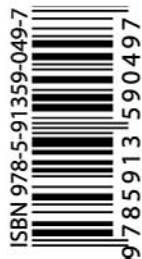
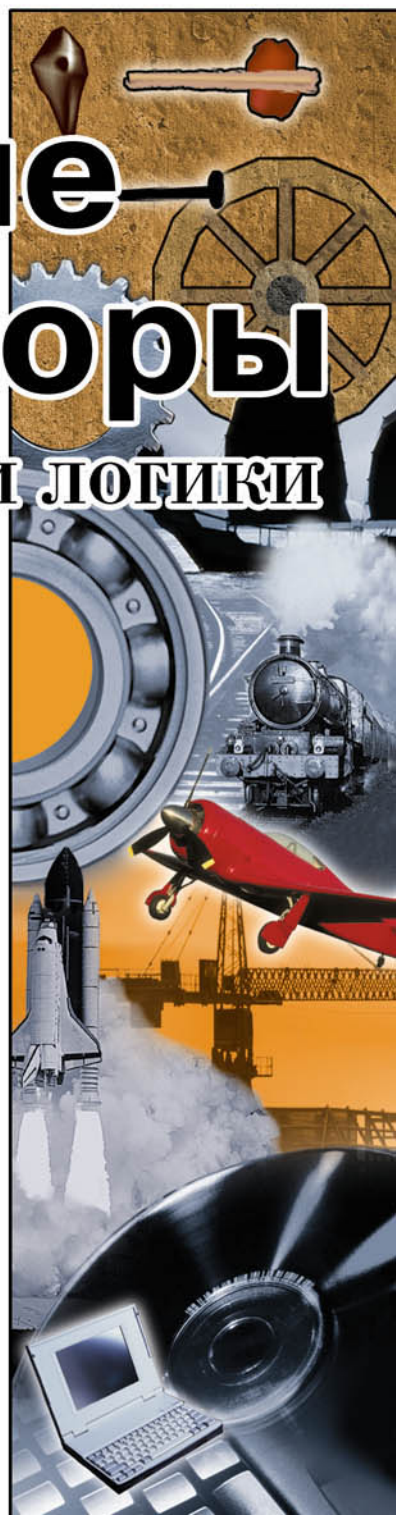


Афонский А. А., Дьяконов В. П.

# Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики



Новый ручной анализатор  
спектра Agilent N9340B



- Первая книга в России
- Стационарные приборы
- Переносные приборы
- Приставки к ПК
- Полный обзор приборов
- Примеры реальной работы

УДК 681.3  
ББК 32.973.26-018.2  
А 94

А. А. Афонский, В. П. Дьяконов

**А94 Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики.** Серия «Библиотека инженера». — М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. — 248 с.: ил.

Под ред. проф. В. П. Дьяконова

ISBN 978-5-91359-049-7

Впервые в отечественной литературе дается описание цифровых анализаторов спектра, сигналов (в том числе близких к монохромным и телекоммуникационных), цепей и логических состояний цифровых устройств. Особое внимание уделено анализаторам спектров и сигналов реального времени. Описаны как стационарные, так и переносные приборы с питанием от аккумуляторных батарей, а также приборы-приставки к персональному компьютеру. Книга содержит наиболее полный обзор приборов этих классов на российском рынке. Приведены многочисленные примеры реальной работы с приборами. Для инженеров, научных работников, преподавателей аспирантов и студентов вузов и университетов технического профиля.

Сайт издательства «СОЛОН-ПРЕСС»: [www.solon-press.ru](http://www.solon-press.ru)  
E-mail: [avtor@coba.ru](mailto:avtor@coba.ru)

### КНИГА — ПОЧТОЙ

Книги издательства «СОЛОН-ПРЕСС» можно заказать наложенным платежом (оплата при получении) по фиксированной цене. Заказ оформляется одним из трех способов:

1. Послать открытку или письмо по адресу: 123001, Москва, а/я 82.
2. Оформить заказ можно на сайте [www.solon-press.ru](http://www.solon-press.ru) в разделе «Книга — почтой».
3. Заказать по тел. (495) 254-44-10, (499) 252-36-96.

**Бесплатно** высылается каталог издательства по почте. Для этого присылайте конверт с маркой по адресу, указанному в п. 1.

При оформлении заказа следует правильно и полностью указать адрес, по которому должны быть высланы книги, а также фамилию, имя и отчество получателя. Желательно указать дополнительно свой телефон и адрес электронной почты.

Через Интернет вы можете в любое время получить свежий каталог издательства «СОЛОН-ПРЕСС», считав его с адреса [www.solon-press.ru/kat.doc](http://www.solon-press.ru/kat.doc).

**Интернет-магазин** размещен на сайте [www.solon-press.ru](http://www.solon-press.ru).

По вопросам приобретения обращаться:  
**ООО «АЛЬЯНС-КНИГА КТК»**  
Тел: (495) 258-91-94, 258-91-95, [www.aliants-kniga.ru](http://www.aliants-kniga.ru)

ISBN 978-5-91359-049-7

© Макет и обложка «СОЛОН-ПРЕСС», 2010  
© А. А. Афонский, В. П. Дьяконов, 2010

# Глава 1. Обычные анализаторы спектра

## 1.1. Теоретическая прамбула

### 1.1.1. Значение анализа спектров

После теоретического и экспериментального открытия радиоволн Максвеллом и Герцем начался процесс их полезного применения. Первый радиоприемник А. Попова, радиоиндустрия Маркони, радиовещание, радиолокация, телевидение, спутниковая связь и навигация и т. д. стали вехами развития радиотехники, радиоэлектроники и вычислительной техники. Исторически сложилось частотное разделение источников электромагнитных волн, основанное на спектральном представлении сигналов. Во многом этому способствовало применение амплитудной модуляции (АМ), а позже частотной модуляции (ЧМ), имеющих простой и наглядный спектр [4].

Ныне эфир просто переполнен радиосигналами с самыми различными видами модуляции: амплитудной с одной боковой полосой частот, фазовой, кодо-импульсной и др. Интенсивно внедряются системы с цифровой модуляцией [5, 6]. Эти виды модуляции имеют сложные спектры, нередко изменяющиеся во времени. Это требует непрерывного контроля спектров источников сигналов и радиопередатчиков, все больше хаотичных и сложных. Интенсивно развиваются системы связи со сверхширокополосными и шумоподобными сигналами со сложным широкополосным спектром и системы с быстрым изменением несущих частот.

Последние десятилетия наблюдается интенсивный процесс освоения СВЧ-диапазонов волн — с частотами до единиц и десятков ГГц. Они используются как в бытовых устройствах (например, в СВЧ-печах), так и устройствах специального и военного назначения. Достаточно отметить УКВ-радиовещание, радиолокацию, радиомаяки, системы посадки самолетов, обычное, спутниковое и кабельное телевидение, спутниковую и сотовую связь, WiFi, WiMAX и Bluetooth беспроводные устройства и сети, системы глобального позиционирования GPS, прослушивающие устройства (жучки) и устройства их подавления и т. д. и т. п. Резко возросло число видов модуляции СВЧ-излучения, имеющих сложный и динамически изменяющийся спектр.

