

Основы спектрального анализа

Кристоф Раушер, Фолкер Йанссен, Роланд Минихолд

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

Глава 6 Частотные измерения и расширенные возможности



ROHDE & SCHWARZ

СОДЕРЖАНИЕ

6. ЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ И РАСШИРЕННЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ	160
6.1. Измерения фазового шума	160
6.1.1. Процедура измерений	160
6.1.2. Выбор полосы разрешения	162
6.1.3. Динамический диапазон	163
Пример	165
6.2. Измерения импульсных сигналов	168
6.2.1. Базовые сведения	170
Треугольные и трапециевидные импульсы	173
6.2.2. Линейчатый спектр и спектр огибающей.	175
Примеры	178
6.2.3. Фильтры разрешения для импульсных измерений	180
6.2.4. Параметры анализатора	181
Пример	182
6.2.5. Масштабирование импульсов при измерениях паразитных сигналов	183
Примеры	184
6.2.5.1. Детекторы, постоянные времени	184
Пиковый детектор ПК/МГц	187
Широкополосные и узкополосные помехи	187
6.2.5.2. Полосы измерения	188
6.3. Измерения мощности в канале и соседнем канале	188
6.3.1. Введение	188
6.3.2. Ключевые параметры для измерения мощности в соседнем канале	191
6.3.3. Динамический диапазон при измерении мощности соседнего канала (см. также разд. 5.5 «Динамический диапазон»)	192
6.3.4. Методы измерений мощности в соседнем канале с использованием анализатора спектра	192
6.3.4.1. Метод интегральной полосы	192
Выбор полосы разрешения (RBW)	195
Выбор детектора.	195
Выбор полосы видеосигнала/усреднение отклика	196

6.3.4.2. Сглаживание спектральной плотности мощности модуляционными фильтрами (IS-136, TETRA, WCDMA)	197
6.3.4.3. Измерение мощности в канале во временной области	198
6.3.4.4. Спектральные измерения в TDMA системах	199
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.	203
ТЕКУЩИЕ МОДЕЛИ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРА КОМПАНИИ ROLDE & SCHWARZ	205
Мощные профессиональные приборы: Анализатор спектра семейства R&S FSU	206
Полностью скомплектованные приборы для экспресс-анализа. Анализаторы спектра R&S FSEM/FSEK	207
Превосходного качества в каждой области: Анализатор сигналов R&S FSQ	208
Последняя разработка среднего класса: Анализатор спектра семейства R&S FSP	209
Новая мобильность в анализе спектров: Удерживаемый в руке анализатор спектра R&S FSH 3	210
Эксперт по электромагнитной совместимости: Испытательный приемник для ЭМС R&S ESIB	211
Структурная схема анализатора спектра, описанного в данной книге	212
Приоритетный выбор для электромагнитной совместимости измерений при разработке приборов: испытательный приемник R&S ESPI	214

6. ЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ И РАСШИРЕННЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ

6.1. Измерения фазового шума

Как отмечено в разд. 5.3, фазовый шум генератора есть мера его кратковременной стабильности и, следовательно, существенный критерий качества. Поэтому для измерения фазового шума используют специализированное измерительное оборудование или, когда требования к динамическому диапазону не очень строгие, то для измерения фазового шума можно применить и анализаторы спектра.

Измерение фазового шума с помощью анализатора спектра называют обычно прямым измерением. Как предварительное условие, испытываемое устройство должно обладать малым частотным дрейфом за время развертки анализатора спектра, иначе вариация измеряемой частоты генератора будет слишком большой, что приведет к искаженным результатам измерения. Поэтому анализаторы спектра очень удобны для измерений источников сигналов, синтезированных с использованием опорного стабильного источника, в отличие от измерений автономных генераторов.

6.1.1. Процедура измерений

Для генераторов обычно указывается фазовый шум в одной боковой полосе при заданной отстройке от несущей в полосе 1 Гц относительно уровня несущей (рис. 6.1). Соответственно, единицами измерения являются дБн (1 Гц).

Измерение фазового шума с помощью анализатора спектра требует двух шагов:

- измерение уровня несущей L_n или L_r ;
- измерение уровня фазового шума $L_{фш}$ при отстройке от несущей $f_{отстр}$.

Для оценки фазовый шум, измеренный при отстройке от несущей $f_{отстр}$ и полосе разрешения $B_{ПЧ}$, сначала пересчитывается к полосе 1 Гц. Имеет место следующее соотношение при использовании дестектора среднеквадратических значений:

$$L_{фш}(f_{отстр}) = L_{фш,измер}(f_{отстр}) + 10 \log(B_{ш,ПЧ}), \quad (6.1)$$

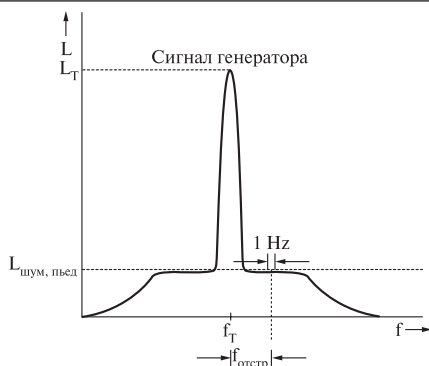


Рис. 6.1. Определение фазового шума в одной боковой полосе

где $L_{\text{фш}}(f_{\text{отстр}})$ – уровень фазового шума при отстройке от несущей $f_{\text{отстр}}$, отнесенный к полосе 1 Гц, дБм; $L_{\text{фш,измер}}(f_{\text{отстр}})$ – уровень фазового шума, измеренный с помощью среднеквадратического детектора в шумовой полосе $B_{\text{ш,ПЧ}}$, дБм; $B_{\text{ш,ПЧ}}$ – шумовая полоса фильтра разрешения, Гц.

В зависимости от реализации фильтра, шумовая полоса разрешающего фильтра может быть рассчитана из полосы по уровню 3 дБ с помощью коэффициента преобразования, приведенного в табл. 4.1. Если вместо среднеквадратического детектора используется детектор выборки и отклик усредняется по узкой полосе видеосигнала или по нескольким измерениям, то шум не будет сглаженным, как описывалось в разд. 4.4 «Детекторы». Тогда можно пользоваться выражением:

$$L_{\text{фш}}(f_{\text{отстр}}) = L_{\text{фш,измер}}(f_{\text{отстр}}) + 10 \log(B_{\text{ш,ПЧ}}) + 2,5 \text{ дБ}, \quad (6.2)$$

где $L_{\text{фш}}(f_{\text{отстр}})$ – усредненный детектором выборки уровень фазового шума при шумовой полосе $B_{\text{ш,ПЧ}}$, дБм.

Уровень фазового шума в полосе 1 Гц теперь надо отнормировать к уровню несущей:

$$L(f_{\text{отстр}}) = L_{\text{фш}}(f_{\text{отстр}}) L_{\text{н}}, \quad (6.3)$$

где $L(f_{\text{отстр}})$ – относительный уровень фазового шума в полосе 1 Гц при отстройке от несущей $f_{\text{отстр}}$, отнесенный к уровню несущей в дБн (1 Гц); $L_{\text{фш}}(f_{\text{отстр}})$ – уровень фазового шума в полосе 1 Гц при отстройке от несущей $f_{\text{отстр}}$, дБм.

Чтобы упростить измерения фазового шума, большинство анализаторов спектра имеют функцию маркера, которая позволяет про-

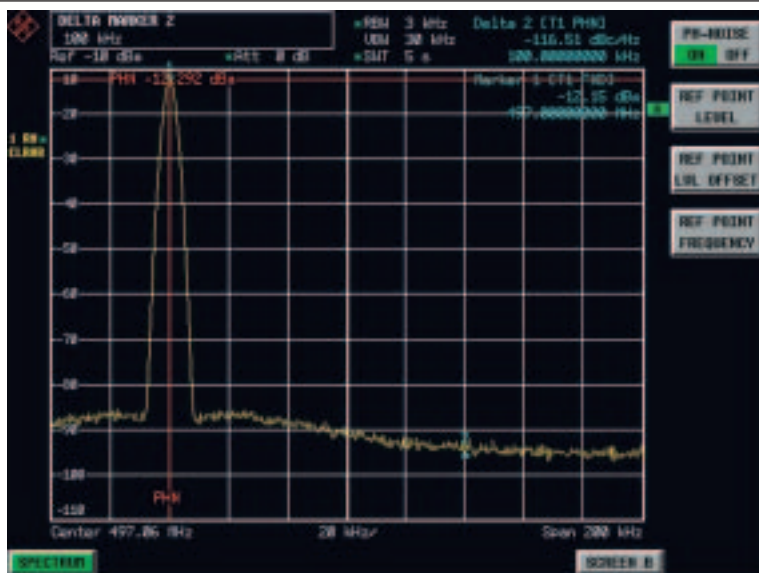


Рис. 6.2. Функция маркера для упрощения измерения фазового шума

изводить прямое считывание уровня фазового шума при заданной отстройке от несущей. Обычно при этом уже принимаются во внимание шумовая полоса и корректирующие коэффициенты, которые необходимо вводить при оценке уровня шумового сигнала при использовании детектора выборки.

При такой функции маркера фазовый шум может быть определен только при определенной отстройке от несущей. Однако часто представляет интерес фазовый шум в более широком диапазоне (например, 1 кГц при отстройке от несущей 1 МГц). Чтобы сделать такие измерения более простыми, для некоторых анализаторов спектра можно использовать дополнительное программное обеспечение. На рис. 6.3 показаны результаты измерений фазового шума, полученные с помощью этого типа программного обеспечения.

6.1.2. Выбор полосы разрешения

Когда измеряется фазовый шум при определенной отстройке от несущей, необходимо обратить внимание на выбор полосы разрешения, которая должна быть соответственно малой. Если полоса разрешения выбирается слишком большой, то несущая при отстройке

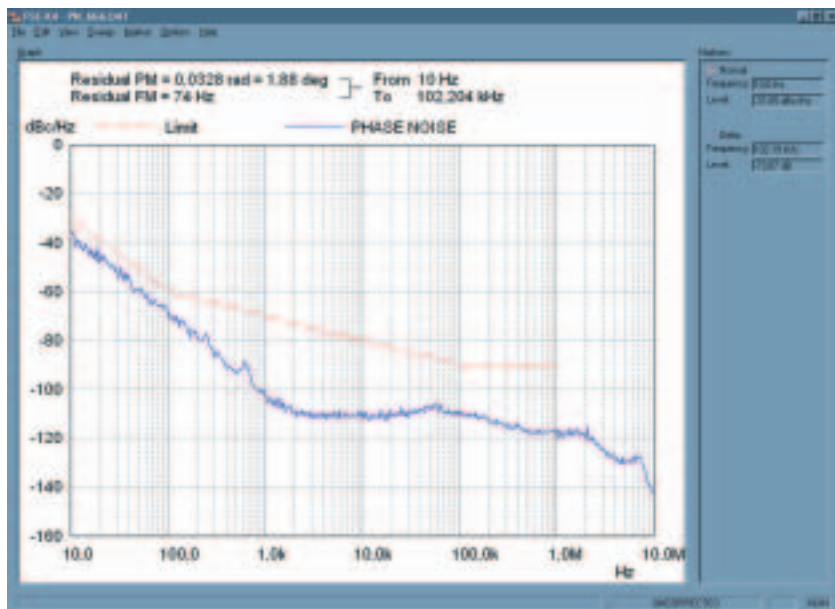


Рис. 6.3. Измерения фазового шума в широком диапазоне отстроек от несущей

$f_{\text{отстр}}$ не будет достаточно подавлена фильтром ПЧ (рис. 6.4, а). Уровень остаточной несущей на входе детектора огибающей или АЦП будет выше фазового шума и, следовательно, результат измерений будет искаженным. Фазовый шум будет иметь, несомненно, более высокое значение, чем это есть на самом деле (рис. 6.4, б). Максимально допустимая полоса разрешения зависит от отстройки от несущей и крутизны функции селекции (коэффициента формы фильтра ПЧ). Поэтому обычно используемый принцип отношений нельзя считать верным.

Из-за высокого значения минимального времени развертки при узких полосах ПЧ на практике желательны высокие значения полосы разрешения. При широкополосном фильтре ПЧ полоса разрешения должна снижаться шагами до тех пор, пока измеряемые значения фазового шума не перестанут уменьшаться.

6.1.3. Динамический диапазон

Фазовый шум гетеродинов переносится на преобразуемый входной сигнал за счет обратного преобразования в каскадах преобра-

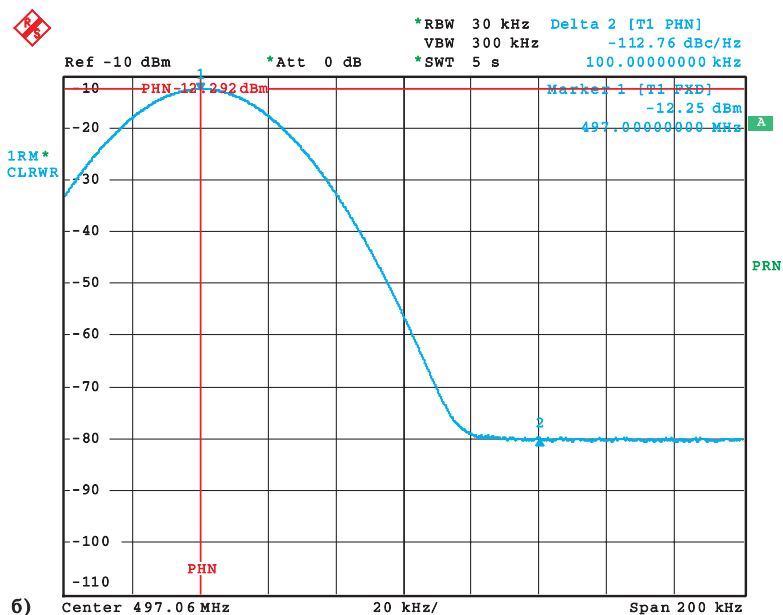
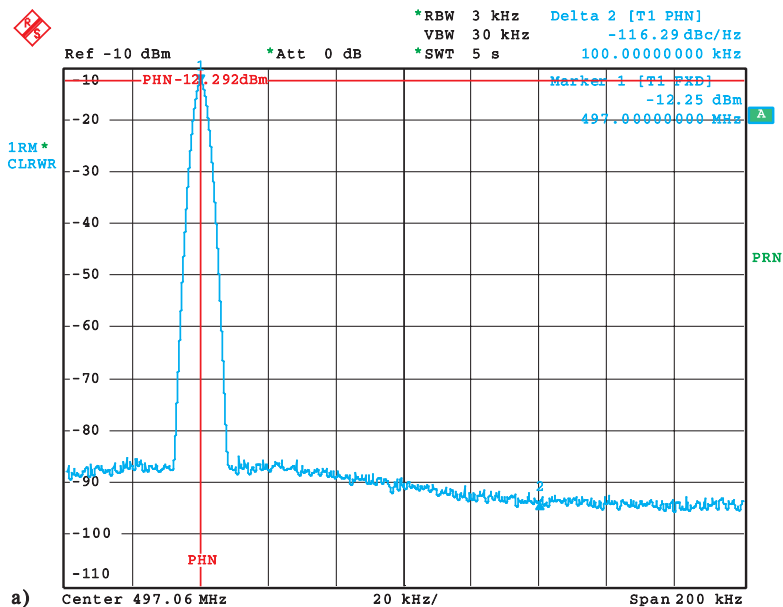


Рис. 6.4. Выбор правильной полосы разрешения:

*а – полоса разрешения слишком велика, подавление несущей недостаточно;
б – полоса разрешения достаточно мала*

зования частоты анализатора спектра (см. разд. 5.3 «Фазовый шум»). Если входной сигнал имеет достаточно высокий уровень, так что эффектами теплового шума анализатора спектра можно пренебречь, то достижимый динамический диапазон при малых отстройках от несущей определяется исключительно фазовым шумом гетеродина анализатора. Ограничение, налагаемое собственным фазовым шумом системы, не зависит от уровня входного сигнала. Поскольку он всегда является суммой фазового шума испытываемого устройства и фазового шума гетеродина анализатора спектра, которая и измеряется, то подобное измерение может быть выполнено только для испытываемых устройств с относительно высоким уровнем фазовых шумов.

Как показано на рис. 5.11, собственный фазовый шум системы анализатора спектра уменьшается с возрастанием отстройки от несущей. При значительных отстройках от несущей динамический диапазон ограничивается с возрастающей степенью тепловым шумом анализатора спектра. Не существует ясно очерченной разницы между ограничениями из-за собственного фазового шума системы и из-за теплового шума.

