

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Таганрогский институт имени А.П. Чехова  
(филиал) ФГБОУ ВПО «Ростовский государственный  
экономический университет (РИНХ)»

**И.И. Турулин, В.Г. Галалу**

# **ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

*Допущено  
редакционно-издательским советом  
Таганрогского института имени А.П. Чехова  
в качестве учебного пособия  
для студентов высших учебных заведений,  
по курсам «Физика», «Электротехника», «Электроника»*

Таганрог  
Издательство Таганрогского института имени А.П. Чехова  
2015

УДК 681.317.3 (075)  
ББК 32.81  
П 71

*Печатается по решению редакционно-издательского совета  
Таганрогского института имени А.П. Чехова*

**Рецензенты:** доктор технических наук, зав. кафедрой информатики Таганрогского института имени А.П. Чехова (филиала) Ростовского государственного экономического университета (РИНХ) *Я.Э. Ромм*,  
доцент, кандидат технических наук Таганрогского института имени А.П. Чехова (филиала) Ростовского государственного экономического университета (РИНХ) *П.В. Хало*

**Турулин, И.И.**

**П 71** Преобразование аналоговых измерительных сигналов: учеб. пособие / И.И. Турулин, В.Г. Галалу. – Таганрог: Изд-во Таганрог. ин-та имени А.П. Чехова, 2015. – 132 с.  
**ISBN 978-5-87976-950-0**

В пособии даются основы теории аналоговых сигналов, приводятся их основные виды. Рассмотрены методы фильтрации аналоговых сигналов, а также принципы работы аналоговых измерительных преобразователей.

Предназначено для студентов старших курсов, изучающих курсы: «Метрология», «Физика», «Электротехника», «Электроника».

УДК 681.317.3(075)  
ББК 32.81

**ISBN 978-5-87976-950-0**

© Турулин И.И., Галалу В.Г., 2015  
© Издательство Таганрогского института имени  
А.П. Чехова, 2015

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Введение</b> .....	6
<b>Список сокращений</b> .....	7
<b>Глава 1. Основные аналоговые сигналы</b> .....	8
1.1. Определение аналогового сигнала.....	8
1.2. Дельта-функция Дирака.....	8
1.3. Свойства $\delta$ -функции.....	10
1.4. Единичная ступенчатая функция.....	11
1.5. Прямоугольный импульс.....	11
1.6. Гармонический сигнал.....	12
1.7. Отрезок гармонического сигнала.....	12
1.8. Меандр.....	13
1.9. Треугольный сигнал.....	14
1.10. Пилообразный сигнал.....	14
<b>Глава 2. Преобразования аналоговых сигналов</b> .....	15
2.1. Разложение сигнала по системе ортогональных функций....	15
2.2. Соотношение средней мощности колебания и амплитуд его гармоник.....	17
2.3. Преобразование (интеграл) Фурье.....	18
2.4. Основные свойства преобразования Фурье.....	18
2.5. Соотношение энергий колебания во временной и частотной областях: равенство (теорема) Парсеваля.....	19
2.6. Практическая ширина спектра сигнала.....	20
2.7. Модуляция и демодуляция.....	21
<b>Глава 3. Аналоговые фильтры</b> .....	24
3.1. Определение фильтра.....	24
3.2. Линейность и стационарность.....	24
3.3. Импульсная характеристика фильтра.....	25
3.4. Передаточная функция, амплитудно- и фазочастотные характеристики.....	26
3.5. Формула свертки.....	29
3.6. Устойчивость и физическая реализуемость.....	30
3.7. Классификация фильтров по амплитудно-частотной характеристике.....	31
3.8. Синтез фильтра по прототипу.....	32
3.8.1. Описание метода.....	32

3.8.2. ФНЧ Баттерворта.....	35
3.8.3. ФНЧ Бесселя.....	37
3.8.4. ФНЧ Чебышева I и II рода.....	37
3.8.5. Эллиптический ФНЧ.....	38
3.8.6. Сравнительный анализ фильтров.....	39
3.8.7. Нормализация импульсной и частотной характеристик при каскадном соединении множества фильтров на примере интегрирующих RC-цепочек.....	39
3.9. Согласованный фильтр.....	41
<b>Глава 4. Преобразователи аналоговых сигналов.....</b>	<b>45</b>
4.1. Коэффициент передачи преобразователя измерительных сигналов.....	45
4.2. Источники сигналов и пассивные цепи.....	46
4.3. Операционные усилители и простейшие усилительные схемы на их основе.....	52
4.4. Измерительные (инструментальные) усилители.....	66
4.5. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление устройства.....	69
4.6. Компаратор.....	70
4.7. Триггер Шмитта.....	70
4.8. Активный экран.....	73
4.9. Дифференциатор.....	75
4.10. Интегратор.....	75
4.11. Преобразователи напряжения и тока.....	77
4.11.1. Преобразователь напряжение-напряжение.....	77
4.11.2. Преобразователь напряжение-ток с незаземленной нагрузкой.....	78
4.11.3. Преобразователь напряжение-ток на операционном усилителе и полевом транзисторе.....	80
4.11.4. Преобразователь напряжение-ток с заземленной нагрузкой.....	82
4.11.5. Преобразователь ток-напряжение.....	83
4.11.6. Преобразователь ток-ток.....	85
4.12. Преобразователь напряжение-время.....	85
4.13. Преобразователь время-напряжение.....	86
4.14. Преобразователи частоты.....	86
4.15. Модуляторы и демодуляторы.....	90
4.15.1. Амплитудная модуляция.....	90
4.15.2. Амплитудный модулятор.....	93

4.15.3. Амплитудно-импульсная модуляция и демодуляция.....	94
4.15.4. МДМ-усилитель.....	95
4.15.5. ШИМ-модуляторы и демодуляторы.....	97
4.15.6. Синхронный детектор.....	99
4.15.7. Амплитудные демодуляторы.....	99
4.16. Прецизионные выпрямители на операционных усилителях	100
4.17. Пиковый детектор.....	104
4.18. Некоторые приемники модулированных сигналов.....	106
4.18.1. Общие замечания.....	106
4.18.2. Приемник прямого усиления.....	106
4.18.3. Супергетеродинный приемник.....	108
4.18.4. Приемник прямого преобразования.....	109
4.19. Устройство выборки-хранения.....	110
4.20. Цифроаналоговые преобразователи.....	113
4.21. Аналого-цифровые преобразователи.....	118
4.22. Преобразователи напряжение-частота и частота-напряжение.....	126
4.23. Управляемые делители напряжения и усилители.....	128
4.24. Обзор других преобразователей измерительных сигналов..	130
<b>Библиографический список.....</b>	<b>131</b>

## **ВВЕДЕНИЕ**

Любой эксперимент, например, в физике, электротехнике, электронике, связан с применением измерительной техники.

Часто измерительный сигнал мал или не соответствует формату устройства сбора и/или отображения информации. В этом случае применяются различные усилители и/или преобразователи измерительных сигналов.

В пособии даются теоретические основы преобразования аналоговых сигналов, их фильтрации, а также принципы построения аналоговых измерительных преобразователей.

При подготовке данного пособия использовались материалы книг [1, 1, 3, 5, 6, 7–9, 11].

В разделе 1 рассмотрены основные аналоговые сигналы, в разделе 2 – спектральный анализ, а также общие сведения о модуляции, в разделе 3 – аналоговая фильтрация, в разделе 4 – аналоговые, а также основные аналого-цифровые преобразователи измерительных сигналов.

Пособие имеет перекрестные ссылки, поэтому для хорошего усвоения материала данное пособие (как и любое другое по инженерному курсу) необходимо прочесть (точнее, проработать) как минимум дважды.

## **СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ**

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.

АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

ЗУ – запоминающее устройство.

ООС – отрицательная обратная связь.

ОУ – операционный усилитель.

ПЗФ – полосно-заграждающий фильтр.

ППФ – полосно-пропускающий фильтр.

ПОС – положительная обратная связь.

ПТ – полевой транзистор.

ПТН – преобразователь ток-напряжение.

ТШ – триггер Шмитта.

ФВЧ – фильтр верхних частот.

ФНЧ – фильтр нижних частот.

ФЧХ – фазочастотная характеристика.

ЦАП – цифроаналоговый преобразователь.

# ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ АНАЛОГОВЫЕ СИГНАЛЫ

## 1.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА

Сигнал – некоторая функция времени, обычно содержащая информацию, представляющую определенный интерес (т. е. сигналы о чем-то «сигнализируют»). Измерительные сигналы как правило представляют собой напряжения, реже – токи. Такие сигналы являются непрерывной функцией времени и называются **аналоговыми**. Информация может содержаться в мгновенном значении напряжения, токе, их амплитуде, частоте, фазе. В дальнейшем, если не оговорено особо, будем рассматривать сигналы в виде напряжений.

Реже применяется термин «**континуальные сигналы**» [3]: эти сигналы легко описываются математически и могут иметь разрывы первого рода (в точках разрыва не обращаются в бесконечность). Таковыми являются, например, сигналы прямоугольной или пилообразной формы (рис. 1.1, 1., 1.4, 1.6, 1.8). Непериодические (рис. 1.1, 1.3, 1.4) должны иметь конечное число разрывов. Для периодических континуальных сигналов (рис. 1.5, 1.6, 1.8) допускается конечное число разрывов первого рода на период.

Термин «аналоговый» появился примерно в 40-х годах прошлого века с появлением аналоговых вычислительных машин. Такие машины представляли собой наборы элементов, основу которых составляли операционные усилители, тогда – на электронных лампах. С их помощью создавался *аналог* физического объекта – электронная схема, которая описывалась теми же дифференциальными уравнениями, что и объект, только вместо физических величин были напряжения. Масштаб времени и величин был в общем случае другим. Благодаря таким машинам удавалось решить дифференциальные уравнения, не решаемые аналитически, а также проводить эксперименты с моделью в тех случаях, когда эксперименты с объектом были дороги, затруднительны опасны, или невозможны.

## 1.2. ДЕЛЬТА-ФУНКЦИЯ ДИРАКА

Дельта-функция ( $\delta$ -функция)  $\delta(t)$  – бесконечно короткий импульс с единичной площадью. Понятие  $\delta$ -функции ввел физик Поль Дира́к. Существует множество определений (математических моделей)  $\delta$ -функции, поскольку бесконечно короткий импульс с единичной площадью можно описать различными функциями. Наиболее простой

является модель в виде прямоугольной функции

$$D(t) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta t}, & |t| \leq \frac{\Delta t}{2}, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (1.1)$$

единичной площади (рис. 1.1), длительность которой стремится к нулю, т. е.

$$\delta(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} D(t) \quad (1.2)$$

Равенство

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (1.3)$$

называется интегральным свойством  $\delta$ -функции.