Для контроля за состоянием эфира, обнаружения источников излучения, оценки текущего их состояния, анализа сигналов (в том числе многочастотных и широкополосных) необходимы анализаторы спектра. До сих пор эти сложные и дорогие приборы не были приспособлены для исследования нестационарных сигналов, наблюдения за ними в реальном масштабе времени и поиска различных особенностей и аномалий в спектрах сигналов. Ныне эти возможности дают новейшие анализаторы спектров реального времени, созданные и выпущенные на рынок корпорацией Tektronix. Этот аналитический обзор знакомит читателя с основами спектрального анализа и с практической работой с новыми приборами.

### 1.1.2. Синусоидальные колебания и сигналы

*Колебания* (осцилляции) широко распространены в природе. Звучание камертона и струны, свист человека — все это примеры достаточно простых колебаний, близких к синусоидальным. Мы слышим звуки от таких колебаний, но не имеем ни малейшего представления о том, какую форму имеют эти колебания. Лишь с

помощью механических осциллографов более сотни лет тому назад была установлена форма этих колебаний — она оказалась синусоидальной (см. рис. 1.1). Впрочем, математики давно установили, что такую форму имеют низкочастотные, так называемые свободные, механические колебания, например, механического маятника, качелей или моста, после их возбуждения. Это очень немногие виды колебаний, которые мы иногда можем увидеть и оценить.

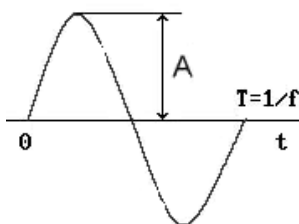


Рис. 1.1. Период синусоидального колебания (сигнала)

Синусоидальные колебания  $y(t)$  в общем случае описываются следующей зависимостью:

$$y(t) = A \cdot \sin(2\pi ft + \varphi) \quad (1.1)$$

где  $A$  — амплитуда (для тока в амперах, для напряжения в вольтах и т. д.),  $f$  — частота (в герцах, 1 Гц это одно полное колебание в секунду) и  $\varphi$  — фаза (в радианах). Период синусоидальных колебаний (один их полный цикл)  $T=1/f$ . Синусоидальные колебания циклически повторяются. Частота синусоидальных колебаний это число циклов в единицу времени. Для звуковых колебаний амплитуда определяет громкость звука, частота его тон, а вот фазу чистого синусоидального колебания ухо не воспринимает.

Нередко используется и понятие *круговой частоты*  $\omega = 2\pi f$ , тогда синусоидальное колебание (1.1) записывается в виде:

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi). \quad (1.2)$$

Синусоидальное колебание (1.2) имеет огромное значение в науке и технике. В отличие от постоянных величин, например, постоянного напряжения или тока, синусоидальное колебание описывает простейшие режимы работы динамических систем.

Однако, отмечая важность и простоту синусоидального сигнала, мы должны отметить его основные свойства:

- синусоидальный сигнал является стационарным, поскольку все его параметры ( $A$ ,  $\omega$  или  $f$  и  $\varphi$ ) постоянны во времени;
- синусоидальный сигнал является периодическим, т. е.  $y(t) = y(t + T)$ ;
- он определен на интервале времени от  $-\infty$  до  $+\infty$ , т. е. в сущности является теоретической абстракцией;
- сигнал является плавно изменяющейся функцией, не имеет разрывов ни нулевой, ни первой и ни какой-либо высшей производной, и поэтому при любом конечном наборе синусоидальных сигналов невозможно воспроизведение разрывов.

### 1.1.3. Понятие о спектральном синтезе сложных сигналов

Роль синусоидальных сигналов многократно возрастает, если учесть, что сложные сигналы практически любой реальной формы могут быть представлены набором синусоидальных колебаний — гармоник с кратными основной частоте (первой гармоники) частотами. При этом такой набор (спектр) образует сложные колебания, например звуки музыки или человеческой речи. Простые колебания именуют гармоническими, поскольку они, несмотря на свой колебательный характер, находятся как бы в гармонии с окружающей средой — их форма и параметры (амплитуда, частота и фаза) неизменны во времени.

Эту возможность, вначале на примере задач теплопроводности, теоретически обосновал гениальный французский математик Жан Батист Жозеф Фурье (1768—1830 гг.). С помощью современных систем компьютерной математики [7, 8] можно дать весьма наглядную трактовку гениальному мышлению Фурье. Возьмем для примера широко распространенные в технике осциллографии сигналы — прямоугольные и пилообразные импульсы. Первые применяются для контроля временных параметров осциллографов и различных технических устройств, вторые (что показано ниже) для создания развертки осциллографов. Оба сигнала содержат скачки. Можно ли получить хотя бы приближение таких сигналов с помощью сумм их синусоидальных составляющих? Ответ оказывается положительный и иллюстрируется рис. 1.2 и 1.3, где даны примеры синтеза этих сигналов.

Кривые на рис. 1.2 получены суммированием 1, 3 и 21 синусоид с частотами, кратными частоте сигнала, и амплитудой, убывающей обратно пропорциональной номеру частотной составляющей — гармонике. При синтезе данного сигнала используются только нечетные гармоники.

Нетрудно заметить, что, чем больше гармоник используется, тем ближе форма синтезированного сигнала к идеальной прямоугольной форме меандра — сигнала прямоугольной формы с равной длительностью полупериодов и равной амплитудой положительной и отрицательной полуволн. Если суммируются все гармоники (как четные, так и нечетные), то форма синтезируемого сигнала оказывается близкой к пилообразной — рис. 1.3 (здесь показаны 1, 5 и 15 гармоник). Впрочем, сами скачки по времени стремятся к нулю только при бесконечном числе гармоник, что на практике не реализуется.

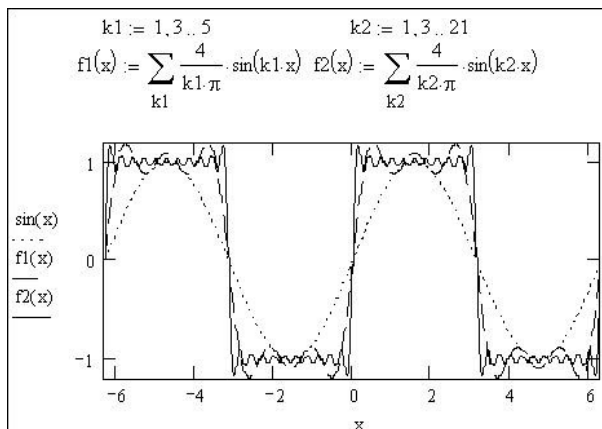


Рис. 1.2. Пример гармонического синтеза прямоугольных импульсов — меандра

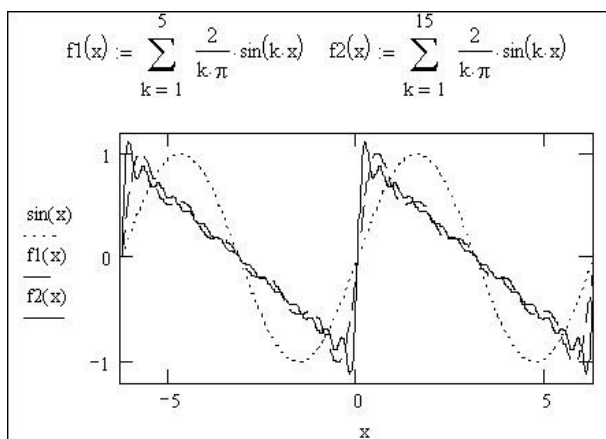


Рис. 1.3. Пример гармонического синтеза пилообразных импульсов

Для получения импульсных сигналов применяются *импульсные генераторы*. Существуют и синтезаторы импульсных и даже произвольных периодических сигналов на основе фурье-синтеза, но это очень дорогие и редкие приборы. Все они без осциллографа были бы бессмысленны.