Для минимизации ограничений, вызванных тепловым шумом, требуется обеспечить высокое отношение сигнал/шум на входе первого смесителя. Высокая точка 1 дБ компрессии также важна для достижения широкого динамического диапазона вдали от несущей.

Из-за высокого уровня сигнала в первом смесителе вырабатываются гармоники входного сигнала. Если максимальная отстройка, вплоть до которой необходимо измерять фазовый шум, меньше, чем частота входного сигнала, то гармоники располагаются вне представляющего интерес частотного диапазона и не вызывают никаких неприятностей.

Если уровень входного сигнала больше, чем динамический диапазон анализатора спектра, то его нужно было бы уменьшить установкой подходящего ослабления РЧ. Однако из-за того, что аттенюатор перестраивается шагами, максимальный динамический диапазон не может быть полностью реализован.

Пример

Точка 1 дБ компрессии анализатора спектра предполагается равной +10 дБм (уровень сигнала смесителя). Для предотвращения ошибок уровень сигнала на первом смесителе не должен превышать +5 дБм. Ослабление по РЧ может быть установлено шагами 10 дБ.

Ко входу анализатора подключен входной сигнал с уровнем +17 дБм, так что нужно ослабление РЧ, по крайней мере, 20 дБ. Поэтому динамический диапазон для измерений при больших отстройках от несущей на 8 дБ ниже, чем максимально достижимый динамический диапазон.

Чтобы использовать максимальный динамический диапазон, уровень сигнала в нашем примере должен был бы быть ослабленным до +15 дБ с помощью внешнего фиксированного аттенюатора на 2 дБ. При РЧ ослаблении на 10 дБ тогда получается уровень смесителя +5 дБм.

Для предотвращения появления продуктов искажений из-за перегрузки максимальный опорный уровень при РЧ ослаблении 0 дБ должен быть явно ниже верхнего предела динамического диапазона анализатора (+5 дБм в вышеприведенном примере). Если анализатор возбуждается своим максимальным входным сигналом, то измерение уровня несущей как соответствующего опорного уровня для фазового шума будет невозможным. Подобно этому, измерение фазового шума вблизи от несущей будет невозможным. Поэтому фазовый шум измеряется в два этапа:

1. Измерение уровня несущей и фазового шума вблизи от несущей. Ослабление по РЧ анализатора спектра увеличивается до тех пор, пока опорный уровень не сравняется с уровнем сигнала (рис. 6.5). Уровень несущей затем может быть сразу измерен с помощью маркеров, поскольку входной сигнал не превышает опорный уровень. Для того чтобы иметь возможность отнормировать фазовый шум к уровню несущей, последний запоминается. Уровень несущей обычно запоминается автоматически при включении функции маркера для измерения фазового шума.

2. Измерение фазового шума вдали от несущей. Ослабление по РЧ уменьшается, пока не будет достигнута верхняя граница динамического диапазона при подаче сигнала на вход первого смесителя. При этом справедлива следующая формула:

$$a_{\text{РЧ, мин}} = L_{\text{вх}} - L_{\text{макс}}, \quad (6.4)$$

где $a_{\text{РЧ, мин}}$ – требуемое минимальное РЧ ослабление, дБ; $L_{\text{вх}}$ – уровень сигнала на входе анализатора спектра, дБм; $L_{\text{макс}}$ – верхняя граница динамического диапазона, дБм.

Детектор перегрузки до первого смесителя полезен для определения минимального РЧ ослабления. Ослабление по РЧ может быть затем увеличено до тех пор, пока не исчезнет перегрузка.

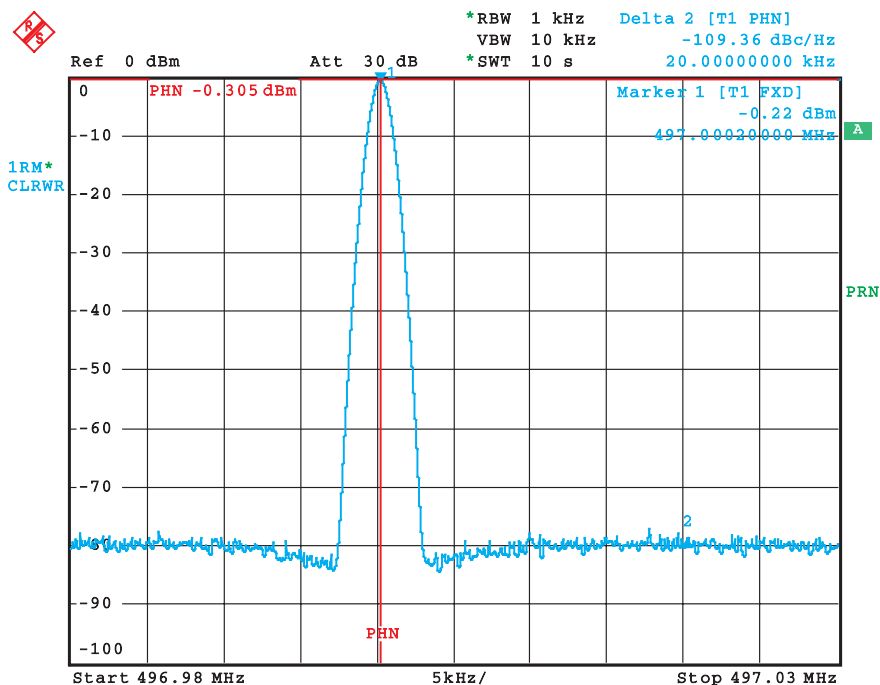


Рис. 6.5. Установка РЧ ослабления и опорного уровня для измерения уровня несущей и фазового шума вблизи от несущей

Если используются цифровые фильтры, то осознанное превышение опорного уровня может привести к перегрузке АЦП, что, в свою очередь, вызывает выработку нежелательных продуктов в индицируемом спектре (см. раздел 4.6.3 «Перегрузка»). Эта перегрузка не такая значимая, поскольку измерения при больших отстройках от несущей используют относительно широкополосные аналоговые фильтры разрешения.

Если используются цифровые фильтры и входной сигнал превышает опорный уровень, то надо обеспечить уверенность в том, что несущая частота расположена далеко от индицируемого спектра. Тогда несущая подавляется аналоговым фильтром, служащим для устранения наложения спектров, стоящим до АЦП, так что перегрузки АЦП не возникает.

Очень легко определить, является ли отображаемый шум фазовым или тепловым шумом анализатора. Для выполнения такого теста записанный отклик требуется запомнить и выполнить второе измере-

ние при тех же самых установках, но при отключении входного сигнала от анализатора. Если при интересующей отстройке от несущей существует явная разница в уровнях между двумя этими откликами, как показано на рис. 6.6, *а*, то результат измерений связан с фазовым шумом и слабо зависит от теплового шума анализатора.

При измерениях, показанных на рис. 6.6, *б*, динамический диапазон ограничен тепловым шумом, и результат будет ошибочным.

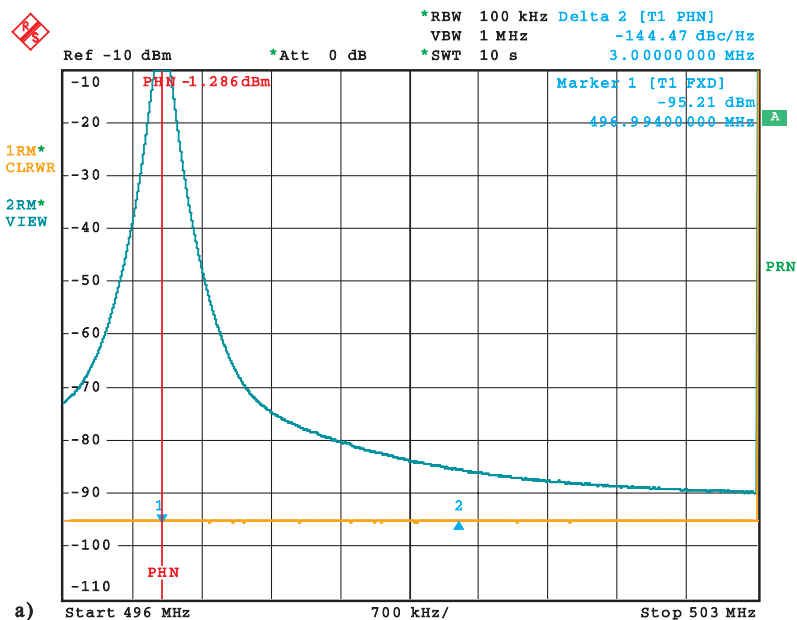
Индицируемый фазовый шум всегда является суммой фазовых шумов испытуемого устройства и анализатора спектра, а также теплового шума анализатора спектра. Если измерения выполняются очень близко к пределу динамического диапазона, то вносятся ошибки из-за недостаточного различия между измеряемым фазовым шумом и собственным шумом системы. Если собственный шум системы известен, то можно обеспечить коррекцию в соответствии с уравнением (5.55) (см. подразд. 5.10.3).

6.2. Измерения импульсных сигналов¹

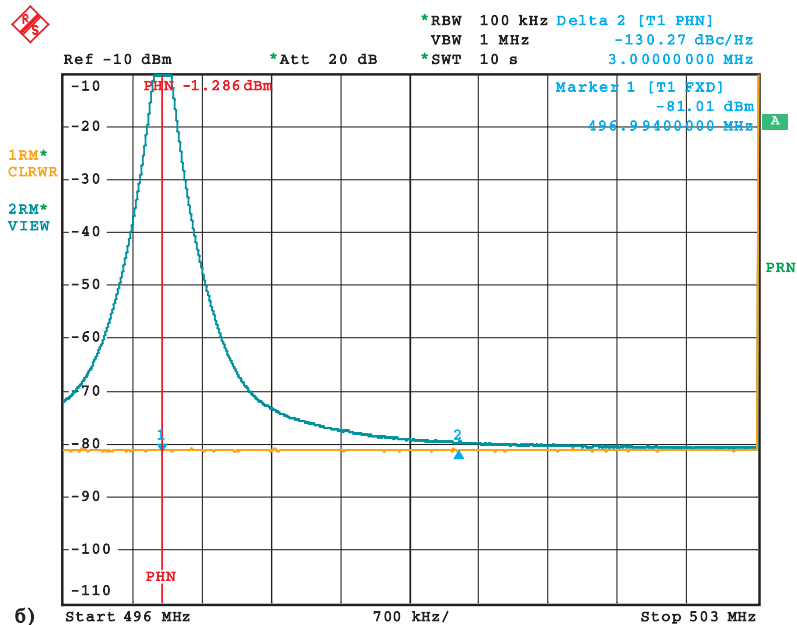
Телекоммуникационные системы для передачи информации, которые долгое время разрабатывались, на основе аналоговых узлов, сейчас интенсивно комплектуются цифровыми узлами и становятся цифровыми системами. Последние часто используют импульсно-модулированные сигналы, например, в телевидении, радарной технике и мобильных радиосистемах. Из-за распределения таких сигналов по спектру анализатор спектра, используемый для измерения этих сигналов, должен выполнять специальные функции. Это относится и к другим типам сигналов, а именно высокочастотным широкополосным помеховым сигналам, возникающим при операциях переключения или при генерации синхронизирующих сигналов для микропроцессоров. Почти все электронные цепи не только вырабатывают полезные сигналы, но также и нежелательные ложные излучения, которые мешают нормальному функционированию самих цепей или более крупных электронных блоков.

Собственные паразитные излучения электронного коммуникационного оборудования ухудшают характеристики, например, отношение сигнал/шум (S/N) или коэффициент битовых ошибок (BER). Ситуация может быть еще хуже, если вырабатываемые или излучаемые

¹ Раздел подготовил дипломированный инженер Фолкер Йансен.



a)



б)

Рис. 6.6. Сверка измерений фазового шума:

а – на измерения не влияет тепловой шум анализатора; б – динамический диапазон ограничен тепловым шумом анализатора спектра

мые помехи влияют на другие приборы и ухудшают их характеристики или вызывают неправильное функционирование. Предотвращение паразитных излучений и обеспечение высокой помехоустойчивости относят к области электромагнитной совместимости. Согласованные по всему миру стандарты и правила электромагнитной совместимости обеспечивают воспроизводимость измерений помех и формируют базис международного регулирования с учетом предельных значений помех для выполнения всеми сторонами, гарантируя правильное функционирование электронных блоков, модулей, приборов и систем.

Теоретически энергия импульсно-модулированных сигналов распределена по всему спектру. Измеряемая энергия в значительной степени зависит от полосы разрешения и точки измерения внутри спектра. Если спектр в виде *si*-функции измеряется вблизи нуля огибающей, то шумы входного каскада могут вызвать в результате неправильные показания. Полный энергетический спектр поступает прямо на входной каскад, если не используются фильтры предварительной селекции. Это уменьшает ширину спектра и на смеситель первого преобразователя частоты попадает только часть спектра. Современные анализаторы частоты обладают низкой нелинейностью и высокой способностью к перегрузкам (высокие точки перехвата второго и третьего порядка и высокая точка 1 дБ компрессии). Более того, они снабжены внутренними детекторами перегрузки, используемыми для автоматической коррекции установок анализатора, чтобы оптимизировать динамический диапазон и передвинуть его в диапазон некритических уровней с помощью автоматической установки РЧ аттенуатора (функция автоматического выбора диапазона). Это обеспечивает пользователю удобное обращение с анализатором и надежные измерения.

6.2.1. Базовые сведения

Описание импульсных сигналов основано на идеальной периодической последовательности прямоугольных импульсов. Основное реальное преобразование Фурье дает характеристику зависящего от времени напряжения $v(t)$:

$$v(t) = \hat{U} \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\frac{2n\pi\tau}{T}} \left\{ \sin \frac{2n\pi\tau}{T} \cos n\omega_1 t + \left(1 - \cos \frac{2n\pi\tau}{T} \right) \sin n\omega_1 t \right\} \right], \quad (6.5)$$

где \hat{U} – амплитуда; $v(t)$ – функция времени; τ – длительность импульса; T – период; ω_1 – угловая частота; n – порядок гармонического колебания.

Коэффициенты ряда Фурье описывают амплитуды спектральных составляющих как:

$$V_n = 2\hat{U} \frac{\tau}{T} \frac{\sin \frac{n\pi\tau}{T}}{\frac{n\pi\tau}{T}}. \quad (6.6)$$

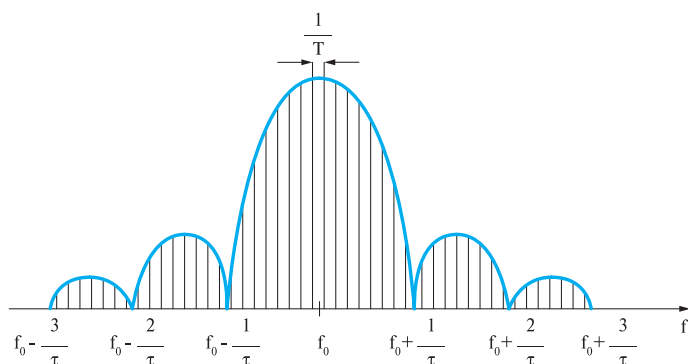


Рис. 6.7. Основное изображение спектра (si-функция) после преобразования Фурье модулированной несущей с частотой f_0

В то время как представление Фурье показывает вклад спектральных составляющих в диапазоне частот от $-\infty$ до $+\infty$ и коэффициенты могут иметь также отрицательный знак (рис. 6.1), анализатор спектра представляет только положительные частоты в соответствии с их амплитудами. На рис. 6.8 показаны две импульсные последовательности.

Наименьшая частота f_1 является фундаментальной частотой (основной гармоникой), соответствующей значению, обратному периоду T :

$$f_1 = \frac{1}{T}, \quad (6.7)$$

Значения амплитуд гармоник, согласно уравнению (6.6), возникают на интервалах $\Delta f = f_1 = \frac{1}{T}$.

