

Основы спектрального анализа

Кристоф Раушер, Фолкер Йанссен, Роланд Минихолд

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

Глава 4

Практическая реализация анализатора,
работающего по гетеродинному принципу



ROHDE & SCHWARZ

СОДЕРЖАНИЕ

4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АНАЛИЗАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО ПО ГЕТЕРОДИННОМУ ПРИНЦИПУ	27
4.1. Входная радиочастотная секция	27
Измерения в системах с входным сопротивлением 75 Ом	28
Входной тракт РЧ для частот до 3 ГГц	31
Измерение сигналов с постоянной (DC) составляющей	32
Входная радиочастотная секция для частот, превышающих 3 ГГц.	35
Внешние смесители	38
4.2. Обработка сигнала промежуточной частоты.	39
Аналоговые фильтры ПЧ	47
Цифровые фильтры ПЧ	48
БПФ	48
4.3. Определение видеосигнала и видеофильтры	51
4.4. Детекторы	56
Влияние детекторов на изображение для различных типов входных сигналов	61
Усреднение по нескольким измерениям	67
4.5. Обработка отклика	68
4.6. Зависимости параметров.	72
4.6.1. Время развертки, отображаемый диапазон, полосы разрешения и видеосигнала	72
4.6.2. Опорный уровень и радиочастотное ослабление.	76
Связь опорного уровня и ослабления РЧ	80
4.6.3. Перегрузка	82
Первый смеситель	83
Обработка ПЧ сигнала фильтром разрешения	85
Регулируемый усилитель ПЧ и последующие каскады	88

4. ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АНАЛИЗАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО ПО ГЕТЕРОДИННОМУ ПРИНЦИПУ

В разделе приводится детальное описание отдельных узлов анализатора, работающего по гетеродинному принципу, а также практическая реализация современного анализатора спектра для частотного диапазона от 9 кГц до 3/7 ГГц. Детальная структурная схема приведена на разворачиваемой странице в конце книги. Индивидуальные блоки перенумерованы для удобства и объединены в функциональные узлы.

4.1. Входная радиочастотная секция

Подобно многим измерительным приборам, используемым в области современных телекоммуникаций, анализаторы спектра обычно ориентированы на входное радиочастотное сопротивление 50 Ом. Для проведения измерений в системах с сопротивлением 75 Ом, таких, как системы кабельного телевидения (CATV), разработаны некоторые типы специальных анализаторов с входным сопротивлением 75 Ом. С помощью трансформаторов импеданса анализаторы с входным сопротивлением 50 Ом можно с успехом применять и для систем с входным сопротивлением 75 Ом (см. подсказки в подразд.: «Измерения в системах с входным сопротивлением 75 Ом»).

Критерием качества анализатора спектра является входной коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН, или VSWR), который существенно зависит от компонентов радиочастотного входного тракта, таких как аттенюатор, входной фильтр и первый смеситель. Эти компоненты входят в состав входной секции радиочастотного тракта, назначение и реализация которой обсуждаются в деталях далее.

Ступенчатый аттенюатор (2)¹ используется на входе анализатора спектра для анализа сигналов с высоким уровнем. С помощью аттенюатора можно регулировать уровень сигнала на входе первого смесителя.

Уровень радиочастотного ослабления этого аттенюатора обычно меняется шагами по 10 дБ. В некоторых анализаторах, предназначенных для измерений в широком динамическом диапазоне, исполь-

¹ Цветные кодовые номера в скобках относятся к узлам структурной схемы, приведенной в конце книги.

зается более точная установка ослабления: 5 дБ или даже 1 дБ (см. разд. 5.5 «Динамический диапазон»).

Измерения в системах с входным сопротивлением 75 Ом

В системах звукового и телевизионного вещания устройства, ориентированные на входные сопротивления 75 Ом, являются более распространенными, чем широко используемые системы с 50 Ом. Для того чтобы производить измерения в таких системах с помощью анализаторов спектра, которые ориентированы на входные сопротивления 50 Ом, требуются соответствующие согласующие элементы. В противном случае возникают ошибки измерений, вызванные рассогласованием между анализируемым устройством и анализатором спектра.

Простейшим средством преобразования сопротивления 50 Ом в 75 Ом является последовательно включенный резистор сопротивлением 25 Ом. Поскольку этот резистор вносит весьма низкие потери в радиотракт (примерно 1,8 дБ), то таким образом согласуется только входное 75-омное сопротивление. Однако выход устройства, подсоединенный к радиочастотному входу анализатора спектра, оказывается рассогласованным (см. рис. 4.1, а). Поскольку входное сопротивление анализатора спектра отличается от идеального значения 50 Ом, то могут возникать ошибки измерений из-за множественных отражений, особенно характерных для рассогласованных испытываемых устройств.

Поэтому рекомендуется использовать внешние согласующие элементы, которые обеспечивают режим согласования на обоих кон-

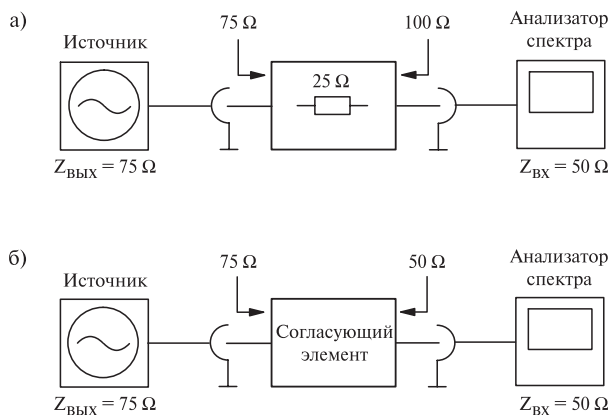


Рис. 4.1. Согласование входного сопротивления 75 Ом с помощью внешних согласующих элементов

цах (т. е. П-образные и L-образные согласующие элементы). В этом случае вносимые аттенюатором потери могут быть большими.

Супергетеродинный² приемник преобразует входной сигнал с помощью смесителя (4) и местного гетеродина (5) в сигнал промежуточной частоты. Этот вариант преобразования частоты в общем виде может быть выражен так:

$$|mf_{\text{гет}} \pm nf_{\text{вх}}| = f_{\text{пч}}, \quad (4.1)$$

где $m, n = 1, 2, \dots$; $f_{\text{гет}}$ – частота гетеродина; $f_{\text{вх}}$ – частота входного сигнала, который подвергается преобразованию; $f_{\text{пч}}$ – промежуточная частота.

Если используются основные (фундаментальные) гармоники входного и гетеродинного сигналов (т. е. $m = n = 1$), то уравнение (4.1) упрощается:

$$|f_{\text{гет}} \pm f_{\text{вх}}| = f_{\text{пч}}, \quad (4.2)$$

разрешая которое относительно $f_{\text{вх}}$, имеем:

$$f_{\text{вх}} = |f_{\text{гет}} \pm f_{\text{пч}}|, \quad (4.3)$$

Непрерывно перестраивая местный гетеродин по частоте, можно при постоянной промежуточной частоте перекрыть широкий частотный диапазон входного сигнала. Уравнение (4.3) показывает, что для определенных значений ПЧ и частоты гетеродина всегда существует два значения частоты принимаемого входного сигнала, для которых выполняется условие, определяемое уравнением (4.2) (см. рис. 4.2). Это означает, что в дополнение к желаемой частоте принимаемого сигнала, всегда существуют дополнительные частоты, называемые «зеркальными». Для того чтобы устранить эту неопределенность, входные сигналы на таких нежелательных зеркальных каналах должны быть подавлены (отфильтрованы) с помощью соответствующих фильтров и не должны проходить на радиочастотный вход смесителя.

На рис. 4.3 показаны частотные диапазоны входного сигнала и сигнала зеркального канала для перестраиваемого приемника с низкой 1-й ПЧ. Если диапазон частот входного сигнала шире, чем $2f_{\text{пч}}$, то эти диапазоны перекрываются, и приходится использовать вход-

² Здесь использован принятый в России термин «супергетеродинный приемник» вместо используемого на Западе термина «гетеродинный приемник» (прим. переводчика).

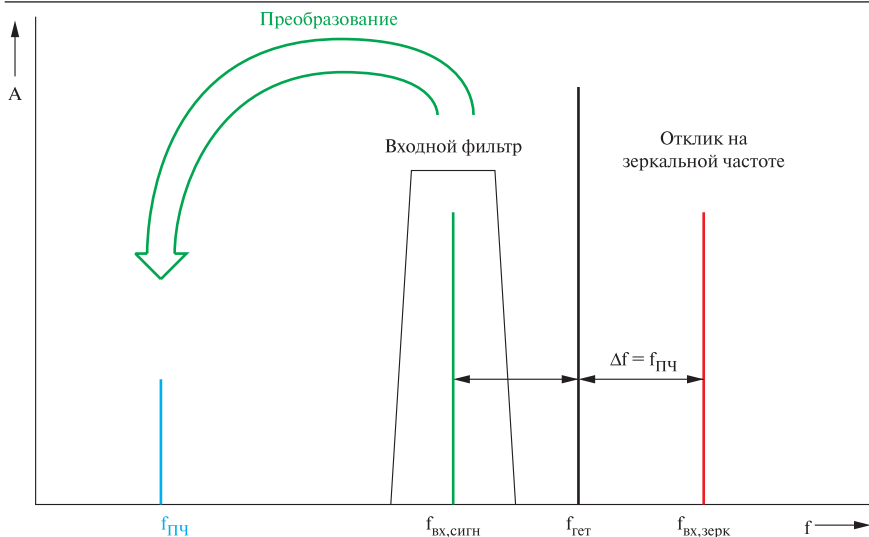


Рис. 4.2. Двужначность супергетеродинного принципа

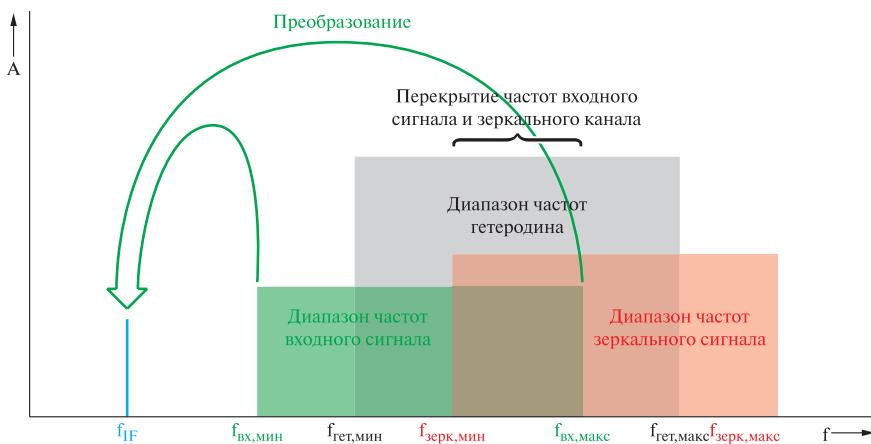


Рис. 4.3. Входной и зеркальный частотные диапазоны (перекрытие)

ной фильтр в виде перестраиваемого полосового фильтра для подавления частоты зеркального канала без влияния на анализируемый входной сигнал.

Для перекрытия частотного диапазона от 9 кГц до 3 ГГц, который является типовым для современных анализаторов спектра, этот фильтр должен быть исключительно сложным из-за очень ши-

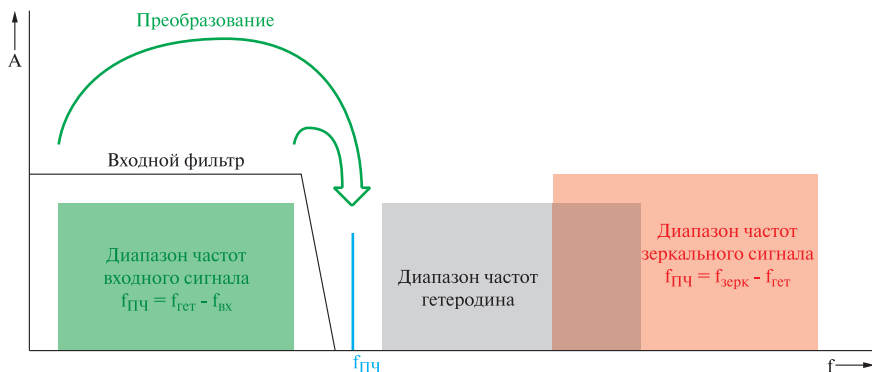


Рис. 4.4. Принцип высокой промежуточной частоты

рокого диапазона перестройки (несколько декад). Намного менее сложным этот фильтр будет при использовании высокой первой ПЧ (см. рис. 4.4).

В подобном приемнике диапазон частот зеркального канала расположен выше частотного диапазона входного сигнала. Поскольку эти два частотных диапазона не перекрываются, частота зеркального канала может быть легко подавлена низкочастотным фильтром с фиксированной настройкой. При преобразовании частоты этого входного сигнала выполняются следующие соотношения:

$$f_{\text{пч}} = |f_{\text{гет}} - f_{\text{вх}}| \quad (4.4)$$

и для зеркального канала:

$$f_{\text{пч}} = |f_{\text{вх}} - f_{\text{гет}}|. \quad (4.5)$$

Входной тракт РЧ для частот до 3 ГГц

Для анализаторов, разработанных для перекрытия частотного диапазона 9 кГц...3 ГГц, за входным аттенюатором (2) следует низкочастотный фильтр (3) для фильтрации частот зеркального канала. Из-за ограниченной развязки между РЧ и ПЧ трактами и между входной и гетеродинной частями первого смесителя этот низкочастотный фильтр служит также для минимизации проникновения на вход РЧ сигнала ПЧ и переизлучаемого сигнала гетеродина.

В нашем примере первая промежуточная частота равна 3476,4 МГц. Для преобразования частотного диапазона входного сигнала, расположенного в области от 9 кГц до 3 ГГц, вверх на час-

тоту 3476,4 МГц, сигнал гетеродина (5) должен перестраиваться в частотном диапазоне от 3476,40 МГц до 6476,4 МГц. В соответствии с уравнением (4.5), диапазон частот зеркального канала уйдет в область от 6952,809 МГц до 9952,8 МГц.

Измерение сигналов с постоянной (DC) составляющей

Многие анализаторы спектра, в частности те, которые работают при очень низких входных частотах на нижнем краю частотного диапазона (например, при 20 Гц), содержат в тракте между РЧ входом и первым смесителем каскады со связью по постоянному току (DC-связи), в которых нет разделительных конденсаторов.

Постоянное напряжение нельзя подавать на вход смесителя, потому что это обычно приводит к выходу из строя смесительных диодов. Для измерений сигналов с DC-компонентами в анализаторах спектра с каскадами со связью по постоянному току используется внешний разделительный конденсатор (DC-блок). Следует отметить, что за счет потерь, вносимых DC-блоком, входной сигнал немного ослабляется. Эти дополнительные потери должны быть учтены при измерениях абсолютного уровня сигналов.

В некоторых анализаторах спектра для предотвращения повреждения первого смесителя используются разделительные конденсаторы. В этом случае, нижняя граница частотного диапазона повышается. Поэтому анализаторы со связью по переменному току имеют достаточно высокую минимальную частоту входного сигнала, например, 9 кГц.

Из-за широкого диапазона перестройки и низкого фазового шума вдали от несущей частоты (см. разд. 5.3 «Фазовый шум») в качестве местного гетеродина часто используется ЖИГ-генератор³. Эта технология использует для перестройки частоты резонатора внешнее по отношению к резонатору постоянное магнитное поле.

Некоторые анализаторы спектра используют в качестве гетеродинов генераторы, управляемые напряжением (ГУН). Хотя такие генераторы имеют существенно меньший диапазон перестройки по сравнению с ЖИГ-генераторами, они могут перестраиваться много быстрее, чем ЖИГ-генераторы.

³ Так сокращенно называют генераторы, у которых в качестве частотно задающего элемента используются резонаторы на основе железоиттриевого граната (прим. пероводчика).

Чтобы увеличить точность задания частоты спектральных компонент сигнала, сигнал гетеродина синтезируется. Это означает, что местный гетеродин захватывается (синхронизируется) по частоте опорным сигналом через систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (6). В отличие от аналоговых анализаторов спектра, частота гетеродина здесь изменяется не непрерывно, а дискретно с определенным шагом. Размер шага зависит от полосы разрешения. Малые полосы разрешения требуют небольших шагов перестройки. В противном случае отдельные спектральные компоненты входного сигнала могут быть пропущены или могут возникать ошибки определения их уровня. Для иллюстрации этого эффекта на рис. 4.5 показан фильтр, перестраиваемый шагами по всему диапазону перестройки. Чтобы предотвратить такие ошибки, размер шага на практике должен быть намного меньше полосы разрешения (скажем, равным $0,1 \cdot RBW$).

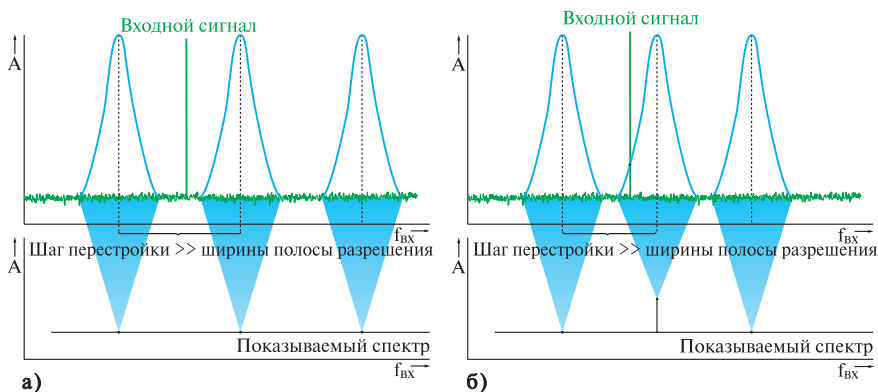


Рис. 4.5. Эффекты чрезмерно большого шага перестройки:

а – входной сигнал почти полностью потерян;

б – ошибка уровня фиксируемого входного сигнала

Опорный сигнал обычно вырабатывается термокомпенсированным кварцевым генератором. Для повышения точности измерения частоты и ее долговременной стабильности (см. также разд. 5.9 «Точность измерения частоты») большинство анализаторов спектра дополняют термостатированным кварцевым генератором, где генератор размещается прямо во внутреннем термостате. Для синхронизации с другими измерительными приборами опорный сигнал (обычно частотой 10 МГц) подается на выходной разъем (28). Анализатор спектра может быть также синхронизирован от подаваемого извне

опорного сигнала (27). Если в анализаторе имеется только один такой разъем для подключения опорного сигнала (по входу или выходу), то режим функционирования такого разъема обычно переключается внутри анализатора спектра.

Как показано на рис. 3.9, за первым преобразованием частоты следует система обработки сигнала ПЧ и детектирования сигнала ПЧ. При такой высокой ПЧ узкополосные фильтры ПЧ очень трудно реализовывать, а это означает, что примененный принцип и описанная здесь структурная схема требует, чтобы сигнал высокой 1-й ПЧ был преобразован на 2-ю более низкую ПЧ (20,4 МГц в нашем примере).

При прямом преобразовании на 20,4 МГц частота зеркального канала будет смещена только на $2 \cdot 20,4 \text{ МГц} = 40,8 \text{ МГц}$ от подлежащего преобразованию сигнала первой ПЧ с частотой 3476,4 МГц (рис. 4.6). Режекция частоты зеркального канала очень важна, поскольку имеются ограничения на развязку РЧ и ПЧ трактов смесителя и эти сигналы частоты зеркального канала могут попасть без преобразования в тракт первой ПЧ. Этот эффект называется прямым прохождением ПЧ (см. разд. 5.6 «Невосприимчивость к помехам»). Если частота входного сигнала соответствует частоте зеркального канала второго преобразования частоты, то этот эффект сказывается в отклике на сигнал зеркального канала на 2-й ПЧ. При определенных условиях входные сигналы могут также преобразовываться на зеркальную частоту второго преобразования. Поскольку потери преобразования смесителей обычно много меньше развязки между РЧ и ПЧ трактами смесителей, этот тип проникновения в зеркальный канал является гораздо более опасным.

