

Основы спектрального анализа

Кристоф Раушер, Фолкер Йанссен, Роланд Минихолд

(Перевод с англ. проф. Смольского С.М. под редакцией проф. Гребенко Ю.А.)

Глава 5 Рабочие характеристики анализаторов спектра



ROHDE & SCHWARZ

СОДЕРЖАНИЕ

5. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРА	92
5.1. Собственные шумы	92
Максимальная чувствительность	97
5.2. Нелинейности	98
Одночастотный входной сигнал	99
Двухчастотный входной сигнал	101
Примеры	106
Решение.	106
Решение.	106
Фиксированный аттенюатор или усилитель до первого смесителя	107
Пример:	108
Идентификация интермодуляционных продуктов	108
5.3. Фазовый шум (спектральная чистота).	110
Широкая полоса синхронизации ФАПЧ	112
Средние полосы синхронизации ФАПЧ	112
Узкие полосы синхронизации ФАПЧ	112
Пример	113
Решение.	113
5.4. Точка 1 дБ компрессии и максимальный входной уровень	116
Постоянное (DC) напряжение.	118
Мощность РЧ непрерывного сигнала	119
Спектральная плотность импульсных сигналов	119
Максимальная импульсная энергия импульса и максимальное импульсное напряжение	119
5.5. Динамический диапазон	122
Диапазон индикации уровней.	122
Максимальный динамический диапазон	122
Максимальный диапазон работы без интермодуляции для максимального подавления гармоник.	123
Влияние фазового шума на динамический диапазон	129
5.6. Устойчивость к помехам	131
Зеркальная частота	133
Сквозное прохождение ПЧ или прием на промежуточной частоте	134

Сквозное прохождение ПЧ или прием на промежуточной частоте	134
Ложный отклик	134
Неустраняемые ложные отклики	134
Ложные отклики	135
Пример	135
5.7. Паразитное прохождение сигнала гетеродина	136
5.8. Характеристики фильтра	137
5.9. Точность частоты	138
5.10. Точность измерения уровня	139
5.10.1. Компоненты ошибок	139
Ошибка абсолютного уровня	139
Частотная характеристика	141
Ошибка линейности или нелинейность дисплея	142
Ошибка аттенюатора	143
Ошибка усиления по ПЧ или ошибка установки опорного уровня	143
Ошибка переключения полосы	143
Влияние ошибок полосы	143
Ошибка из-за рассогласования	144
Улучшение входного согласования	145
5.10.2. Расчет общей погрешности измерений.	146
Измерение абсолютного уровня	146
Измерение относительного уровня	147
Пример	151
Структура электронной таблицы FSP_ERR.XLS	153
5.10.3. Ошибка из-за низкого отношения сигнал/шум	153
Детектор среднеквадратического значения	154
Пример	154
Детектор выборки	155
5.11. Время развертки и скорость обновления	157

5. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРА

5.1. Собственные шумы

В качестве собственного шума обычно понимается тепловой шум, который характеризует как радиоприемники, так и анализаторы спектра. Из-за собственного шума отношение сигнал/шум на входе устройства уменьшается. Поэтому собственный шум – это мера чувствительности анализатора спектра. Он позволяет делать заключения о требуемом минимальном уровне входного сигнала, который анализатор может обнаружить.

Собственный шум радиоприемника может учитываться различными способами, причем обычно он выражается через коэффициент шума или шум-фактор.

Безразмерный коэффициент шума F четырехполюсного элемента есть частное от деления отношения сигнал/шум на входе четырехполюсника и отношения сигнал/шум на выходе этого четырехполюсника. Имеет место следующее соотношение:

$$F = \frac{S_1 / N_1}{S_2 / N_2}, \quad (5.1)$$

где S_1 / N_1 – отношение сигнал/шум на входе цепи; S_2 / N_2 – отношение сигнал/шум на выходе цепи.

Шум-фактор (коэффициент шума в децибелах) определяется формулой:

$$NF = \log F. \quad (5.2)$$

Общий коэффициент шума $F_{\text{общ}}$ каскадно-включенных цепей, показанных на рис. 5.1, определяется так:

$$F_{\text{общ}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}, \quad (5.3)$$

где F_i – коэффициент шума индивидуального каскада; G_i – коэффициент передачи индивидуального каскада.

Для пассивных цепей с потерями, таких как кабели или регулируемые аттенюаторы, справедливо следующее соотношение:

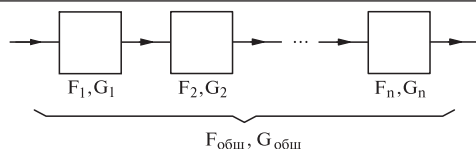


Рис. 5.1. Каскадное соединение шумящих цепей

$$F = 10^{\frac{a}{10}} \text{ и } NF = a, \quad (5.4)$$

где F и NF – коэффициент шума и шум-фактор цепи; a – вносимое цепью ослабление, дБ.

Уравнение (5.3) показывает, что коэффициент шума первого каскада полностью учитывается в общем коэффициенте шума каскадной цепи. Атенюатор расположен на входе анализатора спектра и представляет собой пассивный каскад, коэффициент шума которого может быть рассчитан с помощью выражений (5.4).

Поэтому общий коэффициент шума анализатора зависит от установки аттенюатора. Возрастание ослабления на 10 дБ, к примеру, приводит в результате к повышению на 10 дБ общего шум-фактора. Поэтому максимальная чувствительность достигается при установке аттенюатора на 0 дБ (см. рис. 5.2).

Чувствительность анализаторов спектра обычно характеризуется средним уровнем индицируемого шума (СУИШ) – параметром, который может быть непосредственно определен по изображению на дисплее анализатора спектра.

Вырабатываемый радиоприемником шум является тепловым шумом, что означает, что он не содержит никаких дискретных компонент. Вероятность того, что величина напряжения шума попадает в определенный диапазон значений, может быть определена из гауссовского распределения, так что часто используется обозначение «гауссовский шум».

Индицируемый шум соответствует шумовому напряжению, вырабатываемому детектором огибающей. Соответствующая шумовая мощность может быть рассчитана интегрированием шумовой плотности в шумовой полосе радиоприемника, представляющей собой шумовую полосу всех каскадов, стоящих перед детектором. В случае анализаторов спектра эта полоса определяется шумовой полосой ПЧ фильтра. Соответственно, индицируемый шум зависит от установки полосы разрешения.

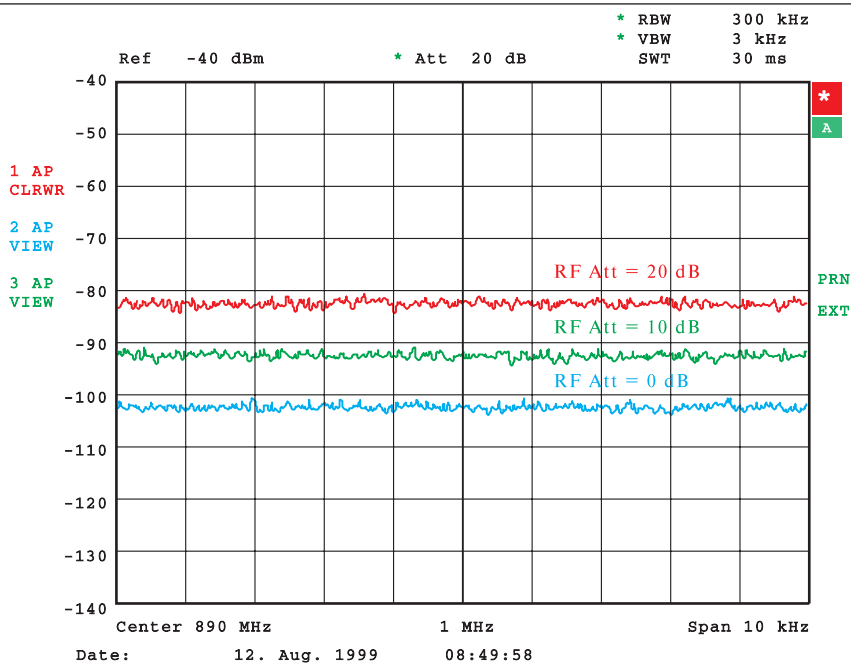


Рис. 5.2. Индицируемый средний уровень шума анализатора спектра как функция радиочастотного ослабления

Поскольку спектральная плотность мощности теплового шума постоянна в пределах шумовой полосы, то индицируемый средний уровень шума может быть рассчитан в случае, если шум-фактор анализатора и шумовая полоса ПЧ фильтра известны, следующим образом:

$$L_{\text{исш}} = 10 \log \left(\frac{kTB_{\text{ш.ПЧ}}}{10^{-3} W} \right) + NF_{AC} - 2,5 \text{ дБ}, \quad (5.5)$$

где $L_{\text{исш}}$ – уровень индицируемого среднего шума, дБм; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц – постоянная Больцмана; T – окружающая температура, градусы Кельвина; $B_{\text{ш.ПЧ}}$ – шумовая полоса ПЧ фильтра; NF_{AC} – шум-фактор анализатора спектра, дБ; $-2,5$ дБ – ошибка в определении шума детектором выборки и при усреднении логарифмических значений уровня.

Для температуры окружающей среды 290 К индицируемый средний уровень шума определяется формулой:

$$L_{\text{исш}} = -174 \text{ дБм (1 Гц)} + \left(10 \log \frac{B_{\text{ш.ПЧ}}}{\text{Гц}} \right) \text{дБ} + NF_{\text{АС}} - 2,5 \text{ дБ}, \quad (5.6)$$

Значение -174 дБм (1 Гц) соответствует мощности теплового шума, действующего на омическом сопротивлении в полосе 1 Гц при средней температуре 290 К . Это – уровень собственного шума или абсолютный минимальный уровень шума при данной температуре.

Детектор выборки, обычно используемый для шумовых измерений с помощью анализаторов спектра (разд. 4.4 «Детекторы»), определяет арифметическое среднее значение шума. В случае Гауссовских шумов это на $1,05 \text{ дБ}$ ниже среднеквадратического значения (эффективной шумовой мощности). Из-за усреднения результатов по логарифмической шкале путем усреднения по нескольким откликам, индицируемый шум уменьшается еще на $1,45 \text{ дБ}$. При вычислении индицируемого среднего уровня шума в соответствии с уравнением (5.6), все это учитывается вычитанием $2,5 \text{ дБ}$. Эта коррекция допустима только для Гауссовских шумов, которые принимаются в качестве модели теплового шума.

Из уравнения (5.5) может быть выведено следующее соотношение для оценки вариации уровня индицируемого шума при изменении установки полосы ПЧ с $B_{\text{ПЧ1}}$ на $B_{\text{ПЧ2}}$:

$$\Delta L_{\text{исш}} = 10 \log \frac{B_{\text{ш.ПЧ2}}}{B_{\text{ш.ПЧ1}}}, \quad (5.7)$$

где $B_{\text{ш.ПЧ1}}, B_{\text{ш.ПЧ2}}$ – шумовые полосы ПЧ фильтра до и после перестройки, Гц; $\Delta L_{\text{исш}}$ – вариация индицируемого шума как функция вариации ПЧ полосы, дБ.

Если оба фильтра ПЧ имеют одинаковые соотношения между полосой по уровню 3 дБ и шумовой полосой, то разницу в индицируемом шуме можно вычислить из полосы по уровню 3 дБ . Имеет место следующее соотношение:

$$\Delta L_{\text{исш}} = 10 \log \frac{B_{\text{ПЧ2}}}{B_{\text{ПЧ1}}}, \quad (5.8)$$

где $B_{\text{ПЧ1}}, B_{\text{ПЧ2}}$ – полосы по уровню 3 дБ фильтра ПЧ до и после перестройки, Гц.

Рисунок 5.3 иллюстрирует влияние различных значений полосы ПЧ на индицируемый шум. Из-за различных практических реализаций

фильтров ПЧ в анализаторе спектра, шум-фактор анализатора может также зависеть от выбранного значения полосы разрешения. Поэтому действительная вариация индицируемого среднего уровня шума может отличаться от значения, определяемого из уравнения (4.8).

Предел чувствительности анализатора может быть также определен из индицируемого среднего уровня шумов. Он понимается как минимальный уровень входного гармонического сигнала, обеспечивающий превышение уровня шума на 3 дБ на индикаторе анализатора, и называемый минимальным детектируемым сигналом. Поскольку на анализаторе спектра показывается сумма входного сигнала и шума ($S + N$), то это условие выполняется при уровне входного сигнала, который соответствует эффективному уровню шумов собственного теплового шума ($S = N$). В этом случае отношение сигнал/шум определяется по формуле:

$$\frac{S + N}{N} = 2 \text{ и } 10 \log \left(\frac{S + N}{N} \right) = 3 \text{ дБ}, \quad (5.9)$$

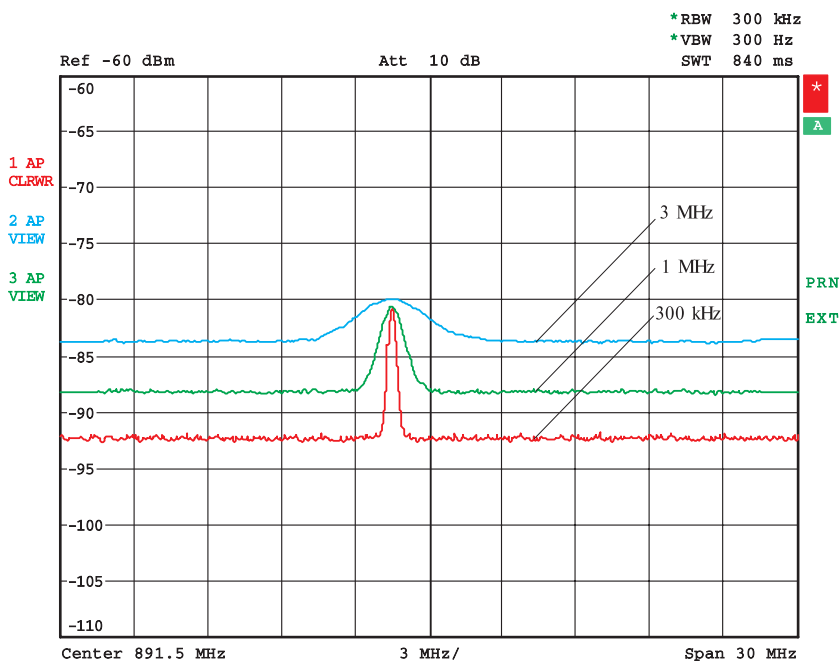


Рис. 5.3. Индицируемый средний уровень шума при различных полосах разрешения

где N соответствует индицируемому уровню шумов при использовании среднеквадратического детектора.

Displayed average noise level	
(0 dB RF attenuation, RBW 10 Hz, VBW 1 Hz, 20 averages, trace average, span 0 Hz, termination 50 Ω)	
Frequency	
9 kHz	<-95 dBm
100 kHz	<-100 dBm
1 MHz	<-120 dBm, typ. -125 dBm
10 MHz to 7 GHz	<-138 dBm, typ. -143 dBm

Рис. 5.4. Типовые значения уровня индицируемого шума анализатора спектра (фрагмент полной спецификационной таблицы)

Перечень характеристических данных (спецификационная таблица) для индицируемого среднего уровня шумов должен всегда включать полосу разрешения и установку аттенюатора. Типовые установки: РЧ аттенюатора – 0 дБ, полоса разрешения – самая узкая.

Для стабильной индикации шумов требуется соответствующее усреднение, которое может быть достигнуто при узкой полосе видеосигнала (из вышеуказанного фрагмента спецификационной таблицы – 1 Гц) и при усреднении по нескольким откликам (усреднение по откликам). В нашем примере усредняются 20 откликов.

Максимальная чувствительность

Максимальная чувствительность анализатора спектра реализуется при установке аттенюатора на 0 дБ. Очень важно, чтобы при этом первый смеситель анализатора не был перегружен сигналом высокого уровня, действующим даже вне частотного диапазона измерений.

Чтобы еще более снизить индицируемый уровень шума, необходимо уменьшить полосу разрешения. Необходимо найти компромисс между низким индицируемым шумом и высокой скоростью измерений. Для индикации входных сигналов с очень низким отношением сигнал/шум полезно уменьшить полосу видеосигнала, а также полосу разрешения или увеличить время развертки при использовании среднеквадратического детектора. Отклик при этом сглаживается, поэтому входной сигнал индицируется яснее. Таким образом, стабилизируются измеряемые уровни, что необходимо как условие получения точного воспроизводимого результата.

Если чувствительности анализатора спектра не хватает, то это может быть исправлено с помощью внешнего предварительного усилителя. Общий коэффициент шума совокупности предварительного усилителя и анализатора спектра может быть рассчитан из уравнения (5.3). F_1 и G_1 соответствуют коэффициенту шума и коэффициенту усиления предварительного усилителя, а F_2 коэффициенту шума анализатора спектра.

Для измерений уровня важно знать частотную зависимость коэффициента усиления предварительного усилителя. Это значение усиления в децибелах нужно вычесть из измеряемых уровней. Многие анализаторы спектра предлагают возможность учета частотной зависимости коэффициента усиления с помощью специальных таблиц для пересчета. Измеренный спектр может быть, таким образом, определен с правильными уровнями.

Высокая чувствительность анализатора спектра исключительно важна для многих применений, в которых полоса разрешения ограничена стандартами. В этих случаях снижение индицируемого шума путем сужения полосы разрешения не допускается. Чувствительность важна также для высоких скоростей измерений. При низкой чувствительности для достижения достаточно низкого индицируемого шума, требуются узкополосные ПЧ фильтры, что, в свою очередь, увеличивает время развертки. Анализаторы спектра, обладающие низким шум-фактором, позволяют применять широкие полосы разрешения и, следовательно, более короткие времена развертки (разд. 4.6 «Зависимости параметров»).

5.2. Нелинейности

Идеальный линейный четырехполюсник обеспечивает передачу сигналов от входа к выходу без искажений. Передаточная функция напряжения такого четырехполюсника вычисляется так:

$$v_{\text{вых}}(t) = G_V v_{\text{вх}}(t), \quad (5.10)$$

где $v_{\text{вых}}(t)$ – напряжение на выходе цепи; $v_{\text{вх}}(t)$ – напряжение на входе цепи; G_V – усиление цепи по напряжению.

Такие идеальные линейные цепи могут быть реализованы только с помощью пассивных компонентов. Резистивные нерегулируемые аттенюаторы, например, могут в этом смысле считаться идеальными.

Цепи, содержащие полупроводниковые компоненты, например, усилители или смесители, вносят нелинейности. В этом случае передаточная функция может быть аппроксимирована степенным рядом следующим образом:

$$v_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n v_{\text{вх}}^n(t) = a_1 v_{\text{вх}}(t) + a_2 v_{\text{вх}}^2(t) + a_3 v_{\text{вх}}^3(t) + \dots, \quad (5.11)$$

где $v_{\text{вых}}(t)$ – напряжение на выходе цепи; $v_{\text{вх}}(t)$ – напряжение на входе цепи; a_n – коэффициент в функции передачи нелинейного элемента.

В большинстве случаев достаточно учитывать только квадратичный и кубичный члены, поэтому в выражении (5.11) нужно анализировать члены до $n = 3$.

Для многих компонентов, таких как смесители или детекторы уровней, принципиально необходима нелинейная характеристика. Анализаторы спектра, однако, должны обеспечивать индикацию входных сигналов без искажений. Соответственно, линейность является существенным критерием для оценки анализаторов спектра.

Влияние нелинейности четырехполосника на его выходной спектр зависит от уровня входного сигнала.

Одночастотный входной сигнал

Если входной сигнал $v_{\text{вх}}(t)$ четырехполосника является синусоидальным сигналом:

$$v_{\text{вх}}(t) = \hat{U}_{\text{вх}} \sin(2\pi f_{\text{вх},1} t), \quad (5.12)$$

где $\hat{U}_{\text{вх}}$ – амплитуда $v_{\text{вх}}(t)$; $f_{\text{вх},1}$ – частота сигнала $v_{\text{вх}}(t)$, то он обычно называется одночастотным сигналом. Подставляя уравнение (5.12) в уравнение (5.11), можно увидеть, что из-за нелинейностей появляются гармоники входного сигнала с частотами $f_{n,\text{гарм}} = n f_1$ (см. рис. 5.5).