Поскольку длительность  $\delta$ -функции бесконечно мала, а площадь конечна, амплитуда этой функции бесконечна. Поэтому в чистом виде сигнал  $\delta(t)$  физически нереализуем. Однако  $\delta$ -функцию можно аппроксимировать импульсом единичной площади, длительность которого значительно меньше постоянной времени цепи. Если при этом амплитуда должна быть слишком большой, ее уменьшают. Связанное с этим уменьшение площади импульса учитывают отдельно в виде поправочного коэффициента.

$\delta$ -функция в радиотехнике и электронике играет исключительно важную роль, поскольку содержит колебания всех частот с единичной амплитудой и нулевой фазой (п. 2.4). Если такой сигнал подать на вход фильтра, а потом вычислить спектр отклика (выходного сигнала) (взять интеграл Фурье), получим передаточную функцию фильтра  $\dot{H}(\omega)$ , показывающую, насколько спектральные компоненты ослабляются или усиливаются и сдвигаются по фазе. Подробно этот вопрос будет рассмотрен в пп. 3.3, 3.4

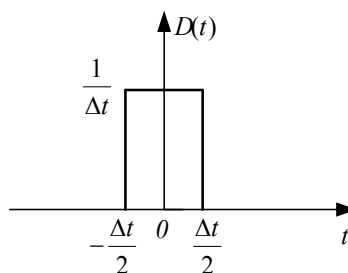


Рис. 1.1

Заметим, что случайный сигнал (точнее, процесс) с равномерной спектральной плотностью<sup>1</sup> также содержит колебания всех частот, но фазы их случайны, в результате чего форма такого процесса будет совершенно другой (рис. 1.2).

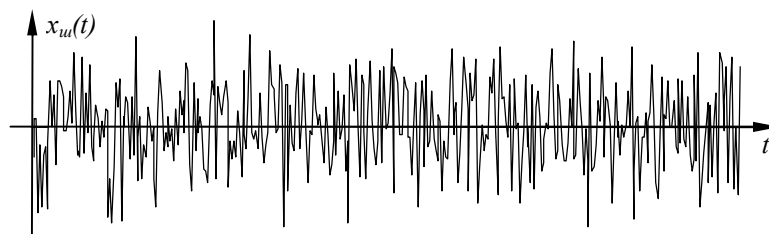


Рис. 1.2

### 1.3. СВОЙСТВА $\delta$ -ФУНКЦИИ

Если умножить сигнал  $x(t)$  на  $\delta(t - t_0)$ , то произведение  $x(t)\delta(t - t_0)$  обратится в ноль везде, кроме окрестности точки  $t = t_0$ . Иными словами, будет выделено («подсвечено») во временной области значение  $x(t_0)$ , т. е. в результате будет  $\delta$ -функция, сдвинутая на  $t_0$  вправо по оси  $t$  и умноженная на  $x(t)$  (иногда говорят –  $\delta(t - t_0)$  с весом  $x(t)$ ). Если проинтегрировать  $x(t)\delta(t - t_0)$  по  $t$ , и принять во внимание, что  $\delta(t - t_0)$  равна нулю всюду, кроме окрестности точки  $t = t_0$ , то

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - t_0)dt = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \int_{t_0 - \frac{\Delta t}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta t}{2}} x(t)\Delta(t - t_0)dt = x(t_0).$$

Равенство

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t - t_0)dt = x(t_0) \quad (1.4)$$

называется фильтрующим свойством  $\delta$ -функции, которое правильнее называть стробирующим свойством, поскольку под словом «фильтрация» обычно подразумевается фильтрация в **частотной** области.

---

<sup>1</sup> Реальные шумы имеют неравномерную спектральную плотность. Но если она равномерна в полосе пропускания системы (усилитель, фильтр, осциллограф), можно использовать модель в виде белого шума.

Здесь же происходит фильтрация (выделение нужного отсчета) во **временной** области, что порождает определенную путаницу.

#### 1.4. ЕДИНИЧНАЯ СТУПЕНЧАТАЯ ФУНКЦИЯ

Единичная ступенчатая функция  $\sigma(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0, \\ 0, & t < 0. \end{cases}$  . График функции

изображен на рис. 1.3 Такая функция также называется **единичным скачком** или **импульсом включения**.

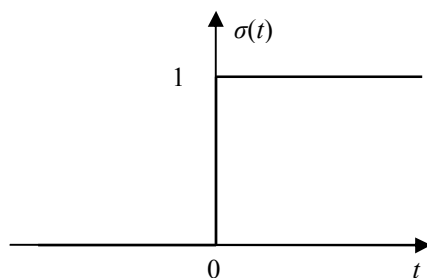


Рис. 1.3

С дельта-функцией Дирака  $\delta(t)$  функция  $\sigma(t)$  связана соотношением

$$\sigma(t) = \int_{-\infty}^t \delta(t) dt . \quad (1.5)$$

Единичная ступенчатая функция обычно используется для анализа переходных процессов в фильтрах и системах автоматического управления (регулирования).

#### 1.5. ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ ИМПУЛЬС

Прямоугольный импульс определяется формулой

$$s_{\text{п}}(t) = \begin{cases} U, & t_1 \leq t \leq t_2, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (1.6)$$

График его изображен на рис.1.4

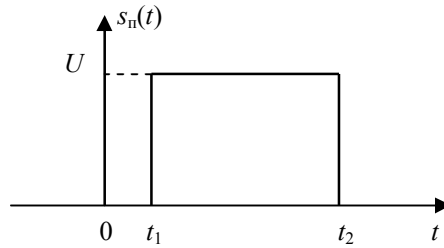


Рис. 1.4

## 1.6. ГАРМОНИЧЕСКИЙ СИГНАЛ

Гармоническим называется бесконечный синусоидальный, косинусоидальный или комплексный сигнал соответственно вида:

$$U(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi), \quad (1.7)$$

$$U(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.8)$$

$$U(t) = U_m e^{j(\omega t + \varphi)}, \quad (1.9),$$

где  $U_m$  – амплитуда,  
 $\varphi$  – фаза.

Такой сигнал имеет бесконечную длительность и бесконечно узкий спектр – в виде дельта-функции (аргументов которой является не время, а частота).

## 1.7. ОТРЕЗОК ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Отрезок гармонического сигнала

$$s_2(t) = \begin{cases} U_m U(t), & t_1 \leq t \leq t_2, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (1.10)$$

где  $U(t)$  определяется формулами (1.7), (1.8) или (1.9).

Нетрудно заметить, что этот отрезок представляет собой бесконечный (во времени) гармонический сигнал, умноженный на прямоугольный импульс, т. е. промодулированный по амплитуде (п. 2.6).

## 1.8. МЕАНДР

Меандром называется периодическая последовательность прямоугольных импульсов с равными длительностями импульсов и пауз (рис. 1.5). Здесь  $T$  – период.

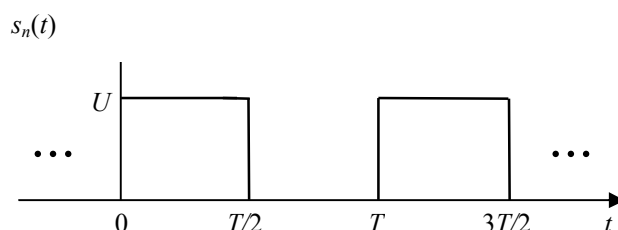


Рис. 1.5

Математически сигнал можно определить следующим образом:

$$s(t) = \begin{cases} U, & 0 \leq t \bmod T < \frac{T}{2}, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (1.11)$$

где  $a \bmod b$  – остаток от деления  $a$  нацело на  $b$ . Например,  $1 \bmod 5 = 1$ ,  $4 \bmod 5 = 4$ ,  $6 \bmod 5 = 1$ ,  $-1 \bmod 5 = 4$ ,  $5 \bmod 5 = 0$ . Операцию  $\bmod$  для вещественных чисел можно определить следующим образом:

$$a \bmod b = a - b \lfloor a / b \rfloor,$$

где  $\lfloor x \rfloor$  – наименьшее целое, не меньше  $x$  (операция усечения). С помощью этой формулы легко задать периодический сигнал на языке высокого уровня или в системах Mathcad, MATLAB и др., поскольку операция усечения имеется практически во всех языках программирования. График функции  $y(x) = x \bmod a$  приведен на рис. 1.6. Заметим, что функция непрерывной не является, но является континуальной.

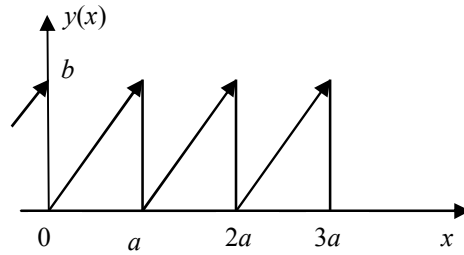


Рис. 1.6

## 1.9. ТРЕУГОЛЬНЫЙ СИГНАЛ

Треугольный сигнал с периодом  $T$  изображен на рисунке.

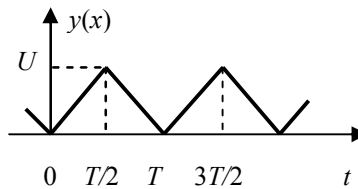


Рис. 1.7

Аналогично предыдущему сигналу его можно описать формулой:

$$s(t) = \begin{cases} 2Ut/T, & 0 \leq t \bmod T < T/2, \\ U(1-2t/T), & T/2 \leq t \bmod T < T. \end{cases} \quad (1.12)$$

## 1.10. ПИЛООБРАЗНЫЙ СИГНАЛ

Пилообразный сигнал с периодом  $T$  изображен на рис. 1.8

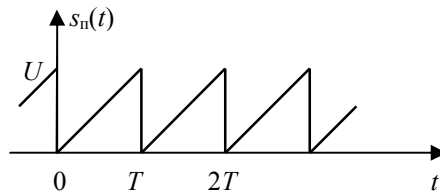


Рис. 1.8

Формулу для этого сигнала можно записать компактно, если учесть, что сигнал с точностью до множителя  $U$  совпадает с функцией  $f(x) = t \bmod T$ , где  $T$  – период, т. е.

$$s_n(t) = U(t \bmod T). \quad (1.13)$$

## ГЛАВА 2. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

### 2.1. РАЗЛОЖЕНИЕ СИГНАЛА ПО СИСТЕМЕ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Система вещественных функций  $\Psi_n(x)$ , где  $n = 0, 1, 2 \dots$  называется ортогональной на отрезке  $[a, b]$ , если

$$\int_a^b \Psi_n(x) \Psi_m(x) dx = \begin{cases} 0, & n \neq m, \\ \|\Psi_n\|^2, & n = m, \end{cases}$$

где  $n$  и  $m$  – целые числа,  
 $\|\Psi_n\|^2$  – норма функции.