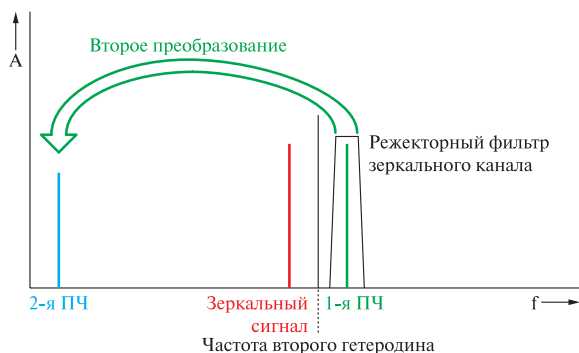


Рис. 4.6. Преобразование высокой 1-й ПЧ на низкую 2-ю ПЧ

Из-за высокой частоты сигнала зеркального канала и низкой 2-й ПЧ (20,4 МГц) для режекции сигнала зеркального канала потребовался бы исключительно сложный фильтр с очень высокой селективностью (высокой крутизной спадов АЧХ). Поэтому желательно преобразовать сигнал первой ПЧ на некоторую среднюю 2-ю ПЧ, скажем, 404,4 МГц, как в предлагаемом примере. Для этой цели потребуется сигнал неперестраиваемого гетеродина (10) частотой 3072 МГц, а зеркальный канал при таком преобразовании попадет на 2667,6 МГц. Подавление этого зеркального канала не вызовет проблем и потребует использования простого полосового фильтра (8). Полоса пропускания этого полосового фильтра должна быть достаточно большой, чтобы не сильно исказить сигнал даже при максимальной полосе разрешения. Чтобы снизить общий коэффициент шума анализатора, входной сигнал подвергается усилению (7) до второго преобразования частоты.

Входной сигнал, преобразованный на 2-ю ПЧ, опять усиливается, фильтруется полосовым фильтром режекции зеркального канала для третьего преобразования частоты и преобразуется на 3-ю ПЧ 20,4 МГц с помощью смесителя. Полученный таким образом сигнал поступает в систему обработки сигнала ПЧ.

Входная радиочастотная секция для частот, превышающих 3 ГГц

Принцип высокой первой ПЧ требует широкого диапазона рабочих частот гетеродина ($f_{\text{гет макс}} = f_{\text{вх макс}} + f_{\text{1ПЧ}}$). В дополнение к широкополосному РЧ входному тракту, входной (первый) смеситель должен также иметь исключительно широкополосный тракт гетеродинного сигнала и выходной тракт ПЧ сигнала – эти требования очень трудно обеспечить, если верхняя граница частотного диапазона анализатора увеличивается. Поэтому такое построение анализатора удобно только для частотного диапазона входного сигнала не выше 7 ГГц.

Для перекрытия микроволнового диапазона необходимо использовать другие структурные схемы, принимая во внимание следующие моменты:

- Частотный диапазон 3...40 ГГц расширяется чуть более, чем на одну декаду, в то время как диапазон 9 кГц...3 ГГц соответствует примерно 5,5 декадам.

- В микроволновом диапазоне фильтры, перестраиваемые в широком диапазоне и с узкими относительными полосами пропускания, могут быть выполнены с использованием ЖИГ-технологии [4.1]. Диапазоны перестройки от 3 до 50 ГГц являются полностью реализуемыми.

Прямое преобразование входного сигнала на низкую ПЧ требует полосового следящего фильтра для режекции зеркального канала. В отличие от частотного диапазона до 3 ГГц, такая преселекция вполне может быть выполнена для диапазона выше 3 ГГц с помощью ЖИГ-фильтров. В соответствии с этим, только местный гетеродин нуждается в частотной перестройке, соответствующей полному частотному диапазону входного сигнала.

Таким образом, в нашем примере частотный диапазон анализатора спектра расширяется от 3 до 7 ГГц. После входного аттенюатора входной сигнала разделяется на две части направленным ответвителем (19), одна из которых поступает на тракт 9 кГц–3 ГГц, а другая – на тракт от 3 до 7 ГГц на соответствующие РЧ входные узлы.

В высокочастотной входной секции сигнал проходит через следящий ЖИГ-фильтр (20) на смеситель. Центральная частота полосового фильтра соответствует частоте входного сигнала, преобразуемого на ПЧ. Прямое преобразование на низкую ПЧ (в нашем примере 20,4 МГц) в таком варианте затруднительно из-за достаточно широкой полосы пропускания ЖИГ-фильтра. Поэтому наилучшим вариантом здесь является преобразование сигнала сначала на среднюю ПЧ (404,4 МГц) так же, как это делается в низкочастотной входной секции.

В нашем примере потребовался бы частотный диапазон гетеродина от 2595,6 до 6595,6 МГц для преобразования входного сигнала как верхней боковой полосы (что достигается при $f_{пч} = f_{вх} - f_{гет}$). Для преобразования как нижней боковой полосы ($f_{пч} = f_{гет} - f_{вх}$), местный гетеродин должен был бы перестраиваться в диапазоне от 3404,4 до 7404,4 МГц.

Если скомбинировать эти два режима преобразования, переключая их в центре полосы частот входного сигнала, то такую структурную схему вполне можно применить при ограниченном частотном диапазоне гетеродина: от 3404,4 до 6595,6 МГц (см. рис. 4.7).

Сигнал, преобразованный на ПЧ 404,4 МГц, усиливается (23) и поступает через переключатель (13) в низкочастотный входной тракт сигнала 2-й ПЧ.

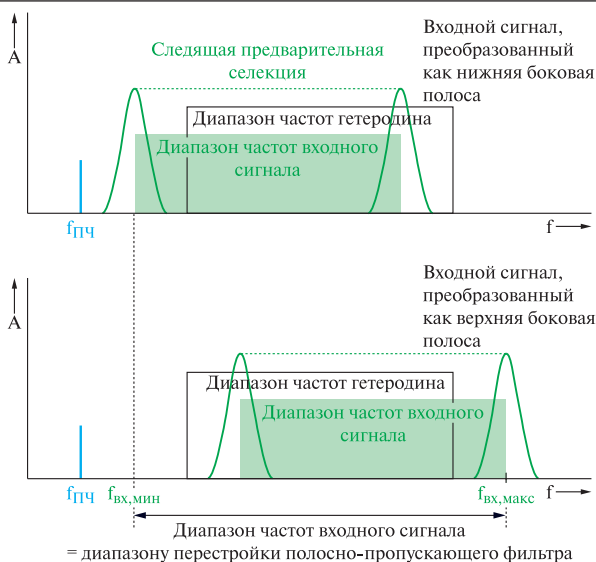


Рис. 4.7. Преобразование к нижней ПЧ;
режекция зеркального канала следящим преселектором

Верхний и нижний пределы рабочих частот этого варианта структурной схемы определяются технологическими ограничениями ЖИГ-фильтра. Максимальная частота для него равна примерно 50 ГГц.

В нашем примере верхний предел 7 ГГц определяется диапазоном перестройки местного гетеродина. Имеется много разных вариантов для преобразования сигналов свыше 7 ГГц при данном частотном диапазоне гетеродина, например:

• Преобразование на основной частоте

Входной сигнал преобразуется с использованием основной частоты сигнала гетеродина. Для перекрытия высшего частотного диапазона при данном частотном диапазоне гетеродина частоту гетеродинного сигнала необходимо удвоить, например, с помощью умножителя частоты перед смесителем.

• Преобразование на гармонике

Входной сигнал преобразуется с использованием гармоники сигнала гетеродина, вырабатываемой в смесителе из-за нелинейности последнего.

Преобразование частоты на основной гармонике является предпочтительным для получения минимальных потерь преобразо-

вания, что обеспечивает низкий коэффициент шума анализатора спектра. Требование высоких рабочих характеристик при таком построении приводит к сложной обработке сигнала гетеродина. В дополнение к умножителям частоты (22), для подавления субгармоник после умножения потребуются фильтры. Усилители, необходимые для обеспечения достаточно высокого уровня сигнала гетеродина, должны быть очень широкополосными. Они должны быть разработаны для частотного диапазона, который приблизительно соответствовал бы частотному диапазону входного сигнала на входе высоко-частотного тракта.

Преобразование частоты на гармонике в смесителе проще реализовать, но при этом возникают высокие потери на преобразование. В этом режиме необходим сигнал гетеродина большой амплитуды в относительно низкочастотном диапазоне, который подается на смеситель. Из-за нелинейности смесителя и высокого уровня сигнала гетеродина используемые для преобразования частоты высшие гармоники будут иметь достаточный уровень. С ростом порядка m гармоники сигнала гетеродина, потери преобразования смесителя возрастают по сравнению с преобразованием на основной частоте:

$$\Delta a_m = 20 \log m, \quad (4.6)$$

где Δa_m – увеличение потерь преобразования по сравнению с режимом смешивания на основной частоте; m – порядок гармоники сигнала гетеродина, используемой для преобразования.

Два описываемых подхода используются на практике в соответствии с классом и ценой анализатора спектра. Возможна и комбинация обоих вариантов. Например, преобразование, осуществляемое с использованием гармоники сигнала гетеродина, удвоенного по частоте умножителем, дает пример такого компромиссного решения, обеспечивая невысокую сложность и достаточную чувствительность.

Внешние смесители

Для измерений в миллиметровом диапазоне длин волн (свыше 40 ГГц) диапазон частот анализатора спектра может быть расширен с использованием внешних гармонических смесителей. Эти смесители работают по принципу преобразования на гармонике, для чего требуется сигнал гетеродина, который существенно отличается по частотному диапазону от входного сигнала.

Входной сигнал преобразуется на низкую ПЧ с помощью гармоника частоты гетеродина, и сигнал ПЧ вводится как входной сигнал в подходящую точку тракта ПЧ низкочастотной части анализатора.

В миллиметровом диапазоне длин волн обычно используются волноводы в качестве трактов передачи сигналов. Поэтому внешние смесители, необходимые для расширения частотного диапазона анализаторов спектра, обычно имеют волноводные конструкции. Такие смесители в нормальных условиях не имеют фильтров преселекции и поэтому не обеспечивают необходимую режекцию зеркального канала. Нежелательные продукты частотного преобразования должны быть четко идентифицированы и удалены с помощью подходящих алгоритмов. Дополнительные сведения о расширении частотного диапазона с помощью внешних гармонических делителей можно найти в [4.2].

4.2. Обработка сигнала промежуточной частоты

Обработка сигнала ПЧ осуществляется на последней промежуточной частоте (в нашем примере, 20,4 МГц).

Здесь сигнал опять усиливается, а полоса разрешения определяется фильтром ПЧ.

Коэффициент усиления на этой последней ПЧ может регулироваться определенными шагами (в нашем примере шагами по 0,1 дБ), таким образом, максимальный уровень сигнала может поддерживаться постоянным для нормального режима обработки сигнала, независимо от положения аттенюатора и уровня сигнала в смесителе. При высоких уровнях ослабления в аттенюаторе коэффициент усиления сигнала ПЧ должен быть увеличен, так чтобы динамические диапазоны соответствующего детектора огибающей и АЦП были полностью использованы (см. разд. 4.6 «Зависимости параметров»).

Фильтр ПЧ используется для выделения той части преобразованного на ПЧ входного сигнала, уровень которой должен быть воспроизведен в некоторой точке на частотной оси анализатора. Для обеспечения высокой избирательности желательно использовать фильтр с прямоугольной АЧХ. Однако характер переходного процесса такого прямоугольного фильтра не очень подходит для анализаторов спектра. Поскольку подобные фильтры имеют большое время переходного процесса, для предотвращения ошибок определения

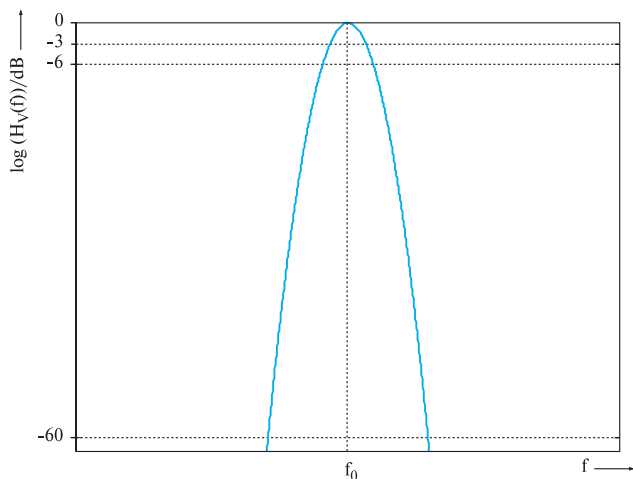


Рис. 4.8. Передаточная функция по напряжению Гауссовского фильтра с логарифмической шкалой уровня

уровня спектр входного сигнала может быть перенесен на ПЧ только при очень медленном изменении частоты гетеродина. Меньшее время измерения может быть обеспечено за счет использования Гауссовских фильтров, оптимизированных по времени переходного процесса. Передаточная функция такого фильтра показана на рис. 4.8.

В отличие от фильтров с прямоугольной формой АЧХ, обеспечивающих резкий переход от режима пропускания к режиму режекции, частотная характеристика гауссовского фильтра должна иметь ограниченную крутизну спада АЧХ. Общей практикой для анализаторов спектра является задание полосы пропускания по уровню 3 дБ (расстояние по шкале частот между двумя точками частотной характеристики, в которых вносимые потери фильтра увеличиваются на 3 дБ по сравнению с центральной частотой).

Для многих измерений шумовых или шумоподобных сигналов, таких, как цифровые модулированные сигналы, измеряемые уровни должны быть отнесены к полосе измерений. Для этого должна быть известна эквивалентная шумовая полоса $B_{ш}$ фильтра ПЧ. Она может быть рассчитана из передаточной функции:

$$B_{ш} = \frac{1}{H_{V,0}^2} \int_0^{+\infty} H_V^2(f) df, \quad (4.7)$$

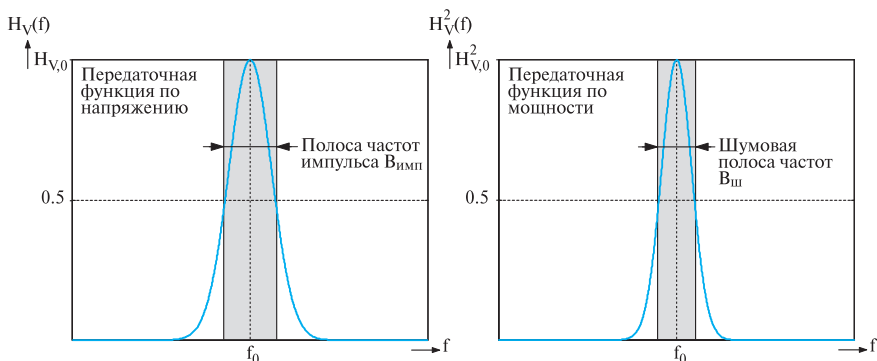


Рис. 4.9. Передаточные функции по напряжению и по мощности гауссовского фильтра при линейной шкале уровня

где $B_{ш}$ – шумовая полоса, Гц; $H_V(f)$ – передаточная функция по напряжению; $H_{V,0}$ – значение передаточной функции по напряжению в центре полосы (при $f = f_0$).

Наилучшим образом проиллюстрировать эту формулу проще всего, рассматривая передаточную функцию по мощности при линейной шкале уровня (рис. 4.9). Шумовая полоса соответствует ширине прямоугольной характеристики той же площади, что и площадь под передаточной функцией $H_V^2(f)$. Влияние шумовой полосы фильтра ПЧ обсуждается подробно в разд. 5.1 «Собственный шум».

Для измерений коррелированных сигналов, что обычно имеет место в области радарной техники, также представляет интерес так называемая импульсная полоса. В отличие от шумовой полосы, импульсная полоса рассчитывается интегрированием передаточной функции напряжения. В результате получаем

$$B_{имп} = \frac{1}{H_{V,0}^2} \int_0^{+\infty} H_V(f) df, \quad (4.8)$$

где $B_{имп}$ – импульсная полоса, Гц; $H_V(f)$ – передаточная функция по напряжению; $H_{V,0}$ – значение передаточной функции по напряжению в центре полосы.

Импульсная полоса гауссовского или подобного фильтра соответствует примерно полосе по уровню 6 дБ. В области измерений помех, когда в основном выполняются спектральные измерения импульсов, исключительно используются полосы по уровню 6 дБ. Да-

льные детали по измерениям импульсных сигналов приведены в разд. 6.2.

Глава 6 посвящена импульсным измерениям и измерениям фазовых шумов. Для этих измерений представляют интерес точные соотношения между шумовой, импульсной полосой и полосами по уровню 3 и 6 дБ. В табл. 4.1 приведены коэффициенты преобразования для различных фильтров, которые описаны далее в деталях.

Таблица 4.1

**Соотношение между полосами по уровню 3/6 дБ
и шумовой и импульсной полосой**

Начальное значение – полоса по уровню 3 дБ	4-х звенный фильтр (аналог.)	5-ти звенный фильтр (аналог.)	Гауссовский фильтр (цифровой)
Полоса по уровню 6 дБ ($B_{6\text{ дБ}}$)	$1,480 \cdot B_{3\text{ дБ}}$	$1,464 \cdot B_{3\text{ дБ}}$	$1,415 \cdot B_{3\text{ дБ}}$
Шумовая полоса ($B_{\text{ш}}$)	$1,129 \cdot B_{3\text{ дБ}}$	$1,114 \cdot B_{3\text{ дБ}}$	$1,065 \cdot B_{3\text{ дБ}}$
Импульсная полоса ($B_{\text{имп}}$)	$1,806 \cdot B_{3\text{ дБ}}$	$1,727 \cdot B_{3\text{ дБ}}$	$1,506 \cdot B_{3\text{ дБ}}$
Полоса по уровню 3 дБ ($B_{3\text{ дБ}}$)	$0,676 \cdot B_{6\text{ дБ}}$	$0,683 \cdot B_{6\text{ дБ}}$	$0,707 \cdot B_{6\text{ дБ}}$
Шумовая полоса ($B_{\text{ш}}$)	$0,763 \cdot B_{6\text{ дБ}}$	$0,761 \cdot B_{6\text{ дБ}}$	$0,753 \cdot B_{6\text{ дБ}}$
Импульсная полоса ($B_{\text{имп}}$)	$1,220 \cdot B_{6\text{ дБ}}$	$1,179 \cdot B_{6\text{ дБ}}$	$1,065 \cdot B_{6\text{ дБ}}$

Если анализатор, работающий по супергетеродинному принципу, используется для измерений чисто синусоидального сигнала, то мы должны ожидать в соответствии с теоремой Фурье индикации только одной спектральной линии, даже если имеют место небольшие вариации частоты вокруг частоты сигнала. Фактически же на дисплее появится изображение, показанное на рис. 4.10.

Индикатор анализатора покажет изображение АЧХ фильтра ПЧ. В процессе развертки входной сигнал, преобразованный на ПЧ, «сканируется через» фильтр ПЧ и умножается на АЧХ фильтра ПЧ.

Схематическая диаграмма этого процесса показана на рис. 4.11. Для облегчения понимания мы можем говорить, что здесь фильтр «сканируется» через сигнал с постоянной частотой, причем оба типа представлений эквивалентны.

Как указывалось ранее, спектральное разрешение анализатора определяется в основном полосой разрешения, которая совпадает с полосой фильтра ПЧ. Полоса фильтра ПЧ (по уровню 3 дБ) соответствует минимальному частотному сдвигу между двумя сигналами равного уровня, при котором сигналы оказываются различимыми на

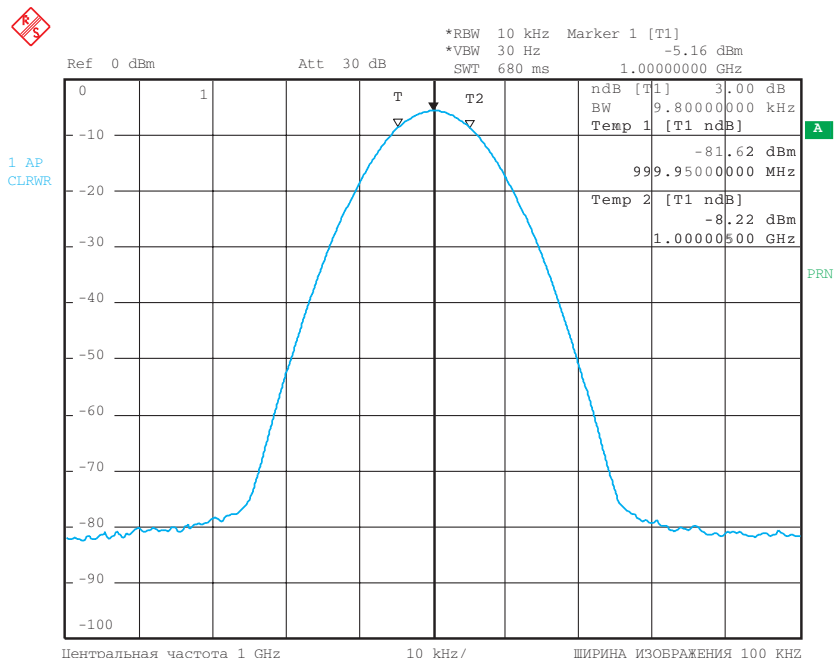


Рис. 4.10. Изображение АЧХ ПЧ фильтра на дисплее при синусоидальном входном сигнале

индикаторе по спаданию на 3 дБ, когда используется детектор выборки или пиковый детектор (см. разд. 4.4). Этот случай иллюстрируется рис. 4.12, а. Красная кривая соответствует полосе разрешения 30 кГц. Уменьшая полосу разрешения, мы обеспечиваем четкое разрешение двух сигналов (рис. 4.12, а, голубые кривые).