Уровни этих гармоник зависят от коэффициентов a_n уравнения (5.11). Они также зависят от порядка n соответствующих гармоник, а также от уровня входного сигнала. Если уровень входного сигнала возрастает, уровни гармоник увеличиваются значительно с ростом их порядка. Можно считать, что вариация уровня входного сигнала на Δ дБ вызывает вариацию уровня гармоники на $n \cdot \Delta$ дБ.

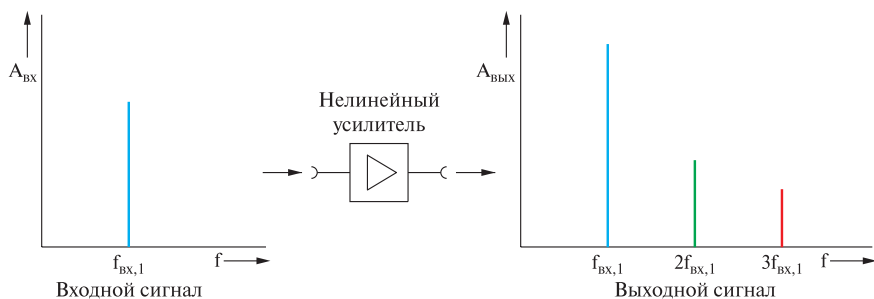


Рис. 5.5. Спектр до и после нелинейной цепи

Таблицы спецификационных данных в части нелинейных искажений сигнала при одночастотном воздействии обычно отражают только искажения, оцениваемые по второй гармонике, для которых указывается разница в уровне второй гармоники a_{k2} по сравнению с уровнем основной гармоники на выходе цепи. Эти характеристики имеют силу для конкретного уровня входного сигнала $L_{вх}$, который всегда следует указывать. Поэтому при сравнении разных анализаторов спектра всегда следует контролировать, соответствуют ли характеристики различных моделей одному и тому же уровню входного сигнала смесителя.

Независимые от уровня характеристики, которые могут быть определены с помощью точки пересечения (известной как точка пересечения со второй гармоникой SHI), гораздо более удобны для сравнений. Точка пересечения со второй гармоникой соответствует условному уровню входного или выходного сигнала, при котором вторая гармоника на выходе цепи достигает уровня основной гармоники (рис. 5.6).

Практически эта точка никогда не достигается, поскольку цепь, как показано на рис. 5.6, при меньших уровнях входного сигнала уже переходит в режим насыщения. Точка пересечения может быть описана или уровнем входного сигнала цепи, или уровнем выходного, и поэтому она обозначается или как точка пересечения по входу ($SHI_{вх}$) или по выходу ($SHI_{вых}$).

Поскольку точка перехвата по выходу зависит от усиления цепи, то в характеристиках анализатора спектра всегда указывается точка пересечения по входу (при выбранном РЧ ослаблении, обычно равном 0 дБ).

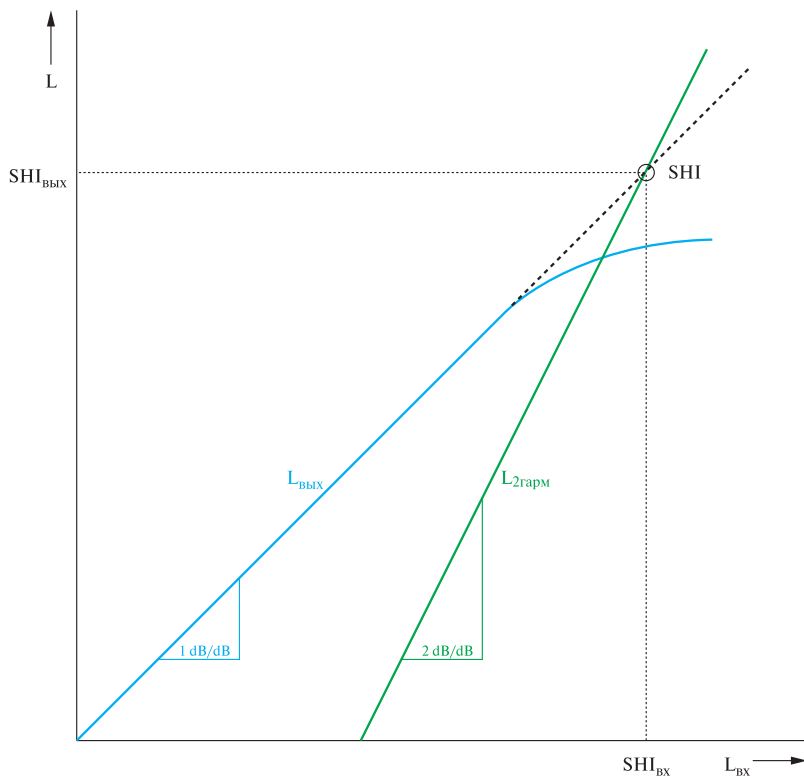


Рис. 5.6. Пересечение со второй гармоникой

При заданном уровне входного сигнала $L_{\text{ВХ}}$ и разнице уровня a_{k2} второй гармоники точка пересечения по входу может быть рассчитана следующим образом:

$$SHI_{\text{ВХ}} = a_{k2} + L_{\text{ВХ}}. \quad (5.13)$$

Величина $SHI_{\text{ВЫХ}}$, относящаяся к выходу, рассчитывается так:

$$SHI_{\text{ВЫХ}} = SHI_{\text{ВХ}} + g, \quad (5.14)$$

где g – коэффициент передачи цепи по мощности, дБ.

Двухчастотный входной сигнал

При двухчастотном входном сигнале ко входу устройства прикладывается сигнал $v_{\text{ВХ}}(t)$, состоящий из двух синусоидальных сигналов. В этом случае входной сигнал выражается формулой:

$$v_{\text{вх}}(t) = \hat{U}_{\text{вх}} \sin(2\pi f_{\text{вх},1} t) + \hat{U}_{\text{вх}} \sin(2\pi f_{\text{вх},2} t), \quad (5.15)$$

где $\hat{U}_{\text{вх}}$ – амплитуда, одинаковая для двух синусоидальных сигналов; $f_{\text{вх},1}, f_{\text{вх},2}$ – частоты сигнала.

Подставляя выражение (5.15) в нелинейную передаточную функцию, определяемую уравнением (5.11), на выходе цепи в числе прочих получим продукты смешения, перечисленные в табл. 5.1. Угловая частота всегда определяется как $\omega_1 = 2\pi f_{\text{вх},1} t$ и $\omega_2 = 2\pi f_{\text{вх},2} t$.

Таблица 5.1

Продукты смешивания при двухчастотном входном сигнале

Постоянная составляющая	$a_2 \cdot 0,5(\hat{U}_{\text{вх},1}^2 + \hat{U}_{\text{вх},2}^2)$
Основные (первые) гармоники	$a_1 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1} \cdot \sin(\omega_1 t)$ $a_1 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot \sin(\omega_2 t)$
Вторые гармоники	$a_2 \cdot 0,5 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_1 t)$ $a_2 \cdot 0,5 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2}^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_2 t)$
Интермодуляционные продукты 2-го порядка	$a_2 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1} \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot \cos(\omega_1 - \omega_2) t$ $a_2 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1} \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2) t$
Третьи гармоники	$a_3 \cdot 0,25 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1}^3 \cdot \sin(3 \cdot \omega_1 t)$ $a_3 \cdot 0,25 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2}^3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_2 t)$
Интермодуляционные продукты 3-го порядка	$a_3 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1}^2 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_1 + \omega_2) t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1}^2 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_2 + \omega_1) t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1}^2 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_1 - \omega_2) t$ $a_3 \cdot \hat{U}_{\text{вх},1}^2 \cdot \hat{U}_{\text{вх},2} \cdot 0,75 \cdot \sin(2\omega_2 - \omega_1) t$

В дополнение к гармоникам, вырабатываются интермодуляционные продукты, называемые также разностно-частотными искажениями. Порядок интермодуляционных искажений соответствует сумме порядковых номеров взаимодействующих компонентов. Для компонента на частоте $2f_{\text{вх},1} + f_{\text{вх},2}$, например, порядок равен $2 + 1 = 3$. В табл. 5.1 приведены продукты вплоть до третьего порядка.

В то время как интермодуляционные продукты с четными номерами всегда возникают вдали от частот двух входных сигналов, ин-

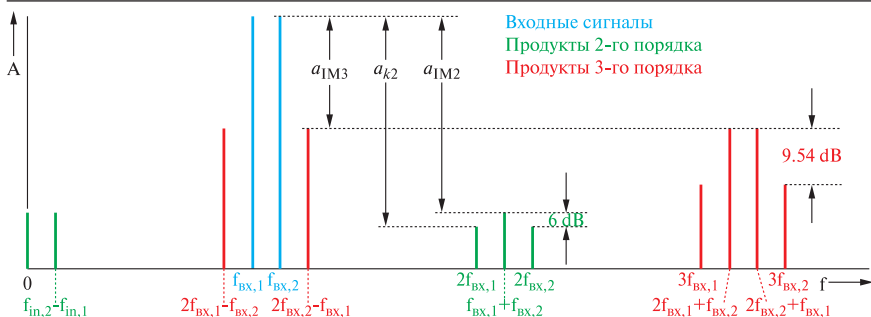


Рис. 5.7. Выходной спектр нелинейной цепи при двухчастотном входном сигнале (спектр амплитуд)

термодуляционные продукты с нечетными номерами всегда обнаруживаются в непосредственной окрестности спектра входного сигнала.

В зависимости от применения, продукты как четного порядкового номера, так и нечетного могут вызвать помехи. Для измерений в кабельных телевизионных сетях, где частотный диапазон перекрывается больше, чем на одну октаву, гармоники и интермодуляционные продукты с четными порядковыми номерами попадают внутрь наблюдаемого диапазона. Поэтому для такого применения анализатора спектра требования, предъявляемые к уровню пересечения со второй гармоникой (SHI), являются очень жесткими, поскольку в таких системах обычно имеет место большое количество сигналов с очень близкими значениями уровней.

Для гармоник высшего порядка вариация уровня двух синусоидальных несущих на входе величиной Δ дБ вызывает вариацию уровня соответствующего интермодуляционного продукта величиной $n \cdot \Delta$ дБ. Поэтому разница уровня между интермодуляционными продуктами и уровнями основных частот синусоидальных несущих должна всегда указываться вместе с уровнем входного сигнала, в противном случае не удастся сделать никаких выводов в отношении линейности. Поэтому выгодно также рассчитать точку пересечения n -го порядка. Точка пересечения n -го порядка относительно входа рассчитывается так:

$$IP_{n_{BX}} = \frac{a_{IMn}}{n-1} + L_{BX}, \quad (5.16)$$

где $IP_{n_{BX}}$ – входная точка пересечения n -го порядка, дБм; a_{IMn} – разница между уровнем интермодуляционных продуктов n -го поряд-

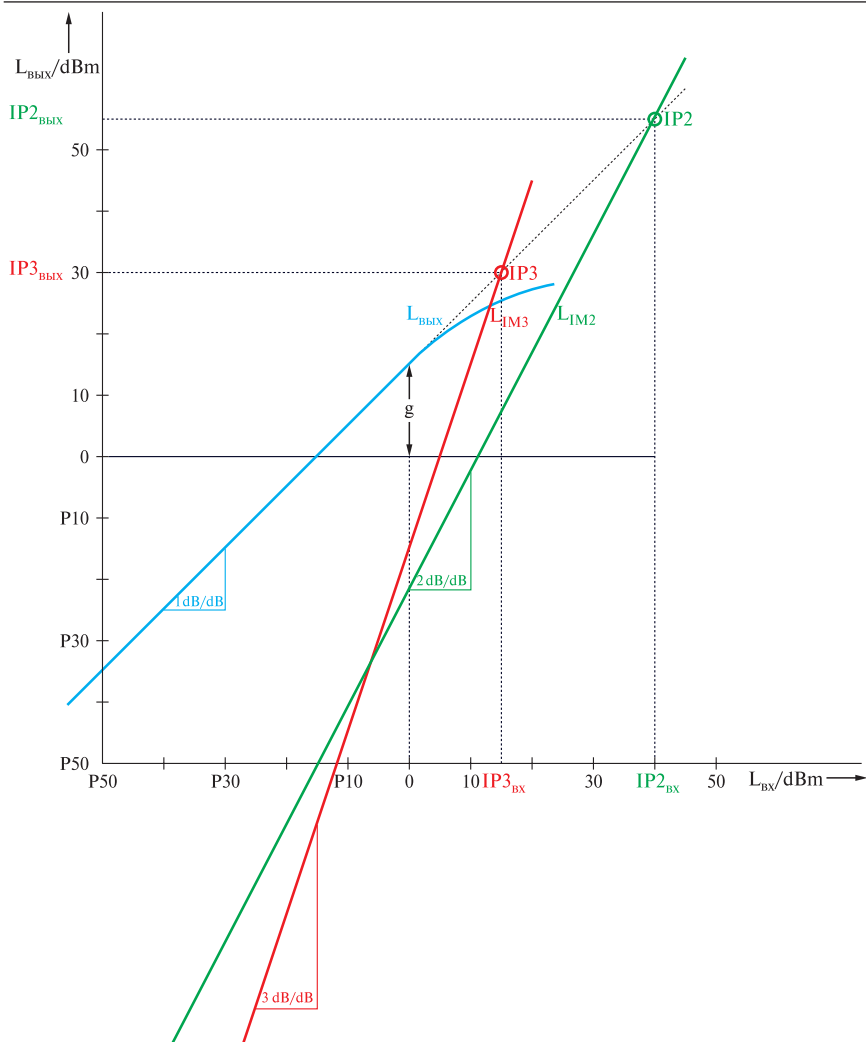


Рис. 5.8. Точки пересечения с гармониками 2-го и 3-го порядка

ка и уровнем двух основных гармоник входного сигнала, дБ; $L_{ВХ}$ — уровень каждого из двух входных сигналов, дБм.

В большинстве случаев указываются точки пересечения 2-го и 3-го порядков (рис. 5.8). Они обозначаются как $IP2$ или SOI (пересечение 2-го порядка) и $IP3$ или TOI (пересечение 3-го порядка). Входные уровни точек пересечения второго и третьего порядков определяются так:

$$IP2_{\text{вх}} = a_{\text{ИМ2}} + L_{\text{вх}}, \quad (5.17)$$

и

$$IP3_{\text{вх}} = \frac{a_{\text{ИМ2}}}{2} + L_{\text{вх}}. \quad (5.18)$$

Значения координаты точек пересечения по выходу могут быть рассчитаны на основе координат точек пересечения по входу, путем добавления к ним коэффициента усиления цепи (в дБ). В характеристиках анализатора спектра обычно координаты точек пересечения указываются по входу.

Интермодуляционные продукты второго порядка при двухчастотном входном сигнале, а также вторые гармоники при одночастотном входном сигнале появляются за счет квадратичного члена нелинейной передаточной функции. Имеет место фиксированное соотношение между $IP2$ и SHI (см. [5.1]):

$$SHI = IP2 + 6 \text{ дБ} \quad (5.19)$$

Поэтому в таблицах спецификации обычно указываются только $IP2$ или SHI , но редко приводятся оба этих параметра. Координаты точек пересечения обычно указываются по входу в дБм. Чем выше значения координат точек пересечения, тем более линейны характеристики анализатора спектра, что является существенным предварительным условием большого динамического диапазона (разд. 5.5 «Динамический диапазон»).

Intermodulation	
3rd order intermodulation	
Intermodulation-free dynamic range	
level 2 x P30 dBm, Δf > 5 RBW or 10 kHz, whichever is the greater value	
Frequency	
20 MHz to 200 MHz	>70 dBc, TOI >5 dBm
200 MHz to 3 GHz	>74 dBc, TOI >7 dBm
3 GHz to 7 GHz	>80 dBc, TOI >10 dBm
2nd harmonic intercept point (SHI)	
Frequency <50 MHz	25 dBm
50 MHz to 3 GHz	35 dBm
3 GHz to 7 GHz	45 dBm

Рис. 5.9. Типовые значения интермодуляционных характеристик анализатора спектра (фрагмент из спецификационной таблицы данных)

Точки пересечения, указываемые в таблицах характеристик, соответствуют определенной установке аттенюатора, обычно 0 дБ. Как будет объяснено ниже, значения координат точек пересечения увеличиваются с возрастанием РЧ ослабления.

Примеры

Сравнение данных в таблицах спецификаций двух анализаторов спектра.

1) Анализатор 1

Рассчитать $IP3_{\text{вх}}$ и $IP2_{\text{вх}}$ анализатора спектра при двухчастотном входном сигнале с уровнем -30 дБм каждый. Интермодуляционные продукты третьего порядка оказываются, по крайней мере, на 70 дБм меньше уровня входного сигнала.

Анализатор 2

Рассчитать $IP3_{\text{вх}}$ и $IP2_{\text{вх}}$ анализатора спектра при двухчастотном входном сигнале с уровнем -40 дБм каждый. Интермодуляционные продукты третьего порядка оказываются, по крайней мере, на 100 дБм ниже уровня входного сигнала.

Решение

$$\text{Анализатор 1: } IP3_{\text{вх}} = \frac{70 \text{ дБ}}{2} + (-30 \text{ дБм}) = +5 \text{ дБм.}$$

$$\text{Анализатор 2: } IP3_{\text{вх}} = \frac{100 \text{ дБ}}{2} + (-40 \text{ дБм}) = +10 \text{ дБм.}$$

2) Анализатор 1

При двухчастотном сигнале с уровнем -30 дБм каждый уровень интермодуляционных продуктов второго порядка, по крайней мере, на 65 дБм ниже уровня входного сигнала.

Анализатор 2

В таблице данных указано значение SHI , равное $+35$ дБм.

Решение

$$\text{Анализатор 1: } IP2_{\text{вх}} = 65 \text{ дБ} + (-30 \text{ дБм}) = +35 \text{ дБм.}$$

$$\text{Анализатор 2: } IP2_{\text{вх}} = IPk2 - 6 \text{ дБ} = 35 \text{ дБм} - 6 \text{ дБ} = +29 \text{ дБм.}$$

Часто в таблицах данных указывается динамический диапазон без интермодуляционных продуктов. Это понимается как разница между уровнями интермодуляционных продуктов и входных сигналов. Если специально не указывается другое, то эти данные относят-

ся исключительно к интермодуляционным продуктам третьего порядка (они расположены в окрестности входных сигналов). Уровень сигнала на входе первого смесителя является существенным параметром, который тоже всегда должен быть указан.

Для точки пересечения третьего порядка, указанной на рис. 5.9 (для частотного диапазона входных сигналов от 200 МГц до 3 ГГц в нашем примере), диапазон, свободный от интермодуляционных продуктов, может быть вычислен по значению $IP3_{\text{вх}}$ с использованием уравнения (5.18):

$$a_{\text{ИМЗ}} = 2(IP2_{\text{вх}} - L_{\text{вх}}) = 2(7 \text{ дБм} - (-30 \text{ дБм})) = 74 \text{ дБ}. \quad (5.20)$$

Фиксированный аттенюатор или усилитель до первого смесителя

Если до первого смесителя анализатора спектра включены предварительный усилитель или фиксированный аттенюатор, то можно рассчитать общую точку пересечения по входу. Для двухкаскадных схем действует следующее выражение [5.2]:

$$IP3_{\text{вх,общ}} = IP3_{\text{вх,1}} + IP3_{\text{вх,2}} - 10 \log \left(10^{\left(\frac{IP3_{\text{вх,1}} + g_1}{10} \right)} + 10^{\left(\frac{IP3_{\text{вх,2}}}{10} \right)} \right), \quad (5.21)$$

где $IP3_{\text{вх,общ}}$ – точка пересечения третьего порядка по входу для каскадного соединения, дБм; $IP3_{\text{вх,1}}, IP3_{\text{вх,2}}$ – точки пересечения третьего порядка индивидуальных каскадов, дБм; g_1 – коэффициент усиления первого каскада, дБм.

Предполагая фиксированный аттенюатор идеально линейным, что справедливо, поскольку он реально состоит из резистивных элементов и механических переключателей, почти все значения можно подставить в уравнение (5.21) для определения $IP3_{\text{вх,1}}$. Увеличение РЧ ослабления, например, от 0 дБ до 10 дБ ($g = -10$ дБ в уравнении (5.21)), вызывает увеличение значения точки пересечения на такую же величину (в нашем случае 10 дБ). В то же время, значение шум-фактора анализатора увеличится на столько же. Поэтому возрастание РЧ ослабления не изменяет динамический диапазон (разд. 5.5 «Динамический диапазон»).

