

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
"Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники"

Кафедра метрологии и стандартизации

В.Т.Ревин

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Учебное пособие
для студентов специальности 54 01 01
«Метрология, стандартизация и сертификация»
всех форм обучения

В 5-ти частях

Часть 3

Минск 2004

УДК 621.317.7 + 389.1 (075.8)

ББК 30.10 я 73

Р 32

Рецензент:

начальник научно-исследовательской части
Военной академии Республики Беларусь, канд. техн. наук,
доц. С.Н.Нефедов

Р 32 Ревин В.Т.
Преобразование и преобразователи измерительной информации:
Учеб. пособие для студ. спец. 54 01 01 «Метрология, стандартизация и
сертификация» всех форм обуч. В 5 ч. Ч. 3 / В.Т. Ревин. - Мн.: БГУИР,
2004. – 83 с.: ил.
ISBN 985-444-572-0 (ч. 3).

В третьей части учебного пособия рассматриваются измерительные сигналы, получаемые в результате преобразования неэлектрических и электрических величин, и их основные параметры. Рассмотрены также вопросы преобразования электрических величин в электрические сигналы с помощью различных измерительных преобразователей, приводится их классификация, рассматриваются устройство и принцип действия и схемы включения в измерительные цепи.

УДК 621.317.7 + 389.1 (075.8)

ББК 30.10 я 73

Части 1 и 2 изданы в БГУИР в 2002 и 2003 гг. соответственно.

ISBN 985-444-572-0 (ч. 3)

ISBN 985-444-372-8

© Ревин В.Т., 2004

© БГУИР, 2004

Св. план 2003, поз. 112

СОДЕРЖАНИЕ

- 1 Измерительные сигналы
 - 1.1 Классификация сигналов
 - 1.2 Классификация помех
 - 1.3 Математическое описание измерительных сигналов
 - 1.4 Математические модели элементарных измерительных сигналов
 - 1.5 Математические модели сложных измерительных сигналов
 - 1.6 Квантование и дискретизация измерительных сигналов
 - 1.7 Интегральные параметры периодического сигнала
- 2 Обработка сигналов измерительной информации
 - 2.1 Делители напряжения
 - 2.2 Измерительные усилители
 - 2.3 Нелинейная обработка сигнала
 - 2.4 Зависимость показаний вольтметра от формы кривой измеряемого напряжения
- 3 Общие сведения об аналого-цифровых преобразователях
 - 3.1 Основные этапы аналого-цифрового преобразования
 - 3.2 Основные узлы аналого-цифровых преобразователей
 - 3.3 Погрешности аналого-цифрового преобразования
- 4 Аналого-цифровые преобразователи
 - 4.1 Преобразователи частоты в цифровой код
 - 4.1.1 Типовая структурная схема преобразователя
 - 4.1.2 Основные параметры преобразователей частоты в цифровой код
 - 4.2 Преобразователи фазовых сдвигов в цифровой код
 - 4.2.1 Преобразование фазового сдвига в интервал времени
 - 4.2.2 Неинтегрирующие преобразователи фазовых сдвигов в цифровой код
 - 4.2.3 Интегрирующие преобразователи
 - 4.2.4 Коммутационно-модуляционный метод
 - 4.3 Преобразование напряжения постоянного тока в цифровой код
 - 4.3.1 Преобразователи, реализующие времяимпульсный метод преобразования
 - 4.3.2 Преобразователи, реализующие частотно-импульсный метод преобразования
 - 4.3.3 Преобразователи, реализующие кодоимпульсный метод преобразования
 - 4.3.4 Цифровые преобразователи переменного тока
 - 4.4 Цифроаналоговые преобразователи
- Литература

1 ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ

1.1 Классификация сигналов

Сигналом называется материальный носитель информации, представляющий собой некоторый физический процесс, один из параметров которого функционально связан с измеряемой физической величиной. Такой параметр называют информативным.

Измерительный сигнал – это сигнал, содержащий количественную информацию об измеряемой физической величине. Основные понятия, термины и определения в области измерительных сигналов устанавливает ГОСТ 16465-94 "Сигналы радиотехнические. Термины и определения". Измерительные сигналы чрезвычайно разнообразны. Их классификация по различным признакам приведена на рисунке 1.1.

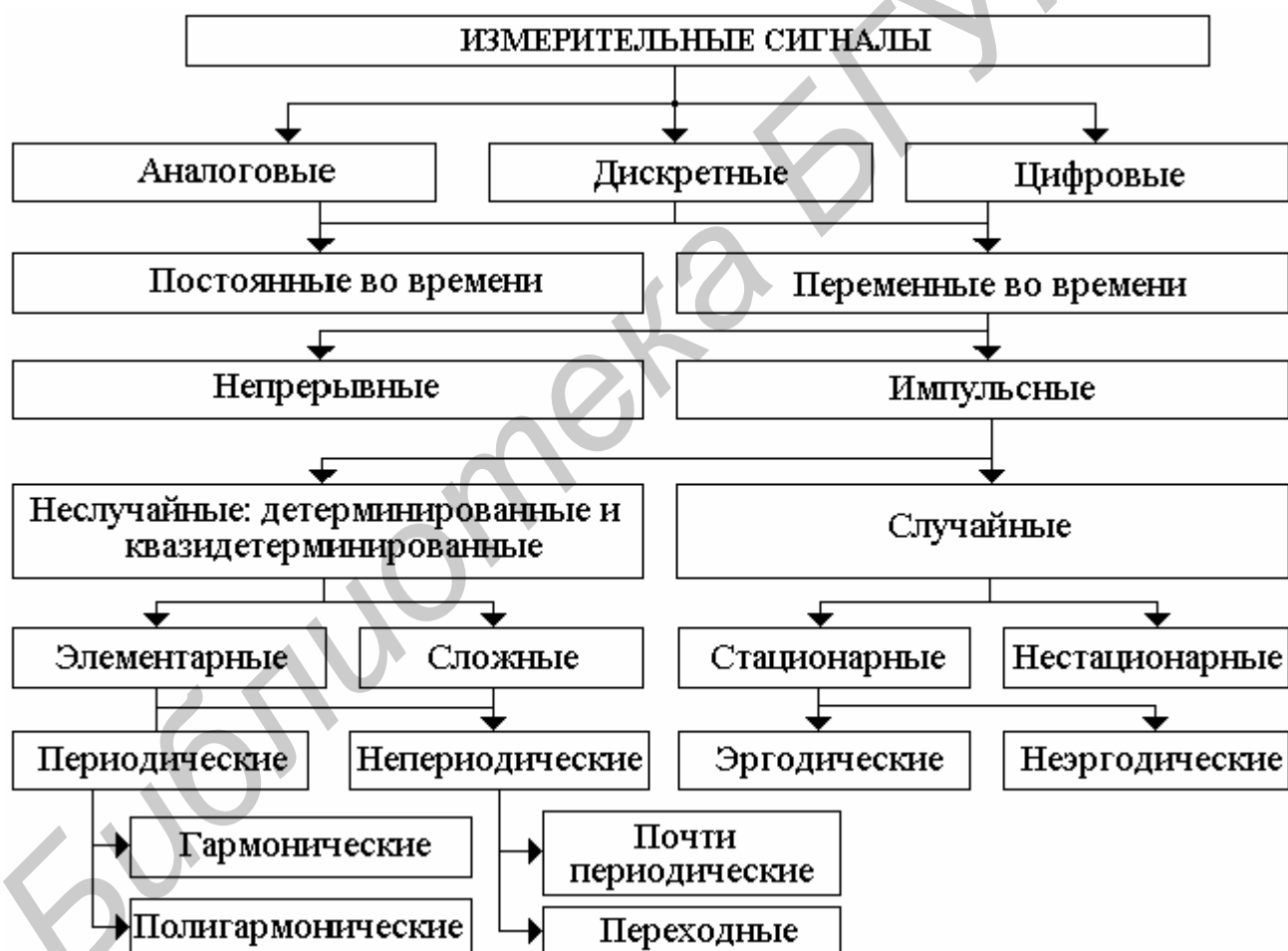


Рисунок 1.1 - Классификация измерительных сигналов

По характеру измерения информативного и временного параметров измерительные сигналы делятся на аналоговые, дискретные и цифровые.

Аналоговый сигнал – это сигнал, описываемый непрерывной или кусочно-непрерывной функцией $U_a(t)$, причём как сама эта функция, так и её аргумент t

могут принимать любые значения на заданных интервалах $U \in (U_{\min}; U_{\max})$ и $t \in (t_{\min}; t_{\max})$ (рисунок 1.2,а).

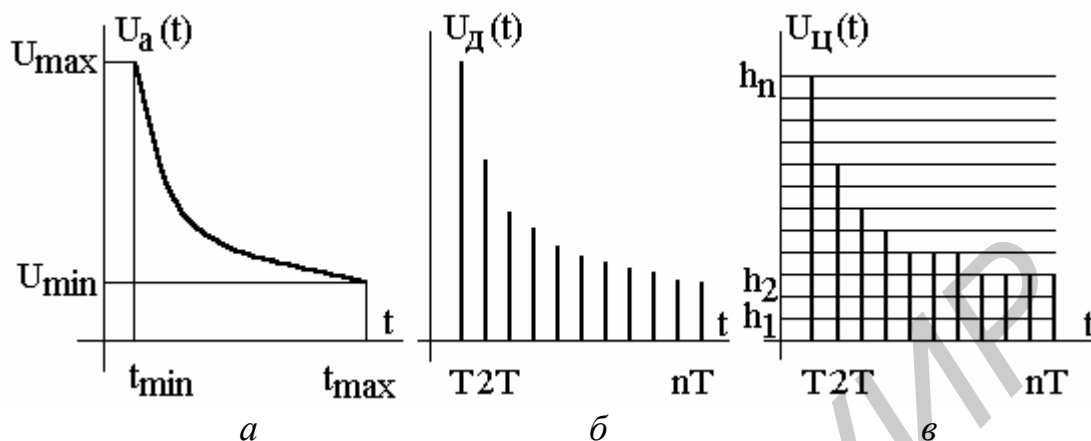


Рисунок 1.2 - Аналоговый (а), дискретный (по времени) (б) и цифровой (в) измерительные сигналы

Дискретный сигнал – это сигнал, изменяющийся дискретно во времени или по уровню. В первом случае он может принимать в дискретные моменты времени nT , где $T = \text{const}$ – интервал (период) дискретизации; $n = 0; 1; 2; \dots$ – целое, любые значения $U_d(nT) \in (U_{\min}; U_{\max})$, называемые выборками или отсчётами. Такие сигналы (рисунок 1.2,б) описываются решётчатыми функциями. Во втором случае значения сигнала $U_d(t)$ существуют в любой момент времени $t \in (t_{\min}; t_{\max})$, однако они могут принимать ограниченный ряд значений $h_i = nq$, кратных кванту q .

Цифровые сигналы – квантованные по уровню и дискретные по времени сигналы $U_{ц}(nT)$, которые описываются квантованными решётчатыми функциями (квантованными последовательностями), принимающими в дискретные моменты времени nT лишь конечный ряд дискретных значений – уровней квантования h_1, h_2, \dots, h_n (рисунок 1.2,в).

Эти сигналы подробно рассмотрены в подразделе 1.5.

По характеру изменения во времени сигналы делятся на постоянные, значения которых в течение времени не изменяются, и переменные, значения которых меняются во времени. Постоянные сигналы являются наиболее простым видом измерительных сигналов.

Переменные сигналы могут быть *непрерывными* во времени и *импульсными*. *Непрерывным* называется сигнал, параметры которого изменяются непрерывно. *Импульсный* сигнал – это сигнал конечной энергии, существенно отличный от нуля в течение ограниченного интервала времени, соизмеримого со временем завершения переходного процесса в системе, для воздействия на которую этот сигнал предназначен. Характеристики и параметры импульсных сигналов рассмотрены в подразделе 1.4.

По степени наличия априорной информации переменные измерительные сигналы делятся на детерминированные, квазидетерминированные и случайные. Детерминированный сигнал - это сигнал, закон изменения которого

известен, а модель не содержит неизвестных параметров. Мгновенные значения детерминированного сигнала известны в любой момент времени. Детерминированными (с известной степенью точности) являются сигналы на выходе мер. Например, выходной сигнал генератора низкочастотного синусоидального сигнала характеризуется значениями амплитуды и частоты, которые установлены на его органах управления. Погрешности установки этих параметров определяются метрологическими характеристиками генератора.

Квазидетерминированные сигналы - это сигналы с частично известным характером изменения во времени, т.е. с одним или несколькими неизвестными параметрами. Они наиболее интересны с точки зрения метрологии. Подавляющее большинство измерительных сигналов являются квазидетерминированными.

Детерминированные и квазидетерминированные сигналы делятся на элементарные, описываемые простейшими математическими формулами, и сложные. К элементарным относятся постоянный и гармонический сигналы, а также сигналы, описываемые единичной и дельта-функцией. Они рассмотрены в подразделе 1.3. К сложным сигналам относятся импульсные и модулированные сигналы, описанные в подразделе 1.4.

Сигналы могут быть периодическими и непериодическими. Непериодические сигналы делятся на почти периодические и переходные. Почти периодическим называется сигнал, значения которого приближённо повторяются при добавлении к временному аргументу надлежащим образом выбранного числа - почти периода. Периодический сигнал является частным случаем таких сигналов. Почти периодические функции получаются в результате сложения периодических функций с несоизмеримыми периодами, например $U(t) = \sin(\omega t) + \sin(\sqrt{2}\omega t)$. Переходные сигналы описывают переходные процессы в физических системах.

Периодическим называется сигнал, мгновенные значения которого повторяются через постоянный интервал времени. Период T сигнала - параметр, равный наименьшему такому интервалу времени. Частота f периодического сигнала - величина, обратная периоду.

Периодический сигнал характеризуется спектром. Различают три вида спектра:

- комплексный - комплексная функция дискретного аргумента, кратного целому числу значений частоты ω периодического сигнала $U(t)$, представляющая собой значения коэффициентов комплексного ряда Фурье:

$$A(k\omega) = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U(t) e^{-jk\omega t} dt, \quad (1.1)$$

где k - любое целое число;

- амплитудный - функция дискретного аргумента, представляющая собой модуль комплексного спектра периодического сигнала:

$$G(k\omega) = |A(k\omega)| \sqrt{\operatorname{Re}^2[A(k\omega)] + \operatorname{Im}^2[A(k\omega)]}, \quad (1.2)$$

где $\operatorname{Re}(z)$, $\operatorname{Im}(z)$ - действительная и мнимая части комплексного числа z ;
 - фазовый – функция дискретного аргумента, представляющая собой аргумент комплексного спектра периодического сигнала:

$$\varphi(k\omega) = \arg[A(k\omega)] = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}[A(k\omega)]}{\operatorname{Re}[A(k\omega)]}. \quad (1.3)$$

Периодический сигнал содержит ряд гармоник. Гармоника - гармонический сигнал с амплитудой и начальной фазой, равными соответствующим значениям амплитудного и фазового спектра периодического сигнала при некотором значении аргумента. Наличие высших гармоник в спектре периодического сигнала количественно описывается коэффициентом гармоник, характеризующим отличие формы данного периодического сигнала от гармонической (синусоидальной). Он равен отношению среднеквадратического значения сигнала суммы всех его гармоник, кроме первой, к среднеквадратическому значению первой гармоники:

$$k_{\Gamma} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \frac{U_i}{U_1}}, \quad (1.4)$$

где U_i , U_1 - i -я и первая гармоники сигнала $U(t)$.

Периодические сигналы бывают гармоническими, т.е. содержащими только одну гармонику, и полигармоническими, спектр которых состоит из множества гармонических составляющих. К гармоническим сигналам относятся сигналы, описываемые функцией синуса или косинуса. Все остальные сигналы являются полигармоническими.

Случайный сигнал – это изменяющаяся во времени физическая величина, мгновенное значение которой является случайной величиной. Характеристики и параметры случайных сигналов, или, как еще говорят, процессов, рассмотрены отдельно.

1.2 Классификация помех

Измерительные сигналы редко присутствуют в средствах измерений в чистом виде. Практически всегда на них накладываются помехи. Под помехой понимается сигнал, однородный с измерительным и действующий одновременно с ним. Его присутствие приводит к появлению погрешности измерения. Классификация помех возможна по ряду признаков.

По месту возникновения помехи делятся на внешние и внутренние. Причиной возникновения внешних помех являются природные процессы и работа различных технических устройств. Последние создают так называемые индустриальные помехи. Внутренние помехи обусловлены процессами, происходящими при работе самого средства измерений.

В зависимости от вида включения источника помех и источника измерительного сигнала в эквивалентных схемах средств измерений различают помехи общего вида (синфазные) и помехи нормального вида (последовательные). Источник помехи общего вида включен между общими точками (корпусами) схем объекта измерений и СИ. Источник помехи нормального вида включен последовательно во входную цепь СИ.

По виду частотного спектра помехи делятся на белый и розовый шумы. Спектральные составляющие белого шума равномерно распределены по всему частотному диапазону. У розового шума спектральная мощность, приходящаяся на декаду частоты, постоянна.

По основным свойствам помехи можно разделить на три вида: флуктуационные, сосредоточенные и импульсные.

Флуктуационные помехи представляют собой хаотическое, беспорядочное изменение во времени сигнала, однородного с измеряемым, в каком-либо месте средства измерения. Такие помехи часто называют шумом. Пример - внутренние шумы измерительных электронных усилителей. Различают следующие виды шумов:

- *тепловой* (шум Джонсона), по своим свойствам близкий к белому шуму. Тепловой шум генерируется любым резистором, находящимся в измерительной цепи. Значение его состоит в том, что он устанавливает нижнюю границу напряжения шумов любого измерительного преобразователя, имеющего выходное сопротивление;

- *дробовой*, обусловленный движением электронов - дискретных носителей электрического тока. Он имеет равномерный спектр, т.е. является белым;

- *фликкер-шум*. К данному виду относят шумы, у которых спектральная мощность на декаду частоты примерно постоянна, т.е. розовые шумы, например, шум постоянного резистора, пропорциональный протекающему через него значению тока, шум тока базы транзистора и др.

Влияние флуктуационной помехи уменьшается при усреднении суммы измерительного сигнала и помехи. Максимальное уменьшение влияния флуктуационной помехи на результат измерения возможно в том случае, когда спектральная плотность помехи постоянна в пределах полосы пропускания средства измерений, т.е. помеха имеет характер белого шума.

Сосредоточенными называют помехи, основная часть мощности которых сосредоточена на отдельных участках диапазона частот, меньших полосы пропускания СИ. Помехи, наводимые в измерительных цепях СИ от промышленной силовой сети частотой 50 Гц, являются сосредоточенными. Эффективность их подавления в значительной мере определяется достоверностью априорных данных о частотном спектре.

Импульсными помехами называется регулярная или хаотическая последовательность импульсных сигналов, однородных с измерительным сигналом. Источниками таких помех являются цифровые и коммутирующие элементы СИ или работающего рядом с ними устройства. Характерный пример импульсных помех - помехи от устройств зажигания двигателей внутреннего сгорания. Импульсные и сосредоточенные помехи часто называют наводками.

Поскольку основным следствием действия помех является появление погрешностей измерения, то стараются устранить или по крайней мере ослабить их действие на средства измерений. Для устранения влияния помех целесообразно, если возможно, исключить причины их возникновения. Способы борьбы с помехами в значительной мере зависят от их спектрального состава, вида измерительного сигнала и помехи.

Многие из электрических помех можно устранить путем экранирования, заземления средства измерений, применения специальных фильтров. Тепловые шумы могут быть заметно уменьшены при охлаждении их источника. Однако в целом борьба с помехами чрезвычайно сложна и является скорее искусством, нежели наукой. В отдельных случаях приходится применять особенно изощренные меры, например, использование монолитных каменных столов для исключения посторонней вибрации, размещение средств измерений или их частей в термостатах, проведение электрической и электромагнитной экранировки помещений для устранения электромагнитных наводок.

1.3 Математическое описание измерительных сигналов

В метрологии измерительные сигналы описываются математическими моделями вида $U = f(X, A, B, C, \dots)$, где U - основной, информативный параметр сигнала; X - независимый аргумент сигнала; A, B, C - параметры сигнала. В зависимости от рода независимого аргумента сигналы описываются временными ($X = t$) и частотными ($X = \omega$) математическими моделями. Вид модели выбирается в зависимости от конкретных условий решаемой задачи.

Во временной области применяют известные математические функции $f(t, A, B, C, \dots)$, наиболее точно описывающие изменение сигнала, в которых один из параметров A, B, C и т.д. зависит от значения измеряемой величины. Временная форма представления сигнала позволяет легко определить такие важные характеристики, как энергия, мощность и длительность сигнала.

Наряду с временным описанием сигналов широко используется их *спектральное (частотное)* представление. В процессе передачи и обработки сигналов оно играет особую роль, поскольку определяет параметры используемой аппаратуры. Частотное представление основывается на преобразовании Фурье сигнала $U(t)$:

$$U(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n),$$

где A_0 - постоянная составляющая; A_n, φ_n - амплитуда и фаза n -й гармоники.

Множество значений $A_n(\omega)$ и $\varphi_n(\varphi)$ образуют соответственно *амплитудный* и *фазовый спектры*, которые характеризуют свойства сигнала $U(t)$ в частотной области. Такой спектр называют *линейчатым*, или *дискретным*. Различные формы представления спектра периодического сигнала могут быть также найдены с помощью выражений (10.1 - 10.3). Характерный вид амплитудного и фазового спектров для периодического сигнала приведен на рисунке 1.3.

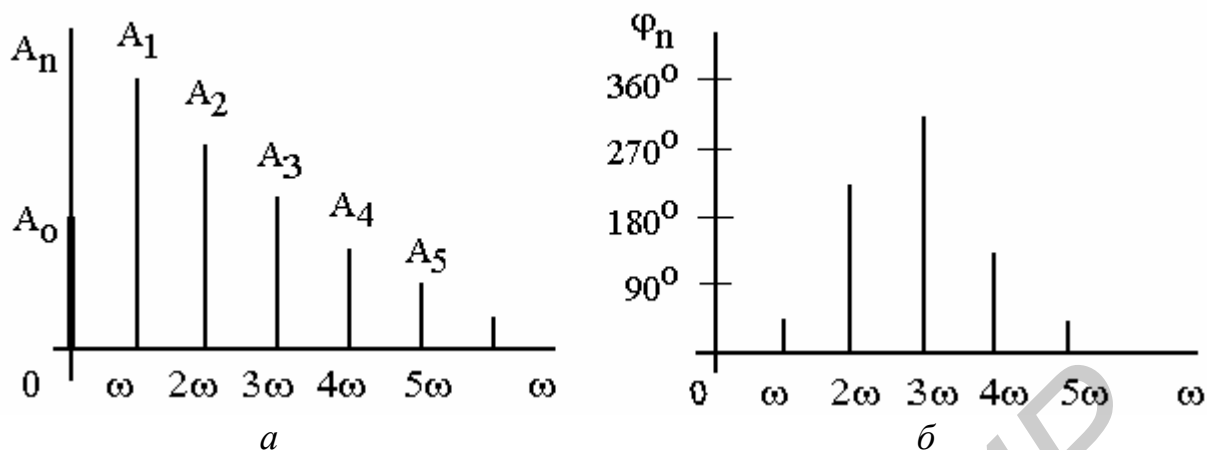


Рисунок 1.3 - Амплитудный (а) и фазовый (б) дискретные спектры

При постепенном увеличении периода сигнала (в пределе до бесконечности) разности соседних частотных составляющих спектра становятся ничтожно малыми и дискретный спектр превращается в непрерывный.

Для описания непрерывного спектра непериодического сигнала $U(t)$ используют спектральную функцию $S(\omega)$, модуль спектральной функции $|S(\omega)|$, часто называемый спектром, и аргумент спектральной функции $\arg S(\omega)$.

Спектральную функцию можно определить с помощью интеграла Фурье:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(t)e^{-j\omega t} dt = |S(\omega)|e^{-j\arg S(\omega)} = \operatorname{Re}[S(\omega)] - j\operatorname{Im}[S(\omega)].$$

Здесь $\operatorname{Re}[S(\omega)]$ и $\operatorname{Im}[S(\omega)]$ - действительная и мнимая части спектральной функции:

$$\operatorname{Re}[S(\omega)] = \int_{-\infty}^{+\infty} U(t) \cos \omega t dt; \quad \operatorname{Im}[S(\omega)] = \int_{-\infty}^{+\infty} U(t) \sin \omega t dt.$$

Модуль и аргумент спектральной функции определяются соответственно по формулам:

$$|S(\omega)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2[S(\omega)] + \operatorname{Im}^2[S(\omega)]}; \quad \arg S(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im}[S(\omega)]}{\operatorname{Re}[S(\omega)]}.$$

Спектральная функция $S(\omega)$ является комплексной величиной, содержащей информацию о спектре и амплитуд, и фаз, поэтому часто ее называют комплексным спектром. Модуль функции $S(\omega)$ является спектром амплитуд, но он выражает не непосредственно амплитуду, а ее спектральную плотность.

Спектральное представление сигнала позволяет оценить его частотный диапазон, т.е. граничные частоты, между которыми заключены все или основные, имеющие наибольшие амплитуды гармонические составляющие сигнала. Частотный диапазон является важной характеристикой сигнала, определяющей необходимую полосу пропускания средства измерения для передачи сигналов с требуемой точностью.

1.4 Математические модели элементарных измерительных сигналов

К элементарным измерительным сигналам относятся постоянный во времени сигнал и сигналы, описываемые единичной и синусоидальной функциями, а также дельта-функцией.

Постоянный сигнал - самый простой из элементарных сигналов, описываемый математической моделью вида $U = A$, где A - единственный параметр сигнала. Графики временной и частотной моделей постоянного сигнала приведены на рисунке 1.4.

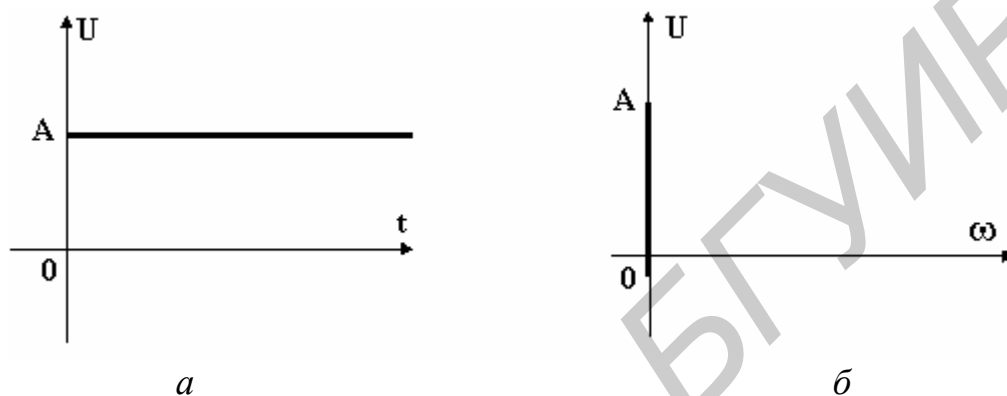


Рисунок 1.4 - Графики временной (а) и частотной (б) моделей постоянного сигнала

Единичная функция, называемая иногда функцией Хевисайда, описывается уравнением

$$1(t - t_0) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < t_0; \\ 1, & \text{при } t \geq t_0. \end{cases}$$

Она имеет один параметр - момент времени t_0 . Ее временная и частотная модели представлены на рисунке 1.5,а.

Дельта-функция описывается уравнением

$$\delta(t - t_0) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq t_0; \\ \infty & \text{при } t = t_0. \end{cases}$$

Она также имеет один параметр - момент времени t_0 . Графики временной и частотной моделей дельта-функции $\delta(t)$ показаны на рисунке 1.5,б. Из них видно, что дельта-функция имеет спектр бесконечной ширины.

Дельта-функция обладает следующим свойством:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - t_0) dt = \int_{t_0 - \varepsilon}^{t_0 + \varepsilon} \delta(t - t_0) dt,$$

где ε - любое, сколь угодно малое число.

Она может рассматриваться как предельная функция однопараметрического семейства непрерывных функций, например

нормального распределения с бесконечно малым средним квадратическим отклонением (СКО) σ :

$$\delta(t-t_0) = \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{-\exp\left[\frac{-(t-t_0)^2}{2\sigma^2}\right]}{\sigma\sqrt{2\pi}}.$$

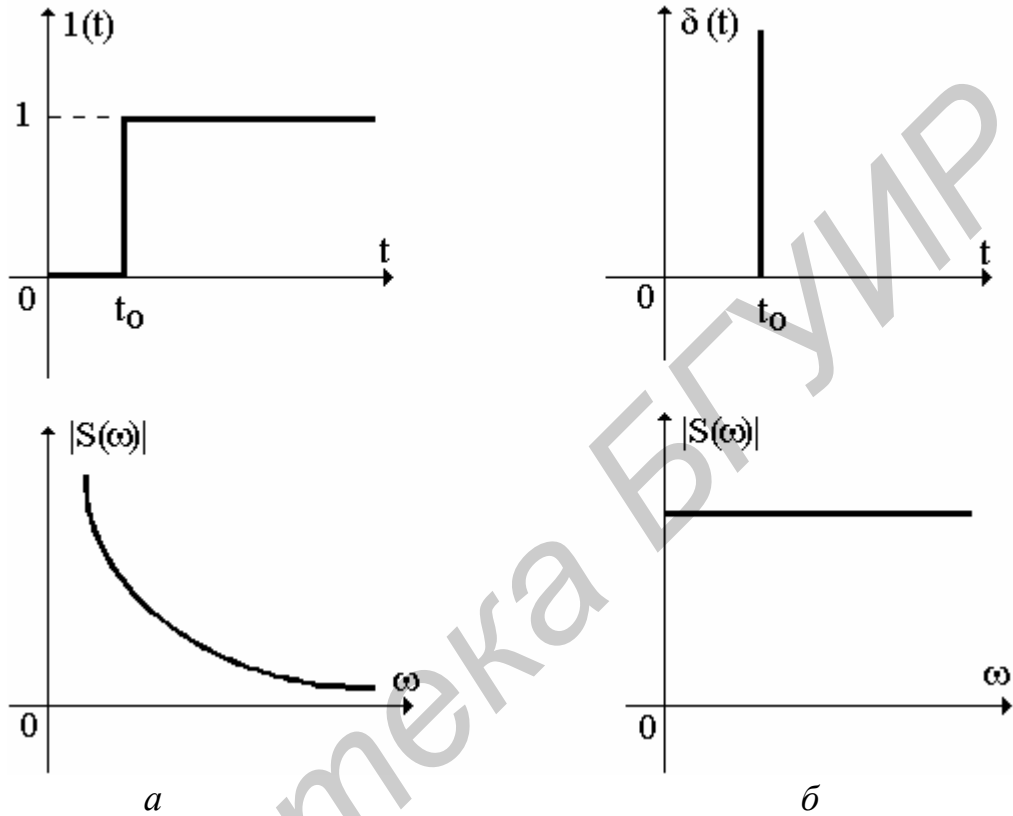


Рисунок 1.5 - График моделей единичной (а) и дельта-функции (б)

Единичная и дельта функции связаны между собой следующими выражениями:

$$1(t-t_0) = \int_0^t \delta(t-t_0) dt; \quad \delta(t-t_0) = \frac{d[1(t-t_0)]}{dt}.$$

Важной особенностью дельта-функции является стробирующее действие, которое описывается уравнением

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(e)\delta(t-t_0) dt = x(t_0).$$

Оно используется для представления дискретизированной во времени функции с шагом дискретизации Δt :

$$x_{\text{д}}(\Delta t) = \sum x(n\Delta t)\delta(t-n\Delta t).$$

Гармонический сигнал описывается уравнением

$$U(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi) = U_m \sin\left(\frac{2\pi t}{T} + \varphi\right). \quad (1.5)$$

Параметрами такого сигнала являются: амплитуда U_m , период T (или частота $f = 1/T$, или круговая частота ω) и начальная фаза φ . График временной модели общеизвестен, а график частотной модели такого сигнала показан на рисунке 1.6.

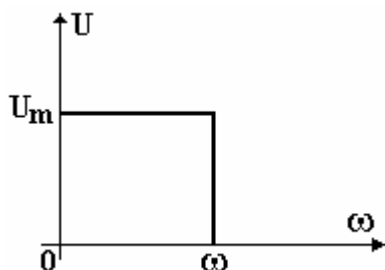


Рисунок 1.6 - Спектр гармонического сигнала

5 Математические модели сложных измерительных сигналов

В средствах измерений используется большое число измерительных сигналов, имеющих самые разнообразные формы. Рассмотрим некоторые из них, наиболее часто встречающиеся на практике.

Прямоугольные импульсы. Одиночный идеальный прямоугольный импульс (рисунок 1.7,а) описывается уравнением

$$U(t) = U_m [1(t - t_0) - 1(t - t_0 - \tau)],$$

т.е. он формируется как разность двух единичных функций, сдвинутых во времени на величину τ - длительность импульса.