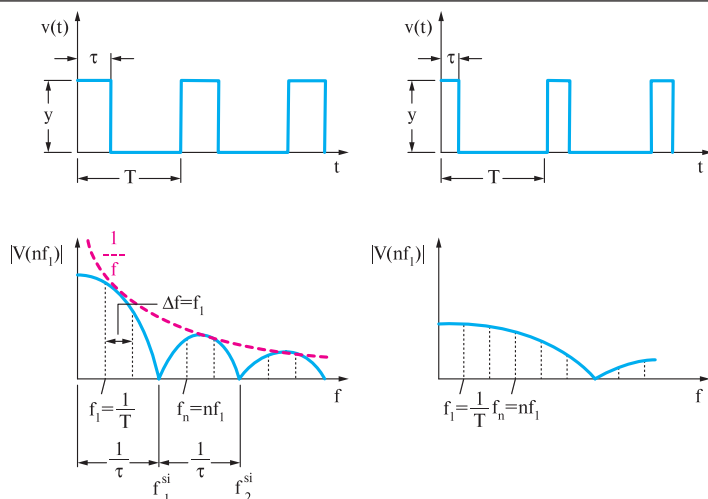


Рис. 6.8. Линейчатые спектры двух последовательностей прямоугольных импульсов напряжения с различными значениями скважности, показанные во временной и частотной областях. Огибающая спектра есть *si*-функция, убывающая пропорционально $1/f$

Первый нуль *si*-функции имеет место на частоте, обратной значению длительности импульса:

$$f_{si1} = \frac{1}{T} \quad (6.8)$$

Дальнейшие нули следуют через интервалы $f_n = n f_{si1}$.

Нули спектров импульсных последовательностей, измеренных на практике, не всегда просматриваются очень четко, потому что они немного расплывчаты. Причина лежит в асимметрии реальных сигналов, которую нельзя предотвратить, поскольку в отличие от теоретически идеального прямоугольного импульса, должна быть принята

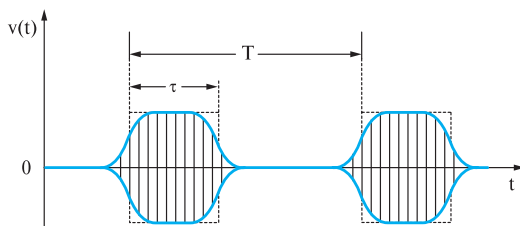


Рис. 6.9. Конечные временные параметры реальных импульсных сигналов

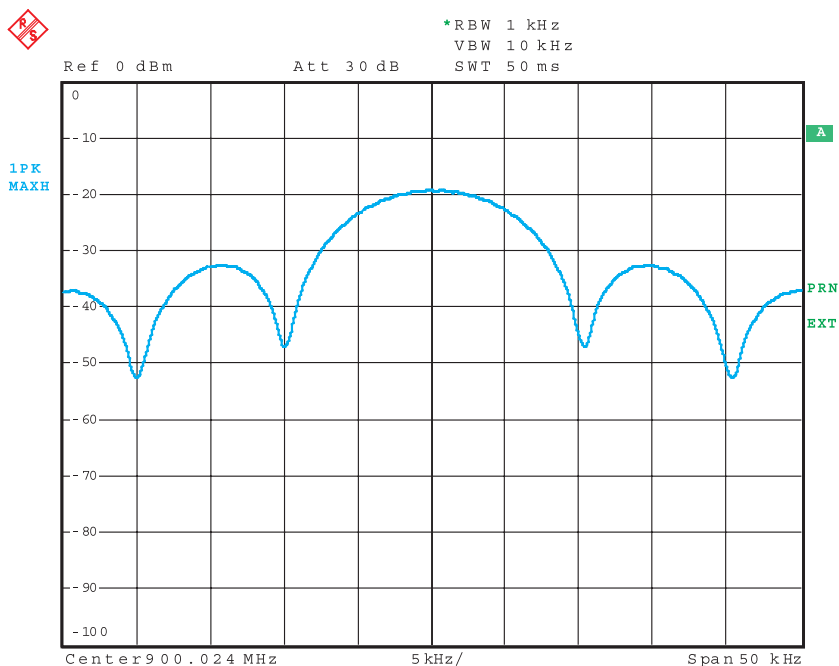


Рис. 6.10. Реальное представление спектра огибающей анализатором спектра (длительность импульса 100 мкс, период импульсов 1 мс, несущая частота 900 МГц, полоса измерений 1 кГц)

во внимание конечная экспоненциальная скорость нарастания и спада реальных импульсов (см. рис. 6.9–6.11).

Перед тем, как разбираться с различными терминами и зависимостями наблюдаемого спектра от полосы измерений, давайте рассмотрим также некоторые другие формы импульсов.

Треугольные и трапециевидальные импульсы

Спектр треугольного импульса с равными временами фронта и спада представляется огибающей, которая соответствует функции si^2 . Трапециевидальный импульс может анализироваться как комбинация прямоугольного и треугольного импульсов. Влияние дополнительных временных параметров становится заметным из-за спадающих по-разному амплитуд при логарифмических шкалах спектральной плотности. В то время как для трапециевидальных импульсов при $1/\pi\tau$, огибающая амплитуды спектральной плотности уменьшается на 20 дБ на октаву, она уменьшается на 40 дБ на октаву в случае совпадающих вре-

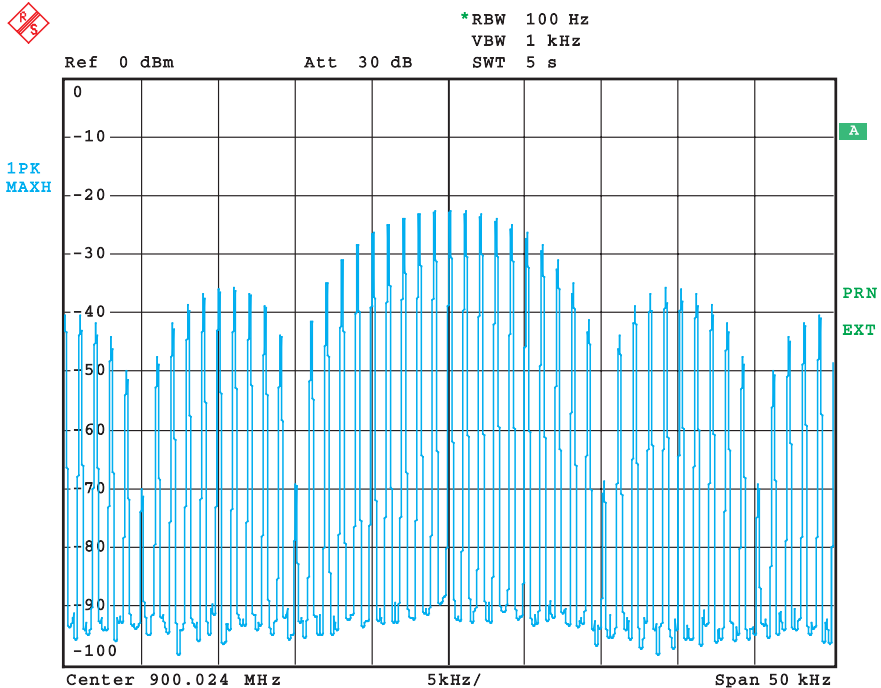


Рис. 6.11. Реальное представление линейчатого спектра анализатором спектра при тех же установках, что и на рис. 6.10, но полоса измерений равна 100 Гц

мен конца фронта и начала спада. Если, как характерно для трапециевидного импульса, эти моменты времени различаются, то имеет место уменьшение 20 дБ на октаву на первом (меньшем) перегибе частоты и на другие 20 дБ на втором (большем) перегибе частоты.

Считая $\tau \rightarrow 0$, ясно понимаем, что эта частота перегиба (рис. 6.12) сдвигается по направлению бесконечно больших частот. Рассмотрение граничного случая при периоде $T \rightarrow \infty$ ($\Delta f = \frac{1}{T} \rightarrow 0$)

приводит к одиночному импульсу с бесконечно большой амплитудой (импульсу Дирака).

Ряды Фурье позволяют представлять только периодические функции времени. С помощью граничных условий $T \rightarrow \infty$ и $\Delta f \rightarrow 0$ можно описывать также и непериодические функции. Это становится возможным с помощью преобразования Фурье или интеграла Фурье.

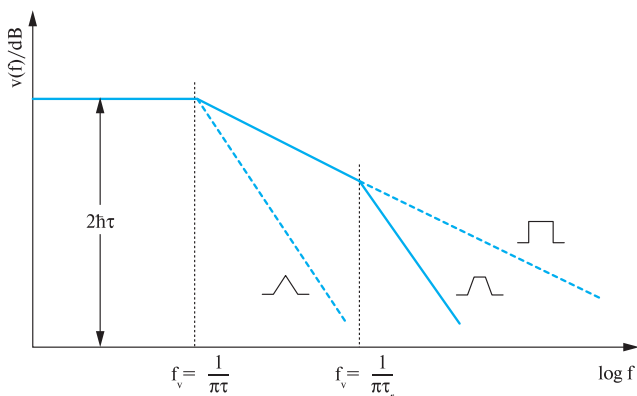


Рис. 6.12. Спектральная плотность амплитуды для прямоугольного, трапециевидального и треугольного импульсов (график показан для $\tau_{\text{фр}} = \tau_{\text{сн}}$)

На практике непериодические события существуют гораздо чаще: это операции переключения, удары молний или электростатические разряды.

6.2.2. Линейчатый спектр и спектр огибающей

Энергия периодического импульса распределена по дискретным частотам $n f_1$ [уравнение (6.7)], или эквивалентно n/T .

Огибающая *si*-функция имеет нули при целых множителях функции скважности τ/T . Если импульсный сигнал используется для модуляции несущей, то спектр распределяется симметрично сверху и снизу от несущей частоты. В зависимости от вида измерения или от полосы разрешения, возможны три следующих случая при использовании частотно-избирательного анализатора спектра или испытательного радиоприемника для спектральных измерений:

1. Если полоса измерений мала по сравнению с расстройками частотных линий (определяемыми $\frac{1}{T} = \Delta f$), то индивидуальные спектральные линии могут быть различены, так что наблюдается линейчатый спектр:

$$B < \frac{1}{T} \quad (6.9)$$

Дальнейшее уменьшение полосы приводит к равенству значений амплитуд, снижает шум и, таким образом, улучшает соотношение сигнал/шум, связанное с отношением полос $10\log(B_1/B_2)$.

2. Полоса B оказывается больше, чем промежуток Δf между спектральными линиями, но меньше, чем расстояние $1/\tau$ между первым нулем огибающей si -функции и несущей частотой. Спектральные линии не могут быть разрешены, и высота амплитуды зависит от полосы. Это имеет смысл, поскольку амплитуда зависит от числа спектральных линий, собираемых в полосе измерений.

$$\frac{1}{\tau} > B > \frac{1}{T}. \quad (6.10)$$

Вышеуказанное условие описывается обычно как индикация огибающей. Амплитуда огибающей увеличивается с возрастанием полосы как $20 \log B_2/B_1$.

3. Полоса B больше, чем промежутки между нулями огибающей, селективности уже больше не хватает и распределение амплитуды в спектре уже не может различаться. При возрастании полосы отклик фильтра на импульс приближается к временной функции импульсно-модулированной несущей.

$$B > \frac{1}{\tau}. \quad (6.11)$$

Для обеспечения упрощений:

- В случае линейчатого спектра число линий не меняется в функции от полосы или индицируемого частотного диапазона, амплитуда остается постоянной.
- В случае спектра огибающей число линий меняется в функции от полосы и не зависит от частотной отстройки. Индицируемая амплитуда увеличивается с ростом полосы из-за большей энергии компонент, попадающих в полосу измерений.

При импульсной модуляции индицируемая амплитуда уменьшается с уменьшением полосы, этот эффект обычно называется импульсным падением чувствительности. Соотношение может быть выражено с помощью коэффициента импульсного падения чувствительности (КИПЧ):

$$\text{КИПЧ}_{\text{лин}} = 20 \log(\tau/T), \quad (6.12)$$

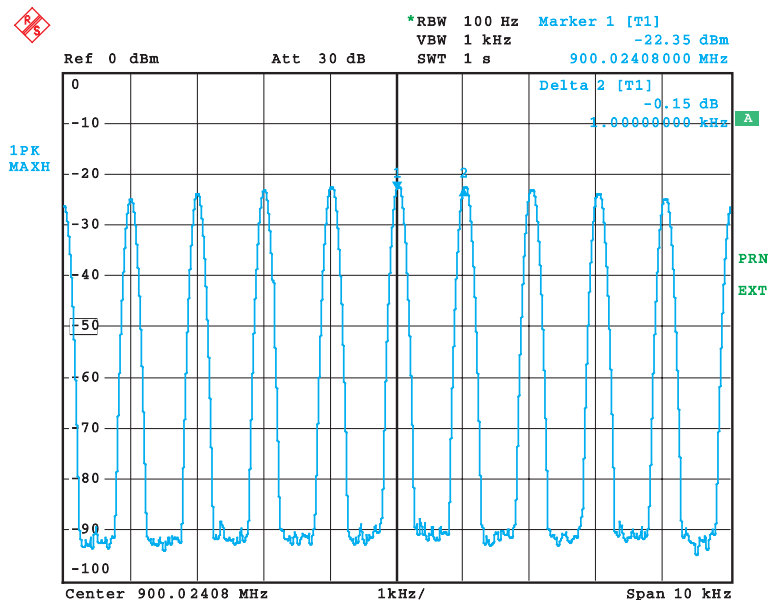


Рис. 6.13. Линейчатый спектр импульсного сигнала
(полоса измерений $B = 100 \text{ ГГц} < 1/T = 1 \text{ кГц}$)

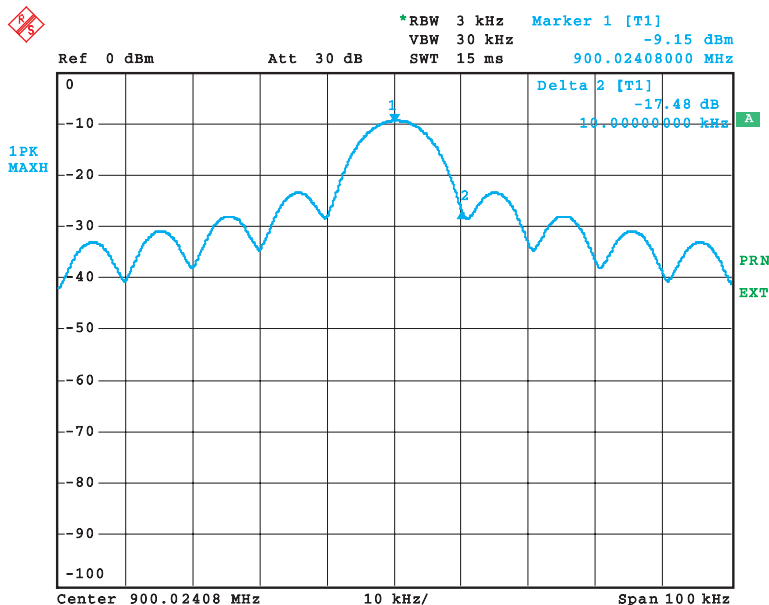


Рис. 6.14. Спектр огибающей импульсного сигнала
($1/\tau = 10 \text{ кГц} > B = 3 \text{ кГц} > 1/T = 1 \text{ кГц}$)

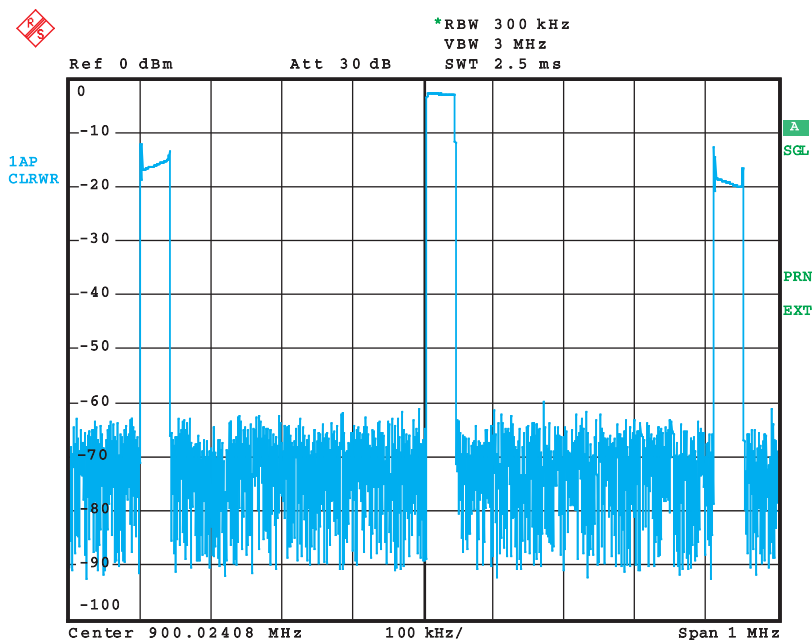


Рис. 6.15. Переход к индикации во временной области. Длительность импульса 100 мкс и при периоде 1 мс разрешение ясно достигается

для амплитудных значений линейчатого спектра и

$$\text{КИПЧ}_{\text{огиб}} = 20 \log(\tau KB) \quad (6.13)$$

для амплитудных значений спектра огибающей. Коэффициент формы K зависит от типа используемого фильтра разрешения и детально описывается в следующем разделе. Типичные значения $K = 1$ для Гауссовского фильтра и $K = 1,5$ для прямоугольного фильтра. При измерении импульсных сигналов приходится искать компромисс, поскольку при малых полосах разрешения индицируемые амплитуды будут больше, но разрешение ухудшается в нарастающей степени. На практике эмпирически определено следующее значение:

$$\tau \cdot B = 0,1 \quad (6.14)$$

Примеры

Импульс длительностью $\tau = 2$ мкс и с частотой повторения 5 кГц ($= 1/T$), соответствующей периоду $T = 200$ мкс, измеряется с гауссовским фильтром ($K = 1$) с полосой $B = 1$ кГц.