Если предварительный усилитель включен до анализатора, то это вызовет уменьшение значений координат общей точки пересечения.

Пример:

Для анализатора спектра указана точка пересечения третьего порядка по входу на уровне +7 дБм. Для увеличения чувствительности применен предварительный усилитель с коэффициентом усиления 20 дБ и точкой пересечения третьего порядка по входу –10 дБм. Общая точка пересечения третьего порядка по входу вычисляется так:

$$IP3_{\text{вх, общ}} = -10 \text{ дБм} + 7 \text{ дБм} - 10 \log \left(10^{\left(\frac{-10 \text{ дБм} + 20 \text{ дБм}}{10} \right)} + 10^{\left(\frac{7 \text{ дБм}}{10} \right)} \right) = 14,8 \text{ дБм}$$

Идентификация интермодуляционных продуктов

Типовое применение анализатора спектра – это измерение искажений исследуемых устройств, как то усилителей и смесителей. Искажения в виде гармоник высшего порядка или интермодуляционных продуктов вырабатываются не только в исследуемом устройстве, но и возникают в анализаторе спектра. Это может привести к неправильным измерениям, особенно при больших уровнях сигналов на входе первого смесителя, поскольку гармоники и интермодуляционные продукты, вырабатываемые анализатором спектра, добавляются к вырабатываемым в исследуемом устройстве. Измерения линейности будут показывать худшие показатели, чем имеются на самом деле.

Линейность анализатора спектра в основном определяют смеситель анализатора спектра и усилитель ПЧ, в то время как входной РЧ аттенуатор практически на нее не влияет. Если РЧ аттенуатор используется для изменения уровня сигнала смесителя, то уровни интермодуляционных продуктов, вырабатываемых анализатором спектра, определяются в соответствии с их порядком. Уровень интермодуляционных продуктов, вырабатываемых исследуемым устройством, остается постоянным.

С помощью РЧ аттенуатора можно определить, где вырабатываются интермодуляционные продукты, измеряемые анализатором. Измерение соответствует правильным значениям, если относительные уровни гармоник и интермодуляционных продуктов остаются постоянными независимо от увеличения РЧ ослабления (рис. 5.10, а). Однако, если относительный уровень гармоник, измеряемый анализатором спектра, меняется, то результаты измерений нельзя считать правильными.

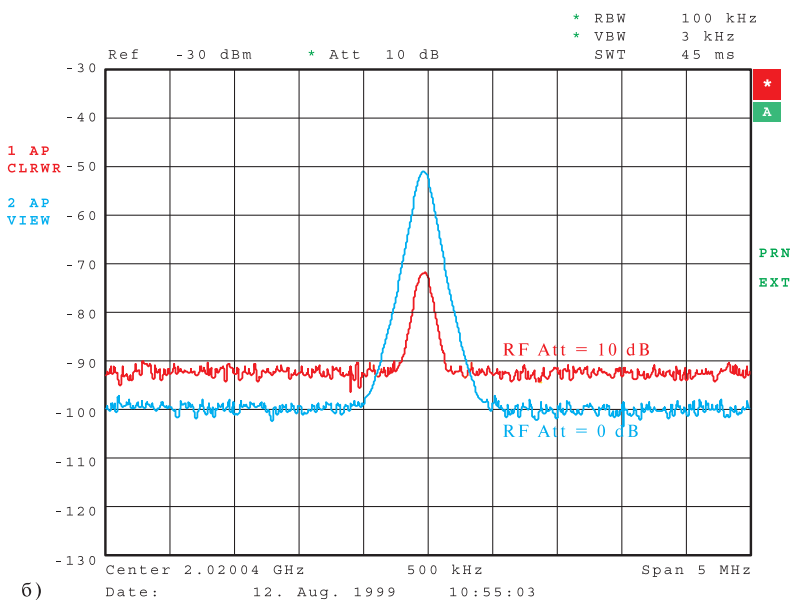
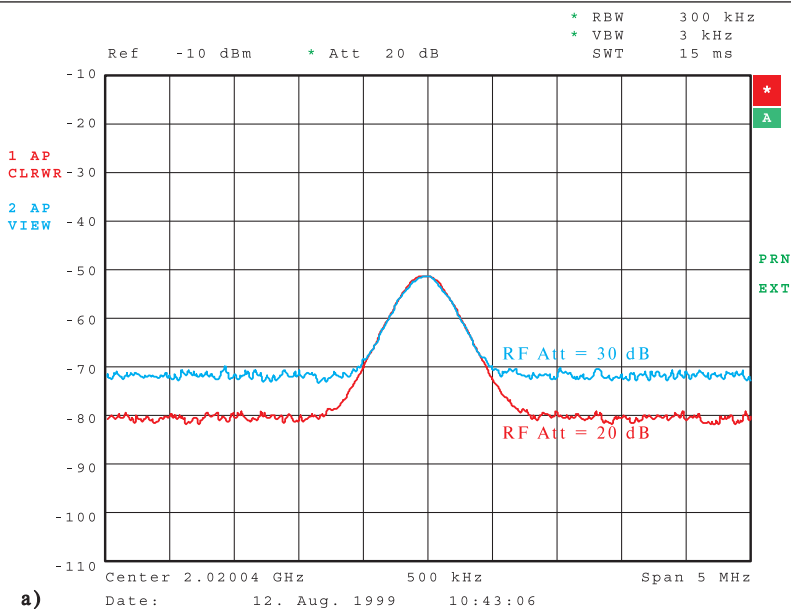


Рис. 5.10. Идентификация интермодуляционных продуктов:
а – интермодуляционные продукты, вырабатываются испытуемым устройством (измерения правильные); б – интермодуляционные продукты формируются анализатором (неправильные измерения)

5.3. Фазовый шум (спектральная чистота)

Фазовый шум есть мера кратковременной стабильности генераторов. Фазовый шум вызывается вариациями фазы или частоты и амплитуды выходного сигнала генератора, хотя влиянием амплитуды в большинстве случаев можно пренебречь. Эти вариации оказывают модулирующий эффект на сигнал генератора.

Фазовый шум обычно описывается как однополосный фазовый шум относительно уровня несущей в виде функции расстройки (смещения) от несущей. Типовые значения характеризуют уровень шума в полосе 1 Гц относительно уровня несущей. Соответственно, используются единицы дБн (1 Гц) или дБн/Гц, где индекс «н» относится к обозначению несущей. Поскольку уровень фазового шума обычно ниже уровня несущей, он имеет отрицательные числовые значения.

Влияние фазового шума показано на рис. 5.11. Предполагая высокое разрешение, мы могли бы ожидать для чисто синусоидального сигнала одиночную спектральную линию в частотной области. Но фактически, спектр сигнала, вырабатываемого реальным генератором, шире, чем одиночная линия.

Сигнал генератора содержит фазовый шум, который может быть более или менее четким. Выбирая соответствующую конфигурацию схемы, фазовый шум может быть минимизирован до определенного уровня, но никогда не может быть полностью исключен. В современных анализаторах спектра гетеродины выполнены как синтезаторы частоты, захваченные высокоточным опорным сигналом (к примеру, 10 МГц) через систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), описанную в [5.3]. На характеристики фазового шума влияет полоса захвата системы ФАПЧ. Спектр фазового шума разделяется на следующие поддиапазоны (см. рис. 5.11):

- **Близкий к несущей** (смещение приблизительно до 1 кГц).

В этом диапазоне фазовый шум соответствует фазовому шуму генератора опорного сигнала, пересчитанному на выход гетеродина. Из-за эффекта умножения в системе ФАПЧ этот фазовый шум выше, чем шум генератора опорного сигнала.

- **Диапазон частот до верхней границы полосы синхронизации системы ФАПЧ** (расстройки, большие 1 кГц).

В пределах полосы синхронизации системы ФАПЧ, фазовый шум соответствует аддитивному шуму отдельных компонентов сис-

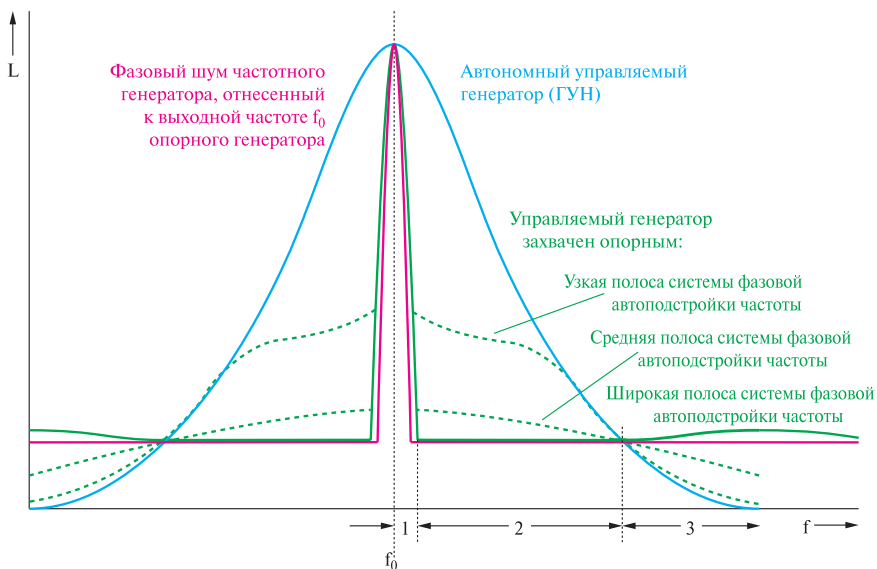


Рис. 5.11. Фазовый шум кварцевого генератора опорного сигнала, генератора, управляемого напряжением (ГУН) и ГУН, захваченного опорным сигналом при различных полосах синхронизации системы ФАПЧ

темы ФАПЧ, таких как делитель частоты, фазовый детектор и цепи умножения частоты опорного сигнала. Верхняя граница этого диапазона зависит от устройства анализатора спектра, или более точно: от типа используемого генератора. Обычно эта граница расположена между 100 и 300 кГц.

• Диапазон, лежащий вне полосы синхронизации системы ФАПЧ

Вне полосы синхронизации системы ФАПЧ фазовый шум практически определяется только фазовым шумом генератора в несинхронизированном режиме. В этом диапазоне он уменьшается примерно на 20 дБ на декаду.

На рис. 5.11 показан фазовый шум при различных полосах системы ФАПЧ. Особый интерес представляет сравнение фазового шума автономного генератора с фазовым шумом генератора, синхронизируемого генератором опорного сигнала при различных значениях полосы синхронизации системы ФАПЧ. Следует рассмотреть следующие случаи:

Широкая полоса синхронизации ФАПЧ

Коэффициент передачи по петле системы ФАПЧ является настолько большим, что шум генератора снижается до уровня шума опорного генератора. Из-за сдвига фазы в фильтрующем устройстве фазовый шум увеличивается вдаль от несущей.

Средние полосы синхронизации ФАПЧ

Коэффициента усиления по петле теперь не хватает, чтобы шум опорного генератора переносился в область вблизи несущей. Рост уровня фазового шума вдаль от несущей теперь, однако, будет много меньше, чем в случае широкой полосы синхронизации ФАПЧ.

Узкие полосы синхронизации ФАПЧ

Фазовый шум вдаль от несущей не ухудшается по сравнению с автономным генератором. Однако вблизи от несущей он существенно выше, чем при широких и средних полосах синхронизации ФАПЧ.

Для оптимизации фазового шума в случаях специфических применений анализатора спектра полоса синхронизации системы ФАПЧ должна быть регулируемой.

Фазовый шум местного гетеродина анализатора спектра переносится на входной сигнал за счет обратного смешивания в каскадах преобразования частоты (рис. 5.12). Это значит, что даже при идеальном синусоидальном входном сигнале индицируемый спектр будет отражать комбинацию фазовых шумов всех гетеродинов. Если же входной сигнал содержит в себе и фазовый шум (который на практике всегда имеет место), то отклик, индицируемый анализатором спектра, также содержит комбинацию фазовых шумов входного сигнала и всех гетеродинов.

Индицируемый фазовый шум всегда соотносится с уровнем несущей входного сигнала, причем независимо от уровня входного сигнала. Это означает, что для измерения фазовых шумов входного сигнала (разд. 6.1 «Измерения фазового шума») динамический диапазон для измерений вблизи от несущей не может быть максимизирован увеличением уровня входного сигнала, что находится в резком контрасте с влиянием теплового шума.

Поэтому в отношении измерений вблизи от несущей, фазовый шум анализаторов спектра устанавливает нижнюю границу диапазона измерений.

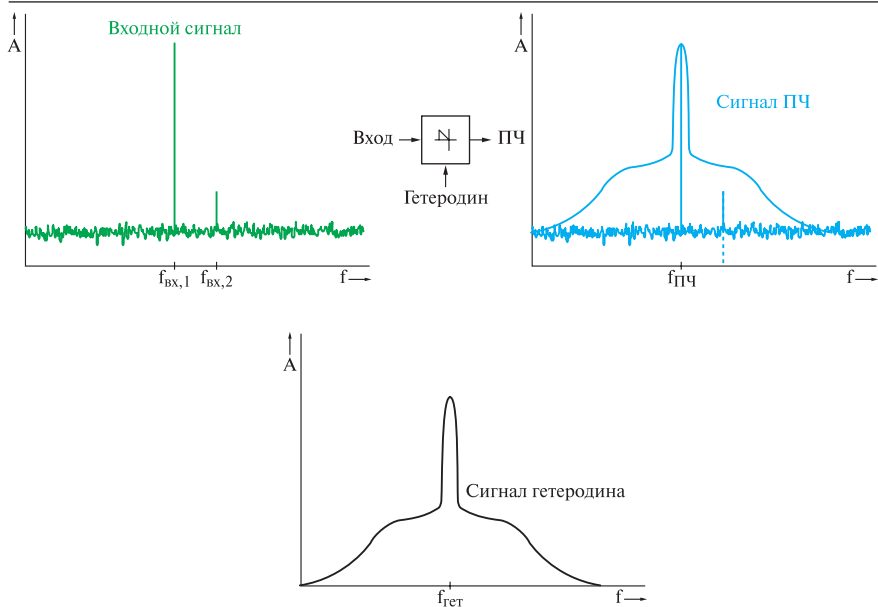


Рис. 5.12. Собственный фазовый шум, перенесенный на входной сигнал за счет обратного преобразования частоты

Независимо от этого ограничения, разрешение и динамический диапазон анализатора будут также ограничены фазовым шумом. Сигналы, расположенные на небольших расстройках от несущей сигнала высокого уровня, могут не обнаруживаться анализатором (рис. 5.12).

Пример

Синусоидальный сигнал с уровнем -10 дБм поступает на вход анализатора спектра. При расстройке в 100 кГц относительно несущей фазовый шум анализатора спектра предполагается равным минус 100 дБн (1 Гц).

Каким уровнем должен обладать второй сигнал при той же расстройке 100 кГц, чтобы его можно было зафиксировать при полосе разрешения 1 кГц (в нашем примере полоса разрешения предполагается соответствующей шумовой полосе фильтра)?

Решение

Из-за полосы разрешения, равной 1 кГц, фазовый шум вырабатывает индицируемый уровень шума $L_{ш}$, определяемый по формуле

$$L_{ш} = -10 \text{ дБн (1 Гц)} + 10 \log \left(\frac{1 \text{ кГц}}{1 \text{ Гц}} \right) = -70 \text{ дБн (1 кГц)}.$$

Этот означает, что уровень входного сигнала $L_{с, \text{мин}}$ должен быть, по крайней мере, равен: $L_{с, \text{мин}} = -10 \text{ дБм} - 70 \text{ дБн (1 Гц)} = -80 \text{ дБм}$ для того, чтобы быть обнаруживаемым на уровне увеличивающегося на 3 дБ шума.

Это ограниченное разрешение также отрицательно влияет на точность измерения мощности соседнего канала (разд. 6.3 «Измерение мощности в канале и соседнем канале»), поскольку из-за фазовых шумов, действующих в соседнем канале динамический диапазон уменьшается. Спецификационные таблицы часто указывают разностную (остаточную) частотную модуляцию (разностную ЧМ). Из-за зависящих от расстройки от несущей фазовых шумов, среднеквадратическое значение разностной ЧМ может быть вычислено путем интегрирования:

$$\Delta F_{RMS} = \sqrt{2 \int_{f_{\text{расст}}=0}^{\infty} 10^{\frac{L(f_{\text{расст}})}{20}} f_{\text{расст}} df_{\text{расст}}}, \quad (5.22)$$

где ΔF_{RMS} – среднеквадратическое значение разностной ЧМ, Гц; $f_{\text{расст}}$ – частотная расстройка от несущей, Гц; $L(f_{\text{расст}})$ – фазовый шум как функция расстройки от несущей, дБн (1 Гц).

Точно так же, среднеквадратическое значение разностной фазовой модуляции (разностная ФМ) может быть рассчитано из фазового шума:

$$\Delta \phi_{RMS} = \sqrt{2 \int_{f_{\text{расст}}=0}^{\infty} 10^{\frac{L(f_{\text{расст}})}{20}} df_{\text{расст}}}, \text{ рад}, \quad (5.23)$$

$$\Delta \phi_{RMS} = \sqrt{2 \int_{f_{\text{расст}}=0}^{\infty} 10^{\frac{L(f_{\text{расст}})}{20}} df_{\text{расст}}} \frac{180}{\pi}, \text{ град}, \quad (5.24)$$

где $\Delta \phi_{RMS}$ – среднеквадратическое значение разностной ФМ, Гц; $f_{\text{расст}}$ – частотная расстройка от несущей, Гц; $L(f_{\text{расст}})$ – уровень фазового шума как функция расстройки от несущей, дБн (1 Гц).

Высокое значение уровня сигнала гетеродина при разностной ЧМ может вызывать эффект размывания отображаемого спектра.

Spectral purity (dBc (1 Hz))
SSB phase noise, $f = 500$ MHz

Carrier offset

100 Hz	<-90. typ. -94
1 kHz	<-100. typ. -108
10 kHz	<-106. typ. -113
100 kHz ¹⁾	<-110. typ. -113
1 MHz ¹⁾	<-120. typ. -125
10 MHz	typ. -145

Residual FM

($f = 500$ MHz, RBW=1 kHz
sweep time 100 ms)

typ. 3 Hz

Typical values for SSB phase noise

Carrier offset	$f_m = 500$ MHz	$f_m = 3$ GHz	$f_m = 7$ GHz
100 Hz	94 dBc/Hz	90 dBc/Hz	84 dBc/Hz
1 kHz	105 dBc/Hz	100 dBc/Hz	94 dBc/Hz
10 kHz	113 dBc/Hz	108 dBc/Hz	104 dBc/Hz
100 kHz	113 dBc/Hz	108 dBc/Hz	106 dBc/Hz
1 MHz	125 dBc/Hz	118 dBc/Hz	118 dBc/Hz

i) Valid for span > 100 kHz.

Рис. 5.13. Типовые значения для фазового шума и разностной ЧМ анализатора спектра (фрагмент из спецификационной таблицы)

Это приводит к уменьшению разрешения и, тем самым, определяет нижний предел полосы разрешения. Поскольку в современных анализаторах спектров гетеродины выполнены как синтезаторы частоты, то, как описывалось выше, этот эффект практически не оказывает существенного влияния.

В свете отмеченных ограничений, величина фазового шума является существенным показателем для оценки качества анализатора спектра. В зависимости от применения, фазовый шум может быть важным для пользователя как в случае малых отстроек (например, в измерениях радарных систем), так и при больших отстройках (например, при измерениях мобильного радио оборудования). Поэтому спецификационные таблицы всегда содержат данные при различных отстройках, обычно декадными шагами (см. рис. 5.13).

Как показано выше, на величину фазового шума серьезное влияние оказывает полоса синхронизации системы ФАПЧ. В анализаторах спектра полоса синхронизации системы ФАПЧ обычно является регулируемой, чтобы можно было адаптироваться к специфическим

задачам измерений. Переключение режима часто не обусловлено явно, как это и имеет место в анализаторе, описанном в нашем примере. Полоса системы ФАПЧ связывается или с индицируемым частотным диапазоном, или с выбранной полосой разрешения.

Если требуется отображать большие частотные диапазоны (в нашем случае индицируемый диапазон равен 100 кГц), то обычно важен минимальный фазовый шум вдали от несущей. Поэтому для этих задач автоматически выбирается узкая полоса системы ФАПЧ.