Если два соседних сигнала имеют существенно разные уровни, то более слабый сигнал не будет показываться на индикаторе спектра при слишком большой полосе разрешения (см. рис. 4.12, б, красная кривая). Уменьшая полосу разрешения, мы обеспечим индикацию слабого сигнала (синяя кривая).

В подобных случаях спады характеристики фильтра ПЧ оказываются важными, и они определяют обычно избирательность фильтра. Спад характеристики определяется через коэффициент формы (прямоугольности), который вычисляется по формуле:

$$K\Phi_{60/3} = \frac{B_{60\text{дБ}}}{B_{3\text{дБ}}}, \quad (4.9)$$

где $B_{3\text{дБ}}$ – полоса по уровню 3 дБ; $B_{60\text{дБ}}$ – полоса по уровню 60 дБ.

Для полос по уровню 6 дБ, как это принято в задачах измерения электромагнитной совместимости, коэффициент формы определяется по отношению полосы по уровню 60 дБ к полосе по уровню 6 дБ.

Влияние ската характеристики можно наглядно увидеть на рис. 4.13. Фильтры ПЧ с полосой 1 кГц, но с разными коэффициента-

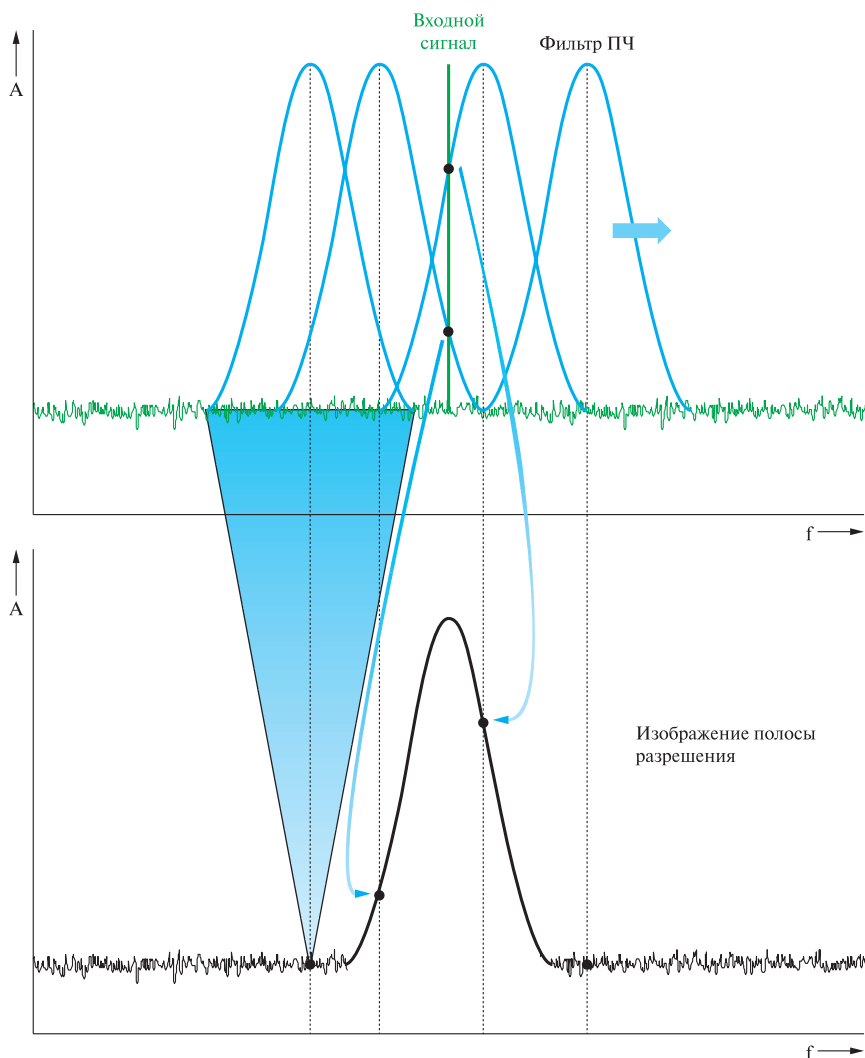


Рис. 4.11. Изображение входного сигнала фильтра ПЧ, «сканируемого через» фильтр (схематическое представление процесса формирования изображения)

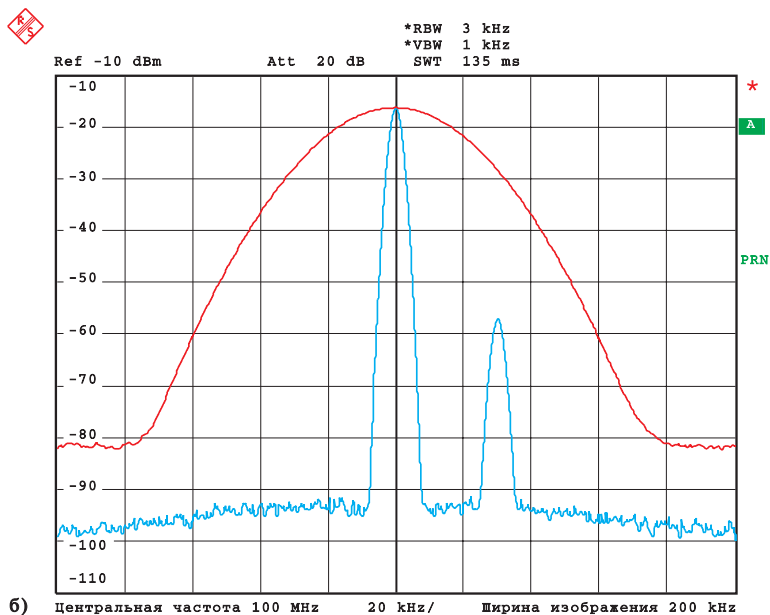
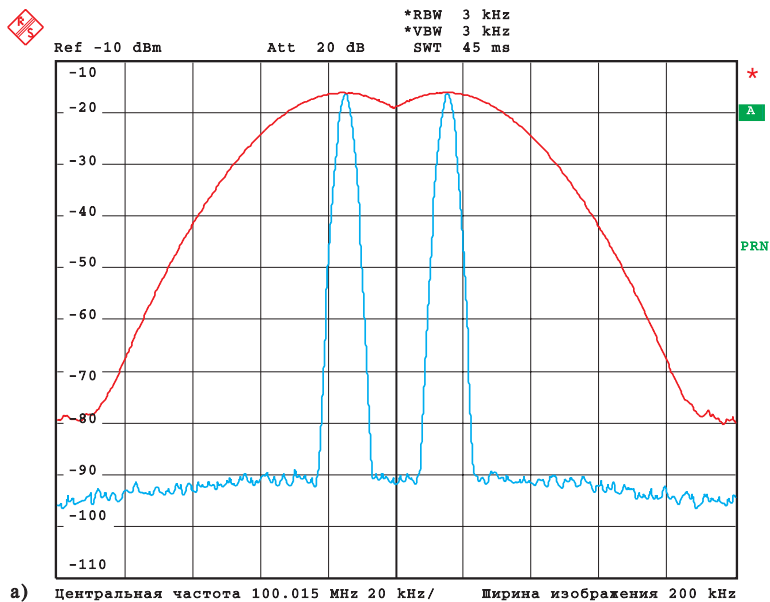


Рис. 4.12. Спектры входного сигнала, состоящего из двух синусоидальных компонент одинакового и разного уровней, наблюдаемых при различных полосах разрешения (голубые кривые – $RBW = 3$ кГц, красные кривые $RBW = 30$ кГц)

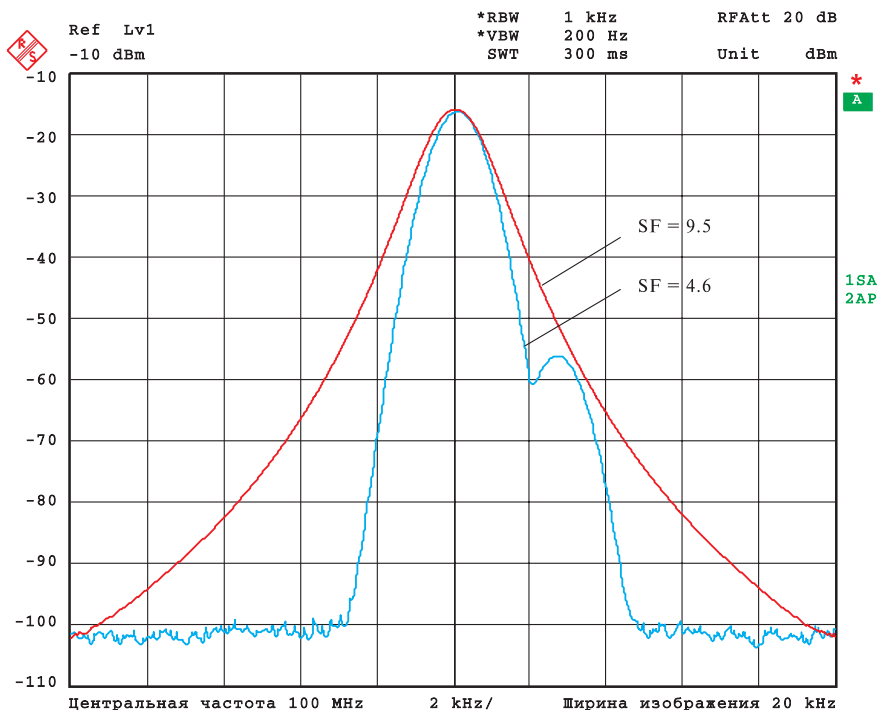


Рис. 4.13. Два близких синусоидальных сигнала с различными уровнями, наблюдаемые при полосе разрешения 1 кГц и при коэффициентах формы 9.5 и 4.6

ми формы использованы для получения двух изображений. В голубом изображении ($K\Phi = 4,6$) более слабый сигнал все-таки можно различить на склоне характеристики, но разделение двух таких сигналов становится невозможным в красной кривой ($K\Phi = 9,5$), когда более слабый сигнал вообще не проявляется.

Если более слабый сигнал должен быть различен фильтром с низкой крутизной характеристики, то полоса разрешения должна быть уменьшена. Из-за увеличения времени переходного процесса для узкополосных фильтров ПЧ время развертки должно быть увеличено. Поэтому при некоторых измерениях использование фильтров с большой крутизной спада АЧХ позволяет устанавливать более короткое время развертки. Как отмечалось ранее, самое высокое разрешение имеет место при узкополосных фильтрах ПЧ. Эти фильтры, как правило, всегда имеют длительное время переходного процесса по сравнению с широкополосными фильтрами, поэтому современ-

ные анализаторы спектра обеспечивают большое число полос разрешения, чтобы подобрать разрешение и скорость измерений под специфическое применение. Диапазон регулировки полосы обычно велик (от 10 Гц до 10 МГц). Конкретные фильтры выполняются различным образом. Используются три типа фильтров:

- аналоговые;
- цифровые;
- БПФ-фильтры.

Аналоговые фильтры ПЧ

Аналоговые фильтры используются для реализации очень больших полос разрешения. В анализаторе спектра, описанном в нашем примере, эти полосы составляют от 100 кГц до 10 МГц. Идеальные гауссовские фильтры не могут быть реализованы в виде аналоговых фильтров. Возможно очень хорошее приближение, по крайней мере, в полосе по уровню 20 дБ, так что отклик переходного процесса почти идентичен отклику гауссовского фильтра. Характеристики селективности зависят от порядка фильтра. Обычно анализаторы спектра имеют четырехзвенные фильтры схемы, но встречаются модели и с пятизвенными фильтрами. Обычно применяются коэффициенты формы 14 и 10, хотя идеальный Гауссовский фильтр имеет коэффициент формы 4,6.

Анализатор спектра, описанный в нашем примере, использует фильтры ПЧ, сделанные из четырех индивидуальных звеньев. Фильтрация распределена таким образом, что два каскада фильтрации (29) и (31) включены до и после усилителя ПЧ (30). Такая конфигурация позволяет иметь следующие преимущества:

- каскады фильтров, включенные перед усилителем ПЧ, обеспечивают режекцию продуктов преобразования вне полосы фильтра ПЧ. Интермодуляционные компоненты, которые могут возникать в таких системах в конечных каскадах усилителя ПЧ без предварительной фильтрации, могут быть этим устранены (см. разд. 5.2 «Нелинейности»);

- фильтрующие каскады после усилителя ПЧ используются для уменьшения шумовой полосы. Если они будут расположены до усилителя ПЧ, то общая мощность шумов при последующем детектировании огибающей будет существенно выше из-за собственных шумов усилителя ПЧ.

Цифровые фильтры ПЧ

Узкие полосы пропускания могут быть наилучшим образом достигнуты с помощью цифровой обработки сигналов. В отличие от аналоговых фильтров, здесь можно реализовать идеальные гауссовские фильтры. Более высокая селективность ($KФ=4,6$) может быть достигнута за счет использования цифровых фильтров вместо аналоговых фильтров при вполне приемлемой стоимости узлов. Аналоговые фильтры, состоящие из пяти индивидуальных звеньев, например, имеют коэффициент формы порядка 10, в то время как реализованный в цифровом виде идеальный гауссовский фильтр имеет коэффициент формы 4,6. Более того, цифровые фильтры имеют хорошую температурную стабильность. Поэтому они имеют очень высокую точность по полосе.

Отклик переходного процесса цифрового фильтра определен и известен. При использовании простых корректировочных коэффициентов, цифровые фильтры позволяют получить более короткие времена развертки, чем аналоговые фильтры с той же полосой (см. разд. 4.6 «Зависимости параметров»).

В отличие от варианта, показанного на структурной схеме, сигнал ПЧ после усилителя ПЧ должен быть сначала оцифрован с помощью АЦП. Чтобы удовлетворить теореме о выборках, полоса сигнала ПЧ должна быть ограничена аналоговыми предварительными фильтрами до оцифровки. Такое ограничение полосы имеет место до усилителя, благодаря чему интермодуляционные продукты могут быть устранены, как было в случае аналоговых фильтров. Полоса пропускания предварительного фильтра – переменная, так что в зависимости от установки полосы цифрового разрешения, можно выбирать очень узкие полосы. Цифровой ПЧ фильтр служит для ограничения шумовой полосы перед детектированием огибающей.

Цифровой ПЧ фильтр может быть реализован по схемам, описанным в [3.1, 3.2]. В нашем примере с помощью цифровых фильтров реализуются полосы разрешения анализатора спектра шириной от 10 Гц до 30 кГц.

БПФ

Очень узкие полосы ПЧ приводят к длительным переходным процессам, что существенно снижает допустимую скорость развертки. Поэтому при очень высоком разрешении желательно вычислять спектр из временных характеристик – как это делается в БПФ анали-

заторах, описанных в разд. 3.1. Поскольку очень высокочастотные сигналы (вплоть до нескольких ГГц) не могут напрямую оцифровываться с помощью АЦП, то интересующие пользователя частотные диапазоны преобразуются на ПЧ в целом в устройствах, использующих сигнал гетеродина с фиксированной частотой, а полученный полосовой сигнал преобразуется в цифровую форму (рис. 4.14). Здесь требуется аналоговый предварительный фильтр для обеспечения однозначности.

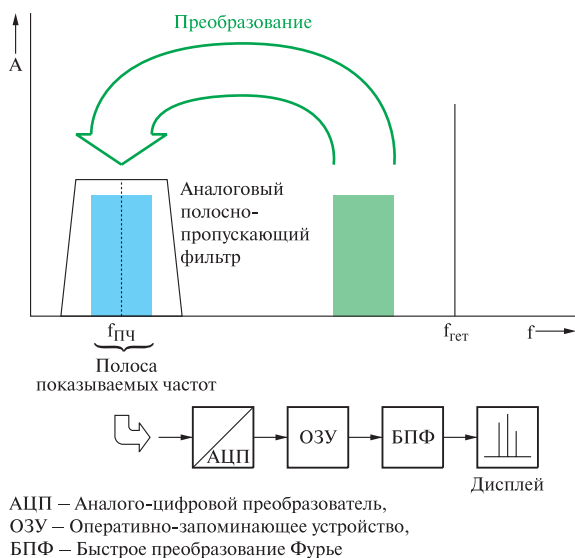


Рис. 4.14. Спектральный анализ с использованием БПФ

Для сигнала ПЧ с центральной частотой $f_{\text{ПЧ}}$ и полосой B в соответствии с теоремой о выборках [уравнение (3.1)] можно определить минимальную скорость выборки, равную $2(f_{\text{ПЧ}} + 0,5B)$. Однако если относительная полоса мала ($B / f_{\text{ПЧ}} \ll 1$), то возможна субдискретизация. Это означает, что для узкополосных сигналов частота выборок может быть ниже, чем значение частоты, полученное из теоремы о выборках. Для обеспечения однозначности необходимо обеспечить соответствие теореме о выборках для узкополосных сигналов. Допустимые частоты выборок определяются следующим образом:

$$\frac{2f_{\text{ПЧ}} + B}{k + 1} \leq f_s \leq \frac{2f_{\text{ПЧ}} - B}{k}, \quad (4.10)$$

где f_s – частота выборок, Гц; $f_{ПЧ}$ – промежуточная частота, Гц; B – полоса ПЧ сигнала, Гц; $k = 1, 2, \dots$

Спектр можно определить из значений выборок с помощью преобразования Фурье.

Максимальный диапазон, который можно анализировать при заданном разрешении с помощью БПФ, ограничивается скоростью выборки АЦП и объемом памяти, доступной для сохранения значений выборок. Поэтому значительные диапазоны частот должны разделяться фильтрами на поддиапазоны (сегменты), сигналы в которых раздельно преобразуются на ПЧ и оцифровываются.

Время перестройки аналогового или цифрового фильтра, как описано в разд. 3.1, возрастает прямо пропорционально ширине рассматриваемого диапазона и зависит от желаемого разрешения по частоте. С другой стороны, увеличение числа необходимых для вычисления БПФ выборок, связанное с широким диапазоном анализа и высокими требованиями к разрешению, также имеет место и приводит к увеличению необходимого объема памяти и времени вычислений. При достигнутой высокой скорости вычислений системы цифровой обработки сигналов, с помощью БПФ могут обеспечить заметно более короткие времена измерений, чем системы на основе обычных фильтров, особенно при высоком отношении диапазон/RBW (разд. 4.6 «Зависимости параметров»).

Избирательность БПФ фильтров при большой расстройке ограничена эффектом просачивания и зависит от используемой оконной функции. Окно Ханна, описанное в разд. 3.1, неудобно для анализа спектров из-за амплитудных потерь и результирующей ошибки определения уровня. Поэтому гораздо чаще применяется окно с плоской вершиной, при использовании которого существенно снижается эффект просачивания и может быть обеспечена пренебрежимая ошибка определения амплитуды. Это имеет место за счет увеличения времени наблюдения, которое оказывается в 3,8 раза больше, чем при использовании прямоугольного окна. Окна с плоской вершиной образуют широкий класс оконных функций в частотной области (соответствующих свертке с импульсом Дирака в частотной области). Когда используется окно с плоской вершиной, может быть обеспечен коэффициент формы около 26. Это означает, что избирательность оказывается заметно лучше, чем при использовании аналоговых или цифровых фильтров ПЧ.

БПФ фильтры неудобны для анализа импульсных сигналов (см. разд. 3.1). Поэтому для анализаторов спектра важно иметь в наличии как БПФ фильтры, так и обычные фильтры.

4.3. Определение видеосигнала и видеофильтры

Информация об уровне входного сигнала содержится в уровне ПЧ сигнала, имеющего вид амплитудно-модулированного напряжения, т. е. в огибающей сигнала ПЧ. При использовании аналоговых или цифровых фильтров ПЧ огибающая сигнала ПЧ выделяется путем детектирования и фильтрации высокочастотных составляющих (рис. 4.15).