Ортогональная система функций, для которой  $\|\Psi_n\| = 1$ , называется ортонормированной.

В математике доказано, что для непрерывных функций  $\varphi_n(x)$  произвольная кусочно-непрерывная функция  $f(x)$  может быть представлена в виде

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \Psi_n(x) \quad (2.1)$$

при условии, что  $\int |f(x)|^2 dx < \infty$  (интеграл вычисляется по области определения  $f(x)$ ).

$$c_n = (1 / \|\Psi_n\|^2) \int_a^b f(x) \Psi_n(x) dx. \quad (2.2)$$

Ряд (2.1) с коэффициентами  $c_n$ , определенными по формуле (2.2), называется обобщенным рядом Фурье по системе ортогональных функций  $\Psi_n(x)$ .

Коэффициенты ряда могут быть другими, но при этом будет больше погрешность аппроксимации (приближения) функции  $f(x)$ . Система  $\Psi_n(x)$  называется полной, если функция  $f(x)$  может быть представлена по формуле (2.1) сколь угодно точно.

Ряд Фурье по тригонометрическим функциям (или просто ряд Фурье) основан на ортогональной системе  $1, \cos \omega_n t, \sin \omega_n t$ , где  $n = 1, 2, \dots$  (синусно-косинусная форма) или  $e^{j\omega_n t}$ , где  $j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  (комплексная форма).

Для обоих случаев интервал ортогональности равен периоду  $T$  разлагаемой функции  $s(t)$ . Частота первой гармоники (низшей, но не нулевой, частоты)  $\omega_1 = 2\pi/T$ .

Для синусно-косинусной формы разложения сигнала  $s(t)$ :

$$s(t) = (a_0/2) + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t)], \quad (2.3)$$

где 
$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \cos(n\omega_1 t) dt, \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \sin(n\omega_1 t) dt. \quad (2.5)$$

Для комплексной формы

$$s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{jn\omega_1 t}, \quad (2.6)$$

где 
$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) e^{jn\omega_1 t} dt. \quad (2.7)$$

Коэффициенты синусно-косинусной формы  $a_n$  и  $b_n$  и коэффициенты комплексной формы  $c_n$  связаны простыми соотношениями:

$$\begin{aligned} a_0 &= c_0, \\ a_n &= 2\operatorname{re}\{c_n\}, \\ b_n &= 2\operatorname{im}\{c_n\}, \end{aligned}$$

где  $n = 1, 2, \dots$ ,

$\operatorname{re}\{z\}$  и  $\operatorname{im}\{z\}$  – соответственно вещественная и мнимая части комплексного числа  $z$ .

Таким образом, спектр периодического сигнала является дискретным (линейчатым), т.е. содержит постоянную составляющую и набор частот, кратных частоте  $\omega_1$  первой гармоники, т.е. частоты  $0, \omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$  с весовыми коэффициентами  $a_n$  и  $b_n$  или  $c_n$ .

Совокупность  $|c_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$  называется амплитудным спектром, 
$$\Psi_n = \arctg(b_n/a_n) = \arg\{c_n\} = \arctg[\operatorname{im}\{c_n\}/\operatorname{re}\{c_n\}] \quad (2.8)$$

– фазовым спектром сигнала  $s(t)$ .

Заметим, что коэффициенты  $c_n$  (кроме  $c_0$ ) вдвое меньше по сравнению с  $a_n$  и  $b_n$ . Это связано с тем, что паре коэффициентов  $a_n$  и  $b_n$  соответствует один комплексный коэффициент.

## 2.2. СООТНОШЕНИЕ СРЕДНЕЙ МОЩНОСТИ КОЛЕБАНИЯ И АМПЛИТУД ЕГО ГАРМОНИК

Запись сигналов в виде функций времени, т.е.  $x(t)$ ,  $y(t)$  и т. д., где  $t$  – время, называется представлением во временной области, в виде функций частоты –  $\dot{X}(\omega)$ ,  $\dot{Y}(\omega)$ ,  $X(p)$ ,  $Y(p)$  – в частотной области, где  $\omega$  – частота,  $p = \alpha + j\omega$  – комплексная частота (для преобразования Лапласа).

Заметим, что принято обозначать функции во временной области маленькими буквами, в частотной – большими.

Для периодического колебания  $s(t)$  справедлива формула:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} s^2(t) dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 = \left(\frac{a_0}{2}\right)^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2, \quad (2.9)$$

где  $P_c$  – средняя мощность, выделяемая на сопротивлении 1 Ом напряжением<sup>2</sup>  $s(t)$  (для краткости обычно говорят «средняя мощность»);

$T$  – период;

$c_n$  – коэффициенты ряда Фурье в комплексной форме (п. 2.1);

$a_0$  – нулевой коэффициент ряда Фурье в тригонометрической форме (п. 2.1);

$A_n$  – амплитуды гармоник ряда Фурье в тригонометрической форме.

В формуле (2.9) интеграл представляет собой среднюю мощность во временной области, первая сумма – средняя мощность в случае представления колебания рядом Фурье в комплексной форме, вторая – в тригонометрической форме.

Таким образом, средняя мощность периодического колебания равна полусумме квадратов амплитуд гармонических составляющих (гармоник) независимо от их фаз.

Для периодического синусоидального колебания амплитудой  $A$  средняя мощность согласно формуле (2.9) равна  $A^2/2$ , что является известным результатом. В самом деле, мощность, выделяемая на со-

---

<sup>2</sup> Формула (2.9) будет справедлива и для  $s(t)$  в виде тока.

противлении  $r = 1$  Ом среднеквадратическим (эффективным, действующим) напряжением  $A/\sqrt{2}$ , равна  $(A/2)^2 r = A^2/2$ .

Для непериодических колебаний существует подобное равенство, называемое равенством Парсеваля (п. 2.5).

### 2.3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ (ИНТЕГРАЛ) ФУРЬЕ

Если  $s(t)$  – непериодический сигнал (в том числе отрезок периодического), то его преобразованием (интегралом) Фурье называется интеграл

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (2.10)$$

Обратное преобразование Фурье

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (2.11)$$

### 2.4. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

**Линейность.** Пусть преобразование Фурье сигнала  $s_1(t)$  равно  $\dot{S}_1(\omega)$  (символически это записывается  $s_1(t) \Leftrightarrow \dot{S}_1(\omega)$ , где  $\Leftrightarrow$  – знак соответствия); для сигнала  $s_2(t)$  преобразование Фурье равно  $\dot{S}_2(\omega)$ .

Если  $a_1$  и  $a_2$  – постоянные коэффициенты, то свойство линейности формулируется следующим образом (квадратные скобки показывают, что левая сумма соответствует правой):

$$[a_1 s_1(t) + a_2 s_2(t)] \Leftrightarrow [a_1 \dot{S}_1(\omega) + a_2 \dot{S}_2(\omega)].$$

**Свойство задержки (теорема запаздывания).**

Если  $s(t) \Leftrightarrow \dot{S}(\omega)$ , то

$$S(t-t_0) \Leftrightarrow e^{-j\omega t_0} \dot{S}(\omega).$$

**Масштабирование по времени.** Если  $s(t) \Leftrightarrow \dot{S}(\omega)$ , то  $S(at) \Leftrightarrow \dot{S}(\omega/a)$ . Отсюда следует важный вывод: сжатие (растяжение) сигнала во времени соответствует пропорциональному расширению (сжатию) его спектра по оси частот.

**Свойство дифференцирования.** Если  $s(t) \Leftrightarrow \dot{S}(\omega)$ , то  $ds(t)/dt \Leftrightarrow j\omega \dot{S}(\omega)$ .

**Свойство интегрирования.** Если  $s(t) \Leftrightarrow \dot{S}(\omega)$ , то

$$\int_{-\infty}^t s(t) dt \Leftrightarrow \frac{1}{j\omega} \dot{S}(\omega).$$

**Преобразование Фурье произведения двух сигналов.**

Если  $s_1(t) \Leftrightarrow \dot{S}_1(\omega)$ ,  $s_2(t) \Leftrightarrow \dot{S}_2(\omega)$ , то

$$s_1(t)s_2(t) \Leftrightarrow \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(\Omega) \dot{S}_2(\omega-\Omega) d\Omega, \quad (2.12)$$

т. е. произведению сигналов соответствует свертка их спектров.

**Преобразование Фурье свертки сигналов.** Если  $s_1(t) \Leftrightarrow \dot{S}_1(\omega)$ ,  $s_2(t) \Leftrightarrow \dot{S}_2(\omega)$ , то

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_1(\tau)s_2(t-\tau) d\tau \Leftrightarrow \dot{S}_1(\omega) \dot{S}_2(\omega), \quad (2.13)$$

т. е. свертка сигналов соответствует произведению их спектров.

Таким образом, **свертка в одной области соответствует произведению в другой.**

**Преобразование Фурье от  $\delta$ -функции.** Подставив  $\delta$ -функцию в формулу (2.10) прямого преобразования Фурье, в результате с учетом формул (1.1), (1.2) рис. 1.3 получим:

$$\dot{\Delta}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} \frac{1}{\Delta t} e^{-j\omega t} dt = 1.$$

Таким образом, спектр  $\delta$ -функции чисто вещественен и равен 1, т. е.  $\delta$ -функция содержит колебания всех частот с единичной амплитудой и нулевой фазой.

## 2.5. СООТНОШЕНИЕ ЭНЕРГИЙ КОЛЕБАНИЯ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ: РАВЕНСТВО (ТЕОРЕМА) ПАРСЕВАЛЯ

В п. 2.2 было рассмотрено соотношение (2.9) средней мощности периодического колебания и амплитуд его гармоник.

Аналогичное по смыслу соотношение для непериодического колебания  $s(t)$  называется равенством (теоремой) Парсеваля:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t)dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(\omega)d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S^2(\omega)d\omega \quad (2.14)$$

где  $E$  – энергия колебания (напряжения)  $s(t)$ , выделяемая на сопротивлении 1 Ом;

$S(\omega) = \sqrt{\dot{S}(\omega)\dot{S}^*(\omega)} = \sqrt{|\dot{S}(\omega)|^2}$  – модуль спектра колебания;

$\dot{S}(\omega)$  – комплексный спектр (преобразование Фурье);

$\dot{S}^*(\omega)$  – комплексно-сопряженный спектр, т. е. у мнимой части инвертирован знак (изменен на противоположный).