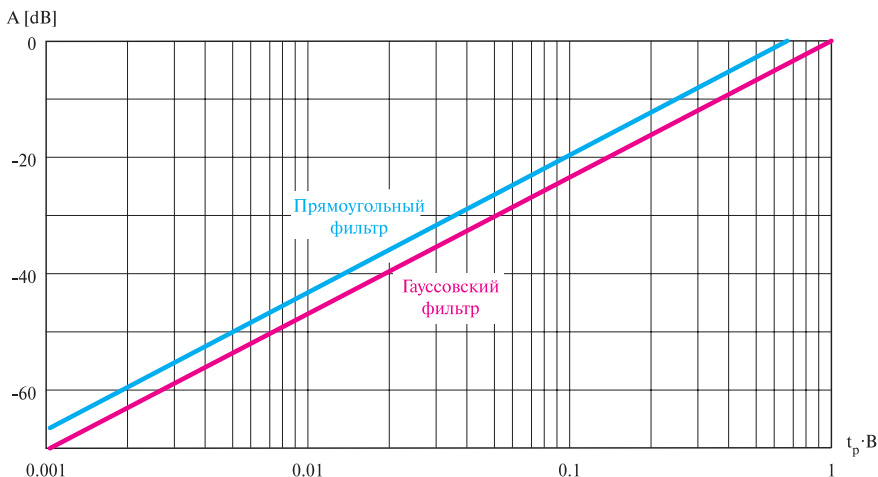


Рис. 6.16. Потери амплитуды в функции от произведения времени на полосу

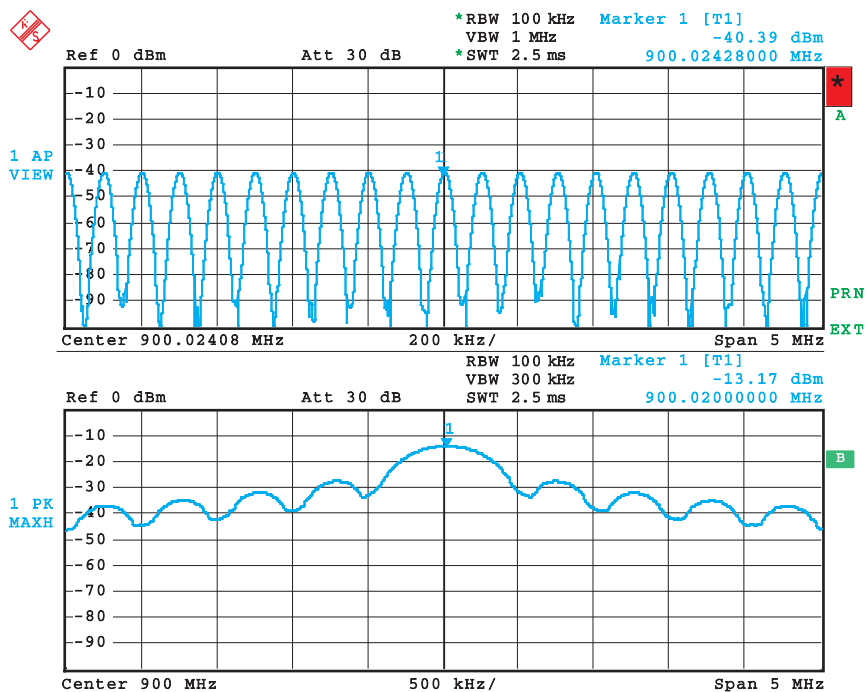


Рис. 6.17. Спектр импульса, измеренный при различных полосах
Маркеры указывают коэффициент уменьшения чувствительности.
Уровень немодулированной несущей равен 0 дБм

Условие уравниения (6.9) требует ($B < 1/T$), то есть мы имеем линейчатый спектр. Уравнение (6.12) дает:

$$\text{КИПЧ}_{\text{огиб}} = 20 \log (2 \text{ мкс}/200 \text{ мкс}) = -40 \text{ дБ}.$$

Соответственно, значение индицируемой амплитуды немодулированной несущей должно быть на 40 дБ больше.

Такое же измерение повторяется при тех же параметрах, но при полосе измерения $B = 100 \text{ кГц}$. Соотношение согласно уравнению (6.10) справедливо ($1/\tau > B > 1/T$). Уравнение (6.13) тогда дает:

$$\text{КИПЧ}_{\text{огиб}} = 20 \cdot \log(2 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 100 \cdot 10^3) = 20 \cdot \log(2 \cdot 10^{-1}) = -14 \text{ дБ}$$

Максимальная амплитуда спектра на 14 дБ ниже, чем для случая немодулированной несущей.

6.2.3. Фильтры разрешения для импульсных измерений

Спектральные линии широкополосных импульсных сигналов коррелированы, благодаря чему индицируемый уровень удваивается, когда удваивается полоса измерений. Для того чтобы определить реальную полосу импульса, индицируемый уровень сравнивается с помощью реального фильтра с индицируемым уровнем после идеального прямоугольного импульса. Для гауссовских фильтров, которые чаще всего используются, благодаря их приемлемому переходному процессу, применимо следующее соотношение:

$$B_{\text{имп}} = 1,506 B_{3 \text{ дБ}} \quad (6.15)$$

где $B_{\text{имп}}$ – полоса импульса, Гц.

Полоса спектра импульса гауссовского или подобного гауссовскому фильтров соответствует примерно полосе по уровню 6 дБ. Для анализаторов спектра обычно указывается полоса по уровню 3 дБ, в то время как для измерений электромагнитной совместимости, когда очень часто измеряются импульсные сигналы, указываются полосы по уровню 6 дБ.

Соотношения между полосами по уровню 3 и 6 дБ, шумовой и импульсной полосами для различных фильтров было описано в гл. 4. Коэффициенты преобразования могут быть сразу взяты из нижеследующей таблицы.

Следует отметить, что частоты перегиба, определяемые длительностью импульса τ и периодом повторения T , или спектр импульса

не должны зависеть от видеофильтра. Современные измерительные приборы имеют установленные или выбираемые в процессе измерений коэффициенты связи между полосой разрешения и полосой видеосигнала. При импульсных измерениях в зависимости от заданных условий предварительно установленный коэффициент или выбранный пользователем коэффициент связи может быть таким, что полоса видеосигнала может превышать полосу измерений в 10 раз.

Параметр	4-х звенный фильтр (аналог.)	5-ти звенный фильтр (аналог.)	Гауссовский фильтр (цифровой)
Начальное значение – полоса по уровню 3 дБ			
Полоса по уровню 6 дБ ($V_{6\text{ дБ}}$)	$1,480 \cdot V_{3\text{ дБ}}$	$1,464 \cdot V_{3\text{ дБ}}$	$1,415 \cdot V_{3\text{ дБ}}$
Импульсная полоса ($V_{\text{имп}}$)	$1,806 \cdot V_{3\text{ дБ}}$	$1,727 \cdot V_{3\text{ дБ}}$	$1,506 \cdot V_{3\text{ дБ}}$
Начальное значение – полоса по уровню 6 дБ			
Полоса по уровню 3 дБ ($V_{3\text{ дБ}}$)	$0,676 \cdot V_{6\text{ дБ}}$	$0,683 \cdot V_{6\text{ дБ}}$	$0,707 \cdot V_{6\text{ дБ}}$
Импульсная полоса ($V_{\text{имп}}$)	$1,220 \cdot V_{6\text{ дБ}}$	$1,179 \cdot V_{6\text{ дБ}}$	$1,065 \cdot V_{6\text{ дБ}}$

Реализация полосы разрешения с помощью цифровых фильтров не оказывает влияния на взвешивание импульсных сигналов. Цифровые фильтры столь же пригодны к использованию, как и аналоговые фильтры, и в дополнение к температурной и долговременной стабильности они имеют серьезное преимущество высокой селективности, так что можно реализовать фильтры с меньшим коэффициентом формы.

Если анализаторы спектра работают исключительно на основе БПФ, то они не удобны для импульсных измерений. При БПФ спектр рассчитывается на основе ограниченной части сигнала во временной области. Как объяснялось в разд. 3.1, результаты измерений зависят от выбора этой части, так что БПФ анализ неудобен для анализа импульсных сигналов. Поэтому важно, чтобы анализаторы имели как аналоговые, так и цифровые фильтры, и возможность работы с БПФ.

6.2.4. Параметры анализатора

Приведенные выше объяснения ясно показывают, что измерение и оценка импульсных сигналов является более сложным и требующим намного большего учета тонких деталей анализа, чем анализ синусоидальных сигналов. В спецификационных таблицах анализатора спектра или испытательного приемника указывается максима-

льный входной уровень для синусоидальных (с непрерывным излучением) сигналов. При импульсных измерениях для предотвращения ошибок измерений или повреждения измерительного прибора важны такие параметры, как импульсная спектральная плотность мощности, максимальная энергия импульса или импульсное напряжение. Поэтому имеет смысл определять параметр, как, например, импульсная спектральная плотность, и связывать импульсное напряжение с полосой разрешения (разд. 5.4 «Точка 1 дБ компрессии и максимальный входной уровень»). Для этой цели определена опорная полоса 1 МГц. Поэтому параметры приводятся в единицах мкВ/1 МГц и дБ мкВ/1 МГц.

Импульсная спектральная плотность может быть легко рассчитана из измеренных уровней, используя следующий коэффициент коррекции:

$$K_{\text{имп}} = 20 \log(B_1 / 1 \text{ МГц}). \quad (6.16)$$

Пример

В анализаторе спектра полоса измерения определяется Гауссовским фильтром с полосой пропускания 10 кГц по уровню 3 дБ. Измерения импульсного сигнала показывают индицируемый уровень –67 дБ. Какова импульсная спектральная плотность?

Первым делом, надо преобразовать измеренное значение в единицы дБ мкВ. Уровень 0 дБм соответствует 107 дБ мкВ. Таким образом, уровень –67 дБм соответствует +40 дБ мкВ. Полоса импульса вычисляется для гауссовского фильтра в соответствии с уравнением (6.15) умножением на B_3 дБ, что дает $B_{\text{имп}} = 15$ кГц.

Коэффициент коррекции –36,5 дБ находится из уравнения (6.16):

$$K = 20 \log(B_{\text{имп}} / 1 \text{ МГц}) = 20 \log(15 \cdot 10^3 / 1 \cdot 10^6) = -36,5 \text{ дБ}.$$

Измеренное значение +40 дБмВ соответствует импульсной спектральной плотности 76,5 дБ мкВ/1 МГц.

Детальное описание процедуры расчета максимальной энергии импульса и импульсного напряжения, которые являются важными параметрами для дальнейших оценок анализатора спектра и испытательного приемника, приведено в разд. 5.4.

Отдельные приборы могут даже иметь два отдельных входа РЧ, один из которых является защищенным от импульсов для работы

с пиковыми импульсными напряжениями высокой величины. Импульсная энергия поступает на включенный последовательно аттенюатор, который используется для диссипации выделяющегося тепла. В случае неадекватной теплоотдачи компоненты анализатора могут повредиться.

6.2.5. Масштабирование импульсов при измерениях паразитных сигналов

До настоящего времени мы говорили только о желаемых (полезных) сигналах, служащих для передачи информации. Как уже указывалось в начале разд. 6.2, измерение и взвешивание (умножение на весовой множитель) нежелательных паразитных сигналов – это другой важный аспект анализа импульсных сигналов.

Предмет проблемы электромагнитной совместимости – очень сложный, потому что почти каждый электронный прибор вырабатывает не только желательные продукты, но также и нежелательные сигналы или связывает полезные сигналы между собой в некоторых точках тракта сигнала. Механизм этого может быть даже еще более сложным из-за того, что паразитные излучения могут распространяться по дополнительным путям излучения или проводимости.

Воспроизводимость измерений паразитных сигналов гарантируется соблюдением стандартов и правил. Существующие стандарты электромагнитной совместимости определяют продукт паразитного излучения и его предельно допустимые характеристики, принимая во внимание области применения испытываемого устройства (бытовое, промышленное или военное применение). Для коммерческих применений (в отличие от военных стандартов) для измерения уровня непрерывных импульсных сигналов, соответствующего частоте повторения этих импульсов, используется специальный калиброванный детектор, известный как квазипиковый детектор. Уровни после измерения могут сравниваться с определенными предельными значениями. Если измеренные значения уровней находятся ниже определенных предельных значений, то это значит, что с точки зрения электромагнитной совместимости обеспечивается беспомеховая работа испытываемого устройства.

При согласованных цепях наводимые через проводимость импульсы не являются очень опасными, если их энергия не превышает некоторого предельного уровня. Более часто встречается случай,

когда помеховые импульсы переключают режим работы некоторых типов генераторов.

Примеры

В соответствии с вышесказанным и из рис. 6.12, видно, что полоса, занимаемая импульсом помехи, обратно пропорциональна длительности импульса. Это означает, что если спектр импульса помехи длительностью 1 мкс имеет свой первый нуль на частоте 1 МГц частотного спектра, то уменьшение амплитуд паразитных сигналов становится существенным на частотах около 300 кГц. Помеховый импульс длительностью 100 мкс характеризуется таким спадом спектра на частоте порядка 3 МГц.

Предположим, что амплитуда импульса равна 1 В. Соответственно, при длительности 1 мкс импульс имеет энергию (произведение напряжения на время) в 1 мкВ·с. Помеховый импульс длительностью 100 нс амплитудой 10 В также имеет энергию 1 мкВ·с. При полосе измерения, установленной на 10 кГц, анализатор спектра показывает на дисплее оба импульса, которые имеют длительности 1 мкс и 100 нс, как имеющие одинаковое напряжение 10 мВ, соответствующее среднеквадратическому значению синусоидального напряжения. Это означает, что анализатор спектра не может проводить различий между амплитудами импульсов. Из наблюдаемого значения напряжений никаких выводов о перегрузке не может быть сделано, поскольку аналогичные значения уровней будут индифферентны и для импульса длительностью 10 нс уровнем 100 В по амплитуде.

6.2.5.1. Детекторы, постоянные времени

Пиковые детекторы, описанные в разд. 4.2, например, максимально пиковый, минимально пиковый, автоматический пиковый и детектор выборки, являются стандартными для большинства анализаторов спектра. Детекторы среднеквадратического (СКВ) и среднего (СР) значений также имеются в современных приборах.

Специальный детектор для измерений помеховых импульсов, называемый квазипиковым (КП) детектором, часто можно заказать как дополнительный узел. Он выдвигает высокие требования к динамическому диапазону и линейности входных каскадов, а также ПЧ каскадов, которые с трудом могут быть удовлетворены в большом количестве приборов, имеющих на рынке. Требования связаны с характеристиками уровней импульсных последовательностей (опи-

Относительный уровень для входного сигнала для постоянной индикации, dB

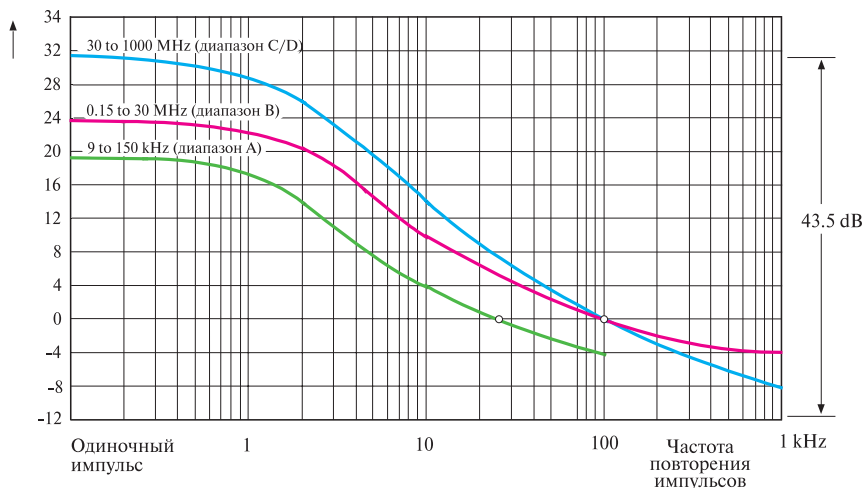


Рис. 6.18. Измерение амплитуд импульсов в соответствии с CISPR 16 для различных частот повторения импульсов

санных в стандарте CISPR 16-1), которые из-за снижения среднего уровня импульсных последовательностей при низких частотах повторения импульсов (вплоть до 40 дБ для одиночных импульсов) требуют реализации динамического диапазона примерно в 100 раз шире, чем у стандартных приборов.