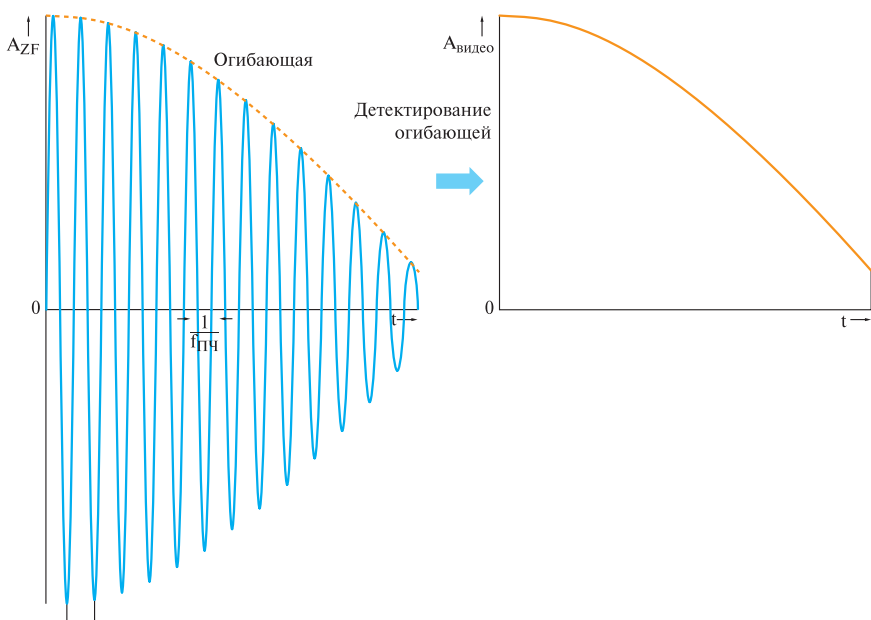


Рис. 4.15. Детектирование огибающей сигнала ПЧ

Такое функциональное построение анализатора подобно схемам аналогового детектора огибающей, используемого для демодуляции АМ сигнала (рис. 4.16). Сигнал ПЧ детектируется, высокочастотные компоненты сигнала отфильтровываются фильтром низкой частоты, а видеосигнал поступает на выход этой схемы.

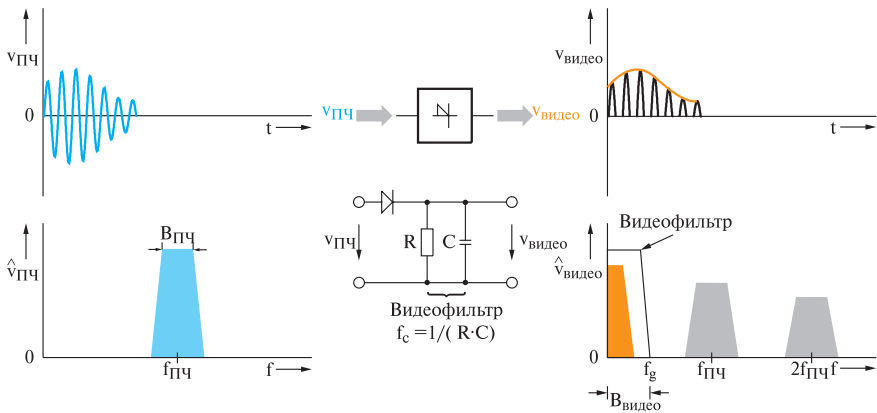


Рис. 4.16. Детектирование огибающей ПЧ сигнала с помощью детектора огибающей

Для цифровых систем сигнал ПЧ дискретизируется. В связи с этим огибающая определяется из выборок после цифрового фильтра ПЧ. Если взглянуть на сигнал ПЧ, представленный комплексным вращающимся вектором (разд. 2.1), то огибающая соответствует длине вектора, вращающегося с угловой скоростью $\omega_{ПЧ}$ (рис. 4.17). Огибающую можно определить путем вычисления амплитуды с использованием Cordic алгоритма [4.3].

При детектировании огибающей информация о фазе входного сигнала теряется, так что на индикаторе появляется информация только об амплитуде. Это одно из основных различий между детектором огибающей и БПФ анализатором, как описывалось в разд. 3.1.

Динамический диапазон детектора огибающей определяет динамический диапазон анализатора спектра. Современные анализаторы имеют динамический диапазон около 100 дБ. Уровень сигнала обычно индицируется анализатором спектра в логарифмическом масштабе. Поэтому сигнал ПЧ может усиливаться с помощью логарифмического усилителя (32), стоящего перед детектором огибающей (33), что увеличивает динамический диапазон дисплея.

Форма результирующего видеосигнала зависит от входного сигнала и от выбранной полосы разрешения. На рис. 4.18 приведено несколько примеров. Анализатор спектра в этих примерах настраивается на фиксированную частоту, поэтому индицируемый диапазон равен 0 Гц (нулевой просматриваемый диапазон).

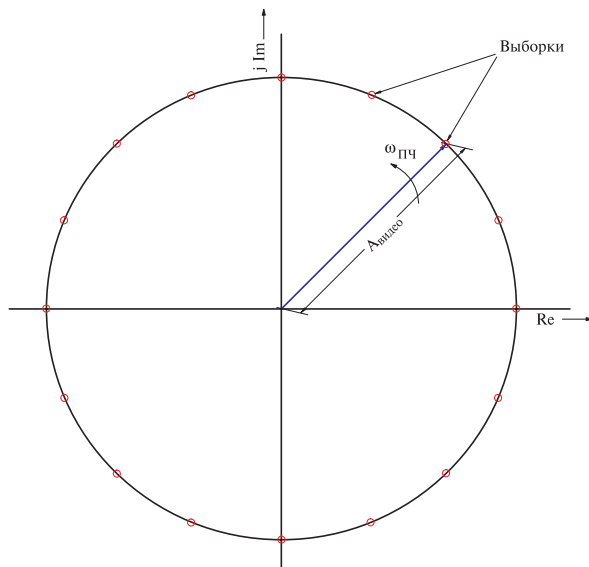


Рис. 4.17. Сигнал ПЧ при синусоидальном входном сигнале, представленный комплексным вращающимся вектором

За детектором огибающей следует видеофильтр (35), который определяет полосу видеосигнала (VBW). Видеофильтр является фильтром низкой частоты первого порядка и используется для очистки видеосигнала от шумов, для сглаживания индицируемого отклика, так, чтобы стабилизировать показываемую картинку. В описываемом анализаторе видеофильтр реализован как цифровой фильтр. Поэтому видеосигнал на выходе детектора огибающей дискретизируется и квантуется с помощью АЦП (34).

Как и полоса разрешения, полоса видеосигнала также ограничивает максимально допустимую скорость развертки. Требуемое минимальное время развертки увеличивается с уменьшением полосы видеосигнала (см. подразд. 4.6.1).

Примеры на рис. 4.18 показывают, что полоса видеосигнала должна устанавливаться в зависимости от полосы разрешения, необходимой для конкретных измерительных применений. При установке полосы видеосигнала должно быть учтено и влияние параметров самого детектора. Последующие рассуждения не относятся к детекторам среднеквадратического значения (разд. 4.4 «Детекторы»).

Для измерений синусоидальных сигналов с существенно высоким отношением сигнал/шум обычно выбирают полосу видеосигнала

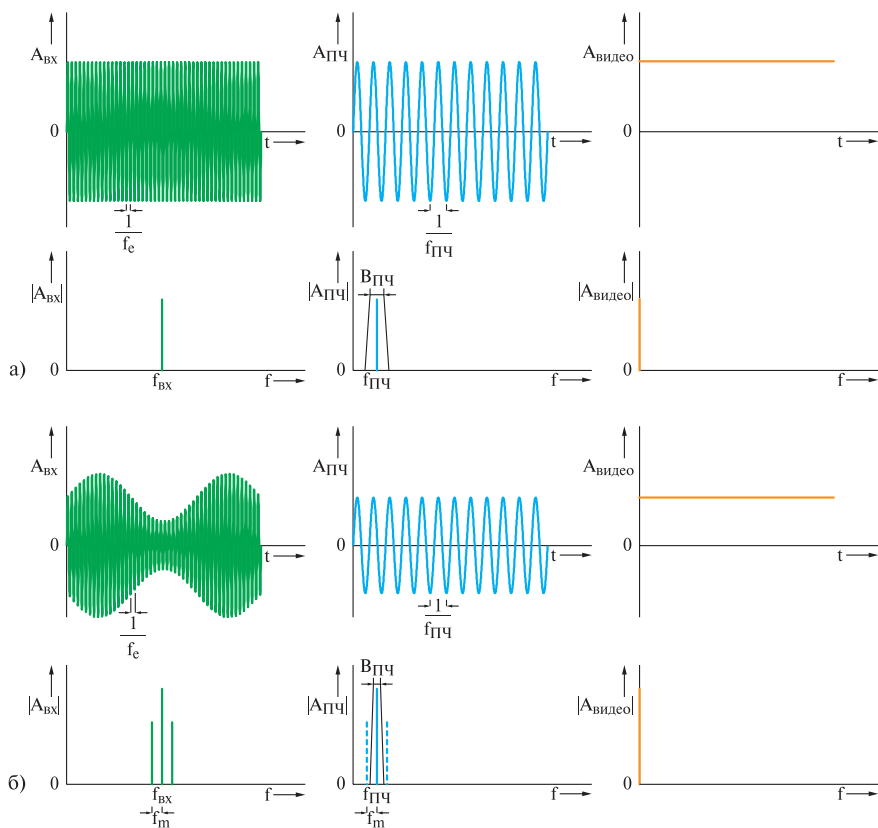


Рис. 4.18. Видеосигнал (желтые кривые) и сигнал ПЧ после фильтра ПЧ (голубые кривые) для различных входных сигналов (зеленые кривые) и полос разрешения:

а – синусоидальный сигнал; б – АМ сигнал, полоса разрешения меньше, чем удвоенная полоса модуляции;

ла равной полосе разрешения. При низком отношении сигнал/шум картинка на индикаторе должна быть улучшена за счет уменьшения полосы видеосигнала. При этом сигналы со слабым уровнем отображаются на экране более четко (рис. 4.19) и измеряемые значения уровней оказываются достаточно стабильными и воспроизводимыми. В случае синусоидального сигнала уменьшение полосы видеосигнала не влияет на отображаемый уровень.

Это становится совершенно понятным, если посмотреть на видеосигнал, выработанный как отклик на синусоидальный входной

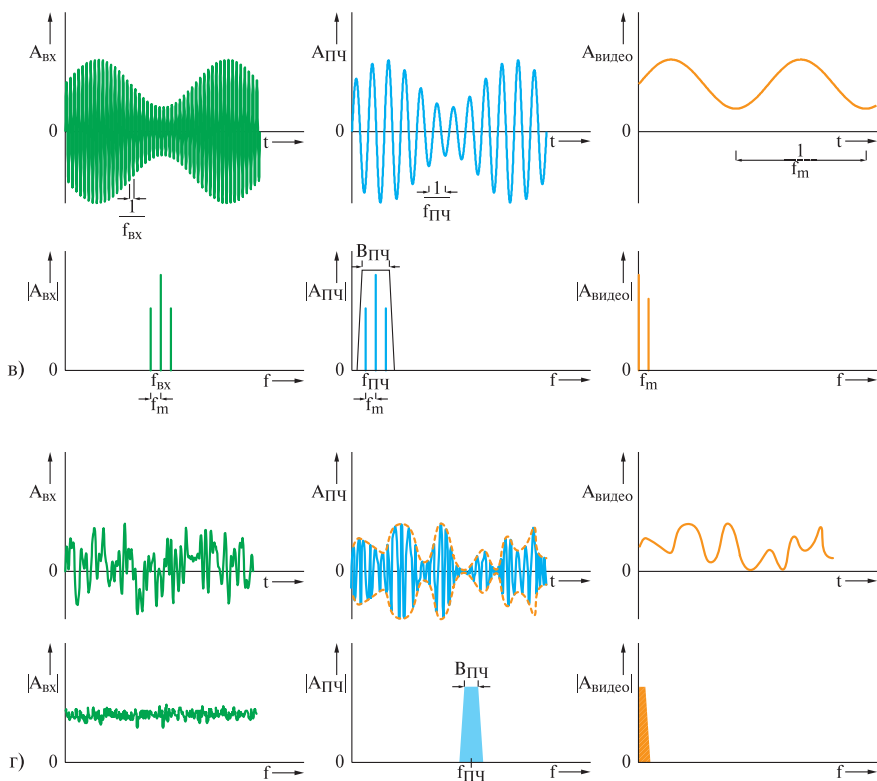


Рис. 4.18 (продолжение). Видеосигнал (желтые кривые) и сигнал ПЧ после фильтра ПЧ (голубые кривые) для различных входных сигналов (зеленые кривые) и полос разрешения:

в – АМ сигнал, полоса разрешения больше, чем удвоенная полоса модуляции;
г – шум

сигнал (рис. 4.18, а). Видеосигнал представляет собой чистое постоянное напряжение, так что видеочастотный фильтр не оказывает никакого эффекта на общий уровень видеосигнала.

Для получения стабильных и воспроизводимых результатов шумовых измерений, необходимо выбрать узкую полосу видеосигнала. Шумовая полоса тем самым уменьшается, и значительные шумовые пики усредняются. Как описано очень подробно в разд. 4.4, индицируемый средний уровень шума будет на 2,5 дБ ниже действующего значения сигнала.

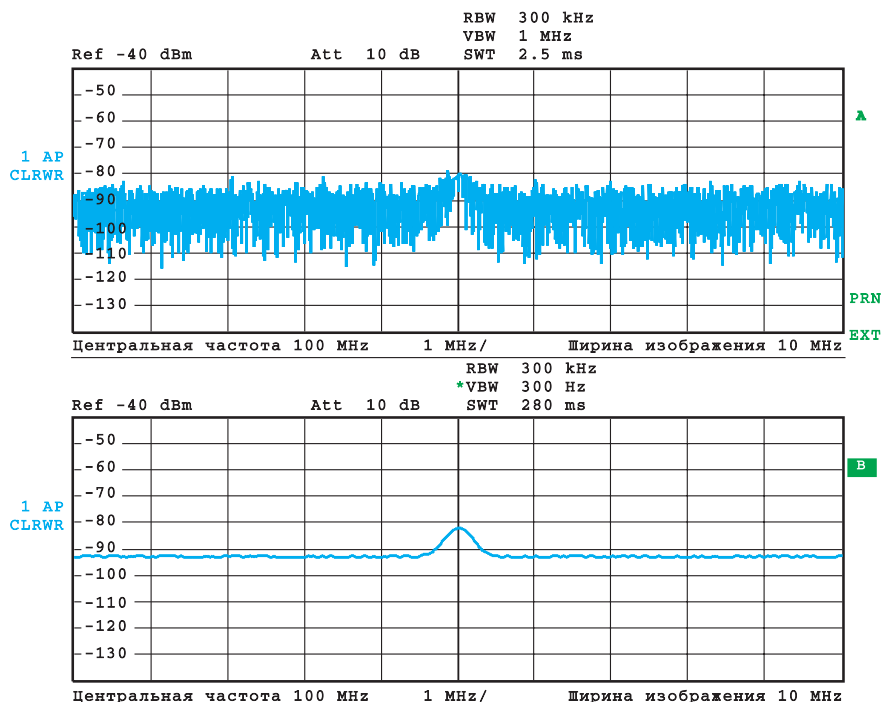


Рис. 4.19. Синусоидальный сигнал с низким отношением сигнал/шум показанный для больших (сверху) и малых (нижняя половина экрана) полос видеосигнала

Усреднения следует избегать при проведении измерений спектров импульсных сигналов. Импульсы имеют высокое пиковое и низкое среднее значения (в зависимости от коэффициента заполнения импульса). Для того чтобы избежать ошибок в определении уровня спектра, полосу видеосигнала нужно выбирать много большей, чем полоса разрешения (рис. 4.20). Далее это обсуждается в разд. 6.2.

4.4. Детекторы

Современные анализаторы спектра для индикации наблюдаемого спектра используют светодиодные дисплеи вместо прежних электронно-лучевых трубок. Следовательно, на экране анализатора разрешение как уровней, так и частоты оказывается ограниченным.

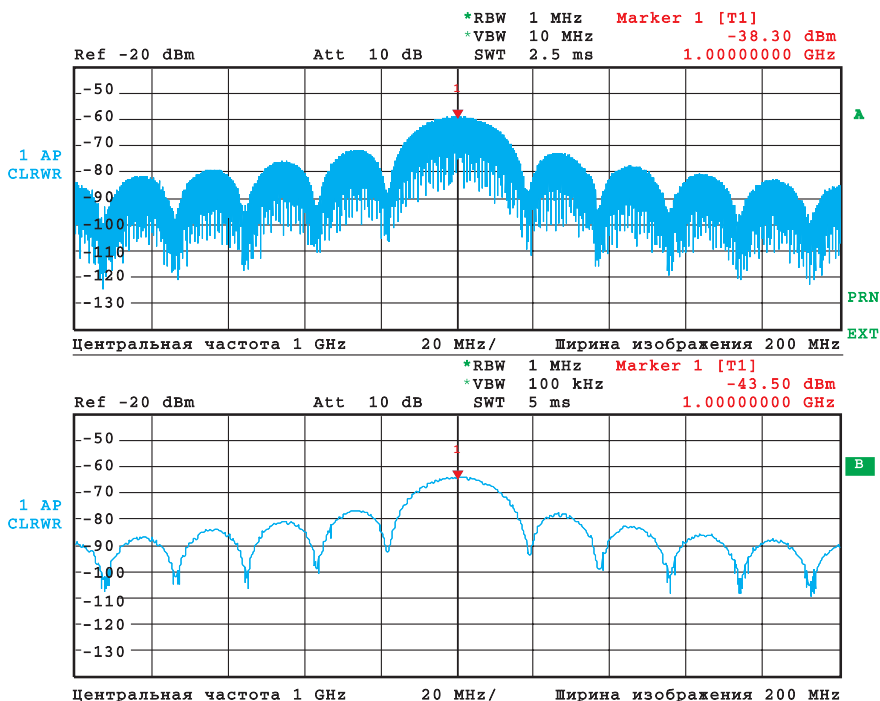


Рис. 4.20. Спектр импульсного сигнала, отображаемый при большом и малом значении полосы видеосигнала (верхняя и нижняя половины экрана); заметьте уменьшение амплитуды при малой полосе видеосигнала (см. маркер)

Ограниченное разрешение диапазона индицируемых уровней может быть восполнено использованием маркерной функции (см. разд. 4.5 «Обработка отклика»). В результате уровни могут быть определены с существенно большим разрешением.

В частности, когда просматриваются широкие диапазоны частот, один пиксель (элемент изображения) содержит спектральную информацию об относительно большом поддиапазоне. Как объяснялось в разд. 4.1, шаги перестройки первого гетеродина зависят от полосы разрешения, так что несколько измеренных значений, соответствующих выборкам или частотным зонам дискретизации, попадают на один пиксель. Какая из выборок будет при этом воспроизводиться пикселем, зависит от выбранного метода взвешивания, которое определяется детектором. Многие из анализаторов спектра имеют минимально пиковый, максимально пиковый, автоматический пиковый детекторы и детектор выборки. Принципы работы детекторов иллюстрирует рис. 4.21.

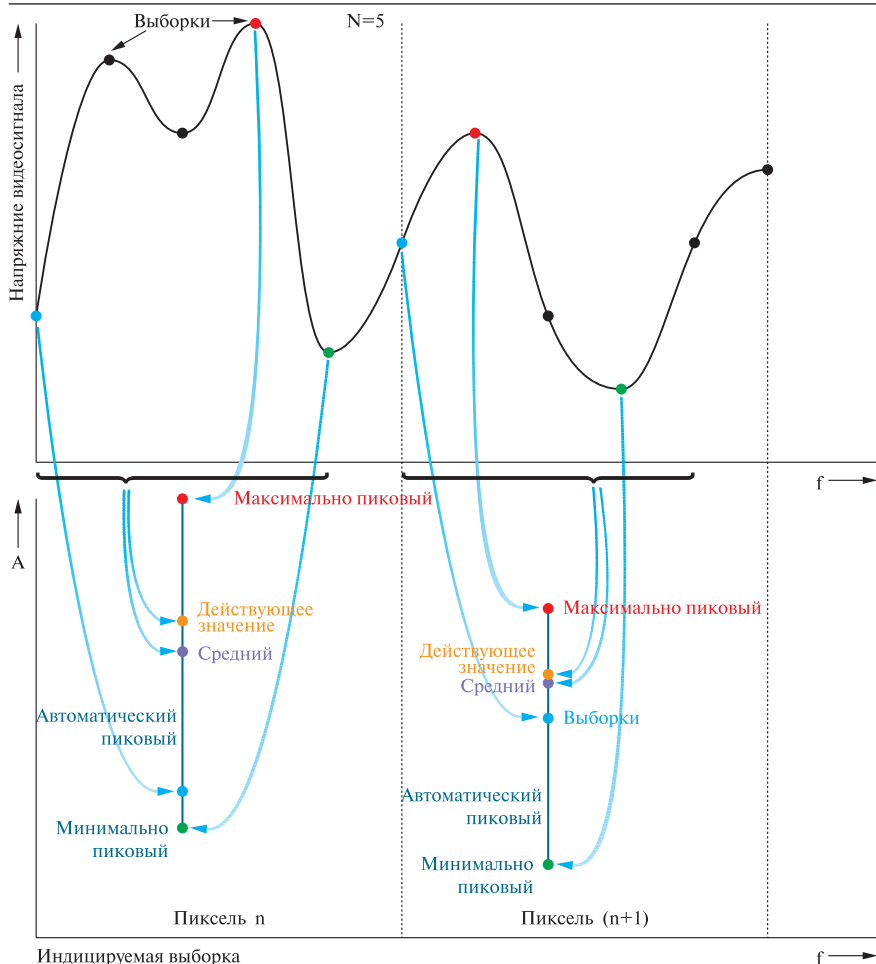


Рис. 4.21. Выбор индицируемой выборки в зависимости от типа используемого детектора

Эти детекторы могут быть реализованы при использовании аналоговых схем, как показано на рис. 4.22. На этом рисунке взвешенный видеосигнал оцифровывается на выходе детектора. В описанном анализаторе спектра детекторы (36)–(39) выполнены в цифровом виде; видеосигнал подвергается аналого-цифровому преобразованию перед детекторами (в этом случае даже до видеофильтра). В дополнение к указанным детекторам, могут быть также реализованы детекторы среднего и эффективного (среднеквадратического) значения. Квази-

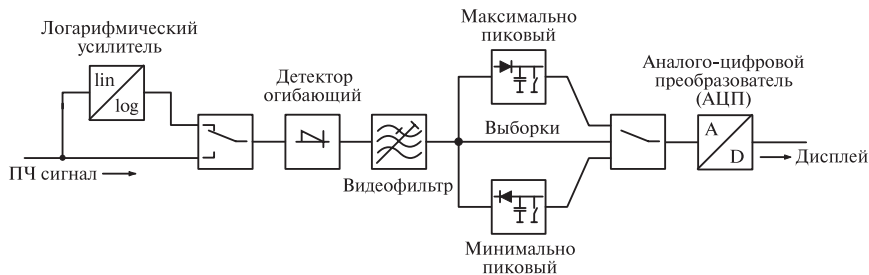


Рис. 4.22. Аналоговая реализация детекторов

пиковые детекторы для измерений помех могут быть реализованы этим же путем.