Формула (2.14) будет справедлива и в случае, если  $s(t)$  – ток.

Сравним формулы (2.9) и (2.14)

Формула (2.9) получена для бесконечного по времени периодического колебания со средней мощностью  $P$  за период  $T$ , энергия которого  $E = Pt$  бесконечна, поскольку значение  $P$  конечно, а время  $t \rightarrow \infty$ .

Для непериодического сигнала энергия  $E$  (формула (2.14)) конечна, а средняя мощность за период  $P = E/T = 0$ , поскольку  $T \rightarrow \infty$  (непериодическое колебание может быть аппроксимировано периодическим с бесконечным периодом  $T$ ).

Величину  $S^2(\omega)$  в полосе 1 Гц можно рассматривать как спектральную плотность энергии колебания, выделяемой на сопротивлении 1 Ом.

## 2.6. ПРАКТИЧЕСКАЯ ШИРИНА СПЕКТРА СИГНАЛА

Спектр реальных сигналов бесконечен. Это следует хотя бы из того факта, что они конечны в времени<sup>3</sup>. А спектр конечного сигнала бесконечен. Полосы пропускания устройств конечны. Поэтому при прохождении сигнала по электронным устройствам спектр его ограничивается (в линейных цепях спектральные составляющие не появляются и не исчезают, изменяются их амплитуда и фаза). Возникает вопрос: какой частью спектра сигнал можно пренебречь?

**Практической шириной спектра сигнала** обычно называют полосу частот, в которой содержится 90 % энергии сигнала. Заметим,

---

<sup>3</sup> Спектр непериодического сигнала бесконечен. Спектр периодического сигнала дискретен (линейчатый).

что в зависимости от задачи уровень энергии может меняться, например, составлять 99 %.

Под энергией непериодического сигнала  $s(t)$  понимается энергия, выделенная таким сигналом в вольтах на сопротивлении 1 Ом (формула (2.14)).

Для прямоугольного импульса (рис. 1.4) практическая ширина спектра составит

$$\Delta f_{\Pi} = 1/\tau, \quad (2.15)$$

где  $\tau = t_2 - t_1$ . В этой полосе содержится 90,3 % энергии. Положение импульса на временной оси не имеет значения. Модуль спектра такого импульса

$$S(f) = \tau \left| \frac{\sin(\pi f \tau)}{\pi f \tau} \right| \quad (2.16)$$

и имеет вид

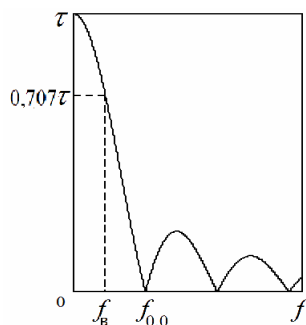


Рис. 2.1

Заметим, что здесь  $\Delta f_{\Pi} = f_{0,0}$ . Ширина же спектра  $f_{\text{в}}$  по уровню 0,707 в 2,3 раза меньше, чем  $\Delta f_{\Pi}$ .

Формулой (2.15) часто пользуются для грубой оценки практической ширины спектра сигналов, «похожих» на прямоугольный импульс, например, треугольного или колоколообразного импульса. При этом длительность импульса отсчитывают по уровню 50 % от максимума (если есть небольшие пульсации, по уровню установившегося максимума).

## 2.7. МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ

Рассмотрим гармоническое колебание вида

$$s(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.17)$$

где  $U_m$  – амплитуда;  
 $\omega$  – частота;  
 $t$  – время;  
 $\varphi$  – фаза.

Модуляцией называется изменение какого-либо параметра колебания (2.17) в соответствии (в простейшем случае – пропорционально) с полезным сигналом  $s_n(t)$ . Как видно из формулы (2.17), можно изменять все параметры (кроме времени): амплитуду  $U_m$ , частоту  $\omega$  или фазу  $\varphi$ . Соответственно и модуляция в этом случае называется **амплитудной**, **частотной** или **фазовой**. Поскольку аргумент косинуса в формуле (2.17), т. е. величина  $\omega t + \varphi$ , представляет собой угол, выраженный в радианах, частотную или фазовую модуляцию называют общим термином «**угловая модуляция**».

Заметим, что в философском плане под сигналом обычно понимается напряжение, несущее информацию, форма которого в общем случае заранее неизвестна. Напряжение (2.17), которое заранее известно, сигналом, строго говоря, не является. Здесь правильнее употреблять термин «колебание», хотя в литературе термин «сигнал» часто используется и для известных напряжений. В данном пособии также употребляется термин «сигнал» вместо термина «колебание» в случаях, если такая терминология является общепринятой, хоть и не правильной.

**Зачем нужна модуляция.** У неподготовленных студентов возникает вопрос: зачем нужна модуляция? Разве нельзя передать сигнал в пространстве или по линии связи непосредственно, без модуляции?

Для начала рассмотрим понятия узкополосности и широкополосности.

Сигнал (или устройство), удовлетворяющий неравенству  $f_v / f_n > k$ , где  $f_v$  и  $f_n$  – соответственно верхняя и нижняя частоты спектра этого сигнала (или границы полосы пропускания устройства). Нет четкого определения величины  $k$ . Обычно  $k \approx 1,2$ . Если данное неравенство не выполняется, сигнал (устройство) называются узкополосными. Часто условие узкополосности выражается другим неравенством:

$$(f_v - f_n) / f_n \ll 1$$

Сигналы, которые надо передать по радиоканалу, обычно широкополосны. Обеспечить излучение такого сигнала в пространство затруднительно, так как антенны обычно узкополосны. Другой пробле-

мой является необходимость соизмеримости размеров антенны с длиной волны, иначе антенны неэффективны.

Ненаправленные или слабонаправленные антенны обычно имеют размер порядка  $\lambda/4$  или  $\lambda/2$  ( $\lambda$  – длина волны) остронаправленные – десятки-сотни  $\lambda$ .

Поэтому для передачи нижней частоты речи (для обеспечения разборчивости речи достаточен диапазон 0,1-3 кГц) необходима антенна размером  $a = \lambda / 4 \approx 750$  км, где  $\lambda = c / f$  – длина волны,  $c \approx 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в воздушной среде (примерно такая же, как в вакууме),  $f = 100$  Гц.

По линии связи передать широкополосный сигнал можно. Именно так передаются сигналы в проводных телефонах. Главный недостаток такого варианта – по линии передается только один телефонный разговор, т. е. 2 сигнала в противоположных направлениях.

Использование модуляции позволяет решить перечисленные выше проблемы как при передаче сигналов в пространстве, так и по линии связи. Благодаря модуляции можно передать сотни тысяч телефонных разговоров по высококачественной высокочастотной линии связи (по обычной двухпроводной – сотни). В случае передачи по пространству в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) число каналов будет гораздо выше. При использовании оптоволокна – еще в сотни-тысячи раз выше (передача информации происходит в световом диапазоне электромагнитных волн по световоду – прозрачной нити).

## ГЛАВА 3. АНАЛОГОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

### 3.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФИЛЬТРА

**Электронным фильтром** обычно называется устройство, обеспечивающее пропускание сигналов со входа на выход, если частотный диапазон этих сигналов лежит в полосе пропускания, и не пропускающий частоты, находящиеся в полосе заграждения. Фильтр, обеспечивающий заданную разность фаз между выходным и входным сигналом в зависимости от частоты при единичной амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) (АЧХ – модуль комплексного коэффициента передачи), называется фазовращателем.

### 3.2. ЛИНЕЙНОСТЬ И СТАЦИОНАРНОСТЬ

Свойство линейности – фундаментальное свойство, на основании которого строится теория линейных фильтров, которые чаще всего используются в электронике. Линейный фильтр обычно называют просто фильтром, подразумевая линейность.

**Линейные** фильтры удовлетворяют принципу суперпозиции: если какой-либо входной сигнал (воздействие) разбить на сумму, и эти части пропустить через фильтр по отдельности, а отклики на них (выходные сигналы) сложить, выходной сигнал будет таким же, как для исходного входного сигнала. Иными словами, для линейного фильтра отклик суммы равен сумме откликов.

Математически свойство линейности формулируется следующим образом. Если процесс фильтрации описать неким оператором  $Q$ , преобразующим входной сигнал  $x(t)$  в выходной сигнал  $y(t)$ , т.е.  $y(t) = Q[x(t)]$ , а  $x(t) = ax_1(t) + bx_2(t)$ , где  $a$  и  $b$  – постоянные коэффициенты, то для **линейного фильтра**

$$Q[ax_1(t) + bx_2(t)] = aQ[x_1(t)] + bQ[x_2(t)] = ay_1(t) + by_2(t), \quad (3.1),$$

где  $y_1(t) = Q[x_1(t)]$ ,  $y_2(t) = Q[x_2(t)]$ .

Линейные фильтры описываются линейными дифференциальными уравнениями.

Более простым и удобным для практики является следующее определение: фильтр является линейным, если его параметры не за-

висят от амплитуды входных сигналов. В этом случае коэффициенты дифференциального уравнения не зависят от амплитуды входного сигнала (параметры фильтра однозначно связаны с этими коэффициентами).

Напомним, что интеграл свертки (интеграл наложения, интеграл Дюамеля) справедлив только для линейных фильтров или систем.

Фильтр называется **стационарным**, если его параметры не зависят от времени, т.е. коэффициенты дифференциального уравнения не зависят от времени. Для стационарного фильтра отклик на сдвинутый во времени сигнал  $x(t-t_0)$ , будет равен  $y(t-t_0)$ . Иными словами, для стационарного фильтра задержка входного сигнала приводит к такой же задержке выходного при сохранении его формы.

Свойства линейности и стационарности независимы, т.е. возможны 4 разновидности фильтров по этим признакам: линейные стационарные, линейные нестационарные, нелинейные стационарные и нелинейные нестационарные фильтры.

### 3.3. ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ФИЛЬТРА

Импульсная характеристика (ИХ) фильтра  $h(t)$  – это отклик (выходной сигнал) на воздействие (входной сигнал) в виде  $\delta$ -функции, т. е.

$$h(t) = y(t) |_{x(t) = \delta(t)} \quad (3.2)$$

Заметим, что подать на вход фильтра сигнал в виде  $\delta(t)$  можно только математически: бесконечно короткий импульс с бесконечной амплитудой физически нереализуем. Однако  $\delta(t)$  можно аппроксимировать реальным импульсом, если его длительность намного меньше постоянной времени цепи или фильтра (или, что то же самое, если спектр импульса можно считать равномерным в полосе пропускания цепи или фильтра).

Физический смысл ИХ рассматривается в следующем подразделе.