#### 1.1.4. Ряды Фурье

Теперь опишем ряд Фурье более детально. Еще в 1807 г. Фурье теоретически обосновал возможность гармонического синтеза произвольных периодических зависимостей, удовлетворяющих *условиям Дирихле* на промежутке  $(-\pi, \pi)$ . Ряд для представления таких зависимостей [3, 4]

$$y(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \sin(kx) + b_k \cos(kx)) \quad (1.3)$$

получил название ряда Фурье. Коэффициенты ряда (1.3) находятся по формулам Эйлера—Фурье:

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} y(x) \cos(kx) dx \quad (1.4)$$

и

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} y(x) \sin(kx) dx. \quad (1.5)$$

Важными сферами применения рядов Фурье стали радиотехнические устройства и системы. В них периодические сигналы обычно представляют как функции времени  $y(t)$  на отрезке  $[0, T]$  или  $[-T/2, T/2]$  с периодом  $T=1/f_1$ , где  $f_1$  — частота первой гармоники периодического сигнала. В этом случае ряд Фурье, после несложных преобразований, записывается в виде:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(2\pi k f_1 t) + b_k \sin(2\pi k f_1 t)), \quad (1.6)$$

где

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos(2\pi k f_1 t) dt \quad (1.7)$$

и

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin(2\pi k f_1 t) dt. \quad (1.8)$$

В этом случае коэффициенты  $a_k$  (1.7) и  $b_k$  (1.8) ряда (1.6) описывают косинусную и синусную составляющие  $k$ -й гармоники сигнала с периодом  $T$  и частотой  $f_1=1/T$ . Часто используется иная форма ряда Фурье, упрощающая его вычисления:

$$y(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^N M_k \cos(2\pi k f_1 t + \varphi_k), \quad (1.9)$$

Здесь амплитуды гармоник  $M_k$  и их фазы  $\varphi_k$  определяются выражениями:

$$M_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (1.10)$$

и

$$\varphi_k = -\arctan(b_k/a_k). \quad (1.11)$$

### 1.1.5. Спектральный анализ и синтез

Разложение функции на гармонические составляющие, то есть вычисление коэффициентов Фурье, принято называть *спектральным анализом*. А воссоздание функции, представленной рядом Фурье, называют *спектральным синтезом*. Гармонике периодической функции или сигнала с  $k=1$  называют основной или *первой гармоникой* сигнала. Она задает его частоту повторения  $f_1$ . Остальные гармоники называют *высшими*, их частоты равны  $f_k=kf_1$ , где  $k=2,3,4,\dots$ . Член  $a_0/2$  это постоянная составляющая сигнала ее можно трактовать как нулевую гармонику. Таким образом, спектр периодических сигналов, представимых рядом Фурье, *дискретный* — он содержит набор фиксированных частот  $f_k$ , где  $k=1,2,3,\dots$ . Ясно, что такой ряд лишь одно из достаточно простых и возможных разложений  $y(t)$  по ортогональному тригонометрическому базису.

Как видно из (1.9), сложные периодические сигналы могут содержать множество (теоретически бесконечное число) гармонических составляющих с разной амплитудой (1.10) и фазой (1.11). С помощью ряда Фурье мы можем установить, сколько гармоник сигнала нужно для представления сложного сигнала с заданной погрешностью. Словом, мы можем узнать какими амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристиками должен обладать тракт того или иного устройства преобразования и передачи сигналов.

Увы, но вычисление коэффициентов Фурье прямо по интегральным представлениям встречает большие вычислительные трудности. Даже в системах компьютерной математики [7, 8], где такое вычисление поддерживается хорошо отработанными функциями, оно занимает много времени. К тому же далеко не всегда сигнал является непрерывным.

На рис. 1.4 показана достаточно понятная программа системы компьютерной математики Mathcad, которая наглядно поясняет вычисление коэффициентов Фурье для произвольного, заданного функцией  $f(t)$  сигнала [7]. Интегралы Фурье—Эйлера здесь вычисляются в пределах от  $-T/2$  до  $+T/2$ , что идентично интегрированию от 0 до  $T$ .

Рис. 1.5 показывает вычисление коэффициентов Фурье (массивы А и В) с помощью модуля рис. 1.4 и осуществление синтеза по 10 гармоникам. Нетрудно за-



Рис. 1.4. Программный модуль для вычисления интегралов Фурье—Эйлера в системе Mathcad

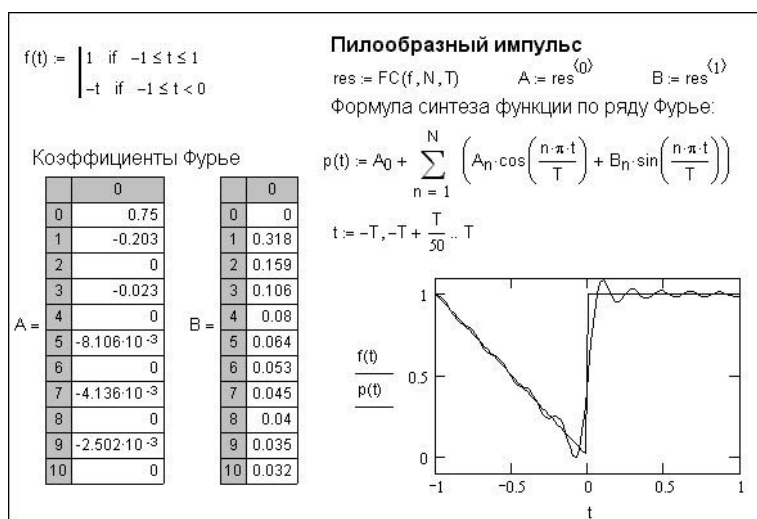


Рис. 1.5. Пример спектрального анализа и синтеза пилообразного импульса

метить, что синтезированный сигнал близок к исходному импульсу, но содержит колебательные компоненты довольно значительной амплитуды.

Другой пример спектрального анализа и синтеза прямоугольного импульса малой длительности показан на рис. 1.6. И здесь форма синтезированного по конечному числу гармоник сигнала близка к форме исходного сигнала, но содержит колебательную компоненту значительной амплитуды.