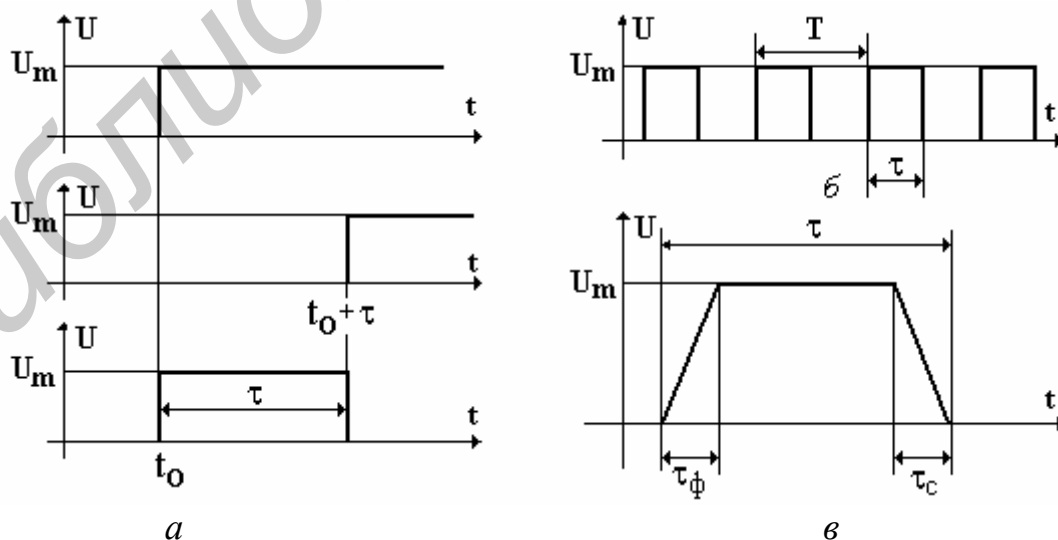


Рисунок 1.7 - Формирование идеального прямоугольного импульса (а), последовательность прямоугольных импульсов (б) и трапецидальный импульс (в)

Последовательность прямоугольных импульсов есть сумма одиночных импульсов:

$$U(t) = \sum_{k=0} U_m [1(t - kT) - 1(t - kT - \tau)].$$

Для ее описания необходимо знать три параметра: амплитуду U_m , длительность τ и период T (рисунок 1.7,б). Отношение периода к длительности прямоугольного импульса называется скважностью, а обратная величина - коэффициентом заполнения. При скважности, равной двум, последовательность импульсов называют меандром (см. рисунок 1.7,б).

Идеальные прямоугольные импульсы в природе не встречаются. В реальных импульсах время изменения сигнала от нулевых до амплитудных значений (и обратно) всегда имеет конечную длительность, т.е. фронт τ_f и спад τ_c (рисунок 1.7,в). Следовательно, у реальных импульсов будет трапецеидальная форма.

Трапецеидальный импульс также является идеализацией реальных импульсов, которые имеют гораздо более сложную форму. Она отличается от трапеции спадом вершины импульса, выбросами на вершине и в паузе и другими особенностями, учтенными в системе параметров реального прямоугольного импульса.

Сигналы с линейными участками. При построении средств измерительной техники широкое применение находят периодические сигналы с линейными участками. Это прежде всего линейный знакопеременный и однополярный линейно изменяющийся (пилообразный) сигналы (рисунок 1.8). Линейный знакопеременный сигнал описывается уравнением

$$U(t) = \begin{cases} 4U_m t/T, & \text{при } t \in [0; T/4]; \\ 4U_m (T/4 - t)/T + U_m, & \text{при } t \in [T/4; 3T/4]; \\ 4U_m (t - 3T/4)/T - U_m, & \text{при } t \in [3T/4; 2T]. \end{cases} \quad (1.6)$$

Пилообразный сигнал $U(t) = U_m \frac{t}{T}$, при $t \in [0; T]$.

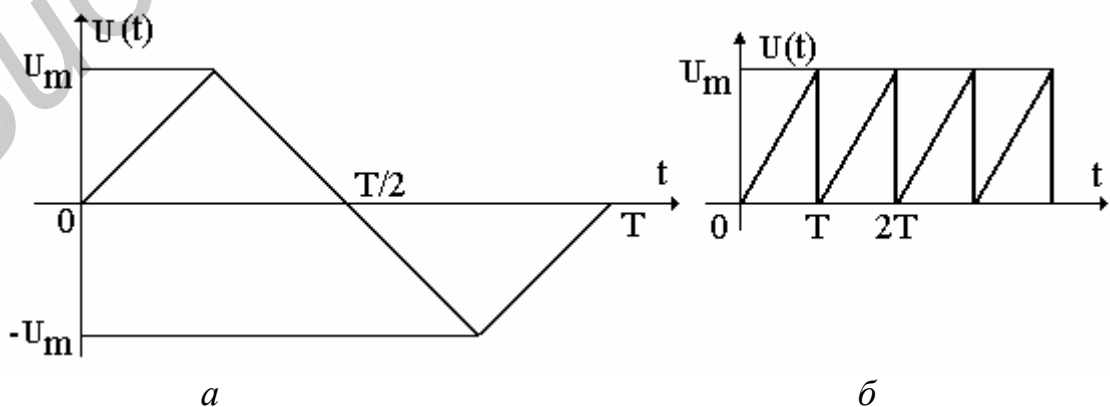


Рисунок 1.8 - Линейный знакопеременный (а) и однополярный линейно изменяющийся (пилообразный) (б) сигналы

Пример 1.1. Оценить нижнюю и верхнюю частоты полосы пропускания измерительного канала средства измерения, используемого для определения параметров трёх сигналов одинаковой частоты ω и амплитуды $U_m = A$:

$U_1(t)$ - синусоидального, описываемого формулой (1.5) при $\varphi = 0$;

$U_2(t)$ - линейного знакопеременного, описываемого формулой (1.6);

$U_3(t)$ - знакопеременного меандра, описываемого формулой

$$U_3 = \begin{cases} A, & \text{при } 0 \leq \omega t < \pi; \\ -A, & \text{при } \pi \leq \omega t < 2\pi. \end{cases}$$

Чтобы средство измерений позволяло точно определять параметры сигнала, оно не должно исказить его форму в процессе преобразований. Для этого все гармоники сигнала должны проходить через измерительный канал без искажений. Выполнение данного условия нереально, т.к. полоса пропускания СИ конечна, а число гармоник в спектре бесконечно. Поэтому в качестве критерия выбора максимальной частоты полосы пропускания измерительного канала примем следующее условие: для внесения минимальных искажений в форму измеряемого сигнала канал должен пропускать без искажений его гармоники, амплитуда которых превышает, например, 1% амплитуды первой гармоники. Это не очень строгая постановка вопроса, однако она позволит решить поставленную задачу.

Определим спектральный состав измеряемых сигналов, разложив их в ряд Фурье:

$$U_1 = A \sin \omega t;$$

$$U_2 = \frac{4A}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \frac{1}{49} \sin 7\omega t + \dots \right);$$

$$U_3 = \frac{4A}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right).$$

Спектр первого сигнала содержит только первую гармоническую составляющую с амплитудой A . Спектры второго и третьего сигналов содержат только нечётные гармоники, амплитуды которых уменьшаются с разной интенсивностью: у сигнала U_2 – пропорционально $1/n^2$, где n – номер гармоники, а у сигнала U_3 – пропорционально $1/n$. Соответственно номер гармонической составляющей второго сигнала, после которой их амплитуда становится меньше $0,01A_1$, равен 11 ($100/11^2 = 0,83\%$). Для третьего сигнала этот номер равен 101 ($100/101 = 0,99\%$).

Таким образом, при измерении синусоидального сигнала минимальная и максимальная частоты полосы пропускания канала одинаковы и равны ω . При измерении линейного знакопеременного сигнала они соответственно составят ω и 11ω . Полоса пропускания равна 10ω . Для знакопеременного меандра экстремальные частоты равны ω и 101ω , а полоса пропускания – 100ω .

Модулированные сигналы. Модулированным называется сигнал, являющийся результатом взаимодействия двух или более сигналов, т.е.

модуляции. Модуляция – это воздействие измерительного сигнала $X(t)$ на какой-либо параметр стационарного сигнала $U(t)$, обладающего такими физической природой и характером изменения во времени, при которых удобны его дальнейшие преобразования и передача. В качестве стационарного сигнала, именуемого несущим, обычно выбирают синусоидальное (гармоническое) колебание

$$U(t) = U_m \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1.7)$$

или последовательность импульсов.

Физически процесс, обратный модуляции, называется *демодуляцией*, или *детектированием*, и заключается в получении из модулированного сигнала другого сигнала, пропорционального модулирующему. Задача демодуляции – по возможности полное восстановление информации, содержащейся в модулирующем сигнале $X(t)$.

Вид модуляции и способ детектирования зависят от требований, предъявляемых к точности передачи информации. Наиболее простым модулированным гармоническим сигналом является амплитудно-модулированный сигнал, в котором измерительная информация содержится в амплитуде несущего синусоидального сигнала (рисунок 1.9).

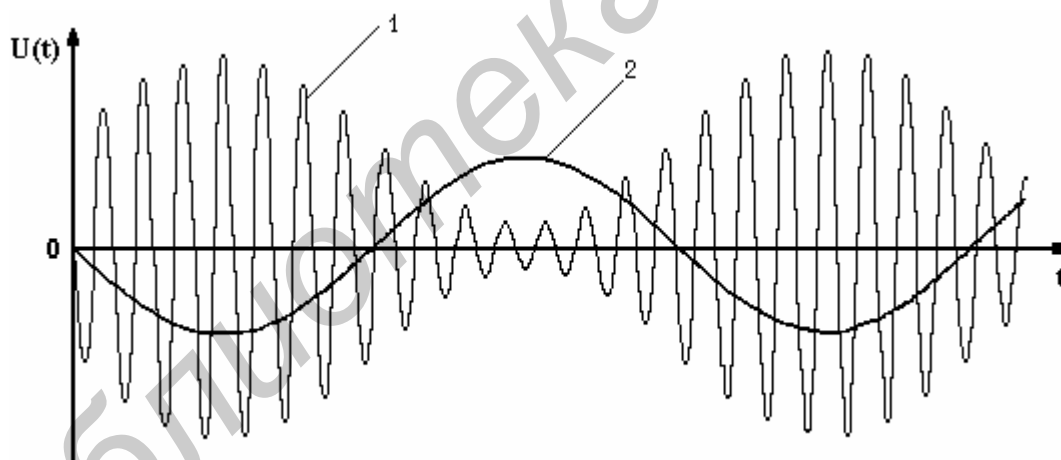


Рисунок 1.9 - Амплитудно-модулированный(1) и модулирующий (2) сигналы

Амплитудно-модулированные сигналы описываются формулой

$$U(t) = U_m \left[1 + m \frac{X(t)}{X_m} \right] \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1.8)$$

где m – глубина амплитудной модуляции (всегда меньше единицы).

При частотной модуляции (рисунок 10.10) измерительная информация содержится в частоте модулированного сигнала, т.е.

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \frac{X(t)}{X_m}, \quad (1.9)$$

где $\Delta\omega$ – наибольшее изменение частоты модулированного сигнала, т.е. девиация частоты, пропорциональная амплитуде модулирующего сигнала.

При фазовой модуляции (рисунок 1.11) модулирующий сигнал $X(t)$ воздействует на фазу несущего колебания:

$$U(t) = U_m \sin \left\{ \omega_0 t + \varphi_0 \left[1 + m_\phi \frac{X(t)}{X_m} \right] \right\},$$

где m_ϕ – коэффициент фазовой модуляции.

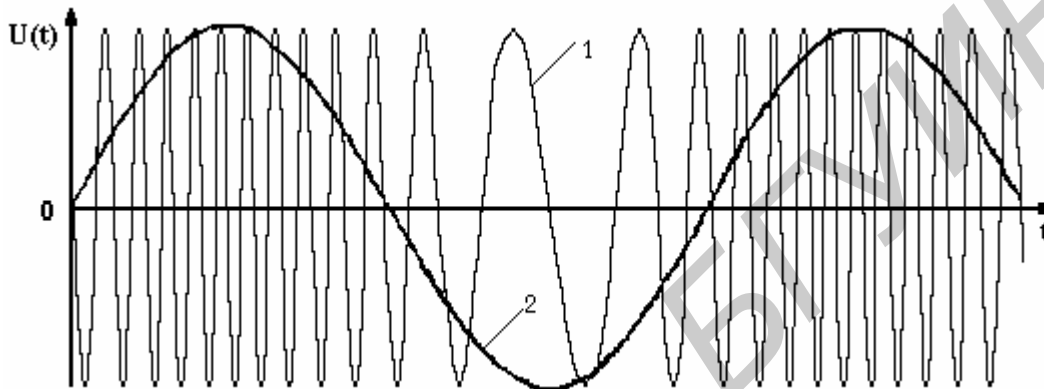


Рисунок 1.10 - Частотно-модулированный (1) и модулирующий (2) сигналы

Для того чтобы при детектировании можно было восстановить модулирующий сигнал, необходимо иметь сигнал, определяемый выражением (1.7) и называемый опорным. Относительно него наблюдают, как меняется фаза модулированного сигнала. Модулирующий, фазомодулированный и опорный сигналы показаны на рисунке 1.11.

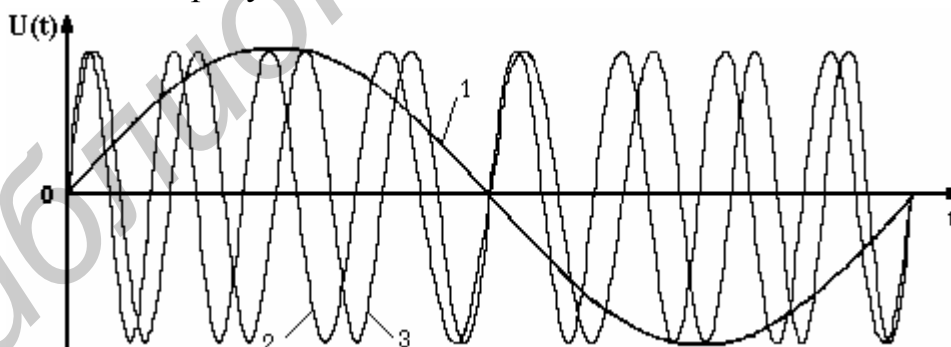


Рисунок 1.11 - Модулирующий (1), фазомодулированный (2) и опорный (3) сигналы

Если модулируемым сигналом является периодическая последовательность прямоугольных импульсов, то возможны следующие три вида модуляции (рисунок 1.12):

- амплитудно-импульсная (АИМ);
- частотно-импульсная (ЧИМ);
- широтно-импульсная (ШИМ).

При этом параметром, несущим измерительную информацию, соответственно являются амплитуда, частота и длительность импульсов.

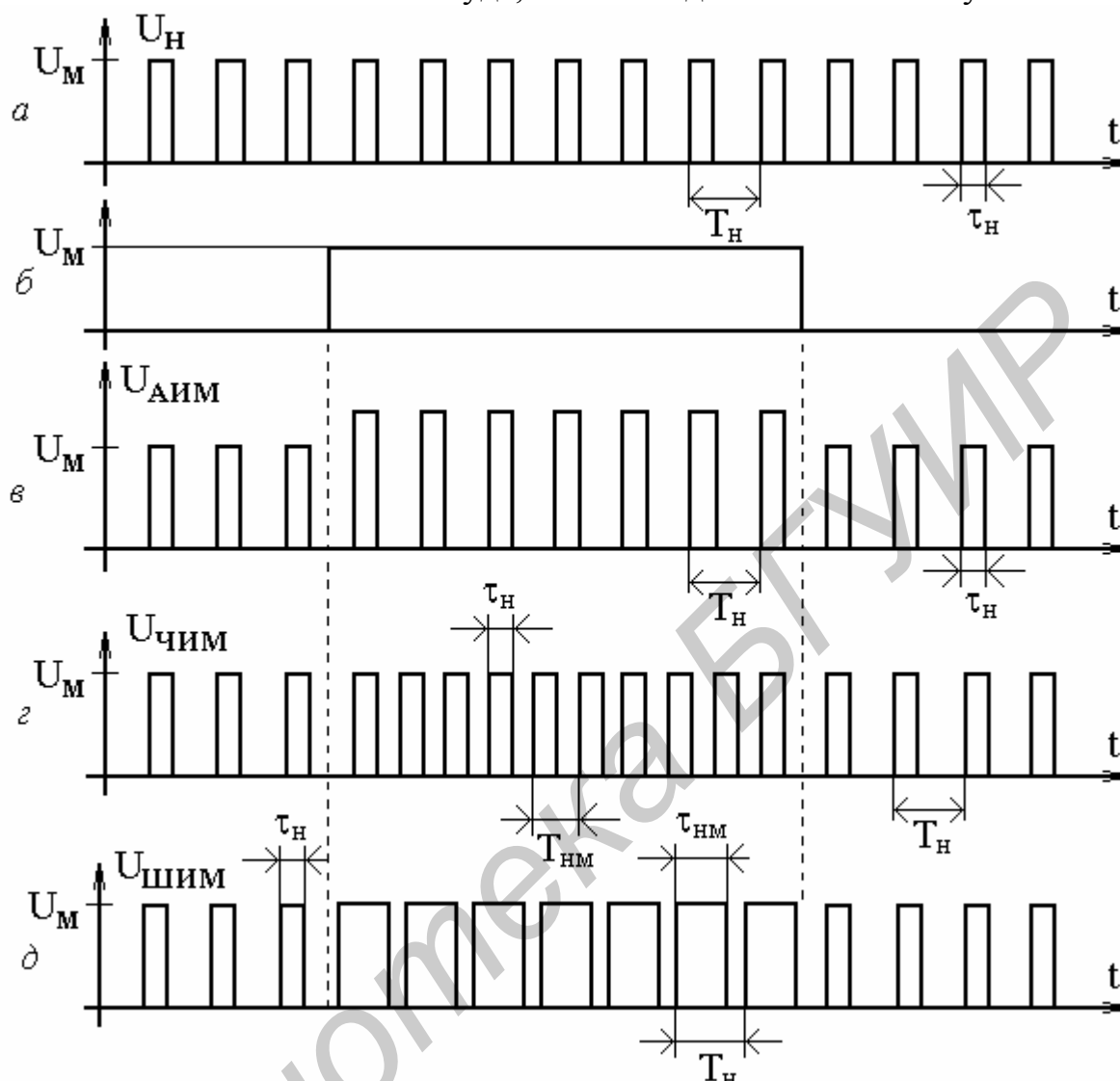


Рисунок 1.12 - Несущая последовательность прямоугольных импульсов (а), модулирующий (б), амплитудно-модулированный (в), частотно-модулированный (г) и широтно-модулированный (д) сигналы

1.6 Квантование и дискретизация измерительных сигналов

По характеру изменения информативного параметра сигналы делятся на четыре группы:

- непрерывный по времени и размеру;
- непрерывный по времени и квантованный по размеру;
- дискретизированный по времени и непрерывный по размеру;
- дискретизированный по времени и квантованный по размеру.

Сигналы, непрерывные по времени и размеру, являются наиболее распространёнными (см. рисунок 1.2,а и кривую на рисунке 1.13). Они чаще всего встречаются в практике измерений, поскольку все первичные природные сигналы микромира непрерывны по времени и размеру. Такой сигнал может

быть определен в любой момент времени его существования и может принимать любые значения в диапазоне его измерения.

Сигналы, непрерывные по времени и квантованные по размеру, получаются из сигнала, непрерывного по времени и размеру, посредством его квантования. Квантование – измерительное преобразование непрерывно изменяющейся величины в ступенчато изменяющуюся с заданным размером ступени q – квантом. В результате проведения этой операции непрерывное множество значений сигнала $U(t)$ в диапазоне от U_{\min} до U_{\max} преобразуется в дискретное множество значений $U_{\text{кв}}(t)$ (см. рисунок 1.13).

Квантование широко применяется в измерительной технике. Существует большая группа естественно квантованных физических величин. К ним относятся электрический заряд, квантом которого является заряд электрона, масса тела, квантом которой является масса молекулы или атома, составляющих данное тело, и др.

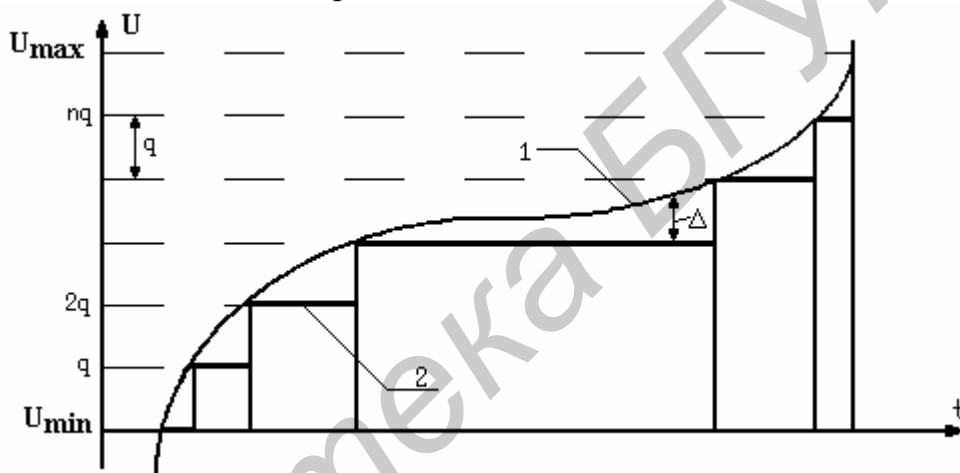


Рисунок 1.13 – Исходный непрерывный (1) и непрерывный по времени и квантованный по размеру (2) сигналы

Различают равномерное (q – постоянная величина) и неравномерное (q – переменная величина) квантование. Неравномерное квантование применяется достаточно редко, в специфических случаях, например при большом динамическом диапазоне квантуемой величины. В связи с этим в дальнейшем рассматривается только равномерное квантование.

Процесс квантования описывается уравнением

$$U_{\text{кв}}(t) = N(t_i)q \cdot 1(t - t_i),$$

где $U_{\text{кв}}(t)$ – квантовый сигнал; $N(t_i)$ – число квантов; $1(t - t_i)$ – единичная функция.

Любой процесс измерения по сути своей есть процесс квантования. Например, при измерении длины тела линейкой с миллиметровыми делениями определяется целое число миллиметров, наиболее близкое к истинному размеру тела. В данном случае в роли кванта выступает миллиметр. При использовании

микрометра квантом является значение величины, равное одному микрометру (10^{-6} м).

Разность между истинным значением длины тела и измеренным линейкой есть погрешность квантования. Погрешность квантования Δ – методическая погрешность отражения непрерывной величины ограниченным по числу разрядов числом. Она равна разности между значением непрерывной функции и значением, полученным в результате квантования (см. рисунок 1.13).

Возможны четыре способа квантования, при которых значения аналоговой функции $U(t)$, находящиеся между двумя известными значениями U_i и U_{i+1} , где $U_{i+1} = U_i + q$, отражаются цифровым значением N , полученным после её квантования. Способы и формулы для расчёта числовых значений N и погрешностей квантования Δ приведены в таблице 1.1. Там же приведены максимальные значения погрешности квантования Δ_m ($\text{Int}(X)$, $F_{\text{rac}}(X)$ – целая и дробная части числа X ; $\text{sign}(X)$ – функция, равная плюс 1 при $X > 0$ и минус 1 при $X < 0$).

Таблица 1.1 - Способы квантования

Способ представления аналоговой величины	Формулы для расчёта числового значения и абсолютной погрешности квантования	Δ_m
Нижнее числовое значение	$N = \text{Int} \left[\frac{U(t)}{q} \right]; \quad D = -q F_{\text{rac}} \left[\frac{U(t)}{q} \right]$	q
Верхнее числовое значение	$N = \text{Int} \left[\frac{U(t)}{q} \right] + 1 \cdot \text{sign}[U(t)]$ $\Delta = -q \left\{ \text{sign}[U(t)] - F_{\text{rac}} \left[\frac{U(t)}{q} \right] \right\}$	q
Нижнее числовое значение, увеличенное на числовую поправку +0,5	$N = \text{Int} \left[\frac{U(t)}{q} \right] + 0,5 \text{sign}[U(t)]$ $\Delta = 0,5q \left\{ \text{sign}[U(t)] - F_{\text{rac}} \left[\frac{U(t)}{q} \right] \right\}$	$\frac{q}{2}$
Нижнее числовое значение при аналоговом введении поправки, равной 0,5g	$N = \text{Int} \left\{ \frac{U(t)}{q} + 0,5 \text{sign}[U(t)] \right\}$ $\Delta = q F_{\text{rac}} \left\{ \frac{U(t)}{q} + 0,5 \text{sign}[U(t)] \right\}$	$\frac{q}{2}$

Можно сказать, что погрешность квантования во всех рассмотренных случаях подчиняется равномерному закону распределения. В первом случае она распределена в диапазоне от 0 до минус q и имеет математическое ожидание $M[\Delta] = q/2$, а в третьем и четвёртом – от минус $q/2$ до плюс $q/2$ с $M[\Delta] = 0$.

Среднее квадратическое отклонение погрешности при всех видах равномерного квантования $\sigma(\Delta) = \frac{q}{2\sqrt{3}}$.

Если задано максимально допустимое значение СКО σ_m , то данная формула даёт возможность определить число ступеней N_m , при котором СКО погрешности квантования не превысит σ_m . Действительно, учитывая, что $q = \frac{X_m}{N_m}$, где X_m – максимальное значение квантуемого сигнала, получим исходное неравенство

$$\sigma(\Delta) = \frac{q}{2\sqrt{3}} = \frac{X_m}{N_m 2\sqrt{3}} \leq \sigma_m.$$

После преобразования

$$N_m \geq \frac{X_m}{\sigma_m \cdot 2\sqrt{3}} = \frac{1}{\delta_m \cdot 2\sqrt{3}} \approx \frac{0,289}{\delta_m},$$

где $\delta_m = \sigma_m/X_m$.

Сигналы, дискретизированные по времени и непрерывные по размеру, получаются из непрерывных по времени и размеру сигналов посредством дискретизации. Дискретизация – измерительное преобразование непрерывного во времени сигнала $U(t)$ в последовательность мгновенных значений этого сигнала $U_k = U(k\Delta t)$, соответствующих моментам времени $k\Delta t$, где $k = 1, 2, 3 \dots$. Интервал времени Δt называется шагом дискретизации, а обратная ему величина $f_d = \frac{1}{\Delta t}$ – частотой дискретизации.

Процесс дискретизации непрерывного сигнала показан на рисунке 1.14. Математически он описывается с помощью дельта-функции $\delta(t - k\Delta t)$, которая как известно, обладает стробирующим действием.

Идеальный дискретизированный сигнал U_d является последовательностью импульсов нулевой длительности и аналитически может быть представлен в виде

$$U_m(k\Delta t) = \sum_{k=1}^n U(k\Delta t)\Delta(t - k\Delta t),$$

где $U(k\Delta t)$ – значение непрерывного сигнала в k -й точке дискретизации.

Дискретизация бывает равномерной ($\Delta t = \text{const}$) и неравномерной (Δt – переменная величина). Частота дискретизации выбирается на основе априорных сведений о характеристиках дискретизируемого сигнала. На практике наибольшее распространение получила равномерная дискретизация. Это объясняется тем, что алгоритмы дискретизации и последующего восстановления сигнала и соответствующая аппаратура относительно просты. Однако при недостаточности априорных данных о характеристиках сигнала или их некорректности возможна значительная избыточность отсчетов.

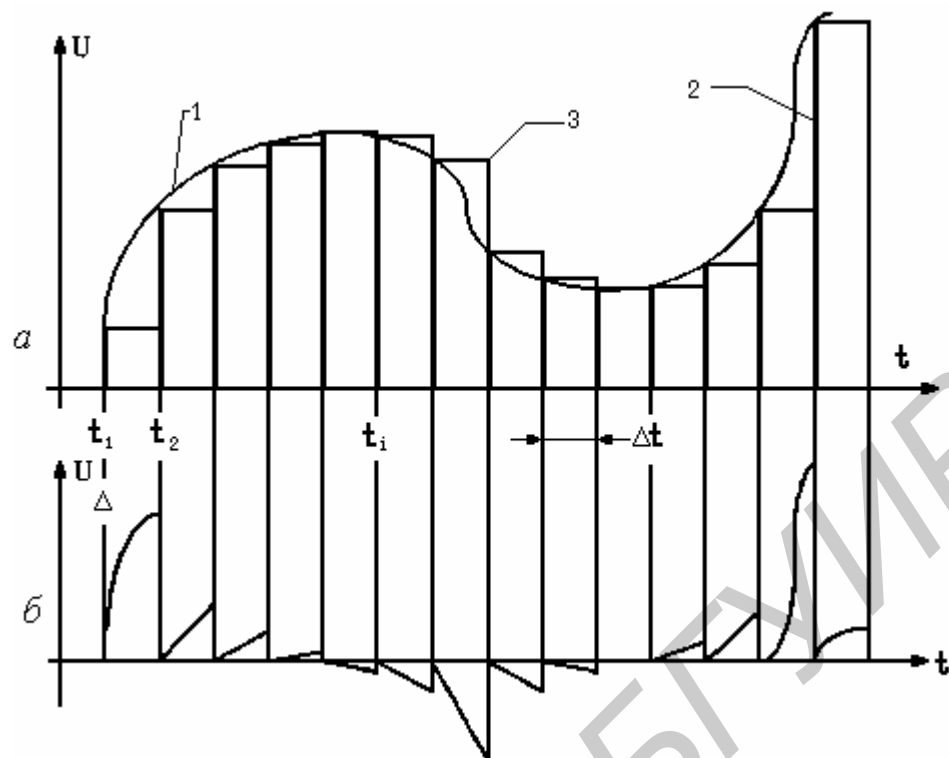


Рисунок 1.14 - Дискретизация непрерывного сигнала (а) и погрешность восстановления (б)

По способу получения дискретных значений различают физическую и аналитическую дискретизации.

При физической дискретизации, т.е. дискретизации, осуществляемой аппаратными средствами электроники (рисунок 1.15,а), преобразование непрерывного сигнала в последовательность мгновенных значений осуществляется с помощью стробирующего импульса конечной (нулевой) длительности τ_c (рисунок 1.15,б).

Поэтому амплитуда дискретизированных значений может находиться в диапазоне от $U_{\text{ВЫХ}}(t_i)$ до $U_{\text{ВЫХ}}(t_i + \tau_c)$. Поскольку дискретизированное значение относят, как правило, к моменту времени t_i , то возникает погрешность датирования отсчёта $\Delta_d = U_{\text{ВЫХ}}(t_i) - U_{\text{ср}}$, максимальное значение которой $\Delta_{\text{дм}} = U_{\text{ВЫХ}}(t_i + \tau_c) - U_{\text{ВЫХ}}(t_i)$, где $U_{\text{ср}}$ - некоторое значение сигнала $U_{\text{ср}} \in [U_{\text{ВЫХ}}(t_i); U_{\text{ВЫХ}}(t_i + \tau_c)]$, зависящее от аппаратной реализации устройств, дискретизирующих измерительный сигнал.

Дискретизация имеет место в расчётах процессов, проводимых с помощью вычислительной техники. В этом случае она называется аналитической (математической, расчётной, условной). При такой дискретизации длительность стробирующего импульса равна нулю; следовательно, погрешность датирования принципиально отсутствует и дискретизированное значение относится к заданному моменту времени, т.е. определяется мгновенное значение сигнала.

В дискретизированном сигнале отсутствуют промежуточные значения, которые содержались в исходном непрерывном сигнале. Однако часто

принципиально необходим непрерывный сигнал. Поэтому во многих случаях дискретизированный сигнал требуется преобразовать в непрерывный, т.е. восстановить его промежуточные значения. Задача восстановления дискретизированных сигналов в общем случае аналогична задаче интерполирования функций. При восстановлении исходного сигнала $U(t)$ по совокупности выборок $U_d(k \Delta t)$ формируется обобщенный многочлен

$$U_B(t) = \sum_{i=1}^k a_i C_i(t),$$

где $C_i(t)$ - система базисных функций, которая обычно является ортогональной или ортонормированной; a_i - коэффициенты ряда.

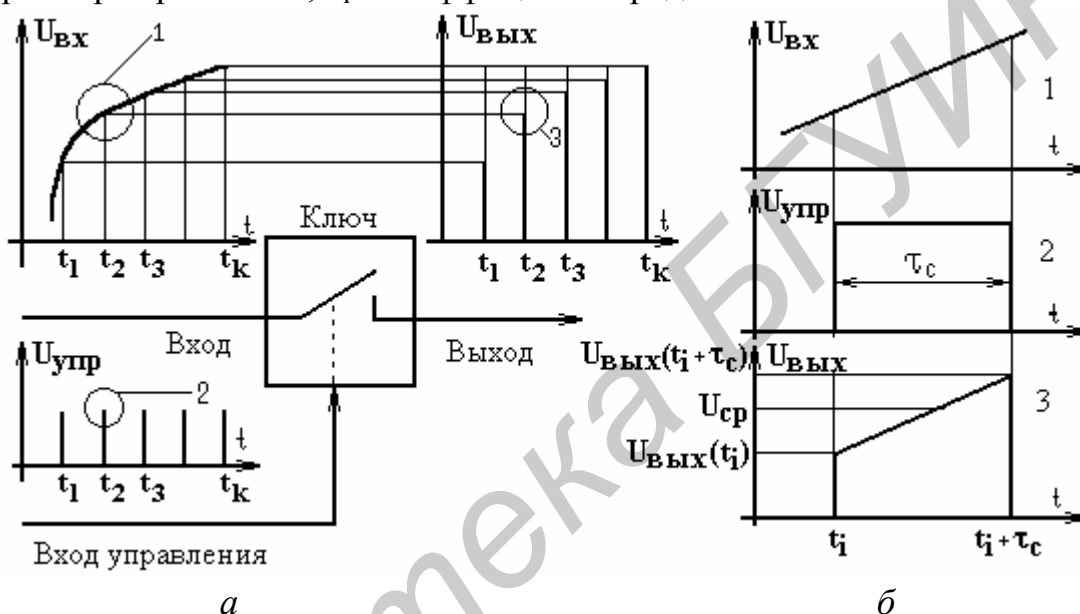


Рисунок 1.15 - Структурная схема процесса физической дискретизации (а) и основные сигналы в укрупненном временном масштабе (б)

Его значения в точках дискретизации совпадают со значениями непрерывной функции. В ряде случаев при формировании восстанавливающего многочлена накладывается условие совпадения производных до заданного порядка n включительно.