### 3.4. ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ, АМПЛИТУДНО- И ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рассмотрим импульсную характеристику (ИХ) фильтра.

Как уже говорилось, ИХ – это отклик на  $\delta(t)$  – бесконечно короткий импульс с единичной площадью, а  $\delta(t)$  содержит все частоты с единичными амплитудами (единичная спектральная плотность) и нулевыми фазами, поскольку преобразование Фурье от  $\delta(t)$  равно 1 (см. п. 2.4).

Следовательно, если подать  $\delta(t)$  на вход фильтра, спектральная составляющая с частотой  $\omega$  умножится на свой коэффициент передачи (АЧХ)  $H(\omega)$  и получит свой фазовый сдвиг  $\varphi(\omega)$ . Сумма всех спектральных составляющих есть ИХ фильтра  $h(t)$ . Если вычислить спектр (спектральную плотность) этой функции, получим комплексный коэффициент передачи фильтра  $\dot{H}(\omega) = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ , поскольку амплитудный спектр входного сигнала равен единице, а фазовый – нулю. Это можно сделать, взяв интеграл Фурье от  $h(t)$ . Таким образом, комплексный коэффициент передачи (**передаточная функция**) фильтра

$$\dot{H}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (3.3)$$

Для произвольного входного сигнала комплексный спектр выходного сигнала фильтра  $\dot{Y}(\omega)$  есть произведение комплексного спектра входного сигнала  $\dot{X}(\omega)$  на комплексный коэффициент передачи фильтра  $\dot{H}(\omega)$ , т.е.  $\dot{Y}(\omega) = \dot{X}(\omega)\dot{H}(\omega)$ . Если взять обратное преобразование Фурье от  $\dot{Y}(\omega)$ , получим выходной сигнал.

$\dot{H}(\omega)$  можно представить в виде

$$\dot{H}(\omega) = H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (3.4),$$

где  $H(\omega)$  – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ),  
 $\varphi(\omega)$  – фазочастотная характеристика (ФЧХ).

АЧХ – модуль передаточной функции, т. е. зависимость коэффициента передачи фильтра от частоты:

$$H(\omega) = |\dot{H}(\omega)| = \sqrt{H_{Re}^2(\omega) + H_{Im}^2(\omega)}. \quad (3.5)$$

ФЧХ – это зависимость сдвига (разности) фаз между выходным и входным сигналами. Может быть вычислена по формуле

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{H_{Im}(\omega)}{H_{Re}(\omega)}. \quad (3.6)$$

При практических расчетах ФЧХ на компьютере интервал изменения  $\omega$  обычно соответствует полосе пропускания фильтра или выбирается несколько шире. В пределах этого интервала  $\omega$  изменяется с определенным шагом. При некоторых значениях  $\omega$  значение  $H_{Re}(\omega)$  может обращаться в ноль или быть настолько малым, что результат деления  $H_{Im}(\omega)$  на  $H_{Re}(\omega)$  в формуле (3.6) выходит за пределы разрядной сетки компьютера, что обычно приводит к ошибке «переполнение» или «деление на ноль» и прекращению работы программы.

Для того, чтобы избежать подобных ситуаций, рекомендуется использовать функцию  $\operatorname{atan2}(y,x)$ , где  $y$  и  $x$  – соответственно мнимая и вещественная части комплексного числа. гарантирует отсутствие переполнения при любых  $y$  и  $x$ , кроме  $y = x = 0$ , т.е. при одновременном равенстве нулю аргументов функции. Если алгоритм расчета ФЧХ и входные данные не содержат ошибок, ситуация  $y = x = 0$  (т. е.  $H_{Im}(\omega) = H_{Re}(\omega) = 0$ ) ) исключена. Функция  $\operatorname{atan2}(y,x)$  входит в состав математических библиотек большинства языков программирования, например, Fortran и C, а также систему MATLAB. В системе Mathcad имеются аналогичные функции  $\operatorname{arg}(z)$ ,  $\operatorname{angle}(x,y)$  рассчитывающие фазу комплексного числа  $z = x + jy$ , где  $j$  – мнимая единица. Кроме того, в системе Mathcad имеется и функция  $\operatorname{atan2}(x,y)$ , однако первым аргументом здесь является не мнимая, а вещественная часть, что порождает путаницу и может привести к ошибке.

Область изменения (значений) функции  $\operatorname{arctg}(a)$  – интервал  $(-\pi/2, \pi/2)$  радиан, функций  $\operatorname{atan2}(y,x)$  и  $\operatorname{arg}(z)$  – интервал  $(-\pi, \pi)$  радиан. Это связано с тем, что при делении  $H_{Im}(\omega)$  на  $H_{Re}(\omega)$  в формуле

(3.6) теряется информация о том, в какой (левой или правой) полуплоскости комплексной плоскости находится комплексное число. В функциях  $atan2(y,x)$  и  $arg(z)$  эта информация не теряется.

Подчеркнем, что все тригонометрические функции в компьютерах оперируют, как правило, с радианами, а не с градусами.

Заметим, что диапазон изменения ФЧХ фильтра может превышать область значений функций, приведенных выше. В этом случае рассчитанная по формуле (3.6) (а не истинная) ФЧХ будет иметь разрывы (см. рис. 3.1, мелкий пунктир) из-за того, что функция  $arctg(a)$  рассчитывает угол (фазу) на интервале  $(-\pi/2, \pi/2)$ ,  $atan2(y,x)$  и  $arg(z)$  – на интервале  $(-\pi, \pi)$  радиан (рис. 3.1, сплошная линия).

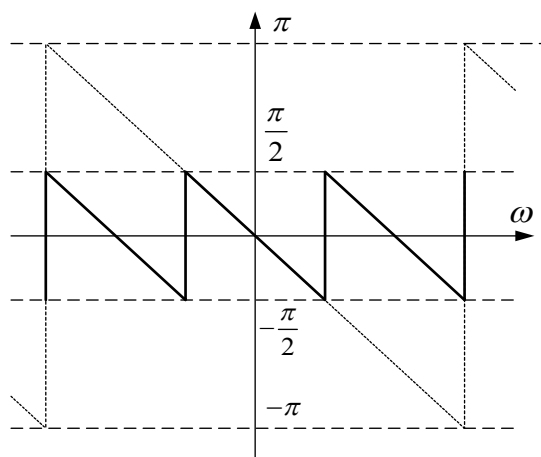


Рис. 3.1

**Групповой задержкой** называется задержка группы колебаний, близких по частоте. Характеризует физическую задержку, т. е. время задержка информации, и определяется формулой

$$\tau_{gp} = -\frac{\partial\varphi(\omega)}{\partial\omega} \quad (3.7)$$

ФЧХ идеальной линии задержки линейна и имеет постоянный отрицательный наклон, что означает  $\tau_{gp} = const$ . Фазовая задержка

$$\tau_{\phi} = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega}$$

### 3.5. ФОРМУЛА СВЕРТКИ

Как уже говорилось, спектр выходного сигнала фильтра  $Y(\omega)$  есть произведение спектра входного сигнала  $X(\omega)$  на комплексный коэффициент передачи фильтра  $H(\omega)$ , т.е.  $Y(\omega) = X(\omega)H(\omega)$ . Это соответствует свертке входного сигнала  $x(t)$  и ИХ  $h(t)$ , т. е.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t-\tau)d\tau. \quad (3.8)$$

Две формы интеграла свертки отражают следующее свойство: от перемены мест сворачиваемых сигналов (операндов свертки) результат свертки не меняется. Иными словами, если сигнал, равный  $h(t)$ , пропустить через фильтр с ИХ  $x(t)$ , ничего не изменится. Операция свертки часто записывается в символьном виде с использованием символа свертки «\*»:

$$y(t) = x(t) * h(t) = h(t) * x(t).$$

Формула свертки может быть легко получена исходя из определения ИХ и свойства линейности (суперпозиции). Разобьем сигнал  $x(t)$  на множество бесконечно коротких импульсов площадью  $x(\tau)\Delta\tau$  (рис. 3.2). Нетрудно видеть, что при  $\Delta\tau \rightarrow 0$  каждый такой импульс будет представлять собой  $\delta$ -функцию, площадь которой равна  $x(\tau)\Delta\tau$ , т.е. можно представить импульс в виде  $x(\tau)\Delta\tau\delta(t-\tau)$ . Для линейного стационарного фильтра отклик (выходной сигнал) на задержанную (на  $\tau$ ) и умноженную на коэффициент  $x(\tau)\Delta\tau$   $\delta$ -функцию есть ИХ, задержанная на то же время и умноженная на этот же коэффициент, т.е.  $x(\tau)\Delta\tau h(t-\tau)$ . Поскольку для линейного фильтра отклик (выходной сигнал) на сумму воздействий (входных сигналов) равен сумме откликов, просуммируем эти отклики, переходя к пределу  $\Delta\tau \rightarrow d\tau \rightarrow 0$  при изменении  $\tau$  от  $-\infty$  до  $\infty$ . Такая сумма есть определенный интеграл (правый интеграл формулы (3.8)).

Левый интеграл может быть легко получен из правого следующим образом. Делается замена  $t' \rightarrow t - \tau$ , затем  $t' \rightarrow t$ .

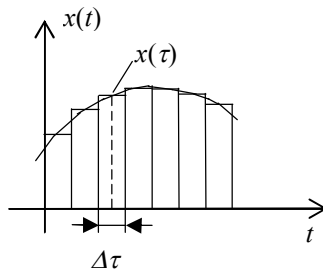


Рис. 3.2

### 3.6. УСТОЙЧИВОСТЬ И ФИЗИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗУЕМОСТЬ

**Устойчивость** – способность системы (в данном случае – фильтра) возвращаться в исходное состояние после прекращения входного воздействия (сигнала).

Определить, устойчив ли фильтр, можно путем анализа импульсной характеристики (ИХ) или передаточной функции. Перечисленные критерии устойчивости называются соответственно временными и частотными и выражаются в виде соотношений (3.9) и (3.10)

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)| dt < \infty. \quad (3.9)$$

$$Re\{p_{\pi i}\} < 0. \quad (3.10)$$

Здесь  $h(t)$  – ИХ фильтра,  $p_{\pi i}$  – полюса (корни знаменателя) передаточной функции фильтра (они же корни характеристического дифференциального уравнения цепи),  $Re\{z\}$  – вещественная часть комплексного числа  $z$ .

Условие (3.9) означает затухание отклика (выходного сигнала) на воздействие после его окончания. Объяснить его можно достаточно просто. Воздействие можно представить в виде суперпозиции (сумму с разными коэффициентами и задержками)  $\delta$ -функций (см. предыдущий подраздел). ИХ по определению – отклик на воздействие в виде  $\delta$ -функции. Поэтому если отклик  $\delta$ -функцию (ИХ в формуле (3.9)), то будет затухать и их суперпозиция, т. е. фильтр будет устойчив.

