

# Основы спектрального анализа

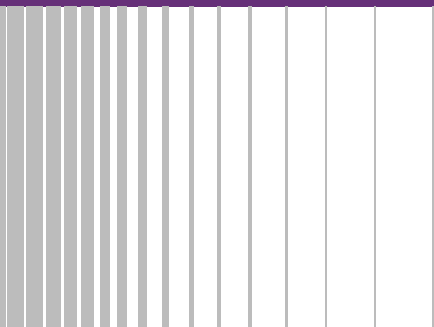
Кристоф Раушер, Фолкер Йанссен, Роланд Минихолд

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

## Глава 3 Структурная схема и органы управления анализатором спектра



**ROHDE & SCHWARZ**



## **СОДЕРЖАНИЕ**

3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ОРГАНЫ УПРАВЛЕНИЯ АНАЛИЗАТОРОМ СПЕКТРА . . .	12
3.1. Фурье анализатор (анализатор типа быстрого преобразования Фурье) . . . . .	12
3.2. Анализаторы, работающие по гетеродинному принципу . . . . .	21
3.3. Главные регулировочные параметры . . . . .	25

### **3. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ОРГАНЫ УПРАВЛЕНИЯ АНАЛИЗАТОРОМ СПЕКТРА**

В зависимости от типа измерений, к анализатору спектра предъявляются различные требования по максимальной частоте входного сигнала. С точки зрения различия возможных структурных схем анализаторов спектра, диапазоны входных частот можно подразделить на следующие:

- АF (звуковой) диапазон  $\leq 1$  МГц;
- RF (радио) диапазон  $\leq 3$  ГГц;
- Микроволновый диапазон  $\leq 40$  ГГц;
- Миллиметровый диапазон – выше 40 ГГц.

Звуковой диапазон до частот примерно 1 МГц перекрывает задачи низкочастотной электроники, а также акустики и механики. Применения радиочастотного диапазона относятся к методам беспроводной связи, таким, как мобильная связь, звуковое и телевизионное вещание. Частотные диапазоны микроволнового и миллиметрового диапазона используются со все возрастающей активностью в широкополосных применениях (например, цифровая направленная радиосвязь).

Различные концепции построения анализаторов могут быть пригодны для тех или иных частотных диапазонов. В последующих разделах детально описаны две основные концепции.

#### **3.1. Фурье анализатор (анализатор типа быстрого преобразования Фурье)**

Как объяснялось в гл. 2, частотный спектр сигнала однозначно определяется зависимостью этого сигнала от времени. Временная и частотная области связаны друг с другом с помощью преобразования Фурье. Поэтому уравнение (2.2) можно использовать для расчета спектра сигнала, записанного во временной области. Для точного расчета частотного спектра входного сигнала потребовался бы бесконечный период наблюдения. Другое предварительное условие для использования уравнения (2.2) заключается в том, что уровень сигнала должен быть известен в любой момент. Результатом этого расчета был бы непрерывный спектр, так что разрешение по частоте было бы неограниченным.

Ясно, что такой точный расчет невозможен на практике. С учетом некоторых предварительных условий спектр, тем не менее, может быть определен с нужной точностью.

На практике, преобразование Фурье осуществляется с помощью систем цифровой обработки сигналов. В связи с этим сигнал, подвергающийся анализу, должен быть подвергнут дискретизации (взятию выборок) с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и квантован по амплитуде. С помощью взятия выборок непрерывный входной сигнал преобразуется в дискретный во времени сигнал, и часть информации о временных отсчетах теряется. Полоса частот входного сигнала должна быть поэтому ограничена, иначе высшие гармоники сигнала вызовут эффект наложения спектров из-за выборок (см. рис. 3.1). В соответствии с законом Шеннона<sup>1</sup> о выборках, частота выборок  $f_s$  должна быть, по крайней мере, вдвое больше по сравнению с шириной полосы частот  $B_{\text{вх}}$  входного сигнала. Это условие принимает вид:

$$f_s \geq 2B_{\text{вх}} \text{ и } f_s = \frac{1}{T_s}, \quad (3.1)$$

где  $f_s$  – частота выборок, Гц;  $B_{\text{вх}}$  – ширина полосы частот входного сигнала, Гц;  $T_s$  – период выборок, с.