При восстановлении непрерывный сигнал на каждом из участков между соседними дискретными значениями заменяется кривой, вид которой определяется выбранными базисными функциями. Восстановление непрерывного сигнала из дискретизированного должно проводиться с возможно меньшей заданной погрешностью. Для этого необходимо соответствующим образом выбрать для данного участка сигнала восстанавливающую базисную функцию.

Коэффициенты ряда и базисные функции могут выбираться на основе различных критериев, например: наибольшего отклонения, минимума погрешности или совпадения значений восстанавливаемого непрерывного сигнала с мгновенными значениями дискретизированного сигнала. В измерительной технике наиболее широко используется последний критерий,

так как он удобен для аналитического восстановления с помощью компьютера на основе результатов измерения мгновенных значений дискретизированного сигнала, отличается простотой реализации и достаточно высокой точностью.

Восстановление сигнала в данном случае регулируется теоремой Котельникова, которая формулируется следующим образом: если функция $U(t)$, удовлетворяющая условиям Дирихле - ограничена, кусочно-непрерывна, имеет конечное число экстремумов - и обладающая спектром с граничной частотой f_c , дискретизирована циклически с периодом Δt , меньшим или равным $1/(2f_c)$, т.е. $f_d \geq 2f_c$, то она может быть восстановлена по всей этой совокупности ее мгновенных значений без погрешности.

Если теорема Котельникова выполняется, то непрерывный сигнал $U(t)$ может быть восстановлен как сумма базисных функций, называемых рядом Котельникова:

$$U_B(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n\Delta t) \frac{\sin[\omega_c(t - n\Delta t)]}{\omega_c(t - n\Delta t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U(n\Delta t) F_{от}(t),$$

где $\omega_c = 2\pi f_c$ - круговая граничная частота спектра непрерывного сигнала $U(t)$; Δt - период дискретизации; $F_{от}(t)$ - функция отсчетов.

Ряд Котельникова является одним из примеров обобщенного ряда Фурье и замечателен тем, что его коэффициенты равны мгновенным дискретизированным значениям сигнала $U(t)$ и, следовательно, определяются наиболее простым способом.

При использовании теоремы Котельникова возникает ряд принципиальных затруднений. Теорема предназначена для сигналов с ограниченным частотным спектром, а реальные сигналы имеют бесконечный частотный спектр. Искусственное ограничение реального бесконечного спектра частотой f_c (в предположении, что при частотах, больших f_c , спектр равен нулю) приводит к возникновению погрешности восстановления.

В действительности дискретизированные значения сигнала практически никогда не являются мгновенными. Чаще всего они выражают усредненное за некоторый конечный (хотя и весьма малый) интервал значение сигнала (см. рисунок 1.15,б). Это обуславливает возникновение методической погрешности восстановления сигнала.

Кроме полиномов Котельникова широкое применение в качестве базисных функций нашли степенные алгебраические полиномы Лагранжа (см. рисунок 1.14,б) и Уолша.

Погрешность восстановления дискретизированных сигналов равна разности между значениями непрерывной исходной функции и восстанавливающей функции. Она существенным образом зависит от вида используемой базисной функции. Для восстанавливающей функции на основе полиномов Лагранжа нулевой степени погрешность восстановления показана на рисунке 1.14,б.

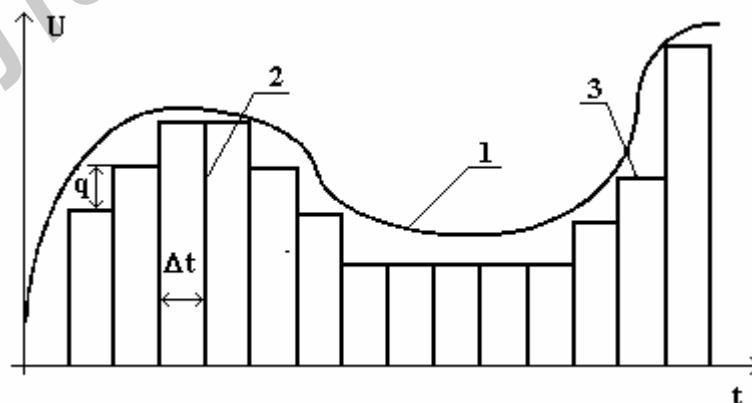
Погрешность восстановления зависит от закона изменения дискретизируемой функции, выбранных восстанавливающих полиномов и величины шага или частоты дискретизации. Чем менее гладкой и монотонной является дискретизируемая функция (т.е. чем больше в ее спектральном составе высших гармоник), тем больше, при прочих равных, погрешность восстановления. Выбор восстанавливающих полиномов влияет не только на погрешность, но и на сложность и стоимость реализующей данный способ восстановления аппаратуры. Поэтому на практике стремятся использовать по возможности наиболее простые аппроксимирующие выражения.

Погрешность восстановления доводят до требуемого значения главным образом соответствующим выбором шага дискретизации. Очевидно, что при его уменьшении погрешность восстановления снижается. Однако при малых Δt измерительный преобразователь должен иметь очень высокое быстродействие, что требует усложнения его конструкции и приводит к увеличению стоимости. Кроме этого возникает избыточность информации, приводящая к перегрузке используемых каналов связи и запоминающих устройств. При больших Δt невозможно точно восстановить исходную непрерывную функцию, поэтому на практике шаг Δt и частоту дискретизации $f = 1/\Delta t$ рассчитывают по заданной погрешности восстановления.

Методика расчета зависит от применяемых базисных функций. При использовании ряда Котельникова частота дискретизации рассчитывается по формуле $f = 2kf_c$, где k - коэффициент запаса, выбираемый из диапазона (1,5,6) и учитывающий неограниченность спектра реальных сигналов; f_c - максимальная частота в спектре сигнала.

Формулы для расчета частоты дискретизации при использовании полиномов Лагранжа нулевой и первой степеней носят приближенный характер.

Сигналы, дискретизированные по времени и квантованные по размеру (рисунок 1.16), согласно приведенной классификации являются цифровыми сигналами.



1 - исходный непрерывный; 2 - дискретизированный во времени и квантованный по уровню; 3 - восстановленный непрерывный

Рисунок 1.16 – Измерительные сигналы

На практике они формируются цифроаналоговыми преобразователями, которые фактически являются управляемыми цифровым кодом мерами с выходным дискретизированным во времени сигналом. Следовательно, в этих устройствах параллельно осуществляются два процесса преобразования измерительной информации: дискретизация и квантование. Их совместное действие описывается математическим выражением

$$U_{\text{кд}}(k\Delta t) = \sum_{k=1}^n N(k\Delta t)q\delta(t - k\Delta t),$$

где $N(k\Delta t)$ - цифровой код (число квантов), соответствующий моменту $k\Delta t$.

Значения сигнала, дискретизированного по времени и квантованного по уровню, определены только в моменты, кратные периоду дискретизации Δt . Поэтому имеет место задача формирования непрерывного сигнала по данным значениям. Эта задача аналогична рассмотренной задаче восстановления дискретизированного сигнала.

Отличие состоит в том, что последний равен исходному непрерывному сигналу, а квантованный и дискретизированный сигналы отличаются от него, но не более чем на значение кванта q . Вследствие этого погрешность состоит из двух составляющих, обусловленных процессами дискретизации и квантования. Суммарная дисперсия ординаты восстановленного сигнала равна сумме дисперсий погрешности квантования и дискретизации: $\sigma^2 = q^2/12 + \sigma_{\text{д}}^2$, при этом предполагается, что между ними отсутствует корреляция.

1.7 Интегральные параметры периодического сигнала

Переменный периодический сигнал $U(t)$ кроме совокупности мгновенных значений часто описывается несколькими общепринятыми обобщающими параметрами, называемыми интегральными и характеризующими в целом период сигнала. Каждому закону изменения сигнала соответствуют определенные интегральные значения: амплитудное, среднее, средневыпрямленное и среднеквадратическое.

Амплитудное (пиковое) значение U_m равно максимальному за выбранный промежуток времени (или период) значению сигнала $U(t)$. По сути своей амплитудное значение является мгновенным, а не интегральным. Однако оно используется при расчете коэффициентов формы, амплитуды и усреднения и поэтому рассматривается в этом разделе.

Среднее значение

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt$$

описывает постоянную составляющую сигнала. Так, для синусоидального сигнала среднее значение равно нулю, следовательно, он не содержит постоянной составляющей.

Средневыпрямленное значение

$$U_{\text{св}} = \frac{1}{T} \int_0^T |U(t)| dt$$

используется для симметричных относительно оси времени сигналов, т.е. не содержащих постоянной составляющей.

Среднеквадратическое значение определяется выражением

$$U_{\text{СК}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2},$$

где U_k - среднеквадратическое значение k -й гармоники сигнала $U(t)$.

Его иногда называют действующим или эффективным, хотя эти термины считаются устаревшими. Среднеквадратическое значение сигнала является единственной истинной мерой его мощности и широко используются в практике преобразования электрических сигналов.

Связь между перечисленными параметрами устанавливается с помощью следующих коэффициентов: формы $k_{\Phi} = U_{\text{СК}}/U_{\text{СВ}}$; амплитуды $k_A = U_m/U_{\text{СК}}$ и усреднения $k_{\gamma} = U_m/U_{\text{СВ}} = k_A k_{\Phi}$. Числовые значения рассмотренных коэффициентов для некоторых сигналов приведены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 - Значения коэффициентов амплитуды, формы и усреднения для ряда наиболее распространенных сигналов

Сигнал	k_A	k_{Φ}	k_{γ}
Синусоидальный	$\sqrt{2} \approx 1,41$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11$	$\frac{\pi}{2} \approx 1,57$
Меандр	1	1	1
Линейный знакопеременный	$\sqrt{3} \approx 1,73$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,16$	2
Однополярный линейно изменяющийся (пилообразный)	$\sqrt{3} \approx 1,73$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,16$	2

Пример 1.2. В измерительной технике часто используются периодические и не содержащие постоянной составляющей сигналы. Они имеют самую разнообразную форму: прямоугольную, линейную знакопеременную, синусоидальную и т.д. до близкой к форме дельта-функции Дирака. Для моделирования и настройки средств измерений удобно иметь одну простую математическую функцию, которая при изменении одного - двух ее параметров описывала бы с той или иной степенью точности все перечисленные выше формы сигналов. Для данной цели подходит известная функция Иордана

$$U(t) = \frac{U_m \sin \omega t}{\sqrt{1 + \varepsilon \cos 2\omega t}}, \quad (1.10)$$

где U_m - амплитуда сигнала; $\omega = 2\pi \cdot f$ - круговая частота; ε - параметр формы, изменяющийся от минус 0,(999) до бесконечности. При $\varepsilon \rightarrow$ минус 1 получаем практически прямоугольный сигнал, а при ε , стремящемся к

бесконечности, данная функция по форме становится близкой к дельта-функции Дирака (рисунок 1.17).

Среднеквадратическое и средневывпрямленное значения сигнала, описываемого функцией Иордана, зависят от параметра формы и могут быть определены по формулам:

$$U_{\text{СК}} = \begin{cases} U_m \sqrt{(\sqrt{1+\varepsilon}-1)/\varepsilon}, & \varepsilon \in (-1; \infty), \varepsilon \neq 0 \\ U_m/2, & \varepsilon = 0 \end{cases}$$

$$U_{\text{СК}} = \begin{cases} \frac{2U_m}{\pi\sqrt{|\varepsilon|}} \arcsin \sqrt{|\varepsilon|}, & -\varepsilon \in (-1; 0) \\ 2U_m/\pi, & \varepsilon = 0 \\ \frac{2U_m}{\pi\sqrt{\varepsilon}} \operatorname{arsh} \sqrt{\varepsilon}, & -\varepsilon \in (0; \infty) \end{cases}$$

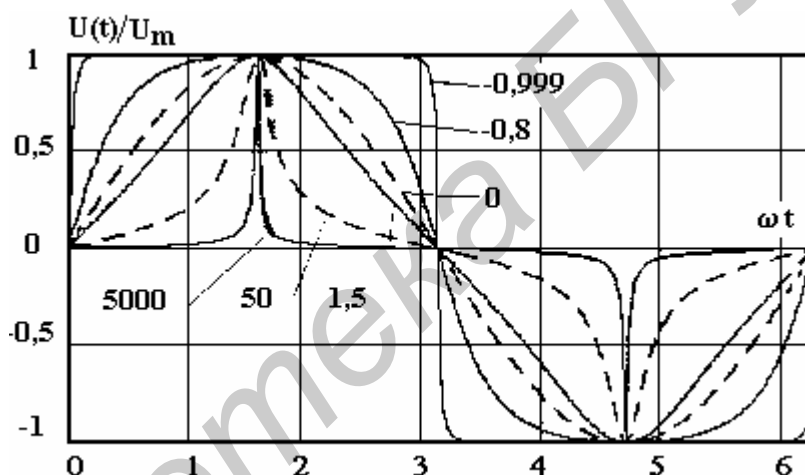


Рисунок 1.17 - Вид функции Иордана при различных значениях коэффициента ε

Приведенные выражения позволяют найти все три коэффициента, характеризующие сигнал (1.9). Эти коэффициенты, а также коэффициент гармоник k_{Γ} , рассчитываемый по формуле (1.4), в значительной степени зависят от параметра формы ε . Рассчитанные зависимости приведены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 - Значения коэффициентов $k_{\Phi}(\varepsilon)$, $k_A(\varepsilon)$ и $k_{\Gamma}(\varepsilon)$ функции Иордана при различных значениях ε

ε	-0,999	-0,9	0	2	20	80	100	500	1000	5000
k_{Φ}	1,00	1,04	1,11	1,15	1,35	1,50	1,58	1,91	2,10	2,65
k_A	1,02	1,15	1,41	1,65	2,36	2,97	3,32	4,84	5,71	8,47
k_{Γ}	0,447	0,242	0	0,146	0,446	0,643	0,730	1,076	1,25	1,73

Анализ приведенных данных показывает, что формула (1.9) описывает сигналы, формы которых близки к прямоугольной ($\varepsilon > \text{минус } 0,999$), линейной знакопеременной ($\varepsilon \approx 1,5 \dots 2$), синусоидальной ($\varepsilon = 0$) и дельта-функции Дирака ($\varepsilon \geq 5000$). Изменяя один параметр функции, можно описывать сигнал различным спектральным составом: коэффициент гармоник изменяется от 0 при $\varepsilon = 0$ до 173 % при $\varepsilon = 5000$.

Функцию Дирака удобно использовать при реализации калибраторов напряжения - прецизионных источников переменного напряжения, выполненных на основе цифроаналоговых преобразователей, управляемых микропроцессорами. Задавая параметр формы и рассчитывая управляющий код для данного преобразователя, можно формировать напряжения требуемой формы, амплитуды и частоты (естественно, с теми ограничениями, которые накладывает аппаратная реализация калибратора).

Контрольные вопросы

1 Чем измерительный сигнал отличается от других видов сигналов? Приведите примеры измерительных сигналов, используемых в различных измерительных преобразованиях.

2 Перечислите признаки, по которым классифицируются измерительные сигналы.

3 Чем аналоговый, дискретный и цифровой сигналы отличаются друг от друга?

4 Расскажите о характеристиках и параметрах случайных сигналов.

5 Что такое помехи, как они классифицируются? Приведите примеры помех.

6 Какие типы математических моделей измерительных сигналов используются в метрологии?

7 Сколько и каких параметров нужно знать для описания каждого из элементарных измерительных сигналов?

8 Что такое амплитудная, частотная и фазовая модуляции?

9 Что такое амплитудно-импульсная, частотно-импульсная и широтно-импульсная модуляции?

10 Дайте определение операции квантования. Где и каким образом она используется в метрологии? Что такое погрешность квантования?

11 Дайте определение дискретизации. Расскажите о том, как проводится дискретизация измерительных сигналов. Что утверждает теорема Котельникова?

12 Какие интегральные параметры используются для описания переменных сигналов?

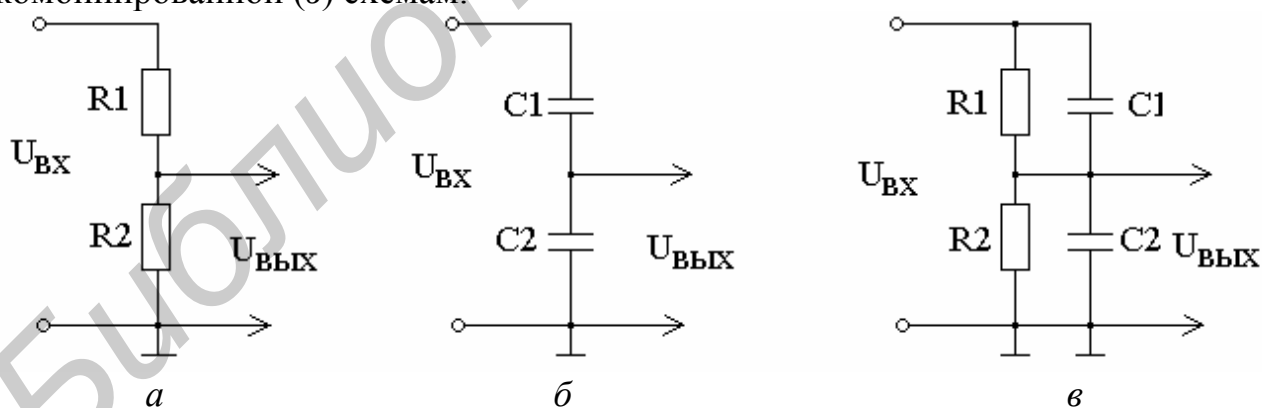
2 ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Обычно полученный в результате преобразования неэлектрической величины в электрическую сигнал подвергается некоторой обработке, прежде чем он станет удобным для наблюдения, регистрации или управления. Этот раздел посвящен некоторым методам обработки сигнала, часто применяемым в измерительной аппаратуре. Будем различать линейную обработку сигнала, такую как ослабление, усиление, компенсация и т.д., и нелинейную обработку сигнала, такую как определение пикового, среднеквадратического или средневыпрямленного значений сигналов.

Кроме того, рассмотрим такие преобразования сигнала, как взятие выборки, аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразование. Преобразование осуществляет отображение непрерывного по времени и амплитуде сигнала в сигнал, дискретный по времени и/или амплитуде, или наоборот. Рассмотрим вначале некоторые виды линейной обработки сигнала.

2.1 Делители напряжения

Входное устройство (ВУ) любого средства измерения предназначено для расширения пределов измерения и применяется в тех случаях, когда измерительный сигнал слишком велик для дальнейшего преобразования или измерения. Эта операция не должна допускать искажения сигнала и связанной с этим потери измерительной информации. Делитель напряжения сдвигает входной динамический диапазон измерительной системы в сторону более высоких уровней сигнала. В простейшем случае используется делитель напряжения (рисунок 2.1), выполненный по резистивной (*а*), емкостной (*б*) или комбинированной (*в*) схемам.



а – на резисторах; *б* – на конденсаторах; *в* – комбинированная

Рисунок 2.1 – Схемы делителей напряжения

Наиболее простой и универсальной для преобразования постоянного $U_{Х=}$ и переменного $U_{Х\sim}$ напряжений является схема, представленная на рисунке 2.1, *а*. Однако на высоких частотах существенное влияние начинают оказывать паразитные емкости. Поэтому на высоких частотах переходят либо к емкостной схеме, либо к комбинированной, которая при $R_1C_1 = R_2C_2$ оказывается

частотно-компенсированной (коэффициент деления $k = R2/(R1+R2)$), как и для схемы, изображенной на рисунке 2.1,а).

Выполнение остальных требований и прежде всего обеспечение высокого входного сопротивления и минимальной входной емкости преобразователя приводит в ряде случаев к усложнению структуры ВУ. Наиболее универсальным и часто применяемым в современных вольтметрах переменного тока является ВУ, структурная схема которого представлена на рисунке 2.2.

Принципиальной особенностью данной схемы является изменение $U_{ВХ}$ с помощью низкоомного резистивного делителя напряжения с постоянным входным и выходным импедансом. Это повышает точность преобразования $U_{Х\sim}$, но требует введения в структуру ВУ преобразователя импеданса (ПИ), обеспечивающего трансформацию высокого входного сопротивления преобразователя в малое входное сопротивление аттенюатора. В качестве ПИ наиболее часто используют повторитель напряжения на полевом транзисторе с глубокой отрицательной обратной связью. С помощью входного делителя напряжения (ВДН) предусматривается дополнительная возможность расширения пределов измерения вольтметра. ВДН представляет собой фиксированный делитель резистивно-емкостного типа (см. рисунок 2.1,в).

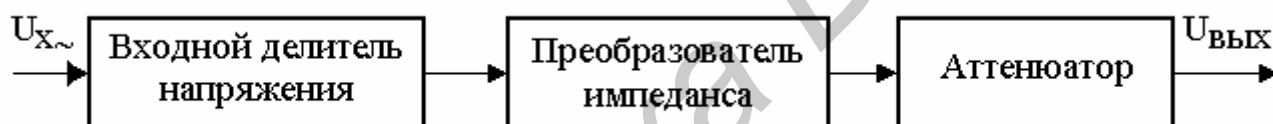


Рисунок 2.2 - Структурная схема универсального делителя напряжения

На высоких частотах входное сопротивление преобразователя уменьшается, а входная емкость и индуктивности проводников образуют последовательный колебательный контур, который на резонансной частоте имеет практически нулевое сопротивление. Для нейтрализации этих эффектов ПИ конструктивно выполняется как выносной пробник с ВДН в виде насадки.

2.2 Измерительные усилители

Если преобразованный сигнал слишком мал для дальнейшего преобразования или измерения, то сначала его обычно усиливают. Усиление сигнала с высокой точностью, при низком уровне шумов и малых искажениях выполняется с помощью измерительных усилителей. Это особый тип усилителей, у которых, как правило, коэффициент усиления точно определен и его можно регулировать. Помимо повышения чувствительности измерительный усилитель изолирует объект измерения от нагружающего действия со стороны измерительной системы. Измерительный усилитель позволяет повышать мощность преобразованного сигнала до тех пор, пока сохраняется содержащаяся в сигнале информация. Поэтому энергию, отбираемую у объекта измерения, можно значительно уменьшить. Чтобы избежать влияния на объект измерения, при преобразовании измерении напряжения входной импеданс

измерительного усилителя должен быть большим, а при преобразовании тока – малым.

Для усиления выходных сигналов промежуточных преобразователей применяются усилители постоянного и переменного токов. Усилители постоянного тока (УПТ) обеспечивают получение мощности, достаточной для осуществления дальнейших измерительных преобразований и согласования входного сопротивления последующих измерительных преобразователей с выходным сопротивлением входного устройства или преобразователя напряжения - детектора. К УПТ предъявляются два основных требования: высокое постоянство коэффициента усиления и пренебрежимо малые флуктуации выходной величины при отсутствии преобразуемого напряжения $U_{\text{х=}}$ (дрейф нуля). Поэтому все практические схемы УПТ имеют глубокую отрицательную обратную связь (ООС), обеспечивающую их стабильную работу и нечувствительность к перегрузкам. Радикальными методами борьбы с дрейфом нуля являются его периодическая коррекция, а также преобразование $U_{\text{х=}}$ в переменное напряжение с последующим усилением и выпрямлением этого напряжения.

Усилители переменного тока в соответствии со своим функциональным назначением должны иметь высокую чувствительность, большое значение коэффициента усиления, малые нелинейные искажения и широкую полосу пропускания (за исключением УПЧ селективного вольтметра). Удовлетворить этим противоречивым требованиям могут только многокаскадные усилители с ООС и звеньями для коррекции частотной характеристики. В некоторых случаях применяются логарифмические усилители для получения линейной шкалы в децибелах. Если ставится задача минимизации аддитивной погрешности вольтметра, усилители могут быть двухканальными с усилением основного сигнала и сигнала, корректирующего аддитивную погрешность. Для расширения функциональных возможностей многие цифровые приборы имеют специальный выход усилителя и могут использоваться как широкополосные усилители. Более того, усилители могут выпускаться как самостоятельные измерительные приборы, образуя группу У.

2.3 Нелинейная обработка сигнала

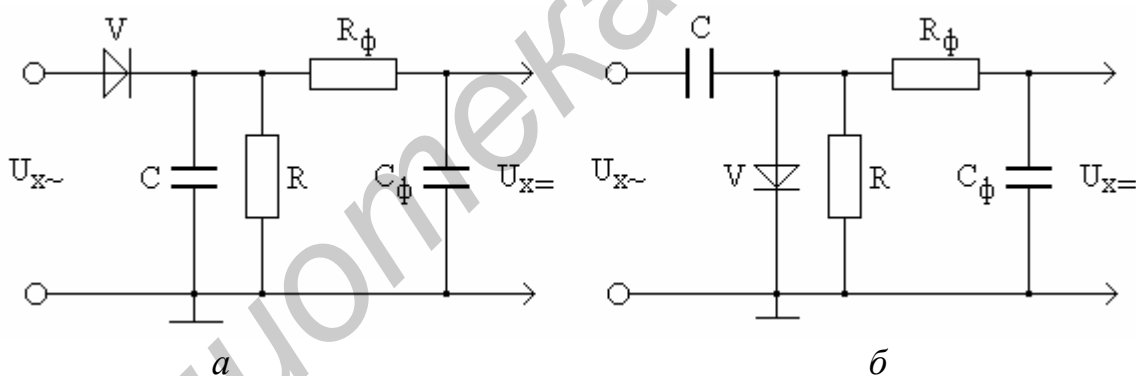
Тип преобразователя определяет принадлежность вольтметров переменного тока к вольтметрам амплитудного, среднеквадратического или среднев्यпрямленного напряжения. В соответствии с этим сами преобразователи классифицируются следующим образом: по параметру $U_{\text{х=}}$, которому соответствует ток или напряжение на выходной цепи детектора (пиковый детектор, детекторы среднеквадратического и среднев्यпрямленного значений напряжения); по схеме входа (детекторы с открытым и закрытым входом по постоянному напряжению); по характеристике детектирования (линейные и квадратичные детекторы).

Преобразователь пикового значения - это преобразователь, выходное напряжение которого непосредственно соответствует максимальному U_{max} или минимальному U_{min} мгновенным значениям переменного напряжения.

Преобразователь пикового значения относится к линейным (рисунок 2.3) и может иметь открытый (а) или закрытый (б) вход по постоянному напряжению.

Принцип работы преобразователей пикового значения напряжения заключается в заряде конденсатора C через диод V до максимального (пикового) значения $U_{X\sim}$, которое затем запоминается, если постоянная времени разряда конденсатора C (через резистор R) значительно превышает постоянную времени заряда. Полярность включения диода V определяет соответствие выходного напряжения $U_{X=}$, либо U_{\max} (U_B), либо U_{\min} (U_H), а возможные пульсации $U_{X=}$ сглаживаются цепочкой R_ϕ, C_ϕ .

Если пиковый преобразователь имеет открытый вход, то выходное постоянное напряжение $U_{X=}$ определяется суммой постоянной составляющей сигнала \bar{U} и наибольшим значением переменной составляющей сигнала, которое называется пиковым отклонением "вверх" (U_B) или вниз (U_H), т.е. соответствует U_{\max} (U_{\min}). При закрытом входе значение $U_{X=}$ соответствует U_B (U_H), т.е. пиковый преобразователь в этом случае не пропускает на свой выход постоянную составляющую сигнала. Если же переменное напряжение $U_{X\sim}$ не содержит постоянной составляющей, то схемы, изображенные на рисунках 2.1,а,б, идентичны, а $U_{X=}$ соответствует U_m . В некоторых случаях применяют двухполупериодные пиковые детекторы с удвоением напряжения, позволяющие непосредственно измерять значение размаха напряжения.



а - с открытым входом; б - с закрытым входом

Рисунок 2.3 - Схемы преобразователя пикового значения напряжения

Существенным достоинством преобразователей пикового значения напряжения являются большое входное сопротивление (равное $R/2$ для схемы на рисунке 2.3,а и $R/3$ для схемы на рисунке 2.3,б) и наилучшие по сравнению с другими типами преобразователей частотные свойства.

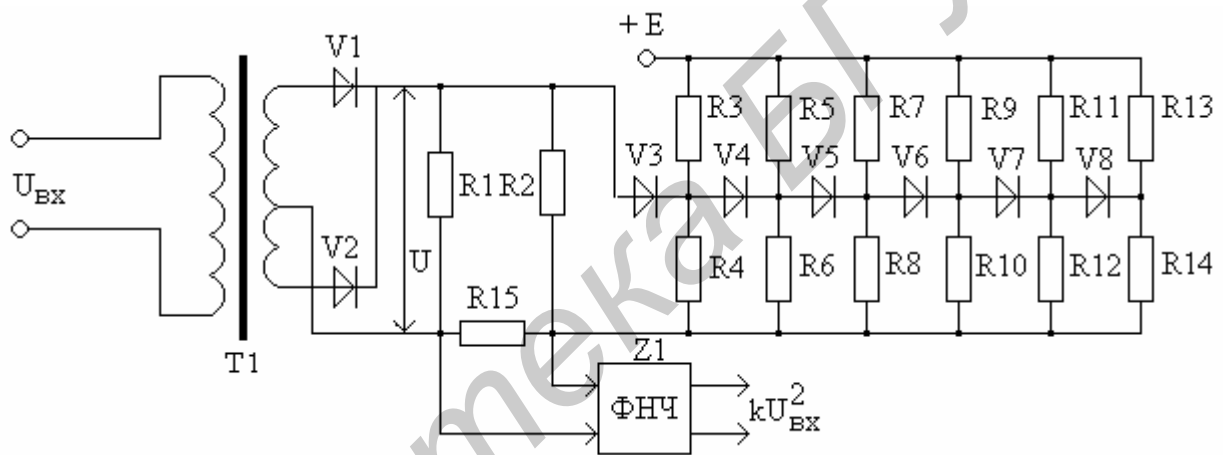
Преобразователь среднеквадратического значения – это преобразователь переменного напряжения в постоянный ток (напряжение), пропорциональный $U_{\text{ск}}^2$. Характеристика преобразования в этом случае имеет квадратичную зависимость, а при наличии постоянной составляющей \bar{U} необходим детектор с открытым входом.

Преобразователь среднеквадратического значения позволяет осуществить преобразование в постоянное напряжение среднеквадратического значения

переменных напряжений несинусоидальной формы, поскольку $U^2 = \sum_{k=0}^{\infty} U_k^2$, где

U^2 - среднеквадратическое значение напряжения несинусоидальной формы, а U_k - среднеквадратическое значение гармонических составляющих сигнала.

В качестве нелинейного элемента преобразователя, имеющего квадратичную вольт-амперную характеристику (ВАХ), можно, например, использовать начальный участок ВАХ полупроводникового диода. Однако этот участок имеет очень малую протяженность, а полупроводниковые приборы имеют большой разброс параметров на этом участке характеристики. Поэтому такие преобразователи строятся на основе диодной цепочки. Такая диодная цепочка позволяет получить ВАХ в результате кусочно-линейной аппроксимации параболической кривой. Схема квадратичного



преобразователя с диодной цепочкой показана на рисунке 2.4.

Рисунок 2.4 - Структурная схема преобразователя среднеквадратического значения на основе диодной цепочки

Входное напряжение U_{BX} подводится к широкополосному трансформатору T1. С помощью диодов V1 и V2 во вторичной обмотке осуществляется двухполупериодное выпрямление. Выпрямленное напряжение воздействует на цепь, состоящую из диодной цепочки V1...V8, делителей напряжения R3...R14 и резистора нагрузки R15. Падение напряжения на нагрузке через фильтр нижних частот Z1 подается на выход преобразователя.

Выходное напряжение пропорционально среднему значению тока диодной цепочки. Диодная цепочка имеет близкую к параболической вольт-амперную характеристику. Поэтому среднее значение выходного напряжения оказывается пропорциональным квадрату среднеквадратического значения входного напряжения.