Для оптимального выбора параметров режима измерений в дополнение к фазовому шуму при различных отстройках от несущей в спецификационных таблицах часто указываются рекомендуемые полосы разрешения и границы отображаемого диапазона. Установки, отличные от рекомендуемых в таблицах, могут привести к плохим значениям фазового шума.

Для анализа очень высокочастотных входных сигналов, частота сигнала гетеродина должна быть умножена (разд. 4.1). Точно так же, как это обсуждалось в случае частотно-модулированного сигнала, девиация частоты также умножается, вызывая деградацию фазового шума. Имеет место следующее соотношение:

$$L_{\text{умн}}(f_{\text{расст}}) = L(f_{\text{расст}}) + 20 \log(n), \quad (5.25)$$

где $L_{\text{умн}}(f_{\text{расст}})$ – уровень фазового шума после умножения как функция отстройки от несущей, дБн (1 Гц); $L(f_{\text{расст}})$ – уровень фазового шума исходного сигнала как функция отстройки от несущей, дБн (1 Гц); n – коэффициент умножения.

Из-за этой деградации, характеристики фазового шума всегда соотносятся с определенной частотой сигнала. Типовые кривые фазового шума часто задаются для нескольких частот сигнала, позволяя проводить оценки ожидаемого фазового шума в интересующем частотном диапазоне.

5.4. Точка 1 дБ компрессии и максимальный входной уровень

Точка 1 дБ компрессии четырехполосника обозначает точку в его динамическом диапазоне, в которой коэффициент передачи уменьшается на 1 дБ за счет эффекта насыщения (рис. 5.14). Подобно точке пересечения, точка 1 дБ компрессии может быть отнесена ко

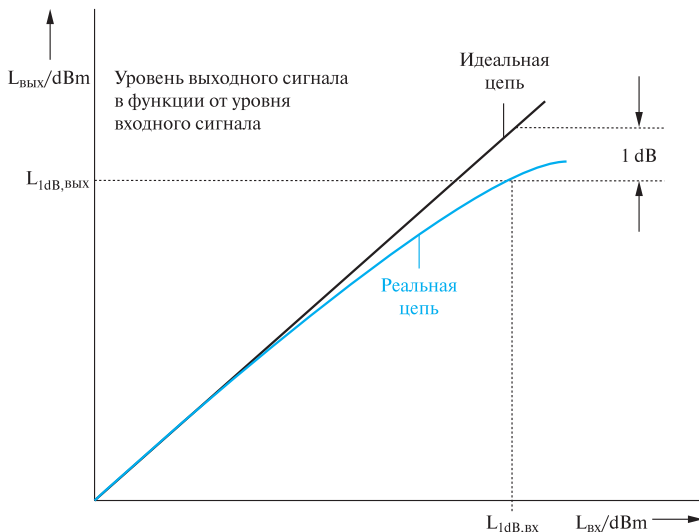


Рис. 5.14. Точка 1 дБ компрессии

входному или выходному уровням. Для усилителей мощности, обычно задается уровень выходного сигнала, при котором имеет место 1 дБ компрессия, а для анализаторов спектра обычно указывается входной уровень.

Точка 1 дБ компрессии первично определяется первым смесителем и обычно указывается при установке аттенюатора на 0 дБ. Типовой уровень входного сигнала также указывается в соответствии с этим уровнем сигнала первого смесителя. Увеличивая РЧ ослабление, мы увеличиваем точку 1 дБ компрессии на ту же величину, что и уровень ослабления.

Для предотвращения формирования нежелательных продуктов из-за искажений, максимальный уровень входного сигнала (опорный уровень), индицируемого анализатором, должен находиться явно ниже точки 1 дБ компрессии.

Из-за связи опорного уровня и установки аттенюатора (разд. 4.6 «Зависимости параметров») максимальный опорный уровень определяется (в нашем примере -10 дБм) при положении РЧ аттенюатора 0 дБ. Точка 1 дБ компрессии не может быть измерена непосредственно. Тем не менее, она является важным критерием во многих измерениях.

Например, при осуществлении измерений фазового шума ко входу анализатора спектра прикладывается одиночный синусоидаль-

ный сигнал. Даже когда анализатор спектра работает вблизи от своей точки 1 дБ компрессии, интермодуляционные продукты не вырабатываются, что проявилось бы в окрестности входного сигнала. В данном случае в анализаторе спектра будут вырабатываться только гармоники, которые обычно не ухудшают измерений фазовых шумов. Широкий динамический диапазон ориентирован на большое отношение сигнал/шум, так что при измерениях на больших отстройках от несущей реализуется максимальный динамический диапазон.

В отличие от точки 1 дБ компрессии, которая содержит информацию о перегрузочной способности анализатора спектра, максимальный уровень входного сигнала определяет верхний предел для безопасной работы. Для предотвращения повреждения анализатора это значение не должно превышать.

Предельное значение обычно определяется первым критическим компонентом в тракте обработки сигнала. Соответственно, при выборе РЧ ослабления необходимо всегда принимать во внимание следующее:

- **РЧ ослабление 0 дБ**

В этом случае входной сигнал не ослабляется и аттенюатор не нагружается. Поэтому первый смеситель является основным звеном, определяющим максимальный уровень входного сигнала. Из-за обычной высокой нагрузочной способности делителя мощности и следующего за ним полосового фильтра, это же самое характерно и для высокочастотной входной секции (выше 3 ГГц в нашем примере).

- **РЧ ослабление >0 дБ (≥ 10 дБ в нашем примере)**

Входной сигнал ослабляется аттенюатором, так что влияние последующих каскадов обычно можно не учитывать. Указанное в спецификации значение в этом случае характеризует нагрузочную способность аттенюатора.

Оба вышеописанных случая важны для практической работы, поэтому они в спецификационных таблицах указываются отдельно.

Последующие уточнения делаются в отношении типа входного сигнала (рис. 5.15):

- **Постоянное (DC) напряжение**

Для анализаторов спектра со связью каскадов по постоянному току это значение соответствует максимальному совместимому со

Maximum input level	
RF attenuation 0 dB	
DC voltage	50 V
CW RF power	20 dBm (= 0.3 W)
Pulse spectral density	97 dB μ V/MHz
RF attenuation 10 dB	
CW RF power	30 dBm (= 1 W)
Max. pulse voltage	150 V
Max. pulse energy (10 μ s)	1 mWs
1 dB compression of output mixer	
0 dB RF attenuation, f > 200 MHz	0 dBm nominal

Рис. 5.15. Типовые характеристики для точки 1 дБ компрессии и максимального входного уровня (фрагмент из спецификационной таблицы)

смесителем постоянному напряжению. Обычно указывается значение 0 В, независимо от РЧ ослабления.

Для анализаторов спектра со связью по переменному току указываемое значение соответствует диэлектрической прочности разделительного конденсатора на входе анализатора спектра. В приведенном выше фрагменте спецификационной таблицы указывается значение 50 В.

Мощность РЧ непрерывного сигнала

Это значение указывает максимальную общую мощность для всех входных сигналов, которые допустимы без всяких временных ограничений. Подразумевается, что все входные сигналы являются стационарными.

Спектральная плотность импульсных сигналов

Импульсные сигналы характеризуются очень широким спектром со многими спектральными компонентами, чья суммарная мощность не должна превышать установленное значение. Для спектров импульсных сигналов обычно указывается спектральная плотность как уровень напряжения, отнесенный к определенной полосе, обычно 1 МГц. В вышеуказанных фрагментах таблиц данных (рис. 5.15) указывается предельное значение 97 дБ-мкВ/МГц.

Максимальная импульсная энергия импульса и максимальное импульсное напряжение

При исключительно коротких импульсах импульсная мощность может превышать значение, указанное для мощности непре-

рывного РЧ сигнала для длительных интервалов времени. Существуют ограничения, установленные для максимальной энергии импульса, в нашем примере они указаны в милливольт-секундах для определенного периода импульсов, а также для максимального напряжения импульса. Часто указывается максимальная импульсная мощность, которая может быть рассчитана, исходя из энергии импульса и периода импульсной последовательности по следующей формуле:

$$P_{\text{имп}} = \frac{E_{\text{имп}}}{t_{\text{имп}}} \text{ и } E_{\text{имп}} = P_{\text{имп}} t_{\text{имп}}, \quad (5.26)$$

где $P_{\text{имп}}$ – мощность импульса, Вт; $E_{\text{имп}}$ – энергия импульса, Вт·с; $t_{\text{имп}}$ – длительность импульса, с.

При значениях, указанных во фрагменте спецификационной таблицы на рис. 5.15 ($E_{\text{имп}} = 1 \text{ мВт} \cdot \text{с}$, $t_{\text{имп}} = 10 \text{ мкс}$), получается, что максимальная мощность импульса равна 100 Вт.

При постоянной энергии импульса $E_{\text{имп}}$, в соответствии с уравнением (5.26) (рис. 5.16), мощность импульса будет выше для коротких импульсов.

С уменьшением длительности импульса мощность импульса не может увеличиваться произвольно, поскольку максимально допустимое импульсное напряжение не должно превышать. В приве-

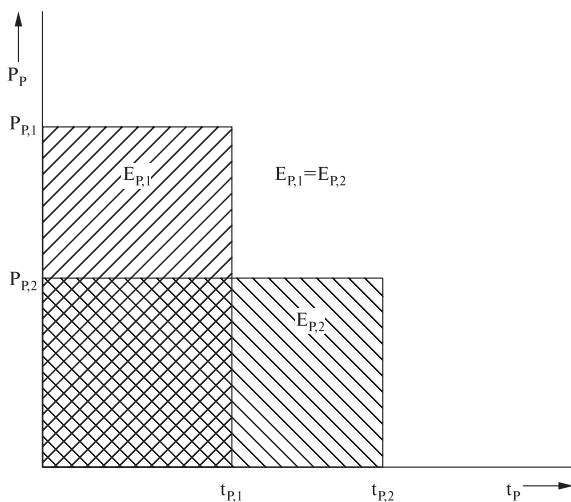


Рис. 5.16. Импульсы с различной длительностью, но с одинаковой энергией импульса

денной на рис. 5.15 спецификации определено максимальное значение напряжения импульса 150 В. Для прямоугольных импульсов, как показано на рис. 5.16, допустимое пиковое напряжение импульса обуславливает следующую максимальную мощность импульса:

$$P_{\text{имп}} = \frac{\hat{U}_{\text{имп}}^2}{R} = \frac{(150\text{В})^2}{50\text{Ом}} = 450\text{Вт}, \quad (5.27)$$

где $\hat{U}_{\text{имп}}$ – пиковое напряжение импульса, В; R – входное сопротивление анализатора спектра, Ом.

Эта максимальная мощность импульса, а также максимально допустимая энергия импульса (1 мВт·с в нашем примере) не должны быть превышены ни при каких условиях. Уравнение (5.26) может быть использовано для расчета максимальной длительности импульса для импульса с максимальной мощностью, в нашем примере получается длительность 2,2 мкс.

Для больших длительностях импульса и постоянной энергии импульса мощность импульса должна быть уменьшена. Можно построить зависимость, показанную на рис. 5.17 (справедливую для тех значений параметров, которые приведены на рис. 5.15).

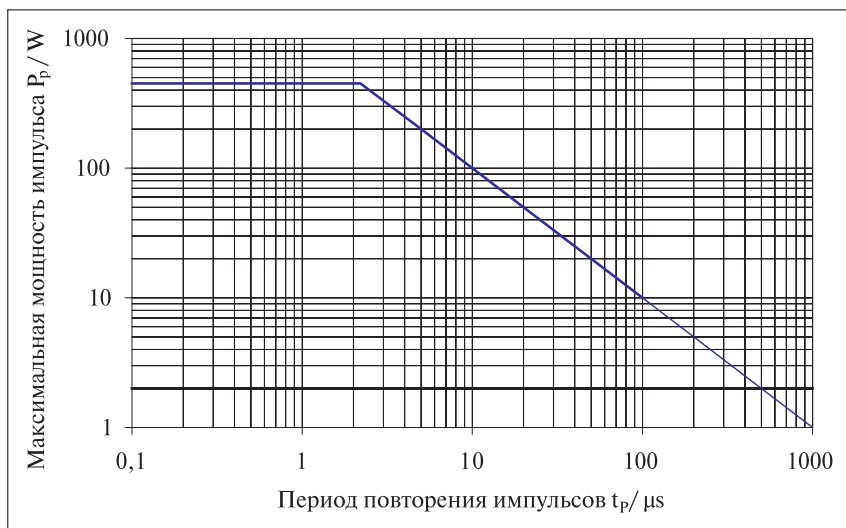


Рис. 5.17. Максимальная мощность импульса как функция длительности импульса (для максимального импульсного напряжения 150 В и максимальной энергии импульсов 1 мВт·с)

5.5. Динамический диапазон

Динамический диапазон характеризует способность анализатора одновременно обрабатывать сигналы с очень разным уровнем. Границы динамического диапазона зависят от характера производящихся измерений. Нижняя граница определяется собственным шумом или фазовым шумом. Верхняя граница устанавливается точкой 1 дБ компрессии или уровнем продуктов искажений, возникающих в анализаторе в случае его перегрузки. Динамический диапазон может быть определен различными путями. Не следует путать его с диапазоном индикации анализатора.

Диапазон индикации уровней

Динамический диапазон не соответствует диапазону индикации уровней, который также указывается в спецификационной таблице. Диапазон индикации представляет собой диапазон от индицируемого среднего уровня шума до максимального уровня входного сигнала (рис. 5.18). Для нормального воспроизведения сигнала с уровнем, соответствующим максимальному уровню входного сигнала анализатора, обычно используется установка РЧ аттенюатора в положение, большее, чем 0 дБ. Это означает, что минимальный индицируемый шум (нижний предел указываемого индицируемого диапазона уровней) не будет обеспечен.

Максимальный динамический диапазон

Часто указывается максимальный динамический диапазон, который ограничен индицируемым шумом (обычно при минимальной полосе разрешения) и точкой 1 дБ компрессии (рис. 5.18). Однако, если входной сигнал первого смесителя достигает точки 1 дБ компрессии смесителя, то возникают очень большие искажения, обусловленные нелинейностью смесителя.

Даже при работе в узкой полосе, продукты искажений могут становиться заметными в отображаемом спектре (они не покрываются собственным шумом). Индицируемый спектр больше не будет достоверным.

Поэтому в современных анализаторах спектра опорный уровень, выбираемый для определенного РЧ ослабления, ограничивают, особенно при не связанной с другими параметрами установке (установке вручную) аттенюатора. Сигналы, при которых достигается

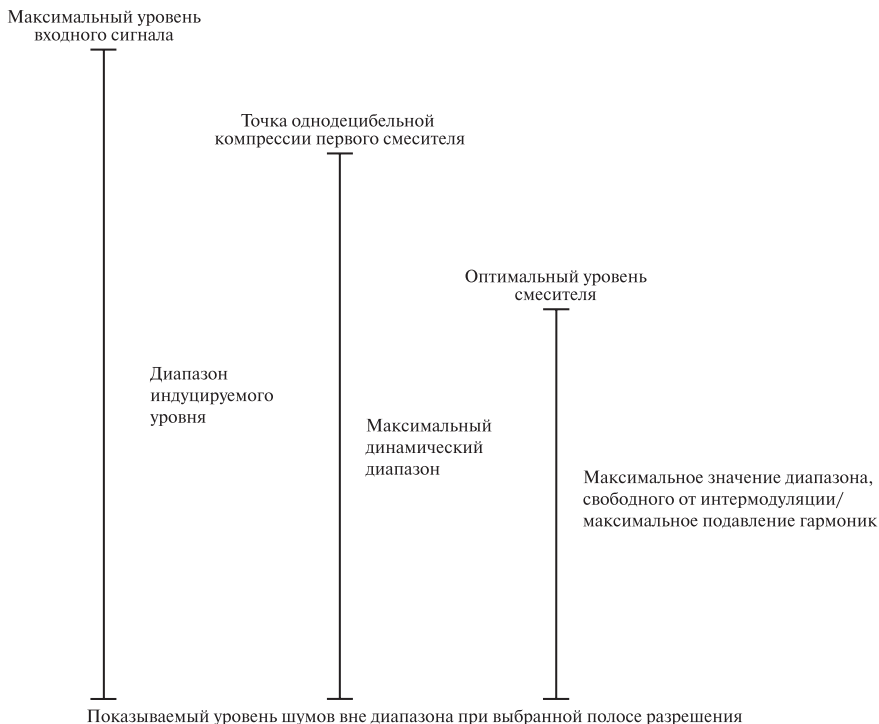


Рис. 5.18. Сравнение диапазона индикации уровней, максимального динамического диапазона и максимального диапазона работы без интермодуляционных продуктов

точка 1 дБ компрессии на входе смесителя, существенно превышают опорный уровень.

Поэтому указываемое значение максимального динамического диапазона имеет ограниченное использование и относится только к отдельным применениям анализатора, как, например, измерениям фазовых шумов вдалеке от несущей.

Максимальный диапазон работы без интермодуляции для максимального подавления гармоник

При выборе уровня сигнала смесителя следует обеспечить необходимый компромисс. Если РЧ ослабление велико, так что уровень сигнала на смесителе мал, то уровни искажений и интермодуляционных продуктов, вырабатываемых анализатором, будут также малы, но в то же время также будет малым и отношение сигнал/шум входного

сигнала. В этом случае динамический диапазон ограничен со стороны его нижней границы собственным шумом. Если, с другой стороны, уровень сигнала смесителя окажется очень большим, то вырабатываются гармоники и интермодуляционные продукты, уровни которых превышают уровень собственного шума и поэтому они становятся видимыми на индикаторе (рис. 4.31). На практике важно иметь диапазон индицируемых уровней, в котором отображаемый спектр свободен от таких продуктов. В зависимости от того, ограничивают ли этот диапазон интермодуляционные продукты или гармоники высшего порядка, можно говорить о диапазоне, свободном от интермодуляционных продуктов, или о максимальном подавлении гармоник. Оба этих параметра зависят от уровня сигнала смесителя и от выбранной полосы разрешения. Максимум динамического диапазона имеет место, если уровни интермодуляционных продуктов или гармоник высшего порядка равны уровню шума. Требуемый для этого уровень сигнала идеального смесителя может быть или рассчитан или определен графически. Для пояснения опишем сначала графический метод.

Для заданной шумовой полосы ПЧ фильтра и шум-фактора анализатора спектра уровень мощности шума относительно уровня сигнала на входе смесителя следует рассчитывать, используя следующую формулу:

$$L_{\text{ш,отн}} = L_{\text{ш}} - L_{\text{смес}} = -174 \text{ дБм} + 10 \log(B_{\text{ш,ПЧ}}) + NF - L_{\text{смес}}, \quad (5.28)$$

где $L_{\text{ш,отн}}$ – относительный уровень шума, пересчитанный к уровню сигнала смесителя, дБ; $L_{\text{смес}}$ – уровень сигнала смесителя, дБм; $L_{\text{ш}}$ – уровень шума, дБм; $B_{\text{ш,ПЧ}}$ – шумовая полоса разрешающего фильтра, Гц; NF – шум-фактор анализатора спектра, дБ.

При использовании детектора выборки и усреднении узкополосным видеофильтром из вычисленного значения $L_{\text{ш,отн}}$ необходимо вычесть 2,5 дБ из-за недозвешенности шума. Уровень относительного шума показан графически на рис. 5.19 для разных разрешающих фильтров в функции от уровня сигнала смесителя. В представленном случае шум-фактор анализатора принят равным 24,5 дБ. На рисунке показано, что относительный уровень шума уменьшается с ростом уровня сигнала смесителя.