Для осуществления выборок сигналов, прошедших через низкочастотный фильтр (называемых низкочастотными сигналами), минимальная частота выборки определяется максимальной частотой сигнала  $f_{\text{вх макс}}$ . Поэтому уравнение (3.1) дает:

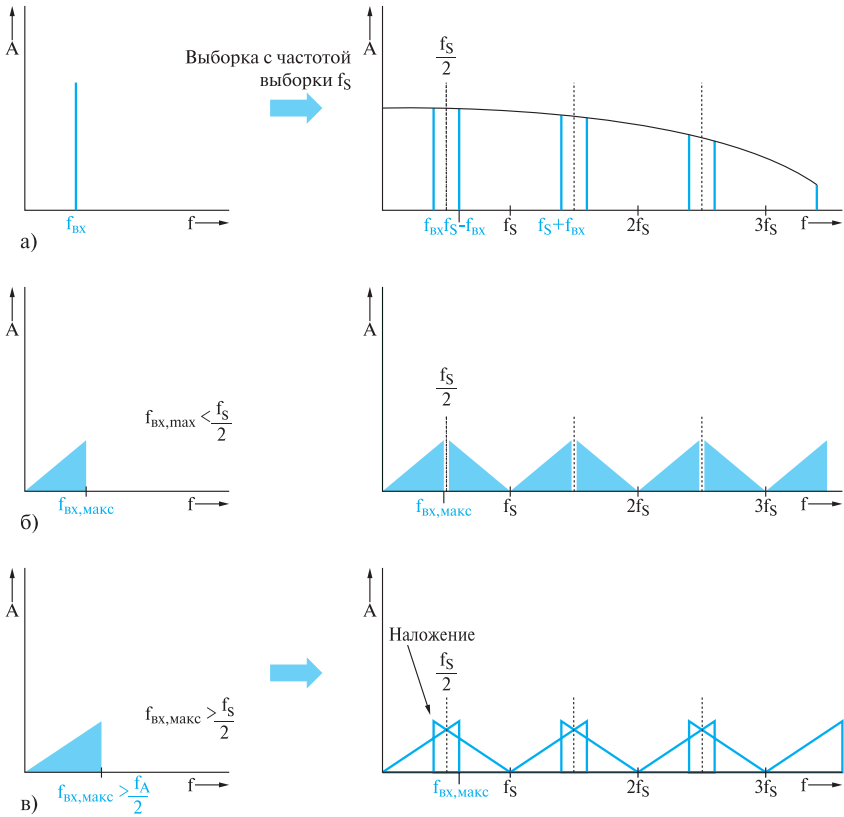
$$f_s \geq 2f_{\text{вх макс}}. \quad (3.2)$$

Если  $f_s \geq 2f_{\text{вх макс}}$ , то может оказаться невозможным восстановить сигнал по данной совокупности выборок из-за неправильных условий взятия выборок. Более того, низкочастотный фильтр с бесконечной крутизной характеристики избирательности потребовал бы ограничений по полосе. Поэтому на практике используются значения скорости выборки, существенно превышающие  $2f_{\text{вх макс}}$ .

Для преобразования Фурье предполагается использовать некоторую часть («усечение») сигнала. Это означает, что для вычислений

---

<sup>1</sup> В отечественной литературе теорема о выборках носит имя В.А. Котельникова, поскольку она была сформулирована и доказана им намного раньше Клода Шеннона (прим. переводчика).



**Рис. 3.1.** Взятие выборок на выходе низкочастотного фильтра со скоростью выборки  $f_s$ : а, б –  $2f_{\text{вх, макс}} \leq f_s/2$   
 в –  $2f_{\text{вх, макс}} \geq f_s/2$ , поэтому возникает неопределенность из-за наложения

используется только ограниченное число  $N$  выборок. Этот процесс называется «оконной обработкой». Входной сигнал (рис. 3.2, а) умножается на специфическую «оконную функцию» перед или после взятия выборок во временной области. В примере, показанном на рис. 3.2, использовано прямоугольное окно. Результат перемножения показан на рис. 3.2, б.

Расчет спектра сигнала на основе выборок сигнала во временной области называется обычно дискретным преобразованием Фурье (ДПФ). Уравнение (2.2) записывается теперь в виде:

$$\underline{X}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \underline{x}(nT_s) \cdot e^{-j2\pi kn/N}. \quad (3.3)$$