Как получается квадратичная вольт-амперная характеристика? Делители напряжения R3 ... R14 подключены к общему стабилизированному источнику напряжения E. Делители подобраны так, что напряжения смещения U_i ,

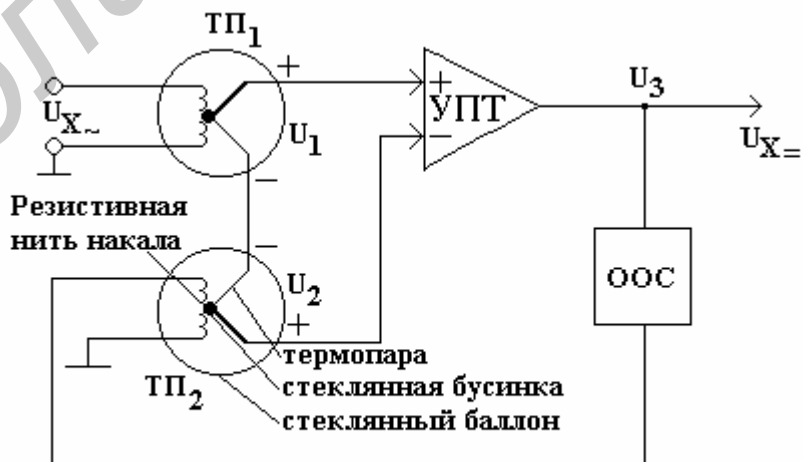
подаваемые на диоды, удовлетворяют соотношению $U_1 < U_2 < \dots < U_6$. Пока входное напряжение цепочки U не достигнет значения U_1 , все диоды закрыты и начальная часть ВАХ является прямой линией с наклоном, зависящем от сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_{15} . Когда напряжение U превысит напряжение U_1 , откроется диод V_3 и параллельно резистору R_2 подключится делитель напряжения, выполненный на резисторах R_3 , R_4 . Крутизна ВАХ на участке от U_1 до U_2 возрастает, ток в цепи станет $i_\Sigma = i_0 + i_1$. Когда выполнится условие $U > U_2$, в цепи преобразователя будет протекать ток $i_\Sigma = i_0 + i_1 + i_2$. Крутизна ВАХ будет увеличиваться с ростом значения напряжения U . Выбирая соответствующим образом сопротивления делителей, можно получить ВАХ в виде ломаной линии, приближающейся к квадратичной параболе. Таким образом, квадратичная характеристика синтезируется из начальных участков характеристик ряда диодных ячеек.

Коэффициент преобразования такого преобразователя по току $K'_V = \frac{I}{U_{СК}^2}$,

где I - среднее значение тока на выходе преобразователя; $U_{СК}$ - среднеквадратическое значение входного напряжения.

Погрешность преобразования определяется нестабильностью ВАХ диодов, непостоянством сопротивлений резисторов и т.д. Она составляет 3 - 5 %. Частотный диапазон определяется свойствами трансформатора - индуктивностью (снизу) и паразитными параметрами диодной цепочки (сверху) и составляет интервал от нескольких герц до 1 МГц.

В современных приборах применяются в основном квадратичные детекторы с термопреобразователями, аналогичными преобразователям термоэлектрических амперметров. Такой преобразователь представляет собой сочетание одной или нескольких термопар и нагревателя. Основным недостатком их является квадратичный характер функции преобразования. Этот недостаток устраняется применением дифференциальной схемы включения двух (или более) термоэлектрических преобразователей, как



показано на рисунке 2.5.

Рисунок 2.5 - Структурная схема преобразователя среднеквадратического значения напряжения

При подаче на термопреобразователь $ТП_1$ измеряемого напряжения $U_{x\sim}$ выходное напряжение $ТП_1$ $U_1 = k_T U_{СК}^2$.

Кроме термопреобразователя $ТП_1$, в схеме имеется второй термопреобразователь $ТП_2$, включенный встречно с $ТП_1$. На $ТП_2$ подается напряжение обратной связи, поэтому его выходное напряжение $U_2 = k_T \beta U_3^2$.

Таким образом, на входе УПТ имеет место результирующее напряжение

$$U_1 - U_2 = k_T (U_{СК}^2 - \beta U_3^2), \quad (2.1)$$

чему соответствует

$$U_3 = k_{УПТ} k_T (U_{СК}^2 - \beta U_3^2). \quad (2.2)$$

Если параметры схемы выбрать так, чтобы

$$k_{УПТ} k_T \beta U_3^2 \gg U_3, \quad (2.3)$$

то тогда окончательно $U_3 \equiv U_{СК}$, т.е. функция преобразования будет равномерной.

Преобразователь средневыпрямленного значения - это преобразователь переменного напряжения в постоянный ток, пропорциональный $U_{СВ}$. Вольт-амперная характеристика такого преобразователя должна иметь линейный участок в пределах диапазона входных напряжений. Примером подобного преобразователя может служить двухполупериодный полупроводниковый выпрямитель с фильтром нижних частот. Наиболее распространенными являются мостовые схемы (рисунок 2.6). В схеме на рисунке 2.6,а ток через диагональ моста протекает в одном и том же направлении в течение обоих полупериодов переменного напряжения. В положительный полупериод ток протекает по цепи: верхний входной зажим - диод V1 - диагональ моста - диод V4 - нижний входной зажим; в отрицательный: нижний зажим - диод V3 - диагональ моста - диод V2 - верхний входной зажим.

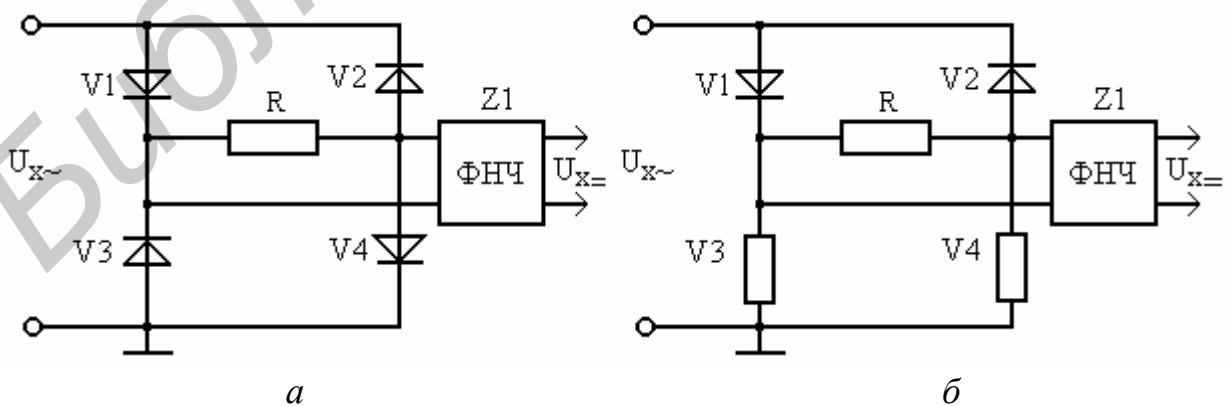


Рисунок 2.6 - Структурная схема преобразователя средневыпрямленного значения напряжения

Направление тока соответствует проводящему направлению указанных диодов. Характеристики реальных диодов не имеют строго линейного участка, как это требуется условиями преобразования. Ток, протекающий через диод при положительном значении входного напряжения

$$i \approx \frac{u}{R_V(U) + R}, \quad (2.4)$$

где $R_V(U)$ - сопротивление открытого диода, зависящее от приложенного напряжения; R - сопротивление нагрузки.

Начальный участок характеристики близок к квадратичному. Поэтому будет иметь место погрешность, тем меньшая, чем ближе к линейной будет характеристика диода.

Для улучшения линейности вольт-амперной характеристики в диагональ моста последовательно с резистором R включают резистор $R_{доб}$, сопротивление которого намного больше сопротивления открытого диода $R_V(U)$.

В этом случае

$$i = \frac{u}{R_V(U) + R + R_{доб}} \approx \frac{u}{R_{доб}}. \quad (2.5)$$

Зависимость прямого тока от напряжения будет близка к линейной. Уменьшение чувствительности, обусловленное включением $R_{доб}$, можно компенсировать введением дополнительного усиления.

Схема, представленная на рисунке 2.6,б, отличается от предыдущей тем, что вместо диодов $V3$ и $V4$ включены резисторы $R1$ и $R2$. В положительный полупериод напряжения ток протекает через диод $V1$ и резистор $R1$. Через резистор $R2$ в этот полупериод ток не протекает, на его зажимах напряжение равно нулю. В отрицательный полупериод напряжения ток протекает через диод $V2$ и резистор $R2$.

Уравнение преобразования для рассмотренных схем можно выразить следующим образом:

- для схемы на рисунке 2.6,а

$$U_0 = K_{V_{CB}} U_{CB} = \frac{R}{2R_V + R} U_{CB}, \text{ при } R_{V1} = R_{V2} = R_{V3} = R_{V4} = R_V \quad (2.6)$$

Если $R \gg R_V$, то $U = U_{CB}$;

- для схемы на рисунке 2.6,б

$$U_0 = K_{V_{CB}} U_{CB} = \frac{R}{R_V + R} U_{CB}, \text{ при } R_{V1} = R_{V2} = R_V; R1 = R2 = R, \quad (2.7)$$

Если $R \gg R_V$, то $U = U_{CB}$.

Погрешность преобразования обусловлена, главным образом, нелинейностью вольт-амперной характеристики диода и влиянием прямого сопротивления диода на ток, протекающий через выпрямительный мост.

Необходимо, однако, добавить, что линейность характеристики таких детекторов будет тем лучше, чем больше U_{X-} (при малых U_{X-} детектор становится квадратичным). Поэтому детекторы средневыпрямленного

значения, как правило, применяют в вольтметрах второй модификации – с усилителем переменного тока на входе.

2.4 Зависимость показаний вольтметра от формы кривой измеряемого напряжения

Одной из принципиальных особенностей измерения напряжения на радиочастотах является большое многообразие форм измеряемых напряжений. Форма напряжения определяет количественную связь между его измеряемыми параметрами, характеризуемую значениями k_A и k_Φ .

Многочисленные электронные вольтметры, выпускаемые промышленностью, содержат преобразователи различных типов: пиковые, квадратичные, средневыпрямленного значения. Шкалы электронных вольтметров градуируют в значениях различных параметров напряжения, причем далеко не всегда в значениях того параметра, который соответствует типу преобразователя. Например, преобразователь может быть пиковым, а шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Поэтому при подключении нескольких вольтметров к одному источнику напряжения результаты измерений могут быть неодинаковыми.

Оператор, измеряющий напряжение, должен уметь правильно определить результат измерения по показаниям прибора. Решая эту задачу, опираются на градуировочную характеристику вольтметра (зависимость между значениями величины на входе и выходе средства измерения), устанавливающую соотношение между показанием прибора U_n и значением определенного параметра U напряжения, подаваемого на вход прибора:

$$U_n = kU, \quad (2.8)$$

где k - градуировочный коэффициент, зависящий от типа преобразователя и измеряемого параметра. Коэффициент k обеспечивает получение прямого отсчета при измерении данного параметра.

$$k = \frac{\text{параметр напряжения, в значениях которого проградуирована шкала}}{\text{параметр того же напряжения, соответствующий типу преобразователя}}.$$

Из этой формулы видно, что если шкала вольтметра проградуирована в значениях параметра, соответствующего типу преобразователя, то градуировочный коэффициент $k = 1$.

Определим градуировочные коэффициенты для случаев, когда нет соответствия между типом преобразователя и значениями параметра, нанесенными на шкалу вольтметра.

1. Преобразователь пиковый, шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. (*В таких ситуациях обязательно следует указать форму напряжения, по которому градуировалась шкала прибора*). Тогда

$$k = \frac{\text{среднеквадратическое значение синусоидального напряжения}}{\text{пиковое значение синусоидального напряжения}} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Шкалы подавляющего большинства стрелочных электронных вольтметров переменного тока градуируются в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Если преобразователь вольтметра квадратичный, то градуировочный коэффициент $k = 1$. Тогда показания прибора непосредственно соответствуют среднеквадратическому значению напряжения, т.е. $U_n = U$. Для преобразователей других типов коэффициент k отличен от 1.

Иногда при измерении синусоидального напряжения вольтметром, шкала которого проградуирована в среднеквадратических значениях этого напряжения, интересуются другими параметрами - амплитудным (пиковым) или средневыпрямленным значениями. Данную задачу несложно решить, но измерения в этом случае будут косвенными. Для нахождения интересующего параметра используют известную зависимость между необходимым параметром и непосредственно измеряемым среднеквадратическим значением

$$U_m = 1,41 U; \quad U_{св} = 0,9 U. \quad (2.9)$$

Данные соотношения справедливы только для синусоидальной формы напряжения.

При измерении напряжений несинусоидальной формы следует ответить на четыре следующих вопроса:

1. Какой параметр несинусоидального напряжения может быть измерен данным вольтметром?
2. Дает ли показание вольтметра непосредственно значение этого параметра?
3. Если не дает, то как по показанию вольтметра найти значение параметра, измеряемого данным вольтметром?
4. Как определить значения других параметров?

Последовательно ответим на эти вопросы.

1. Фактически измеряемый вольтметром параметр напряжения определяется типом преобразователя: каков преобразователь - пиковый, среднеквадратического или средневыпрямленного значений, таков и фактически измеряемый параметр. Данный вольтметр измеряет только тот параметр напряжения, который соответствует типу преобразователя.

2. Необходимо знать, в значениях какого параметра проградуирована шкала вольтметра. Если в формуле (2.8) градуировочный коэффициент $k = 1$, то прибор показывает непосредственно значение измеряемого параметра

$$U_n = U. \quad (2.10)$$

3. Вычисляем градуировочный коэффициент k согласно приведенной формуле и, пользуясь градуировочной характеристикой, записываем уравнение, связывающее конкретный параметр напряжения с показанием вольтметра:

$$U = \frac{U_n}{k}. \quad (2.11)$$

Так, если преобразователь данного вольтметра пиковый, а шкала проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения, то $k = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $U = U_m$ и, следовательно, $U_m = \sqrt{2}U_n$.

4. Чтобы найти значения параметров напряжения, не соответствующих типу преобразователя, необходимо располагать знанием коэффициентов амплитуды и формы или моделью исследуемого сигнала (описанием формы напряжения), подаваемого на вход вольтметра.

$$U_{СК} = \frac{U_m}{K_A}; \quad U_{СВ} = \frac{U_{СК}}{K_{\Phi}} = \frac{U_m}{K_A K_{\Phi}}, \quad (2.12)$$

где K_A и K_{Φ} - коэффициенты амплитуды и формы исследуемого сигнала.

Измеряя параметры несинусоидального напряжения вольтметром с закрытым входом, следует учитывать, что на преобразователь поступает напряжение исследуемого сигнала без постоянной составляющей. Форма этого напряжения будет отличаться от формы напряжения исходного сигнала и будет характеризоваться "своими" значениями коэффициентов амплитуды и формы:

$$K'_A = \frac{U'_m}{U'_{СК}} \text{ и } K'_{\Phi} = \frac{U'_{СК}}{U'_{СВ}}. \quad (2.13)$$

Причем в общем случае $K'_A \neq K_A$ и $K'_{\Phi} \neq K_{\Phi}$.

Если $U_{X\sim}$ имеет синусоидальную форму, то задача решается просто с помощью известных значений k_A и k_{Φ} (см. таблицу 2.1), поскольку вольтметр градуировался по образцовому напряжению также синусоидальной формы. Если при этом интересуются значением $U_{СК}$, измерения указываются прямыми (не требуется никаких пересчетов показаний вольтметра), а при определении U_m и $U_{СВ}$ измерения становятся косвенными – искомые параметры вычисляются по показаниям вольтметра с помощью следующих соотношений:

$$U_m = 1,41 U_{СК}; \quad (2.14)$$

$$U_{СВ} = 0,9 U_{СК}. \quad (2.15)$$

Например, если показание вольтметра равно 100 В, то и значение $U_{СК} = 100$ В, а значения $U_m = 141$ В и $U_{СВ} = 90$ В.

При несинусоидальной форме $U_{X\sim}$ возможны следующие случаи.

1 Если вольтметр имеет пиковый детектор, то показания его и значения U_B (U_H) или U_m по-прежнему связаны первой формулой (2.14). Действительно, за счет пикового детектора вольтметр измеряет пиковое (амплитудное) значение напряжения $U_{X\sim}$, независимо от его формы, а поскольку градуировка вольтметра производилась по синусоидальному напряжению, то при пересчете показаний нужно принять $k_A = 1,41$. Но на самом деле значения k_A и k_{Φ}

определяются формой $U_{X\sim}$. Поэтому каковы значения $U_{СК}$ и $U_{СВ}$, можно сказать только при известной форме $U_{X\sim}$ и расчете для нее значений k_A и k_Φ . Таким образом, если показание вольтметра в нашем примере остается равным 100 В, то при наличии в $U_{X\sim}$ постоянной составляющей $U_B (U_H) = 141$ В (в зависимости от полярности включения детектора), а при ее отсутствии $U_m = 141$ В. Убедиться в наличии или отсутствии постоянной составляющей можно переключением входа детектора с открытого на закрытый. О других параметрах напряжения $U_{X\sim}$ можно судить, только исследовав его форму.

2 Если вольтметр имеет детектор среднеквадратического значения, то независимо от формы $U_{X\sim}$ он измеряет значение $U_{СК}$ и измерения вновь оказываются прямыми. Таким образом, вольтметр с детектором среднеквадратического значения наиболее удобен в эксплуатации и зачастую при работе с ним не требуется никаких пересчетов. Однако при необходимости определения значений U_m и $U_{СВ}$ по показаниям вольтметра нужно знать форму $U_{X\sim}$ и рассчитать значение k_A и k_Φ .

3 В случае вольтметра с детектором средневыпрямленного значения аналогичные рассуждения приводят нас к выводу о возможности определения с помощью второй формулы (2.15) значения $U_{СВ}$ по показаниям вольтметра и необходимости уточнения формы $U_{X\sim}$ с расчетом k_A и k_Φ , если нужно определить значения U_m и $U_{СК}$. В нашем примере, следовательно, $U_{СВ} = 90$ В независимо от формы $U_{X\sim}$.

Таким образом, измерение параметров переменных (особенно несинусоидальных) напряжений нужно проводить с большим вниманием. Применение вольтметров, имеющих детектор не того значения напряжения, которое нам нужно знать, оправдано только в тех случаях, когда нужный тип вольтметра отсутствует или точно известна форма $U_{X\sim}$ и рассчитаны значения k_A и k_Φ .

Контрольные вопросы

1 Дайте определение функции преобразования и чувствительности измерительного преобразователя переменного напряжения в постоянное.

2 Каковы устройство, принцип действия и основные технические и метрологические характеристики измерительных преобразователей пиковых, среднеквадратических и средневыпрямленных значений переменных напряжений?

3 Назовите основные источники погрешности преобразования пиковых значений переменного напряжения в постоянное и укажите основные пути их уменьшения.

4 Назовите основные источники погрешности преобразования среднеквадратических значений переменного напряжения в постоянное и укажите основные пути их уменьшения.

5 Назовите основные источники погрешности преобразования средневыпрямленных значений переменного напряжения в постоянное и укажите основные пути их уменьшения.

6 Как оценить результирующую погрешность измерительного преобразователя при снятии его градуировочной характеристики?

7 Как определить функцию преобразования и чувствительность измерительного преобразователя переменного напряжения в постоянное, используя средства измерений электрических величин?

8 Какую роль играют измерительные преобразователи переменных напряжений в постоянные при создании электронных вольтметров?

9 Дайте определения коэффициентам формы и амплитуды переменных напряжений и объясните, как по одному преобразуемому параметру (например, среднеквадратическому значению) можно определить два других.

3 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

В настоящее время широко применяют аналого-цифровые измерительные приборы, имеющие ряд достоинств по сравнению с аналоговыми электроизмерительными приборами. *Цифровыми* называют преобразователи, автоматически вырабатывающие дискретные сигналы измерительной информации, результат преобразования которых представляется в цифровой форме. В цифровых приборах в соответствии со значением измеряемой величины образуется код, а затем в соответствии с кодом значение преобразуемой величины представляется на отсчётном устройстве в цифровой форме. Код может передаваться в цифровое регистрирующее устройство, вычислительную машину или другие автоматические устройства.

Основой всех цифровых измерительных приборов является аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

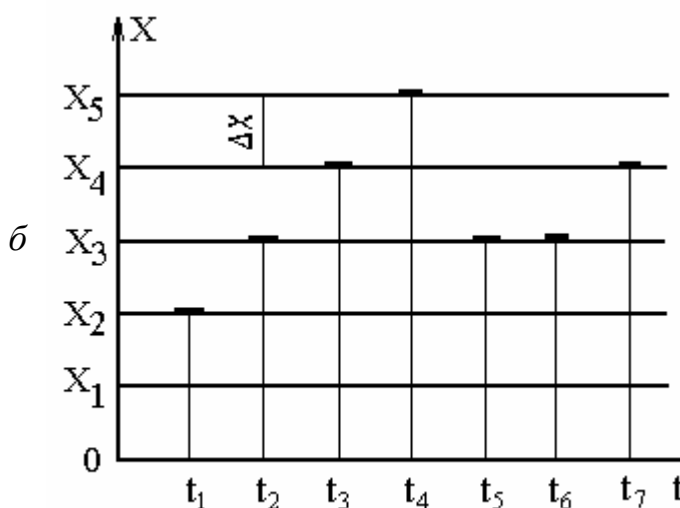
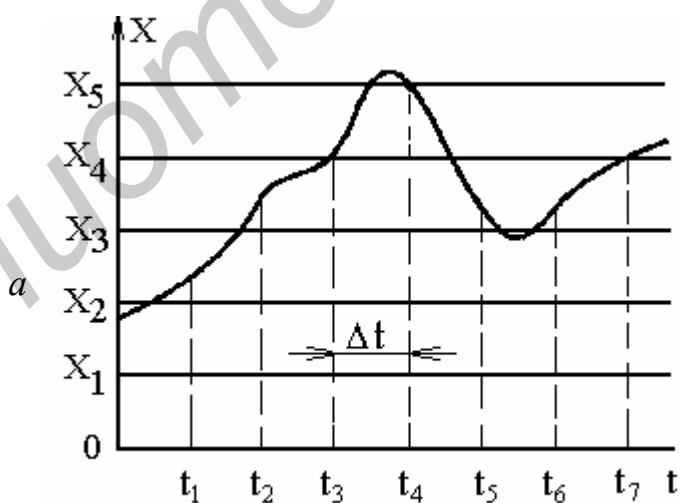
3.1 Основные этапы аналого-цифрового преобразования

В цифровых измерительных приборах, по определению, автоматически вырабатываются дискретные сигналы измерительной информации, а показания представляются в цифровой форме. Благодаря этому измерения становятся более удобными. Точность измерений по сравнению с аналоговыми приборами значительно возрастает, а грубые погрешности (промахи) практически полностью исключаются. Современные электронные измерительные приборы имеют очень высокое быстродействие, и это также выгодно отличает их от аналоговых приборов. На базе аналого-цифровых измерительных приборов, как оказывается, удобно и целесообразно проектировать многофункциональные

измерительные приборы - мультиметры, обеспечивающие измерение нескольких физических величин (как электрических, так и неэлектрических). Процессы измерения и обработки измерительной информации легко автоматизируются, поэтому на базе таких приборов проектируются измерительно-вычислительные комплексы (ИВК) и информационно-измерительные системы (ИИС). Наконец, именно в цифровые измерительные приборы широко внедряются мини-ЭВМ с необходимыми периферийными устройствами, и это придаёт им новые возможности и качества, благодаря которым разработка их еще долгое время будет основной тенденцией в развитии измерительной техники.

Основным функциональным узлом цифровых измерительных приборов является *аналого-цифровой преобразователь* (АЦП), который преобразует измеряемую непрерывную (аналоговую) величину $X(t)$ в цифровой код — выходной сигнал АЦП. Процесс преобразования включает в себя следующие основные этапы: дискретизацию измеряемой величины во времени, квантование ее по уровню и цифровое кодирование. Эти этапы процесса преобразования показаны на рисунке 3.1.

Под *дискретизацией* $X(t)$ во времени понимают преобразование ее в дискретную величину путем сохранения мгновенных значений $X(t)$ только в определенные моменты времени — *моменты дискретизации* ($t_1 - t_7$) (рисунок 3.1,а). Промежуток времени между двумя ближайшими моментами дискретизации Δt называют *шагом дискретизации*, который может быть как постоянным (равномерная дискретизация), так и переменным (неравномерная дискретизация).



a – дискретизация измеряемой величины во времени; b – квантование измеряемой величины по уровню; c – цифровое кодирование

Рисунок 3.1 – Процесс образования дискретного сигнала измерительной информации

Под *квантованием* $X(t)$ по уровню понимают операцию замены ее истинных мгновенных значений ближайшими фиксированными величинами из некоторой совокупности дискретных значений, называемых *уровнями квантования* ($X_1 - X_5$ на рисунке 3.1,б). Уровни квантования представляются соответствующими числами, поэтому операция квантования аналогична с математической точки зрения округлению чисел. Разность ΔX между двумя соседними уровнями квантования называют *шагом квантования*. Как и Δt , ΔX может быть постоянным (равномерное квантование) и переменным (неравномерное квантование). Обязательность квантования по уровню вытекает из самой природы цифрового представления величин. Действительно, какое бы большое число градаций ни было принято для отображения всех возможных значений $X(t)$, неизбежно округление результатов, так как аналоговая величина может принимать бесконечное число значений.

Цифровое кодирование квантованных уровней заключается в формировании дискретных сигналов, несущих информацию об их значениях. Например, первичный цифровой код на выходе АЦП может представлять собой последовательность кратковременных импульсов, число которых (N_i) пропорционально квантованному значению (рисунок 3.1,в). В отсчетном устройстве цифрового прибора результат измерения должен быть представлен в виде десятичного числа, удобного для восприятия оператором. Поскольку непосредственное преобразование первичного кода в десятичное число затруднительно, в таких случаях предусматривают, как правило, промежуточное кодирование на основе одной из позиционных систем счисления. Любое число N можно представить в общем виде как

$$N = \sum_{i=1}^n k_i h^{i-1},$$

где h - основание системы счисления (число используемых символов); n - число разрядов; k_i - разрядные коэффициенты (символы), которые могут принимать значения от 0 до $(h - 1)$. Во всех системах счисления

для формальной записи N достаточно использовать только разрядные коэффициенты $N \sim k_n k_{n-1} \dots k_2 k_1$.

В привычной для нас десятичной системе счисления $h = 10$, а k_i могут принимать значения 0, 1, 2, ..., 9. Таким образом, разряды отличаются друг от друга в 10 раз, и в каждом разряде используется 10 цифр (разрядных коэффициентов). Например, число $902 = 9 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 2 \cdot 10^0$.

Для непосредственного кодирования одного двоичного разряда достаточно условиться, что нулевому (низкому) уровню сигнала соответствует символ "0", а единичному (высокому) уровню — символ "1". Такой сигнал называется логическим. Аппаратурная реализация логических сигналов базируется на элементах, имеющих два устойчивых состояния (например, включено - выключено, открыт - закрыт и т.д.). Это так называемые двоичные элементы. Анализ и синтез таких устройств осуществляется с помощью алгебры логики.

Однако двоичный код неудобен для управления отсчетным устройством, отображающим информацию, в десятичной системе счисления. Поэтому в аналого-цифровых измерительных приборах используются двоично-десятичные (тетрадно-десятичные) коды. Каждая десятичная цифра (0...9) кодируется четырьмя двоичными цифрами 0 и 1 (тетрада). Наибольшее распространение получил код с весовыми коэффициентами 8421, пример которого приведен в таблице 3.1.

В АЦП могут быть реализованы различные методы и структурные схемы преобразования. В зависимости от метода аналого-цифрового преобразования выделяют АЦП, реализующие *временнóй*, *частотно-импульсный* и *кодоимпульсный* методы преобразования. Тип АЦП определяет принадлежность измерительного прибора к устройствам прямого преобразования (непрерывная величина непосредственно преобразуется в дискретную) или сравнения (преобразование непрерывной величины в дискретную производится путем сравнения с известной величиной). Устройства сравнения (компенсационные) принято называть вольтметрами *уравновешивающего* (компенсационного) преобразования. В зависимости от способа уравновешивания выделяют преобразователи с *развертывающим* (циклическим) и *слеющим* уравновешиванием.

Таблица 3.1 - Структура цифрового кода с весовыми коэффициентами 8421

Десятичные цифры	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Код 8421	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001

Если вернуться к примеру с числом 902, то в коде 8421 оно будет представлено как

$$\underbrace{1001}_{9 \cdot 10^2} \quad \underbrace{0000}_{0 \cdot 10^1} \quad \underbrace{0010}_{2 \cdot 10^0}.$$

Кроме того, измерительные преобразователи классифицируют в зависимости от значения измеряемой величины на измеряющие мгновенное значение и измеряющие среднее за выбранный интервал времени значение - *интегрирующие*. Интервал времени (время интегрирования) может быть фиксированным или переменным. По способу интегрирования различают преобразователи с аналоговым интегрированием и с усреднением результатов преобразования (с цифровым интегрированием).

3.2 Основные узлы аналого-цифровых преобразователей

Аналого-цифровые преобразователи — одни их наиболее важных составляющих различных средств измерений, в которые широко внедряются достижения микроэлектроники и на этой основе существенно улучшаются их характеристики. Рассмотрим кратко основные функциональные узлы АЦП.

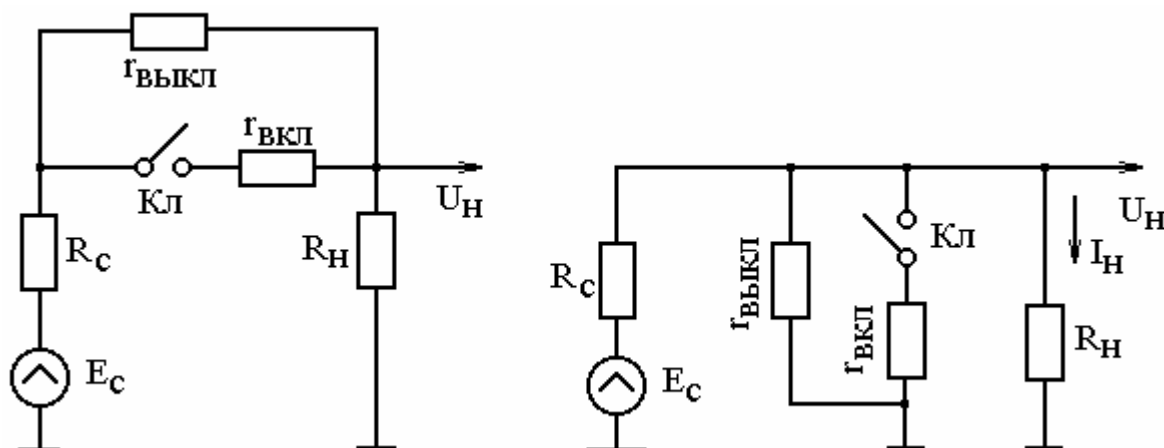
Ключи и логические элементы

Ключи — это устройства, выполняющие функции электрически управляемых выключателей и переключателей, посредством которых осуществляется коммутация измеряемых или образцовых сигналов. В идеальном случае состояние "разомкнуто" для таких ключей должно означать разрыв электрической цепи, а состояние "замкнуто" — короткое замыкание.

Различают аналоговые (измерительные) и цифровые (логические) ключи. Аналоговые ключи предназначены для коммутации цепей прохождения сигналов, уровень которых может изменяться непрерывно или принимать дискретные значения, а цифровые — для коммутации цепей прохождения логических сигналов (в дискретной части АЦП).

Любой аналоговый ключ состоит из коммутирующего элемента и схемы управления. В АЦП применяются как электромеханические ключи на основе магнитоуправляемых контактов (герконовые реле), так и электронные ключи на диодах, биполярных и полевых транзисторах, операционных усилителях и оптронах. Оптроны используются в качестве элементов гальванической развязки между аналоговой и дискретной частями АЦП.

По способу соединения источника коммутируемых сигналов и нагрузки можно выделить четыре базовые схемы аналоговых ключей: последовательный ключ, параллельный ключ, последовательно-параллельный ключ напряжения и последовательно-параллельный ключ тока (рисунок 3.2). Последовательный ключ (рисунок 3.2,*а*) включается последовательно с нагрузкой R_H и источником сигнала U_C . Для обеспечения хороших ключевых характеристик необходимо, чтобы $r_{\text{ВЫКЛ}} \gg r_{\text{ВКЛ}}$, а R_C (внутреннее сопротивление источника U_C) и $r_{\text{ВКЛ}}$ были пренебрежимо малы по сравнению с R_H .