В соответствии с диапазонами частот, указанными в стандарте CISPR, квазипиковый детектор требует определенных значений постоянных времени заряда и разряда и полосы. Таким образом, подразумевается, что в различных CISPR диапазонах измеренные значения всегда определяются с одними и теми же постоянными времени и с одной и той же полосой (обычно полосой импульса), чтобы обеспечить воспроизводимость результатов и сравнимые предельные характеристики. Это обычно называется отображением измерений КП детектора и кривой измерения импульса, которые содержат также постоянные времени, возникающие из-за инерции механических измерителей.

Диапазоны частот стандарта CISPR определяются следующим образом:

- CISPR A 9...150 кГц;
- CISPR B 150 кГц...30 МГц;
- CISPR C 30...300 МГц;
- CISPR D 300...1000 МГц .

Частотный диапазон	Полоса измерений по уровню 6 дБ, кГц	Время заряда КП детектора, мс	Время разряда КП детектора, мс	Постоянная времени измерителя, мс
CISPR A	200 Гц	45	500	160
CISPR B	9	1	160	160
CISPR C	120	1	550	100
CISPR D	120	1	550	100

Измерение амплитуд импульсов с различными частотами повторения показывает, что максимальная разница между индицируемыми уровнями возникает при низких частотах повторения импульсов. С возрастанием частоты повторения импульсов (ЧПИ), например при ЧПИ > 10 кГц, уровни, воспроизведенные всеми детекторами (СР, СРК и КП), приближаются к значению пикового детектора.

Специальные стандартные генераторы импульсов пригодны для калибровки квазипикового отображения анализаторов спектра и испытательных приемников. К подобным стандартным генераторам импульсов предъявляются требования по точности. Для калибровки испытательных приемников в диапазоне до 1 ГГц требуются импульсы с длительностью, много меньшей 1 нс, реально 200...250 пс. В дополнение к короткой длительности импульса могут быть реализованы исключительно малые времена фронта и спада импульса. Частота

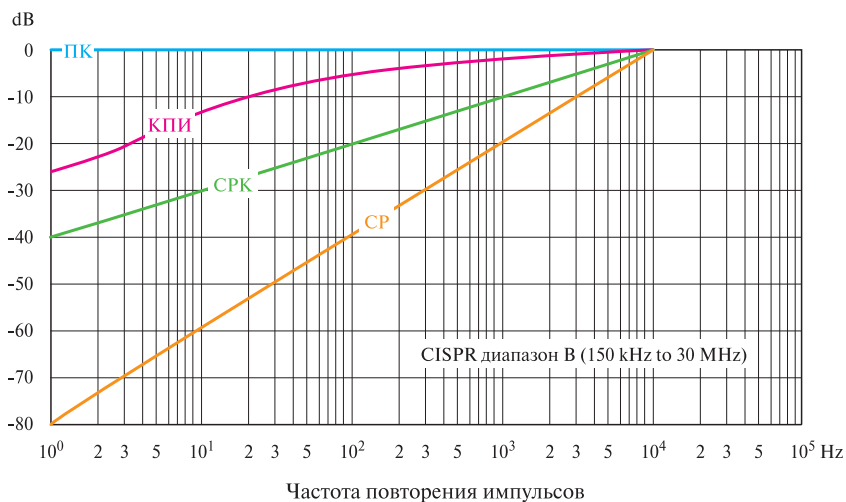


Рис. 6.19. Уровни, индицируемые различными детекторами при различных частотах повторения, относительно пика изображения

импульсов генератора должна изменяться для моделирования кривой измерения по стандарту CISPR.

Пиковый детектор ПК/МГц

Другой путь определения уровней при измерениях ЭМС – это пиковое значение, отнесенное к полосе 1 МГц. В этом режиме дисплея измеряется спектральная плотность импульсов входного сигнала. Пиковое значение на выходе демодулятора огибающей при выбранном времени измерения нормируется по 1 МГц. Следует отметить, что из-за реальной полосы измерений индицируемое пиковое значение увеличивается на $20 \log(1 \text{ МГц}/B_{\text{изм}})$.

Широкополосные и узкополосные помехи

При измерениях ЭМС используются различные методы измерения амплитуды импульсов. Они основаны на различных предельных значениях, определенных для широкополосных и узкополосных помех. Широкополосная помеха относительно равномерно распределена по спектру, но из-за такого плоского спектрального распределения возмущения меньше, чем при синусоидальном помеховом сигнале (узкополосная помеха) очень высокого уровня. Граничные значения уровня мощности допустимого паразитного излучения на 10 дБ больше, чем граничные значения для узкополосного процесса (в зависимости от действующего стандарта). Это означает, что узкополосная помеха должна быть подавлена в схеме (ослаблена, по крайней мере, на 10 дБ) подходящей режекцией РЧ импульса или экранированием.

Метод детектирования и метод отстройки полосы весьма удобны для различения широкополосной и узкополосной помехи.

Метод детектирования основан на предположении, что узкополосная помеха, измеренная однажды пиковым детектором, а второй раз детектором среднего значения, обеспечивает примерно один и тот же результат (разница < 6 дБ). Если разница оказывается больше, то помеха имеет широкополосную природу и необходимо применить граничные значения для широкополосной помехи. Метод детектирования может использовать два варианта сравнения: квазипикового и среднего значений, а также квазипикового и среднеквадратического значений, в зависимости от используемого стандарта.

Метод отстройки полосы предполагает, что уровень сигнала определяется выбранным пиковым детектором и используется в каче-

стве опорного уровня. Измерение повторяется при тех же самых установках, но при сдвинутой центральной частоте на \pm (полоса измерения В). Если два новых значения меньше, чем критический порог (6 дБ) опорного уровня, то сигнал считается узкополосной помехой. Помеха, которая не идентифицирована как узкополосная, считается широкополосной. В качестве метода отстройки может быть выбран сдвиг центральной частоты на ± 2 дБ. Оба описанных метода разрешены действующими стандартами.

6.2.5.2. Полосы измерения

Полосы измерения, указанные в стандартах на измерения импульсных сигналов при измерениях паразитного излучения, должны пониматься как полосы импульсов. Для коммерческих стандартов это диапазоны:

200 Гц, 9 кГц, 120 кГц (гражданские применения, такие как EN, VDE, FCC, VCCI и т. д.), в то время как военные стандарты используют следующие декадные шаги: 10 Гц, 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц.

Эти полосы (обозначаемые как полосы импульсов), а также квази-пиковые детекторы дополнительно реализуются в современных анализаторах спектра, которые, благодаря рабочим характеристикам по способности к перегрузкам и динамическому диапазону, удобны для измерения паразитных излучений.

6.3. Измерения мощности в канале и соседнем канале²

6.3.1. Введение

Современные мобильные радиосистемы третьего поколения, работающие по CDMA принципу (кодовое разделение с множественным доступом), имеют компоненты частотного уплотнения, подобно тому, как и системы второго поколения TDMA (системы множественного доступа во временной области, такие как GSM или IS-136) или традиционные FDMA системы первого поколения (множественный доступ в частотной области, такие как AMPS) (рис. 6.20).

² Раздел подготовил дипломированный инженер Роланд Минихолд.

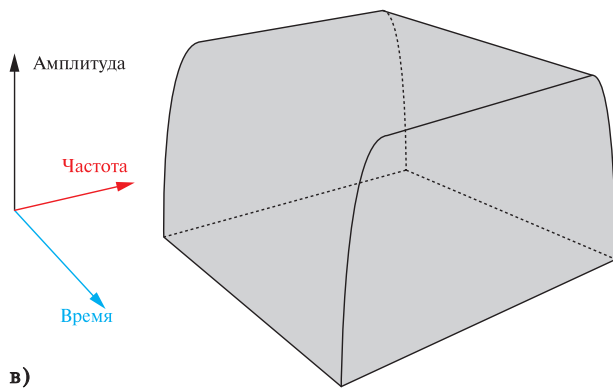
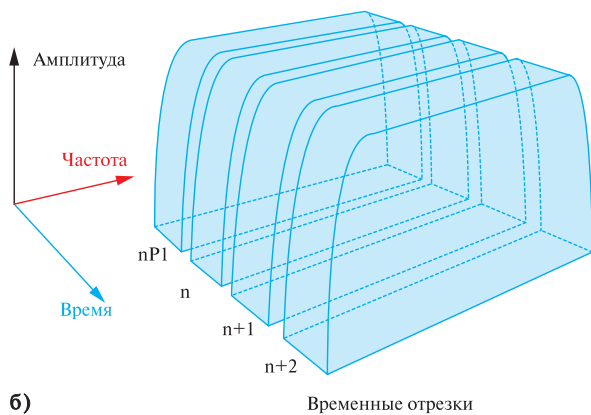
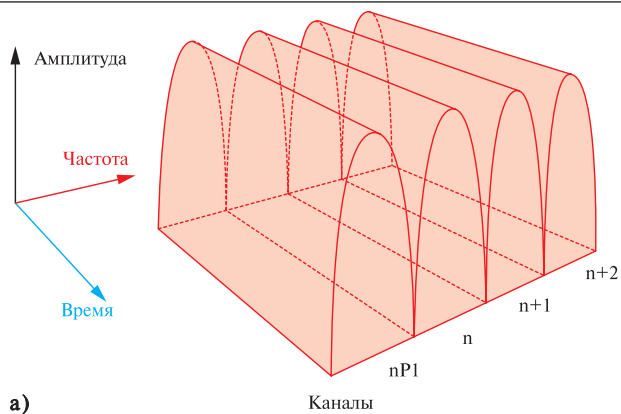


Рис. 6.20. Различные способы выделения каналов в (мобильных) радио системах с уплотнением сигналов: FDMA (а), TDMA (б) и CDMA (в)

Это означает, что во всех этих системах существуют несколько соседних радиоканалов в частотном диапазоне, обеспечивающих множественный доступ. Основная разница между различными системами заключается в том факте, что по сравнению с традиционными аналоговыми радиосистемами, радиоканалы занимают большие полосы. В традиционных аналоговых радиосистемах, таких как Американская AMPS система, каждому пользователю выделены отдельные передающие и приемный каналы, которые оба занимают весь диапазон активной радиосвязи. В TDMA системах некоторые пользователи либо делят между собой передающий и приемный каналы в частотной области (частотный дуплекс, как в GSM системах), либо передающий и приемный каналы являются идентичными по частотам (временной дуплекс как в DECT системах). В мобильных радиосистемах, работающих по CDMA принципу, многие пользователи (часто примерно 128) делят сравнительно широкие передающий и приемный каналы. Оба канала используются в течение полной длительности сеанса связи и индивидуальные потребители разделяются, используя коды сжатия.

Чтобы обеспечить невозмущенный прием и качественное обслуживание большого числа пользователей, абсолютно необходимо предотвратить помехи между соседними каналами передачи информации в частотном диапазоне. Важным критерием является низкая мощность в соседнем канале, указываемая либо в абсолютных единицах (в дБм) или в относительных единицах, отнесенных к канальной мощности в основном канале передачи информации (в дБн).

Для систем CDMA-один (IS-95, полоса канала 1,25 МГц), дополнительные граничные значения предписаны для сигналов, излучаемых в соседних радиоканалах аналоговых систем AMPS (полоса канала 30 кГц).

В TDMA системах (таких как IS-136 или GSM), мощность передатчика и, следовательно, нежелательная мощность, излучаемая в соседних каналах, поступает только в отдельные временные интервалы, так что требуются специальные меры, такие как ключевание (измерение только в течение активных интервалов времени). Обычно различие делается в отношении того, вызваны ли паразитные излучения в соседнем канале стационарным модулированным сигналом передатчика (спектром за счет модуляции) или включением/выключением сигнала передатчика (спектром за счет переключения). Поэтому анализатор спектра, предназначенный для проведения измерений в TDMA системах, должен иметь подходящие функции для измерений мощности в соседних каналах, а также функции ключевания и триггерования.

6.3.2. Ключевые параметры для измерения мощности в соседнем канале

В дополнение к основной полосе канала пользователя и соседних каналов, важными параметрами являются результаты измерения мощности в промежутках между каналами. Под промежутками между каналами понимается расстояние между центральной частотой канала пользователя и такой же частотой соседнего канала.

Важным также является число соседних каналов, в которых измеряется канальная мощность. Нижеследующая таблица показывает каналы, измеряемые в соответствии с принятой нумерацией каналов:

Номер канала	Измерение мощности в канале
0	Только канал пользователя
1	Канал пользователя и верхний/нижний соседний канал
2	Канал пользователя и соседние каналы + 1-й канал, следующий за соседним
3	Канал пользователя и соседние каналы + 1-й канал, следующий за соседним, + 2-й канал, следующий за соседним

Как показано на рис. 6.21, каналы, следующие за соседними, имеют различные обозначения, в соответствии с их положением относительно канала пользователя. В нашем примере будут указаны два канала.

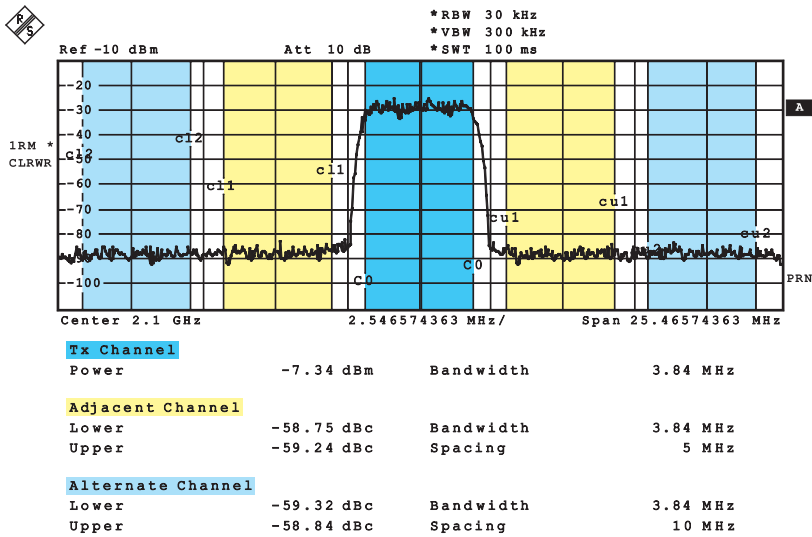


Рис. 6.21. Положение канала пользователя и соседних каналов в частотной области, показанные здесь для WCDMA сигнала

6.3.3. Динамический диапазон при измерении мощности соседнего канала³

Динамический диапазон, достигаемый при измерении мощности в соседнем канале с помощью анализатора спектра, подвергается воздействию трех факторов, в предположении, что для подавления сигнала основного канала пользователя использован фильтр подходящей селективности и сигнал считается идеальным:

- **Тепловой собственный шум анализатора.**

В этом случае это есть отношение сигнал/шум, достигаемое при выбранных установках прибора (измерение уровня анализатора, ослабление РЧ, опорный уровень).

- **Фазовый шум анализатора.**

- **Интермодуляционные продукты («подростание» спектра)**

Интермодуляционные продукты, спадающие в соседних каналах, являются решающим фактором, особенно при измерениях в широкополосных CDMA системах.

Мощность в соседнем канале находится линейным суммированием вышеуказанных отдельных компонентов. Вклад теплового шума и интермодуляционных продуктов зависит от уровня входного сигнала первого смесителя анализатора спектра. В то время как влияние теплового шума уменьшается обратно пропорционально уровню сигнала смесителя, интермодуляционные продукты возрастают. Сумма всех компонент мощности дает асимметричную характеристику (типа U-образной кривой), показанную на рис. 6.22. Для каждого уровня сигнала на входе смесителя может быть определен максимально достижимый динамический диапазон.