Приведенные примеры дают самое наглядное представление о математической стороне вычислений при спектральном анализе и синтезе. Очевидно, однако, что вычисление интегралов в (1.7) и (1.8) по формулам интегрирования системы Mathcad нельзя назвать эффективным, поскольку оно осуществляется сложными чис-



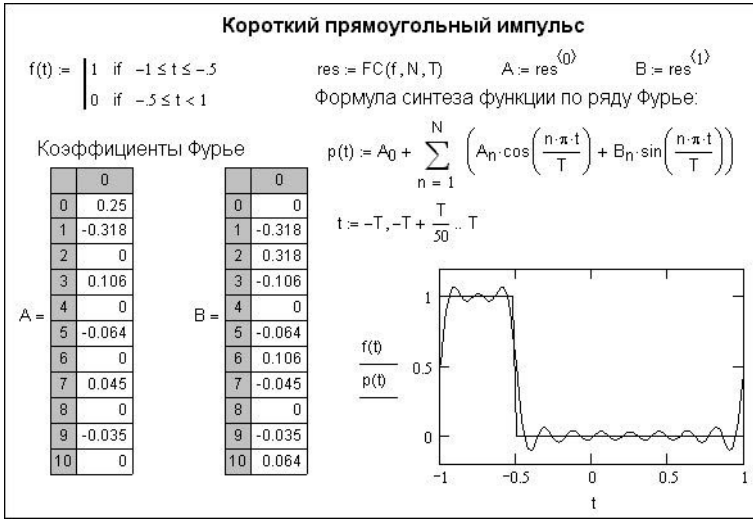


Рис. 1.6. Пример спектрального анализа и синтеза прямоугольного импульса

ленными методами, требующими значительного времени вычислений. Поэтому приведенные примеры применимы при ограничении числа гармоник единицами-десятками.

### 1.1.6. Дискретный спектральный анализ и синтез

Современные цифровые осциллографы, анализаторы спектра и другие приборы представляют сигнал в виде ряда *дискретных отсчетов*  $y_0, y_1, \dots, y_{N-2}, y_{N-1}$ , обычно размещаемых через постоянные промежутки времени. Их именуют также *выборками*. Такие последовательности называют *временными рядами*. Последовательность отсчетов, или *кадр*, фиксирована по длине и характеризуется числом отсчетов  $N$ . Таким образом, сигнал представляется в виде *периодической последовательности*  $y_{k+N} = y_k$ . При этом сигнал можно трактовать как последовательность смещенных во времени дельта-функций:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k \delta(t - k), \tag{1.12}$$

которая может быть продолжена как вперед, так и назад.

Теоретически, ряд Фурье для кадра данного сигнала определяется выражением:

$$\dot{Y}_n = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right). \tag{1.13}$$

Здесь  $j$  — мнимая единица,  $n$  — номер гармоники,  $k$  — индекс отсчетов сигнала (от 0 до  $N-1$ ). Обычно выражение (1.13) нормируется путем задания периода  $T=1$ :

$$\dot{Y}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N}\right). \tag{1.14}$$

Используя последнее выражение, можно вычислить отсчеты амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) дискретного сигнала, т. е. его спектр. Это широко используется в современных цифровых анализаторах спектров и в осциллографах.

Если принять, что в промежутках между узлами значения функции постоянны, то интегралы при расчете коэффициентов Фурье могут вычисляться простейшим методом прямоугольников. Следовательно:

$$a_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N y_i \cos\left(\frac{2\pi ki}{N}\right) \text{ и } b_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N y_i \sin\left(\frac{2\pi ki}{N}\right). \quad (1.15)$$

Установлено, что полученный таким образом ограниченный ряд Фурье с конечным числом гармоник приближает исходный сигнал с минимизацией ошибки по критерию наименьших квадратов.

### 1.1.7. Преобразования Фурье для неперiodических сигналов

До сих пор мы рассматривали периодические функции и сигналы. А как быть, если они не периодические? Это характерно для многих применений анализаторов спектра реального времени, с помощью которых исследуются ВЧ- и СВЧ-радиосигналы с различными видами модуляции в очень широком общем диапазоне частот (до единиц-десятков ГГц). Тут правомерны два подхода. Если функция или сигнал определены на некотором конечном промежутке времени (носителе конечной длины), то мы можем считать сигналы как бы периодическими и применять к ним описанный выше спектральный анализ и синтез. Главная проблема тут — появление разрывов в начале и конце определения сигналов и потому сильное влияние эффекта Гиббса (см. ниже).

На рис. 1.7 показаны идеализированные спектры неперiodического сигнала (а) и периодического с той же формой — (б) и (в). Спектр неперiodического сигнала представляет собой плавную кривую — зависимость спектральной плотности от частоты. А спектр периодических сигналов становится линейчататым, поскольку содержит гармоники с амплитудой  $A_n$ , где  $n$  — номер гармоники ( $A_0$  задает постоянную составляющую сигнала,  $A_1$  — амплитуда первой гармоники,  $A_2$  — амплитуда второй гармоники и т. д.). Частота повторения сигнала задается частотой первой гармоники  $f_1$ , она же определяет и интервал между линиями спектра  $df=f_1$ .

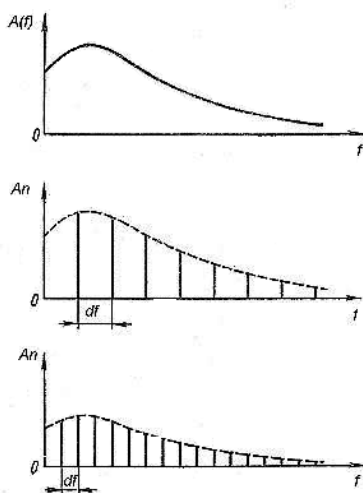


Рис. 1.7. Идеализированные спектры неперiodического сигнала (а) и периодического сигнала с разным периодом повторения (б) и (в)

Другой путь заключается в переходе к *непрерывному преобразованию Фурье* в общем виде — для произвольного сигнала. *Прямое преобразование Фурье* в таком виде позволяет получить в аналитическом виде функцию частоты  $F(\omega)$  от временной функции  $f(t)$ . Оно реализуется формулой

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-i\omega t} dt. \quad (1.16)$$

Здесь  $f(t)$  — скалярная функция независимой переменной  $t$ . Спектр при этом становится сплошным.

Увы, но преобразование (1.16) является теоретической абстракцией, даже если предположить, что сигнал был определен вплоть до текущего момента  $\tau$ . В связи с этим было введено понятие *текущего частотного спектра*, у которого верхний предел в (1.16) заменяется значением  $\tau$  в определенный момент времени [2]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\tau} f(t)e^{-i\omega t} dt. \quad (1.17)$$

Здесь мы перешли от функции  $F(\omega)$  к функции  $S(\omega)$ , которая представляет *спектральную плотность* сигнала. Заметим, что часто анализаторы спектра выводят спектр мощности, т. е. величину  $S^2(\omega)$ , причем с частотой, которая задается в линейном или логарифмическом масштабе.