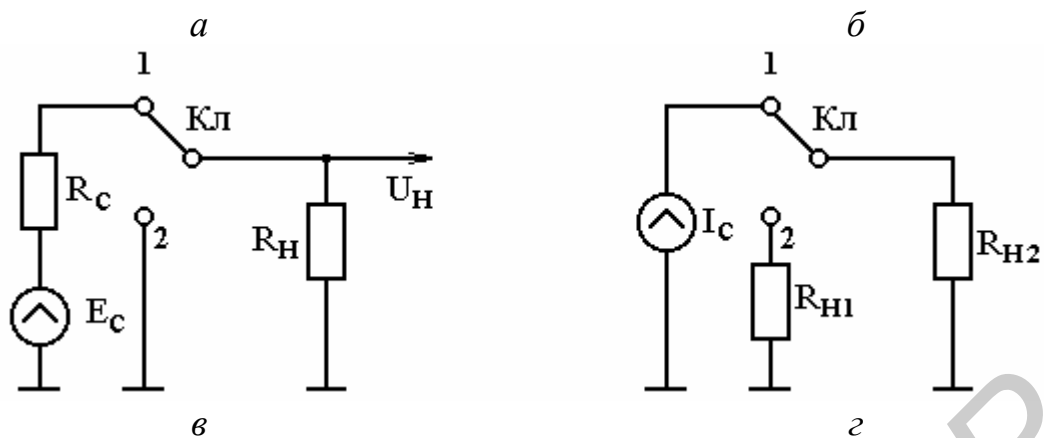


Рисунок 3.2 – Последовательный (а), параллельный (б) ключи и последовательно-параллельный ключ напряжения (в), последовательно-параллельный ключ тока (г)

Параллельный ключ (рисунок 3.2,б) включается параллельно R_H и в замкнутом состоянии исключает протекание тока I_H . В данной схеме хорошие ключевые характеристики будут при $r_{\text{вкл}} \rightarrow 0$, $r_{\text{выкл}} \rightarrow \infty$ и $R_c \gg R_H$ (ток сигнала будет мало изменяться в процессе коммутации).

Последовательно-параллельный ключ напряжения (рисунок 3.2,в) в положении 1 подключает источник УС к нагрузке, а в положении 2 – заземляет ее. Такие ключи широко применяются в ЦАП для подключения источника напряжения к резисторам резистивной матрицы.

Последовательно-параллельный ключ тока (рисунок 3.2,г) распределяет ток сигнала между двумя нагрузками. Значение I_c при этом практически не изменяется.

Аналоговые ключи должны иметь малое сопротивление в замкнутом и большое сопротивление в разомкнутом состояниях, высокое быстродействие и хорошую развязку между цепями управляющего и коммутируемого сигналов.

Цифровые ключи выполняются на *логических элементах*, реализующих различные логические функции. Типичными примерами их являются двоичные элементы И, ИЛИ и НЕ.

Начнем с бытовых аналогий. Если дверь закрывается на два (или три) замка, она сконструирована как своего рода схема И. В помещение с такой дверью можно войти, открыв и первый, и второй (и третий, если он есть) замок. Но не торопитесь с выводами. Эту же дверь можно считать и схемой ИЛИ, так как она будет закрыта в случаях, когда закрыт или первый, или второй, или третий, или любая пара замков, или все три.

На рисунке 3.3 показано, как можно реализовать схемы И, ИЛИ, НЕ. Здесь же приведены условные обозначения схем, которыми удобно пользоваться независимо от того, каково их конкретное устройство. Обратите внимание на то, что работа схемы И поясняется операцией логического умножения, а схемы ИЛИ – операцией логического суммирования. В схеме НЕ на основе реле при замыкании входа А с общим проводом выход У отключается от этого провода.

Обозначения упрощаются, если инвертирование (отрицание) обозначается кружочком на выходе или входе логической схемы.

В общем случае каждый вход и выход представляет собой пару проводов. Внешние соединения упрощаются, если один из проводов каждой такой пары — общий. Условные обозначения логических схем одинаковы независимо от того, из каких элементов они построены. Символ & обозначает «И».

Схема И — устройство, имеющее два или несколько входов и один выход. Сигнал 1 появляется на выходе только в том случае, когда сигналы на всех входах 1.

Схема ИЛИ — устройство с одним выходом и двумя или несколькими входами. Логическая 1 появляется на выходе, когда хотя бы на одном входе есть 1.

Однотипность сигналов на входах и выходах позволяет подключать выходы одних схем ко входам других, причем к одному выходу, если это необходимо, могут быть присоединены входы нескольких схем.

Рассмотрим **схему НЕ**. Она имеет один вход и один выход и превращает 0 в 1, а 1 в 0. Такое преобразование, называемое отрицанием или инверсией, обозначается черточкой над преобразуемой переменной: $Y = \bar{A}$. В отличие от схем И и ИЛИ схему НЕ невозможно построить без активного элемента, т.е. без устройства, способного увеличивать мощность электрического сигнала транзистора, электронной лампы или электромагнитного реле.

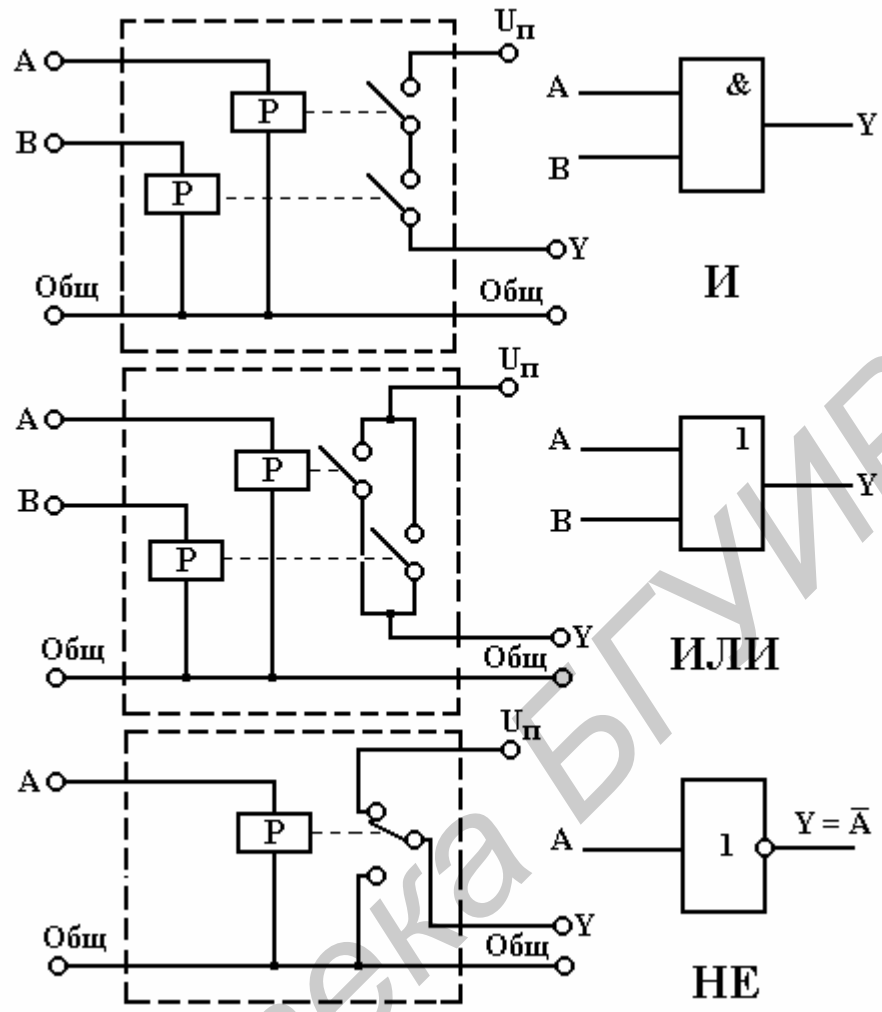


Рисунок 3.3 - Схемы И, ИЛИ, НЕ на основе реле

Операционные усилители

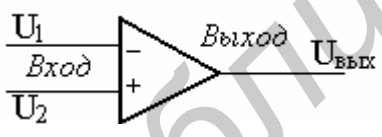


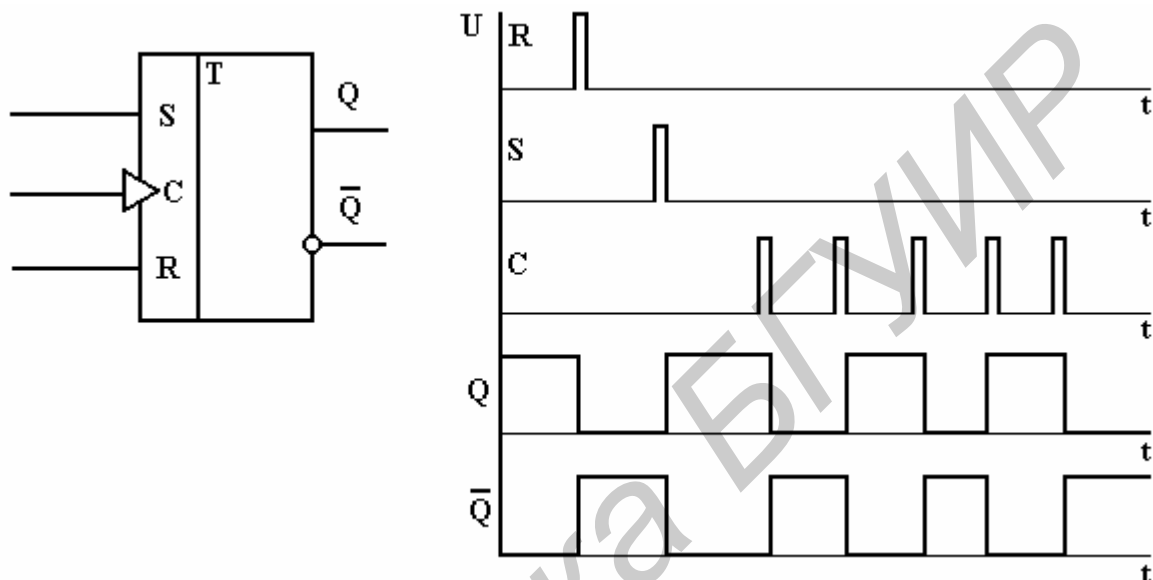
Рисунок 3.4 – Схема операционного усилителя

Усилитель называется операционным, если он имеет два входа (инвертирующий U_1 и неинвертирующий U_2) и один выход (рисунок 3.4) и позволяет усилить напряжение постоянного и переменного тока, обеспечивая при этом $U_{\text{вых}} = k(U_2 - U_1)$. В идеальном случае $k = \infty$ при бесконечно большом входном и нулевом выходном импедансах, а также бесконечно широкой полосе пропускания.

Триггеры

Триггер — один из наиболее распространенных узлов АЦП и других видов цифровых приборов. Основное свойство триггера — способность скачкообразно изменять свое состояние при подаче соответствующей комбинации сигналов на управляющие входы и сохранять новое состояние после окончания действия этих сигналов. Триггеры принято классифицировать по способу записи информации и организации логических связей.

По способу записи информации триггеры подразделяются на асинхронные (нетактируемые) и синхронные (тактируемые). *Асинхронный* триггер изменяет свое состояние сразу после появления соответствующей комбинации сигналов на управляющих входах. Состояние *синхронного* триггера изменяется при наличии соответствующей комбинации сигналов на управляющих входах только в момент присутствия сигнала на *тактовом* входе. Различают тактирование импульсом (потенциалом) и фронтом (перепадом потенциала). В первом случае тактовый вход называют *статическим*, а во втором -



динамическим.

а б
Рисунок 3.5 – Условное изображение триггера (а) и временные диаграммы его работы (б)

Способ организации логических связей является основой классификации триггеров на RS-триггеры (с отдельной установкой), Т-триггеры (счетные), D-триггеры (задержки) и т.д. На рисунке 3.5 показано условное изображение триггера, имеющего три входа: вход установки в нулевое состояние R, вход установки в единичное состояние S и счетный вход C, а также два выхода: прямой выход Q и инверсный выход \bar{Q} .

При поступлении управляющего сигнала на вход R триггер устанавливается в состояние, при котором на прямом выходе Q появляется низкий потенциал, соответствующий логическому 0, а на инверсном выходе \bar{Q} - высокий потенциал, соответствующий логической 1. При поступлении управляющего сигнала на вход S триггер устанавливается в единичное состояние, при котором на выходе Q - высокий потенциал, соответствующий логической 1, а на выходе \bar{Q} - низкий, соответствующий логическому 0.

При подаче управляющих импульсов на счетный вход C триггер поочередно переводится из одного состояния в другое.

Сравнивающие устройства

Сравнивающие устройства (СУ) предназначены для сравнения двух напряжений и формирования в момент равенства этих напряжений выходного сигнала, который подается на другие узлы АЦП. В зависимости от специфики



работы СУ называются также компараторами, нуль-органами и нуль-детекторами. Обобщенная структурная схема СУ показана на рисунке 3.6.

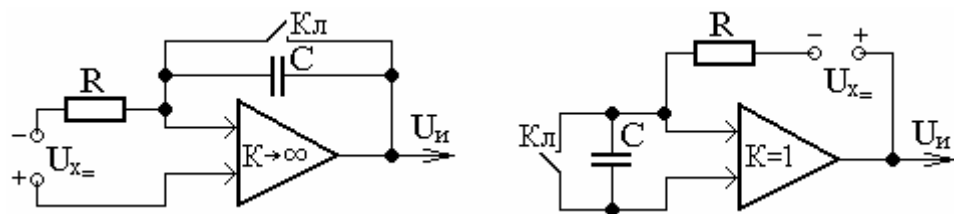
Рисунок 3.6 - Структурная схема сравнивающего устройства

Усиленная разность сравниваемых напряжений подается на формирующее устройство (ФУ), включающее пороговый элемент и схему, определяющую знак разности выходного сигнала СУ. В зависимости от свойств отдельных узлов некоторые из них могут объединяться или отсутствовать вообще. СУ должны иметь высокую чувствительность, малое время и высокую стабильность момента срабатывания.

Интеграторы

Интегратор — основной функциональный узел времяимпульсных и частотно-импульсных АЦП. Нелинейность выходного напряжения интегратора существенно влияет на точность устройств. Лучшими в этом отношении являются схема Миллера (рисунок 3.7,а) и схема с эмиттерным повторителем (рисунок 3.7,б).

С помощью ключей (Кл) устанавливаются начальные условия интегрирования, а в процессе интегрирования происходит разряд или заряд конденсатора С в зависимости от полярности преобразуемого напряжения $U_{x=}$. Реальное интегрирование является экспоненциальным, причем степень нелинейности зависит в первую очередь от параметров операционного усилителя. Минимальную нелинейность удастся получить в интеграторах Миллера на операционных усилителях, которые и получили наибольшее



распространение.

а

б

а - схема Миллера; б – схема с эмиттерным повторителем

Рисунок 3.7 – Структурные схемы интеграторов

Счетчики импульсов

Счетчики импульсов, называемые еще *пересчетными схемами*, могут быть в соответствии с применяемым кодом двоичными, двоично-десятичными, а также с любым другим заданным коэффициентом пересчета. Если счетчик работает не только на сложение, но и на вычитание, он называется реверсивным.

Простейшим двоичным счетчиком является Т-триггер, имеющий коэффициент пересчета $k_{\Pi} = 2$. Последовательное (каскадное) соединение n триггеров образует n -разрядный двоичный счетчик с $k_{\Pi} = 2^n$ (рисунок 3.8).

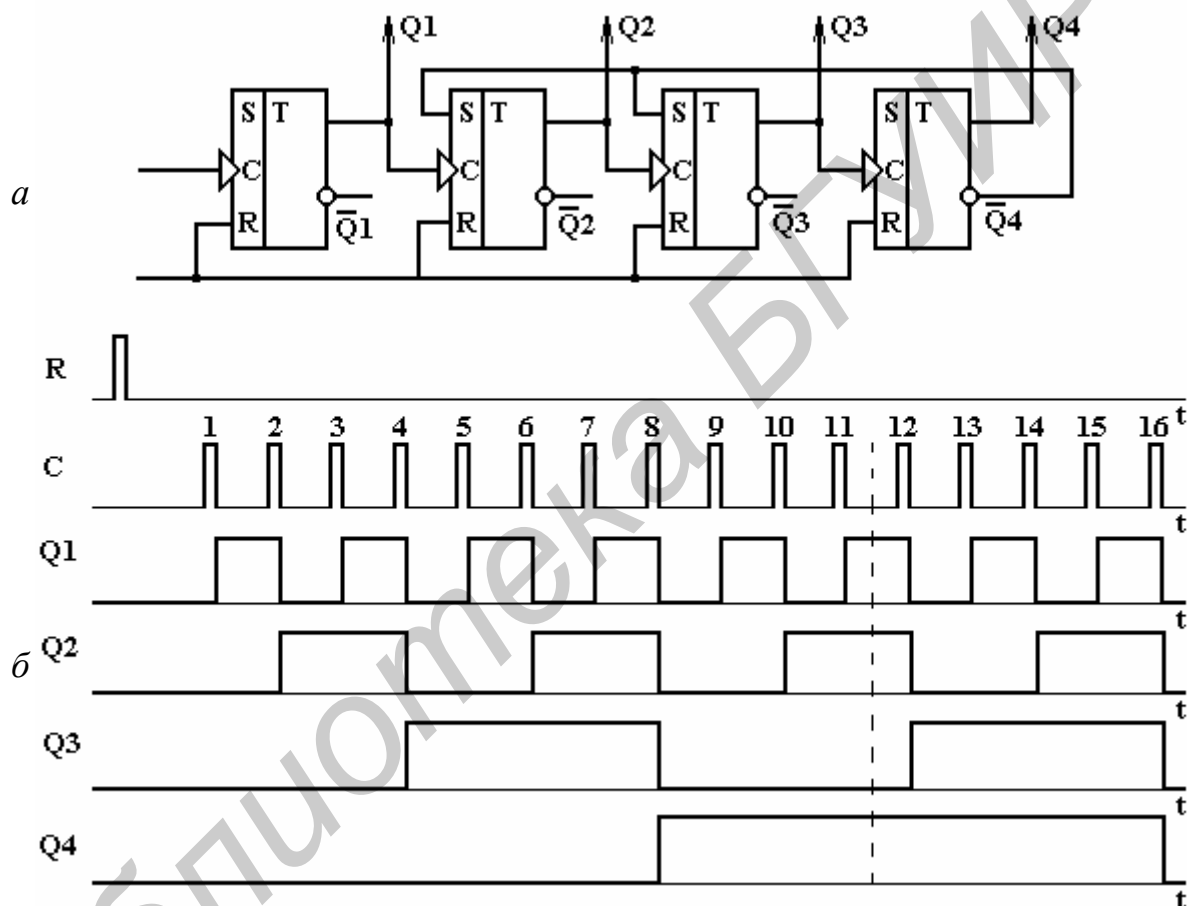


Рисунок 3.8 – Структурная схема (а) и диаграммы работы (б) двоичного асинхронного счетчика

После подачи на вход $N = 2^n$ импульсов такой счетчик выдает выходной импульс (импульс переноса) и возвращается в исходное состояние. Далее процесс счета входных импульсов повторяется. В практических схемах триггеры могут изменять свое состояние последовательно (двоичный асинхронный счетчик) или одновременно (двоичный синхронный счетчик).

На объединенные входы R триггеров перед началом счета подается сигнал установки в нуль. После подачи такого сигнала на выходах всех триггеров устанавливается потенциал, соответствующий логическому 0. Подсчитываемые импульсы поступают на счетный вход С первого триггера.

На рисунке 3.8 пунктирной линией показано состояние триггеров после поступления на вход С одиннадцати импульсов. Состояние выходов триггеров Q4, Q3, Q2, Q1 следующее: $1011 - 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11$.

Двоично-десятичный счетчик представляет собой каскадное соединение пересчетных схем, имеющих коэффициент преобразования $k_{\text{п}} = 10$. Такие схемы называются *декадными* счетчиками, или *пересчетными декадами*.

Декадный счетчик состоит из четырех Т-триггеров, соединяемых между собой так, чтобы устойчивые состояния соответствовали принятому двоично-десятичному коду, а число таких состояний соответствовало $k_{\text{п}} = 10$. Таким образом, возникает задача уменьшения коэффициента пересчета четырехразрядного двоичного счетчика с 16 до 10. Она решается введением в счетчик дополнительных логических обратных связей.

На рисунке 3.9 приведен пример структурной схемы (а) и временной диаграммы (б) работы декадного асинхронного счетчика, реализующего код 8421. До прихода десятого импульса схема работает как двоичный асинхронный счетчик. С приходом этого импульса осуществляется недвоичный переход от числа 1001 к числу 0000. Это обеспечивается с помощью логической обратной связи через логический элемент И.

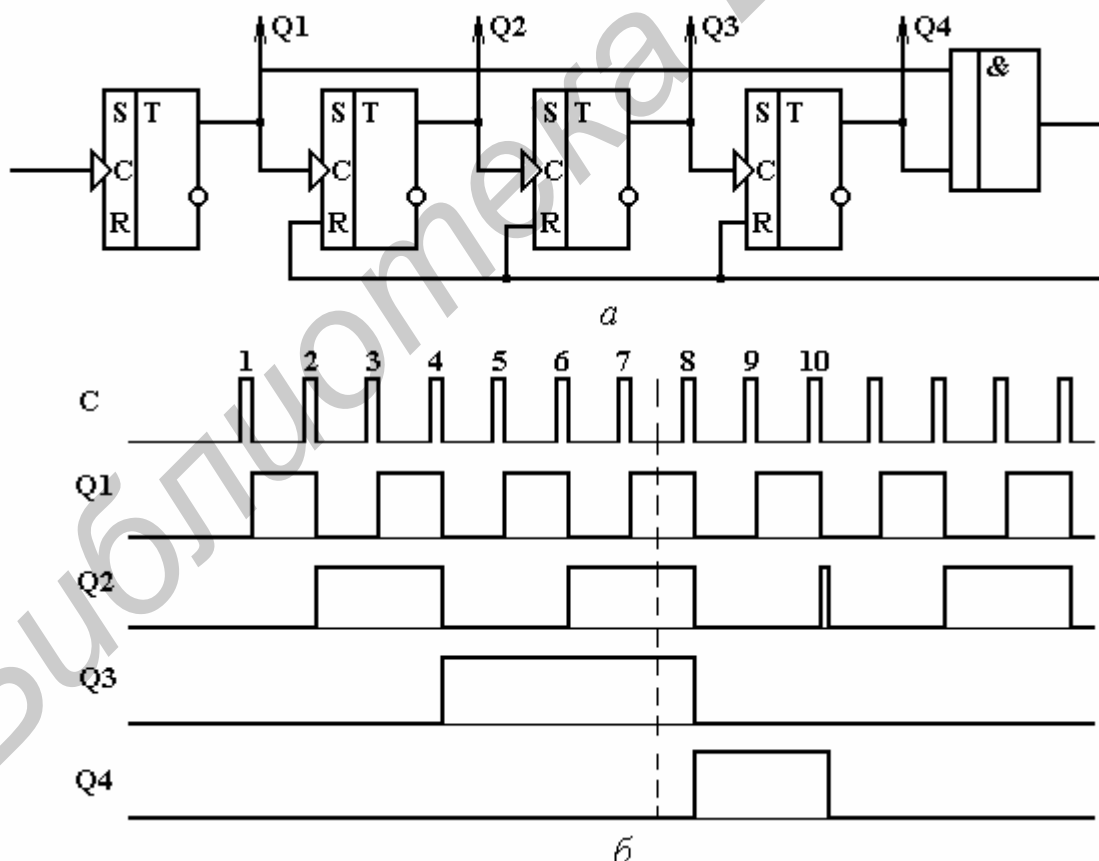


Рисунок 3.9 – Структурная схема (а) и временная диаграмма (б), характеризующие работу декадного асинхронного счетчика в коде 8-4-2-1

В начале десятого импульса триггер Т2 на короткое время переходит в состояние $Q_2 = 1$ и на выходе элемента И образуется единичный сигнал

сброса $R = Q_2Q_4$ (рисунок 3.9,б). Этот сигнал устанавливает триггеры Т2 и Т4 в состояния $Q_2 = 0$ и $Q_4 = 0$, предотвращая одновременно переход триггера Т3 в состояние $Q_3 = 1$ за счет перепада $1 \rightarrow 0$ на выходе Q_2 . В результате счетчик возвращается в исходное состояние, а на выходе Q_4 появляется импульс переноса в следующую декаду (рисунок 3.9,б). По аналогии со структурной схемой (см. рисунок 3.8) вы сможете определить состояние триггеров двоично-десятичного счетчика после прихода на его вход седьмого импульса (см. рисунок 3.9).

Каскадное соединение n декад образует двоично-десятичный счетчик с коэффициентом пересчета $k_n = 10^n$. Каждая декада соответствует одному разряду десятичного счисления и позволяет вести счет входных импульсов от 0 до 9. Десятый импульс вызывает появление импульса переноса в следующую декаду и возвращает эту декаду в исходное состояние. Счетные ячейки могут при этом соединяться последовательно или образовывать кольцевую схему. Быстродействие его определяется быстродействием первой от входа декады - декады младшего разряда, поскольку именно она считает все импульсы в темпе их поступления на вход счетчика.

Дешифраторы

В отсчетных устройствах измерительных приборов осуществляется преобразование двоично-десятичного кода, поступающего с выхода счетчика, в визуальную информацию в цифровой форме. Поэтому любое отсчетное устройство содержит дешифратор (ДШ) и знаковый индикатор (ЗИ). Отсчетные устройства классифицируются по способности хранить информацию без запоминания, с запоминанием на ограниченное время и с долговременным запоминанием. В ОУ с запоминанием могут реализовываться два способа управления: с одним сигналом на сброс старой и ввод новой информации и с отдельными сигналами.

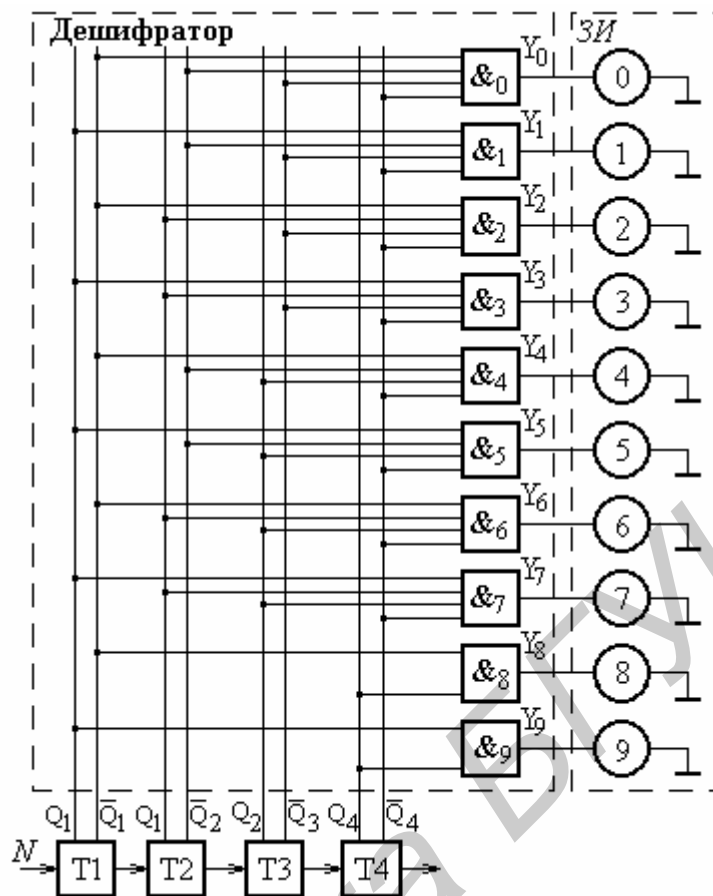


Рисунок 3.10 - Структурная схема прямоугольного дешифратора

С помощью ДШ осуществляется переход от двоично-десятичной системы счисления к десятичной. Поэтому ДШ можно рассматривать как преобразователь двоично-десятичного кода в десятичный. Он включается на выходе каждой декады и имеет десять выходов. Число, зафиксированное положением триггеров декады, преобразуется в напряжение на том выходе ДШ, номер которого в десятичной системе соответствует этому числу. Например, если имеем число 0101 (см. таблицу 3.1), то напряжение появится на выходе 5 ДШ. Известны прямоугольные, матричные, пирамидальные, двухступенчатые и многоступенчатые ДШ. В качестве примера рассмотрим структурную схему прямоугольного дешифратора (рисунок 3.10).

Как видно из рисунка 3.10, основу ДШ составляют двоичные элементы $И_0...И_9$. На вход ДШ подается код (Q_1, Q_2, Q_3, Q_4) и его инверсное значение ($\bar{Q}_1, \bar{Q}_2, \bar{Q}_3, \bar{Q}_4$), снимаемые с декады Т1 - Т4 двоично-десятичного счетчика импульсов. В исходном состоянии значения $Q_i = 0$, а $\bar{Q}_i = 1$. При этом только на логическом элементе $И_0$ все входные сигналы оказываются равными 1 и, следовательно, $Y_0 = 1$. При поступлении первого импульса на вход Т1 (т.е. при изменении кода на одну единицу) условие совпадения единиц оказывается на входе $И_1$, что дает $Y_1 = 1$, и т.д. Каждый очередной импульс изменяет значение кода на единицу, и соответственно на одну единицу изменяется показание знакового индикатора.

В отсчетных устройствах применяют самые разнообразные типы знаковых индикаторов. Они должны обеспечивать удобство отсчета и возможность вести визуальные наблюдения на достаточно больших расстояниях и под большим углом зрения. Потребление мощности ЗИ должно быть минимальным. Подробно знаковые индикаторы как преобразователи электрических величин в неэлектрические (световые) величины будут рассмотрены в четвертой части учебного пособия.

3.3 Погрешности аналого-цифрового преобразования

Операции дискретизации и квантования всегда связаны с потерей части исходной измерительной информации и поэтому являются источником погрешности, характерной только для АЦП. Основная погрешность цифровых преобразователей складывается обычно из четырех составляющих:

- погрешности дискретности;
- погрешности реализации уровней квантования, возникающей из-за того, что преобразуемая величина квантуется в соответствии с реальными значениями уровней, а отсчет производится в соответствии с принятыми значениями;
- погрешности от наличия порога чувствительности сравнивающего устройства, возникающей при сравнении неизвестной величины и известной;
- погрешности от действия помех на цифровые преобразователи.

Процесс дискретизации и квантования преобразуемой величины сопровождается появлением погрешностей, специфичных для цифровых приборов. Так, операция дискретизации при чрезмерно большом шаге Δt влечет за собой потерю части исходной информации. Максимально допустимое значение Δt_{\max} определяется шириной частотного спектра преобразуемой величины $X(t)$ по известной теореме Котельникова.

Погрешность дискретности. Составляющая этой погрешности за счет дискретизации во времени минимизируется правильным выбором шага дискретизации Δt (рисунок 3.1,а). Максимально допустимое значение Δt_{\max} определяется по теореме Котельникова шириной частотного спектра $X(t)$.

Операция квантования сопровождается появлением случайных погрешностей округления. Если полагать, что случайные погрешности округления распределены равномерно в пределах от $-\Delta X/2$ до $+\Delta X/2$, то среднее квадратическое значение погрешности квантования составит $\Delta X^2/12$.

Составляющая погрешности за счет квантования по уровню (погрешность округления) определяется шагом квантования ΔX (рисунок 3.1,б). Так как ΔX определяет младший разряд числа, представляющего результат измерения, то погрешность округления можно нормировать как ± 1 младшего разряда счета.

Ясно, что при правильном выборе числа разрядов погрешность дискретности может быть сведена к минимуму и не является каким-то принципиальным ограничением для цифровых измерительных преобразователей по сравнению с аналоговыми преобразователями. В этом плане характерен следующий пример. Если поставить задачу измерения напряжения аналоговым вольтметром с приведенной погрешностью 0,01 %, то длина его шкалы при разрешающей способности глаза оператора 0,5 мм должна

быть равна $\frac{0,5}{0,01}100 = 5 \cdot 10^3$ мм, что нереально. В то же время цифровой вольтметр с такой погрешностью должен иметь 5-разрядное отсчетное устройство, что вполне реализуемо.

Контрольные вопросы

1 Назовите основные этапы аналого-цифрового преобразования сигналов и дайте им определения.

2 Какие источники погрешности характерны для аналого-цифровых преобразователей?

3 Какие типы аналоговых ключей напряжения и тока вы знаете? Дайте им определение и поясните принцип их работы с применением эквивалентных схем включения.

4 Какие типы цифровых ключей вы знаете? Дайте им определения и поясните принцип работы. Приведите схемы цифровых ключей на основе электромагнитных реле.

5 Поясните принцип работы RS-триггера на примере временных диаграмм его работы.

6 Как на основе RS-триггеров создать двоичный и двоично-десятичный счетчик? Укажите основные отличия двоичного и двоично-десятичного счетчиков.

7 Расскажите об устройстве и принципе действия дешифратора. Какие функции выполняет дешифратор в измерительной цепи?