Из уравнения (5.16) можно вывести следующее соотношение для относительного уровня интермодуляционных продуктов n -го порядка, отнесенных к уровню сигнала смесителя:

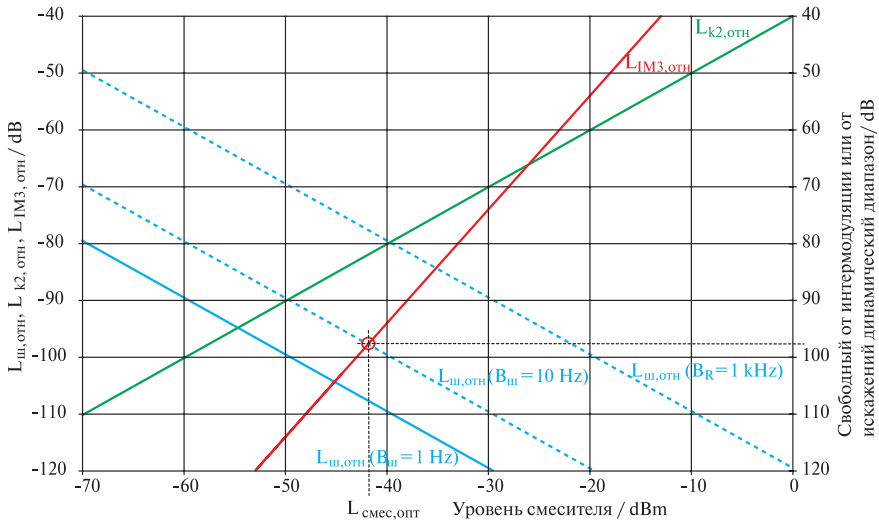


Рис. 5.19. Диапазон отсутствия интермодуляции и максимального подавления гармоник как функция уровня сигнала смесителя
 ($NF = 24,5$ дБ, $IP3_{вх} = 7$ дБм, $SHI_{вх} = 40$ дБм)

$$L_{ИМn,отн} = -(n-1)(IPn_{вх} - L_{смес}), \quad (5.29)$$

где $L_{ИМn,отн}$ – относительный уровень интермодуляционных продуктов n -го порядка, дБ; $IPn_{вх}$ – точка сжатия по входу n -го порядка анализатора спектра (РЧ ослабление 0 дБ); $L_{смес}$ – уровень входного сигнала смесителя, дБм.

Обычно на практике интермодуляционные продукты третьего порядка оказывают наибольшее влияние на результаты измерений, поскольку они возникают в непосредственной окрестности входных сигналов. Относительный уровень таких продуктов определяется так:

$$L_{ИМ3,отн} = -2(IP3_{вх} - L_{смес}), \quad (5.30)$$

Соответственно, относительный уровень искажающих компонентов второго порядка (гармоники второго порядка) может быть определен из уравнения (5.13):

$$L_{k2,отн} = -(SHI_{вх} - L_{смес}), \quad (5.31)$$

где $L_{k2,отн}$ – уровень искажающих продуктов 2-го порядка, отнесенный к уровню сигнала на входе смесителя, дБ; $SHI_{вх}$ – точка пересечения по входу для второй гармоники анализатора спектра, дБм.

Поскольку искажения и интермодуляционные продукты всегда вычисляются относительно уровня входного сигнала смесителя, то результаты не зависят от установки РЧ аттенуатора. Поэтому в формулы вместо $IP3_{\text{вх}}$ и $SHI_{\text{вх}}$ должны подставляться точки пересечения по входу для первого смесителя. Эти значения соответствуют точкам пересечения анализатора при РЧ ослаблении 0 дБ.

Относительный уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка, а также вторых гармоник показаны на рис. 5.19 как функции уровня сигнала смесителя. Для $IP3_{\text{вх}}$ предполагается значение 7 дБм. Параметр $SHI_{\text{вх}}$ равен 40 дБм.

В зависимости от специфики измерений, интермодуляционные продукты третьего порядка или гармоники высших порядков могут ограничивать динамический диапазон сверху. Оптимальный уровень сигнала смесителя для таких измерений и, следовательно, максимально достигаемый динамический диапазон находится как точка пересечения линии уровня шумов и линии интермодуляционных продуктов третьего порядка или гармоники второго порядка. В этой точке пересечения уровень интермодуляционных или искажающих продуктов равен уровню шума и представление на анализаторе становится неоднозначным.

По рис. 5.19 можно отыскать максимальный диапазон отсутствия интермодуляции при шумовой полосе 10 Гц. Для этого диапазона требуется уровень сигнала смесителя –42 дБм. Если на анализатор спектра (при РЧ ослаблении 0 дБ) подаются два синусоидальных сигнала, каждый из которых имеет уровень –42 дБм, то интермодуляционные продукты третьего порядка будут иметь уровень –42 дБм – 98 дБ = –140 дБм.

Можно также найти оптимальный уровень сигнала смесителя и достигаемый при этом динамический диапазон.

При оптимальном уровне сигнала смесителя уровень шума соответствует уровню интермодуляционных продуктов. Уравнения (5.28) и (5.29) должны приравняться и решаться относительно $L_{\text{смес}}$. Это дает:

$$L_{\text{смес, опт}} = \frac{(n-1)IPn_{\text{вх}} + L_{\text{ш,отн}}}{n} = \frac{(n-1)IPn_{\text{вх}} - 174 \text{ дБм} + 10\log(B_{\text{ш,ПЧ}}) + NF}{n}, \quad (5.32)$$

где $L_{\text{смес, опт}}$ – оптимальный уровень сигнала смесителя, дБм; $IPn_{\text{вх}}$ – точка пересечения по входу n -го порядка анализатора спектра (РЧ ослабление 0 дБ), дБм; n – порядок интермодуляционных или искажающих продуктов, которыми ограничен динамический диапазон; $B_{\text{ш, ПЧ}}$ – шумовая полоса фильтра разрешения, Гц; NF – шум-фактор анализатора спектра, дБ.

Для $n = 3$ граница диапазона отсутствия интермодуляции устанавливается интермодуляционными продуктами третьего порядка и можно найти:

$$\begin{aligned} L_{\text{смес, опт}} &= \frac{2IPn_{\text{вх}} + L_{\text{ш, опт}}}{3} = \\ &= \frac{2IPn_{\text{вх}} - 174 \text{ дБм} + 10\log(B_{\text{ш, ПЧ}}) + NF}{3}. \end{aligned} \quad (5.33)$$

Оптимальный уровень сигнала на входе смесителя для максимального подавления гармоник определяется формулой

$$\begin{aligned} L_{\text{смес, опт}} &= \frac{SHI_{\text{вх}} + L_{\text{ш, опт}}}{2} = \\ &= \frac{SHI_{\text{вх}} - 174 \text{ дБм} + 10\log(B_{\text{ш, ПЧ}}) + NF}{2}. \end{aligned} \quad (5.34)$$

При оптимальном уровне сигнала смесителя динамический диапазон соответствует разнице между уровнем сигнала смесителя и уровнем интермодуляционных продуктов n -го порядка или уровнем шума. Следующее имеет место:

$$\begin{aligned} ДД_{\text{max}} &= \frac{(n-1)}{n}(IPn_{\text{вх}} - L_{\text{ш}}) = \\ &= \frac{(n-1)}{n}(IPn_{\text{вх}} + 174 \text{ дБм} - 10\log(B_{\text{ш, ПЧ}}) - NF), \end{aligned} \quad (5.35)$$

где $ДД_{\text{max}}$ – максимальный динамический диапазон, дБ; $IPn_{\text{вх}}$ – точка пересечения n -го порядка по входу анализатора спектра (РЧ ослабление 0 дБ), дБм; n – порядок интермодуляционных или искажающих продуктов, которыми ограничивается динамический диапазон; $B_{\text{ш, ПЧ}}$ – шумовая полоса фильтра разрешения, Гц; NF – шум-фактор анализатора спектра, дБ.

Для $n = 3$ максимальный диапазон работы без интермодуляции

$$\begin{aligned}
 ДД_{\max} &= \frac{2}{3}(IPn_{\text{вх}} - L_{\text{ш}}) = \\
 &= \frac{2}{3}(IPn_{\text{вх}} + 174 \text{ дБм} - 10\log(B_{\text{ш,ПЧ}}) - NF).
 \end{aligned}
 \tag{5.36}$$

или (при $n = 2$) при максимальном подавлении гармоник

$$\begin{aligned}
 ДД_{\max} &= \frac{1}{2}(SHI_{\text{вх}} - L_{\text{ш}}) = \\
 &= \frac{1}{2}(SHI_{\text{вх}} + 174 \text{ дБм} - 10\log(B_{\text{ш,ПЧ}}) - NF).
 \end{aligned}$$

могут быть определены.

Уравнение (5.35) показывает, что для того, чтобы получить большой диапазон, свободный от интермодуляции, требуются и большие значения координат точки пересечения, и низкий уровень шум-фактор. Для быстрой оценки динамического диапазона анализатора спектра можно использовать следующий показатель качества (ПК):

$$ПК = IP3_{\text{вх}} - NF. \tag{5.38}$$

Современные высококачественные анализаторы достигают показателя качества 0 дБм при типовой точке перехвата третьего порядка 15 дБм и типовом шум-факторе 15 дБ.

Вышеприведенные рассуждения относительно динамического диапазона всегда относились к уровню сигнала на входе первого смесителя. Если уровень сигнала на входе анализатора спектра выше, чем оптимальный уровень сигнала смесителя, то он должен быть уменьшен соответствующей установкой РЧ аттенюатора. Требуемое значение ослабления РЧ можно рассчитать так:

$$a_{\text{РЧ}} = L_{\text{вх}} - L_{\text{смес}}, \tag{5.39}$$

где $a_{\text{РЧ}}$ – РЧ ослабление, дБ; $L_{\text{вх}}$ – уровень сигнала на входе анализатора спектра, дБм; $L_{\text{смес}}$ – установленный уровень сигнала смесителя, дБм.

При установке уровня сигнала на входе смесителя шаги установки аттенюатора очень важны:

Если в вышеприведенном примере уровень входного сигнала равен –17 дБм и шаги аттенюатора равны 10 дБ, то уровень сигнала на входе смесителя можно снизить только до уровня –37 дБм (при РЧ

ослаблении 20 дБ) или -47 дБм (при ослаблении 30 дБ). Соответственно, диапазон, свободный от интермодуляции, равен тогда 92 дБ ($L_{\text{смес}} = -47$ дБм) или 88 дБ ($L_{\text{смес}} = -37$ дБм). Для обеспечения максимального диапазона, свободного от интермодуляции, уровень должен быть снижен до -22 дБм с помощью внешнего аттенюатора на 5 дБ. Применяя РЧ ослабление на 20 дБ, получим оптимальный уровень сигнала смесителя -42 дБм и диапазон, свободный от интермодуляции, 98 дБ.

В некоторых анализаторах спектра применяется аттенюатор с шагами по 1 дБ. Тогда нет необходимости использовать внешний фиксированный аттенюатор или внешний регулируемый РЧ аттенюатор.

Влияние фазового шума на динамический диапазон

Как описывалось в разд. 5.3, фазовый шум местного гетеродина анализатора спектра переносится на входные сигналы из-за обратного преобразования. Поэтому динамический диапазон при измерении фазового шума входных сигналов ограничивается фазовым шумом анализатора спектра, особенно при малых отстройках от несущей. Фазовый шум испытываемого устройства должен быть выше, чем у измерительного прибора для обеспечения точных измерений (разд. 6.1 «Измерение фазового шума»).

Если слабые сигналы в непосредственной окрестности очень больших входных сигналов должны успешно индицироваться (как, например, для измерений точки перехвата 3-го порядка испытываемого устройства), то фазовый шум анализатора должен быть как можно меньшим. В противном случае слабый входной сигнал может быть закрыт фазовым шумом, перенесенным на сильный соседний сигнал (см. рис. 5.12). Для подобных случаев фазовый шум должен быть учтен при расчете динамического диапазона.

Поскольку фазовый шум, перенесенный на входной сигнал, зависит от уровня несущей входного сигнала, то изменение уровня несущей не будет влиять на относительный фазовый шум. На рис. 5.20 вклад фазового шума представлен, соответственно, как горизонтальная линия. Если частота сигнала выше, чем отстройка от несущей, при которой должны выполняться измерения на слабых сигналах, гармоники и интермодуляционные продукты второго порядка являются незначительными. На рис. 5.20 поэтому учитываются только интермодуляционные продукты третьего порядка. Уровень фазового

шума должен рассчитываться для заданной полосы разрешения. Имеет место следующее равенство:

$$L_{\text{фш, RBW}}(f_{\text{расст}}) = L(f_{\text{расст}}) + 10 \log(B_{\text{ш, ПЧ}}), \quad (5.40)$$

где $L_{\text{фш, RBW}}(f_{\text{расст}})$ – фазовый шум как функция отстройки от несущей в полосе $B_{\text{ш, ПЧ}}$, отнесенный к несущей, дБн; $L(f_{\text{расст}})$ – фазовый шум как функция отстройки от несущей, дБн (1 Гц); $B_{\text{ш, ПЧ}}$ – шумовая полоса ПЧ фильтра, Гц; $f_{\text{расст}}$ – отстройка от несущей.

Вклады теплового шума, интермодуляционных продуктов и фазового шума должны добавляться линейно.

Суммарный отклик ($L_{\text{сум}}$), представленный на рис. 5.20, рассчитан для фазового шума –122 дБн (1 Гц), для точки пересечения третьего порядка 7 дБм и для шум-фактора 24,5 дБ. Выбранная полоса разрешения 10 кГц должна соответствовать шумовой полосе. Максимальный динамический диапазон достигается при уровне сигнала смесителя, при котором комбинированный отклик соответствует его минимуму.

Подобным же образом, фазовый шум ограничивает динамический диапазон при измерениях мощности соседнего канала. Дополнительные сведения по оценке динамического диапазона для этого

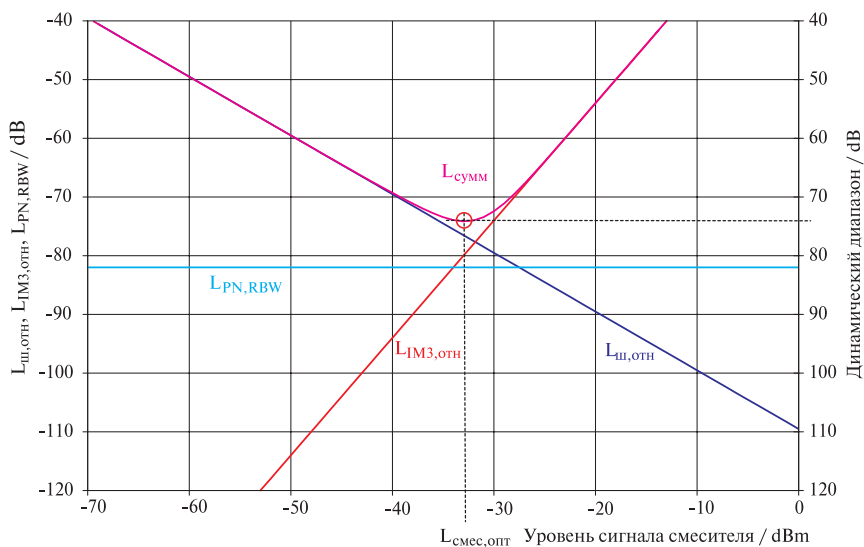


Рис. 5.20. Динамический диапазон при учете теплового шума, фазового шума и интермодуляционных продуктов 3-го порядка ($NF = 24.5$ дБ, $IP3_{\text{вх}} = 7$ дБм, $L(f_{\text{расст}}) = -122$ дБн (1 Гц), $B_{\text{ш, ПЧ}} = 10$ кГц)

типа измерений можно найти в разд. 6.3 «Измерение мощности в канале и соседнем канале».

Для быстрого определения динамического диапазона как функции шум-фактора, точки пересечения третьего порядка и фазового шума анализатора спектра, можно получить электронную таблицу в пакете MS Excel 5.0 (файл DYN_CALC.XLS, рис. 5.21), которую можно отыскать на сайте компании R&S (www.rohde-schwarz.com). В электронной таблице приняты во внимание гармоники второго порядка, так что динамический диапазон может быть легко рассчитан практически для любого применения. Электронная таблица состоит из двух частей:

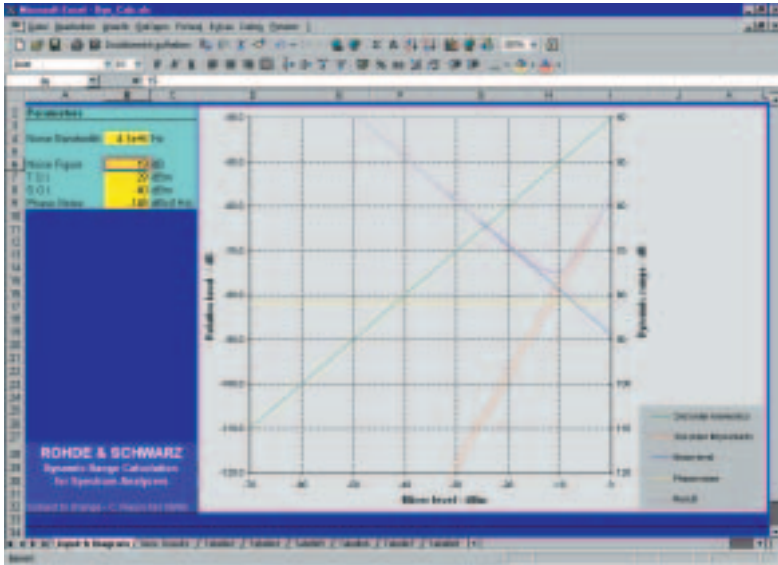
Входные данные и диаграмма: Входные данные шумовой полосы, шум-фактора, $IP3$, SHI и фазовые шумы анализатора спектра (рис. 5.21, *а*, выделенная желтым полоса сверху слева). Графики следующих зависимостей от уровня входного сигнала: уровня фазового шума отнесенного к уровню входного сигнала, относительного уровня теплового шума, относительного уровня интермодуляционных продуктов второго и третьего порядка. Кроме этого, приводится также сумма вклада теплового шума, фазового шума и интермодуляционных продуктов третьего порядка.

Численные результаты: Числовые выходные данные, представленные в виде электронной таблицы «Входные данные и диаграмма» (рис. 5.21).

Вводимый фазовый шум определяется частотной отстройкой от сильного сигнала, при которой слабый сигнал должен быть показан на индикаторе.

5.6. Устойчивость к помехам

Сигнал на входе анализатора спектра может дать прирост нежелательных компонентов, которые не имеют никакой связи со спектром входного сигнала. Существуют различные причины для появления таких нежелательных компонентов, с которыми мы столкнемся в следующем разделе. В отличие от гармоник и интермодуляционных продуктов, вырабатываемых анализатором спектра из-за нелинейностей, устойчивость к помехам не может, как правило, улучшиться оптимизацией уровня сигнала смесителя, поскольку он обычно не зависит от выбранного РЧ ослабления.