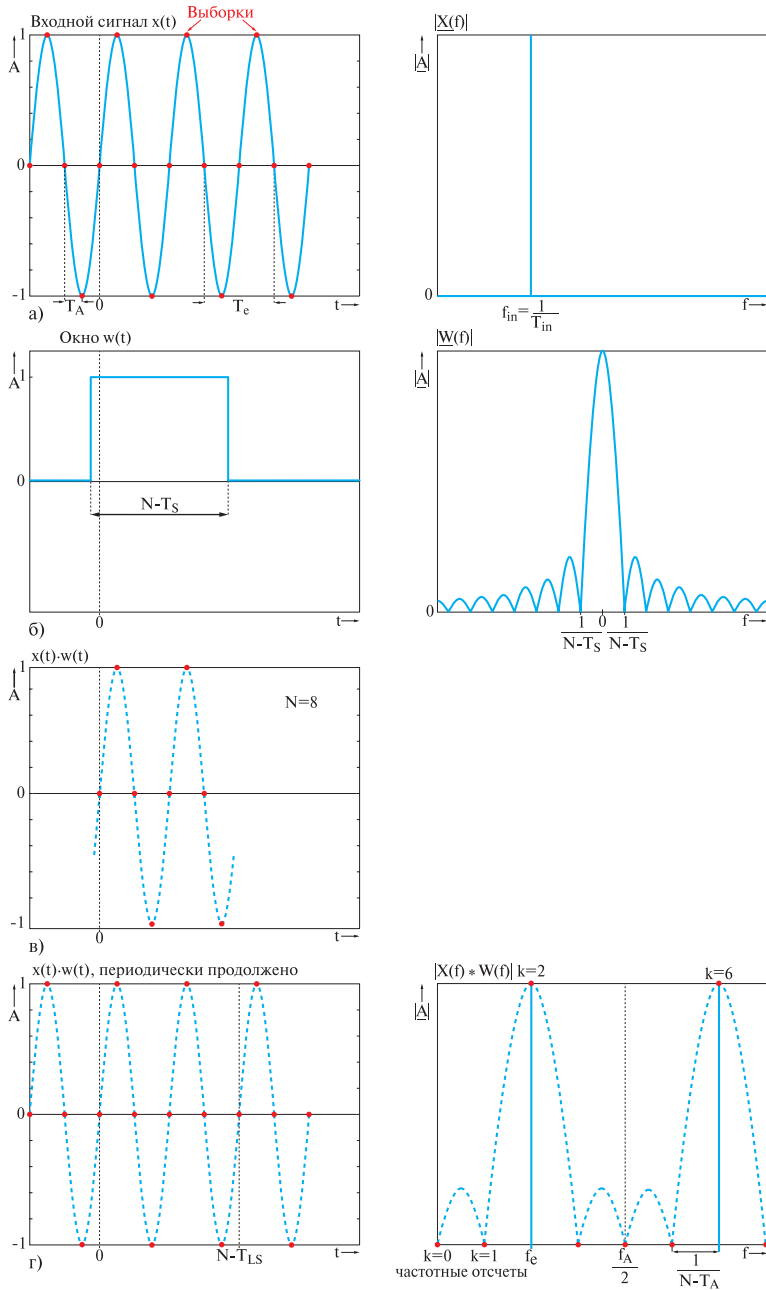


Рис. 3.2. ДПФ при периодическом входном сигнале (время наблюдения равно целому числу периодов входного сигнала)

где  $X(k)$  – значение спектра в точке  $kf_s / N$ ;  $k$  – номер частотного отсчета ( $k = 0, 1, 2, \dots$ );  $n$  – номер временного отсчета;  $x(nT_s)$  – значение выборки в точке  $x(nT_s)$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ );  $N$  – длина ДПФ, т. е. общее число выборок, используемое для расчета преобразования Фурье.

Результатом дискретного преобразования Фурье является дискретный частотный спектр (рис. 3.2, в). Вычисленный спектр состоит из индивидуальных компонент, соответствующих частотам, которые вычисляются так:

$$f(k) = k \frac{f_s}{N} = k \frac{1}{NT}, \quad (3.4)$$

где  $f(k)$  – отсчет частоты, Гц;  $k$  – номер отсчета частоты ( $k = 0, 1, 2, \dots$ );  $n$  – частота выборок, Гц;  $N$  – длина ДПФ.

Можно увидеть, что разрешение [минимальное расстояние между двумя спектральными компонентами входного сигнала, требуемое для того, чтобы эти компоненты проявлялись на двух различных частотах  $f(k)$  и  $f(k) - 1$ ] зависит от времени наблюдения  $NT_s$ . Требуемое время наблюдения увеличивается с ростом требуемого разрешения.