В математике показывается, что для ИХ линейных систем есть суперпозиция экспонент вида  $e^{p_{\pi i} t}$  для  $t \geq 0$  ( $i$  – номер полюса) с вещественными или комплексно-сопряженными показателями. В последнем случае пары по формуле Эйлера получают косинусоиды с

экспоненциально изменяющейся амплитудой. Если экспоненты  $e^{p_{ni}t}$  затухают, интеграл (3.9) сходится, т.е. фильтр устойчив.

Поскольку  $p_{ni} = \alpha_i + j\beta_i$ , затухание происходит в случае, когда  $\alpha_i < 0$ , что означает появление перед косинусоидами множителей  $e^{\alpha_i t}$ . Таким образом, фильтр устойчив, если его полюса лежат в левой  $p$ -полуплоскости (т. е.  $\alpha_i < 0$ ), т.е. мы получили условие (3.10).

Критерий **физической реализуемости** означает выполнение принципа причинности: отклик на любое воздействие может быть не раньше воздействия. ИХ фильтра – это отклик на воздействие в виде  $\delta$ -функции, которая отлична от нуля в окрестности точки  $t = 0$ , поэтому отклик на нее может появиться только при  $t \geq 0$ , т. е. условие физической реализуемости записывается в виде

$$h(t) = 0 \text{ при } t < 0. \quad (3.11)$$

### 3.7. КЛАССИФИКАЦИЯ ФИЛЬТРОВ ПО АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ

По форме амплитудно-частотной характеристики фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосно-пропускающие и полосно-заграждающие фильтры (ППФ и ПЗФ). Эти 4 типа фильтров представлены на рис. 3.3. ППФ и ПЗФ часто называют соответственно полосовыми и заграждающими фильтрами (ПФ и ЗФ). Вырожденным вариантом ПЗФ является режекторный фильтр – фильтр, предназначенный для подавления сигнала какой-либо одной частоты либо узкой полосы частот (полоса частот называется узкой, если  $(f_g - f_n) / f_n \ll 1$ ).

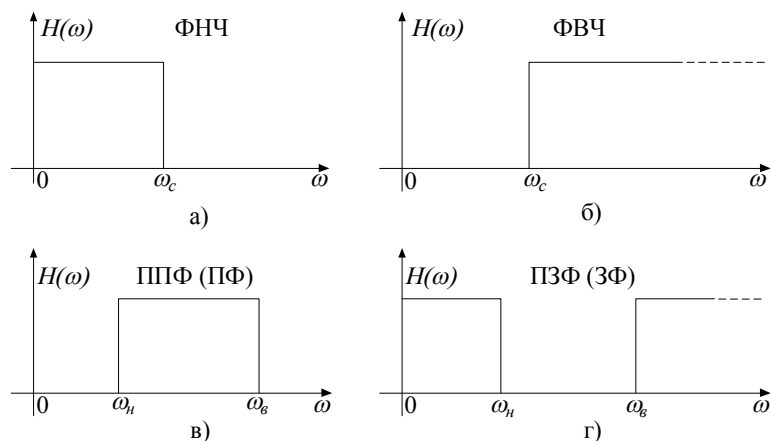


Рис. 3.3

На рис. 3.3 изображены идеальные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) перечисленных типов фильтров. Эти АЧХ идеальны: они имеют бесконечно крутые скаты, постоянный уровень в полосе пропускания и нулевой – в полосе заграждения, чего не бывает у реальных фильтров – их АЧХ представлены на рис. 3.4. Чем сложнее фильтр, тем ближе его характеристики к идеальному. При одинаковой сложности АЧХ фильтров могут быть оптимизированы по разным параметрам. Это зависит от типа аппроксимации идеальных АЧХ:

- Баттерворта;
- Чебышева (Чебышева I рода);
- Золотарева (Чебышева II рода);
- Бесселя;
- Кауэра-Золотарева (эллиптический).

Подробно эти типы фильтров рассмотрены в следующем подразделе.

## 3.8. СИНТЕЗ ФИЛЬТРА ПО ПРОТОТИПУ

### 3.8.1. ОПИСАНИЕ МЕТОДА

Этот метод называется также методом частотных преобразований. Здесь имеется в виду не преобразование частоты сигналов, а преобразования передаточной функции  $H(p)$ , а значит и амплитудно-частотной характеристики (АЧХ)  $H(\omega)$  фильтров (рис. 3.3). Метод применяется для расчета как аналоговых, так и цифровых фильтров. Рассмотрим этот метод применительно к расчету аналоговых фильтров.

Сначала рассчитывается (или выбирается готовый, например, из справочника) так называемый ФНЧ-прототип.

Затем путем замены переменной  $p$  в передаточной функции  $H(p)$  ФНЧ-прототипа эта функция преобразуется в передаточную функцию фильтра с АЧХ любого из 4-х типов: ФНЧ с другой частотой среза, ФВЧ, ППФ или ПЗФ с заданными  $\omega_c$ ,  $\omega_n$ ,  $\omega_v$  (см. рис. 3.3).

Таким образом, достаточно иметь набор передаточных функций ФНЧ-прототипов, на базе из которых можно построить фильтр с нужным типом АЧХ.

Для расчета режекторных фильтров (фильтр для подавления сигнала какой-либо одной частоты, точнее, в узкой полосе частот) обычно используются другие методы.

Процесс частотных преобразований удобнее наблюдать по рис.3.4, поскольку он лучше, чем рис. 3.3, позволяет понять процесс трансформации АЧХ ФНЧ-прототипа (рис. 3.4 а).

На рис. 3.4 обозначены: ФНЧ – фильтр нижних частот, ФВЧ – фильтр верхних частот, ППФ – полосно-пропускающий фильтр (или ПФ – полосовой фильтр), ПЗФ – полосно-заграждающий (запирающий) фильтр (или ЗФ – заграждающий фильтр).

В табл. 3.1 приведены формулы замены переменной  $p$  для основных частотных преобразований. В результате ФНЧ-прототип с частотой среза  $\omega_c$  в зависимости от формулы замены переменной преобразуется в ФНЧ или ФВЧ с другой частотой среза либо в ППФ или ПЗФ с граничными частотами  $\omega_n$  и  $\omega_e$  (рис. 3.4)

В справочниках обычно приводятся рассчитанные передаточные функции (или их нули и полюса<sup>4</sup>) ФНЧ-прототипов с частотой среза  $\omega_{cp} = 1$  рад/с ( $f_{cp} = 1 / (2\pi)$  Гц). Фильтр четного порядка представляется в виде каскадного (последовательного) соединения звеньев II порядка, имеющих комплексно-сопряженные полюсы. Фильтр нечетного порядка  $2n + 1$  ( $n$  – целое) представляется как фильтр четного порядка  $2n$  плюс один каскадно включенный фильтр I порядка.

Ниже рассмотрены основные разновидности ФНЧ-прототипов:

- Баттерворта;
- Чебышева (Чебышева I рода);
- Золотарева (Чебышева II рода);
- Бесселя;
- эллиптический.

---

<sup>4</sup> Нуль – корень числителя, полюс – корень знаменателя передаточной функции фильтра  $H(p)$ .

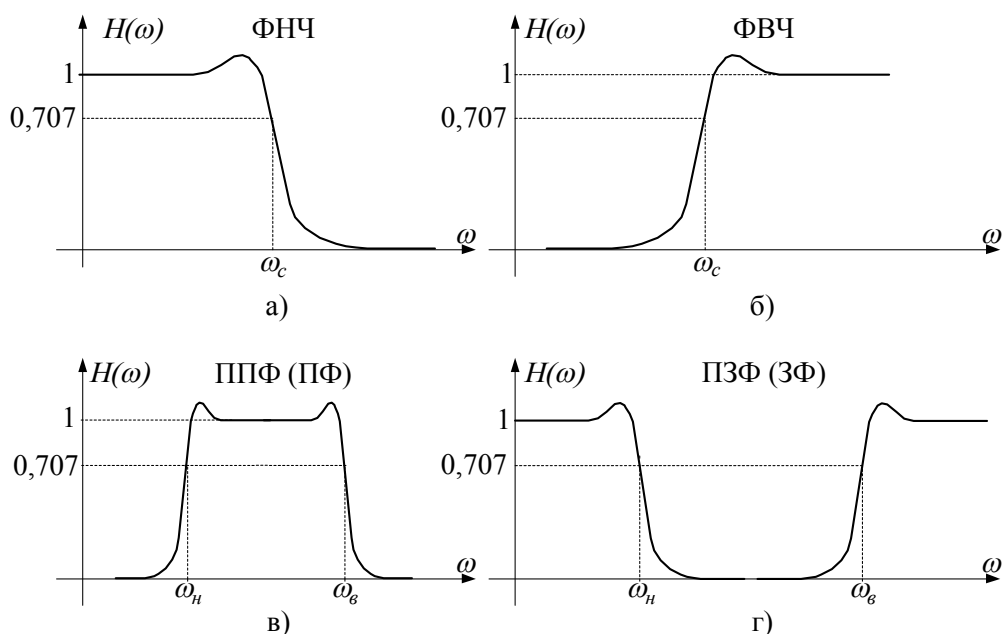


Рис. 3.4

На рис. 3.5, 3.6 изображены соответственно АЧХ и расположение полюсов фильтра Баттерворта; на рис. 3.8 а, б – АЧХ фильтров Чебышева I и II рода соответственно; на рис.3.9 – АЧХ эллиптического фильтра; на рис.3.7 – зависимость групповой задержки (формула (3.7)) от частоты для фильтра Бесселя. Каждый из прототипов имеет свои преимущества и недостатки, поэтому тип прототипа выбирается исходя из задачи, решаемой фильтром. Наилучшим вариантом является прототип, достоинства которого существенны для устройства, а недостатки – нет.

Порядок фильтра зависит от относительной ширины переходной полосы (отношение ширины переходной полосы к частоте среза), а также уровня пульсаций АЧХ (если таковые имеются) в полосах пропускания и/или заграждения. Для различных прототипов порядок может быть разным при одинаковом значении какого-либо из перечисленных параметров.

Существуют различные программы расчета аналоговых (а также цифровых) фильтров. В качестве примеров можно привести программу Filter Solutions, а также подсистемы синтеза фильтров в программах MATLAB, Mathcad, LabVIEW.