4 АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

4.1 Преобразователи частоты в цифровой код

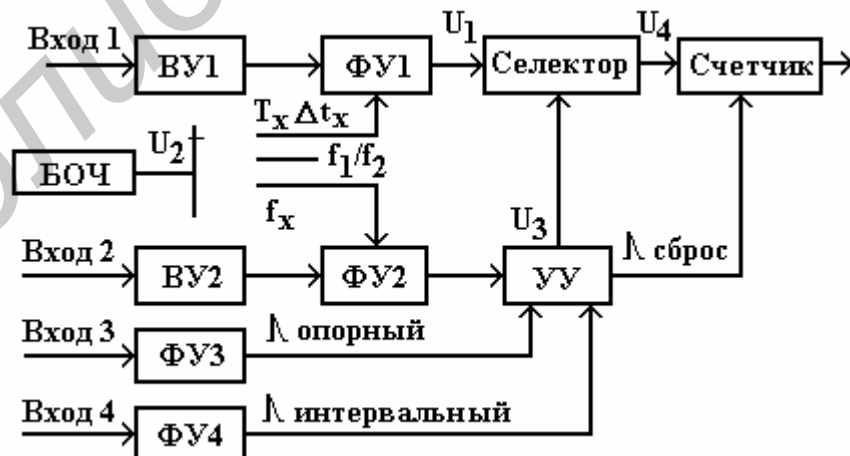
Опираясь на классификацию аналого-цифровых преобразователей, можно утверждать, что подавляющее большинство типов преобразователей частоты являются приборами прямого преобразования, осуществляющими счет числа идентичных событий за определенный интервал времени измерения. В зависимости от значения этого интервала (называемого иногда "временными воротами") можно выделить преобразователи мгновенных значений, измеряющие частоту f_x за один период колебаний T_x , и преобразователи средних значений, измеряющие частоту f_x путем подсчета числа периодов T_x за интервал времени измерения $T_{и} > T_x$ и деления полученного числа на $T_{и}$.

4.1.1 Типовая структурная схема преобразователя

Типовая структурная схема преобразователя представлена на рисунке 4.1. Она содержит функциональные узлы, уже описанные выше. В связи с этим охарактеризуем схему (см. рисунок 4.1), рассмотрев ее работу в различных режимах.

Преобразование частоты

При преобразовании f_x сигнал подается на вход 1, а блок образцовой частоты (БОЧ) подключается к формирующему устройству (ФУ2). Формирующие устройства ФУ1 и ФУ2 необходимы для преобразования гармонических сигналов в короткие импульсы, соответствующие моментам перехода сигналов через нуль в одну сторону. Благодаря этому образуются периодическая последовательность импульсов с периодом T_x ФУ1, которые удобно считать при измерении f_x , и импульсы, с помощью которых ФУ2 формирует интервал времени $T_{и}$ (метки времени). В качестве БОЧ применяется кварцевый генератор с системой делителей и умножителей частоты, позволяющих выбрать требуемый коэффициент деления или умножения при формировании $T_{и}$. Само формирование $T_{и}$ осуществляется с помощью устройства управления (УУ). Управление работой преобразователя может быть



ручным или автоматическим.

Рисунок 4.1 - Типовая структурная схема преобразователя

Процесс преобразования наглядно поясняется временными диаграммами, приведенными на рисунке 4.2. Импульсы U_1 поступают на вход селектора, который открыт во время действия напряжения U_3 , сформированного из

колебаний БОЧ U_2 . Это напряжение может иметь вид прямоугольного импульса длительностью $T_{И}$, называемого стробирующим импульсом (строб-импульсом) или меткой времени.

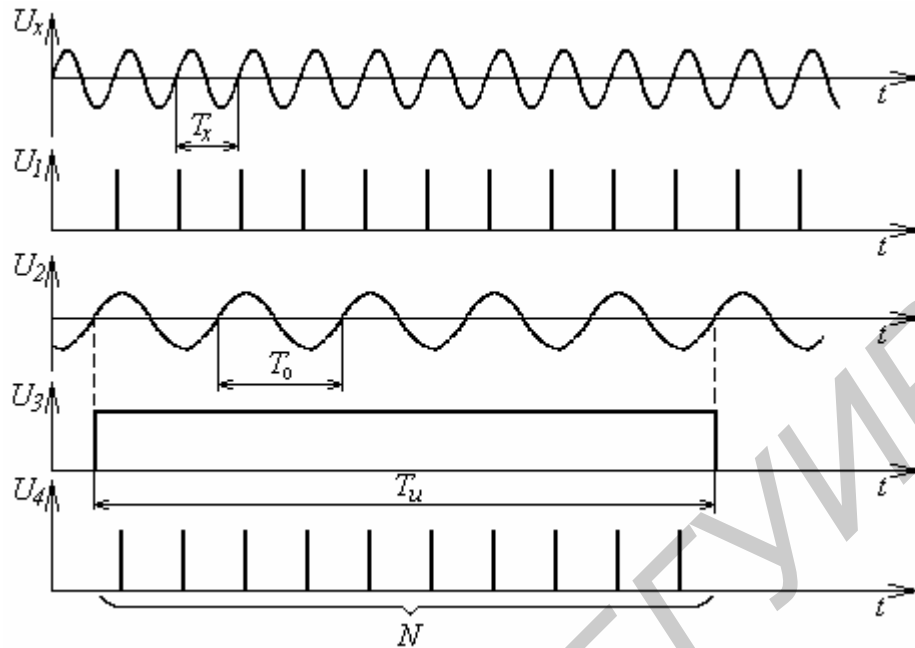


Рисунок 4.2 - Временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя частоты в цифровой код

Таким образом, счетчик фиксирует число импульсов N (диаграмма U_4), связанное с T_X и $T_{И}$ очевидным соотношением

$$T_{И} = N T_X,$$

откуда

$$f_X = \frac{N}{T_{И}}, \quad (4.1)$$

т.е. при $T_{И} = 10^n$ с ($n = 1, 0, -1, -2, \dots$) показание счетчика соответствует f_X .

Преобразование периода исследуемых сигналов

При измерении T_X сигнал подается на вход 2, а БОЧ подключается к ФУ1 (см. рисунок 4.1). В этом случае интервал времени измерения определяется величиной T_X , а счетными являются импульсы, сформированные из напряжения U_2 (рисунок 4.3). Для уменьшения шага квантования частота f_0 может быть умножена в требуемое число раз. Таким образом, для этого режима работы

$$T_X = N \frac{T_0}{10^n}, \quad (4.2)$$

где 10^n ($n = 0, 1, 2, \dots$) определяется коэффициентом умножения f_0 .

Из (4.2) видно, что при достаточно больших значениях T_X (в диапазоне низких и инфранизких частот) и n требуемый интервал времени измерения может быть равен T_X . Отсюда видна возможность измерения f_X за один период сигнала - неинтегрирующий преобразователь. В практических схемах преобразователей предусматривается возможность преобразования не только одного, но и нескольких периодов T_X с последующим усреднением результатов

преобразования. Поэтому в общем случае время измерения выбирается с помощью устройства управления (УУ) равным $10^m T_x$ ($m = 0, 1, 2, \dots$), и из (4.2) следует

$$T_x = N \frac{T_0}{10^{(n+m)}}. \quad (4.3)$$

Возможность измерения одного или нескольких периодов T_x позволяет использовать этот режим для измерения кратковременной нестабильности частоты в реальном масштабе времени.

Преобразование отношения частот

Режим определения отношения частот двух сигналов является производным режимом измерения f_x и T_x . В этом режиме БОЧ исключается из схемы, сигнал большей частоты f_1 подается на вход 1, а сигнал меньшей частоты f_2 – на вход 2 (см. рисунок 4.1). Таким образом, интервал $T_{и}$ формируется из сигнала частоты f_2 , а счету подвергаются импульсы, сформированные из сигнала частоты f_1 . Как видно из формулы (4.1), этому соответствует

$$N = \frac{f_1}{f_2}, \quad (4.4)$$

т.е. с помощью такого преобразователя могут быть реализованы не только абсолютные, но и относительные измерения частоты.

Преобразование интервалов времени

При преобразовании Δt_x необходимо сформировать опорный (старт) и интервальный (стоп) импульсы, которые фиксируют интервал времени измерения. Эти импульсы формируются с помощью ФУ3 и ФУ4, включенных на входах 3 и 4 цифрового преобразователя. Счету подвергаются импульсы, сформированные по аналогии с режимом измерения T_x .

4.1.2 Основные параметры преобразователей частоты в цифровой код

Номенклатура параметров ЦЧ соответствует комплексу общих параметров СИ. Специальные пояснения необходимо сделать только в отношении погрешностей измерения f_x , T_x , f_1/f_2 и Δt_x , так как они характеризуют возможности преобразователя в каждом из рассмотренных режимов работы и позволяют уточнить принципиальные особенности, имеющие место при преобразовании низких и высоких частот в цифровой код.

Относительная погрешность преобразования f_x нормируется величиной

$$\delta = \pm \left(\delta_0 + \frac{1}{f_x T_{и}} \right), \quad (4.5)$$

где $\delta_0 = k \cdot 10^n$ – составляющая, определяемая относительной погрешностью по частоте опорного генератора БОЧ, причем $k = 1,0; 1,5; 2,0; 2,5$ или $5,0$, а $n = -4, -5$ и т.д.

Значение δ_0 должно нормироваться для интервалов времени из следующего ряда: 10, 15, 80 мин; 1, 2, 8, 24 ч; 10, 15, 30 сут; 6 и 12 мес.

Второе слагаемое в формуле (4.5) характеризует погрешность дискретности. Действительно, абсолютное значение этой погрешности нормируется в общем случае как ± 1 младшего разряда счета, т.е. относительное

значение, определяемое как $1/N$, оказывается равным, согласно (4.1), второму слагаемому в формуле (4.5). Возникновение погрешности дискретности иллюстрируется рисунком 4.2 и обусловлено несинфазностью сигналов U_x и U_2 . При $T_{И} = \text{const}$ эта погрешность обратно пропорциональна f_x , т.е. точное преобразование низких частот сопряжено с ростом $T_{И}$. В ряде случаев требуемое значение $T_{И}$ может оказаться непомерно большим. Например, преобразование частоты $f_x = 10$ Гц с погрешностью дискретности 10^{-5} требует, согласно (4.5), значения $T_{И} = 10^4$ с, что нереально. На высоких частотах эта погрешность уменьшается, но возникают другие факторы, ограничивающие максимальное значение f_x .

Относительная погрешность преобразования T_x нормируется отдельно для гармонического и импульсного сигналов. В качестве примера рассмотрим импульсный сигнал, для которого с учетом (4.5)

$$\delta = \pm \left(\delta_0 + \frac{T_0}{10^{(n+m)} T_x} \right). \quad (4.6)$$

Второе слагаемое в формуле (4.6) также характеризует погрешность дискретности и определяет границы измеряемых с требуемой точностью значений T_x . Эта же формула справедлива для оценки относительной погрешности измерения Δt_x , но в случае, если Δt_x - длительность импульса, появляется дополнительная составляющая $\delta_{\Delta t}$, обусловленная крутизной фронта и спада импульса.

Относительная погрешность измерения f_1/f_2 не содержит в отличие от формул (4.5) и (4.6) составляющей δ_0 , так как БОЧ в этом режиме исключается из работы. Если при измерении f_1/f_2 производится усреднение результатов измерений, то в соответствии с (4.5) и (4.6)

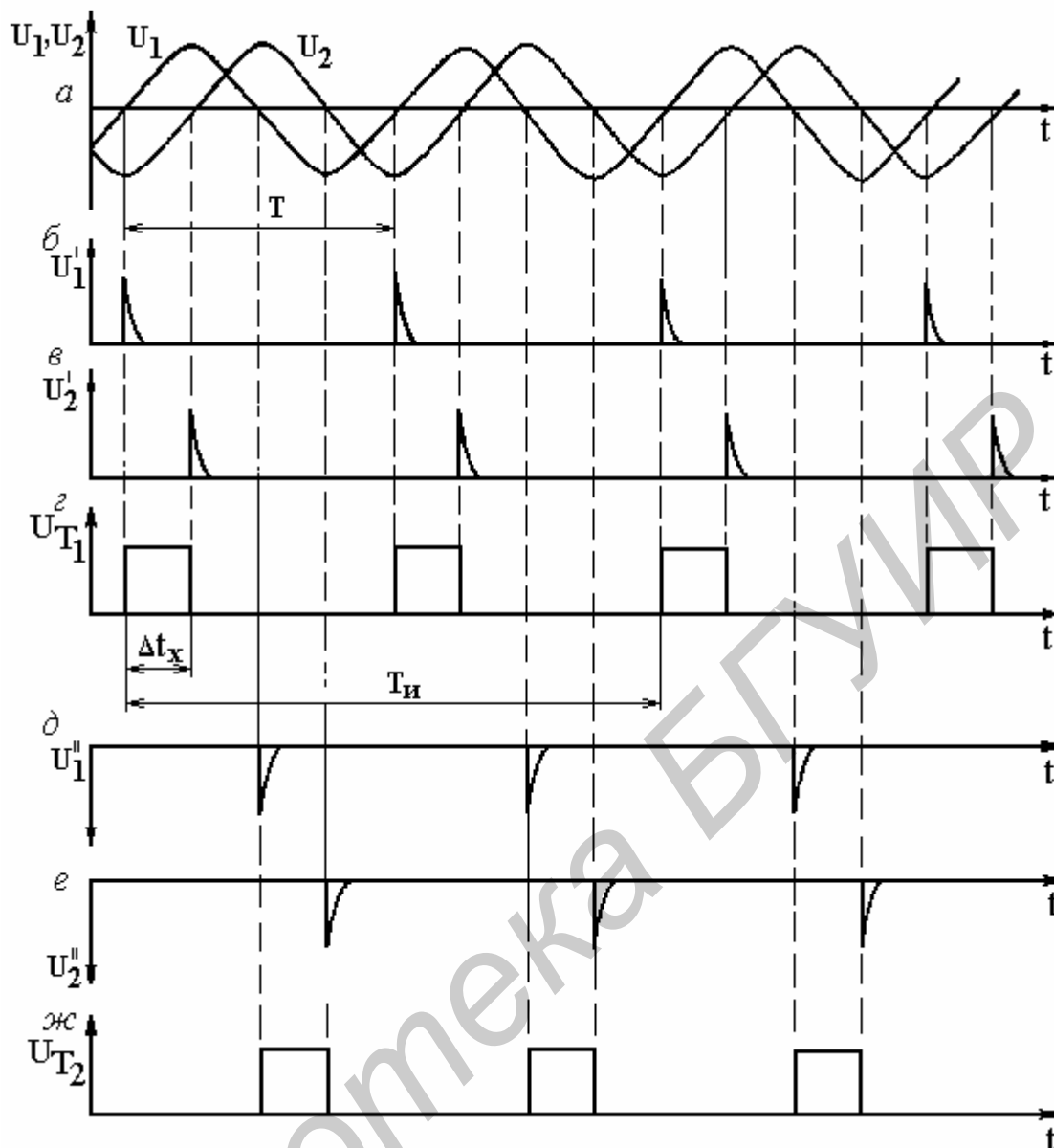
$$\delta_{\frac{f_1}{f_2}} = \pm \frac{f_2}{10^m f_1}. \quad (4.7)$$

4.2 Преобразователи фазовых сдвигов в цифровой код

Наряду с амплитудными и частотными (временными) параметрами важную роль играют фазовые параметры электрических сигналов. Фазовые параметры имеют четкий физический смысл для гармонических сигналов, поскольку фаза определяет состояние колебательного процесса в любой момент времени. Это в определенной степени сужает область применения фазовых параметров по сравнению с частотными (временными), которые характеризуют периодические сигналы безотносительно к их форме. Но в то же время с помощью фазовых параметров очень часто оценивают качество самых различных радиотехнических устройств. Поэтому фазовые измерения относятся, с одной стороны, к измерениям параметров электрических сигналов, а с другой – к измерениям параметров радиотехнических цепей.

4.2.1 Преобразование фазового сдвига в интервал времени

Преобразование измеряемой величины в интервал времени Δt_x очень эффективно при построении средств измерений, предназначенных для измерения фазовых сдвигов. Суть метода поясняется рисунком 4.3.



***a* - входные сигналы U_1 и U_2 ; *б* - короткие импульсы, соответствующие моментам перехода U_1 через нуль в положительном направлении; *в* - короткие импульсы, соответствующие моментам перехода U_2 через нуль в положительном направлении; *г* - импульсы на выходе триггера однополупериодного фазометра; *д* - короткие импульсы, соответствующие моментам перехода U_1 через нуль в отрицательном направлении; *е* - короткие импульсы, соответствующие моментам перехода U_2 через нуль в отрицательном направлении; *ж* - импульсы на выходе второго триггера двухполупериодного преобразователя**

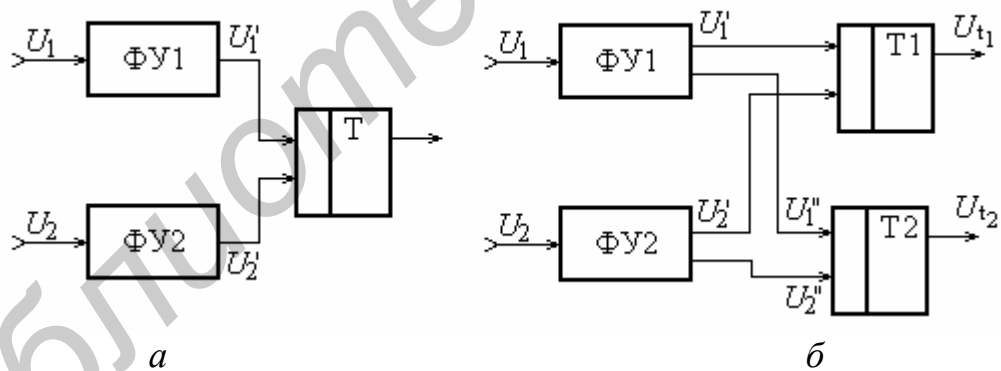
Рисунок 4.3 - Временные диаграммы, поясняющие метод преобразования $\varphi_x \rightarrow \Delta t_x$

Если с помощью формирующих устройств (ФУ), аналогичных рисунку 4.1, преобразовать гармонические сигналы U_{m1} и U_{m2} (рисунок 4.3,*a*) в короткие импульсы напряжения U_1 и U_2 (рисунок 4.3,*б,в*), соответствующие моментам перехода U_1 и U_2 через нуль в положительном направлении, то интервал времени Δt_x между ближайшими импульсами (рисунок 4.3,*г*) будет пропорционален преобразуемому фазовому сдвигу φ_x . Действительно, по определениям

$$\varphi_X = \omega \Delta t_X \text{ и } \omega = \frac{2\pi}{T}, \quad (4.8)$$

$$\varphi_X = 360^\circ \frac{\Delta t_X}{T}. \quad (4.9)$$

Как видно из (4.3), при измерении рассматриваемым методом необходимо определять отношение $\frac{\Delta t_X}{T}$. Наиболее просто это можно осуществить, если значение Δt_X (называемое еще фазовым интервалом) будет задано не опорным и интервальным импульсами U_1 и U_2 (как в измерителях Δt_X), а с помощью прямоугольного импульса длительностью Δt_X . Действительно, из рисунка 4.3,з следует, что в этом случае значение $\frac{\Delta t_X}{T}$ может быть определено как постоянная составляющая периодической последовательности прямоугольных импульсов и легко измерено аналоговым или цифровым вольтметром. Если же Δt_X нужно преобразовать в цифровой код, то это также легко может быть сделано с помощью селектора, управляемого импульсами Δt_X как стробирующими (по аналогии с цифровыми преобразователями частоты). В связи с этим во всех фазометрах, реализующих метод преобразования $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X$, предусматривается образование из U_1 и U_2 периодической последовательности прямоугольных импульсов. Наиболее часто это осуществляется с помощью триггеров, и поэтому такие преобразователи называют *триггерными*. Таким образом, напряжение U_T на рисунке 4.3,з - это выходное напряжение преобразователя, структурная схема которого показана на рисунке 4.4,а.



а – однополупериодного, б – двухполупериодного

Рисунок 4.4 - Структурная схема преобразователей фазовых сдвигов во временной интервал

В практических схемах фазометров могут фиксироваться моменты перехода U_1 и U_2 через нуль не только в положительном, но и в отрицательном направлениях. Такие фазометры называются двухполупериодными и имеют преобразователь $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X$, структурная схема которого показана на рисунке 4.4,б, а дополнительные временные диаграммы – на рисунках 4.3,д,ж.

4.2.2 Неинтегрирующие преобразователи фазовых сдвигов в цифровой код

Структурная схема однополупериодного неинтегрирующего преобразователя фазовых сдвигов, реализующая алгоритм (4.9), приведена в упрощенном виде на рисунке 4.5. Работа всех функциональных узлов преобразователя нам уже знакома. Поэтому отметим лишь, что с помощью устройства управления обеспечивается синхронизм в этой работе и ограничивается время измерения φ_x значением T .

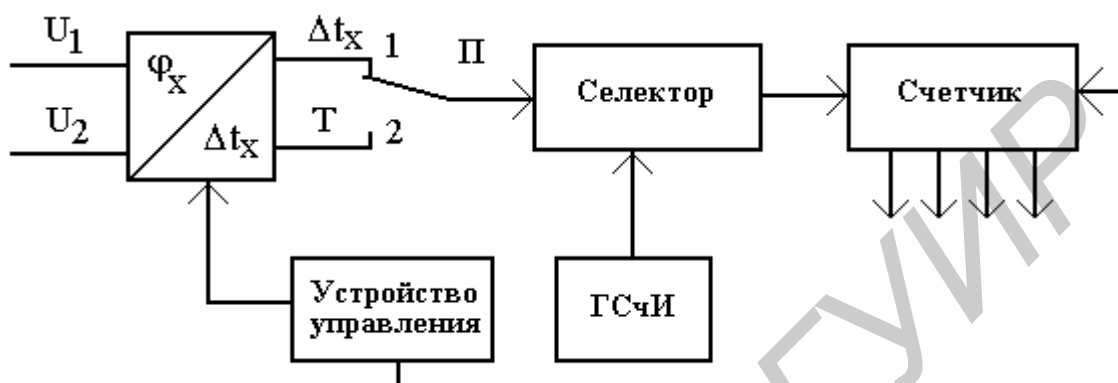


Рисунок 4.5 - Структурная схема однополупериодного неинтегрирующего преобразователя фазовых сдвигов

Как следует из функции сигнала $U(t) = U_m \cos(\omega t + \theta)$, измерение φ_x должно проводиться в два этапа: измерение Δt_x (переключатель Π в положении 1) и измерение T (положение 2). При первом измерении счетчик зафиксирует

$$N_{\varphi_x} = \frac{\varphi_x^0}{360^\circ} \frac{T}{T_0}, \quad (4.10)$$

где T_0 – период следования импульсов ГСЧИ.

При втором измерении $N_T = T/T_0$ и для вычисления φ_x по результатам измерения N_{φ_x} и N_T будет справедлива формула

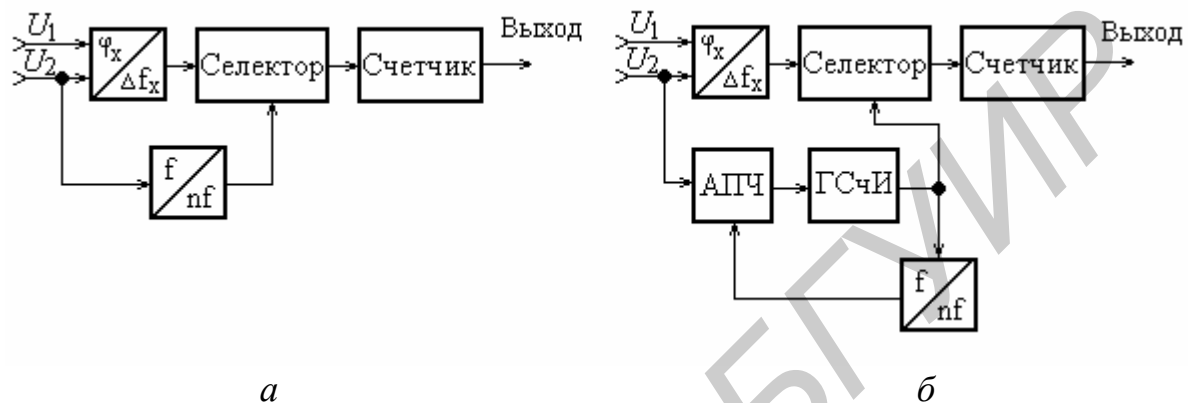
$$\varphi_x^0 = 360^\circ \frac{N_{\varphi_x}}{N_T}. \quad (4.11)$$

Таким образом, рассмотренный преобразователь является фактически комбинированным прибором (фазометр-частотомер). Существенным недостатком данного метода является необходимость проведения процесса преобразования в два этапа и дополнительных вычислений по формуле (4.10) для получения результата преобразования. Известные способы устранения этих недостатков направлены на достижение кратности периодов T и T_0 . Действительно, если в формуле (4.10) $T/T_0 = 36 \cdot 10^n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$), то количество счетных импульсов, зафиксированное счетчиком, будет равно фазовому сдвигу.

В этом случае можно идти двумя путями: образованием счетных импульсов с периодом следования $T_0 = \frac{T}{36 \cdot 10^n}$ и увеличением времени

измерения T в $36 \cdot 10^n$ раз (хотя измерения по-прежнему производятся за один период).

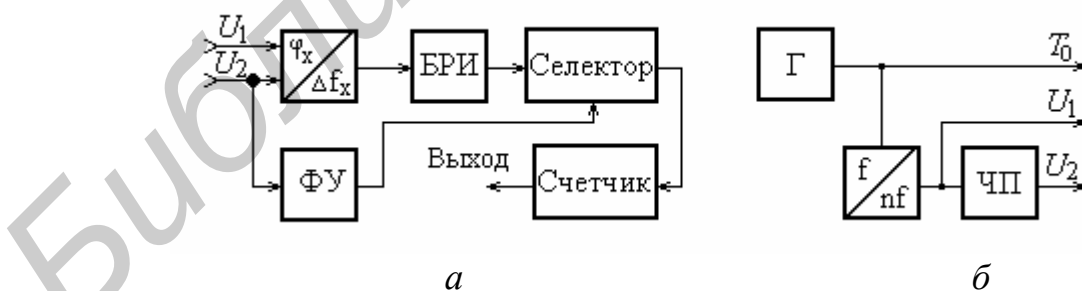
Схемные модификации, позволяющие реализовать первый путь, иллюстрируются рисунком 4.6 (для простоты устройство управления не показано). Как видно из рисунка 4.6,а, в первом случае счетные импульсы образуются путем умножения частоты сигнала U_2 в $36 \cdot 10^n$ раз. Во втором случае (рисунок 4.6,б) частота ГСЧИ в $36 \cdot 10^n$ раз больше частоты входных сигналов, а точное поддержание этого соотношения обеспечивается с помощью системы АПЧ при использовании сигнала U_2 в качестве опорного.



а - с умножением частоты входного сигнала; б - с использованием системы автоматической подстройки частоты

Рисунок 4.6 - Структурные схемы неинтегрирующих преобразователей

Второй путь также может быть реализован с помощью двух схемных модификаций (рисунок 4.7). В первом случае (рисунок 4.7,а) для увеличения времени измерения (масштабного преобразования) в схему преобразователя включается дополнительный блок расширения импульсов (БРИ), а счетные импульсы образуются с помощью ФУ из сигнала U_2 . Вторая модификация (рисунок 4.7,б) применяется при исследовании ФЧХ четырехполюсников.



а - с блоком расширения импульсов; б - с делением частоты входного сигнала

Рисунок 4.7 - Структурные схемы неинтегрирующих преобразователей

4.2.3 Интегрирующие преобразователи

По определению в ИЦФ производится измерение среднего значения φ_x за время $T_{из} > T$ и не зависящее от T (поэтому ИЦФ называют еще фазометрами с постоянным временем измерения). Обозначим число фазовых интервалов Δt_x ,

попадающих в интервал времени $T_{и}$, через N_T . Как видно из рисунка 4.3, $N_{Tи} = T_{и}/T_0$, и счетчик зафиксирует с учетом (4.11) общее число импульсов:

$$N = N_{\varphi_X} N_{Tи} = \frac{\varphi_X^0}{360^\circ} \frac{T_{и}}{T_0}. \quad (4.12)$$

Таким образом, результат преобразования φ_X не зависит от значения периода исследуемого сигнала T_X , т.е. устраняется самый существенный недостаток неинтегрирующего преобразователя. Если, кроме того, обеспечить схемным путем выполнение соотношения $T_{и}/T_0 = 36 \cdot 10^n$, то мы получаем прямую зависимость фазового сдвига от количества сосчитанных импульсов. Рассмотрим возможные схемные решения интегрирующих преобразователей.

На рисунке 4.8 представлена упрощенная структурная схема однополупериодного интегрирующего преобразователя, реализующая алгоритм $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X \rightarrow \text{код}$. На выходе селектора 1 образуются пачки счетных импульсов, причем число импульсов в одной пачке равно N_{φ_X} . Эти пачки поступают на вход селектора 2, который открыт во время действия стробирующего импульса. Стробирующий импульс формируется в устройстве управления из импульсов ГСЧИ, частота следования которых предварительно понижается в $36 \cdot 10^n$ раз с помощью делителя частоты. Таким образом, $T_{и}/T_0 = 36 \cdot 10^n$, а число пачек счетных импульсов, прошедших на выход селектора 2, равно N_T . В результате счетчик фиксирует число импульсов N , прямо определяющее измеряемое



значение φ_X .

Рисунок 4.8 - Структурная схема однополупериодного преобразователя

В практике проектирования преобразователей фазовых сдвигов наряду со схемой (см. рисунок 4.8) широкое применение находит схема, реализующая алгоритм $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X \rightarrow U_{X=} \rightarrow \text{цифровой код}$. На возможность такой реализации было указано при характеристике самого метода преобразования φ_X в Δt_X и временных диаграмм рисунка 4.3. Структурно она реализуется достаточно просто, если преобразователи на рисунке 4.8 дополнить фиксаторами U_{T1} и U_{T2} по уровню (для минимизации погрешности преобразования $\Delta t_X \rightarrow U_{X=}$), сумматором U_{T1} и U_{T2} (для двухполупериодного интегрирующего преобразователя) и фильтром нижних частот (интегратором), выделяющим постоянную составляющую полученной периодической последовательности нормированных по амплитуде прямоугольных импульсов. Потенциально такой

интегрирующий преобразователь менее точен по сравнению с предыдущим (за счет дополнительного преобразования $\Delta t_x \rightarrow U_{x=}$). Однако практические схемы фазометров имеют аналогичные характеристики и обеспечивают измерение φ_x в диапазоне низких и радиочастот с основной погрешностью не более $\pm 1^\circ$. Она в $\sqrt{N_{T_{и}}}$ раз меньше погрешности неинтегрирующих преобразователей (за счет уменьшения погрешности дискретности). Во столько же раз выше верхняя граница диапазона частот интегрирующих преобразователей. Основным недостатком интегрирующих преобразователей по сравнению с неинтегрирующими - пониженное быстродействие, так как для достижения высоких характеристик требуется, как правило, обеспечение $T_{и} \gg T$.

4.2.4 Коммутационно-модуляционный метод

При анализе предыдущих методов преобразования φ_x в цифровой код указывалось на необходимость обеспечения идентичности фазовых характеристик каналов преобразователя и был рассмотрен способ обеспечения этой идентичности с помощью предварительной калибровки фазометра. Другим эффективным способом является построение преобразователей по одноканальной схеме. Это оказывается возможным в том случае, если от одновременного сравнения U_1 и U_2 по фазе перейти к периодическому сравнению, осуществляемому с помощью автоматического переключателя при частоте переключения (коммутации), значительно меньшей частоты U_1 и U_2 . Такие преобразователи, получившие название одноканальных преобразователей периодического сравнения, базируются на коммутационно-модуляционном методе.

Суть коммутационно-модуляционного метода заключается в сравнении двух или нескольких сигналов измерительной информации с помощью одной измерительной цепи, в которую они подаются поочередно с заданной частотой коммутации. На выходе цепи образуются модулированные по амплитуде, частоте или фазе сигналы, а информация об измеряемых параметрах содержится в огибающей модулирующего сигнала или спектральных составляющих выходного сигнала. Очевидно, что при поочередном преобразовании сигналов в одной измерительной цепи автоматически удовлетворяются условия амплитудной и фазовой идентичности, а характеристики преобразователей становятся нечувствительными к возмущающим факторам и нестабильности параметров элементов цепи.

При построении преобразователей фазовых сдвигов коммутационно-модуляционный метод может применяться в сочетании с каждым из рассмотренных методов преобразования φ_x . Проиллюстрируем это на примере интегрирующего преобразователя периодического сравнения, упрощенная структурная схема которого приведена на рисунке 4.9. Для сравнения U_1 и U_2 по фазе применяется электронный коммутатор, управляемый импульсами УУ, формируемыми аналогично схеме, приведенной на рисунке 4.8. За счет этого общее время (цикл) измерения $T_{и}$ разбивается на два полуцикла.

В течение первого полуцикла ЭК подключается к входу преобразователя сигнал U_1 , который, получив дополнительный фазовый сдвиг φ_0 , поступает на

ФУ1 преобразователя $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X$. На ФУ2 подается сигнал U_2 , и в результате преобразования длительность импульса Δt_X оказывается равной, согласно (4.1),

$$\Delta t_X = \frac{T}{360^\circ} (\varphi_X + \varphi_0 + \Delta\varphi)^\circ, \quad (4.13)$$

где $\Delta\varphi$ учитывает различие порогов срабатывания ФУ1 и ФУ2.

В преобразователе применен реверсивный счетчик импульсов (РСИ), управляемый УУ.