6.3.4. Методы измерений мощности в соседнем канале с использованием анализатора спектра

6.3.4.1. Метод интегральной полосы

Фильтры ПЧ анализатора спектра обычно выполняются в виде относительно грубого раstra шагами по 1, 3 или по 1, 2, 3, 5. Более того, их характеристики селективности не удовлетворяют требовани-

³ См. также разд. 5.5 «Динамический диапазон».

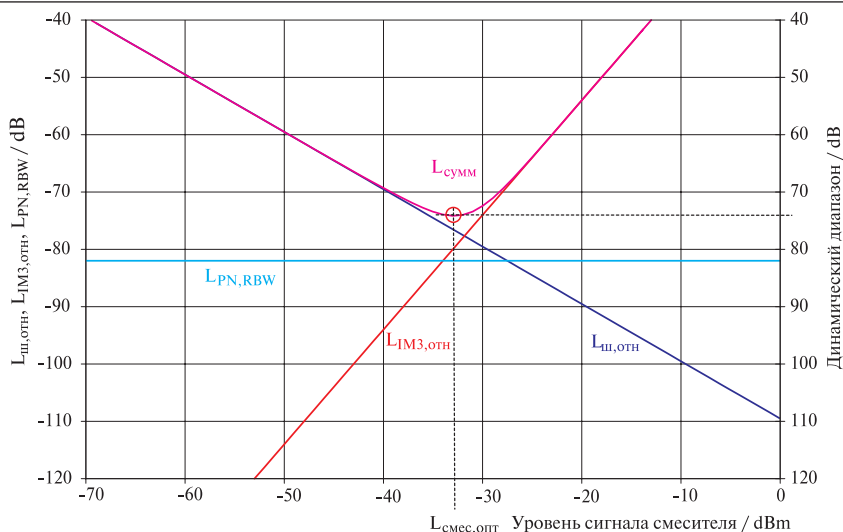


Рис. 6.22. Динамический диапазон, вычисленный при учете теплового шума, фазового шума и интермодуляционных продуктов третьего порядка

ям, предъявляемым к канальным фильтрам. Аналоговые фильтры ПЧ обычно реализуются как синхронно перестраиваемые четырех- или пятизвенные фильтры, обладающие оптимизированным откликом переходного процесса для достижения минимального времени развертки. Характеристики селективности фильтров с коэффициентом формы, равным приблизительно 12 для четырехзвенного фильтра и приблизительно 9,5 для пятизвенного фильтра, являются достаточно плохими и обычно не подходят для уверенного подавления сигнала канала пользователя для измерений в соседнем канале. Цифровые разрешающие фильтры современных анализаторов спектра, которые обычно реализуются как гауссовские фильтры, неудобны, поскольку канальные фильтры не обеспечивают хорошую селективность (коэффициент формы примерно 4,6).

Поэтому анализаторы спектра обычно предлагают функцию интегрирования мощности в частотной области для измерения мощности в соседнем канале. По сравнению с полосой канала, для обеспечения необходимой селективности выбирается очень малая полоса разрешения, обычно 1–3% от полосы канала. Анализатор спектра перестраивается по частоте в интересующем пользователя диапазоне, начиная от нижнего соседнего канала и заканчивая верхним соседним каналом, в зависимости от числа измеряемых соседних каналов (рис. 6.21).

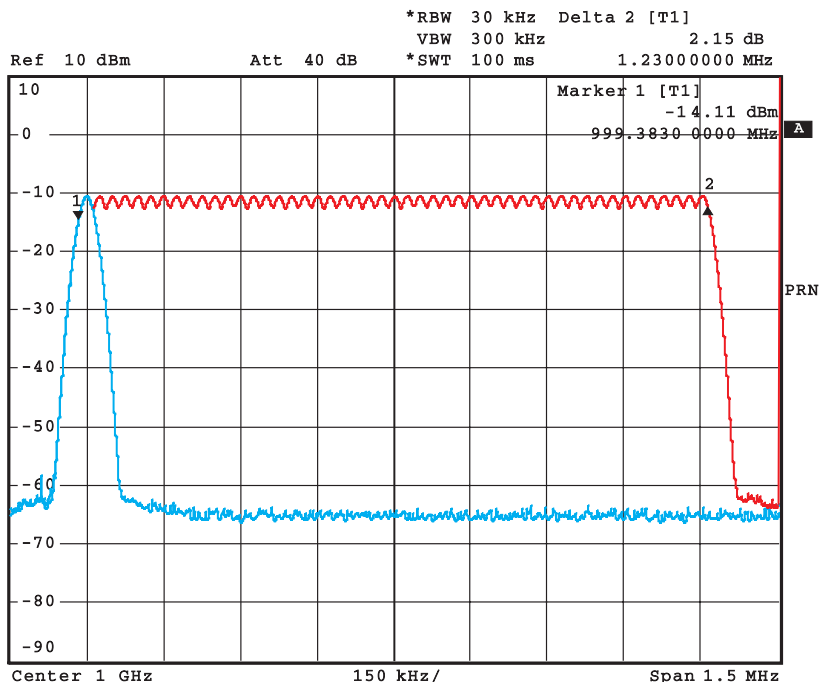


Рис. 6.23. Измерение мощности в канале с использованием метода интегральной полосы

Измеренные значения, соответствующие уровням индицируемых пикселей, являются интегрированными в выбранной полосе канала при линейной шкале. Результирующая мощность соседнего канала определяется в дБн и нормируется по мощности канала пользователя.

Должны быть выполнены следующие индивидуальные шаги:

- Для всех уровней, измеренных в канале, мощность определяется по линейной шкале уровней. Имеет место формула:

$$P_i = 10^{(L_i/10)}, \quad (6.17)$$

где P_i – мощность измеренного значения, представленного i -м пикселем по линейной шкале уровней, Вт; L_i – уровень измеренного значения, представленного i -м пикселем, дБм.

- Линейная мощность всех точек отсчета внутри канала суммируется и делится на число точек отсчета в канале.

- Результат в каждом канале умножается на частное от деления полосы выбранного канала и шумовой полосы фильтра разрешения.

Из вышеуказанных шагов вытекает следующее соотношение для абсолютной мощности в канале:

$$L_{\text{кан}} = 10 \log \left(\frac{B_{\text{кан}}}{B_{\text{ш,ПЧ}}} \frac{1}{n_2 - n_1} \sum_{n_1}^{n_2} 10^{\frac{P_i}{10}} \right), \quad (6.18)$$

где $L_{\text{кан}}$ – уровень мощности в канале, дБм; $B_{\text{кан}}$ – полоса канала, Гц; $B_{\text{ш,ПЧ}}$ – шумовая полоса ПЧ фильтра, Гц; n_1, n_2 – индексы измеренных значений, подлежащих суммированию; P_i – мощность измеренного значения i -го пикселя, Вт.

Выбор полосы разрешения (RBW)

Выбранная полоса разрешения должна быть малой по отношению к полосе канала для того, чтобы аккуратно промерить всю полосу канала. Если полоса разрешения слишком велика, то селективность смоделированного канального фильтра оказывается недостаточной и часть мощности основного канала будет зафиксирована при обмерах соседнего канала, так что финальный результат будет неправильным. Правильно выбранная полоса разрешения обычно составляет 1–3% от полосы канала. Если полоса разрешения слишком мала, требуемое время развертки становится чрезмерно большим и время измерений будет завышенным.

Выбор детектора

Для измерений мощности в полосе канала удобными являются детекторы выборки и среднеквадратического значения, поскольку только эти два детектора обеспечивают результат, который позволяет рассчитать мощность. Пиковые детекторы (максимально пиковый, минимально пиковый, автоматический пиковый) не подходят для измерения шумовых и шумоподобных сигналов, поскольку трудно установить соответствие между видеосигналом на выходе детектора и мощностью входного сигнала.

При использовании детектора выборки измеренное значение, представленное пикселем, является выборкой из огибающей напряжения ПЧ. Если индицируемый спектр – широкий в сравнении с полосой разрешения (такой как при отношении просматриваемого диапазона к полосе разрешения, большем 500), то дискретные компоненты сигнала (синусоидальные сигналы) могут потеряться из-за ограничен-

ного числа пикселей экрана анализатора (приблизительно 501) и поэтому измерения мощности в канале или в соседнем канале будут неправильными (см. разд. 4.4 «Детекторы»).

Поскольку импульсно-модулированные сигналы являются шумоподобными сигналами, то отсчет, полученный от детектора выборки, подвержен большим вариациям. Чтобы получить стабильные результаты, необходимо проводить усреднение, при котором индицируемый сигнал будет недостаточно сглаженным и неточным (см. разд. 4.4 «Детекторы»).

При выборе среднеквадратического детектора мощность, представленная пикселем, вычисляется по нескольким результатам измерений для того, чтобы получить стабильный результат. Более того, время измерений может быть увеличено, чтобы провести усреднение отклика. Мощность дискретных паразитных сигналов, присутствующих в канале, также определяется правильно. Поэтому детектор среднеквадратических значений является более пригодным для измерений мощности в канале, чем детектор выборки.

Среднеквадратическое значение вычисляется из выборок напряжения видеосигнала по формуле:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_i^2}, \quad (6.19)$$

где V_{RMS} – среднеквадратическое значение напряжения, В; N – число выборок, приходящихся на соответствующий пиксель; v_i – выборки огибающей, В.

Для расчета мощности на опорном резисторе R можно использовать формулу:

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{2}. \quad (6.20)$$

Некоторые стандарты на TDMA мобильную радиоаппаратуру (типа PDC) предписывают использование пикового детектора для измерения мощности соседнего канала (относительное измерение) для обеспечения лучшего детектирования мощности преобразования.

Выбор полосы видеосигнала/усреднение отклика

При использовании среднеквадратичного детектора или детектора выборки полоса видеосигнала должна быть, по крайней мере, втрое больше полосы разрешения, чтобы предотвратить усреднение

видеосигнала, поскольку это может привести к сглаживанию шумо-подобного сигнала, приводящему к слишком низким значениям мощности в канале. По этой причине усреднение отклика по нескольким откликам также должно быть предотвращено.

6.3.4.2. Сглаживание спектральной плотности мощности модуляционными фильтрами (IS-136, TETRA, WCDMA)

Для определения мощности в основном и соседних каналах некоторых мобильных радиосистем, таких как IS-136 (NADC), TETRA и WCDMA, необходимо использовать каналный фильтр, который соответствует модуляционному фильтру соответствующей системы (обычно фильтр «корень из приподнятого косинуса»). Это приводит к более реалистичической оценке влияния мощности, излучаемой в соседнем канале, поскольку помехи вызываются, в основном, компонентами сигнала в центре соседнего канала. Компоненты сигнала, близкие к границам канала, подавляются согласованным фильтром приемника, так что они вызывают меньшие помехи.

При использовании анализатора спектра для измерения мощности в соседнем канале индивидуальные значения отсчетов в соответствующих каналах должны быть сглажены стандартным или специальным модуляционным фильтром, прежде чем мощность каждого канала будет определяться интегрированием измеренных

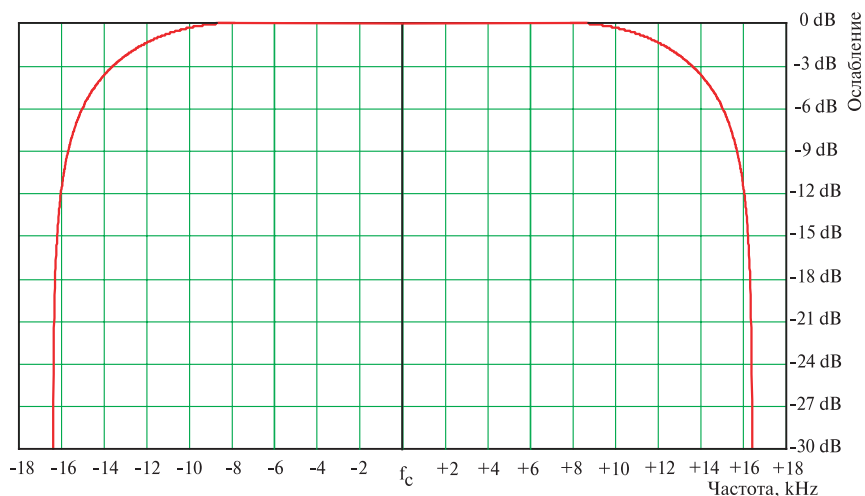


Рис. 6.24. Канальный фильтр для систем IS-136 (NADC)

значений. Современные анализаторы спектра обеспечивают функции измерения с автоматическим сглаживанием.

Необходимость использования сглаживающего фильтра при канальных измерениях мощности анализатором спектра может очень легко выявлена с использованием следующей тестовой процедуры.

При включенном режиме измерения мощности в канале синусоидальный сигнал с частотой, соответствующей центральной частоте канала, подается на вход анализатора спектра. Измеренная мощность канала используется как опорное значение.

Затем частота синусоидального сигнала варьируется шагами по направлению к границам канала (или альтернативно изменением центральной частоты канала на анализаторе спектра в случае синусоидального сигнала с фиксированной частотой) и фиксируется измеренная мощность канала. Если мощность канала меняется при этих условиях, то для сглаживания надо использовать канальный фильтр. Этот тест может быть выполнен также в соседних каналах. Рекомендуется устанавливать анализатор спектра в режим измерения абсолютной мощности соседнего канала.

6.3.4.3. Измерение мощности в канале во временной области

Как объяснялось в разд. 6.3.4.1, для измерений мощности в канале требуются очень узкополосные фильтры разрешения. Поскольку эти фильтры характеризуются значительным временем интегрирования, то их использование неминуемо приводит к увеличенному времени развертки. Если измерения выполняются в нескольких соседних каналах, то диапазоны частот между индивидуальными каналами также будут включены в измерения, хотя не содержат интересующей пользователя информации, что увеличивает полное время развертки. Все эти недостатки могут быть устранены измерением мощности в каналах во временной области.

С помощью цифровой обработки сигналов в современных анализаторах спектра практически любой тип канального фильтра может быть реализован цифровым способом, например, фильтр корень из приподнятого косинуса или близкий к идеальному прямоугольному полосовой фильтр, а также фильтры с очень широкой полосой (такой, как 4 МГц). Такие фильтры позволяют провести измерение мощности в канале во временной области с помощью анализатора спектра, настроенного, как и испытательный приемник, на центральную частоту канала. Действуя таким путем, оказывается возможным

предотвратить ограничение минимального времени развертки заданным временем переходного процесса, определяемым узкими полосами разрешения, которые требуются для измерений в частотной области. Во временной области может быть достигнута намного лучшая воспроизводимость результатов измерений за то же время измерений, что и в частотной области, и время измерений может быть существенно снижено по сравнению с обычным методом интегрирования.

Если необходимо измерять мощность в нескольких соседних каналах, то анализатор спектра автоматически перестраивается на центральные частоты соответствующих каналов. Частотные диапазоны между различными каналами, представляющими интерес для пользователя, пропускаются, так что это является дальнейшим преимуществом по обеспечению минимального времени измерения по сравнению с измерениями в частотной области.

Другим преимуществом измерений во временной области является правильное определение сигналов переходных процессов, вызванных режимами переключений.

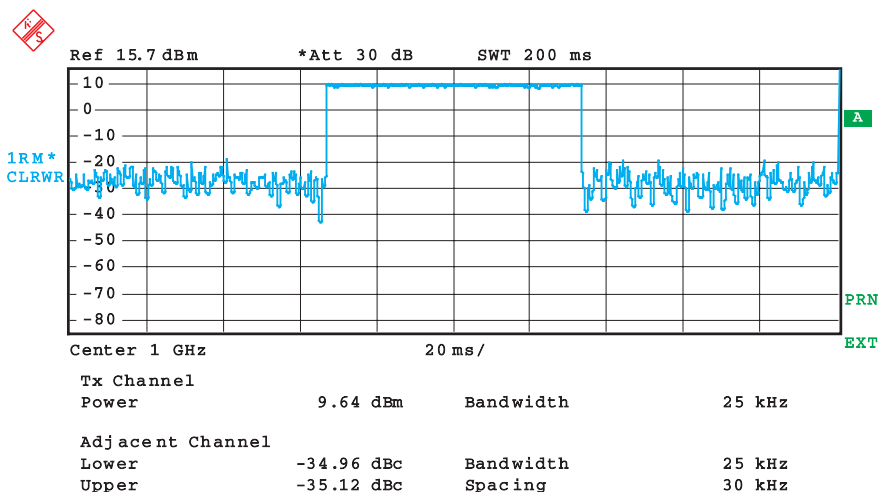


Рис. 6.25. Измерение мощности в канале и в соседнем канале во временной области, здесь показан IS-136 сигнал

6.3.4.4. Спектральные измерения в TDMA системах

Для измерения мощности в соседнем канале для сигналов переключения в TDMA системах необходимо учитывать некоторые специфические аспекты.