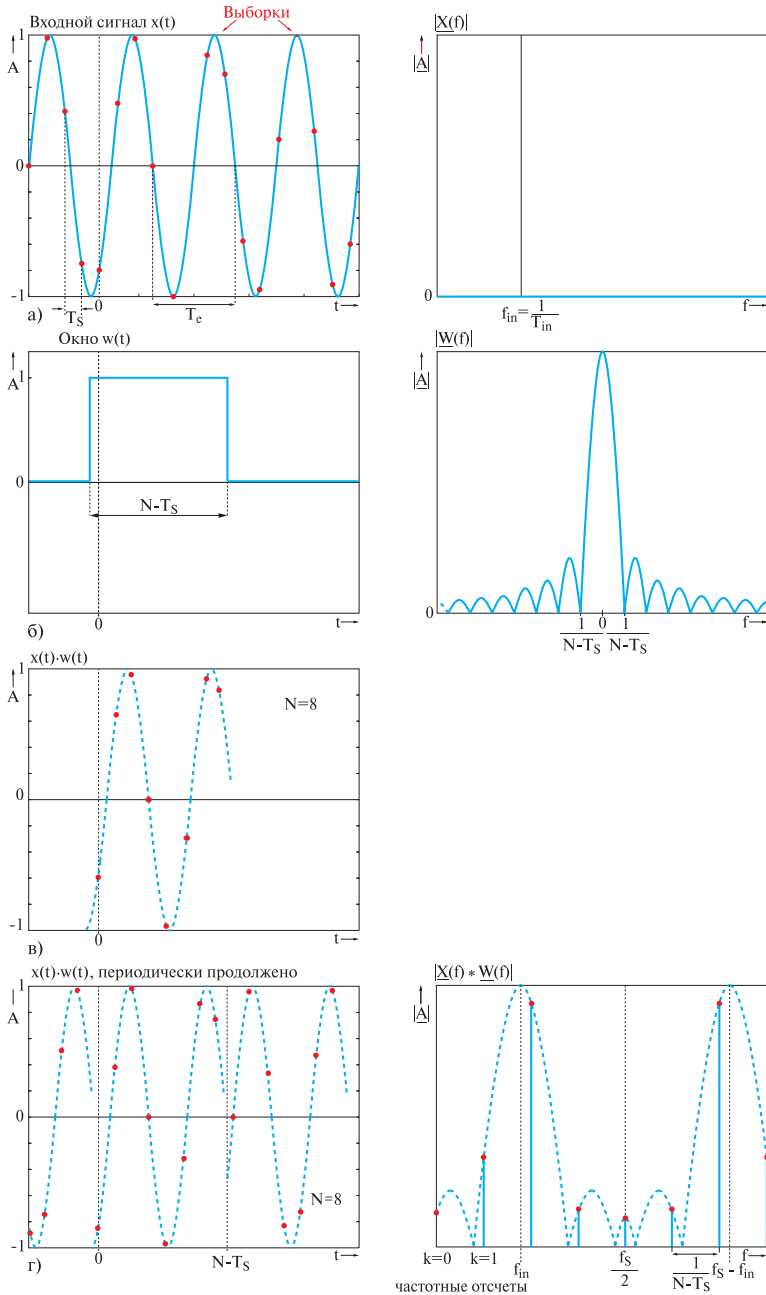
В процессе взятия выборок спектр сигнала становится периодическим с периодом  $f_s$  (см. рис. 3.1). Поэтому на рис. 3.2, в показана компонента дискретного частотного спектра на частоте  $f(k = 6)$ . При анализе частотного диапазона от 0 до  $f_s$  из рис. 3.1, а, становится очевидным, что это – компонента на частоте  $f_s - f_{\text{вх}}$ .

В примере, показанном на рис. 3.2, возможно точное вычисление спектра сигнала. В дискретном частотном спектре имеется отсчет частоты, который точно соответствует частоте сигнала. Для этого должны быть выполнены следующие требования:

- сигнал должен быть периодическим (период  $T_0$ );
- время наблюдения  $NT_s$  должно быть целым числом периода  $T_0$  сигнала.

Эти требования на практике обычно не выполняются, и результат преобразования Фурье отличается от ожидаемого результата. Это отклонение характеризуется расширением спектра сигнала и ошибкой в амплитуде. Оба эффекта описываются ниже.

Перемножение входного сигнала и оконной функции во временной области соответствует операции взятия свертки в частотной области (см. [2.1]). В частотной области величина передаточной функции



**Рис. 3.3.** ДПФ при периодическом входном сигнале (время наблюдения не является целым множителем периода входного сигнала)



прямоугольного окна, используемого на рис. 3.2, приводит к синусоидальной оконной функции:

$$|W(f)| = NT_s \sin(2\pi f NT_s / 2) = NT_s \frac{\sin(2\pi f NT_s / 2)}{2\pi f NT_s / 2}, \quad (3.5)$$

где  $W(f)$  – оконная функция в частотной области;  $NT_s$  – ширина окна.

В дополнение к явно выраженному второму максимуму нули наблюдаются в точках множителей величины  $1 / NT_s$ . За счет взятия свертки с помощью оконной функции результирующий спектр сигнала «размазывается» так, что он становится явно шире. Это называется эффектом «просачивания».

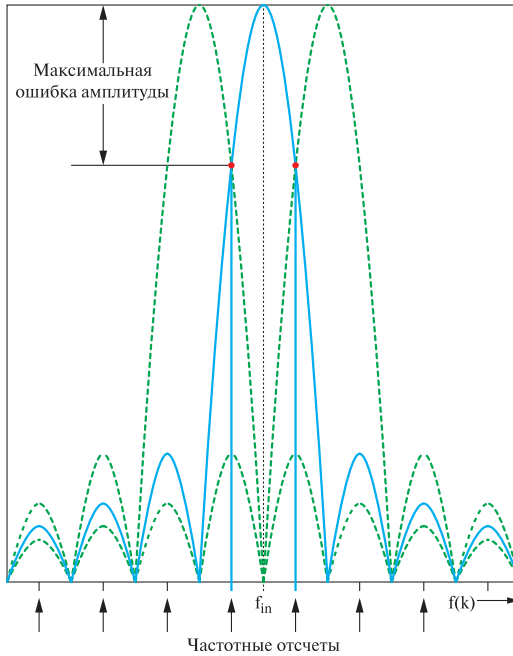
Если входной сигнал является периодическим и время наблюдения  $NT_s$  есть целое число периодов, эффекта просачивания при прямоугольном окне нет, так как частота сигнала и нули соседних частотных зон совпадают (см. рис. 3.2, з).