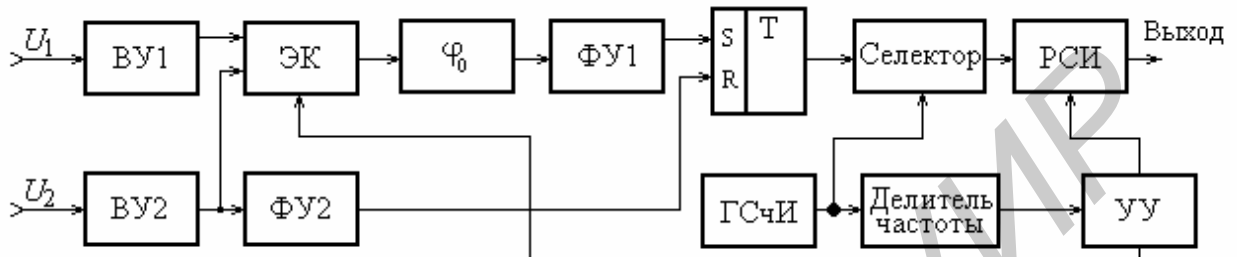


Рисунок 4.9 - Структурная схема интегрирующего преобразователя периодического сравнения

В течение первого полуцикла он работает на сложение и фиксирует в соответствии с (4.12, 4.13) количество импульсов N_1 :

$$N_1 = \frac{\varphi_X + \varphi_0 + \Delta\varphi}{360^\circ} \frac{T_{и}}{2T_0}. \quad (4.14)$$

Во время второго полуцикла ЭК подключается к входу сигнала U_2 , который, таким образом, поступает на оба входа преобразователя $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X$. По аналогии с (4.13) длительность импульса Δt_X будет теперь равна

$$\Delta t_X = \frac{T}{360^\circ} (\varphi_0 + \Delta\varphi)^\circ, \quad (4.15)$$

а РСИ, работающий во время этого полуцикла на вычитание, вычитет из N_1 значение N_2 :

$$N_2 = \frac{(\varphi_0 + \Delta\varphi)}{360^\circ} \frac{T_{и}}{2T_0}. \quad (4.16)$$

Если бы мы не включили в схему преобразователя $\varphi_X \rightarrow \Delta t_X$ дополнительный фиксированный фазовращатель, вносящий фазовый сдвиг φ_0 , преобразователь либо вообще мог бы не зафиксировать Δt_X ввиду малости $\Delta\varphi$, либо погрешность дискретности при определении N_2 оказалась бы недопустимо большой.

В результате число импульсов, фиксируемое РСИ за полный цикл измерения, равно, согласно (4.15, 4.16):

$$N = N_1 - N_2 = \frac{\varphi_X^\circ}{360^\circ} \frac{T_{и}}{2T_0}. \quad (4.17)$$

Соотношения (4.17) и (4.16) оказались аналогичными, но теперь результат измерения φ_X свободен от систематической погрешности $\Delta\varphi$.

4.3 Преобразование напряжения постоянного тока в цифровой код

Самый быстрый метод преобразования аналогового сигнала (метод непосредственного считывания) в цифровой состоит в подаче аналогового напряжения постоянного тока $U_{ВХ}$ на набор параллельных компараторов напряжения с различными порогами срабатывания (рисунок 4.10). Пороги срабатывания формируются путем деления опорного напряжения постоянного тока $U_{ОП}$ с помощью делителя напряжения, образованного набором последовательно соединенных резисторов R . Затем сигнал с выходов компараторов K поступает в логическую схему (шифратор) и превращается в цифровой код, несущий информацию о значении преобразованного аналогового напряжения.

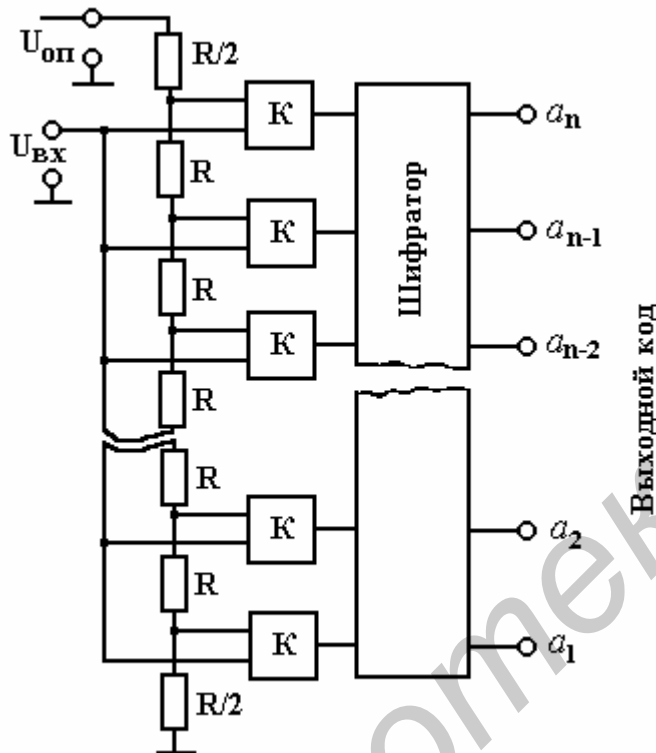


Рисунок 4.10 – АЦП, реализующий метод непосредственного считывания

Этот процесс называется импульсным преобразованием и является очень быстродействующим, но также и дорогим, поскольку требует для своей реализации значительного количества электронных схем.

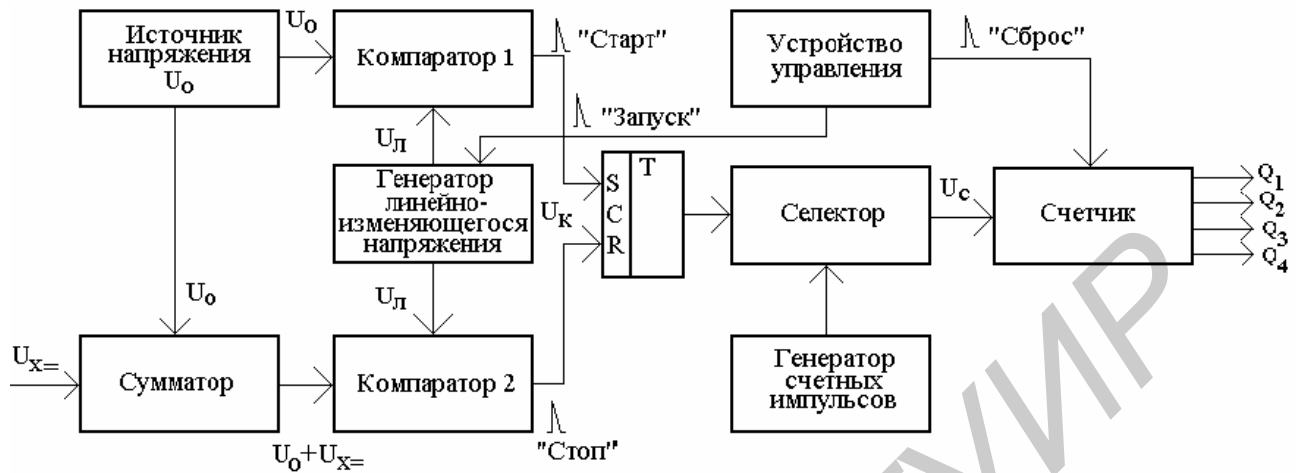
В основе метода лежит принцип шкалы, аналогичный тому, который используется при считывании измерительной информации со стрелочного прибора. Роль шкалы в АЦП выполняет набор компараторов (K), каждый из которых сравнивает входной сигнал со своим уровнем квантования. Состояния компараторов преобразуются шифратором в выходной код. Быстродействие АЦП непосредственного считывания достигает $2 \cdot 10^{-8}$ с при 64 уровнях квантования и 10^{-7} с при 256 уровнях.

4.3.1 Преобразователи, реализующие времяимпульсный метод преобразования

В АЦП, реализующих времяимпульсный метод преобразования, измеряемая величина (в данном случае $U_{X=}$) предварительно преобразуется в пропорциональный ей интервал времени путем сравнения со значением известной величины, изменяющейся по определенному закону. Затем полученный интервал времени (также аналоговая величина) непосредственно преобразуется в цифровой код. Таким образом, преобразователи, реализующие этот метод, должны быть отнесены к средствам измерения прямого преобразования. Среди них встречаются как преобразователи мгновенного

значения, так и преобразователи с аналоговым интегрированием и усреднением результатов преобразования.

Неинтегрирующий преобразователь - это преобразователь мгновенного значения с типовой структурной схемой, приведенной на рисунке 4.11.



Синхронная работа всех узлов вольтметра обеспечивается с помощью управляющего устройства (УУ), причем управление может быть как ручным, так и автоматическим. В первом случае измерения будут однократными, а во втором - периодически повторяющимися с определенным промежутком времени.

Рисунок 4.11 – Неинтегрирующий преобразователь, реализующий метод время-импульсного преобразования

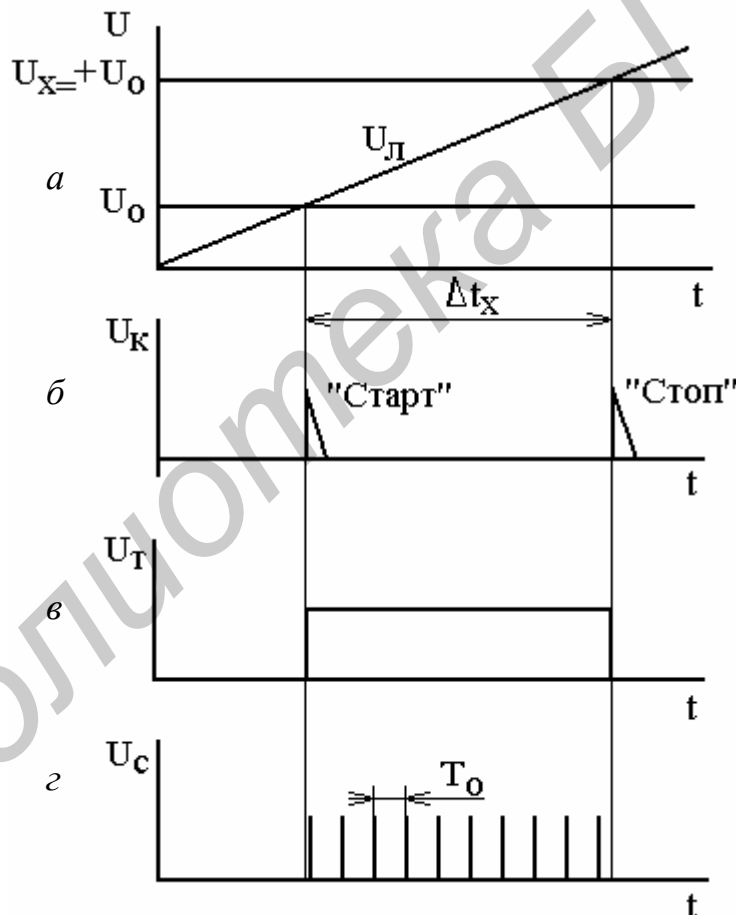
Тактовый импульс УУ сбрасывает на нуль показания счетчика, полученные во время предыдущего такта, и запускает генератор линейно изменяющегося напряжения $U_{л}$ (ГЛИН), с которым и осуществляется сравнение $U_{x=}$ при преобразовании его во временной интервал (рисунок 4.12,а). Это сравнение производится в сравнивающих устройствах - *компараторах* К1 и К2, причем компаратор К1 имеет уровень срабатывания U_0 , а компаратор К2 - уровень срабатывания $U_{x=} + U_0$. При $U_{л} = U_0$ срабатывает К1 и образуется старт-импульс (рисунок 4.12,б), который открывает селектор. С этого момента времени начинается подсчет счетчиком импульсов, поступающих через открытый селектор от генератора счетных импульсов (ГСЧИ). Импульсы следуют с периодом T_0 , определяющим шаг квантования в данной схеме (рисунок 4.12,в). Подсчет их продолжается до тех пор, пока $U_{л}$ не возрастет до значения $U_{л} = U_{x=} + U_0$. В этот момент времени срабатывает компаратор К2 и образуется стоп-импульс (рисунок 4.12,б), который закрывает селектор. Подсчет импульсов генератора счетных импульсов прекращается, счетчик фиксирует некоторое число импульсов N , которое по команде УУ подается на выход преобразователя (например, для воспроизведения результата измерения в цифровой форме или для дальнейшего преобразования).

Как видно из рисунка 4.12, измеряемое напряжение $U_{x=}$ преобразовалось в интервал времени Δt_x , причем $U_{x=} = k\Delta t_x$, где $k = \frac{dU_{л}}{dt}$. В свою очередь, $\Delta t_x = N \cdot T_0$, т.е. в результате $U_{x=} = kT_0 N$. При $kT_0 = \text{const}$ показание счетчика прямо

пропорционально $U_{X=}$, а при $kT_0 = 1$ – равно преобразованному напряжению в вольтах.

На примере схемы (рисунок 4.11) можно указать основные источники погрешностей времяимпульсных преобразователей:

- погрешность дискретности;
- погрешность меры ($T_0 \neq \text{const}$), в качестве которой в современных типах преобразователей применяют кварцевые ГСЧИ;
- погрешность преобразования $U_{X=}$ в Δt_X , определяемая нелинейностью U_L ($k \neq \text{const}$) и погрешностью компараторов (временное положение старт- и стоп-импульса). Применение двух компараторов позволяет исключить с помощью U_0 начальный нелинейный участок U_L и значительно компенсировать нестабильность их характеристик;
- погрешность за счет наложения на $U_{X=}$ гармонической помехи U_{Π} с амплитудой U_{nm} . В неблагоприятном случае эта погрешность может оказаться равной $U_{nm}/U_{X=}$, т.е. должны предусматриваться эффективные меры обеспечения помехозащищенности.



а – сравнение напряжений U_X и U_L при преобразовании во временной интервал Δt_X ; *б* - импульсы на выходе компараторов; *в* – времязадающий импульс на выходе триггера; *г* – счетные импульсы

Рисунок 4.12 – Временные диаграммы, характеризующие работу интегрирующего преобразователя с времяимпульсным преобразованием

Преобразователи с *аналоговым интегрированием* позволяют определить среднее значение измеряемого напряжения за определенный фиксированный интервал времени (интервал интегрирования). Распространенным способом аналогового интегрирования является двухтактное интегрирование, называемое еще двойным, двукратным, двухшаговым и поочередным. Упрощенная структурная схема такого преобразователя приведена на рисунке 4.13, а временные диаграммы его работы показаны на рисунке 4.14.

Как видно из рисунка 4.13, тактовый импульс УУ сбрасывает предыдущее показание счетчика и через триггер Т1 (триггер начала и конца счета) запускает ГСЧИ, а через триггер Т2 замыкает ключ Кл1 (старт-импульс на рисунке 4.14,а). В результате преобразуемое напряжение $U_{X=}$ подается на вход интегратора и начинается разряд интегрирующего конденсатора от начального (опорного) уровня U_0 с постоянной времени τ (рисунок 4.14,б). Процесс продолжается до момента времени t_2 , соответствующего поступлению на счетчик k -го импульса ГСЧИ. Этот импульс (импульс переполнения на рисунке 4.14,д) возвращает счетчик в исходное состояние, а через триггеры Т2 и Т3 размыкает ключ Кл1 и замыкает ключ Кл2. Временные диаграммы работы Кл1 и Кл2 показаны на рисунке 4.14,в,г. Работа интегратора в промежуток времени $(t_2 - t_1)$, являющийся первым тактом (шагом) интегрирования, может быть описана уравнением

$$U_{И} = U_{mn} = U_0 - \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_2} U_{X=} dt = U_0 - \frac{t_2 - t_1}{\tau} U_{X=}. \quad (4.18)$$

Начиная с момента времени t_2 ко входу интегратора подключается источник постоянного образцового напряжения U_{Δ} (см. рисунок 4.13) с полярностью, обратной полярности $U_{X=}$. Начинается второй такт интегрирования, но теперь интегрируется U_{Δ} . Этот процесс продолжается до момента времени, когда $U_{И} = U_0$ (t_3 на рисунке 4.14,б), и может быть описан уравнением

$$U_{И} = U_0 = U_{MIN} - \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_2} U_{\Delta} dt = U_{MIN} - \frac{t_2 - t_1}{\tau} U_{\Delta}. \quad (4.19)$$

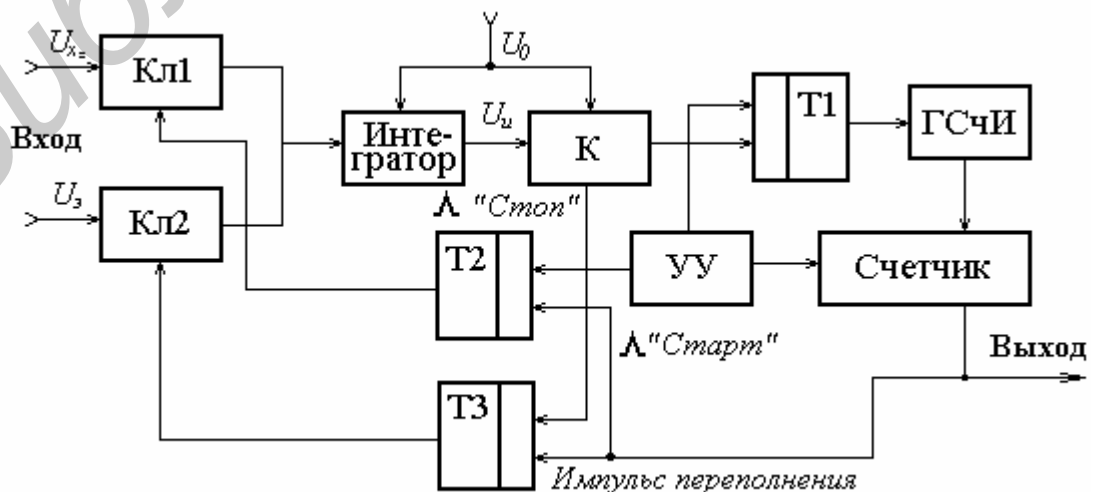


Рисунок 4.13 - Структурная схема преобразователя с двухтактным

интегрированием

В момент времени t_3 срабатывает компаратор К и образуется стоп-импульс, который через Т1 останавливает ГСЧИ, а через триггер Т3 размыкает ключ Кл2. Напряжение U_3 отключается от интегратора, и счетчик фиксирует количество импульсов

$$N = \frac{t_3 - t_2}{T_0} \quad (4.20)$$

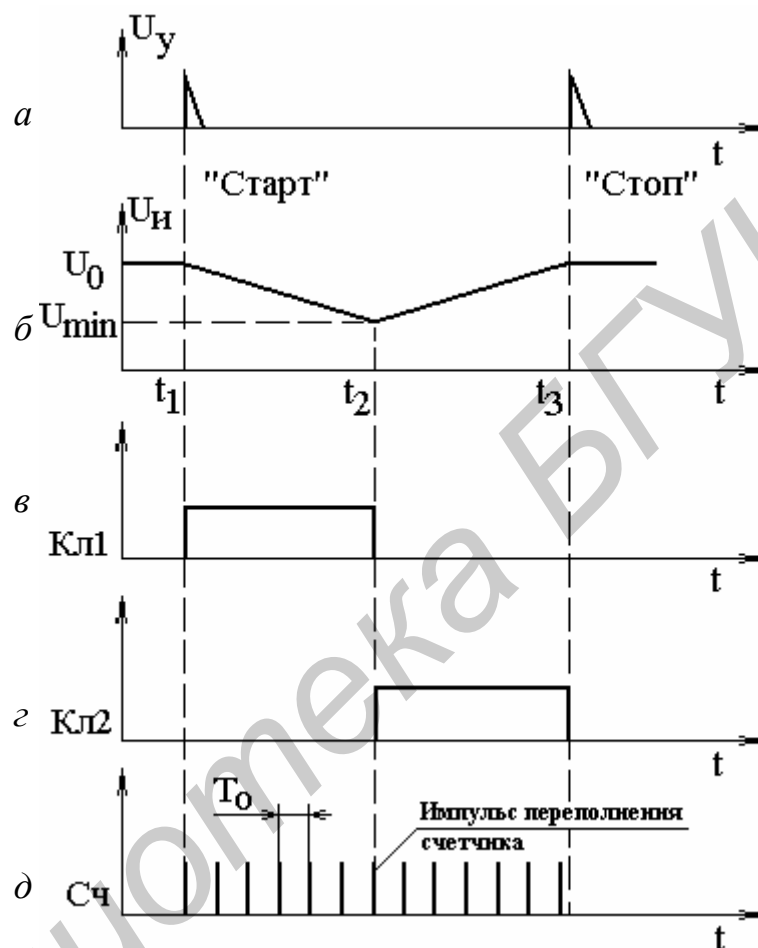


Рисунок 4.14 - Временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя с двухтактным преобразованием

Для первого такта интегрирования аналогично можно записать

$$k = \frac{t_2 - t_1}{T_0} \quad (4.21)$$

В результате из (4.18 – 4.21) следует, что

$$U_{x_1} = \frac{U_3}{k} N; \quad (4.22)$$

т.е. при постоянных U_0 и k (например, $k = 1000$) значение преобразуемого напряжения равно количеству счетных импульсов. При этом результат измерения, как видно из (4.22), не зависит от стабильности параметров интегратора.

Кроме того, при $(t_2 - t_1)$, равном целому числу периодов U_{Π} (помехой чаще всего является напряжение сети или его гармоники), он будет свободен от погрешности за счет U_{Π} , так как в этом случае

$$\int_{t_1}^{t_2} U_{\Pi}(t) dt = 0. \quad (4.23)$$

Преобразователи с *усреднением результатов* позволяют существенно повысить точность и помехозащищенность за счет обработки результатов многократных наблюдений. Рассмотрим упрощенно схему преобразователя с усреднением мгновенных значений $U_{X=}$ (рисунок 4.15). Процесс усреднения можно рассматривать как цифровое интегрирование.

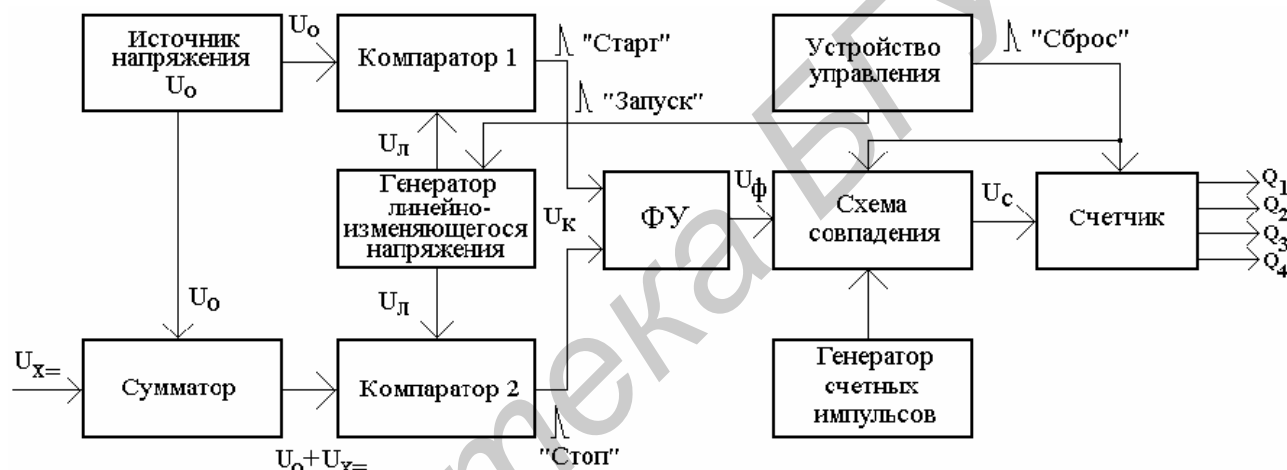


Рисунок 4.15 – Структурная схема аналого-цифрового преобразователя с усреднением мгновенных значений измеряемого напряжения

Как видно из рисунка 4.15, структурная схема преобразователя с усреднением базируется на схеме неинтегрирующего преобразователя с время-импульсным преобразованием. Управляющее устройство не только обеспечивает синхронную работу всех узлов, но и определяет время усреднения T_y путем подачи сигнала U_y на схему совпадения, выполняющую функции селектора. На второй вход схемы совпадения подаются импульсы длительностью Δt_{xi} , сформированные в аналоговой части с помощью уже известных узлов. На третий вход схемы совпадения поступают импульсы от ГСЧИ. Временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя, приведены на рисунке 4.16. Видно, что на выходе схемы совпадения образуются пакеты счетных импульсов T_0 . Они поступают на счетчик, где производится счет импульсов и усреднение за время T_y . Очевидно,

$$\bar{U}_{X=} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_{X=i}, \quad (4.24)$$

где $n = T_y / \Delta t_{xi}$ - число усредняемых измерений; $U_{X=i} = k \Delta t_{xi} = k T_0 N_{xi}$.

Таким образом,

$$\bar{U}_{X_{\Sigma}} = kT_0 \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{X_i} = kT_0 \bar{N}. \quad (4.25)$$

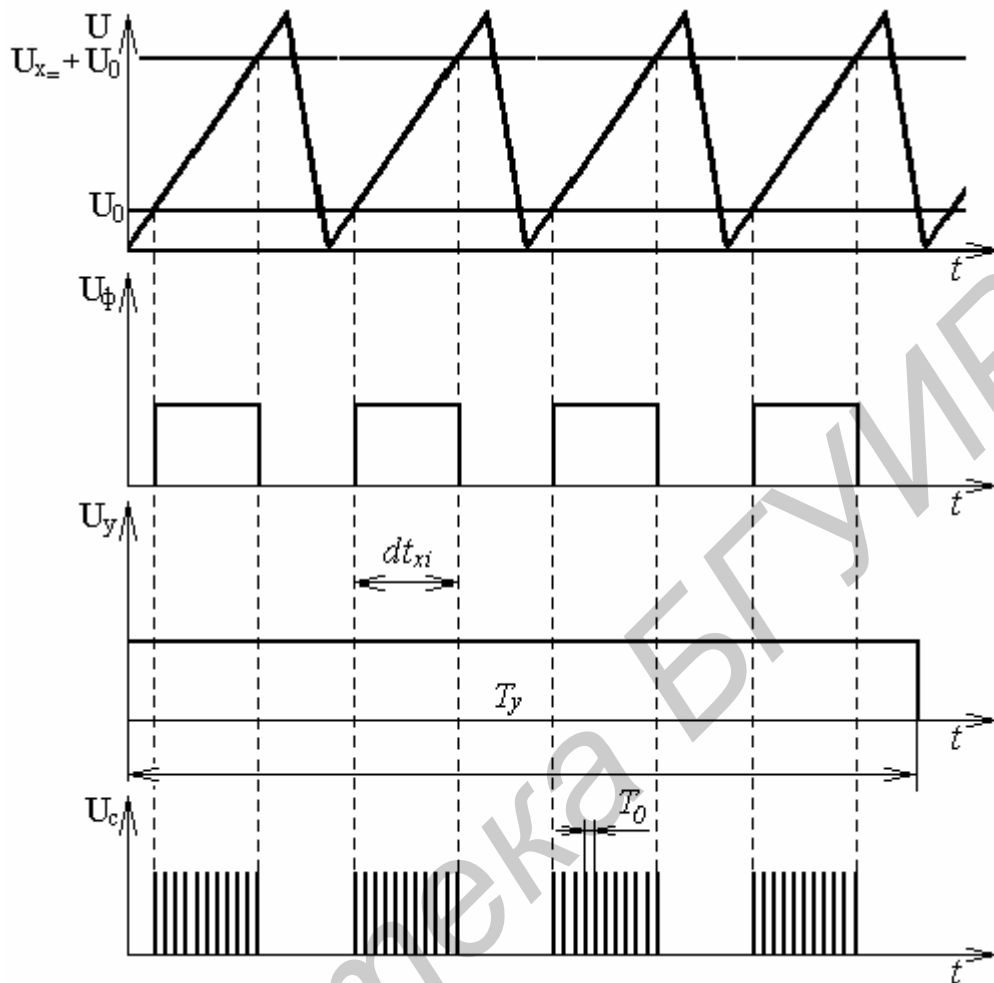


Рисунок 4.16 - Временные диаграммы, характеризующие работу аналого-цифрового преобразователя с усреднением

4.3.2 Преобразователи, реализующие частотно-импульсный метод преобразования

В АЦП, реализующих частотно-импульсный метод, измеряемая величина предварительно преобразуется в пропорциональное ей значение частоты, а затем - в цифровой код. Поскольку измерение частоты f_X , как правило, производится за интервал времени $T_{И} > T_X$, преобразователи с частотно-импульсным преобразованием являются интегрирующими.

Итак, в частотно-импульсных преобразователях

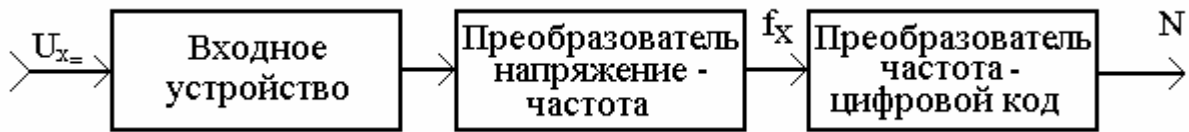
$$f_X = k \cdot U_{X_{\Sigma}}, \quad (4.26)$$

где k — коэффициент (крутизна) преобразования.

Значение f_X преобразуется в цифровой код за время $T_{И}$:

$$N = \int_0^{T_{И}} f_X dt = \int_0^{T_{И}} k U_{X_{\Sigma}} dt = k T_{И} U_{X_{\Sigma}}. \quad (4.27)$$

Обобщенная структурная схема частотно-импульсного преобразователя (ПНЧ – преобразователь напряжение – частота), реализующего рассмотренный алгоритм преобразования, приведена на рисунке 4.17. Основными



функциональными узлами являются преобразователь напряжение – частота (ПНЧ) и преобразователь частота – цифровой код.

Рисунок 4.17 - Структурная схема частотно-импульсного преобразователя

В настоящее время известно большое число схем ПНЧ. В зависимости от метода преобразования $U_{x=} \rightarrow f_x$ все схемы подразделяются на две группы: с непосредственным преобразованием и с косвенным преобразованием. В ПНЧ первой группы напряжение $U_{x=}$ непосредственно используется для формирования выходного сигнала частоты f_x , а в ПНЧ второй группы оно влияет на параметр, определяющий частоту выходного сигнала генератора самовозбуждения (гармонического или релаксационного).

ПНЧ второй группы имеют относительно невысокие метрологические характеристики. Поэтому основное применение в частотно-импульсных преобразователях нашли ПНЧ на основе интегрирующих звеньев с замкнутым контуром. Упрощенная структурная схема такого преобразователя приведена на рисунке 4.18.

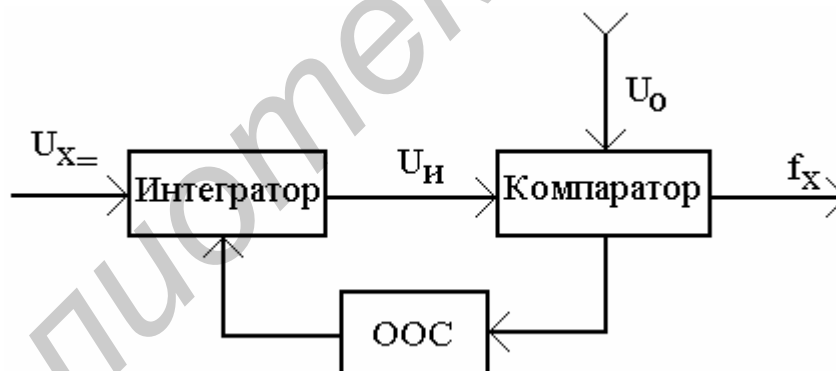


Рисунок 4.18 - Структурная схема преобразователя напряжение – частота с замкнутым контуром

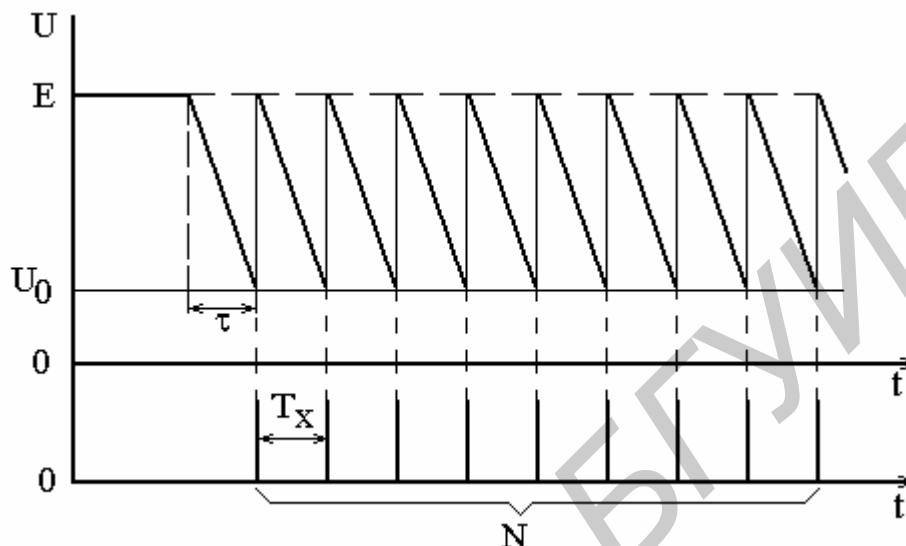
При подаче $U_{x=}$ на вход интегратора начинается разряд интегрирующего конденсатора от некоторого уровня E (рисунок 4.19). Он продолжается до момента времени, пока выходное напряжение интегратора $U_{и}$ не станет равно опорному напряжению U_0 . В этот момент времени сработает компаратор K . При срабатывании компаратора K формируется импульс, который поступает на выход преобразователя, а по цепи отрицательной обратной связи (ООС) восстанавливает на выходе интегратора $U_{и} = E$. По аналогии с формулой (4.22) этот процесс может быть описан уравнением

$$U_{и} = E - \frac{T_x}{\tau} U_{x=}, \quad (4.28)$$

где T_x - время интегрирования.