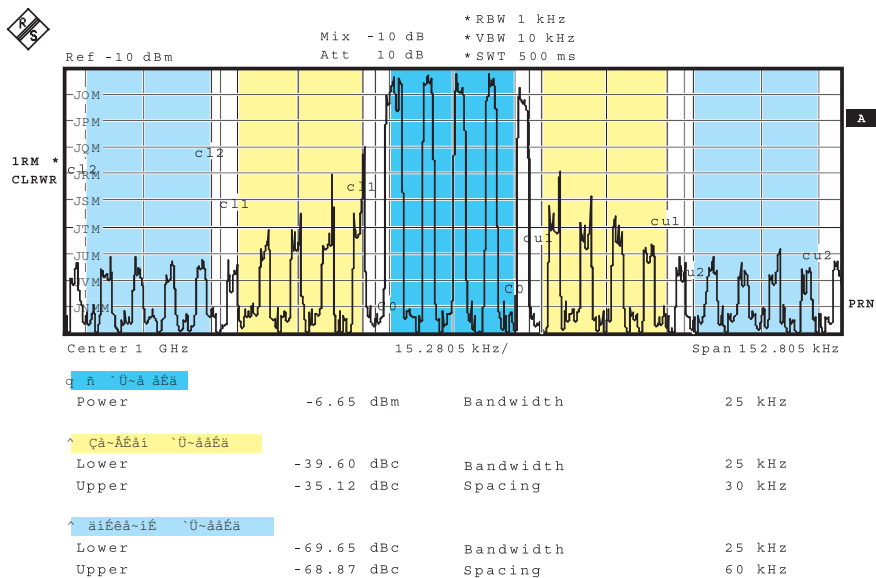


Рис. 6.26. Измерение мощности в соседнем канале без переключения, здесь показан сигнал IS-136 только в одном активном временном интервале

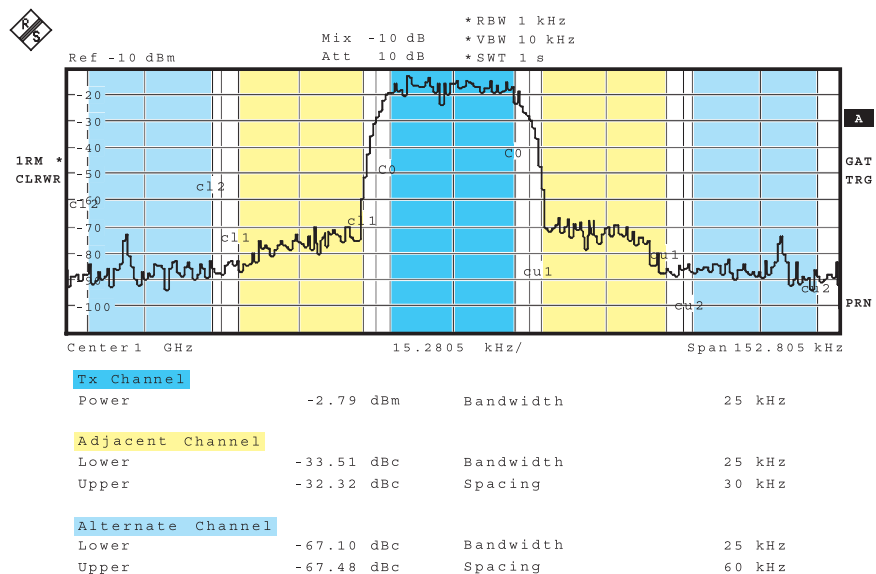


Рис. 6.27. Измерение мощности в соседнем канале с сигналом IS-136 при правильно установленном переключении (спектр из-за модуляции)

Если необходимо измерять мощность в соседнем канале от модуляционных и фазовых шумов передатчика, то необходимо предотвратить детектирование сигналов переходных процессов, вызванных операциями включения/выключения. Поэтому измеренные значения должны собираться только с активных интервалов времени (вспышка сигнала). Это становится возможным при использовании режима ключевания.

Выработанное из сигнала внешнего триггера или от широкополосного детектора уровня анализатора спектра (РЧ триггера) соответствующее временное окно или строб-импульс включается, и измеренные значения собираются через него. Вне этого окна (строб-импульса) никакие измеренные значения не запоминаются, а частотная развертка останавливается.

При установке такого режима эффективное время развертки, требуемое для измерения в некотором частотном диапазоне, оказывается более длительным, чем обычная развертка, в первую очередь,

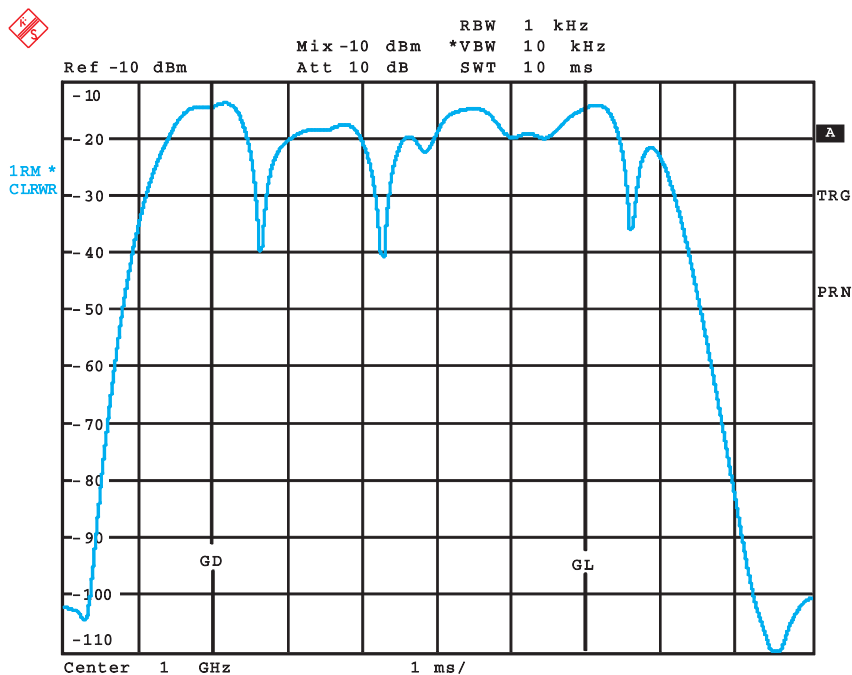


Рис. 6.28. Установка ключевания во временной области

за счет конечного значения отношения времени включения к времени отключения $t_{\text{вкл}}/t_{\text{выкл}}$.

Многие анализаторы могут переключаться видеосигналом. Этот источник переключения, однако, неудобен для спектральных измерений в TDMA системах, поскольку селективность выбранных полос разрешения затрудняет использование режима переключения. В этом случае развертка не переключается.

Мощность в соседнем канале от переходных процессов (компоненты мощности в соседних каналах, вызванные операциями переключения) не может правильно детектироваться интегрированием в частотной области. Причина этого в том, что необходимый фильтр оказывается слишком узкополосным по сравнению с полосой канала (1–3% от полосы канала) и в нем не успевает установиться переходной процесс.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- 2.1. Brigham, E.O.: The Fast Fourier Transform and its Application. (Быстрое преобразование Фурье и его применения), Prentice Hall, 1988.
- 3.1. Parks, T.W., Burrus, C.S.: Digital Filter Design. (Проектирование цифровых фильтров), John Wiley & Sons, Inc., New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1987.
- 3.2. Oppenheim, A.V., Schafer, R.W.: Discrete-Time Signal Processing. (Обработка дискретно-временных сигналов), Prentice Hall, 1989.
- 4.1. Helszajn, J.: YIG Resonators and Filters. (ЖИГ резонаторы и фильтры). John Wiley & Sons Ltd., Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore, 1985.
- 4.2. Rauscher, C: Frequency Range Extension of Spectrum Analyzers with Harmonic Mixers. Application Note¹ (Расширение частотного диапазона анализаторов спектра с гармоническими смесителями. Замечания по применению). 1EF43_OE, Rohde & Schwarz.
- 4.3. Voider, J.E.: The CORDIC Trigonometric Computing Technique. (Тригонометрическая компьютерная техника CORDIC). IRE Transaction on Electronic Computers, vol. EC-8, Seite 330-334, Sept 1959.
- 4.4. CISPR 16-1 (1997-07): Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, Part1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus. (Спецификации на измерительную аппаратуру и методы анализа радиовозмущений и помех, Часть 1: Измерительная аппаратура для радиовозмущений и помех).
- 5.1. Winder, S.: Single Tone Intermodulation Testing. (Одночастотные интермодуляционные испытания). RF Design, December 1993, p. 34.
- 5.2. Freed, J.G.: Equations Provide Accurate Third-Order IMD Analysis. (Уравнения, обеспечивающие точный интермодуляционный анализ искажений третьего порядка). Microwaves & RF, August 1992, p. 75.
- 5.3. Rohde, U.L: Microwave and Wireless Synthesizers Theory and Design. (Теория и проектирование микроволновых и радиотехнических синтезаторов). John Wiley & Sons, Inc., New York, Chichester, Weinheim, Brisbane, Singapore, Toronto, 1997.

¹ Rohde & Schwarz Замечания по применению можно получить через Интернет с сайта www.rohde-schwarz.com.

-
- 5.4. Beck, B.: Understand the Effects of Retrace and Aging in OCXOs. (Понимание влияния переключения и старения термостатированных кварцевых генераторов). *Microwaves & RF*, November 1998, p. 72.
- 5.5. Wolf, J.: Level Error Calculation for Spectrum Analyzers. Application Note² (Расчет ошибки уровня в анализаторах спектра. Замечания к применению). 1EF36_OE, Rohde & Schwarz.

² Rohde & Schwarz Замечания по применению можно получить через Интернет с сайта www.rohde-schwarz.com.

ТЕКУЩИЕ* МОДЕЛИ АНАЛИЗАТОРОВ СПЕКТРА КОМПАНИИ ROLDE & SCHWARZ

*На лето 2002 года

Мощные профессиональные приборы: Анализатор спектра семейства R&S FSU



Модели R&S FSU, разработанные в 2001 году, устанавливают новые стандарты для всех радиотехнических анализаторов спектра с прекрасными рабочими характеристиками. Это относится к динамическому диапазону, способности к перегрузкам, фазовым шумам и точности измерений. Приборы спроектированы так, чтобы соответствовать выдающимся характеристикам. R&S FSU – это первый анализатор спектра широкого применения с полосой разрешения 50 МГц, который является идеальным для измерений в широкополосных системах связи. Полный набор детекторов, несколько фильтров разрешения с различными характеристиками, а также автоматические программы для многих стандартных измерительных задач делают эти приборы исключительно эффективными и экономически выгодными инструментами для использования в научно-исследовательских лабораториях и в процессе производства. Применение встроенных пакетов программ, таких как GSM/EDGE и WCDMA, может пригодиться для повышения ценности обширных базовых конфигураций путем добавления специальных измерительных функций для мобильных радиосистем, включая модуляционные измерения.

Полностью комплектованные приборы для экспресс-анализа. Анализаторы спектра R&S FSEM/FSEK



Анализаторы спектра R&S FSEM и R&S FSEK компании Rohde & Schwarz для частот до 26,5 ГГц и до 44 ГГц удобны для применения в верхней части микроволнового диапазона. Использование вспомогательных внешних смесителей FS-Zx закрывает диапазон до 110 ГГц, который уже близок к инфракрасному. Анализаторы ни в коей мере не являются чисто высокочастотными приборами и обладают обширными базовыми характеристиками, которые могут быть еще более расширены для различных измерительных задач за счет большого количества дополнительных приспособлений.

Превосходного качества в каждой области: Анализатор сигналов R&S FSQ



Приборы моделей R&S FSQ (до 3,6 ГГц, 8 ГГц и 26,5 ГГц) имеют те же выдающиеся характеристики, как и приборы семейства R&S FSU, и поэтому они являются идеальными для всех применений высококачественных анализаторов спектра. Их первичным применением, однако, является анализ широкополосных модулированных сигналов, которые встречаются в мобильных радиосистемах третьего поколения и в локальных радиосистемах различных стандартов, например, WLAN. Для обеспечения измерительных задач, специфичных для этой области применений, прибор R&S FSQ снабжен I/Q демодулятором с полосой демодуляции 28 МГц и с широким динамическим диапазоном для измерения мощности в соседнем канале, что играет ключевую роль для мобильных радиосистем третьего поколения.

Последняя разработка среднего класса: Анализатор спектра семейства R&S FSP



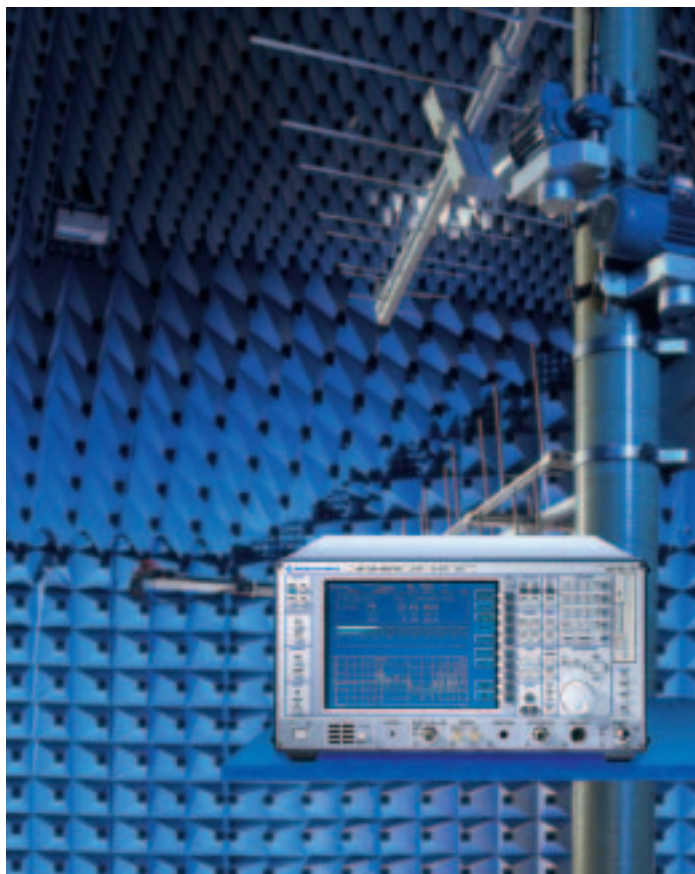
Семейство R&S FSP компании Rohde & Schwarz предлагает теперь прибор с рабочими характеристиками, ранее обеспечивающимися только высококачественными профессиональными приборами, а теперь распространенными на приборы средней стоимости. Приборы семейства R&S FSP комбинируют точность, радиочастотное применение, компактные размеры за счет применения схем, которые используют процессоры цифровой обработки сигналов, специально разработанные для приборов семейства R&S FSP.