	Signal level / dBm	Signal level / dBm	Signal level / dBm	Signal level / dBm	Signal level / dBm
1	-120	-120	-120	-120	-120
2	-115	-115	-115	-115	-115
3	-110	-110	-110	-110	-110
4	-105	-105	-105	-105	-105
5	-100	-100	-100	-100	-100
6	-95	-95	-95	-95	-95
7	-90	-90	-90	-90	-90
8	-85	-85	-85	-85	-85
9	-80	-80	-80	-80	-80
10	-75	-75	-75	-75	-75
11	-70	-70	-70	-70	-70
12	-65	-65	-65	-65	-65
13	-60	-60	-60	-60	-60
14	-55	-55	-55	-55	-55
15	-50	-50	-50	-50	-50
16	-45	-45	-45	-45	-45
17	-40	-40	-40	-40	-40
18	-35	-35	-35	-35	-35
19	-30	-30	-30	-30	-30
20	-25	-25	-25	-25	-25
21	-20	-20	-20	-20	-20
22	-15	-15	-15	-15	-15
23	-10	-10	-10	-10	-10
24	-5	-5	-5	-5	-5
25	0	0	0	0	0
26	5	5	5	5	5
27	10	10	10	10	10
28	15	15	15	15	15
29	20	20	20	20	20
30	25	25	25	25	25
31	30	30	30	30	30
32	35	35	35	35	35
33	40	40	40	40	40
34	45	45	45	45	45
35	50	50	50	50	50
36	55	55	55	55	55
37	60	60	60	60	60
38	65	65	65	65	65
39	70	70	70	70	70
40	75	75	75	75	75
41	80	80	80	80	80
42	85	85	85	85	85
43	90	90	90	90	90
44	95	95	95	95	95
45	100	100	100	100	100
46	105	105	105	105	105
47	110	110	110	110	110
48	115	115	115	115	115
49	120	120	120	120	120
50	125	125	125	125	125
51	130	130	130	130	130
52	135	135	135	135	135
53	140	140	140	140	140
54	145	145	145	145	145
55	150	150	150	150	150
56	155	155	155	155	155
57	160	160	160	160	160
58	165	165	165	165	165
59	170	170	170	170	170
60	175	175	175	175	175
61	180	180	180	180	180
62	185	185	185	185	185
63	190	190	190	190	190
64	195	195	195	195	195
65	200	200	200	200	200
66	205	205	205	205	205
67	210	210	210	210	210
68	215	215	215	215	215
69	220	220	220	220	220
70	225	225	225	225	225
71	230	230	230	230	230
72	235	235	235	235	235
73	240	240	240	240	240
74	245	245	245	245	245
75	250	250	250	250	250
76	255	255	255	255	255
77	260	260	260	260	260
78	265	265	265	265	265
79	270	270	270	270	270
80	275	275	275	275	275
81	280	280	280	280	280
82	285	285	285	285	285
83	290	290	290	290	290
84	295	295	295	295	295
85	300	300	300	300	300
86	305	305	305	305	305
87	310	310	310	310	310
88	315	315	315	315	315
89	320	320	320	320	320
90	325	325	325	325	325
91	330	330	330	330	330
92	335	335	335	335	335
93	340	340	340	340	340
94	345	345	345	345	345
95	350	350	350	350	350
96	355	355	355	355	355
97	360	360	360	360	360
98	365	365	365	365	365
99	370	370	370	370	370
100	375	375	375	375	375

Рис. 5.21. Электронная таблица DYN_CALC.XLS:

а – входные данные и диаграмма: входные диапазоны шумовой полосы, шум-фактора, TOI, SHI и фазового шума, а также графическое представление результирующего динамического диапазона; б – лист числовых результатов: числовые выходные результаты

Immunity of interference	
Image frequency	>70 dB
Intermediale frequency	>70 dB
Spurious responses (f > 1 MHz, without input signal, 0 dB attenuation)	<-103 dBm
Other surious with input signal, mixer level <-10 dBm, Δf > 100 kHz	<-70 dBc

Рис. 5.22. Спецификационная таблица типовых данных по устойчивости к помехам

Зеркальная частота

Как описывалось в гл. 4, преобразование сигнала с помощью смесителя приводит к неоднозначности. При заданной частоте гетеродина в добавление к желательным частотам сигнала всегда имеется зеркальная частота. Из уравнения (4.4) и уравнения (4.5) вытекают следующие соотношения между зеркальной частотой и частотой входного сигнала:

$$f_{\text{зерк}} = f_{\text{вх}} + 2f_{1\text{-я ПЧ}} \quad (5.41)$$

Входные сигналы на частоте зеркального канала подавляются подходящими фильтрами, зависящими от конфигурации РЧ тракта, как описывалось в разд. 4.1. Из-за ограниченной изолированности технически доступных фильтров достигаемое подавление имеет свои собственные границы. В приведенных ранее фрагментах таблиц данных указывается значение -70 дБ.

Применительно к анализатору, описанному в разд. 4.1, это означает, что входной сигнал с частотой 7100 МГц и с уровнем -10 дБм вызовет на индицируемом спектре отклик на частоте $147,2$ МГц с максимальным уровнем $(-10 \text{ дБм} - 70 \text{ дБ}) = -80 \text{ дБм}$.

Как показано в разд. 4.1, зеркальная частота возникает также при втором преобразовании частоты и соответственно должна подавляться. Для анализатора спектра в нашем примере можно получить следующее соотношение для определения частоты входного сигнала, которая должна преобразовываться на зеркальную частоту второго смесителя и стать видимой на частоте $f_{\text{вх}}$:

$$f_{\text{зерк, 2-я ПЧ}} = f_{\text{вх}} + 2f_{2\text{-я ПЧ}}, \quad (5.42)$$

где $f_{\text{зерк, 2-я ПЧ}}$ – ложный отклик из-за зеркальной частоты на 2-й ПЧ; $f_{\text{вх}}$ – частота, при которой ложный отклик становится видимым на индицируемом спектре; $f_{2\text{-я ПЧ}}$ – 2-я промежуточная частота.

Сквозное прохождение ПЧ или прием на промежуточной частоте

Из-за ограниченной развязки между РЧ входным сигналом и выходным сигналом ПЧ первого смесителя, входные сигналы могут проникать напрямую (без преобразования частоты) на ПЧ тракт (разд. 4.1), что известно как сквозное прохождение ПЧ сигнала. Если частота входного сигнала соответствует 1-й ПЧ, сигнал будет индицироваться в частотном диапазоне воспроизводимого спектра, независимо от частоты гетеродина. Поэтому сигналы с частотой, соответствующей 1-й ПЧ, должны быть срезаны до первого смесителя соответствующими фильтрами, которые используются для режекции зеркальной частоты. Анализатор, описанный в книге, использует для этой цели входной низкочастотный фильтр (3) в РЧ входной секции для диапазона до 3 ГГц и следящий полосовой фильтр (20) для частотного диапазона свыше 3 ГГц. Сигналы, подлежащие подавлению, действуют на частотах 3476,4 и 404,4 МГц. В приведенном выше фрагменте спецификационной таблицы для помехоустойчивости по ПЧ указаны значения, большие 70 дБ. Это означает, что для входного сигнала с частотой 3476,4 МГц и уровнем –10 дБм в частотном диапазоне от 9 кГц до 3 ГГц будет индицироваться максимальное значение –80 дБм.

Ложный отклик

Неустраняемые ложные отклики

Неустраняемые ложные отклики – это сигналы на индицируемом спектре, которые вырабатываются самим анализатором спектра. Они вызваны, например, синхронизирующими сигналами микропроцессоров, которые могут распространяться через линии питающего напряжения и попадать на цепи обработки аналоговых сигналов. Следует проводить различие, постоянно ли существуют неустраняемые ложные отклики или они возникают только в том случае, когда на входе анализатора спектра действует сигнал. Ложные отклики от гетеродинов принадлежат к последней группе. Спецификационные таблицы данных о неустраняемых ложных откликах, связанных с входными сигналами, соотносятся поэтому к уровню несущей

входного сигнала (в дБн). Во фрагменте спецификационной таблицы, показанной на рис. 5.22, указывается уровень -70 дБн, а для неустранимых ложных откликов, не зависящих от входного сигнала, дан уровень -103 дБм.

Ложные отклики

Гармоники входного сигнала вырабатываются вместе с другими частотными компонентами в первом смесителе анализатора спектра. Если уровень входного сигнала значительный, то будут воспроизводиться гармоники. Гармоники входного сигнала преобразуются на первую промежуточную частоту за счет взаимодействия основной гармоники с гармониками сигнала гетеродина, в соответствии с уравнением (4.1). Ложные отклики будут вырабатываться при заданной ПЧ и частотном диапазоне гетеродина при частотах входного сигнала $f_{\text{вх},N}$, для которых выполняется условие (4.1) при $m \geq 1$ и $n > 1$.

Пример

Анализатор спектра в диапазоне $10 \text{ МГц} \dots 5 \text{ ГГц}$ преобразует входной сигнал на высокую первую промежуточную частоту $5,8 \text{ ГГц}$ с помощью сигнала гетеродина, перестраиваемого от $5,81$ до $10,8 \text{ ГГц}$. Сигнал с частотой $3,87 \text{ ГГц}$ прикладывается ко входу анализатора спектра и показывается на частоте $3,87 \text{ ГГц}$.

Одновременно в первом смесителе анализатора спектра вырабатываются гармоники входного сигнала высокого порядка. Например, третья гармоника имеет частоту $11,61 \text{ ГГц}$. Если анализатор настроен на входную частоту 10 МГц , то частота гетеродина равна $5,81 \text{ ГГц}$.

В этом случае третья гармоника входного сигнала преобразуется на ПЧ:

$$f_{\text{ПЧ}} = 3f_{\text{вх}} + f_{\text{гет}} = 3 \cdot 3,87 \text{ ГГц} - 5,81 \text{ ГГц} = 5,80 \text{ ГГц}.$$

Входной сигнал на частоте $3,87 \text{ ГГц}$ вызывает также ложный отклик на частоте 10 МГц на индицируемом спектре.

Такие ложные отклики, по идее, являются неустранимыми. Чтобы предотвратить влияние вырабатываемых ложных сигналов на индицируемый спектр, должны соблюдаться чрезвычайно строгие требования для первого смесителя анализатора спектра относительно линейности, особенно точки пересечения. В то же самое время уровень сигнала смесителя не должен быть слишком высок, что является требованием на выполнение соответствующей установки РЧ ослабления.

5.7. Паразитное прохождение сигнала гетеродина

В пассивных смесителях, которые используются в анализаторах спектра для первого преобразования частоты входного сигнала, сигнал гетеродина может проникать в ПЧ тракт из-за ограниченной развязки трактов. Описанная структурная схема анализатора (см. вкладку в конце книги) показывает, что если преобразованию подлежат очень низкочастотные сигналы (типа 9 кГц), то частота сигнала гетеродина (3476,409 МГц в нашем примере) соответствует первой ПЧ. Поэтому в особенности при больших полосах разрешения ($0,5B_{\text{ПЧ}} > f_{\text{вх}}$), сигнал гетеродина, просочившийся в тракт ПЧ, будет только немного ослаблен фильтром ПЧ. Затем сигнал гетеродина поступает на детектор и воспроизводится на индикаторе (рис. 5.23). Этот эффект называется паразитным прохождением сигнала гетеродина. Из-за фазовых шумов сигнала гетеродина индицируемый средний уровень шума вблизи минимальной начальной частоты увеличи-

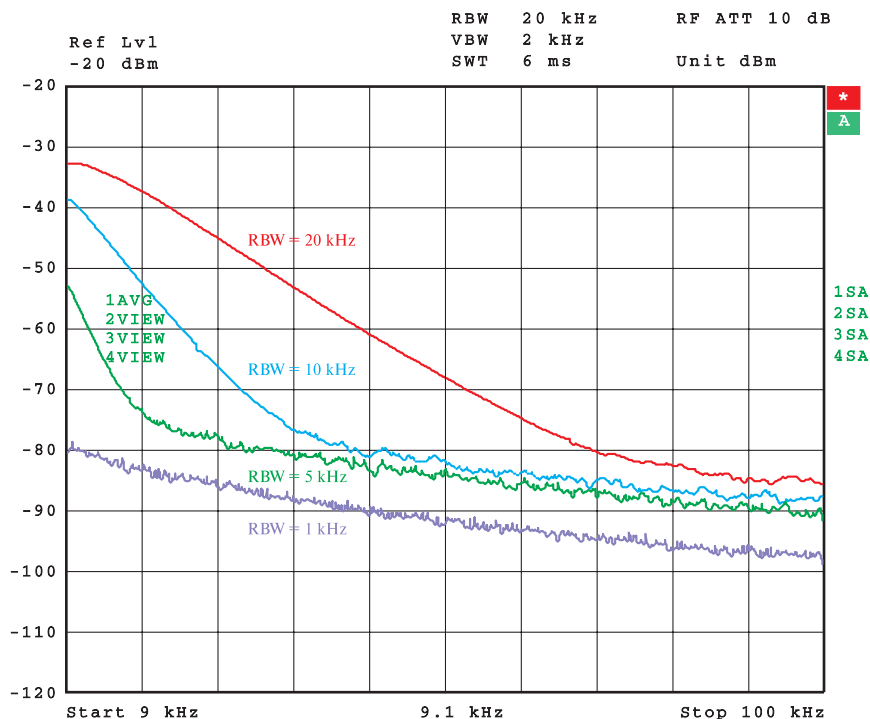


Рис. 5.23. Паразитное прохождение сигнала гетеродина как функция выбранной полосы разрешения

вается и в результате чувствительность в этом частотном диапазоне уменьшается. Обычно паразитное прохождение сигнала гетеродина не оговаривается четко в спецификационных таблицах. Его, однако, можно различить из индицируемого уровня шумов в частотном диапазоне вблизи нулевой частоты.

Паразитное прохождение сигнала гетеродина может быть уменьшено снижением полосы разрешения, как показано на рис. 5.23.

Для анализаторов спектра, имеющих очень низкую границу входной частоты, как, например, 20 Гц, это возможно только в ограниченной степени. Из-за очень узкой полосы разрешения, требуемой для снижения паразитного прохождения сигнала гетеродина, время развертки существенно возрастает. Поэтому в такие анализаторы часто приходится встраивать сложные цепи, связывающие гетеродинный и ПЧ тракты в противофазе, чтобы снизить паразитное прохождение.

Сигнал гетеродина может, например, подаваться в ПЧ тракт в противофазе, вызывая тем самым частичную компенсацию и подавление сигнала гетеродина.

5.8. Характеристики фильтра

Основные характеристики и различные методы реализации фильтров разрешения были уже описаны в разд. 4.2. В дополнение к коэффициенту формы, который определяет характеристики избирательности, важнейшую роль играют минимальная и максимальная полосы разрешения анализатора спектра. Для измерений, требующих высокой чувствительности, необходимы очень узкие полосы разрешения (см. разд. 5.1), в то время как для импульсных измерений и измерений во временной области (разд. 6.2 и 6.3) необходимы очень широкие полосы разрешения.

Для обеспечения короткого времени развертки, БПФ фильтры использовать выгоднее для узких полос разрешения. Однако, очень важно, чтобы имелась возможность выбора между аналоговыми и цифровыми фильтрами, поскольку может оказаться невозможным, к примеру, выполнять импульсные измерения с БПФ фильтрами (разд. 3.1).

Точность установки полосы важна для таких применений, где уровень измеряемого сигнала нормируется на измеряемую полосу. Точность обычно нормируется в процентах. Метод определения точности измерений описан детально в разд. 5.10.

5.9. Точность частоты

Местные гетеродины в современных анализаторах спектра синхронизируются по стабильному опорному генератору через систему ФАПЧ. Поэтому точность частоты анализатора спектра соответствует точности опорного сигнала и на нее действует температура и долговременная стабильность опорного генератора.

На частоте 10 МГц опорные генераторы обычно выполняются как температурно-компенсированные кварцевые генераторы (ТККГ) или как термостатированные кварцевые генераторы (ТСКГ). Вырабатываемая опорная частота зависит от окружающей температуры и меняется за счет старения элементов в процессе работы. Для обеспечения высокой абсолютной точности частоты анализатора спектра сигнал опорной частоты должен регулироваться в небольших пределах. В современных анализаторах спектра пользователь может осуществлять эту регулировку с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП), осуществляющего подстройку по счетчику частоты или по сигналу известной частоты.

На рис. 5.24 показан фрагмент спецификационной таблицы с характеристиками точности частоты анализатора спектра. Делается различие между точностью основного блока и точностью встроенного вспомогательного ТСКГ. Как можно видеть, при использовании ТСКГ реализуется намного более высокая температурная стабильность и достигается намного меньший температурный дрейф. Общая частотная ошибка складывается из температурного дрейфа и долговременной стабильности. Однако долговременная стабильность эффективна только, когда прибор постоянно остается включенным. Если прибор (или ТСКГ) выключить, а потом вновь включить, восстановление рабочих характеристик займет определенное время [5.4], из-за чего частота генератора приобретет другое значение.

Internal reference frequency (nominal)	
Aging per year ¹⁾	$1 \cdot 10^{-6}$
Temperature drift (+5 °C to 45 °C)	$1 \cdot 10^{-6}$
with optional OCXO	
Aging per year ¹⁾	$1 \cdot 10^{-7}$
Temperature drift (+5 °C to 45 °C)	$1 \cdot 10^{-8}$

¹⁾ After 30 days of operation.

Рис. 5.24. Типовые характеристики точности частоты анализатора спектра

5.10. Точность измерения уровня

Измерения уровней сигнала всегда содержат в себе некоторую погрешность. В случае измерения уровней с помощью анализаторов спектра, эта погрешность вносится отдельными компонентами. Поэтому анализаторы спектра калибруются прямо на фабрике до их поставки и при калибровке записываются ошибки индивидуальных компонентов и запоминание их в конкретном анализаторе. Эти компоненты ошибок учитываются в индицируемом уровне, так что точность измерений повышается.

Поскольку характеристики анализатора сами по себе подвержены температурному дрейфу и старению, большинство анализаторов содержат внутренний температурно-стабилизированный источник сигнала (43), а также функции автоподстройки, позволяющие определить критические компоненты ошибок в процессе работы и обеспечить необходимые коррекции.

Тем не менее, чтобы обеспечить минимальные ошибки уровня, необходимы калибровки через определенные интервалы времени (обычно у производителя), даже если анализатор имеет источник калибровочного сигнала, используемый для автоподстройки, поскольку такой источник обладает старением, хотя и незначительным, а некоторые параметры, например, частотную характеристику, можно проконтролировать только с помощью внешней измерительной аппаратуры. Интервалы времени для калибровки на фабрике рекомендованы в спецификационной таблице анализатора.

Калибровка изготовителем также вносит некоторые измерительные погрешности, которые вносятся в результаты калибровки. Эти погрешности указываются как уровень ошибки в спецификационной таблице анализатора спектра. Индивидуальные источники ошибок поясняются далее. Систематические ошибки измерений из-за недостаточного отношения сигнал/шум обычно во внимание не принимаются. Они будут обсуждаться отдельно и в деталях в конце этого раздела.

5.10.1. Компоненты ошибок

Ошибка абсолютного уровня

Полный коэффициент усиления тракта обработки аналогового сигнала анализатора спектра может меняться из-за температурного дрейфа или старения. Для коррекции результирующей ошибки уров-

ня на вход анализатора спектра должен быть подан сигнал (до РЧ аттенюатора), как показано на структурной схеме на вкладке в конце книги. Если уровень этого сигнала известен, может быть определен действительный коэффициент передачи аналоговых каскадов и ошибка уровня за счет температурного дрейфа или старения может быть скомпенсирована. Как предварительное условие, уровень сигнала должен быть постоянным во всем температурном диапазоне анализатора. Стабильность встроенного источника сигнала, используемого для автоподстройки, является определяющим фактором для абсолютной точности анализатора.

Для прецизионного измерения уровня в температурном диапазоне вызывается функция автоподстройки после времени прогрева, указываемого в спецификационной таблице (обычно 30 мин). Эта функция позволяет определить и скорректировать в процессе измерений ошибки, описанные выше.

Max. uncertainty of level measurement	
at 128 MHz, P30 dBm (RF attenuation 10 dB, RBW 10 kHz, ref. level P20 dBm)	<0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
Frequency response	
≤50 kHz	<+0,5/P1,0 dB
50 kHz to 3 GHz	<0,5 dB ($\sigma = 0,17$ dB)
3 GHz to 7 GHz	<2,0 dB ($\sigma = 0,7$ dB)
Frequency response with electronic attenuator switched on	
10 MHz to 3 GHz	<1 dB ($\sigma = 0,33$ dB)
3 GHz to 7 GHz	<2,0 dB ($\sigma = 0,7$ dB)
Attenuator	<0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
Reference level switching	<0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
Display nonlinearity LOG/LIN (S/N >16 dB)	
RBW ≤100 kHz	
0 dB to -70 dB	<0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
-70 dB to -90 dB	<0,5 dB ($\sigma = 0,17$ dB)
RBW ≥300 kHz	
0 dB to -50 dB	<0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
-50 dB to -70 dB	<0,5 dB ($\sigma = 0,17$ dB)
Bandwidth switching uncertainty (ref. to RBW = 10 kHz)	
10 Hz to 100 kHz	<0,1 dB ($\sigma = 0,03$ dB)
300 kHz to 10 MHz	<0,2 dB ($\sigma = 0,07$ dB)
1 Hz to 3 kHz FFT	<0,2 dB ($\sigma = 0,03$ dB)

Рис. 5.25. Типовые спецификационные таблицы для ошибок измерения уровня анализатора спектра

Частота сигнала, используемого для автоподстройки, обычно выбирается постоянной, поскольку коэффициент передачи каскадов обработки сигнала, включая первый смеситель, является постоянной величиной и может определяться на одной частоте. Поэтому абсолютная ошибка уровня указывается только на этой частоте (в нашем примере 128 МГц). Погрешность измерений увеличивается на величину, определяемую частотной характеристикой, если измерения выполняются на другой частоте.

Поскольку различные параметры, такие как выбранная полоса ПЧ, РЧ ослабление, коэффициент усиления по ПЧ (установленный через опорный уровень) и линейность логарифмического усилителя, также влияют на точность, они устанавливаются с привязкой к абсолютной ошибке уровня.

Характеристики из вышеуказанной спецификационной таблицы относятся к уровню -30 дБм (соответствующему уровню источника калибрационного сигнала), РЧ ослаблению 10 дБ, опорному уровню -20 дБм и полосе разрешения 10 кГц.