После этого процесс интегрирования повторяется, т.е. становится циклическим. Таким образом, на выходе ПНЧ образуется периодическая последовательность импульсов, следующих с частотой

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{U_{x=}}{\tau(E - U_0)} \quad (4.29)$$



и реализуется требуемая функциональная зависимость (4.29).

Рисунок 4.19 – Временные диаграммы работы преобразователя
напряжение – частота

Частотно-импульсные АЦП имеют два основных источника погрешностей: погрешности, свойственные цифровому частотомеру; погрешности, вносимые ПНЧ из-за неточной установки и нестабильности значений E , U_0 и t .

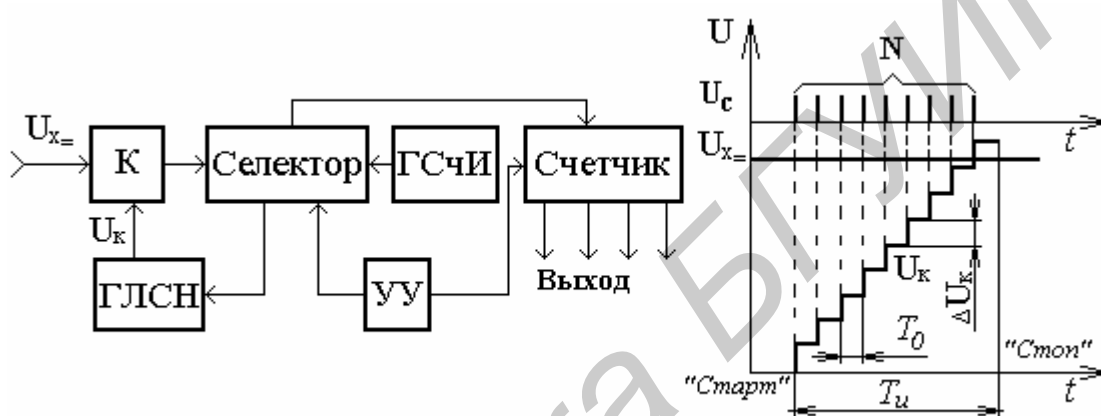
4.3.3 Преобразователи, реализующие кодоимпульсный метод преобразования

В АЦП, реализующих кодоимпульсный метод преобразования, измеряемая величина преобразуется в цифровой код путем последовательного сравнения ее с рядом дискретных значений известной величины, изменяющихся по определенному закону. По принципу своей работы они являются неинтегрирующими, а дополнение функциональными узлами по аналогии со схемой, приведенной на рисунке 4.15, преобразует их в преобразователи с усреднением исследуемого сигнала.

Уравновешивание в кодоимпульсных преобразователях может быть как развертывающим, так и следящим. При развертывающем уравновешивании $U_{x=}$ сравнивается с компенсирующим напряжением U_K , изменяющимся по определенной, заранее установленной и не зависящей от самого хода процесса уравновешивания программе. При следящем уравновешивании осуществляется дискретное слежение за любыми изменениями $U_{x=}$, а цифровая следящая система обеспечивает уравнивание $U_{x=}$ и U_K . В свою очередь развертывающее уравновешивание может быть реализовано в виде двух алгоритмов: равномерное ступенчатое увеличение (или уменьшение) U_K до $U_{x=} = U_K$ и

поразрядное уравнивание U_K и $U_{X=}$. Рассмотрим структурную схему АЦП, реализующую первый алгоритм и показанную на рисунке 4.20,а.

Как и ранее, тактовый импульс УУ сбрасывает на нуль показание счетчика, полученное во время предыдущего такта, и открывает селектор. Импульсы ГСЧИ начинают поступать на счетчик, а также на вход генератора линейно-ступенчатого напряжения (ГЛСН), который и вырабатывает компенсирующее напряжение U_K , возрастающее по линейно-ступенчатому закону (рисунок 4.20,б). Длительность ступеньки определяется периодом следования импульсов ГСЧИ T_0 , а высота ступеньки ΔU_K определяет шаг квантования и соответственно младший разряд счета. Сравнение $U_{X=}$ и U_K осуществляется в компараторе К, который срабатывает при $U_{X=} = U_K$ и стоп-импульсом закрывает селектор. Поскольку $\Delta U_K = \text{const}$, показание счетчика прямо пропорционально



$U_{X=}$.

Рисунок 4.20 - Структурная схема (а) и временная диаграмма (б), характеризующие работу кодоимпульсного преобразователя с линейно-ступенчатым изменением компенсирующего напряжения

Однако такие преобразователи применяются редко из-за малого быстродействия и невысоких метрологических характеристик (значение T_u , как видно из рисунка 4.20,б, получается большим и существенно возрастает при уменьшении ΔU_K). Лучшие результаты дает поразрядное уравнивание U_K и $U_{X=}$ при изменении U_K в соответствии с двоичной системой счисления. Типовая структурная схема такого преобразователя приведена на рисунке 4.21,а.

Принципиальной особенностью преобразователей поразрядного уравнивания является наличие цифроаналогового преобразователя (ЦАП). С его помощью реализуется ООС путем преобразования кода (например, 8421) в аналоговое напряжение U_K , которое затем сравнивается с $U_{X=}$ в компараторе. Это сравнение всегда начинается со старшего разряда (например, 8 В). Если при этом $U_K < U_{X=}$, то компаратор не оказывает воздействия на УУ и оно следующим тактовым импульсом подключает очередной разряд ЦАП U_K (соответственно 4 В). Если теперь $U_K > U_{X=}$ (рисунок 4.21,б), то срабатывает компаратор и воздействует на УУ, которое снимает в ЦАП напряжение этого разряда (разряд пропускается). Далее в очередном такте подключается

напряжение следующего за пропущенным разрядом ($2V$) и т. д. Процесс сравнения заканчивается после полного перебора всех разрядов U_K в соответствии с алгоритмом развертывающего уравнивания. Одновременно с переключением разрядов устройство управления УУ формирует двоично-десятичный код (рисунок 4.21, б).

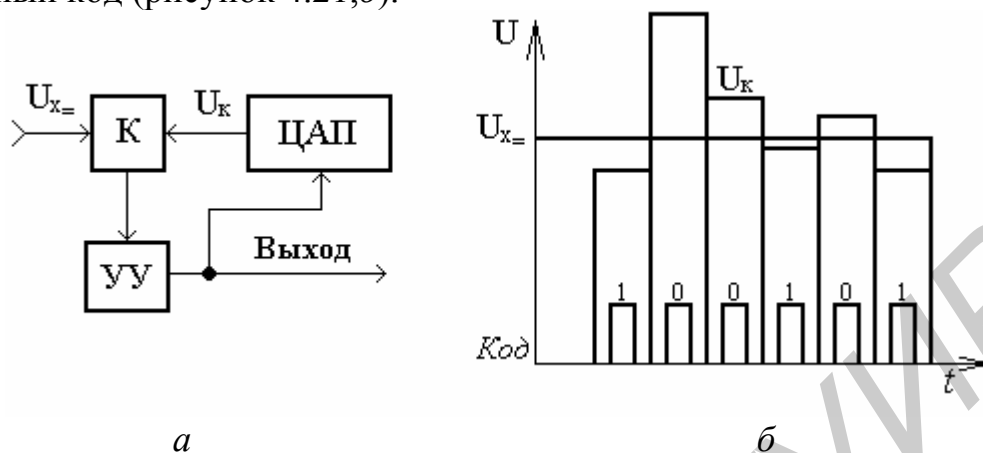


Рисунок 4.21 - Структурная схема (а) и временная диаграмма (б), характеризующие работу кодоимпульсного преобразователя поразрядного уравнивания

Рассмотренные схемы кодоимпульсных преобразователей могут реализовывать и следящее уравнивание $U_{X=}$ и U_K . Разница заключается в алгоритме работы УУ. При следящем уравнивании система обрабатывает не $U_{X=}$, а разность $\Delta U = U_{X=} - U_K$, что повышает в ряде случаев точность и быстродействие преобразователей. Однако при этом появляется возможность возникновения автоколебаний в системе.

Основными источниками погрешностей в кодоимпульсных преобразователях являются неточная установка и нестабильность параметров компаратора, ЦАП, ГЛСН и ГСЧИ. В целом все рассмотренные модификации преобразователей постоянного тока имеют аналогичные метрологические характеристики. Основная погрешность лучших типов аналого-цифровых преобразователей не превышает $\pm(0,05 \dots 0,1) \%$.

4.3.4 Цифровые преобразователи переменного тока

Аналого-цифровые преобразователи используются в пределах каждого вида вольтметров, предназначенных для измерения напряжений переменного и импульсного тока (В3, В4 и В7). Входной величиной АЦП является в данном случае напряжение переменного тока произвольной формы, изменяющееся в широком диапазоне частот, а выходной величиной — код. В то же время для преобразования измеряемого напряжения в цифровой код оно должно иметь форму, удобную для кодирования. Поэтому в вольтметрах переменного тока необходимы, как правило, предварительные функциональные преобразования $U_{X\sim}$ в аналоговой части АЦП. Это могут быть преобразование $U_{X\sim}$ в $U_{X=}$, обработка мгновенных значений $U_{X\sim}$ и трансформация спектра $U_{X\sim}$ в область более низких частот.

Наиболее часто в вольтметрах переменного тока применяются преобразователи $U_{X\sim}$ в $U_{X=}$. Во-первых, они относительно просты и

работоспособны в широком диапазоне частот измеряемых $U_{X\sim}$. Во-вторых, вся остальная их часть представляет в таком случае АЦП постоянного тока. Это позволяет унифицировать вольтметры постоянного и переменного тока, создавая на этой основе универсальные вольтметры и мультиметры. Преобразователи с обработкой мгновенных значений $U_{X\sim}$ находят применение только в диапазоне низких частот. Преобразователи с трансформацией спектра $U_{X\sim}$, наоборот, работоспособны на высоких частотах и в сочетании с преобразователем $U_{X\sim}$ в $U_{X=}$ могут значительно расширять диапазон рабочих частот цифровых вольтметров.

Преобразователи $U_{X\sim}/U_{X=}$ аналогичны детекторным преобразователям. В зависимости от типа преобразователя постоянное выходное напряжение $U_{X=}$ может быть пропорционально U_{MAX} , $U_{СК}$ или $U_{СВ}$. Так как метрологические характеристики цифровых вольтметров постоянного тока значительно лучше, чем аналоговых вольтметров, к преобразователям $U_{X\sim}/U_{X=}$ предъявляются более высокие требования. Это касается точности и линейности преобразования, а также чувствительности, динамического и частотного диапазонов преобразователя. Собственно, характеристики преобразователей $U_{X\sim}/U_{X=}$ зачастую определяют характеристики вольтметров переменного тока в целом. Особенно это относится к преобразователю $U_{СВ}$. Обычный детектор средневыпрямленного значения хорошо работает при больших $U_{X\sim}$ и поэтому включается после усилителя переменного тока. В вольтметрах переменного тока преобразователь $U_{X\sim}/U_{X=}$, наоборот, всегда включен на входе и должен работать при малых $U_{X\sim}$. Поэтому преобразователи $U_{СВ}$ проектируют как активные одно- или двухполупериодные преобразователи с ООС.

По иному принципу могут проектироваться преобразователи амплитуды импульсов в импульсных цифровых вольтметрах. Амплитуда импульсов может преобразовываться в пропорциональный интервал времени, который заполняется импульсами ГСЧИ. Это преобразование осуществляется с помощью схемы, аналогичной пиковому детектору. Конденсатор C имеет небольшую емкость и успевает зарядиться до U_{MAX} за время действия импульса, а по окончании импульса разряжается через токостабилизирующий элемент по линейному закону. Если на счетчик не подавать импульсы сброса, будет обеспечена возможность измерения амплитуды одиночных импульсов.

Рассмотренные принципы построения преобразователей переменного тока приняты в настоящее время за основу при проектировании универсальных цифровых вольтметров. Измеряемая величина (электрическая или неэлектрическая) преобразуется в постоянное напряжение $U_{X=}$ с последующим его измерением. Аналоговая часть представляет собой набор преобразователей измеряемых величин в постоянные напряжения $U_{X=}$, коммутируемые на вход АЦП в соответствующих режимах работы. Номенклатура преобразователей определяет эксплуатационные возможности приборов. Их подразделяют (весьма условно) на универсальные цифровые вольтметры и мультиметры. Как правило, универсальные цифровые вольтметры обеспечивают измерение $U_{X=}$, $U_{X\sim}$, $I_{X=}$, $I_{X\sim}$, R_X и имеют в аналоговой части преобразователи $U_{X\sim}/U_{X=}$, $I_{X\sim}/U_{X=}$, $R_X/U_{X=}$. В мультиметрах дополнительно могут быть преобразователи других электрических величин (емкости, индуктивности, частоты и пр.), а

также неэлектрических величин (например температуры). Охарактеризуем кратко преобразователи универсальных цифровых вольтметров.

Преобразователь $I_{X=}/U_{X=}$ представляет собой набор образцовых резисторов (шунтов), один из которых (в зависимости от установленного предела измерений) подключается ко входу преобразователя. Измеряемый ток $I_{X=}$ создает падение напряжения на резисторе, которое прямо или после предварительного усиления в усилителе постоянного тока (УПТ) подается на вход АЦП. Этот набор резисторов используется и при преобразовании $I_{X\sim}/U_{X=}$, но напряжение с резистора подается на вход АЦП через преобразователь $U_{X\sim}/U_{X=}$. Преобразователи $R_X/U_{X=}$ более разнообразны по числу схемных реализаций. При измерении больших R_X (больше 10 МОм) часто применяется стабилизированный источник постоянного тока, который создает на R_X падение напряжения, пропорциональное R_X . Может также применяться УПТ с ООС, осуществляемой через R_X . На вход такого усилителя подается образцовое постоянное напряжение $U_{\text{э}}$, а выходное напряжение УПТ оказывается пропорциональным напряжению $U_{\text{э}}$ и преобразуемому сопротивлению R_X , т.е. при $U_{\text{э}} = \text{const}$ является мерой R_X . При измерении малых R_X можно использовать стабилизированный источник переменного тока в сочетании с усилителем переменного тока, усиливающим малые напряжения на R_X , и детектором.

4.4 Цифроаналоговые преобразователи

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) предназначен в общем случае для преобразования кода в квантованную по уровню аналоговую величину (например, напряжение или сопротивление). Функциональными элементами ЦАП, определяющими точность и стабильность этого преобразования, являются аналоговые ключи, источник образцового напряжения и резистивная матрица. Отметим лишь основные требования к функциональным элементам ЦАП.

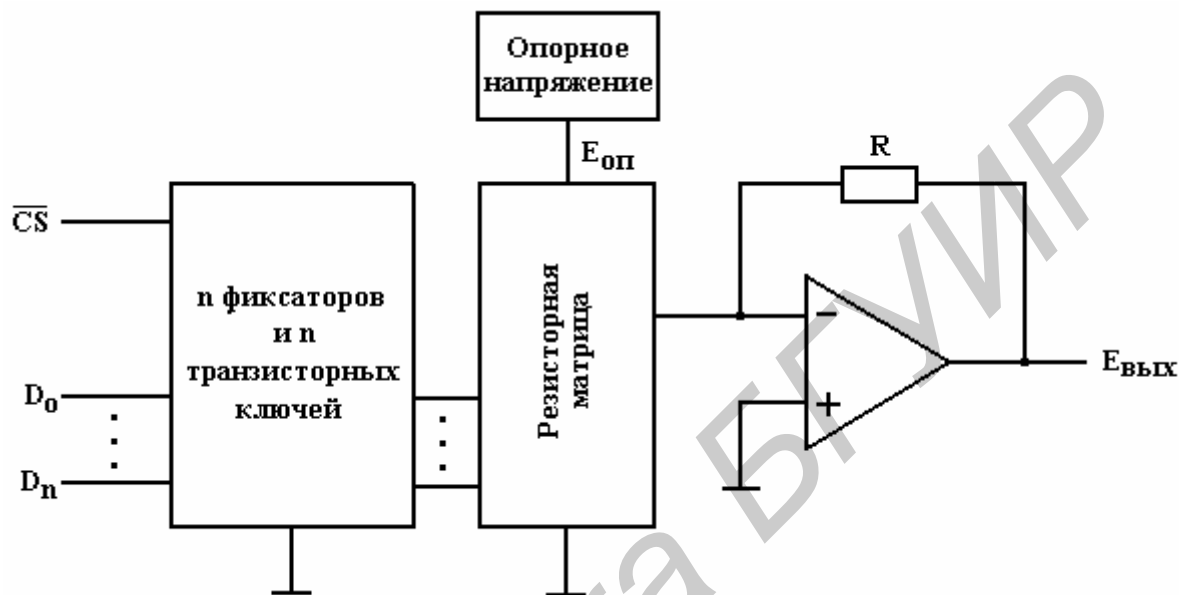
В качестве источников образцового напряжения могут использоваться нормальные элементы (НЭ) и кремниевые стабилитроны. Широкому применению НЭ препятствует ряд серьезных недостатков: необходимость термостатирования, чувствительность к перегрузкам и механическим воздействиям, необходимость образования батарей НЭ, когда требуется получить образцовое напряжение 1 В и др. Наиболее широко применяются термокомпенсированные стабилитроны, габариты которых существенно меньше НЭ и которые легко могут быть термостатированы. Основным недостатком стабилитронов является временная нестабильность напряжения.

Резистивные матрицы ЦАП представляют собой дискретные делители образцового напряжения последовательного и параллельного типов. Так как в большинстве аналого-цифровых преобразователей применяется код 8421, матрицы ЦАП имеют отношение сопротивлений 8:4:2:1.

На рисунке 4.22 представлена типичная структурная схема n-разрядного ЦАП. Он содержит регистр из n фиксаторов, в которых находится двоичное число, подлежащее преобразованию в соответствующее аналоговое напряжение.

Каждый фиксатор управляет работой транзисторного ключа, связанного с

определенным резистором в резисторной матрице (сетке). Прецизионный источник опорного напряжения, подключенный к резисторной матрице, задает диапазон изменения выходного напряжения ЦАП. Выходной операционный усилитель выполняет функцию сумматора, обеспечивая сложение результатов при одновременной активации того или иного набора ключей. Для простых ЦАП общего назначения все эти компоненты можно объединить в одной интегральной микросхеме. ЦАП с высокими техническими характеристиками, обладающие высоким разрешением и высоким быстродействием,



изготавливаются по гибридной технологии или из дискретных компонентов.

Рисунок 4.22 - Структурная схема цифроаналогового преобразователя

На рисунке 4.23 показана структурная схема 4-разрядного ЦАП. Четыре бита, фиксируемые в регистре, управляют состояниями четырех ключей и обеспечивают 16 различных комбинаций. Операционный усилитель включен по схеме сумматора. При замыкании одного из ключей выходное напряжение ЦАП определяется произведением опорного напряжения $U_{оп}$ на отношение сопротивлений резистора обратной связи и резистора матрицы, находящегося в цепи данного ключа.

Если, например, замкнут ключ, соответствующий старшему знаковому разряду (СЗР) регистра (при установке в этом разряде логической 1), то выходное напряжение такого преобразователя будет определяться следующим значением:

$$U_{\text{вых}} = \frac{R}{2R} U_{\text{оп}} = \frac{U_{\text{оп}}}{2}. \quad (4.30)$$

При установке логической 1 в первом разряде

$$U_{\text{вых}} = \frac{R}{8R} U_{\text{оп}} = \frac{U_{\text{оп}}}{8}. \quad (4.31)$$

Замыкание каждого следующего ключа (в направлении увеличения веса

разрядов) вызывает прирост выходного напряжения, вдвое превышающий результат замыкания предыдущего ключа. При замыкании нескольких ключей результирующее выходное напряжение определяется суммой вкладов от каждого замкнутого ключа. Например, при установке логической 1 в первом и третьем разрядах получаем выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{оп}}}{2} + \frac{U_{\text{оп}}}{8}. \quad (4.32)$$

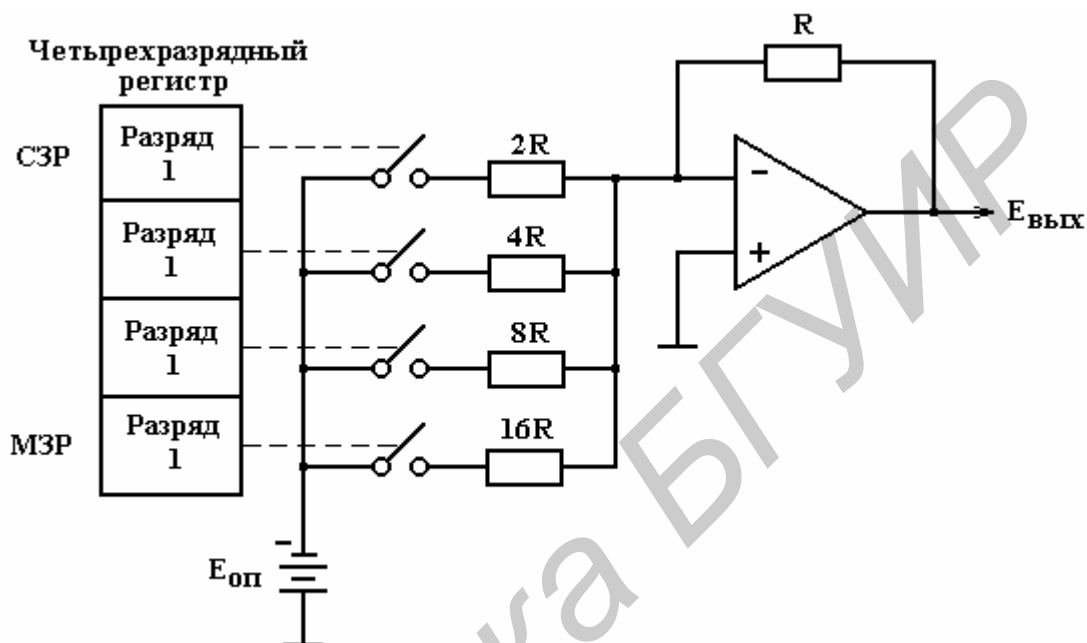


Рисунок 4.23 - Базовая структурная схема ЦАП

Таким образом, можно получить 16 различных дискретных уровней выходного напряжения, соответствующих 16 различным двоичным комбинациям на входе ЦАП. Соотношения сопротивлений весовых резисторов должны быть выдержаны с высокой точностью для обеспечения необходимой линейности преобразования входного кода в выходное напряжение.

Конструирование такого ЦАП на одном кристалле вызывает определенные трудности. Это объясняется слишком большим диапазоном сопротивлений входящих в нее резисторов. В рассматриваемом 4-разрядном ЦАП сопротивление весового, или входного, резистора в цепи младшего значащего разряда (МЗР) должно быть в 16 раз больше сопротивления резистора обратной связи.

В общем случае для n-разрядного преобразователя нужны n+1 резисторов, а сопротивление резистора в цепи МЗР должно быть в 2^n раз больше сопротивления резистора обратной связи. Реальное значение R, которое можно получить для резистора, формируемого как часть интегральной микросхемы, составляет 5 кОм. Таким образом, в 8-разрядном ЦАП требуется 9 резисторов с сопротивлениями от 5 кОм до 1,28 МОм (256×5 кОм), а в 12-разрядном - 13 резисторов с совершенно нереальным диапазоном сопротивлений вплоть до 20,48 МОм.

Такие значения сопротивлений недостижимы в интегральной технологии из-за ограниченности свободного пространства (т.е. полезной площади) на

кристалле. Типичный кристалл интегральной схемы имеет площадь 161 мм^2 . Поскольку сопротивление резистора пропорционально удельному сопротивлению материала, из которого он изготовлен, и его длине и обратно пропорционально площади его поперечного сечения, то диапазон удельных (на единицу площади кристалла) сопротивлений, получаемых в полупроводниковых материалах, невелик. Площадь поперечного сечения такого резистора определяется главным образом его шириной, так как толщина полупроводниковой структуры очень мала. Таким образом, сопротивление резистора в основном определяется его длиной и шириной. Для формирования резисторов с высокими значениями сопротивления нужны значительные по площади участки поверхности кристалла. Поэтому рассмотренный тип резисторной схемы не находит практического применения в однокристалльных ЦАП.

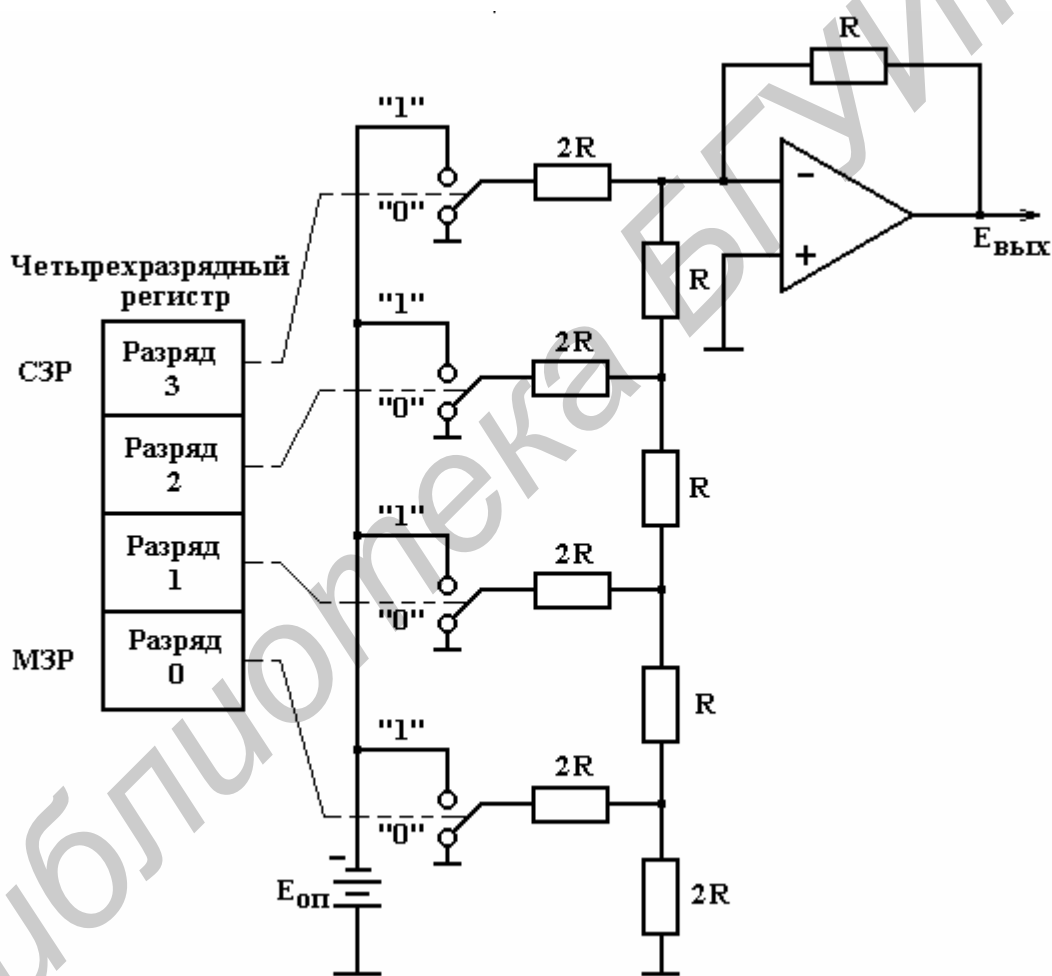


Рисунок 4.24 - Принципиальная схема ЦАП на основе R-2R резисторной матрицы лестничного типа для практической реализации в однокристалльной микросхеме

Возможности интегральной технологии реализуются наилучшим образом при повторении на одном кристалле одной и той же структуры. При этом получаются функциональные элементы (например, транзисторы) с очень близкими (согласованными) характеристиками. Исходя из этого желательно конструировать преобразователь с малыми и одинаковыми сопротивлениями резисторов. На рисунке 4.24 показана принципиальная схема ЦАП, по своим

функциональным характеристикам эквивалентная схеме, представленной на рисунке 4.23, но в которой используются резисторы только двух номиналов - R и $2R$. Структура резисторной матрицы такова, что ток, втекающий в нее через какую-либо ветвь, на своем пути к концу "лестницы" в каждом узле делится на два равных тока, уходящих от узла по двум ветвям. Переключение разрядных ключей вызывает такое же изменение значения выходного напряжения, как и соответствующих ключей в предыдущем примере.

Такая резистивная матрица содержит почти в 2 раза больше резисторов ($2n+1$), чем простая резистивная матрица, но сопротивления этих резисторов малы – обычно 5 и 10 кОм, они требуют относительно небольшого участка полезной площади кристалла и, кроме того, могут быть изготовлены с хорошо согласованными значениями сопротивлений. В выпускаемых интегральных схемах ЦАП используется лазерная подгонка сопротивлений.

Контрольные вопросы

1 При измерении постоянного напряжения цифровым вольтметром времяимпульсного преобразования на счетчик поступило N импульсов, следующих с частотой повторения $F_{пов}$. Определить значение измеряемого постоянного напряжения U_x и погрешность его измерения, если скорость нарастания линейного изменяющегося напряжения U_K определяется формулой $V_K = dU_K/dt$. Значения U_0 , N , $F_{пов}$, V_K приведены в таблице 4.1.

2 При измерении постоянного напряжения цифровым вольтметром двоично-десятичного преобразования на выходе декадного счетчика был получен двоично-десятичный код $N_{дд}$. Цифроаналоговый преобразователь, формирующий компенсирующее напряжение U_K , выполнен по четырехразрядной десятичной схеме с весовыми коэффициентами 8-4-2-1. Младший разряд соответствует 1 мВ. Определить измеренное значение постоянного напряжения. Значения $N_{дд}$ приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Значения параметров аналого-цифровых преобразователей

Параметр	Вариант									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
N	500	100	200	150	300	250	400	70	80	90
$T_{и}, c$	0,01	0,1	1,0	0,01	0,1	1,0	0,01	0,1	1,0	0,01
$F_{пов}, МГц$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
$V_K, В/с$	0,01	0,001	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
$E, В$	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
$U_0, В$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$N_{дд}^*$	0101	0001	0011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
	0011	0101	1001	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
	0001	0011	1000	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001
	1001	0101	0100	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001

* Информация, содержащаяся в выделенной в таблице 4.1 строке, соответствует младшему разряду счета.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Аш Ж. и др. Датчики измерительных систем: В 2 кн./Пер. с фр. – М.: Мир, 1992. – 480 с.: ил.
- 2 Елизаров А.С. Электрорадиоизмерения: Учебник для вузов. – Мн.: Выш. шк., 1986. – 320 с.: ил.
- 3 Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. пособие для вузов/Под ред. Н.Н.Евтихиева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.: ил.**
- 4 Клаассен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике. - М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.: ил.
- 5 Малышев В.М., Механников А.И. Гибкие измерительные системы в метрологии. – М.: Изд-во стандартов, 1988. – 176 с.: ил.
- 6 Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 535 с.: ил.
- 7 Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах: Учебник для вузов/В.И.Нефедов, В.И.Халкин, Е.В.Федорова и др.; Под ред. В.И.Нефедова. – М.: Высш. шк., 2001. – 383 с.: ил.
- 8 Основы метрологии и электрические измерения: Учебник для вузов/Под ред. Е.М.Душина. 6-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. – 480 с.: ил.**
- 9 Сергеев А.Г., Крохин В.В. Метрология: Учеб. пособие для вузов. – М.: Логос, 2001. – 408 с.: ил.
- 10 Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC: Пер. с англ./Под ред. У.Томпкинса, Дж.Уэбстера. – М.: Мир, 1992. – 259 с.: ил.
- 11 Цапенко М.П. Измерительные информационные системы. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 440 с.: ил.
- 12 Электрические измерения: Учебник для вузов / Под ред. А.В.Фремке и Е.М.Душева. -Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1980. -392 с.: ил.

Учебное издание

Ревин Валерий Тихонович

**ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ**

Учебное пособие
для студентов специальности 54 01 01
«Метрология, стандартизация и сертификация»
всех форм обучения

В 5-ти частях

Часть 3

Редактор Т.А. Лейко
Корректор Е.Н. Батурчик
Компьютерная верстка

Подписано в печать

Формат 60x84 1/16.

Бумага

Гарнитура "Таймс"

Печать

Усл. печ. л.

Уч.-изд. л. 4,5.

Тираж 100 экз.

Издатель и полиграфическое исполнение:
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
Лицензия ЛП № 156 от 30.12.2002.
Лицензия ЛП № 509 от 03.08.2001.
220013, Минск, П.Бровки, 6