• Максимально пиковый детектор

Максимально пиковый детектор показывает максимальное значение сигнала. Из всех выборок, приходящихся на один пиксель, единственная выборка с наивысшим уровнем отбирается и индицируется. Даже при индикации широких диапазонов при очень небольших полосах разрешения (индицируемый диапазон / полоса разрешения $>$ количества пикселей на частотной оси) ни один из входных сигналов не теряется. Поэтому этот тип детектора является особенно полезным при измерениях в задачах электромагнитной совместимости.

• Минимально пиковый детектор

Минимально пиковый детектор отбирает для индикации из выборок, приходящихся на пиксель, единственную выборку с минимальным значением.

• Автоматический пиковый детектор

Автоматический пиковый детектор обеспечивает одновременную индикацию максимального и минимального значений. Два значения измеряются и их уровни индицируются с привязкой по вертикальной шкале (см. рис. 4.21).

• Детектор выборки

Детектор выборки обеспечивает выборку одного значения полученной огибающей сигнала ПЧ для каждого пикселя. Иначе говоря, он выбирает для индикации только одно значение из выборок, наложенных на пиксель, как показано на рис. 4.21. Если отображаемый диапазон частот намного больше полосы разрешения (диапазон/по-

лоса \gg количества пикселей на частотной оси), спектр входного сигнала будет отображаться неадекватно измеренному. Аналогичная неоднозначность возникает, когда выбираются слишком большие шаги перестройки гетеродина (рис. 4.5). В этом случае сигналы могут воспроизводиться с неверным уровнем или они могут быть полностью потеряны.

• **Среднеквадратический детектор
(детектор эффективного значения)**

Среднеквадратический детектор вычисляет мощность для каждого пикселя индицируемого отклика из выборок, наложенных на пиксель. Результат соответствует мощности сигнала внутри диапазона, соответствующего пикселю. Для расчета эффективного значения требуются выборки огибающей при линейной шкале уровней. Имеет место следующее соотношение:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_i^2}, \quad (4.11)$$

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

Для расчета мощности может быть использовано нормирующее сопротивление R :

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R} \quad (4.12)$$

• **Детектор среднего значения (AV)**

Детектор среднего значения (AV-детектор) вычисляет линейное среднее для каждого пикселя индицируемого отклика из выборок, приходящихся на пиксель. Для этих расчетов требуются выборки огибающей при линейной шкале уровней. Имеет место следующее соотношение:

$$V_{AV} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_i, \quad (4.13)$$

где V_{AV} – среднее напряжение, В; N – число выборок, приходящихся на соответствующий пиксель; v_i – выборки огибающей, В.

Как и для среднеквадратического детектора, для вычисления мощности может быть использован нормирующий резистор R [уравнение (4.12)].

• Квазипиковый детектор

Это – пиковый детектор с определенным временем заряда и разряда конденсатора фильтра, применяемый при интерференционных (помеховых) измерениях. Эти значения времени устанавливаются стандартом CISPR 16-1 [4.4] для инструментальных измерений паразитных излучений. Детальное описание детекторов этого типа может быть найдено в подразд. 6.2.5.1.

При постоянной скорости выборки АЦП число выборок, приходящихся на один пиксель, увеличивается при возрастании времени развертки. Отображаемый отклик будет зависеть от типа входного сигнала и выбранного детектора (см. след раздел).

Влияние детекторов на изображение для различных типов входных сигналов

В зависимости от типа входного сигнала, различные детекторы обеспечивают в некоторой степени разные результаты измерений. Предполагая, что анализатор спектра настроен на частоту входного сигнала (отображаемый диапазон равен 0 Гц), видим, что огибающая ПЧ сигнала и, следовательно, видеосигнал при синусоидальном входном сигнале и значительном отношении сигнал/шум – постоянная величина. Поэтому уровень показываемого сигнала не зависит от типа выбранного детектора до тех пор, пока все выборки появляются с одним и тем же уровнем и пока результирующее среднее значения (с AV-детектора) или среднеквадратическое значение (с RMS-детектора) соответствуют уровню индивидуальных выборок.

Однако это – не так для случайных сигналов, подобных шуму, или для шумоподобных сигналов, в которых мгновенная мощность меняется во времени. Максимальное и минимальное мгновенные значения, а также среднее и среднеквадратическое значение огибающей ПЧ сигнала в этом случае отличаются.

Средняя мощность случайного сигнала рассчитывается так:

$$P = \frac{1}{R} \lim_{T \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} v^2(t) dt \right) \quad (4.14)$$

или для определенного ограниченного времени наблюдения T

$$P = \frac{1}{R} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} v^2(t) dt \quad (4.15)$$

За данное время наблюдения T может быть также определено пиковое значение для мгновенной мощности. Соотношение между пиковым значением мощности и средней мощностью может быть выражено через пик-фактор следующим образом:

$$\text{ПФ} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P} \right) \quad (4.16)$$

где ПФ – пик-фактор, дБ; P_s – пиковое значение мгновенной мощности за время наблюдения T , Вт; P – средняя мощность, Вт.

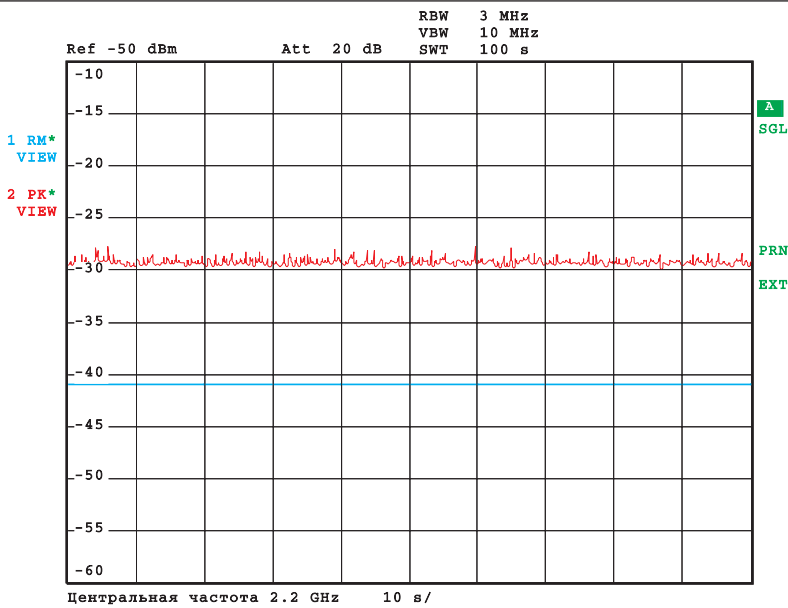
При наличии шумов теоретически могут существовать любые значения напряжения, поэтому пик-фактор мог бы быть произвольно большим. Поскольку вероятность очень большого и очень малого значений напряжения достаточно мала, то на практике для гауссовского шума, наблюдаемого в течение существенно длинного периода, обычно значение пик-фактора составляет 12 дБ.

Сигналы цифровых систем связи часто имеют спектр, похожий на спектр шума. Однако значение пик-фактора для них обычно отличается от того, которое характерно для гауссовского шума. На рис. 4.23 показаны пиковое и среднеквадратическое значения гауссовского шума и CDMA сигнала по стандарту IS-95 (прямой канал).

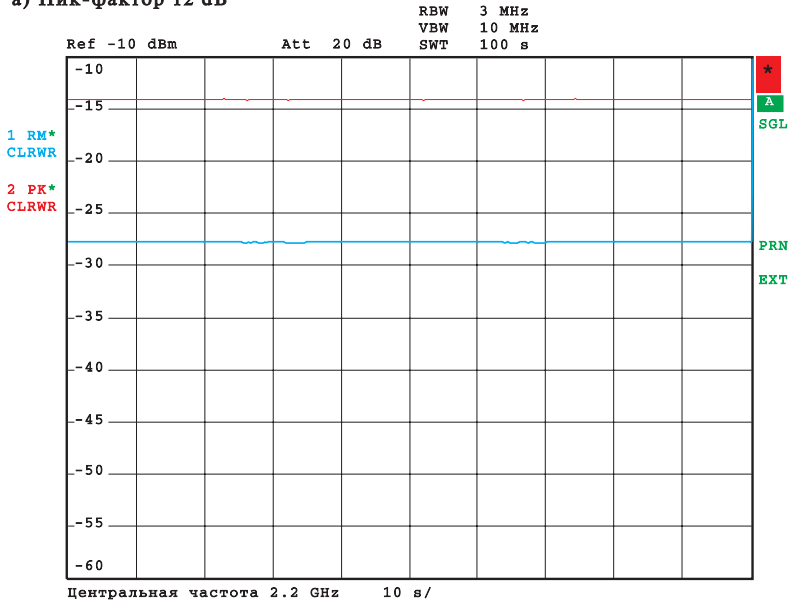
Влияние выбранных типов детекторов и времени развертки на результаты измерений стохастических сигналов описано далее.

• Максимально пиковый детектор

Когда используется максимально пиковый детектор, стохастические сигналы дополнительно не сглаживаются, поэтому индицируется максимальный уровень. При возрастании времени развертки время задержки в частотном диапазоне, соответствующем пикселю, увеличивается. В случае гауссовского шума вероятность того, что наивысшие мгновенные значения будут иметь место, также увеличивается. Это означает, что отображаемые уровни отсчетов также становятся выше (см. рис. 4.24, а).



а) Пик-фактор 12 dB



б) Пик-фактор 13.8 dB

Рис. 4.23. Пиковое (красная кривая) и среднеквадратическое (голубая кривая) значения Гауссовского шума (а) и CDMA сигнала по стандарту IS-95 (б), измеренные с помощью максимально-пикового и среднеквадратического детекторов

При низком отношении диапазона измерений к полосе разрешения, отображаемый отсчет шума, полученный на соответствующем пикселю периоде развертки, равен тому, который вырабатывается детектором выборки, поскольку только одна выборка приходится на пиксель.

• Минимально пиковый детектор

При использовании минимально пикового детектора стохастические сигналы дополнительно не сглаживаются, поэтому индицируется минимальный уровень. Уровень спектра шума, показываемый анализатором спектра, сильно занижен. В случае Гауссовского шума вероятность того, низшие мгновенные значения имеют место, возрастает с увеличением времени развертки. Это означает, что отображаемый уровень также становится ниже (рис. 4.24, *а*).

Если измерения производятся на синусоидальных сигналах с низким отношением сигнал/шум, то будет индицироваться минимальный уровень, обусловленный шумом, наложенным на сигнал, при этом измеряемый уровень будет занижен.

При низком отношении диапазона измерений к полосе разрешения, отображаемый отсчет шума, полученный на соответствующем пикселю периоде развертки, равен тому, который вырабатывается детектором выборки, поскольку только одна выборка приходится на пиксель.

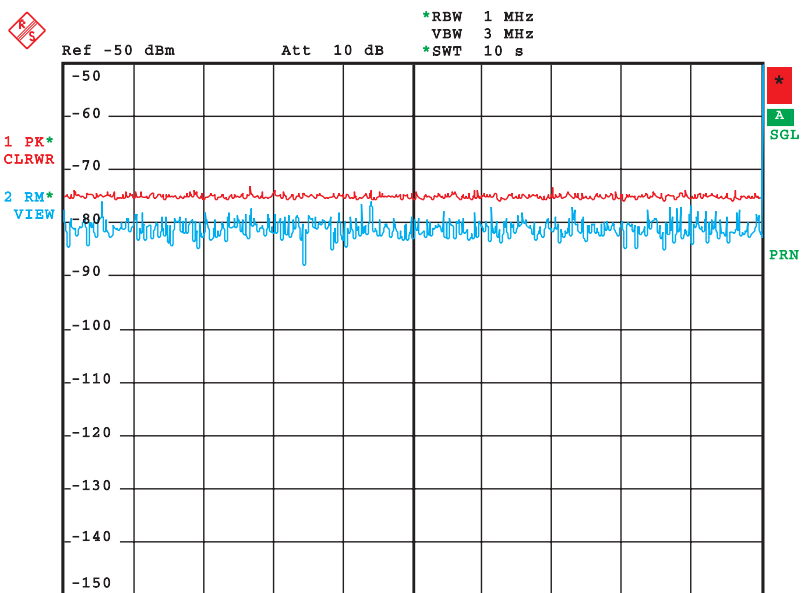
• Автоматический пиковый детектор

Когда используется автоматический пиковый детектор, результаты работы максимально пикового и минимально пикового детекторов воспроизводятся одновременно, причем эти два значения соединены линией. При возрастании времени развертки отображаемая шумовая полоса становится заметно шире.

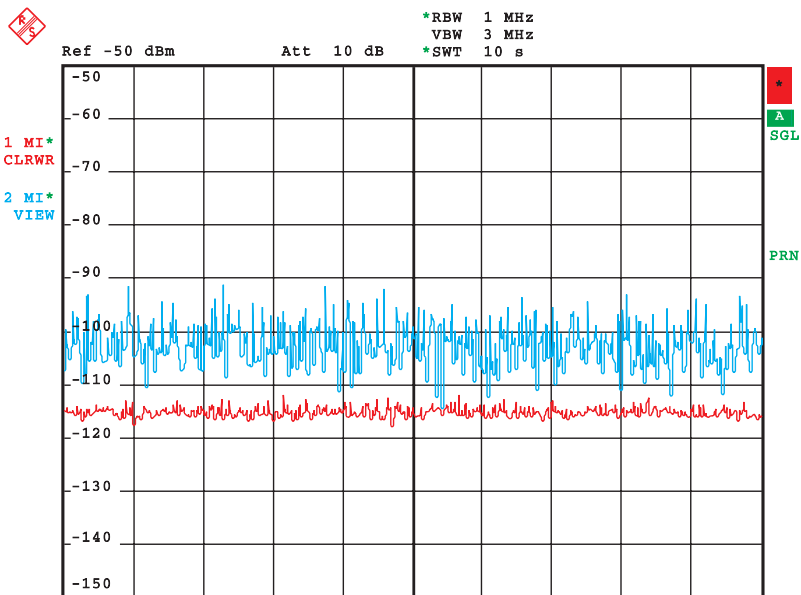
При низком отношении диапазона измерений к полосе разрешения, отображаемый отсчет шума, полученный на соответствующем пикселю периоде развертки, равен тому, который вырабатывается детектором выборки, поскольку только одна выборка приходится на пиксель.

• Детектор выборки

Как показано на рис. 4.21, детектор выборки всегда выдает выборку, соответствующую определенному моменту времени. Поэтому из-за эквидистантного расположения мгновенных значений отклик, индицируемый в случае гауссовского шума, меняется вблизи среднего значения огибающей сигнала ПЧ, вызванного шумом. Это среднее



а) Центральная частота 1.5 GHz 10 MHz/ Ширина изображения 100 MHz



б) Центральная частота 1.5 GHz 10 MHz/ Ширина изображения 100 MHz

Рис. 4.24. Шум, индицируемый как функция времени развертки, при максимально пиковом детекторе (а) и минимально пиковом детекторе (б), время развертки 2,5 мс (голубая кривая) и 10 с (красная линия)

значение на 1,05 дБ ниже среднеквадратического значения. Если шум усредняется по узкой полосе видеосигнала (видео полоса < полосы разрешения) с использованием логарифмической шкалы уровней, то индицируемое среднее значение еще на 1,45 дБ меньше.

В отличие от других детекторов, время развертки в данном случае не влияет на отображаемый отклик, поскольку число записываемых выборок не зависит от времени развертки.

• Среднеквадратический детектор

Среднеквадратический детектор позволяет осуществлять измерение действующей мощности входного сигнала независимо от его временных характеристик. Когда используется детектор выборки или максимально пиковый детектор, то соотношение среднеквадратического и пикового значений должно быть точно известно для определения мощности сигнала со случайным мгновенным значением. Это знание не требуется при использовании среднеквадратического детектора.

Среднеквадратическое значение, отображаемое отдельным пикселем, вычисляется по всем выборкам, принадлежащим этому пикселю. При увеличении времени развертки число выборок, доступное для расчетов, увеличивается, обеспечивая сглаживание отображаемого отклика. При использовании среднеквадратического детектора сглаживание за счет уменьшения полосы видеосигнала или усреднения по нескольким откликам (см. разд. 4.5) не разрешено и не требуется. Результаты измерений из-за этого будут искажены, а отображаемые уровни занижены (максимум на 2,51 дБ).

Чтобы предотвратить искажение результатов измерений при использовании среднеквадратического детектора, полоса видеосигнала должна быть, по крайней мере, в три раза больше полосы разрешения.

• Детектор среднего значения (AV детектор)

Детектор среднего значения определяет среднее значение выборок, используя линейную шкалу уровней. Таким образом, действительное среднее значение находится независимо от типа входного сигнала. Усредняя логарифмические выборки (получая логарифмическое среднее), мы получили бы результаты со значительно меньшими значениями, поскольку высокие уровни сигнала подвергаются существенному сжатию при логарифмировании. Увеличивая время развертки, можно использовать несколько выборок для расчета среднего значения, отображаемого отдельным пикселем. Таким образом, отображаемый отклик может быть сглажен.

Уменьшение ширины полосы видеосигнала вызывает усреднение этого видеосигнала. Если выборки с линейной шкалой уровней поступают на вход видеофильтра, то при уменьшении полосы видеосигнала обеспечивается существенное сглаживание выборок. Это помогает работе детектора среднего значения, поскольку при узких полосах видеофильтра обеспечивается дополнительное сглаживание.

Сказанное справедливо и для анализатора, описанного в этой книге, поскольку когда используется детектор среднего значения (см. структурную схему) выборки с линейной шкалой уровней поступают на вход видеофильтра. Если полоса видеосигнала уменьшается, то значения отображаемого шума совпадают для максимально пикового, минимально пикового, автоматического пикового детекторов или детектора выборки, поскольку выборки усредняются видеофильтром до того, как они взвешиваются детектором. Если линейный детектор огибающей используется для определения огибающей ПЧ сигнала, то выборки с линейной шкалой усредняются видеофильтром. Результирующая картинка соответствует правильному среднему значению и, отображает шум на выходе детектора среднего значения. Если сигнал ПЧ обрабатывается логарифмическим усилителем до формирования видеосигнала, то результирующие средние выборки оказываются меньшими, чем реальное среднее значение. В случае гауссовского шума разница равна 1,45 дБ (см. рис. 4.25, а). Поскольку линейное среднее видеосигнала, выработанного из гауссовского шума, уже на 1,05 дБ ниже среднеквадратичного значения, все получаемые выборки на 2,5 дБ ниже, чем те, которые вырабатывались бы со среднеквадратичным детектором (см. рис. 4.25, а). Из-за этого известного соотношения среднеквадратический детектор не обязателен для определения мощности гауссовского шума. Мощность может быть рассчитана из выборок, формируемых детектором логарифмической выборки, принимая во внимание коэффициент коррекции 2,5 дБ.

Это соотношение неприменимо к другим случайным сигналам, чьи мгновенные значения не соответствуют Гауссовскому распределению (например, сигналы, модулированные цифровым процессом, см. рис. 4.25, б). Если пик-фактор не известен, то мощность таких сигналов может быть определена только с помощью среднеквадратичного детектора.