Частотная характеристика

Ошибки измерения уровня из-за частотной характеристики вносятся в общую ошибку измерения, если эти измерения выполняются для другой частоты по сравнению с калибровкой (в нашем примере 128 МГц).

Для частотных диапазонов, в которых в тракт сигнала анализатора включается ЖИГ-фильтр (в нашем примере выше 3 ГГц), для достижения паспортных характеристик часто необходимо выполнять дополнительные условия. Из-за наличия магнитных цепей ЖИГ-фильтр обладает серьезной инерционностью, а также некоторым температурным дрейфом центральной частоты. Поэтому не всегда возможно производить измерения точно в той же точке передаточной характеристики. Например, вносимые в фильтр потери могут изменяться за счет пульсации характеристики в полосе пропускания.

Поэтому в анализаторах спектра часто предусматривают функцию высокочастотной коррекции. Если на вход анализатора спектра подается сигнал, то эта функция высокочастотной коррекции может использоваться для точной подстройки центральной частоты на максимум уровня сигнала, что обеспечит более высокую точность фиксации уровня.

В течение этого процесса точной подстройки ЖИГ-фильтр перестраивается в очень малом частотном диапазоне с относительно низкой скоростью. Из-за динамического отклика ЖИГ-фильтров измерения опять не производятся точно в той точке, которая калибруется при точной автоподстройке, особенно при очень высоких скоростях развертки. При очень коротких периодах развертки (<10 мс/ГГц в нашем примере) появляется дополнительная ошибка.

Ошибка линейности или нелинейность дисплея

Ошибка линейности содержит информацию о линейности дисплея. В идеальном случае вариация уровня входного сигнала на n дБ вызывает вариацию индицируемого уровня на n дБ. Ошибка линейности дает максимальное отклонение от ожидаемой вариации индицируемого уровня.

При логарифмической шкале индицируемых уровней эту ошибку, главным образом, определяет логарифмический усилитель. Часто максимальная ошибка указывается для определенного диапазона уровней относительно опорного уровня. Рисунок 5.25 соответствует уровням $<0,2$ дБ индицируемых уровней, которые максимально на 70 дБ ниже опорного уровня при полосе разрешения ≥ 100 кГц. Если уровень меняется в этом диапазоне, то индицируемый уровень отличается от реального на указанную ошибку.

Обычно принято указывать максимальную общую ошибку линейности как функцию от индицируемого уровня, нормированного к опорному уровню.

Например, максимальная ошибка линейности для диапазона уровней от 0 дБ до уровня, на 70 дБ ниже опорного уровня, равна $0,3 \text{ дБ} + 0,01$ (смещение опорного уровня). Соответственно, ошибка индикации сигнала (при индицируемом уровне на 70 дБ ниже опорного уровня) равна $0,3 \text{ дБ} + 0,01 \cdot 70 \text{ дБ} = 1 \text{ дБ}$.

Ошибка уровня, указываемая таким путем, особенно важна для измерений абсолютного уровня. Для измерений относительного уровня представляет интерес отклонение вариации индицируемого уровня от ожидаемой вариации уровня, и оно должно вычисляться как арифметическая сумма. Обычно указывается максимальная ошибка при определенной вариации уровня. Например, обозначение 0,4 дБ соответствует девиации 0,4 дБ при изменении уровня 4 дБ.

В режиме линейной шкалы индикации ошибка линейности устанавливается в процентном отношении к опорному уровню.

Ошибка аттенюатора

Установки аттенюатора могут приводить к ошибкам. В современных приборах эта ошибка определяется в процессе процедуры автоподстройки и соответственно индицируемый уровень корректируется. Значение, установленное для ошибки аттенюатора, рассматривается как остаточная ошибка из-за долговременных эффектов, например, дрейф из-за изменений температуры.

Ошибка усиления по ПЧ или ошибка установки опорного уровня

Подобно установке аттенюатора, установка усиления тракта ПЧ также является источником ошибок. Поскольку усиление ПЧ может быть установлено только косвенно через опорный уровень, ошибка часто нормируется по ошибке установки опорного уровня. В дополнение к указанию максимальной ошибки, как показано на рис. 5.25, ошибка часто указывается как функция установки опорного уровня.

Например, максимальная ошибка установки опорного уровня для опорного уровня -20 дБм равна $0,3$ дБ. Для других опорных уровней ошибка есть $0,3$ дБ + $0,01$ (отклонение от опорного уровня -20 дБм). Если опорный уровень установлен на $+10$ дБм, то максимальная ошибка установки опорного уровня равна

$$0,3 \text{ дБ} + 0,01 [+10 \text{ дБм} - (-20 \text{ дБм})] = 0,6 \text{ дБ}.$$

Ошибка переключения полосы

При переключениях между разными значениями полосы разрешения возникают погрешности в уровнях, которые необходимо принимать во внимание. Подобно ошибкам аттенюатора или ошибкам в коэффициенте усиления тракта ПЧ, эта погрешность может быть определена в процессе процедуры автоподстройки и скомпенсирована с каким-то коэффициентом коррекции. Указанная ошибка соответствует остаточной погрешности, вызванной долговременными эффектами, такими как температурный дрейф.

Влияние ошибок полосы

Ошибки полосы понимаются как отклонение действующего значения полосы разрешения от установленного значения. Указанная ошибка полосы 5% означает, что, например, при установленной полосе разрешения 10 кГц реальная полоса может находиться между $9,5$ и $10,5$ кГц. Эта ошибка важна только для таких применений, при

которых измеряемая мощность должна быть нормирована к полосе измерений или полоса измерений должна быть известной для дальнейших вычислений. Это, например, относится к случаю измерения фазовых шумов или измерений мощности в канале (раздел 6.3). Результирующий уровень ошибки может, в свою очередь, быть рассчитан из ошибки полосы в процентах. Для шумовых или шумоподобных сигналов имеет место соотношение:

$$\Delta L_{RBW} / dB = 10 \log \left\{ 1 - \frac{\Delta_{RBW} / \%}{100} \right\} \quad (5.43)$$

где ΔL_{RBW} – ошибка уровня из-за ошибки полосы; Δ_{RBW} – ошибка полосы.

Ошибка из-за рассогласования

Идеальный анализатор спектра с коэффициентом отражения по входу, равным нулю, полностью потребляет поступающую на вход мощность, независимо от выходного импеданса источника сигнала.

Однако коэффициент отражения на входе реального анализатора спектра больше нуля, так что всегда имеется рассогласование. Поэтому результаты измерения зависят от выходного коэффициента отражения источника сигнала, который обычно больше нуля. Погрешность измерений $M_{\text{погр}}$ из-за рассогласования определяется так:

$$M_{\text{погр}} = 100 \{ (1 \pm r_{\text{ист}} r_{\text{нагр}})^2 - 1 \} \quad (5.44)$$

где $M_{\text{погр}}$ – погрешность измерений, %; $r_{\text{ист}}$ – величина коэффициента отражения от источника сигнала; $r_{\text{нагр}}$ – коэффициент отражения анализатора спектра.

Применяется следующая аппроксимация:

$$M_{\text{погр}} = \pm 200 r_{\text{ист}} r_{\text{нагр}}. \quad (5.45)$$

В отличие от измерителей мощности, ошибки уровня в анализаторах спектра указываются в децибелах. Уравнение (5.44) можно переписать в виде:

$$\Delta L_{\text{рас}} = 20 \log(1 - r_{\text{ист}} r_{\text{нагр}}), \quad (5.46)$$

где $\Delta L_{\text{рас}}$ – ошибка уровня из-за рассогласования, дБ.

Согласование по входу анализатора спектра или согласование по выходу испытываемого устройства часто устанавливается по коэф-

фициенту стоячей волны по напряжению (КСВН) или по обратным потерям. Основываясь на подобном подходе, можно вычислить соответствующие коэффициенты отражения по следующим формулам:

$$r = \frac{s - 1}{s + 1} \quad (5.47)$$

где r – коэффициент отражения; s – КСВ и

$$r = 10^{\frac{a_{\text{обр}}}{20}}$$

где $a_{\text{обр}}$ – обратные потери, дБ.

Подставляя уравнение (5.47) в уравнение (5.46), получаем:

$$\Delta L_{\text{рас}} = 20 \log \left(1 - \frac{s_{\text{ист}} - 1}{s_{\text{ист}} + 1} \frac{s_{\text{нагр}} - 1}{s_{\text{нагр}} + 1} \right). \quad (5.48)$$

Улучшение входного согласования

Радиочастотное ослабление анализатора спектра всегда должно быть установлено, по крайней мере, на 10 дБ, если чувствительность достаточная. В этом случае первый смеситель будет защищен от повреждения слишком большим входным сигналом и согласование по входу улучшится. Например, если идеальный фиксированный аттенюатор с ослаблением $a = 6$ дБ подключен до исследуемого четырехполосника, имеющего потери на отражение по входу $a_{\text{отр}} = 10$ дБ, то общие потери на отражение $a_{\text{отр,общ}}$ равны $a_{\text{отр}} + 2a$ или 22 дБ. На рис. 5.26 показан анализатор спектра с фиксированным аттенюатором.

Потери на отражение реального фиксированного аттенюатора, включая потери в аттенюаторе анализатора спектра, ограничены, так что теоретические значения не могут достигаться ни при каких условиях. Согласование на входе аттенюатора обычно много лучше согласования на входе широкополосного первого смесителя. Это особенно заметно для испытываемых устройств с плохим согласованием

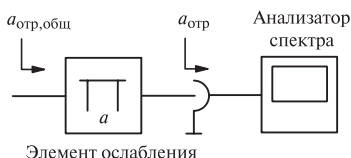


Рис. 5.26. Улучшение входного согласования анализатора спектра присоединением фиксированного аттенюатора перед анализатором

по выходу, когда точность измерения уровня может разительно нарастать при установке аттенюатора ≥ 10 дБ.

В анализаторах спектра РЧ ослабление обычно может быть связано с опорным уровнем. Поэтому в таком связанном режиме минимальное РЧ ослабление 10 дБ устанавливается по вышеуказанным причинам даже для очень низких опорных уровней.

5.10.2. Расчет общей погрешности измерений

Вклад различных источников ошибки в общую погрешность измерений зависит от типа измерений. В следующих разделах описаны источники ошибок, встречающиеся при частотных измерениях.

Измерение абсолютного уровня

Если необходимо измерять абсолютный уровень синусоидального сигнала, то при определении общей погрешности измерений обычно учитывают вклад следующих факторов:

- Ошибка абсолютного уровня.
- Частотная характеристика
(только если частота сигнала заметно отличается от частоты внутреннего источника калибровочного сигнала).
- Ошибка аттенюатора
(только если установка аттенюатора отличается от установленного значения, указанного в спецификационной таблице для абсолютной ошибки).
- Ошибка усиления тракта ПЧ
(только если установленный опорный уровень отличается от значения, указанного в спецификационной таблице для абсолютной ошибки).
- Ошибка линейности
(ошибка линейности, которую необходимо принимать во внимание, зависит от отклонения уровня входного сигнала от опорного уровня).
- Ошибка переключения полосы
(только если установка полосы отличается от значения, указанного в спецификационной таблице для абсолютной ошибки).
- Дополнительная ошибка полосы должна приниматься во внимание при шумовых измерениях или измерениях мощности в канале.

Измерение относительного уровня

При измерении разницы уровней двух синусоидальных сигналов необходимо принимать во внимание следующие составляющие ошибки:

- Частотная характеристика
(только если частота сигнала сильно отличается от измерения к измерению).
- Ошибка аттенюатора
(если установка аттенюатора не меняется в процессе измерений, то этой ошибкой можно пренебречь).
- Ошибка усиления тракта ПЧ
(если опорный уровень не меняется в процессе измерений, эту ошибку можно игнорировать).
- Ошибка линейности
- Ошибка переключения полосы
(если полоса не меняется в процессе измерений, то эту ошибку можно игнорировать).

Дополнительная ошибка полосы должна быть принята во внимание при шумовых измерениях или измерениях мощности в канале, если полоса разрешения меняется между измерениями.

Полоса разрешения, установка аттенюатора (ослабление РЧ) и опорный уровень не должны изменяться в процессе измерений для того, чтобы минимизировать ошибку измерения относительного уровня. При этом только ошибка линейности и частотная характеристика будут обеспечивать вклад в общую погрешность измерений.

Таблица 5.2 показывает вклады в ошибку, которые необходимо учитывать в процессе типовых измерений. Максимальная ошибка (ошибка наихудшего случая) может быть рассчитана из индивидуальных вкладов простым суммированием этих вкладов для существенных параметров. Вычисленная максимальная ошибка имеет доверительный уровень 100%, так что действующая ошибка измерений никогда не превышает рассчитанные пределы ошибки.

На практике максимальная ошибка редко используется. Если общая погрешность является суммой индивидуальных ошибок, являющихся результатом полностью независимых источников, то мала вероятность того, чтобы все индивидуальные ошибки возникли при измерениях одновременно при своих максимальных значениях и при одинаковых знаках.

Таблица 5.2

Вклады в погрешность при типичных измерениях с помощью анализаторов спектра

Измерение Вклад в погрешность	Абсолютный уровень непрерывного сигнала	Гармонические искажения	Интермодуляционные продукты 3-го порядка (вблизи от несущей)	Перехват 3-го порядка	Мощность в канале	Относительная мощность соседнего канала	Зависимость мощности от времени для TDMA сигналов (множественный доступ с временным разделением), относительная	Фазовый шум вдали от несущей при изменении ВЧ ослабления и опорного уровня	Фазовый шум вблизи от несущей
Абсолютная погрешность	•			•	•				
Частотная характеристика	•	•		•	•				
Погрешность за счет ослабления	•			•	•			•	
Погрешность коэффициента усиления по ПЧ	•			•	•			•	
Погрешность за счет линейности	•	•	•	•	•	•	•	•	•
Погрешность за счет переключения полосы	•			•	•				
Погрешность из-за полосы					•	•		•	•
Погрешность за счет ограниченного числа					•	•			
Погрешность за счет рассогласования	•	•		•	•				

Гораздо более реалистично вычислить общую погрешность с меньшим доверительным уровнем, который обычно составляет 95% или 99%. Такое вычисление допустимо, если общая погрешность складывается из нескольких вкладов одинаковой величины.

Распределение вкладов индивидуальных ошибок зависит от типа ошибок. Последующие обсуждения основаны на [5.5].

Для случайных ошибок, которые соответствуют всем перечисленным выше ошибкам за исключением ошибок рассогласования, предполагается прямоугольное распределение. Дисперсия σ^2 индивидуальных ошибок определяется так:

$$\sigma^2 = \frac{a^2}{3}, \quad (5.49)$$

где σ^2 – дисперсия; a – максимальная систематическая ошибка, дБ.

Если в спецификационной таблице для ошибки уровня задан не наихудший случай, а некоторый доверительный уровень, то дисперсия рассчитывается из этого значения. Имеет место соотношение:

$$\sigma^2 = \left(\frac{a_{\text{дов}}}{k} \right)^2, \quad (5.50)$$

где σ^2 – дисперсия; $a_{\text{дов}}$ – номинальная ошибка в виде некоторого доверительного уровня или стандартной погрешности, дБ.

Значение k зависит от доверительного уровня того значения, которое указано в спецификационной таблице. Имеет место следующее соотношение:

$$k = \sqrt{2} \operatorname{erfinv} \left(\frac{\text{ДУ}}{100} \right), \quad (5.51)$$

где erfinv – инверсная функция ошибки; ДУ – доверительный уровень, %.

На рис. 5.27 показан параметр k как функция доверительного уровня. Обычно доверительному уровню, равному 95%, соответствует значение $k = 1,96$, а для вероятности 99% – значение $k = 2,58$.

В некоторых случаях стандартная погрешность s указывается в дополнение к ошибке уровня. Это делает ненужным расчет по уравнению (5.50). Дисперсия может быть рассчитана из указанной стандартной погрешности простым возведением в квадрат.

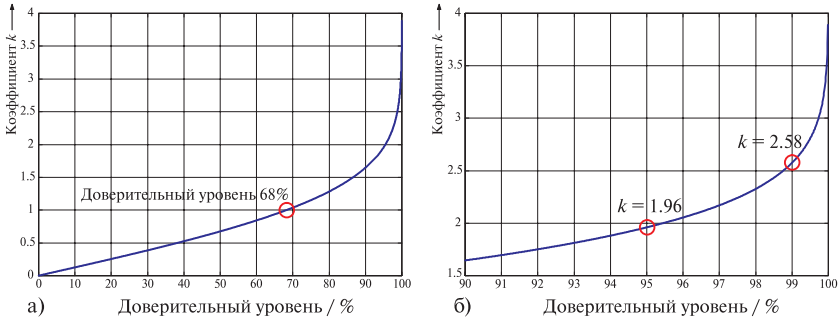


Рис. 5.27. Коэффициент запаса k как функция доверительного уровня
 а – доверительный уровень 0–100%;
 б – доверительный уровень 90–100% (увеличено)

Ошибки полосы обычно указываются в процентах. Имеет место соотношение:

$$\sigma^2 = \frac{\left\{ 10 \cdot \log \left(1 + \frac{\Delta_{RBW} / \%}{100} \right) \right\}^2}{3}, \quad (5.52)$$

где σ^2 – дисперсия; Δ_{RBW} – ошибка полосы, %.

Ошибки из-за рассогласования имеют U-образное распределение. Дисперсия σ^2 определяется формулой:

$$\sigma^2 = \frac{20 \log(1 - r_{\text{ист}} r_{\text{нагр}})}{2} = \frac{\left\{ 20 \log \left(1 - \frac{s_{\text{ист}} - 1}{s_{\text{ист}} + 1} \frac{s_{\text{нагр}} - 1}{s_{\text{нагр}} - 1} \right) \right\}^2}{2}, \quad (5.53)$$

$$\Delta L_{\text{рас}} = 20 \log \left(1 - \frac{s_{\text{ист}} - 1}{s_{\text{ист}} + 1} \frac{s_{\text{нагр}} - 1}{s_{\text{нагр}} - 1} \right),$$

где σ^2 – дисперсия; $r_{\text{ист}}$ – коэффициент отражения источника сигнала; $r_{\text{нагр}}$ – коэффициент отражения анализатора спектра; $s_{\text{ист}}$ – КСВН источника; $s_{\text{нагр}}$ – КСВН анализатора спектра.

Коэффициент отражения можно рассчитать по уравнению (5.47).

Общая стандартная погрешность $\sigma_{\text{общ}}$ может быть вычислена из значений дисперсии индивидуальных распределений по формуле:

$$\sigma_{\text{общ}} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2}. \quad (5.54)$$

Таблица 5.3

Расчет дисперсии распределения указываемой составляющей ошибки

Ошибка	
Погрешность абсолютного уровня	$\sigma^2 = \frac{\sigma^2}{3} \text{ и}$
Частотная характеристика	
Погрешность из-за ослабления	
Погрешность коэффициента усиления по ПЧ	
Погрешность за счет линейности	
Погрешность за счет переключения полосы	(5.50)
Погрешность из-за полосы	$\sigma^2 = \frac{\left\{ 10 \cdot \log \left(1 + \frac{\Delta_{RBW} / \%}{100} \right) \right\}^2}{3}$
Погрешность за счет рассогласования	$\sigma^2 = \frac{\{20 \cdot \log (1 - r_{\text{ист}} \cdot r_{\text{нагр}})\}^2}{2}$

Она имеет доверительный уровень 68% (рис. 5.27, а). Для определения ошибки при некотором другом доверительном уровне $\sigma_{\text{общ}}$ должна быть умножена на коэффициент k , который можно определить из рис. 5.27. Для доверительного уровня 95% $k = 1,96$, а для 99% $k = 2,58$.

Пример

Для измерения абсолютного уровня синусоидального входного сигнала частотой 1 ГГц (выходной КСВН источника сигнала 1,2 : 1) общая погрешность измерений должна быть определена при доверительном уровне 95%. Полоса разрешения анализатора спектра установлена равной 30 кГц, РЧ ослабление равно 20 дБ и опорный уровень равен 0 дБм. Уровень сигнала примерно на 20 дБ ниже опорного уровня.

Какие ошибки вносят вклад в общую погрешность измерений? Это:

- абсолютная ошибка;
- частотная характеристика;
- ошибка аттенюатора;
- ошибка усиления ПЧ тракта;
- ошибка линейности;
- ошибка переключения полосы.

Поскольку на входе действует синусоидальный сигнал, ошибка полосы не влияет на общую погрешность измерений.

