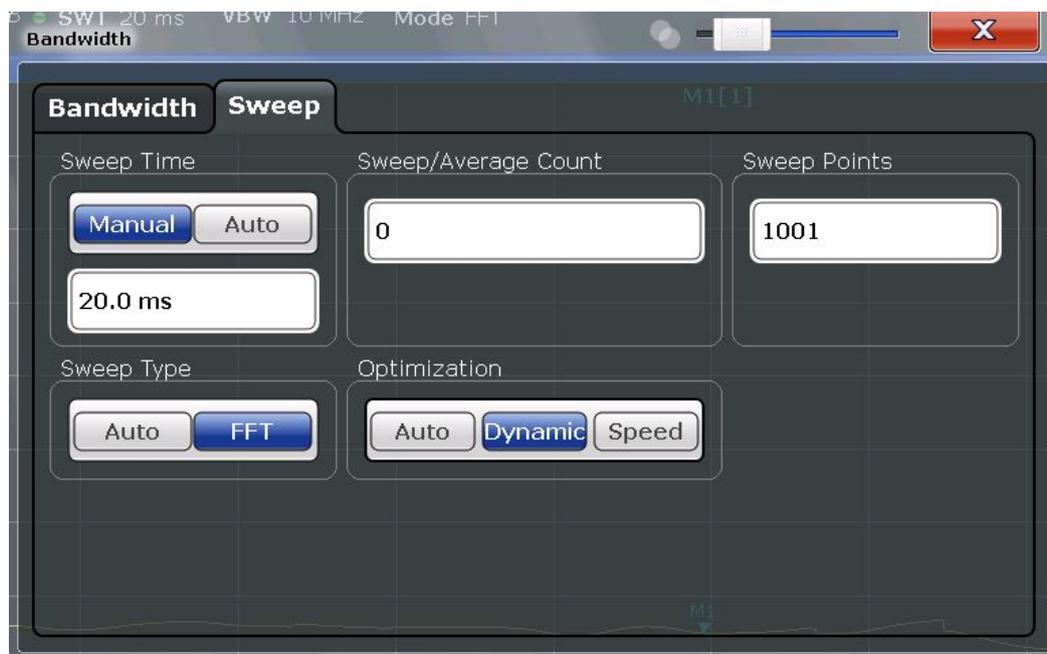


Рисунок 12 – Оптимизация развертки для максимального динамического диапазона анализатора R&S FSW (диалоговое окно Sweep Config). С данными настройками выбирается самый узкополосный аналоговый фильтр