Усреднение по нескольким измерениям

В следующем разделе будет рассмотрена возможность усреднения откликов по нескольким измерениям (усреднение по откли-

кам), реализуемая в современных анализаторах спектра. Этот подход усреднения часто приводит к результатам, отличающимся от тех, которые получаются при использовании узкополосных видеофильтров.

В зависимости от используемой шкалы уровней (линейной или логарифмической), для усреднения используются линейные или логарифмические выборки отклика видеофильтра. Искажается ли отклик при усреднении – зависит от режима дисплея.

В случае усреднения по нескольким измерениям отображаемые уровни шума не совпадают для максимально пикового, минимально пикового детекторов, или детектора выборки. Когда используется видеофильтр, то выборки усредняются до взвешивания и поэтому их максимальное и минимальное значения сближаются.

Детектор выборки выдает средний уровень шума. При логарифмической шкале уровней отображается заниженное на 1,45 дБ среднее значение, что уже объяснялось выше. При линейной шкале уровней и широкой полосе видеосигнала (полоса видеофильтра ≥ 10 полос разрешения) производится правильное усреднение, как при детекторе среднего значения.

Когда используется автоматический пиковый детектор, то усреднение по нескольким откликам не может быть рекомендовано, поскольку они состоят из максимальных и минимальных значений. Когда включается функция усреднения по откликам, то часто используется автоматическое переключение на детектор выборки.

Для детектора среднеквадратического значения усреднение откликов не допускается ни в линейном, ни в логарифмическом режиме по уровню.

4.5. Обработка отклика

Как уже обсуждалось в разд. 4.4, для детекторов среднеквадратического и среднего значений требуются линейные выборки. Для воспроизведения уровня отклика в логарифмическом масштабе, при использовании этих детекторов за ними должен следовать логарифмический усилитель (40), который может быть подключен дополнительно.

В современных анализаторах спектра результаты измерений оцифровываются перед индикацией. Это позволяет использовать разнообразные методы оценки отклика (41).

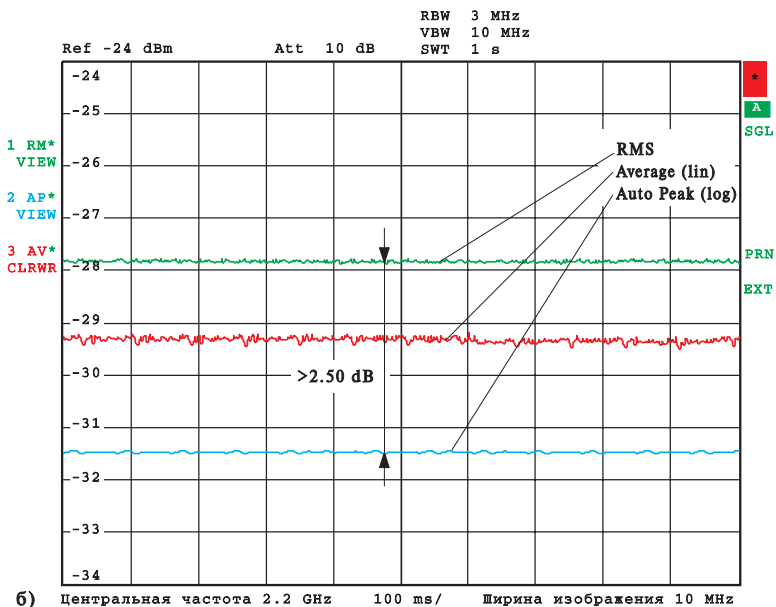
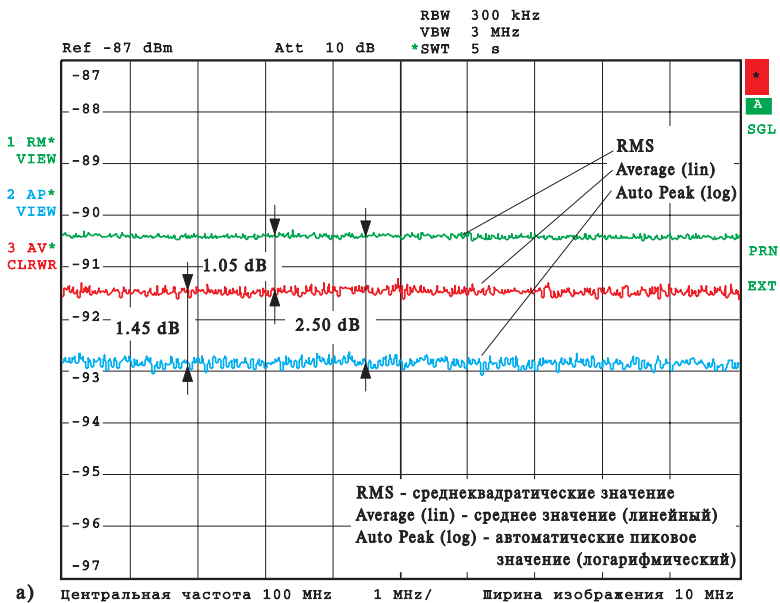


Рис. 4.25. Измерение гауссовского шума (а) и сигнала IS-95 CDMA (б), использующее детекторы среднеквадратического и среднего значений (зеленый и красный отклики), а также автоматического пикового детектора с усреднением узкополосным видеофильтром (голубой отклик)

• Память измеренных данных

В современных анализаторах можно запомнить и одновременно анализировать несколько откликов. Эта функция оказывается особенно полезной для сравнительных измерений.

• Усреднение отклика

С помощью этой функции отображаемый отклик может быть сглажен усреднением по нескольким откликам (сви́пированиям). Пользователь может выбрать нужное число сви́пирований для проведения усреднения.

В зависимости от вида входного сигнала и используемого детектора, этот вид усреднения может привести к результатам, отличным от результатов усреднения за счет снижения полосы видеосигнала.

• Функции маркировки

Функции маркировки особенно полезны для оценки запомненных откликов. Они позволяют отображать маркировку частоты и уровня, соответствующие любой точке отклика. Ограниченная точность дисплея из-за ограниченного разрешения экрана может быть в значительной степени преодолена. В дополнение к функциям, которые автоматически устанавливают маркер на уровень сигнала, разница в уровнях между сигналами может быть непосредственно показана при использовании функции маркировки ошибки.

Современные анализаторы спектра имеют расширенные функции маркировки, позволяющие, например, производить прямые измерения шумов или фазовых шумов без ручной установки полосы или корректирующих коэффициентов (рис. 4.26).

Точная частота индицируемого сигнала может быть также определена с помощью маркера и функции измерения частоты сигнала. Во многих случаях анализатор спектра может заменить соответствующий измеритель частоты.

• Маски допустимого отклонения (предельные линии)

Значения предельных значений, характерных для рассматриваемых приборов, могут легко контролироваться с помощью масок допустимого отклонения. Для упрощения использования этой процедуры запомненные отклики автоматически контролируются на нарушение установленных предельных значений и результат появляется на выходе в форме сообщения «проходит» или «не проходит» (см. рис. 4.27).

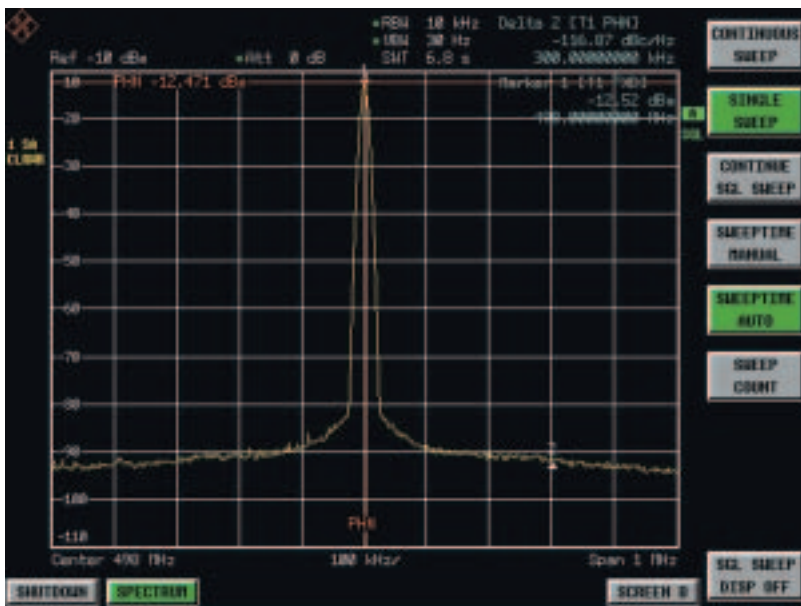


Рис. 4.26. Маркерные функции для удобного измерения фазовых шумов входного сигнала

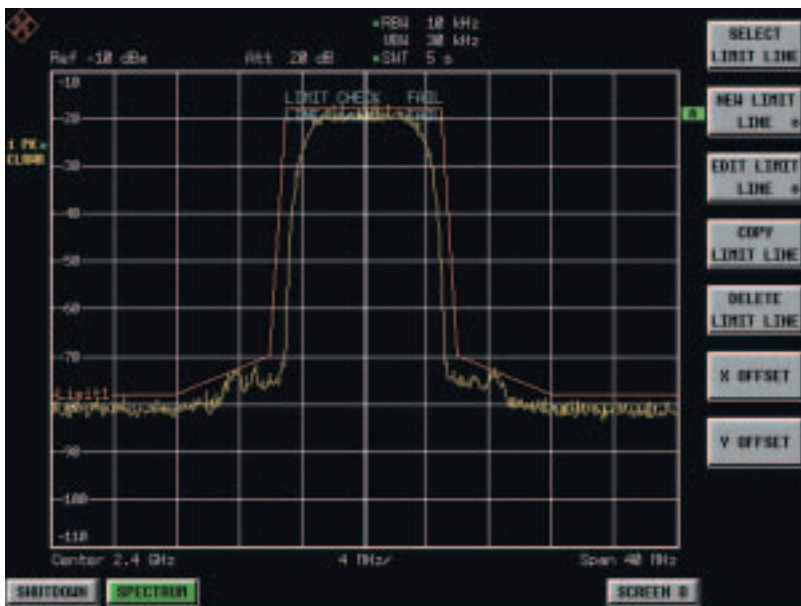


Рис. 4.27. Оценка отклика с помощью граничных линий

• Измерение мощности канала

В случае сигналов, модулированных цифровым процессом, мощность часто должна измеряться в одном канале или внутри указанного частотного диапазона. Канальная мощность вычисляется по запомненному отклику с помощью специализированных функций, обеспечиваемых в современных анализаторах спектра. Измерение мощности в соседнем канале с помощью анализатора спектра описано в деталях в разд. 6.3.

4.6. Зависимости параметров

Некоторые установочные параметры анализатора взаимосвязаны. Для предотвращения ошибок измерения эти параметры должны быть связаны один с другим в нормальном рабочем режиме современного анализатора спектра. Таким образом, при изменении одной установки все другие зависимые параметры будут устанавливаться автоматически. Однако параметры могут также устанавливаться индивидуально пользователем. В этом случае исключительно важно знать взаимные соотношения и влияние друг на друга различных параметров.

4.6.1. Время развертки, отображаемый диапазон, полосы разрешения и видеосигнала

При использовании аналоговых или цифровых ПЧ фильтров максимально разрешенная скорость развертки ограничивается временем переходного процесса в фильтре ПЧ и видеофильтре. Время переходного процесса не влияет на режим, если полоса видеосигнала больше, чем полоса разрешения. В этом случае требуемое время переходного процесса возрастает обратно пропорционально квадрату полосы разрешения, поэтому с уменьшением полосы разрешения в n раз требуемое минимальное время возрастает в n^2 раз. Имеет место следующее соотношение:

$$T_{\text{разв}} = k \frac{\Delta f}{B_{\text{ПЧ}}^2}, \quad (4.17)$$

где $T_{\text{разв}}$ – минимальное требуемое время развертки (при заданном диапазоне и полосе разрешения), с; $B_{\text{ПЧ}}$ – полоса разрешения, Гц;

Δf – отображаемый диапазон частот, Гц; k – коэффициент пропорциональности.

Коэффициент пропорциональности k зависит от типа фильтра и допустимой ошибки переходного отклика. Для аналоговых фильтров, выполненных по четырех или пятизвенному варианту, коэффициент пропорциональности k равен 2,5 (максимальная допустимая ошибка переходного отклика около 0,15 дБ). При цифровом варианте гауссовского фильтра переходный отклик известен и точно воспроизводится. По сравнению с аналоговыми фильтрами здесь могут быть достигнуты более высокие скорости развертки без потерь в амплитуде при соответствующих коэффициентах коррекции, не зависящих от типа входного сигнала. Вполне может быть получен коэффициент k , равный 1. На рис. 4.28 показана зависимость требуемого времени развертки от ширины полосы разрешения для диапазона развертки 1 МГц.

Если полоса видеосигнала меньше полосы разрешения, то на требуемое минимальное время развертки серьезно влияет время переходного процесса в видеофильтре. Так же как и в фильтре ПЧ, время переходного процесса в видеофильтре возрастает с уменьшением полосы. Обычно видеофильтр является фильтром нижних частот перво-

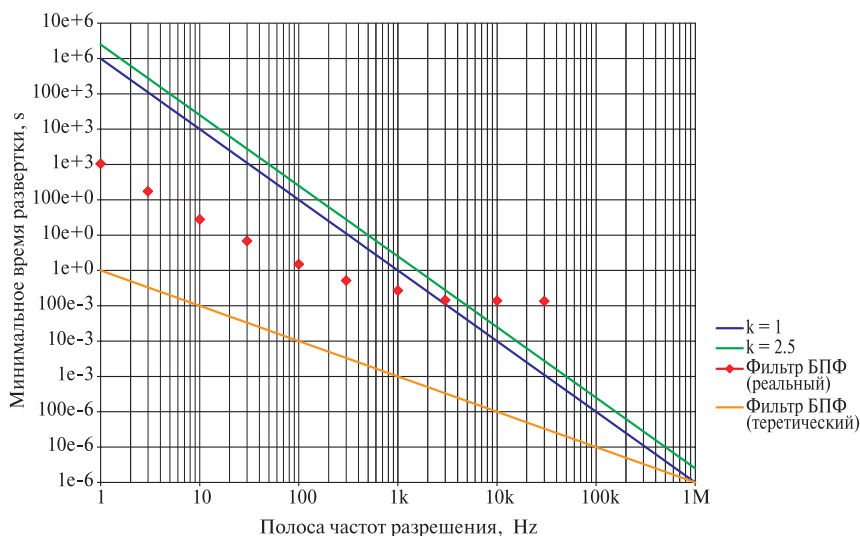


Рис. 4.28. Теоретически требуемое время развертки в функции от полосы разрешения при диапазоне развертки 1 МГц. Пример зависимости времени развертки, которая может быть обеспечена БПФ фильтром современного анализатора спектра

го порядка или простым пассивным RC -фильтром, если он реализуется в аналоговой форме. Поэтому имеет место линейное соотношение между полосой видеосигнала и временем развертки. Уменьшая полосу видеосигнала в n раз мы делаем время развертки в n раз больше.

При невозможности обеспечить требуемое минимальное время развертки, сигнал на выходе ПЧ фильтра не достигает стационарного состояния, что приводит к потерям в амплитуде и искаженному воспроизведению сигнала (смещению частоты). Например, синусоидальный сигнал отображался бы и с неверным уровнем и с неправильной частотой (рис. 4.29). Более того, эффективное разрешение было бы затруднено из-за отображаемого на дисплее расширения спектра сигнала.

Для предотвращения ошибок измерения из-за короткого времени развертки полоса разрешения, полоса видеосигнала, время развертки и диапазон развертки в нормальном рабочем режиме современного анализатора спектра должны быть жестко связаны.

Полоса разрешения автоматически подстраивается к выбранному диапазону развертки. Таким образом, предотвращается увели-

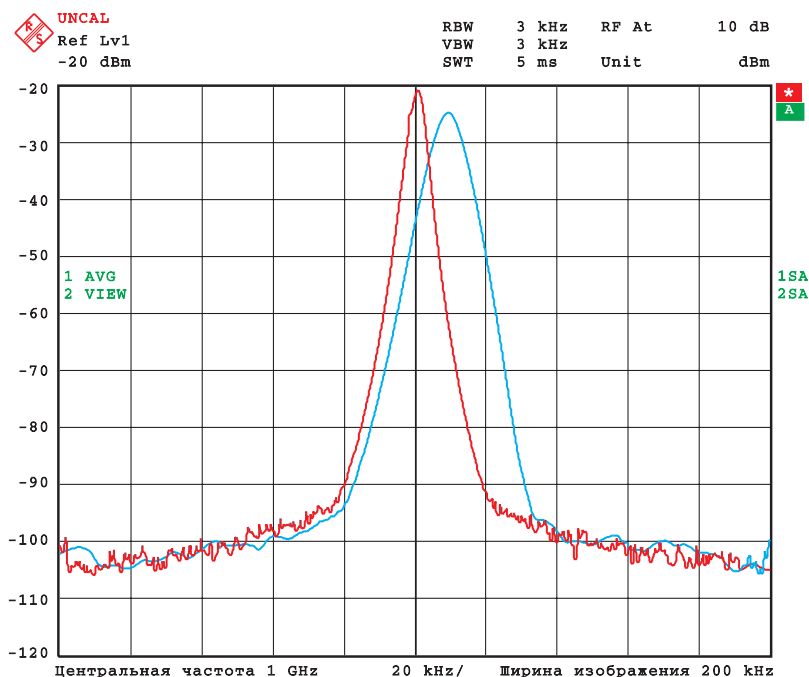


Рис. 4.29. Потери в амплитуде в случае, если минимальное требуемое время развертки не обеспечивается (голубой отклик)

чение времени развертки при узкой полосе разрешения и больших диапазонах развертки или плохое разрешение при широкой полосе разрешения и при малых диапазонах развертки. Работа с анализатором спектра упрощается. Требуемое соответствие между диапазоном развертки и полосой разрешения может быть легко установлено пользователем анализатора.

Нечеткое соответствие между этими параметрами также допустимо. Например, когда при ручной установке полос разрешения и видеосигнала автоматически подстраивается время развертки. .

Когда используются ручные установки, а минимальное время развертки не поддерживается, то обычно индицируется предупреждение (UNCAL на рис. 4.29 в верхнем левом углу).

При использовании БПФ фильтров время переходного процесса адекватно длительности периода выборки, необходимой для обеспечения определенного разрешения [уравнение (3.4)]. В отличие от зависимости времени развертки и диапазона развертки, характерной для случая использования аналоговых или цифровых фильтров, период выборки не зависит от диапазона развертки. В связи с этим даже при увеличении этого диапазона длительность периода выборки не увеличивается для обеспечения постоянного разрешения. Поэтому зависимость минимального времени развертки от полосы разрешения (желтый отклик), показанная на рис. 4.28, справедлива для любого диапазона развертки.

На практике более значительные диапазоны просмотра разбивают на несколько поддиапазонов. При заданном разрешении для каждого поддиапазона требуется соответствующая длительность периода выборки. Общее время наблюдения прямо пропорционально числу поддиапазонов. Поэтому реальное время измерений значительно больше, чем теоретически ожидаемое. На рис. 4.28 показана зависимость значения времени развертки от полосы разрешения, которая характерна для современных анализаторов спектра, использующих БПФ фильтры. Хорошо видно, что при больших отношениях величины диапазона развертки к полосе разрешения использование БПФ фильтров позволяет значительно снизить время развертки, особенно тогда, когда используются очень узкие полосы разрешения.

В современных анализаторах спектра полоса видеосигнала может быть жестко связана с полосой разрешения. Когда изменяется полоса ПЧ, видео полоса подстраивается автоматически. Коэффициент связи (отношение между полосами разрешения и видеосигнала) зависит от режима применения и поэтому должен устанавливаться

пользователем (см. разд. 4.3). В дополнение к определяемому пользователем числовому значению, возможны также следующие опции:

- синусоидальный $RBW/VBW = 0,3...1$;
- импульсный $RBW/VBW = 0,1$;
- шумовой $RBW/VBW = 10$.

При игнорировании этих установок полоса видеофильтра обычно выбирается так, что максимальное усреднение с помощью видеофильтра осуществляется без увеличения требуемого времени развертки. При коэффициенте пропорциональности $k = 2,5$ [уравнение (4.17)] полоса видеофильтра должна быть, по крайней мере, равной полосе разрешения ($RBW/VBW=1$). Если ПЧ фильтр выполнен как цифровой, то с помощью описанной выше компенсации может быть достигнут коэффициент пропорциональности $k = 1$, а минимальное требуемое время развертки может быть снижено в 2,5 раза. Чтобы обеспечить стационарный режим на выходе видеофильтра независимо от времени развертки, выбранная полоса видеосигнала должна быть примерно втрое шире полосы разрешения ($RBW/VBW = 0.3$).