Выражение (1.17) нетрудно представить в виде:

$$S(\omega) = |S(\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)t}, \quad (1.18)$$

где модуль спектральной плотности на частоте  $\omega$

$$|S(\omega)| = \sqrt{S^2(\omega)_{\sin} + S^2(\omega)_{\cos}} \quad (1.19)$$

и аргумент (фаза)

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{S(\omega)_{\sin}}{S(\omega)_{\cos}}. \quad (1.20)$$

Здесь синусная и косинусная составляющие спектральной плотности (16) определяются выражениями:

$$S(\omega)_{\sin} = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \sin(\omega t) dt \quad \text{и} \quad S(\omega)_{\cos} = \int_{-\infty}^{\tau} f(t) \cos(\omega t) dt. \quad (1.21)$$

Было доказано, что если спектр определен на конечном интервале времени  $T$ , то остаются справедливыми формулы, полученные из предположения периодичности сигнала. Следовательно, любой детерминированный сигнал, определенный на отрезке времени  $T$  его повторения, можно разложить на *конечное число гармоник*. Разумеется, чем оно больше, тем выше точность спектрального анализа и последующего синтеза сигнала.

*Обратное преобразование Фурье* задается следующим образом:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.22)$$

Эта формула позволяет по функции  $F(\omega)$  найти в аналитическом виде функцию  $f(t)$ .

### 1.1.8. Ограничение числа гармоник и эффект Гиббса

На практике ряды Фурье с бесконечным числом членов неприменимы, поскольку при вычислениях требуют бесконечного времени. Поэтому приходится ограничиваться конечным числом членов ряда. К сожалению, при ограничении спектра конечным числом гармоник наблюдаются характерные волнообразные колебания синтезированных сигналов, особенно заметные в области разрывов. Ряд примеров этого был приведен выше.

Этот эффект получил название *эффекта Гиббса*. Это очень нежелательный эффект, поскольку он сильно искажает форму колебаний и служит источником больших погрешностей. Относительная амплитуда пульсаций синтезированных сигналов (самых по себе не имеющих пульсаций) достигает 18% (или 9% от двойной амплитуды) и практически не меняется при увеличении числа гармоник — просто выбросы при пульсациях становятся короче.

Поскольку пульсации эффекта Гиббса наиболее явно проявляются в моменты скачков анализируемой функции, ограничимся рассмотрением случая представления скачка

$$f(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

ограниченным спектром. Ограничение спектра можно учесть, введя в (1.22) умножение на прямоугольное частотное окно

$$W(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \gamma \\ 0, & |\omega| > \gamma \end{cases} \quad (1.24)$$

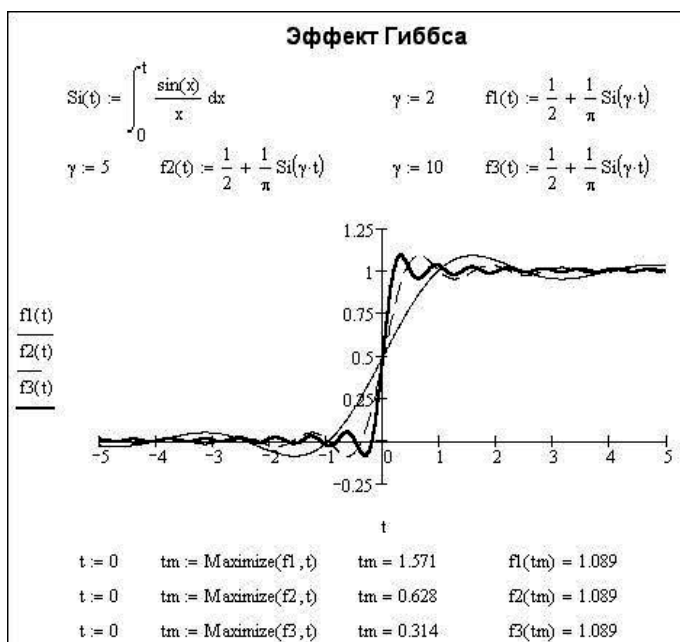


Рис. 1.8. Иллюстрация эффекта Гиббса

Это окно задает резкое ограничение спектра. Опуская детали вывода, отметим, что в этом случае:

$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} Si(t), \quad (1.25)$$

где колеблющаяся в области скачка составляющая  $Si(z)$  известна как интегральный синус

$$Si(t) = \int_0^t \frac{\sin(x)}{x} dx. \quad (1.26)$$

Итак, как следует из рассмотренного, в частности выражений (1.25) и (1.26), эффект Гиббса существует, увы, как теоретически обоснованная реальность. Его иллюстрация показана на рис. 1.8. И связан он, прежде всего, с неудачно подобранной (или просто существующей изначально) формой частотного окна, резко ограничивающего число используемых при спектральном синтезе гармоник (частот), — прямоугольного.

### 1.1.9. Быстрое преобразование Фурье

Для преодоления больших вычислительных трудностей, связанных с интегрированием в ходе преобразований Фурье быстроизменяющихся зависимостей, были предложены методы *быстрого преобразования Фурье* (БПФ или, в англоязычной транскрипции, FFT — от Fast Fourier Transform). Они используют специальную технику комбинации отсчетов функций, помноженных на заранее вычисленные осциллирующие множители, и учитывают периодичность значений тригонометрических функций. Алгоритмы БПФ не уменьшают погрешности вычислений при заданном числе гармоник, но позволяют резко уменьшить время спектрального анализа и синтеза — особенно если число временных отсчетов  $y_i(t)$  кратно  $2^N$ , где  $N$  — целое число.

БПФ алгоритм выполняется за  $\sim N \log N$  операций, где  $N$  — число отсчетов сигнала. БПФ применяется не только в системах компьютерной математики для ускорения преобразований Фурье [7–9], но и во многих иных аппаратных и программных средствах. Есть микросхемы, обеспечивающие проведение БПФ с максимально возможной на той или иной элементной базе скоростью.

### 1.1.10. Оконные преобразования Фурье

Для преодоления проблемы разрывов сигнала в начале и конце кадра отсчетов при *прямом оконном преобразовании Фурье* используются окна с плавным спадом по обе стороны от центра. Первым такое окно применил Габор — его окно описывалось колоколообразной гауссовой кривой. Поэтому нередко оконное прямое преобразование Фурье называют преобразованием Габора. Некоторые из окон даны в таблице 1.1. Индекс  $i=0..N$ .

Поскольку временные окна обычно используются при цифровой обработке сигналов, то они характеризуются зависимостью коэффициента передачи (веса) от текущего отсчета  $i$ , причем  $i$  меняется от 0 до  $N$ .

Простейшее прямоугольное окно по существу означает отсутствие специально введенного окна. Его спектр снизу имеет малый уровень ослабления боковых лепестков. Применение такого окна означает возможность появления разрывов в начале и в конце вырезанного окном сигнала. Поэтому спектр сигнала с таким окном будет содержать большие колебания, вызванные эффектом Гиббса, и со-

держат присущие этому окну боковые лепестки. Такое окно плохо устраняет и шумовые составляющие сигнала.