Если эти условия не удовлетворяются, что обычно встречается в нормальных ситуациях, то нет такого единственного частотного отсчета, который бы соответствовал частоте сигнала. Этот случай показан на рис. 3.3. Рассчитанный с помощью ДПФ спектр явно шире, пока частота действующего сигнала находится между двумя соседними частотными отсчетами и не совпадает с нулями оконной функции для соседних частотных зон.

Как показано на рис. 3.3, з, в этом случае наблюдается также амплитудная ошибка. При постоянном времени наблюдения значение амплитудной ошибки зависит от частоты входного сигнала (см. рис. 3.4). Ошибка имеет максимум, если частота сигнала расположена точно между двумя отсчетами частоты.

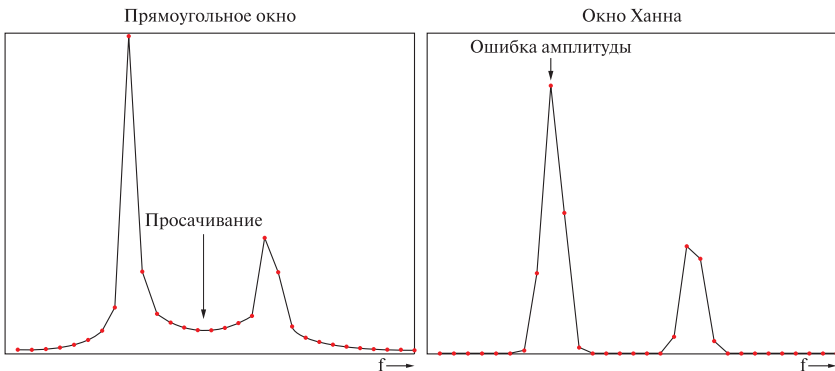
Увеличивая время наблюдения, можно снизить абсолютное уширение спектра и получить более высокое разрешение, но максимально возможная амплитудная ошибка остается неизменной. Однако, используя оптимизированную оконную обработку вместо прямоугольного окна, можно снизить влияние этих двух эффектов. Такие оконные функции обеспечивают меньший второй максимум в частотной области, поэтому эффект просачивания снижается, как показано на рис. 3.5. Подробное описание применения оконной обработки имеется в [3.1] и [3.2].

Для получения высокого уровня точности, требуемого для спектрального анализа, обычно используется окно с плоской верши-



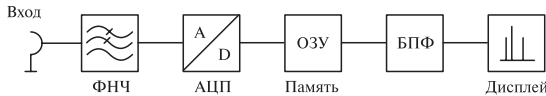
*Рис. 3.4. Ошибка амплитуды, вызванная прямоугольным окном, как функция от частоты сигнала*

ной в частотной области. Максимальная ошибка уровня такой оконной функции является очень малой: примерно 0,05 дБ. Недостатком ее является относительно широкий основной лепесток, который снижает частотное разрешение.



*Рис. 3.5. Эффект просачивания при использовании прямоугольного окна и окна Ханна (моделирование на MatLab)*

Число вычислительных процедур, требуемое для выполнения преобразования Фурье, может быть уменьшено при использовании оптимизированных алгоритмов. Наиболее часто используемым методом является быстрое преобразование Фурье (БПФ). Анализаторы спектра, работающие по этому принципу, называются БПФ анализаторами. Структурная схема такого анализатора показана на рис. 3.6.



*Рис. 3.6. Структурная схема БПФ анализатора*

Для точного соответствия теореме о выборках полоса частот входного сигнала ограничивается аналоговым низкочастотным фильтром (частота среза фильтра  $f_{сф} = f_{вх\ макс}$ ), стоящим *перед* аналого-цифровым преобразователем (АЦП). После осуществления выборок квантованные значения сохраняются в памяти и затем используются для вычисления сигнала в частотной области. В конце концов, прибор показывает частотный спектр сигнала.