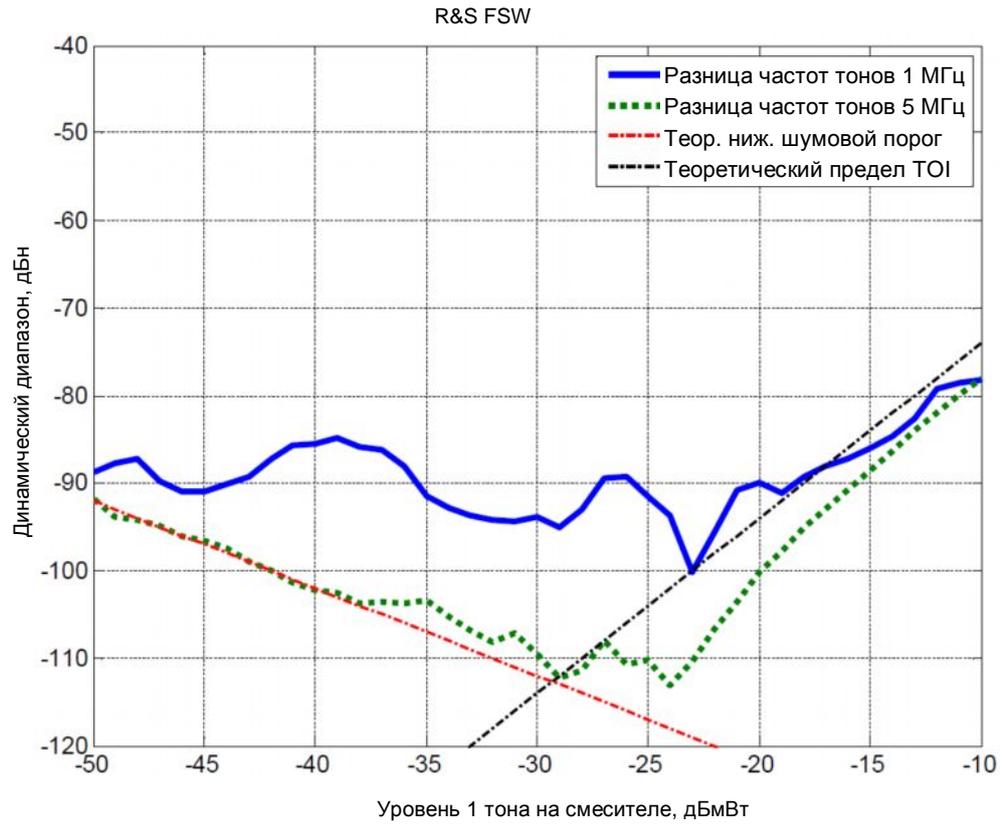


Рисунок 13 – Результаты измерения собственных ИМИ анализатора R&S FSW, изображенные с теоретическими пределами, $f=1600$ МГц, полоса разрешения RBW 10 Гц, нет противозумовой коррекции

5 Информация для заказа

R&S FSW8	Анализатор спектра и сигналов от 2 Гц до 8 ГГц	1312.8000.08
R&S FSW13	Анализатор спектра и сигналов от 2 Гц до 13,6 ГГц	1312.8000.13
R&S FSW26	Анализатор спектра и сигналов от 2 Гц до 26,5 ГГц	1312.8000.26
R&S FSV3	Анализатор сигналов от 10 Гц до 3,6 ГГц	1307.9002.03
R&S FSV7	Анализатор сигналов от 10 Гц до 7 ГГц	1307.9002.07
R&S FSV13	Анализатор сигналов от 10 Гц до 13,6 ГГц	1307.9002.13
R&S FSV30	Анализатор сигналов от 10 Гц до 30 ГГц	1307.9002.30
R&S FSV40	Анализатор сигналов от 10 Гц до 40 ГГц	1307.9002.40

О компании Rohde & Schwarz

Rohde & Schwarz представляет собой независимую группу компаний, специализирующуюся на производстве электронного оборудования. Rohde & Schwarz является ведущим поставщиком контрольно-измерительных систем и приборов, оборудования для теле- и радиовещания, систем радиомониторинга и радиопеленгации, а также систем профессиональной радиосвязи специального назначения. Rohde & Schwarz успешно работает уже 75 лет, представительства и сервисные центры компании находятся в более чем 70 странах. Головной офис компании расположен в Мюнхене, Германия.

Обязательства по охране окружающей среды

- Энергосберегающие изделия
- Постоянное улучшение экологической устойчивости
- Сертифицированная система экологического менеджмента ISO 14001



Контакты в регионах

США & Канада

США: 1-888-TEST-RSA (1-888-837-8772) извне

США: +1 410 910 7800

CustomerSupport@rohde-schwarz.com

Восточная Азия

+65 65 13 04 88

CustomerSupport@rohde-schwarz.com

Другие регионы

+49 89 4129 137 74

CustomerSupport@rohde-schwarz.com

Данный документ и поставляемые программы могут применяться только при соблюдении условий, изложенных в области загрузки на веб-сайте Rohde & Schwarz.

R&S® является зарегистрированным товарным знаком компании Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG. Товарные знаки и торговые марки принадлежат соответствующим владельцам.

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG

Mühl Dorfstraße 15 | D - 81671 München

Тел. + 49 89 4129 - 0 | Факс + 49 89 4129 - 13777

www.rohde-schwarz.com