Новая мобильность в анализе спектров: Удерживаемый в руке анализатор спектра R&S FSH 3



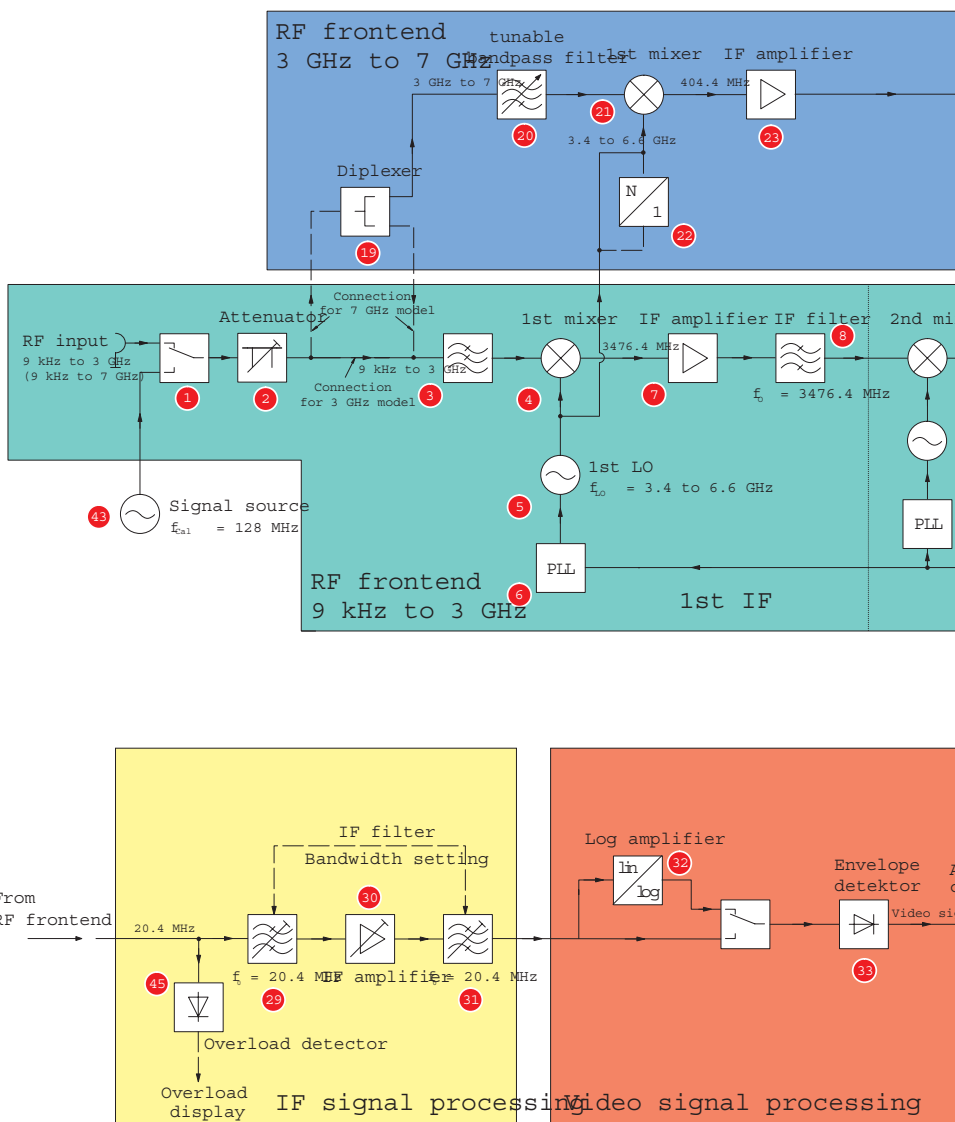
Прибор R&S FSH 3 является компактным, легким и прочным анализатором спектра с верхним частотным пределом 3 ГГц, одинаково удобным для полевых и для стационарных испытаний. Он является идеальным, переносимым куда угодно измерительным прибором для юстировки антенн, а также, например, для монтирования и обслуживания базовых станций мобильных радиосистем. При работе от батарей время работы доходит до четырех часов. Имеется целый набор приставок для автоматических измерений для обычных стандартов мобильных радиосистем (включая 3GPP WCDMA, cdmaOne и CDMA2000), функция измерения дальности до повреждения РЧ кабелей, а также возможность высокоточного измерения мощности вплоть до 8 ГГц с помощью внешнего датчика. Прибор R&S FSH 3 – это правильный выбор! Благодаря великолепным РЧ характеристикам, возможности скалярного анализа цепей и удобному подключению к персональному компьютеру с FSH программным обеспечением, прибор R&S FSH 3 значительно превосходит другие приборы в лабораториях и сервисных центрах.

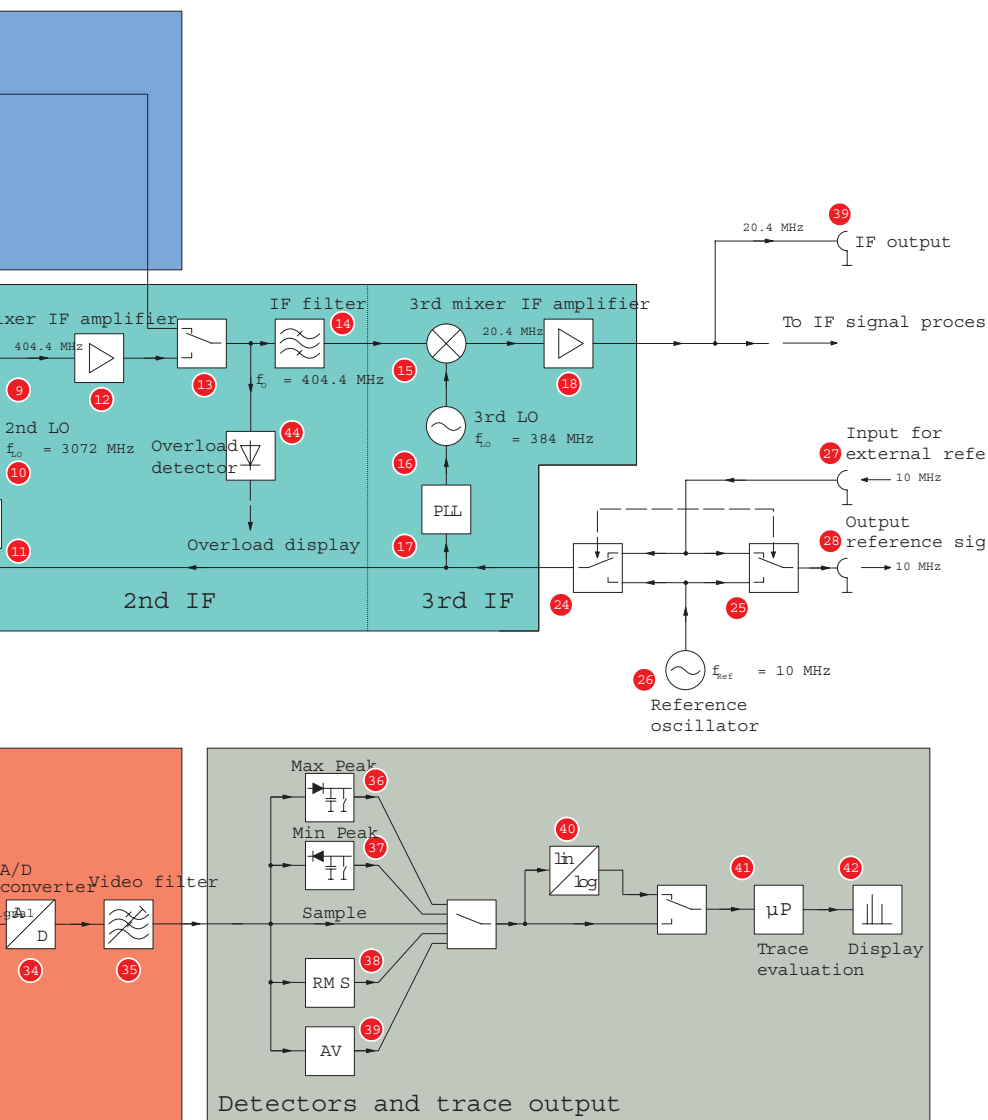
Эксперт по электромагнитной совместимости: Испытательный приемник для ЭМС R&S ESIB



Обозначение «испытательный приемник» является немного обманчивым, поскольку прибор R&S ESIB в действительности является полномасштабным и высококачественным анализатором спектра. В соответствии с концепцией «вся система в одном корпусе» для соответствующих измерений ЭМС, прибор обеспечивает все функции, требуемые для измерений электромагнитной совместимости в соответствии с принятыми стандартами. Прибор R&S ESIB обеспечивает измерения по всем соответствующим коммерческим и военным стандартам, и его верхняя частотная граница 40 ГГц перекрывает все частотные диапазоны, важные для задач электромагнитной совместимости.

Структурная схема анализатора спектра, описанного в данной книге





Приоритетный выбор для электромагнитной совместимости измерений при разработке приборов: испытательный приемник R&S ESPI



Для того чтобы предотвратить неприятные и дорогостоящие сюрпризы в конце периода разработки приборов, который обычно завершается интенсивными усовершенствованиями, разработчики должны внимательно следить за предварительным соответствием их приборов правилам ЭМС в процессе разработки. Испытательные приемники/анализаторы спектра, похожие на R&S ESIB, которые бескомпромиссно придерживаются действующих стандартов на ЭМС, крайне для этого необходимы. Можно использовать и несколько менее совершенные приборы, которые, тем не менее, должны обеспечить надежные результаты по исследованию ЭМС испытуемого устройства, так что последующие строгие стандартизованные испытания стали бы простой формальностью. Если Вы располагаете такими измерительными приборами, которые можно также использовать и как высококачественные всесторонние анализаторы спектра, подобно прибору R&S ESPI, у Вас не будет необходимости приобретать специальный измерительный прибор, который обычно не будет использоваться постоянно, особенно на небольших предприятиях.

**Таблица соответствия обозначений на рисунках
и в тексте к книге «Основы анализа спектров»
(подготовлено по просьбе редакции)**

Примечание переводчика. В таблицу включены только те обозначения, которые на рисунках в английском оригинале имеют другое написание, чем в тексте перевода, а также те, которые требуют правильного понимания смысла обозначения.

Обозначение на рисунках	Обозначение в переводе или пояснение смысла обозначения
$\omega_0 t$, рис. 2.1	Произведение угловой частоты на текущее время
T_0	Период высокочастотного процесса
A, f, t , рис. 2.2	Сигнал, частота и время
f_0 , рис. 2.4	Фундаментальная (основная) частотная составляющая
$ A $, рис. 2.5	Модуль сигнала
\underline{A}	Спектральная плотность сигнала
f_T	f_n , несущая частота АМ сигнала
f_s	f_m , частота модуляции АМ сигнала
T_p	$T_{\text{повт}}$, период повторения импульсов
τ	Длительность импульса
$T_{\text{бит}}$, рис. 2.6	$T_{\text{бит}}$, длительность бита
f_c	$f_{\text{нес}}$, частота несущей
$f_{\text{вх}}$, рис. 3.1	$f_{\text{вх}}$, частота входного сигнала
f_s	f_b, f_d , частота выборки или частота дискретизации
$f_{\text{вх, макс}}$	$f_{\text{вх, макс}}$
$w(t)$, рис. 3.2	Оконная функция
NT_s	$NT_{\text{набл}}$, время наблюдения
$f(k)$, рис. 3.4	Отсчет частоты в k -той зоне
f_{IF} , рис. 3.10	$f_{\text{ПЧ}}$, промежуточная частота

Обозначение на рисунках	Обозначение в переводе или пояснение смысла обозначения
Z_{out} , рис. 4.1	$Z_{вых}$, комплексный выходной импеданс
Z_{in}	$Z_{вх}$, комплексный входной импеданс
f_{LO} , рис. 4.2	$f_{гет}$, частота гетеродина
$f_{in,u}$	$f_{вх,н}$, перенесенная вниз частота входного сигнала
$f_{in,o}$	$f_{вх,в}$, перенесенная вверх частота входного сигнала
$f_{in,min}$, рис. 4-3	$f_{вх,мин}$, минимальная частота входного сигнала
$f_{LO,min}$	$f_{гет,мин}$, минимальная частота гетеродина
$f_{in,min}$	$f_{зерк,мин}$, минимальная частота зеркального канала
$f_{in,max}$	$f_{вх,макс}$, максимальная частота входного сигнала
$f_{LO,max}$	$f_{гет,макс}$, максимальная частота гетеродина
$f_{in,max}$	$f_{зерк,макс}$, максимальная частота зеркального канала
2 nd IF, рис. 4.6	2-я ПЧ, вторая промежуточная частота
1 st IF	1-я ПЧ, первая промежуточная частота
2 nd LO	2-й гетеродин
B_I , рис. 4.9	$\Pi_{имп}$, полоса импульса
B_N	$\Pi_{шум}$, шумовая полоса
v_{IF} , рис. 4.15	$v_{ПЧ}$, сигнал на ПЧ
B_{IF}	$\Pi_{ПЧ}$, полоса ПЧ тракта
v_{Video}	$v_{видео}$, видеосигнал
B_{Video}	$\Pi_{видео}$, полоса частот видео тракта
ω_{IF} , рис. 4.17	$\omega_{ПЧ}$, круговая частота ПЧ тракта
A_{in} , рис. 4.18	$A_{вх}$, входной сигнал
A_{IF}	$A_{ПЧ}$, сигнал на ПЧ
A_{Video}	$A_{видео}$, видеосигнал
f_e или f_{in}	$f_{вх}$
f_m	$f_{мод}$, частота модуляции при АМ
g_{IF} , рис. 4.32	$K_{ус.ПЧ}$, коэффициент усиления ПЧ тракта

Обозначение на рисунках	Обозначение в переводе или пояснение смысла обозначения
q_{RF}	$K_{\text{ус.ВЧ}}$, коэффициент усиления ВЧ тракта
L_{mix}	$L_{\text{смес}}$, уровень сигнала смесителя
f_{start} , рис. 4.35	$f_{\text{нач}}$, начальная частота
f_{stop}	$f_{\text{кон}}$, конечная частота
f_{stiff} , рис. 4.36	$f_{\text{ПЧ}}$, первая ПЧ
B , рис. 4.37	Π , полоса частот
F , рис. 5.1	F , фактор шума индивидуального каскада
G	G , коэффициент усиления индивидуального каскада
$F_{\text{total}}, G_{\text{total}}$	Суммарные коэффициенты каскадного соединения
$RF \text{ Att}$, рис. 5.2	Ослабление по высокой частоте
L_{out} , рис. 5.6	$L_{\text{вых}}$, уровень выходного сигнала
$L_{2\text{ndH}}$	$L_{\text{вых2}}$, уровень второй гармоники на выходе
SHI_{in}	$SHI_{\text{вх}}$, точка пересечения со второй гармоникой по входу
SHI_{out}	$SHI_{\text{вых}}$, точка пересечения со второй гармоникой по выходу
L_{in}	$L_{\text{вх}}$, уровень входного сигнала
$IP2_{\text{out}}$, рис. 5.8	$IP2_{\text{вых}}$, точка пересечения с интермодуляционной прямой второго порядка по выходу
$IP2_{\text{in}}$	$IP2_{\text{вх}}$, точка пересечения с интермодуляционной прямой второго порядка по входу
$IP3_{\text{out}}$	$IP3_{\text{вых}}$, точка пересечения с интермодуляционной прямой третьего порядка по выходу
$IP2_{\text{in}}$	$IP3_{\text{вх}}$, точка пересечения с интермодуляционной прямой третьего порядка по входу
$L_{\text{IM}2}$	$L_{\text{ИМ2}}$, уровень интермодуляционного продукта второго порядка
$L_{\text{IM}3}$	$L_{\text{ИМ3}}$, уровень интермодуляционного продукта третьего порядка
$L_{\text{1dB, out}}$, рис. 5.14	$L_{\text{1дБ, вых}}$, уровень однодецибельной компрессии по выходу
$L_{\text{1dB, in}}$	$L_{\text{1дБ, вх}}$, уровень однодецибельной компрессии по входу
E_p , рис. 5.16	$E_{\text{ИМП}}$, энергия импульса

Обозначение на рисунках	Обозначение в переводе или пояснение смысла обозначения
P_p	$P_{\text{ИМП}}$, мощность импульса
t_p	$t_{\text{ИМП}}$, длительность импульса
$L_{N, \text{rel}}$, рис. 5.19	$L_{\text{ш.отн}}$, относительный уровень шума
$L_{k2, \text{rel}}$	$L_{\text{иск2.отн}}$, относительный уровень искажений по второй гармонике
$L_{\text{IM}3, \text{rel}}$	$L_{\text{им3.отн}}$, относительный уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка
$L_{\text{mix, opt}}$	$L_{\text{см, опт}}$, оптимальный уровень сигнала смесителя
B_N	$B_{\text{ш}}$, шумовая полоса
a_r , рис. 5.26	$a_{\text{вост}}$, возвратные потери
$a_{r, \text{total}}$	$a_{\text{вост.общ}}$, общие возвратные потери
L_T , рис. 6.1	$L_{\text{нес}}$, уровень несущей
f_T	$f_{\text{нес}}$, частота несущей
L_{PN}	$L_{\text{фш}}$, уровень фазовых шумов
f_{off}	$f_{\text{отстр}}$, частота отстройки от несущей
$L_{PN, \text{RBW}}$, рис. 6.22	$L_{\text{фш.проп}}$, уровень фазовых шумов в полосе пропускания приемника
L_{sum}	$L_{\text{сумм}}$, суммарный уровень
$L_{N, \text{rel}}$	$L_{\text{ш.отн}}$, относительный уровень шума

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