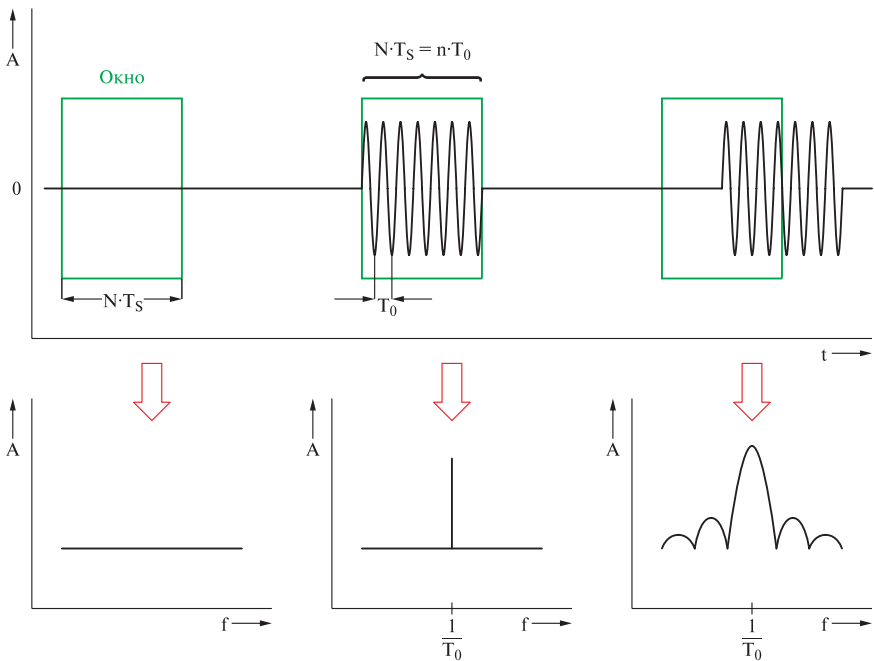
Квантование выборок приводит к возникновению шума квантования, который вызывает ограничение динамического диапазона в районе его нижней границы. Чем больше разрядность (число разрядов) применяемого АЦП, тем ниже оказывается шум квантования.

Из-за ограниченности полосы пропускания доступных АЦП с высокой разрядностью, для БПФ анализаторов приходится искать компромисс между динамическим диапазоном и максимальной частотой входного сигнала. В настоящее время широкий динамический диапазон в районе 100 дБ для БПФ анализаторов может быть достигнут только для низкочастотных применений вплоть до 100 кГц. Более широкие полосы неизбежно приводят к снижению динамического диапазона.

В противовес другим построениям анализаторов, фазовая информация не теряется в процессе комплексного преобразования Фурье. Поэтому БПФ анализаторы способны определить комплексный спектр, т. е. его амплитуду и фазу. Если к тому же блоки анализатора обладают высокой вычислительной скоростью, то они позволяют даже проводить анализ в реальном масштабе времени.

БПФ анализаторы неудобны для анализа импульсных сигналов (см. рис. 3.7). Результат БПФ зависит от выбранного участка времен-

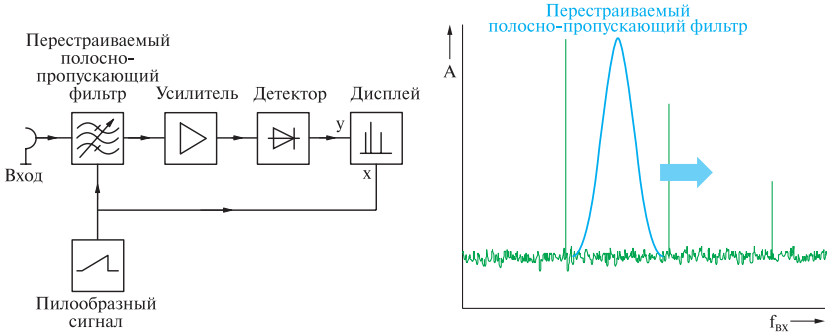
ной функции. Поэтому для корректного анализа необходимо знать некоторые свойства анализируемого сигнала, необходимые для задания границ интервала измерения.



*Рис. 3.7. БПФ импульсных сигналов  
(результат зависит от времени измерения)*

### 3.2. Анализаторы, работающие по гетеродинному принципу

Из-за ограничений на полосу пропускания доступных АЦП, БПФ анализаторы удобны только для анализа низкочастотных сигналов. Для анализа спектра высокочастотных сигналов в микроволновом и миллиметровом диапазонах, используются анализаторы с преобразованием частоты входного сигнала. В этом случае спектр входного сигнала не вычисляется по отсчетам временной реализации, а определяется непосредственно с помощью анализа в частотной области. Для такого анализа необходимо разбить входной спектр на индивидуальные спектральные компоненты, находящиеся в исходном сигнале. Для этой цели, как показано на рис. 3.8, можно использовать перестраиваемый полосовой фильтр.

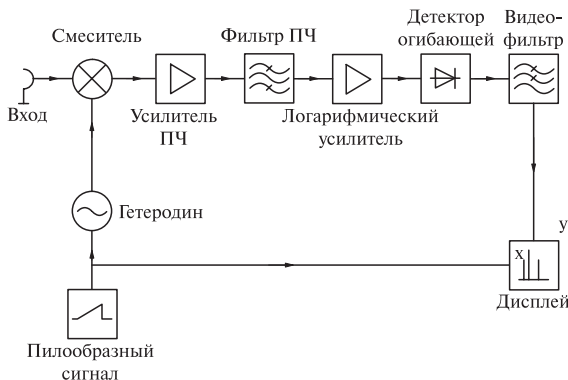


**Рис. 3.8.** Структурная схема анализатора спектра с перестраиваемым полосовым фильтром

Полоса пропускания фильтра соответствует полосе разрешения частот (RBW) анализатора. Чем меньше полоса разрешения, тем выше спектральное разрешение анализатора.