Таблица 3.1

Тип преобразования	Преобразование частоты среза прототипа	Замена переменной
ФНЧ→ФНЧ	$\omega_c \rightarrow \omega'_c$	$p \rightarrow \frac{p}{\omega'_c}$
ФНЧ→ФВЧ	$\omega_c \rightarrow \omega'_c$	$p \rightarrow \frac{\omega'_c}{p}$
ФНЧ→ППФ	$\omega_c \rightarrow \frac{\omega_6 + \omega_n}{2}$	$p \rightarrow \frac{p^2 + \omega_n \omega_6}{p(\omega_6 - \omega_n)}$
ФНЧ→ПЗФ	$\omega_c \rightarrow \frac{\omega_6 + \omega_n}{2}$	$p \rightarrow \frac{p(\omega_6 - \omega_n)}{p^2 + \omega_6 \omega_n}$

### 3.8.2. ФНЧ БАТТЕРВОРТА

ФНЧ Баттерворта – это фильтр с максимально плоской АЧХ, которая для частоты среза  $\omega_c = 1$  рад/с выражается формулой

$$H_H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega^2)^N}}, \quad (3.12)$$

где  $N$  – порядок фильтра. Передаточная функция (по Лапласу) аналогового фильтра Баттерворта не имеет нулей (корней числителя), а имеет только полюсы (корни знаменателя). Для частоты среза  $\omega_c = 1$  рад/с  $n$ -й полюс

$$p_{\Pi n} = e^{j\pi \left[ 0,5 + \frac{2n-1}{2N} \right]} \quad (3.13)$$

Для фильтра Баттерворта  $H(0) = 1$ ,  $H(\omega_c) = 1/\sqrt{2}$  (рис. 3.5). Расположение полюсов показано на рис. 3.6, где  $\gamma = \pi/N$ .

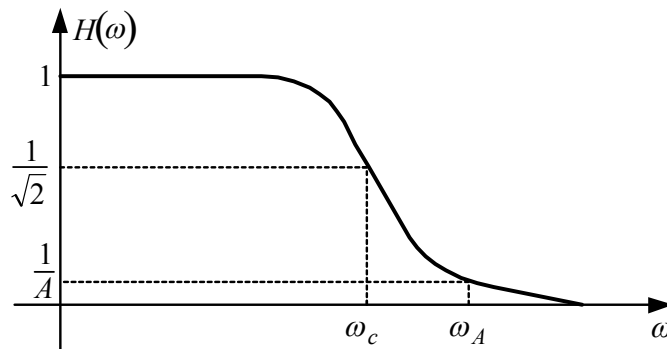


Рис. 3.5

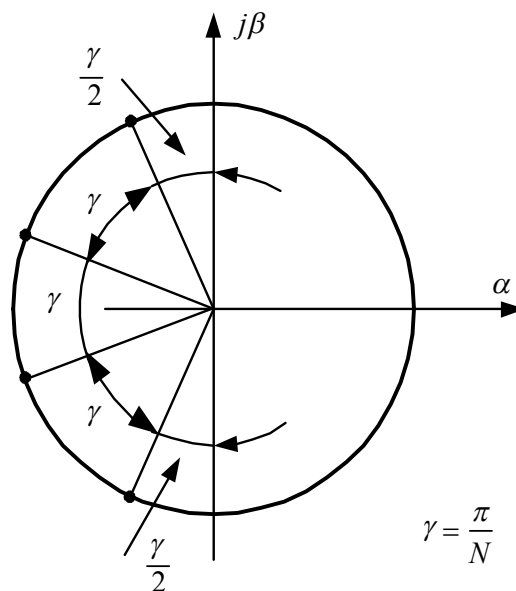


Рис. 3.6

Порядок фильтра может быть рассчитан по формуле:

$$N = \frac{\lg(A^2 - 1)}{2 \lg\left(\frac{\omega_A}{\omega_c}\right)},$$

где  $\omega_c$ , – частота среза,  $\omega_A$  – граница полосы заграждения по уровню А (рис. 3.5)

### 3.8.3. ФНЧ БЕССЕЛЯ

Фильтр Бесселя имеет максимально плоскую характеристику групповой задержки (групповое время), определяемое по формуле (3.7), что соответствует более линейной ФЧХ, чем у фильтров других типов.

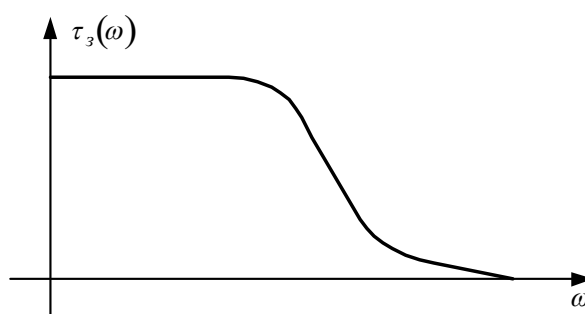


Рис. 3.7

Расчет таких фильтров довольно сложен, однако в справочниках имеются таблицы нулей и полюсов фильтра. Также можно использовать перечисленные в п. 3.8.1 программы автоматизированного расчета фильтров.

### 3.8.4. ФНЧ ЧЕБЫШЕВА I И II РОДА

При одинаковом  $N$  у таких фильтров будет более узкая переходная полоса по сравнению с фильтром Баттерворта. АЧХ фильтра Чебышева I типа (рода) имеет пульсации в полосе пропускания, равные по уровню (равноволновые), и является максимально плоской в полосе заграждения. Фильтр Чебышева II типа (Золотарева), наоборот, имеет максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания и равноволновые пульсации в полосе заграждения.

Фильтр Чебышева I типа имеет только полюсы, II — и нули, и полюсы. АЧХ фильтров изображены на рис. 3.8 а и б соответственно. Здесь  $\varepsilon$  — параметр, определяющий уровень пульсаций в полосе пропускания,  $A$  — в полосе заграждения.

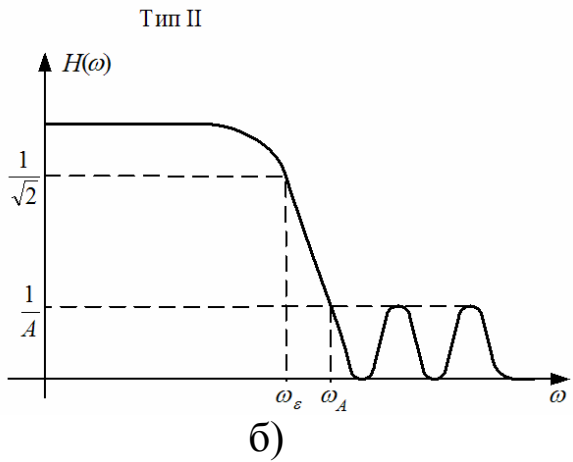
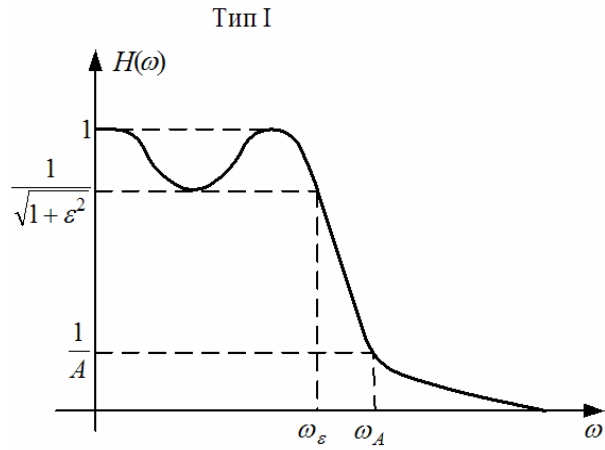


Рис. 3.8

### 3.8.5. ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ФНЧ

У такого фильтра минимальна ширина переходной полосы по сравнению с другими (при одинаковом порядке  $N$ ). Фильтр имеет равноволновые пульсации как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения (рис. 3.9). Уровень этих пульсаций в полосе пропускания и заграждения может быть разным и определяется параметрами  $\epsilon$  и  $A$  соответственно.

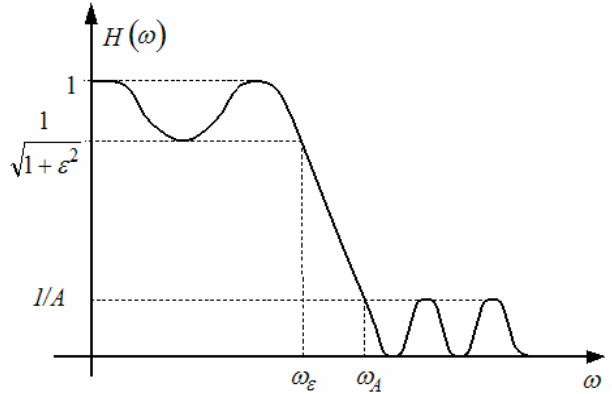


Рис. 3.9

### 3.8.6. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ФИЛЬТРОВ

Как уже говорилось, каждый тип фильтра имеет свои преимущества и недостатки, поэтому тип фильтра-прототипа выбирается исходя из задачи, решаемой фильтром. Наилучшим вариантом является прототип, достоинства которого существенны для устройства, а недостатки – нет. Ниже дается сравнительная характеристика различных фильтров-прототипов.

1. **Плоскостность АЧХ.** Максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания имеют фильтры Баттерворта и Чебышева II рода (Золотарева), в полосе заграждения – Баттерворта и Чебышева I рода.
2. **Узость переходной полосы.** При одинаковом порядке фильтров самая узкая переходная полоса у эллиптических фильтров, у фильтров Чебышева I и II рода – шире, у фильтров Баттерворта – еще шире. Чем выше порядок фильтра, тем уже переходная полоса.
3. **Линейность фазочастотной характеристики (ФЧХ).** Фильтры с линейной ФЧХ при прочих равных условиях обеспечивают наилучшее сохранение формы сигнала. ФЧХ аналоговых фильтров принципиально нелинейна. В порядке роста нелинейности ФЧХ фильтры располагаются следующим образом: Бесселя, Баттерворта, Чебышева I и II рода, эллиптический.
4. **Полюсная чувствительность.** Этот параметр характеризует влияние нестабильностей и разброса номиналов (значений сопротивлений, емкостей и индуктивностей) на полюса передаточной функции, а значит, на АЧХ фильтра. Чем меньше чувствительность, тем стабильнее фильтр. По возрастанию полюсной чувствительности фильтры располагаются так: Баттерворта, Чебышева I и II рода, эллиптический.