4.6.2. Опорный уровень и радиочастотное ослабление

Анализаторы спектра позволяют осуществлять измерения в очень широком диапазоне уровней, ограниченном только собственными шумами и максимально допустимым входным уровнем (см. разд. 5.1 и 5.4). В современных анализаторах этот диапазон уровней может простираться от -147 до $+30$ дБм (с полосой разрешения 10 Гц), покрывая примерно 180 дБ. Однако невозможно достичь двух границ диапазона одновременно, поскольку эти границы требуют различных установок и динамический диапазон логарифмических усилителей, детекторов огибающей и АЦП обычно очень мал. Внутри общего диапазона уровней можно использовать только определенные окна, которые должны быть согласованы пользователем со специфическими измерительными применениями установкой опорного уровня (максимального уровня воспроизводимого сигнала). Радиочастотное ослабление a_{pc} и коэффициент усиления по ПЧ $g_{пч}$ регулируются автоматически как функции опорного уровня.

Для предотвращения перегрузки или даже повреждения первого смесителя и последующих каскадов обработки сигнала, сигнал с высоким уровнем должен подвергаться ослаблению с помощью аттенюатора анализатора (см. рис. 4.30). Ослабление, требуемое для

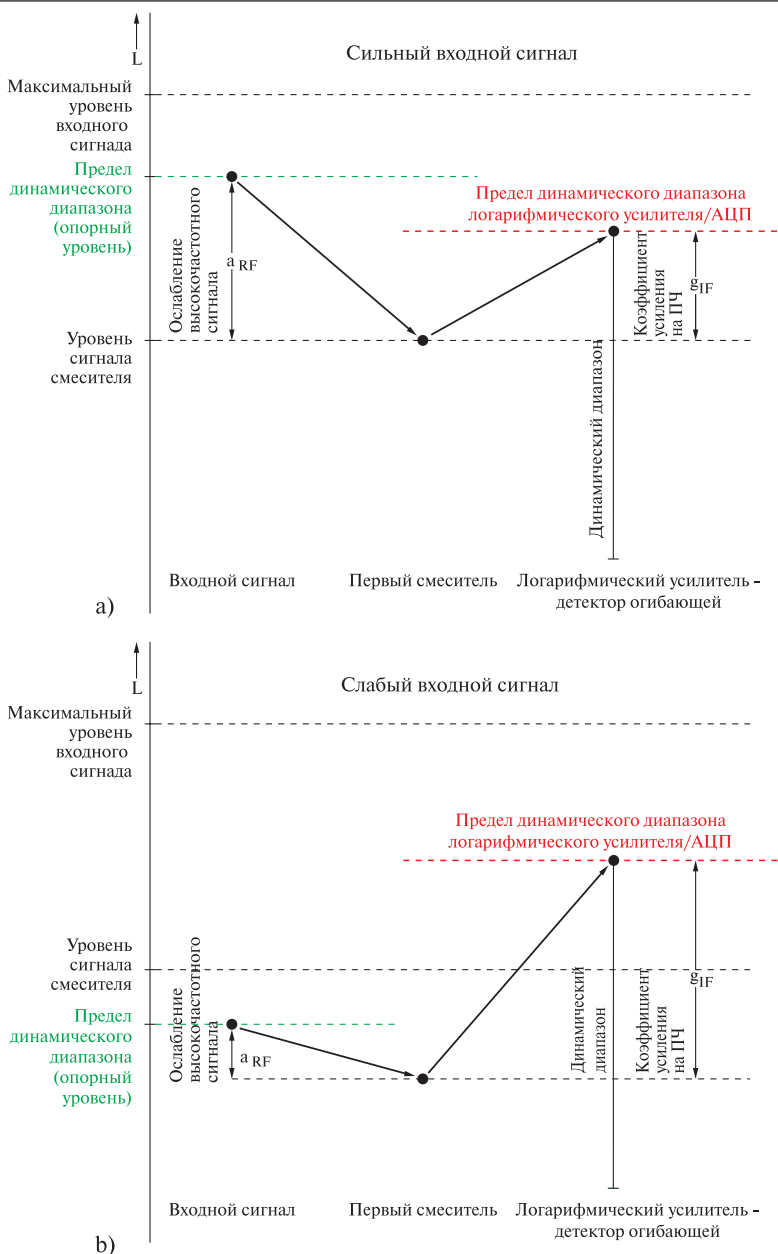


Рис. 4.30. Адаптация аттенюатора РЧ и усилителя ПЧ к максимальному уровню воспроизводимого сигнала (максимальный уровень сигнала равен опорному уровню)

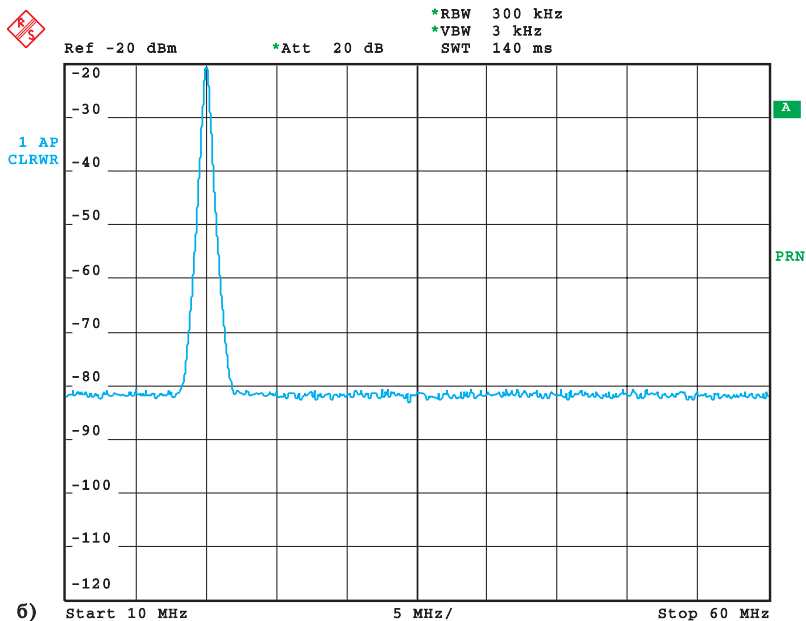
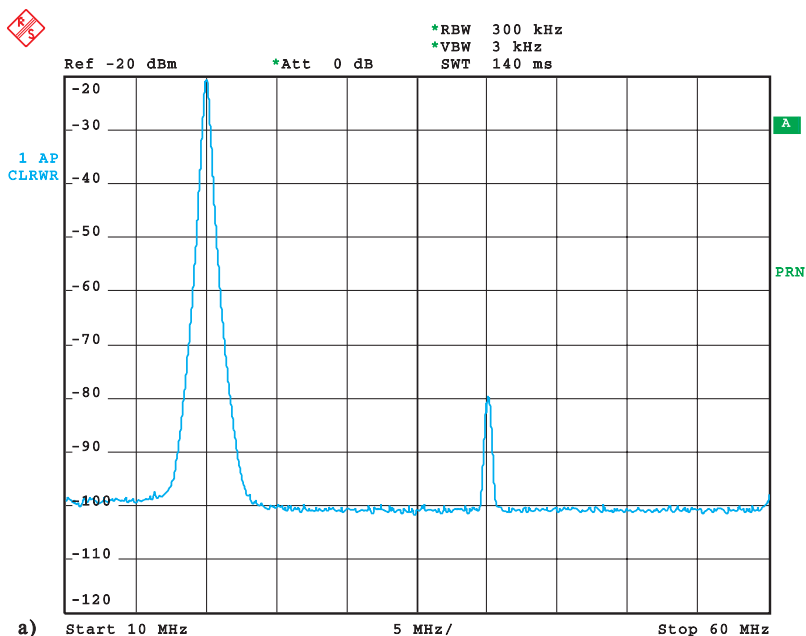


Рис. 4.31. Одночастотный входной сигнал: динамический диапазон снижен из-за слишком большого (а) или слишком маленького (б) уровня сигнала смесителя.

данного опорного уровня, зависит от динамического диапазона первого смесителя и последующих каскадов. Уровень сигнала на входе первого смесителя должен быть заметно ниже его точки однодецибельной (1 дБ) компрессии. Из-за нелинейностей анализатором спектра могут вырабатываться продукты преобразования, уровни которых увеличиваются с увеличением уровня входного сигнала смесителя. Если уровень входного сигнала смесителя очень велик, то эти продукты могут вызвать искажение измеряемого спектра, что приводит к снижению верхней границы динамического диапазона анализатора.

Если ослабление РЧ слишком велико, то уровень входного сигнала смесителя будет низким, а отношение сигнал/шум на входе смесителя будет без необходимости снижено. Как показано на рис. 4.32, получаемый при этом динамический диапазон сужается из-за высокой шумовой подставки. Рисунок 4.31 показывает влияние уровня входного сигнала смесителя на динамический диапазон при одночастотном входном сигнале (см. разд. 5.2 «Нелинейности»).

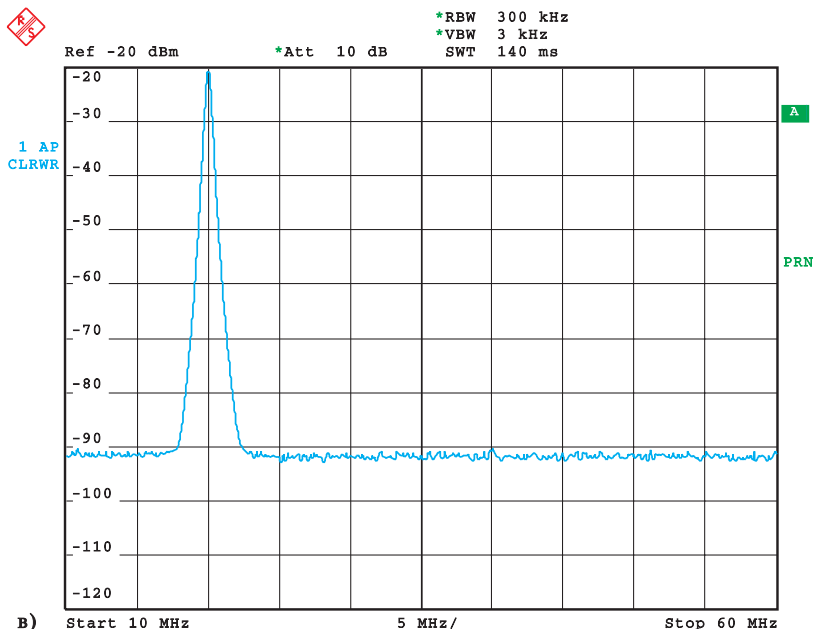


Рис. 4.31 (продолжение). Одночастотный входной сигнал:
 Для сравнения показан динамический диапазон, достигаемый
 при оптимальном уровне сигнала смесителя (в)

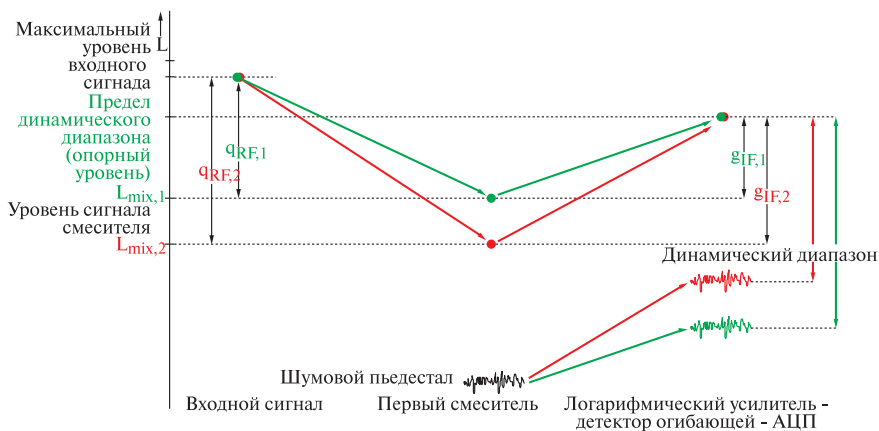


Рис. 4.32. Динамический диапазон, ограниченный шумовой подставкой, как функция уровня сигнала смесителя

Для получения общего динамического диапазона логарифмического усилителя и детектора огибающей (аналоговые фильтры ПЧ) или АЦП (цифровые фильтры ПЧ) уровень сигнала соответствующим образом усиливается с помощью усилителя ПЧ на последней промежуточной частоте. Коэффициент усиления подбирается так, чтобы сигналы, достигающие опорного уровня, вызывали полную загрузку логарифмического усилителя, детектора огибающей (с индикацией уровня по линейной шкале) или АЦП (при цифровых фильтрах). Поэтому коэффициент усиления по ПЧ устанавливается косвенно через опорный уровень, хотя он также зависит от выбранного положения аттенюатора. При постоянном опорном уровне коэффициент усиления ПЧ должен быть увеличен в случае увеличения РЧ ослабления (см. $g_{ПЧ,1}$ и $g_{ПЧ,2}$ на рис. 4.32). Если отображаемый уровень входного сигнала превышает опорный уровень, то его оценка может стать невозможной. Поэтому коэффициент усиления по ПЧ должен быть снижен при сохранении опорного уровня.

Связь опорного уровня и ослабления РЧ

В современных анализаторах спектра РЧ ослабление может быть связано с установкой опорного уровня. Критерием этой связанности может служить максимальный уровень сигнала смесителя, достигаемый при входном сигнале, уровень которого соответствует опорному уровню. Поэтому максимальный уровень входного сигнала

ла смесителя, соответствующий допустимым нелинейным искажениям, определяется из разности между опорным уровнем и РЧ ослаблением. Имеет место следующее соотношение:

$$L_{\text{см}} = L_{\text{вх max}} - a_{\text{рч}} = L_{\text{опорн}} - a_{\text{рч}}, \quad (4.18)$$

где $L_{\text{см}}$ – уровень сигнала на входе первого смесителя при полном возбуждении, дБм; $L_{\text{вх max}}$ – уровень входного сигнала, соответствующий допустимым нелинейным искажениям дБм; $L_{\text{опорн}}$ – уровень опорного сигнала, дБм; $a_{\text{рч}}$ – ослабление, устанавливаемое аттенюатором, дБ.

При выборе уровня сигнала смесителя должен быть найден компромисс между низким отношением сигнал/шум и низкими искажениями. Для оптимизации уровня сигнала смесителя для различных применений в некоторых анализаторах пользователю позволено свободно выбирать уровень сигнала смесителя для заданного опорного уровня. Предварительно определенные условия связи между этими уровнями обычно обеспечивают:

• Низкое отношение сигнал/шум

Чем меньше ослабление РЧ, тем меньше снижается отношение сигнал/шум на входе первого смесителя. Для низкого индицируемого шума требуется высокий уровень сигнала смесителя (см. разд. 5.1 «Собственные шумы»).

• Низкие искажения

Чем меньше уровень сигнала смесителя, тем меньше искажения, вносимые в анализируемый спектр из-за нелинейностей. В этом режиме индикации РЧ ослабление оказывается выше (см. разд. 5.2 «Нелинейности»).

В табл. 4.2 показаны типовые установки РЧ ослабления и коэффициента усиления по ПЧ при заданном опорном уровне для различных режимов индикации. Пример показывает, что даже при очень маленьких опорных уровнях РЧ ослабление по крайней мере на 10 дБ всегда имеет место. В этом случае первый смеситель защищен и реализовано хорошее согласование по входу. Таким образом, достигается высокий уровень точности для измерения абсолютного уровня (см. подразд. 5.10.1 «Компоненты ошибки»). В этом примере РЧ ослабление может быть установлено на максимум 70 дБ, а усиление по ПЧ на максимум 50 дБ.

Таблица 4.2

**Пример установки ослабления РЧ и коэффициента усиления
по ПЧ при заданном опорном уровне
(ПЧ усиление максимум 50 дБ, РЧ ослабление максимум 70 дБ)**

Опорный уровень, дБм	Уровень сигнала смесителя, дБ					
	–40 дБм (низкие искажения)		–30 дБм (нормальный режим)		–20 дБм (низкий шум)	
	РЧ ослабле- ние	ПЧ усиле- ние	РЧ ослабле- ние	ПЧ усиле- ние	РЧ ослабле- ние	ПЧ усиле- ние
+30	70	30	60	20	50	10
+20	60	30	50	20	40	10
+10	50	30	40	20	30	10
0	40	30	30	20	20	10
–10	30	30	20	20	10	10
–20	20	30	10	20	10	20
–30	10	30	10	30	10	30
–40	10	40	10	40	10	40
–50	10	50	10	50	10	50
–60	10	50	10	50	10	50
–70	10	50	10	50	10	50
–80	10	50	10	50	10	50
–90	10	50	10	50	10	50
–100	10	50	10	50	10	50

4.6.3. Перегрузка

При использовании анализатора спектра должно быть обращено внимание на предотвращение перегрузки из-за слишком большого уровня входного сигнала. Перегрузка может возникнуть в нескольких точках тракта прохождения сигнала. Для предотвращения этого как РЧ ослабление, так и опорный уровень (усиление тракта ПЧ) должны быть выбраны правильно. В следующих параграфах обсуждаются критические компоненты и критерии, которыми надо руководствоваться.

Первый смеситель

Для того чтобы перекрыть нижнюю часть частотного диапазона (в случае описываемого анализатора до 3 ГГц), в РЧ входных каскадах обычно применяется принцип высокой первой ПЧ. Если анализатор спектра не использует узкополосный преселектор перед первым смесителем, сигналы на первый смеситель поступают во всем частотном диапазоне входных сигналов (в нашем примере вплоть до 3 ГГц), независимо от индицируемого диапазона. Смеситель вполне может быть перегружен сигналами, лежащими далеко вне индицируемого диапазона. Продукты искажений, возникающих в этом случае (гармоники высших порядков), могут исказить индицируемый спектр, в зависимости от выбранного для индикации частотного диапазона (рис. 4.33 и 4.34).

Чтобы предотвратить перегрузку, уровень сигнала смесителя (общий уровень сигнала на входе первого смесителя) не должен быть ниже точки 1 дБ компрессии смесителя (см. раздел 5.4). Последняя

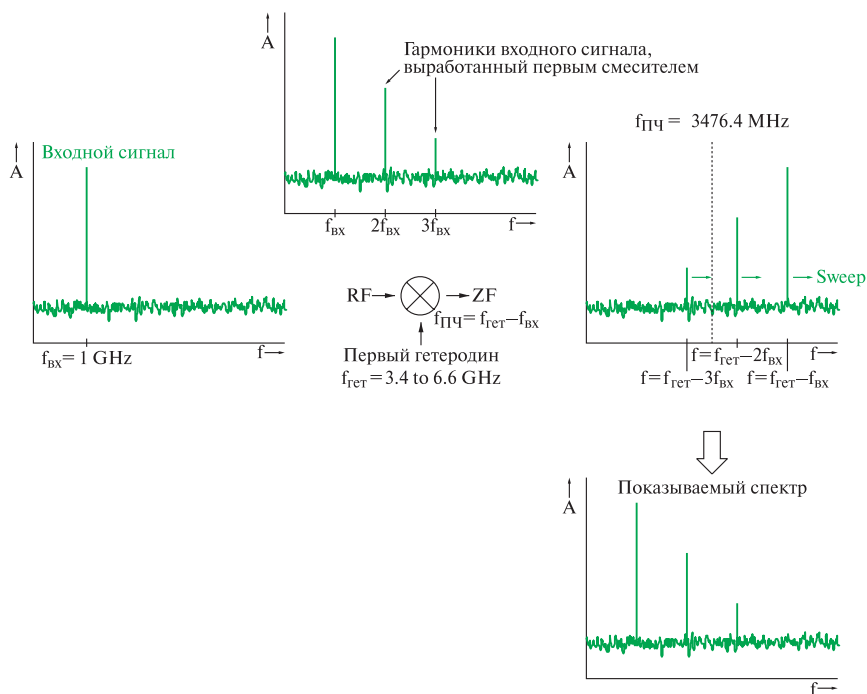


Рис. 4.33. Гармоники высокого порядка входного сигнала, которые вырабатываются в первом смесителе

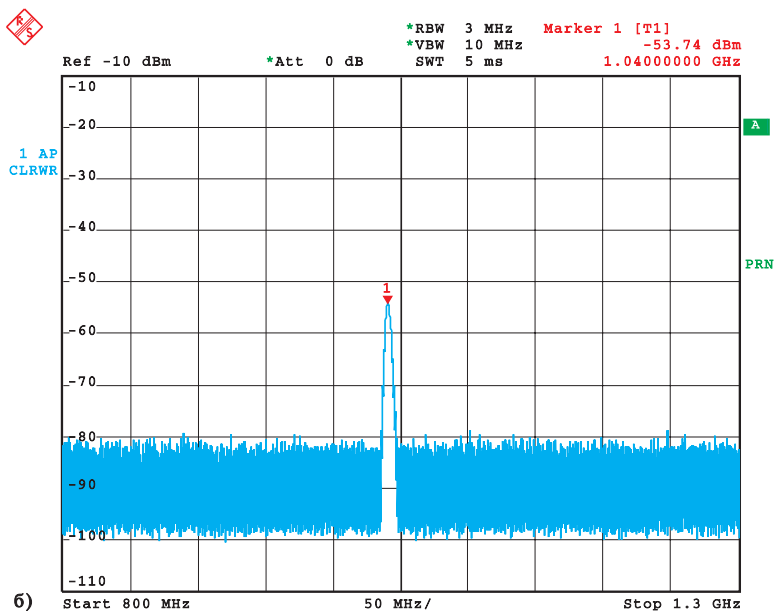
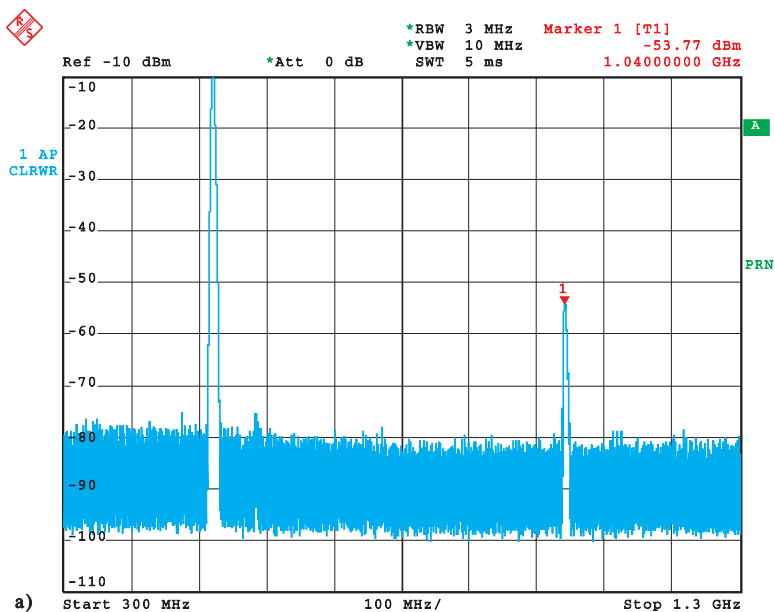


Рис. 4.34. Анализатор спектра возбуждается синусоидальным сигналом частотой $f = 520$ МГц (а). Вторая гармоника с частотой $f = 1040$ МГц, которая вырабатывается первым смесителем, появляется даже тогда, когда основная составляющая сигнала не содержится в индицируемом спектре (б)

указана в перечне характеристик соответствующего анализатора спектра (см. разд. 5.4). Как описано в подразд. 4.6.2, уровень сигнала смесителя устанавливается с помощью аттенюатора. Некоторые современные анализаторы спектра содержат до первого смесителя детектор перегрузки, так что на индикаторе может показываться предупреждение о перегрузке.