Однако узкополосные фильтры входных сигналов современных анализаторов спектра, перестраиваемые в частотном диапазоне, трудно осуществить технически. Более того, перестраиваемые фильтры имеют постоянную полосу пропускания, нормированную относительно центральной частоты. Поэтому абсолютное значение полосы пропускания растет с увеличением центральной частоты. В связи с этим это решение не подходит для спектрального анализа.

Поэтому анализаторы спектра для диапазонов высоких входных частот обычно работают по принципу обычных супергетеродинных приемников. Структурная схема такого приемника показана на рис. 3.9.



**Рис. 3.9.** Структурная схема анализаторов спектра, работающих по супергетеродинному принципу

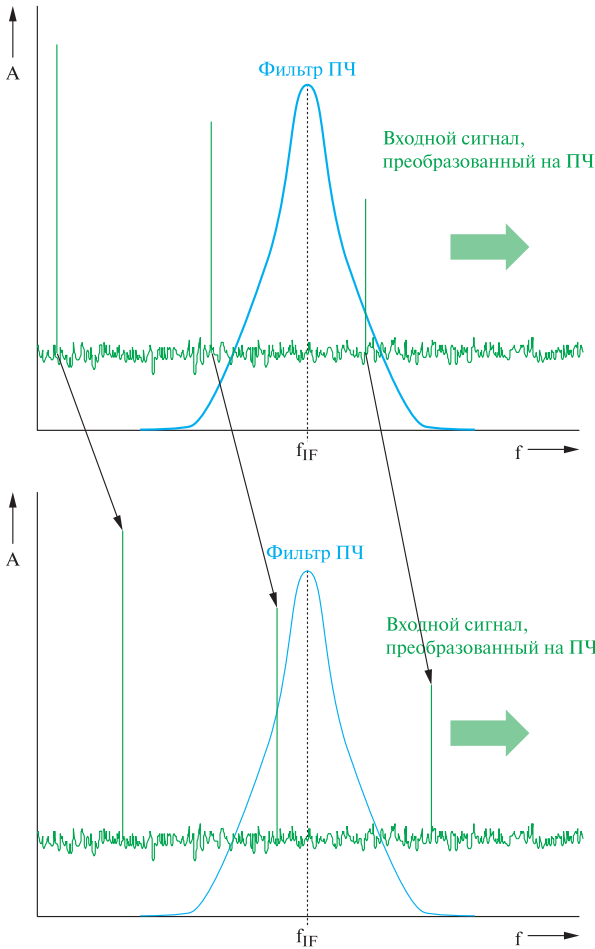
Супергетеродинный приемник преобразует входной принимаемый сигнал с помощью смесителя и местного гетеродина (ЛО) в сигнал промежуточной частоты (ПЧ). Если местный гетеродин перестраивается (при условии, что это технически осуществимо), то полный частотный диапазон входного сигнала может быть преобразован (перенесен) на постоянную промежуточную частоту изменением частоты гетеродина. Разрешение анализатора затем обеспечивается фильтром ПЧ с фиксированной центральной частотой.

В отличие от концепции, описанной выше, когда фильтр, обеспечивающий требуемое разрешение, будучи динамическим компонентом, перестраивается по частоте в диапазоне действия спектра входного сигнала, то теперь наоборот: входной сигнал перестраивается по частоте, проходя затем через фильтр с фиксированной частотной характеристикой.

Преобразованный сигнал сначала усиливается до того, как он подается на фильтр ПЧ, который и определяет полосу разрешения анализатора. Фильтр ПЧ имеет постоянную центральную частоту, благодаря чему удается устранить все проблемы, связанные с перестраиваемыми фильтрами.

Для того чтобы обеспечить возможность сигналам с широким диапазоном уровней воспроизводиться одновременно на экране анализатора, сигнал ПЧ сжимается (компрессируется) по уровню с помощью логарифмического усилителя и далее определяется огибающая сигнала. Результирующий выходной сигнал называется «видеосигналом». Этот сигнал может быть усреднен с помощью регулируемого низкочастотного фильтра, называемого «видеофильтром». Таким образом, сигнал очищается от шумов и сглаживается для удобной индикации на экране. Видеосигнал подается на вход вертикального отклонения электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) анализатора. Поскольку видеосигнал на экране анализатора должен воспроизводиться в функции от частоты, для горизонтальной развертки луча ЭЛТ используется тот же самый пилообразный сигнал, что и для перестройки по частоте местного гетеродина. Обе частоты: гетеродина и ПЧ – известны. Таким образом, положение по частоте входного сигнала может прямо наблюдаться на спектральной картинке на экране анализатора.

В современных анализаторах спектра практически все процессы управляются одним или несколькими микропроцессорами, предоставляя огромное количество новых функциональных возможностей, которые ранее были недоступны. Одна из таких возможностей – это



*Рис. 3.10. Прохождение («свитирование») сигнала через фильтр разрешения в супергетеродинном приемнике*

дистанционное управление анализатором спектра через интерфейсы, скажем, по шине IEEE.