Требуемые для расчета данные берутся из спецификационной таблицы анализатора спектра:

	Указанная ошибка	Дисперсия
Абсолютная ошибка	0,2 дБ	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Частотная характеристика	0,5 дБ	$83,3 \cdot 10^{-3}$
Ошибка аттенюатора	0,2 дБ	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Ошибка усиления ПЧ тракта	0,2 дБ	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Ошибка линейности	0,2 дБ	$13,3 \cdot 10^{-3}$
Ошибка переключения полосы	0,1 дБ	$3,3 \cdot 10^{-3}$
Ошибка рассогласования		
КСВН на входе анализатора спектра	1,5	
КСВН на выходе источника сигнала	1,2	$1,27 \cdot 10^{-3}$

Общая стандартная погрешность может быть рассчитана из значений дисперсии σ_i^2 с помощью уравнения (5.54), что дает $\sigma_{\text{общ}} = 0,39$. Общая ошибка измерений 0,76 дБ находится при доверительном уровне 95% умножением стандартной погрешности на коэффициент 1,96.

Для упрощения таких расчетов ошибки можно использовать электронную таблицу в пакете MS Excel* 5.0 (файл FSP_ERR.XLS, рис. 5.28), которая находится на сайте компании R&S (www.rohde-schwarz.com).

Error Calculation for Rohde & Schwarz Spectrum Analyzers					
Inherent errors	unit	s = stand. uncertainty w = worst case	specified error	variance σ^2	contribute y = pos., n = neg.
Absolute error 120 MHz	dB	w	0.3	0.03	y
Frequency response	dB	w	0.2	0.01	y
Input attenuator	dB	w	0.2	0.01	y
IF gain	dB	w	0.2	0.01	y
Log linearity	dB	w	0.2	0.01	y
Bandwidth switching error	dB	w	0.2	0.01	y
Bandwidth error	%		10.00	0.03	y
Combined variance		$\sigma_{\text{tot}}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$		0.17	
Combined standard uncertainty		$\sigma_{\text{tot}} = \sqrt{\sigma_{\text{tot}}^2}$		0.41	
Total error (95% confidence level)	dB			0.80	
Total error (99% confidence level)	dB			1.05	
Error due to source mismatch		s = return loss / dB v = VSWR	specified value		
VSWR of SA		v	3.1		
VSWR of DUT		v	1.57	0.56	
Combined variance		$\sigma_{\text{tot}}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_n^2$		0.71	
Combined standard uncertainty		$\sigma_{\text{tot}} = \sqrt{\sigma_{\text{tot}}^2}$		0.85	
Error including source mismatch (95%)	dB			1.66	
Error including source mismatch (99%)	dB			2.16	

Рис. 5.28. Электронная таблица FSP_ERR.XLS

Структура электронной таблицы FSP_ERR.XLS

Все входные поля в таблице раскрашены в желтый цвет. Поля для промежуточных и результирующих общих уровней раскрашены в светло- и темно-голубой.

1. В этом поле вы можете выбрать или значения, помеченные цифрой (2), являющиеся пределами абсолютной ошибки (наихудший случай), или стандартную погрешность.

2. Входные поля для указанных ошибок.

3. Выходные данные о значениях дисперсии, вычисленных для входных значений.

4. Вы можете выбрать, является ли ошибка, вводимая в поле 2, желаемой для учета при расчете общей ошибки. Таким образом, очень легко проигнорировать распределение ошибки, не устанавливая значение в поле 2 равным нулю.

5. Выходное значение вычисленной общей ошибки с доверительным уровнем 95 или 99%. В этом результате не учитываются ошибки рассогласования.

6. Вы можете выбрать, рассогласование ли испытываемого устройства или же анализатора спектра вводится как КСВН (ν) или как потери на отражение (a).

7. Входное поле для указанного максимального рассогласования испытываемого устройства или анализатора спектра.

8. Выходное поле для рассчитанной общей ошибки с доверительным уровнем 95 или 99%. Все источники ошибок учитываются в этих результатах.

5.10.3. Ошибка из-за низкого отношения сигнал/шум

Сигналы, воспроизводимые анализатором спектра, являются суммой сигналов входных источников (ист) и наложенных тепловых шумов (ш). Если уровень сигнала высок относительно шума, то это не имеет неблагоприятных последствий, поскольку вариация результирующего уровня из-за наложенного шума, отнесенная к уровню измерений, мала. Измерения уровня сигналов с низким отношением сигнал/шум, однако, приводят к ошибке, которой пренебречь нельзя.

Ошибка может быть скорректирована, если отношение между общей мощностью сигнала плюс шума и мощностью собственного шума известно. Сначала определяется мощность теплового шума без входно-

го сигнала на частоте измерений. Затем при тех же установках анализатора спектра измеряется уровень входного сигнала, включая наложенный шум, и вычисляется отношение $(S + N)/N$. Как описано далее, теперь может быть найден коэффициент коррекции и произведено вычитание из общего измеренного уровня мощности $(S + N)$, чтобы найти правильный уровень сигнала (S) . При этом следует принять во внимание, как тип входного сигнала, так и тип используемого детектора.

Для увеличения точности измерений необходимо сгладить отклик, используя подходящие методы.

Детектор среднеквадратического значения

При использовании среднеквадратического детектора измеряется эффективное значение мощности в двух случаях, а именно измерение мощности теплового шума и измерение уровня входного сигнала с наложенным шумом. Как уже объяснялось при рассмотрении чувствительности (разд. 5.1), входной сигнал с уровнем, соответствующим уровню теплового шума, вызывает возрастание шума на 3 дБ. Соответственно, корректирующее значение для $(S + N)/N = 3$ дБ равно 3 дБ. Имеет место следующее соотношение:

$$c_N = 10 \log \left(\frac{10^{0,1 \frac{S+N}{N}}}{10^{0,1 \frac{S+N}{N}} - 1} \right), \quad (5.55)$$

где c_N – корректирующий коэффициент, дБ; $\frac{S+N}{N}$ – измеренное отношение между общей мощностью сигнала и мощностью шума, дБ.

Пример

Канальная мощность сигнала, модулированного цифровым процессом при низком уровне, должна быть сначала измерена, а затем результаты скорректированы. Для определения мощности в канале анализатор спектра имеет специальную измерительную функцию. Полоса канала равна 4,096 МГц.

Из-за того, что сигнал является шумоподобным, для измерений используется среднеквадратический детектор.

Шаг 1: измерение общей мощности $(S + N)$ в данном канале:

$S + N = -81,95$ дБм (рис. 5.30, а).

Шаг 2: измерение собственного шума (N) в данном канале:

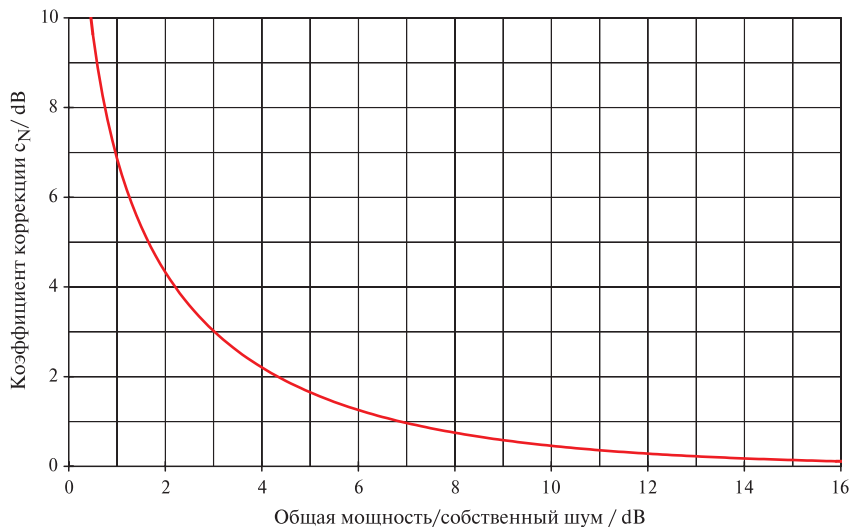


Рис. 5.29. Коэффициент коррекции c_N как функция общей мощности/ мощности собственного шума $[(S + N)/N]$ при измерениях шумовых или шумоподобных сигналов с использованием детектора среднеквадратических значений

$N = -86,08$ дБм (рис. 5.30, б).

Шаг 3: расчет отношения между общей мощностью и собственным шумом $(S+N)/N$:

$$(S + N)/N = -81,95 - (-86,08 \text{ дБм}) = 4,13 \text{ дБ.}$$

Шаг 4: определение корректирующего коэффициента [из уравнения (5.55) или рис. 5.29]:

$$c_N = 2,2 \text{ дБ.}$$

Шаг 5: расчет уровня сигнала из уровня общей мощности:

$$S = (S + N) - c_N = -81,95 \text{ дБм} - 2,2 \text{ дБ} = -84,15 \text{ дБм.}$$

Детектор выборки

Индицируемый уровень шумовых или шумоподобных сигналов оказывается слишком малым, если используется детектор выборки, а усреднение идет по логарифмической шкале. Однако синусоидальные сигналы не подвержены действию этого эффекта. Поэтому коэффициент коррекции, который необходимо использовать, зависит от типа входного сигнала.

Если измерения выполняются на шумовых сигналах, то индицируемый уровень как входного сигнала, так и собственного шума

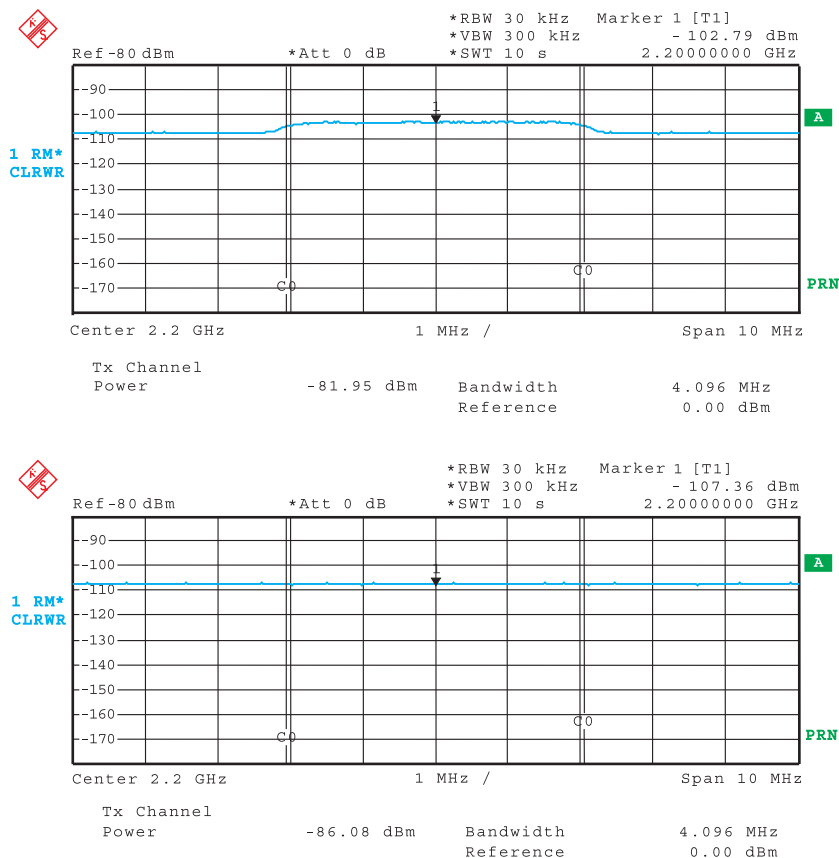


Рис. 5.30. Измерение мощности в канале.
Измерение общей мощности (а) и собственного шума (б)

оказывается на 2,5 дБ ниже. Результирующее отношение между общей мощностью и собственным шумом соответствует результату, который получился бы для среднеквадратического детектора. Коэффициент коррекции можно рассчитать по уравнению (5.55) или найти из рис. 5.29.

Если входной сигнал соответствует дискретной спектральной линии, например, является синусоидальным, то измеряемый уровень не искажается детектором выборки и усреднением по логарифмической шкале уровней. Поскольку для собственного шума индицируется пониженный уровень, то отношение общей мощности и собственного шума оказывается завышенным при использовании среднеквадрати-

ческого детектора. Коэффициенты коррекции, рассчитанные по уравнению (5.55), оказываются неверными. В подобных случаях рекомендуется использовать среднеквадратические детекторы.

5.11. Время развертки и скорость обновления

Минимальное время развертки, т. е. минимальное время, требуемое для измерения определенного частотного диапазона, определяет различные факторы:

- Полосы разрешения и видеосигнала.
- Время установки гетеродина.
- Обработка данных.
- Скорость выборки АЦП.
- Максимальная скорость свипирования ЖИГ-фильтра, если он используется.

Влияние на скорость развертки, а также на индицируемый диапазон полосы разрешения и полосы видеосигнала, описано в разд. 4.6 «Зависимости параметров». Как там указывалось, требуемое минимальное время развертки возрастает с уменьшением полосы разрешения, так что для этих случаев рекомендуется использование БПФ фильтров, если их использование разрешено специфическим измерительным применением.

Но даже при очень больших полосах разрешения и видеосигнала время развертки не может быть уменьшено ниже определенных пределов. Для установки гетеродинов и сбора измеренных данных всегда требуется некоторое минимальное время, которое, в свою очередь, зависит от установки диапазона индикации, так что существует предел (в нашем примере 2,5 мс), ниже которого нельзя работать даже при наиболее благоприятных условиях.

В случае больших индицируемых диапазонов на минимальное время развертки дополнительно влияет допустимая скорость перестройки гетеродина. Для описываемого здесь анализатора, например, время развертки, требуемое для индикации диапазона в 1 ГГц, равно 5 мс. При использовании в анализаторе следящего ЖИГ-фильтра для режекции частоты зеркального канала (в диапазоне выше 3 ГГц для описываемого анализатора) время развертки еще больше снижается за счет «инерции» магнитной цепи перестройки. В этих случаях вре-

мена развертки, меньшие 6 мс при диапазоне индикации 1 ГГц, вряд ли могут быть реализованы.

Спецификационные таблицы содержат минимальное время развертки, которое достигается при наиболее благоприятных условиях, таких как большие полосы разрешения и видеосигнала, а также малые индицируемые диапазоны в диапазоне частот, для которых следящий ЖИГ-фильтр не требуется. В нашем примере, при подобных условиях можно достигнуть времени развертки 2,5 мс.

Если анализатор спектра остается настроенным на фиксированную частоту в процессе измерений, что обычно называется нулевым диапазоном просмотра, то минимальное время измерений зависит только от процесса сбора данных анализатором. Минимальное время измерений, достижимое в этом режиме, очень мало (1 мксек в нашем примере).

Существенным критерием качества в этом режиме является время разрешения. Это есть минимальное время между двумя выборками (в нашем случае 125 пс). В этом случае ограничивающим параметром является скорость выборки АЦП.

Скорость обновления (число свипирований в единицу времени) также является важным фактором как для ручного, так и для дистанционного управления анализатором спектра. Для обработки данных, индикации и возможной передачи данных по IEEE шине или через другие интерфейсы необходимо дополнительное время, так что максимальная скорость обновления оказывается существенно ниже, чем остаточное значение, достигаемое при минимальной скорости развертки (рис. 5.31).

Если используются БПФ фильтры, то разница исключительно высока из-за очень сложных вычислений.

Высокая скорость обновления экрана наиболее желательна при ручной работе, например, при настройке, так чтобы изменения записанного спектра отображались практически немедленно. Скорости обновления около 20 измерений в секунду являются удобными для таких применений, поскольку они приводят к индикации, практически свободной от фликкер-шума. Для автоматизированных измерений, например, в процессе производства, где команды управления и измеренные результаты передаются через интерфейсы типа шины IEEE, скорость обновления не может быть выше достаточной для получения минимального времени испытаний и выше времени прохождения производственного процесса.

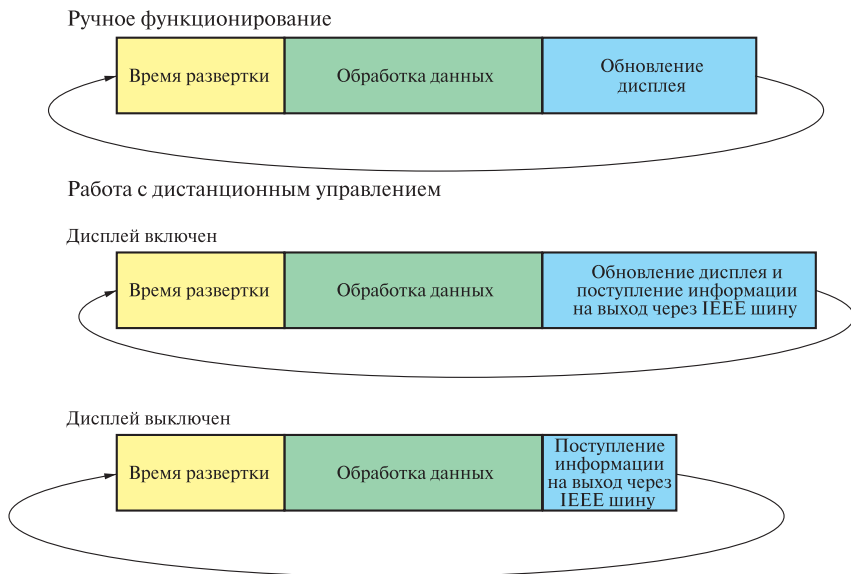


Рис. 5.31. Последовательность измерений

Как показано на рис. 5.31, требуется некоторое время для индикации результатов на экране в режиме дистанционного управления. Поэтому чтобы достигнуть максимальной скорости обновления, желательно деактивировать (выключить) экран дисплея.

Основы спектрального анализа

Кристоф Раушер, Фолкер Йанссен,
Роланд Минихолд

(Перевод с англ. проф. Смольского С.М.
под редакцией проф. Гребенко Ю.А.)

Изложены основы теории и практики анализа спектров сигналов, применяемых в радиоэлектронике и связи. Материал подготовлен на основе многолетнего опыта фирмы «Роде и Шварц», специализирующейся в области современной измерительной техники и, в частности, в области разработки и производства спектроанализаторов. Кратко изложены вводные сведения, главные характеристики анализаторов, а на примере одной из последних моделей подробно рассматривается блок-схема прибора, тонкости работы с ним и особенности определения главных параметров сигнала.

Книга предназначена для специалистов в области радиоэлектроники и связи, студентов старших курсов, аспирантов и для всех, кто готовится к работе с современной измерительной техникой.

Для получения экземпляра книги обратиться
в Представительство RÖHDE & SCHWARZ В РОССИИ

г. Москва

117335, Нахимовский проспект, 58

Тел.: +7(495) 981 35 60

Факс: +7 (495) 981 35 65

e-mail: sales.russia@rohde-schwarz.com

г. Санкт-Петербург

197101, ул. Дивенская, д. 1, офисы 606 и 604

тел.: +7 (812) 448 65 08

e-mail: sales.petersburg@rohde-schwarz.com

г. Новосибирск

630132, ул. Красноярская, д. 35, офис 1603

тел.: +7 (383) 230 39 91

e-mail: sales.novosibirsk@rohde-schwarz.com

г. Красноярск

660135, ул. Весны За, БЦ «Весна», офис 410

тел.: +7 (391) 276 16 53

e-mail: sales.novosibirsk@rohde-schwarz.com

г. Нижний Новгород

603000, ул. Максима Горького, д. 117, офис 509

тел.: +7 (831) 233 03 00

тел.: +7 (831) 233 03 01

e-mail: sales.nnovgorod@rohde-schwarz.com

Филиал г. Ростов-на-Дону

344018, г. Ростов-на-Дону,

ул. Текучева, д. 139/94,

Clover House, офис 434

тел.: +7 (863) 206-57-10

e-mail: sales.rostov@rohde-schwarz.com

г. Екатеринбург

620142, ул. 8 марта, д. 51, офис 702

тел.: +7 (343) 311 00 72

e-mail: sales.ekaterinburg@rohde-schwarz.com

г. Казань

420034, ул. Декабристов, д. 85б, офис 712

тел.: +7 (843) 567 27 51

e-mail: sales.kazan@rohde-schwarz.com

г. Воронеж

394030, ул. Комиссаржевской, д. 10, офис 1213

тел.: +7 (473) 206 55 78

e-mail: sales.voronezh@rohde-schwarz.com

www.rohde-schwarz.com/ru