Таблица 1.1

## Некоторые типы окон и их свойства

Тип окна	Выражение для окна $W_i$	Свойство окна
Прямоугольное (Rectangle)	1	Очень узкий основной лепесток, хорошее частотное разрешение, плохое амплитудное разрешение, хорошее подавление белого шума
Блэкмана (Blackman)	$0.42 - 0.5\cos(2\pi i/N) + 0.08\sin(4\pi i/N)$	Широкий основной лепесток, заметный спад боковых лепестков, хорошее амплитудное разрешение и плохое частотное
Хэннинга (Hanning)	$0.5(1 - \cos(2\pi i/N))$	Достаточно широкий входной лепесток, быстрый спад боковых лепестков, хорошее разрешение
Хэмминга (Hamming)	$0.54 - 0.46 \cos(2\pi i/N)$	Умеренно широкий основной лепесток, постоянный уровень боковых лепестков, неплохое разрешение
Блэкмана-Харриса	$0.42323 - 0.49755 \cos(2\pi i/N) + 0.07922 \cos(4\pi i/N)$	Уникально малый уровень боковых лепестков (-92 дБ)
С плоской вершиной (Flat Top)	$0.2810639 - 0.5208972 \cos(2\pi i/N) + 0.1980399 \cos(4\pi i/N)$	Хорошее разрешение по амплитуде, но плохое по частоте, размытые пики
Экспоненциальное	$(\exp(\ln(0.01)i)/N - 1)$	Находит специальное применение

Уровень ослабления боковых лепестков в спектре прямоугольного окна составляет всего -13 дБ. Для сравнения отметим, что у широко применяемых окон Хэмминга и Хэннинга он составляет -43 и -32 дБ. Недавно предложенное окно Блэкмана—Харриса (рис. 1.9) имеет уникально низкий уровень боковых лепестков — их ослабление составляет -92 дБ.

Технику применения временных окон наглядно иллюстрирует рис. 1.10. В верхней части рисунка показано умножение отсчетов сигнала на весовые коэффициенты временного окна, а внизу — применение БПФ для получения спектра.

Выбором специального частотного окна можно заметно ослабить влияние «зловредного» эффекта Гиббса в случае применения рядов Фурье с конечным числом членов (гармоник). Для этого в подынтегральное выражение (20) вводится множитель  $W(\omega)$ , задающий окно с заданной формой амплитудно-частотной характеристики. Тем самым реализуется *обратное оконное преобразование Фурье*. При удачном подборе окон можно значительно повысить частотное разрешение спектров, подавить эффект Гиббса и улучшить вид спектров.

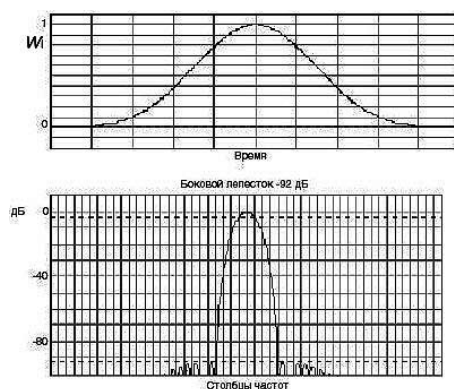


Рис. 1.9. Зависимость коэффициента передачи и спектр окна Блэкмана—Харриса

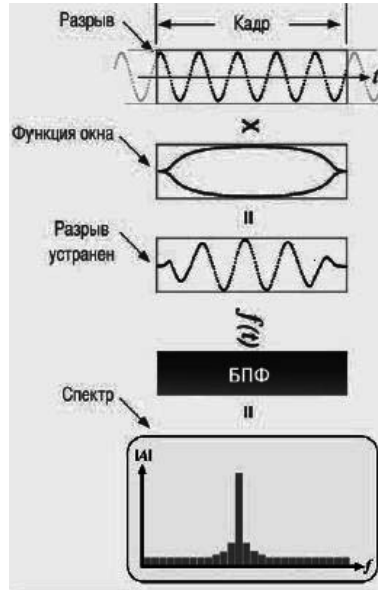


Рис. 1.10. Иллюстрация применения временного окна для устранения влияния разрывов на спектр кадра сигнала

### 1.1.11. О теореме Котельникова

Принципиально важным теоретически и практически является вопрос о выборе числа отсчетов сигнала для его преобразования в цифровую форму и дальнейшего восстановления сигнала по его отсчетам. Эта задача является важнейшей как при построении цифровых осциллографов, так и анализаторов спектра.

Как часто надо делать равномерные выборки произвольного сигнала, чтобы после преобразования в цифровую форму, а затем снова в аналоговую была сохранена форма сигнала? Ответ на этот важный вопрос дает теорема об отсчетах или теорема Котельникова (за рубежом именуемая также теоремой Найквиста, теоремой об отсчетах и т. д.): «Если спектр сигнала  $e(t)$  ограничен высшей частотой  $f_b$ , то он без потери информации может быть представлен дискретными отсчетами с числом, равным  $2 \cdot f_b$ ». При этом сигнал восстанавливается по его отсчетам  $e(k \cdot dt)$ , следующим с интервалом времени  $dt=1/f_b$ , с помощью фильтра, реализующего восстановление по формуле:

$$e(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(k \cdot dt) \frac{\sin(\pi(t - k \cdot dt) / dt)}{\pi(t - k \cdot dt) / dt} \quad (1.24)$$

Для восстановления непрерывного сигнала по его выборкам достаточно располагать функцией  $\text{sinc}(t)=\sin(t)/t$  с учетом ее особого значения  $\text{sinc}(t)=1$  при  $x=0$ . Рис. 1.11 показывает пример дискретизации некоторого сигнала (нарастающая, а затем спадающая экспоненты) с периодом квантования  $dt$  и затем восстановления сигнала по выражению (1.24). Несмотря на малое число отсчетов (их всего 11) восстановленная форма сигнала весьма близка к форме исходного сигнала.

Чтобы восстановить исходный сигнал по его отсчетам, надо иметь численные значения их и значение интервала дискретизации  $dt$ . Все эти данные нетрудно