Если входная секция анализатора спектра имеет узкополосный следящий фильтр-преселектор, то риск перегрузки анализатора сигналами вне индицируемого диапазона существенно снижается. Анализатор, описываемый в настоящем разделе, содержит узкополосный преселектор в форме следящего ЖИГ-фильтра в тракте сигнала для частотного диапазона 3...7 ГГц. Если небольшой диапазон индикации в этом частотном диапазоне воспроизводится на индикаторе, то первый смеситель может перегрузиться только сигналами, находящимися внутри или рядом с показываемым спектром. Из-за предельно высокой крутизны АЧХ ЖИГ-фильтра, входные сигналы, находящиеся вне индицируемого спектра, должны располагаться на определенном расстоянии от интересующего диапазона, поэтому они будут существенно срезаны фильтром, и не будут перегружать смеситель (рис. 4.35).

Чтобы осуществить с помощью анализатора измерения электромагнитной совместимости спектра на основе принятых стандартов, которые часто предполагают наличие очень большого числа одновременно существующих спектральных компонент на высоком уровне, анализаторы должны быть оснащены дополнительными узкополосными следящими преселекторами в нижнем частотном диапазоне входных сигналов.

Обработка ПЧ сигнала фильтром разрешения

За первым смесителем следуют каскады обработки аналогового сигнала, такие как усилители ПЧ и каскады преобразования частоты. Эти каскады могут быть перегружены только сигналами, находящимися или внутри или очень близко от индицируемого спектра. Сигналы, находящиеся вне индицируемого спектра, отфильтровываются после первого преобразования частоты соответствующими ПЧ фильтрами, если только расстояние по частоте от интересующего частотного диапазона является достаточно большим (рис. 4.36). Фильтры ПЧ первого и второго каскадов ПЧ обычно исключительно

широкополосные, так что требуемое расстояние по частоте для адекватного ослабления может быть значительным (обычно несколько сотен мегагерц).

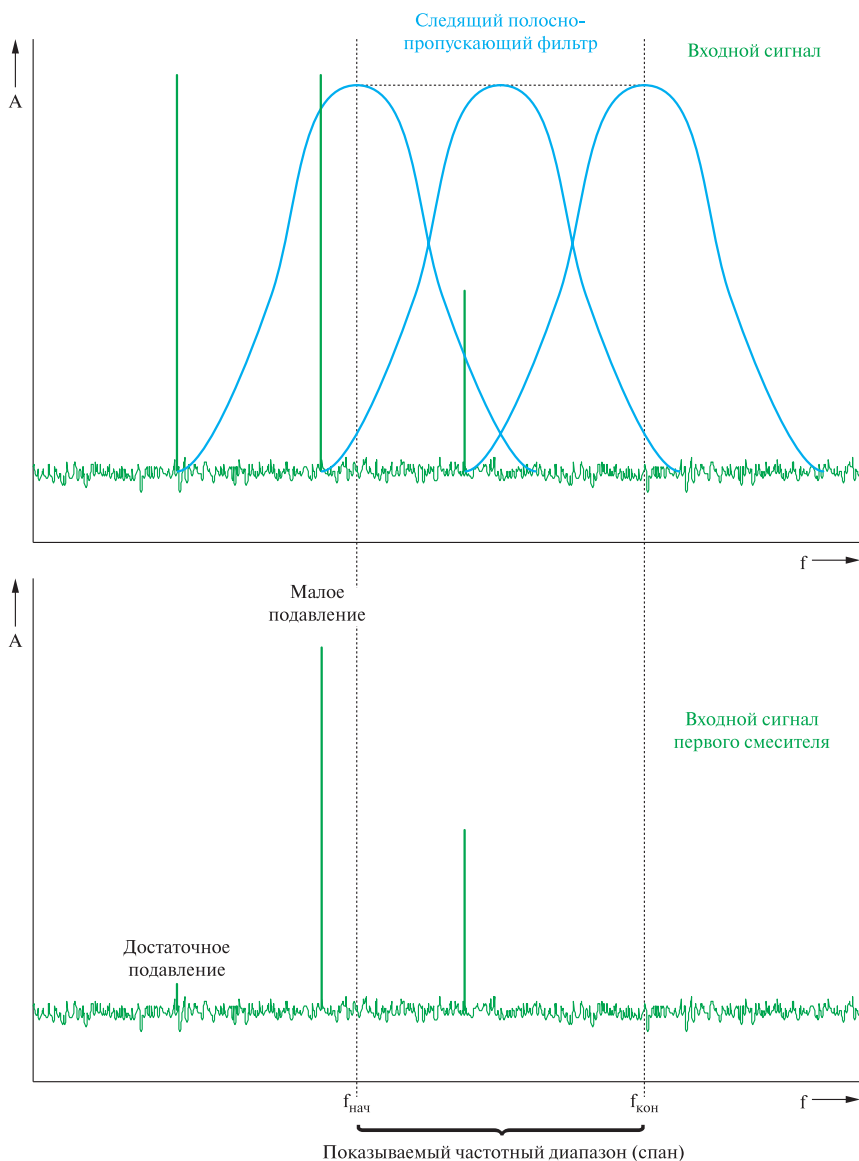


Рис. 4.35. Подавление входных сигналов вне индицируемого диапазона следящими ЖИГ-фильтрами

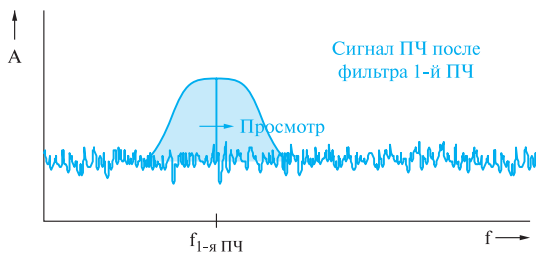
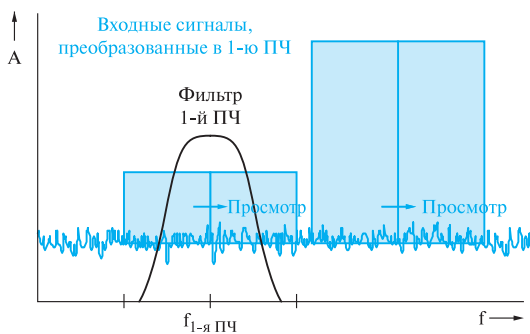
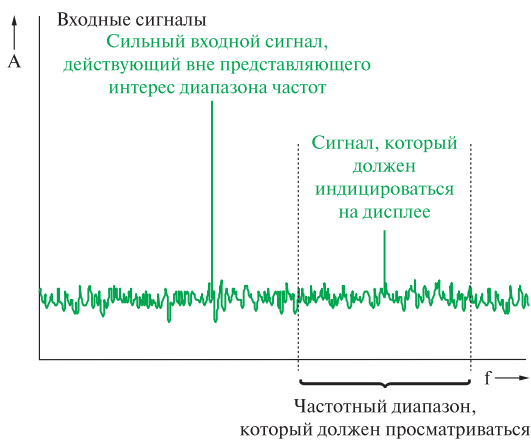
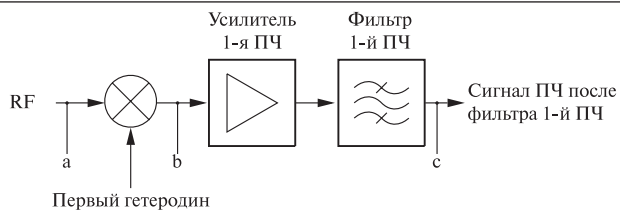


Рис. 4.36. Подавление продуктов смешивания на первой ПЧ с помощью первого ПЧ фильтра

Подобно случаю перегрузки первого смесителя, продукты искажений, вызванных перегрузкой компонентов обработки ПЧ аналогового сигнала, не появляются на индицируемом спектре. Они отфильтровываются соответствующими узкополосными фильтрами разрешения (рис. 4.37).

Описанный здесь анализатор спектра имеет детекторы перегрузки в каскадах 2-й и 3-й ПЧ, поэтому перегрузка аналоговых ПЧ каскадов обработки может индицироваться (44 и 45).

Регулируемый усилитель ПЧ и последующие каскады

Если сигнал превышает опорный уровень показываемого спектра, то регулируемый усилитель ПЧ и последующие каскады обработки сигнала будут перегружены. Отклики этих каскадов зависят от выбранных начальных установок. Обратившись к структурной схеме анализатора спектра, показанной на вкладке в конце книги, можно отметить, что возможны следующие случаи:

• Использование аналоговых ПЧ фильтров

Превышение опорного уровня вызывает перегрузку логарифмического усилителя (при логарифмической шкале уровня индикатора) или перегрузку детектора огибающей (при линейной шкале уровня индикатора).

Невозможно выполнить измерения входного сигнала, чей уровень превышает опорное значение. Однако измерения уровня слабых сигналов, расположенных в непосредственной близости от сильного, не зависят от перегрузки (рис. 4.38). Как показано на структурной схеме, фильтр разрешения выполнен из нескольких индивидуальных звеньев. Секции фильтра, расположенные до регулируемого усилителя ПЧ, осуществляют подавление сильных входных сигналов, выходящих за полосу пропускания. Поэтому на выходе не будет продуктов искажений, которые могли бы повлиять на измеряемый спектр.

• Использование цифровых фильтров ПЧ или БПФ фильтров

Когда используются цифровые ПЧ фильтры или БПФ фильтры, сигнал ПЧ оцифровывается с помощью АЦП. Если в индицируемом спектре уровень сигнала превышает опорный уровень, то АЦП может быть перегружен. В отличие от аналоговых фильтров, здесь вырабатываются продукты смешивания, которые становятся видимыми на фоне отображаемого спектра (рис. 4.39).

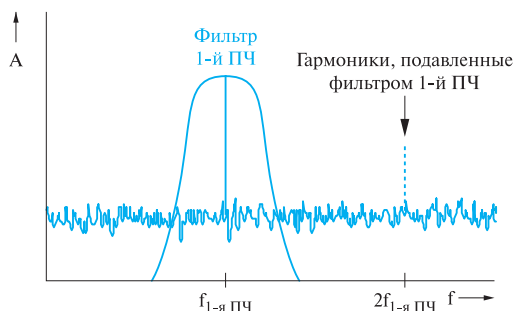
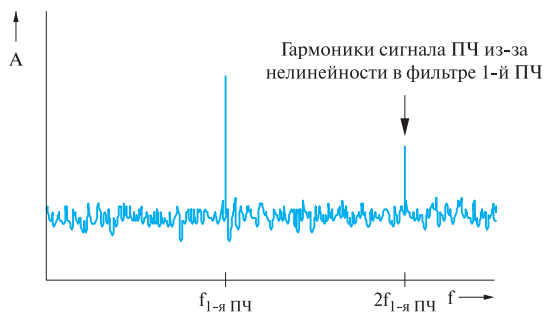
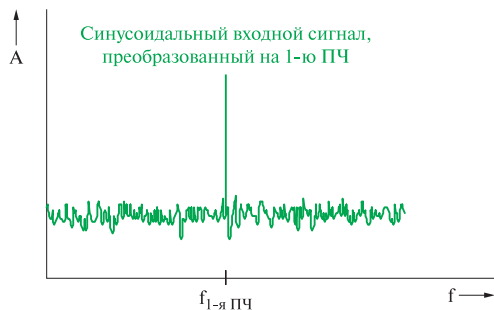
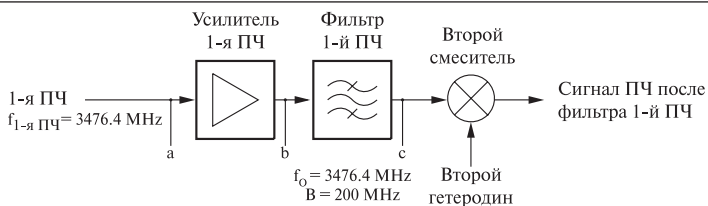


Рис. 4.37. Подавление продуктов искажений
выработанных в компонентах системы обработки аналогового сигнала ПЧ

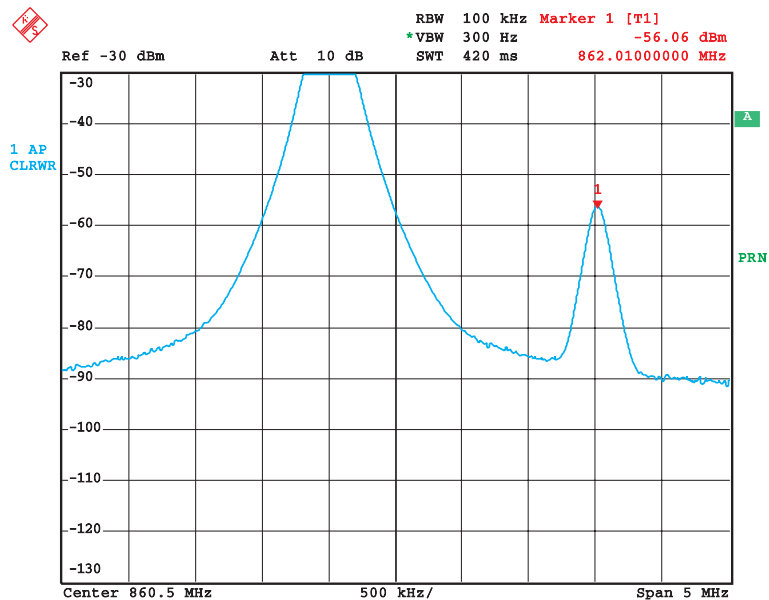
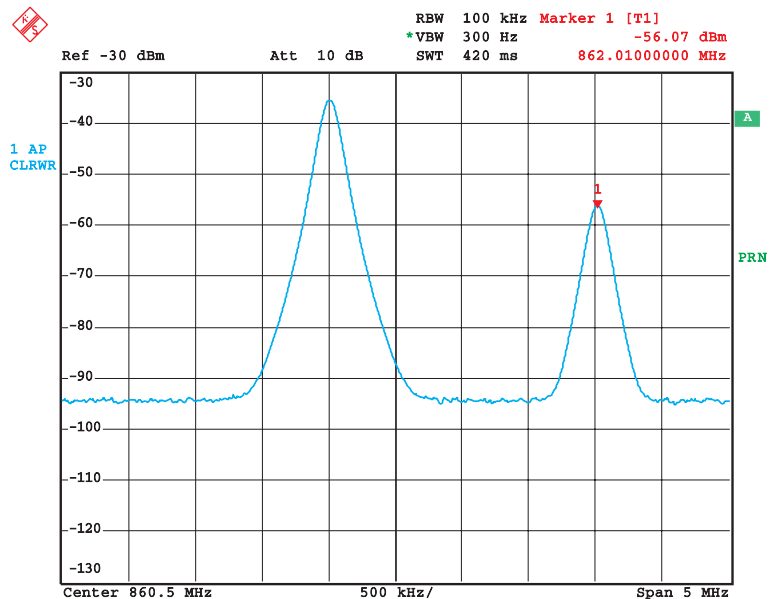


Рис. 4.38. Измерение уровня слабого входного сигнала в присутствии очень сильного сигнала при нормальной величине сигнала (а) и при перегрузке регулируемого усилителя ПЧ (б).
 Перегрузка не оказывает влияния на результаты измерений

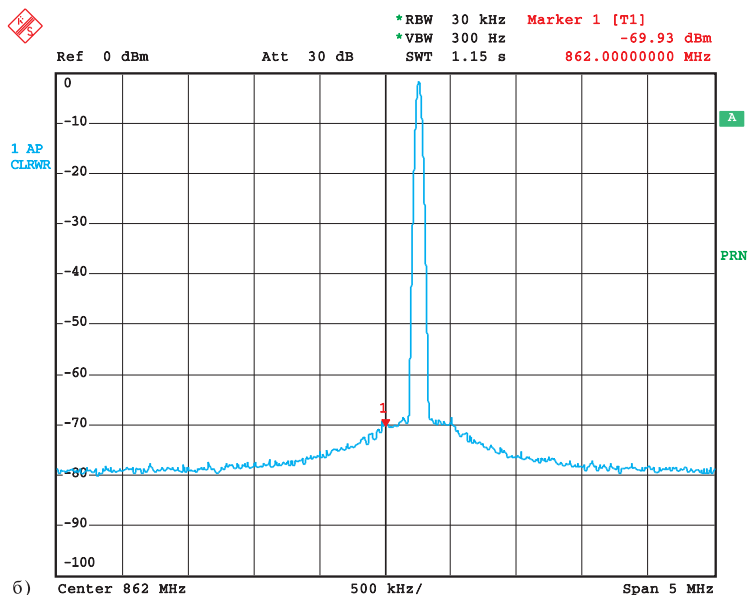
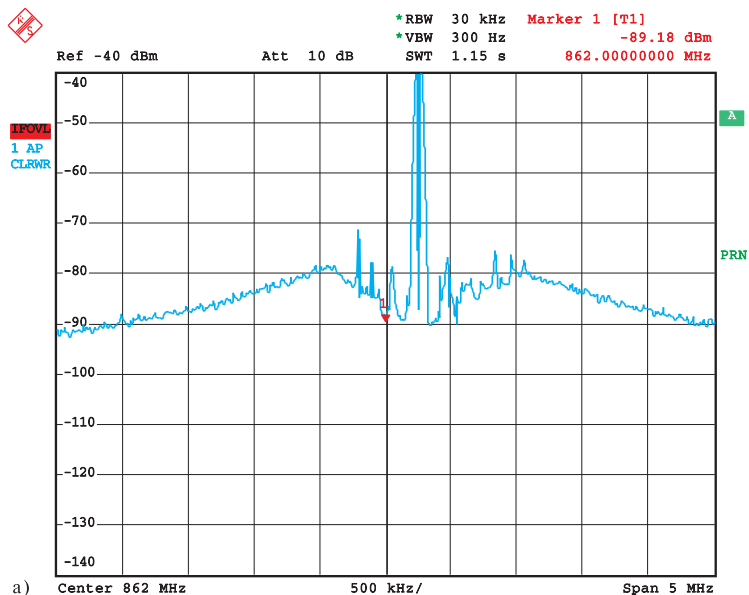


Рис. 4.39. Продукты смешивания из-за перегрузки АЦП при использовании цифровых фильтров ПЧ или БПФ фильтров (а); воспроизводимый спектр в случае правильного измерения (б)

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