Современные анализаторы используют быстрые системы цифровой обработки сигналов, где входной сигнал подвергается выборке на подходящем интервале времени с помощью АЦП, и далее обрабатывается цифровым сигнальным процессором. Высокие скорости работы, обеспечиваемые в современных модулях выборки и модулях цифровой обработки, еще более улучшают обработку сигнала на всем пути его прохождения. Ранее видеосигнал оцифровывался после прохождения

через аналоговый детектор выделения огибающей и видеофильтр, в то время как сейчас в современных анализаторах спектра сигнал часто оцифровывается после последнего каскада усилителя ПЧ. Огибающая сигнала ПЧ определяется непосредственно из его выборок.

Соответственно, первый гетеродин больше не перестраивается с помощью аналогового пилообразного сигнала, как в прежних супергетеродинных приемниках. Вместо этого, гетеродин захватывается опорным сигналом через систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и перестраивается путем изменения коэффициентов деления частоты. Выигрыш от использования техники ФАПЧ связан с существенно более высокой точностью установки частоты, по сравнению с достигаемой с помощью аналоговой перестройки.

Вместо устаревших ЭЛТ можно использовать современный светодиодный дисплей, что приводит к более компактным конструкциям.

### 3.3. Главные регулировочные параметры

Анализаторы спектра обычно обеспечивают элементарную регулировку следующих важнейших параметров (рис. 3.11):

- **Диапазон индицируемых частот.**

Диапазон частот, показываемый на экране анализатора, может устанавливаться путем регулировки начальной и конечной частоты (т. е. минимальной и максимальной частоты, подлежащих индикации на экране анализатора), или центральной частоты и размаха, отсчитываемого в обе стороны от центральной частоты. Последний установочный режим показан на рис. 3.11. Современные анализаторы спектра имеют возможность установки обоих этих режимов.

- **Диапазон индицируемых уровней.**

Этот диапазон устанавливается с помощью максимального индицируемого уровня (опорного уровня) и размаха уровней. В примере, показанном на рис. 3.11, опорный уровень равен 0 дБм (уровень в децибелах от милливатта) и размах равен 100 дБ. Как будет описано далее, коэффициент ослабления входного РЧ аттенюатора также влияет на эту регулировку.

- **Разрешение по частоте.**

Для анализаторов, работающих по гетеродинному принципу, разрешение по частоте регулируется полосой пропускания ПЧ фи-



льтра. Поэтому разрешение по частоте часто называют полосой разрешения.

- **Время развертки** (только для анализаторов, работающих по гетеродинному принципу).

Время, требуемое для определения и записи в память интересующего пользователя полного частотного спектра, трактуется как время развертки.

Некоторые из этих параметров зависят друг от друга. Очень малые полосы разрешения, например, приводят к относительно длительному времени развертки. Точные соотношения описаны в деталях в разд. 4.6.

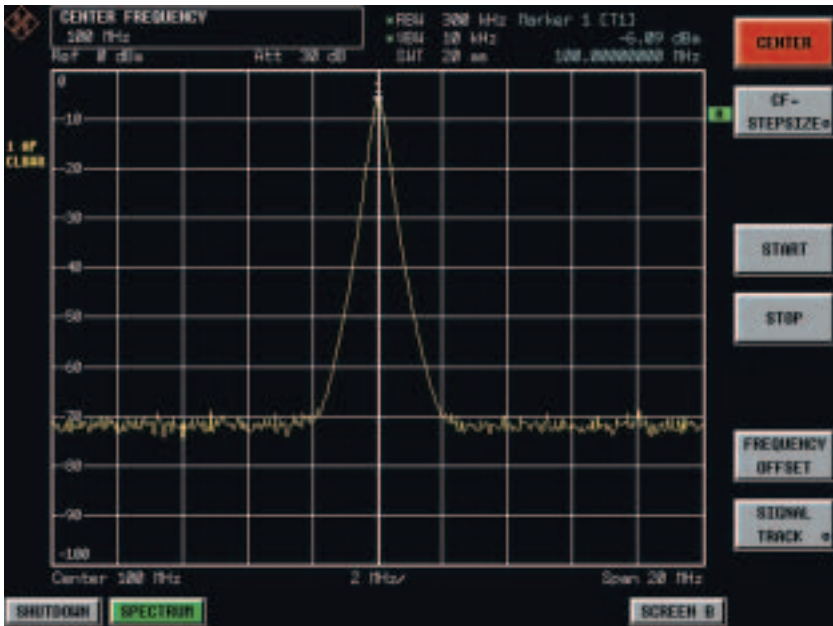


Рис. 3.11. Изображение измеренного спектра на экране

# 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 обратитесь  
в Представительство **ROHDE & 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](http://www.rohde-schwarz.com/ru)**