# Содержание

Введение .....	3
<b>Глава 1. Обычные анализаторы спектра .....</b>	<b>5</b>
<b>1.1. Теоретическая преамбула .....</b>	<b>5</b>
1.1.1. Значение анализа спектров.....	5
1.1.2. Синусоидальные колебания и сигналы .....	5
1.1.3. Понятие о спектральном синтезе сложных сигналов .....	7
1.1.4. Ряды Фурье .....	8
1.1.5. Спектральный анализ и синтез .....	9
1.1.6. Дискретный спектральный анализ и синтез .....	11
1.1.7. Преобразования Фурье для непериодических сигналов .....	12
1.1.8. Ограничение числа гармоник и эффект Гиббса .....	14
1.1.9. Быстрое преобразование Фурье .....	15
1.1.10. Оконные преобразования Фурье .....	15
1.1.11. О теореме Котельникова .....	17
1.1.12. Вейвлет-преобразования и вейвлет-спектры.....	18
1.1.13. Спектры и их классификация .....	20
<b>1.2. Гетеродинные и векторные анализаторы спектра .....</b>	<b>21</b>
1.2.1. Принципы построения гетеродинных анализаторов спектра.....	21
1.2.2. Динамические искажения АЧХ УПЧ .....	23
1.2.3. Гетеродинный анализатор спектра АКС-1100/1101 .....	24
1.2.4. Функциональная схема современного анализатора спектра .....	26
1.2.5. Модуляция радиосигналов.....	27
1.2.6. Векторные анализаторы спектра .....	29
<b>1.3. Отечественные анализаторы спектра.....</b>	<b>30</b>
1.3.1. Анализаторы спектра СК-4 Белан .....	30
1.3.2. Анализаторы спектра СК4-Белан 32.....	31
1.3.3. Измерительный приемник П5-Белан 32М.....	34
<b>1.4. Анализаторы спектра зарубежных фирм.....</b>	<b>35</b>
1.4.1. Анализаторы спектра фирмы Nex1 .....	35
1.4.2. Анализаторы спектра фирмы LSA .....	35
1.4.3. Анализаторы спектра фирмы Agilent Technologies .....	36
1.4.4. Анализаторы спектра фирмы ROLDE&SCHWARZ.....	39
1.4.5. Анализаторы спектра АКТАКОМ АКС-1301/1601 .....	43
<b>Глава 2. Анализаторы спектра реального времени .....</b>	<b>50</b>
<b>2.1. Особенности анализаторов спектра реального времени .....</b>	<b>50</b>
2.1.1. Назначение анализаторов спектра реального времени .....	50
2.1.2. Функциональная схема и работа анализатора спектра реального времени .....	50
2.1.3. Цифровое преобразование сигналов в анализаторах спектра реального времени .....	53
2.1.4. Синхронизация анализаторов спектра реального времени .....	55
2.1.5. Основные способы представления результатов анализа.....	57
<b>2.2. Анализаторы спектра реального времени RSA2200/3000 .....</b>	<b>60</b>



<b>2.3. Анализаторы радиочастотного спектра серии RSA6100</b> .....	61
2.3.1. Основные параметры анализаторов спектра серии RSA6100 .....	61
2.3.2. Конструкция и внешний вид анализаторов спектра серии RSA6000 .....	62
2.3.3. Органы управления на передней панели.....	62
2.3.4. Органы управления и подключения на задней панели.....	64
2.3.5. Управление работой прибора с Windows-меню и сенсорного экрана .....	65
2.3.6. Опции расширения прибора.....	66
<b>2.4. Работа с анализаторами спектра серии RSA6100</b> .....	66
2.4.1. Контроль анализатором спектра RSA6114A генератора AFG3252 .....	66
2.4.2. Применение маркеров.....	67
2.4.3. Контроль спектра близких к идеальным импульсных сигналов .....	68
2.4.4. Исследование спектров амплитудно-модулированных сигналов (AM).....	70
2.4.5. Исследование спектра сигналов с частотной модуляцией (FM) .....	73
2.4.6. Исследование спектра сигналов с фазовой модуляцией (ФМ) .....	74
2.4.7. Исследование спектра УКВ диапазона.....	75
2.4.8. Контроль спектра беспроводных устройств связи.....	76
2.4.9. Анализ нестационарных сигналов и глюков.....	77
2.4.10. Исследование радиолокационных сигналов.....	78
<b>2.5. Анализаторы спектра фирмы Agilent Technologies CSA N1996N</b> .....	83
2.5.1. Внешний вид и конструкция анализаторов спектра Agilent Technologies CSA N1996N .....	83
2.5.2. Основные возможности анализаторов спектра Agilent CSA N1996N .....	84
2.5.3. Ручной анализатор спектра N9340B .....	86
<b>Глава 3. Специальные типы анализаторов</b> .....	<b>88</b>
<b>3.1. Портативные анализаторы спектра и электромагнитного поля</b> .....	<b>88</b>
3.1.1. Назначение портативных анализаторов спектра и электромагнитного поля .....	88
3.1.2. Портативный анализатор спектра MS2711D фирмы Anritsu .....	89
3.1.3. Портативные анализаторы спектра R&S FSH3/6/18.....	91
3.1.4. Портативные анализаторы спектра Willtek 9101/9102.....	92
3.1.5. Портативные анализаторы спектра Model 2650/2658 фирмы B&K Precision Corporation.....	95
3.1.6. Портативные анализаторы спектра Model 401A/402A фирмы Vantam Instruments .....	95
3.1.7. Портативные анализаторы спектра АКТАКОМ .....	96
<b>3.2. Анализаторы сигналов и источников сигналов</b> .....	<b>99</b>
3.2.1. Измерительный приемник фирмы R&S FMSR.....	99
3.2.2. Методы измерения фазового шума .....	100
3.2.3. Анализатор источников сигналов фирмы R&S FSUP.....	101
3.2.4. Многопортовые векторные анализаторы цепей.....	101
<b>3.3. Цифровые осциллографы в роли анализаторов спектра</b> .....	<b>104</b>
3.3.1. Анализ спектра на массовых цифровых осциллографах АКТАКОМ .....	104
3.3.2. Анализ спектра на массовых цифровых осциллографах фирмы Tektronix .....	105
3.3.3. Анализ спектра на новейших цифровых осциллографах фирмы Tektronix серии DPO/MSO4000.....	106

3.3.4. Анализ спектра на цифровых осциллографах фирмы Tektronix серии DPO5000 .....	108
3.3.5. Анализ спектра на цифровых осциллографах фирмы Tektronix серии DPO7000 .....	110
3.3.6. Анализ спектра на цифровых осциллографах фирмы LeCroy .....	112
3.3.7. Цифровые осциллографы и анализаторы спектра компании National Instruments .....	113
<b>3.4. Анализаторы телекоммуникационных сигналов .....</b>	<b>118</b>
3.4.1. Требования к анализаторам телекоммуникационных сигналов .....	118
3.4.2. Анализаторы телекоммуникационных сигналов DSA70000 корпорации Tektronix .....	119
3.4.3. Цифровой последовательный анализатор Tektronix DSA8200 .....	119
3.4.4. Стробоскопические осциллографы серии Wave Expert с полосой до 100 ГГц .....	120
3.4.5. Анализаторы последовательностей реального времени SDA 18000/10000/9000 фирмы LeCroy .....	123
3.4.6. Современные осциллографы в роли анализаторов телекоммуникационных сигналов .....	124
3.4.7. Построение глазковых диаграмм .....	125
3.4.8. Анализ сигналов осциллографами Tektronix DPO/MSO4000 с применением средства — Wave Inspector .....	126
<b>Глава 4. Анализаторы логических состояний и осциллографы смешанных сигналов .....</b>	<b>130</b>
<b>4.1. Основные сведения об анализаторах логических состояний .....</b>	<b>130</b>
4.1.1. Назначение логических анализаторов .....	130
4.1.2. Функциональная схема логического анализатора .....	132
4.1.3. Этапы работы с логическим анализатором .....	133
4.1.4. Подключение логических анализаторов к испытываемому устройству .....	133
4.1.5. Запуск логического анализатора и синхронизация .....	135
4.1.6. Синхронный и асинхронный режимы сбора данных .....	136
4.1.7. Глитчи в цифровой аппаратуре и проблема их обнаружения .....	136
<b>4.2. Современные стационарные логические анализаторы .....</b>	<b>137</b>
4.2.1. Логические анализаторы Agilent Technologies .....	137
4.2.2. Логические анализаторы Tektronix серий TLA 700 и 600 .....	139
4.2.3. Логические анализаторы Tektronix серии TLA 5000 .....	140
4.2.4. Логические анализаторы серии LA фирмы Leaptronix .....	143
<b>4.3. Логические анализаторы — приставки к персональному компьютеру .....</b>	<b>144</b>
4.3.1. О виртуальных логических анализаторах .....	144
4.3.2. Виртуальные логические анализаторы серии PLA Leaptronix .....	145
4.3.3. Логические анализаторы — приставки GLA фирмы GW Instek .....	146
4.3.4. Логические анализаторы — приставки к ПК АКТАКОМ АКС-3166 .....	147
4.3.5. Логические анализаторы АКТАКОМ АКС-3162 в виде платы расширения ПК .....	151
<b>4.4. Осциллографы смешанных сигналов .....</b>	<b>152</b>
4.4.1. Назначение осциллографов смешанных сигналов .....	152
4.4.2. Осциллографы смешанных сигналов Agilent Technologies .....	152
4.4.3. Осциллографы смешанных сигналов серии MSO4000 фирмы Tektronix .....	153

4.4.4. Осциллографы смешанных сигналов RIGOL .....	155
<b>4.5. Виртуальные осциллографы смешанных сигналов и логические анализаторы .....</b>	<b>158</b>
4.5.1. О построении виртуальных приборов.....	158
4.5.2. Осциллографы-приставки смешанных сигналов АКТАКОМ .....	159
<b>Глава 5. Пробники и аксессуары для осциллографов и анализаторов .....</b>	<b>161</b>
<b>5.1. Основное назначение и классификация пробников .....</b>	<b>161</b>
<b>5.2. Пассивные пробники .....</b>	<b>161</b>
5.2.1. Пробники на основе компенсированного делителя.....	161
5.2.2. Повышение уровня исследуемых сигналов .....	163
5.2.3. Пробники с коррекцией частотной характеристики .....	165
5.2.4. Учет параметров пробников .....	166
5.2.5. Подключение пробников к источникам сигналов.....	168
<b>5.3. Пробники специального назначения .....</b>	<b>169</b>
5.3.1. Эволюция конструкции осциллографических пробников .....	169
5.3.2. Пробники с оптической развязкой .....	170
5.3.3. Токовые пробники.....	171
5.3.4. Новейшие пробники Tektronix класса TekConnect™ и TekVPI™.....	172
5.3.5. Согласованные пассивные пробники и аттенюаторы .....	174
<b>5.4. Активные пробники.....</b>	<b>174</b>
5.4.1. Назначение активных пробников.....	174
5.4.2. Широкополосные активные пробники.....	176
5.4.3. Дифференциальные пробники .....	178
5.4.4. Конфигурация измерительной головки пробников.....	179
5.4.5. Применение для подключения пробников механических манипуляторов .....	180
<b>5.5. Пробники для анализаторов сигналов и спектров .....</b>	<b>181</b>
5.5.1. Пробники для осциллографов смешанных сигналов .....	181
5.5.2. Пробники-переходники для анализаторов логических сигналов.....	182
5.5.3. Коаксиальные аттенюаторы для анализаторов спектра .....	182
5.5.4. Антенны для анализаторов спектра и электромагнитного поля .....	183
5.5.5. Пробник-переходник RTPA2A для анализаторов спектра реального времени .....	184
5.5.6. Внешние смесители широкополосных анализаторов спектра.....	185
5.5.7. 18-гигагерцевый дифференциальный пробник для анализаторов коммуникационных сигналов SDA 18000/11000/9000 .....	186
5.5.8. Пробники для анализаторов последовательных коммуникационных сигналов .....	186
<b>Глава 6. Подключение к компьютеру и программное обеспечение .....</b>	<b>188</b>
<b>6.1. Внешние устройства и их подключение .....</b>	<b>188</b>
6.1.1. Основные типы внешних устройств для анализаторов .....	188
6.1.2. Порты для подключения измерительных приборов к компьютеру .....	188
<b>6.2. Программное обеспечение измерительных приборов и систем .....</b>	<b>190</b>
6.2.1. Основные виды программного обеспечения измерительных приборов и систем.....	190

6.2.2. Примеры замены фирменного программного обеспечения .....	191
<b>6.3. Подключение к компьютеру цифровых осциллографов .....</b>	<b>192</b>
6.3.1. Подключение к компьютеру осциллографов TDS 1000B/2000B .....	192
6.3.2. Общие возможности программы Open Choice Desktop.....	193
6.3.3. Выбор инструмента.....	193
6.3.4. Передача осциллограмм в память компьютера и в буфер .....	194
6.3.5. Считывание данных и установок осциллографа.....	195
6.3.6. Работа с установками Preferences .....	198
<b>6.4. Программа NI SignalExpress Tektronix Edition .....</b>	<b>201</b>
6.4.1. Назначение программы NI SignalExpress Tektronix Edition .....	201
6.4.2. Запуск программы NI SignalExpress Tektronix Edition.....	201
6.4.3. Основное окно программы NI SignalExpress Tektronix Edition.....	201
6.4.4. Работа с инструментами программы NI SignalExpress Tektronix Edition .....	203
<b>6.5. Работа с программой ArbExpress.....</b>	<b>204</b>
6.5.1. Назначение программы ArbExpress .....	204
6.5.2. Установка и запуск программы ArbExpress .....	204
6.5.3. Задание сигналов стандартных форм.....	205
6.5.4. Контроль и управление файлами .....	207
6.5.5. Задание сигналов, заданных математическими функциями.....	209
6.5.6. Примеры программирования сложных сигналов .....	210
6.5.7. Задание сигналов заданной графической формы .....	212
6.5.8. Задание сигналов по их реальным осциллограммам .....	214
<b>6.6. Работа измерительных приборов с системой MATLAB .....</b>	<b>218</b>
6.6.1. Назначение матричной системы MATLAB .....	218
6.6.2. Подготовка к стыковке осциллографов с системой MATLAB .....	218
6.6.3. MATLAB-программы для работы с цифровыми осциллографами .....	220
6.6.4. Спектральный анализ осциллограмм в MATLAB.....	223
6.6.5. Построение спектрограмм осциллограмм в MATLAB .....	226
<b>6.7. Управление генераторами произвольных сигналов от системы MATLAB.....</b>	<b>228</b>
6.7.1. От множества генераторов к одному генератору произвольных сигналов .....	228
6.7.2. Системы компьютерной математики для работы с генераторами произвольных сигналов .....	229
6.7.3. Управление генераторами серии AFG3000 от матричной системы MATLAB .....	229
6.7.4. Применение системы MATLAB при совместной работе генератора и цифрового осциллографа .....	231
<b>6.8. Программа R&amp;S FreRes для снятия и измерения частотных характеристик .....</b>	<b>234</b>
6.8.1. Назначение программы FreRes фирмы R&S.....	234
6.8.2. Окно и основное меню программы FreRes.....	235
6.8.3. Windows-меню программы FreRes.....	235
6.8.4. Выбор типа устройств.....	236
6.8.5. Выбор параметров свипирования.....	236
<b>Список литературы.....</b>	<b>238</b>