### 3.8.7. НОРМАЛИЗАЦИЯ ИМПУЛЬСНОЙ И ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ КАСКАДНОМ СОЕДИНЕНИИ МНОЖЕСТВА ФИЛЬТРОВ НА ПРИМЕРЕ ИНТЕГРИРУЮЩИХ RC-ЦЕПОЧЕК

Иногда достаточно вместо сложного фильтра применить одну или несколько каскадно соединенных интегрирующих RC-цепочек.

Интересно, что при неограниченном возрастании числа цепочек результирующие амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) (или просто частотные характеристики) и импульсная характеристика каскадного соединения будут приближаться по форме к гауссовой

кривой (функция вида  $e^{-x^2}$ ). Вообще говоря, это справедливо для множества каскадно соединенных фильтров с любой АЧХ, только скорость сходимости к гауссоиде будет разной (эта скорость выше для одинаковых звеньев). Покажем это без громоздких выкладок на основе аналогии с центральной предельной теоремой теории вероятностей.

В этой теореме утверждается, что при неограниченном возрастании числа суммируемых случайных величин, распределенных по одному или разным законам, закон распределения (плотность вероятности) суммы приближается к нормальному. Сумме случайных величин  $\xi = \xi_1 + \xi_2 + \xi_3 \dots$  соответствует свертка их законов распределения, которая в итоге и дает нормальный закон распределения суммы  $p(\xi) = p_1(\xi_1) * p_2(\xi_2) * p_3(\xi_3) * \dots$

Каскадному соединению фильтров соответствует свертка их импульсных характеристик (ИХ). При возрастании числа звеньев число сверток растет, и результирующая ИХ будет приближаться к гауссоиде, как и результат свертки законов распределения.

Как известно [1, 3], гауссоида в одной области соответствует гауссоиде в другой. Здесь имеются в виду временная и частотная области. Поэтому и АЧХ каскадного соединения будет приближаться к гауссоиде. В случае интегрирующих цепочек центр гауссоиды соответствует частоте  $f = 0$ .

Чтобы RC-цепи не влияли друг на друга, между ними включают буферные усилители, входное сопротивление которых значительно (хотя бы в 5 раз) больше  $R$ , а выходное – в такое же количество раз меньше  $R$ , где  $R$  – сопротивление RC-цепи.

Две цепочки почти не будут влиять друг на друга и без буферного усилителя, если  $R_2 \geq 5R_1$ , где  $R_1$  и  $R_2$  их сопротивления. В этом случае погрешность коэффициента передачи и искажения АЧХ из-за взаимовлияния цепей не превысят 20 %.

На практике, если не нужна хорошая прямоугольность АЧХ, обычно ограничиваются 1–4 цепями. Заметим, что в устройстве часто присутствуют паразитные RC-цепи (не нужные, но имеющиеся ввиду технологических или конструктивных особенностей устройства).

АЧХ интегрирующей цепочки (для фильтра с вещественной импульсной характеристикой АЧХ – функция четная) с относительной погрешностью до 10 % аппроксимируется гауссоидой в интервале частот (центр гауссоиды – нулевая частота), ограниченным уровнем 0,5; 2-х цепочек – по уровню 0,35; 4-х – по уровню 0,25 и 8 – по уровню 0,12.

### 3.9. СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР

При передаче сигналов по линиям связи, радиоканалу (в пространстве), а также в гидро- и радиолокации возникает задача обеспечения максимального отношения сигнал/помеха, если на вход устройства поступает аддитивная смесь  $x(t)$  известного полезного сигнала  $s_0(t)$  и случайной помехи  $n(t)$  с известными статистическими свойствами, т.е.  $x(t) = s_0(t - t_0) + n(t)$ , где  $t_0$  – задержка прихода полезного сигнала (известная или неизвестная). Здесь требуется только определить, имеется ли сигнал в смеси. Обеспечение наилучшего воспроизведения формы сигнала не требуется. Заметим, что термин «случайность» означает, что мы заранее не знаем формы помехи.

Фильтр, на выходе которого в некоторый момент времени обеспечивается максимальное отношение сигнал/помеха (для помехи в виде шума с известным спектром) называется **оптимальным**.

В случае **белого шума** (шум с равномерным спектром – аналогия с белым цветом, содержащим все цвета) оптимальным является фильтр, импульсная характеристика (ИХ) которого

$$h(t) = A \cdot s_0(T - t), \quad (3.14)$$

где  $A$  – постоянный коэффициент,  $s_0(t)$  – известный (эталонный) сигнал,  $T$  – его длительность (рис. 3.10). Такой фильтр называется **согласованным** (с сигналом) и обеспечивает на выходе в момент окончания сигнала  $s_0(t)$  максимальное отношение сигнал/шум.

Таким образом, ИХ согласованного фильтра с точностью до постоянного множителя равна эталонному сигналу, зеркально отраженному относительно своего центра по временной оси (или, что то же самое, зеркально отраженному относительно оси ординат, а затем сдвинутому (задержанному) на его длительность).

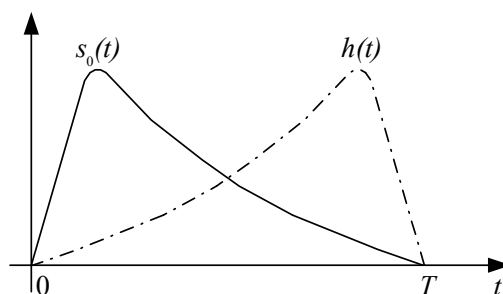


Рис. 3.10

Проанализируем работу согласованного фильтра для понимания процессов, приводящих к увеличению отношения сигнал/шум. Строгие математические выкладки с доказательством оптимальности фильтра можно найти в различных книгах по обработке сигналов, например, в [1, 3, 4].

Если взять преобразования Фурье от  $h(t)$  и  $s_0(t)$  и сравнить их, окажется, что амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)  $H(\omega)$  согласованного фильтра (СФ) с точностью до постоянного множителя  $A$  совпадает с модулем спектра сигнала  $S(\omega)$ , т.е.  $H(\omega) = A \cdot S(\omega)$ , а фазо-частотная характеристика (ФЧХ)  $\varphi(\omega) = -\varphi_0(\omega) - \omega T$ . Первое слагаемое в правой части формулы ФЧХ – инвертированный фазовый спектр сигнала – результат инверсии времени при зеркальном отражении сигнала относительно оси ординат, второе – ФЧХ линии задержки на время  $T$ .

Таким образом, коэффициент передачи СФ пропорционален уровню той или иной гармоники: сильный сигнал усиливается, слабый ослабляется. Это важно, поскольку уровень гармоник белого шума постоянен, и там, где сигнал слаб, шум плохо пропускается на выход фильтра. ФЧХ фильтра инверсна фазовому спектру сигнала плюс ФЧХ линии задержки на  $T$ , что обеспечивает нулевые фазы спектральных составляющих сигнала в момент  $T$ . Нулевые фазы означают, что эти составляющие – чистые косинусоиды (синусоидальные компоненты равны нулю). Суммирование амплитуд косинусоид с нулевыми фазами дает пик отклика СФ на эталонный сигнал в момент  $T$ , что и обеспечивает максимальное отношение сигнал/шум.

Если в формуле (3.14) положить  $T = 0$ , пик выходного сигнала СФ будет в нулевой момент времени, но СФ станет физически нереализуемым. Задержка на  $T$  в формуле (3.14) нужна для обеспечения физической реализуемости СФ (п. 3.6).

Рассчитаем выходной сигнал  $y(t)$  согласованного фильтра, подставив в интеграл свертки (3.8) входную смесь  $x(t)$  и ИХ согласованного фильтра  $h(t)$  (формула (3.14)). После преобразований получим

$$y(t) = A \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) s_0(T + \tau - t) d\tau. \quad (3.15)$$

Если поменять местами  $t$  и  $\tau$ , получим

$$y(\tau) = A \int_{-\infty}^{\infty} x(t) s_0[t - (\tau - T)] dt. \quad (3.16)$$

Этот интеграл с точностью до постоянного множителя  $A$  и знака времени представляет собой взаимокорреляционную функцию (ВКФ) входной смеси и эталонного сигнала, сдвинутую (задержанную) на длительность сигнала  $T$ . Знак времени значения не имеет ввиду четности ВКФ. ВКФ также называют корреляционным интегралом:

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) s_0(t + \tau) dt. \quad (3.17)$$

Таким образом, **согласованный фильтр вычисляет ВКФ входной смеси и эталонного сигнала**, сдвинутую на  $T$  вправо по оси времени. При вычислении интеграла эталонный сигнал скользит по оси времени относительно входной смеси. ВКФ представляет собой зависимость площади произведения  $x(t) s_0(t - T)$  от  $\tau$  – временного сдвига  $s_0(t - T)$  относительно  $x(t)$ . При совпадении эталонного сигнала и такого же сигнала в смеси (по времени) наблюдается пик ВКФ.

Если шум небелый, то оптимальный фильтр легко можно построить на базе согласованного (рис. 3.11). Здесь ОФ – обесвечивающий фильтр, АЧХ которого с точностью до множителя обратна амплитудному спектру шума. Поскольку фазы гармоник шума случайны, ФЧХ обесвечивающего фильтра может быть произвольной (но постоянной и должна быть учтена при построении СФ). Пройдя через ОФ, эталонный сигнал преобразуется в сигнал  $s'_0(t)$ , согласованный фильтр для которого обозначен СФ'.

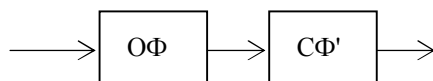


Рис. 3.11

Согласованный фильтр линеен, что позволяет отдельно рассмотреть прохождение через него сигнала и шума, а результаты затем можно просуммировать.

Поскольку корреляционный приемник дает тот же результат с точностью до сдвига по времени, то выводы будут справедливы и для корреляционного приемника. В самом деле, интеграл суммы равен

сумме интегралов. Поэтому в случае смеси эталонного сигнала с шумом будем иметь сумму двух интегралов: один с точностью до сдвига будет представлять собой автокорреляционную функцию эталонного сигнала (если положение принимаемого сигнала на временной оси неизвестно), другой – взаимокорреляционную функцию эталонного сигнала и шума.

Однако не для всех сигналов можно легко (с малыми аппаратными затратами) реализовать оптимальный фильтр. Это связано с тем, что импульсная характеристика линейного аналогового фильтра является суперпозицией экспонент (для устойчивого фильтра – затухающих). Иногда удается достаточно просто реализовать фильтр, обеспечивающий отношение сигнал/помеха, близкое к максимальному. Такой фильтр называется квазиоптимальным.

Если трудно реализовать оптимальный или квазиоптимальный фильтр для заданного эталонного сигнала, переходят к другому эталонному сигналу. Если это невозможно, реализуют непосредственное вычисление корреляционного интеграла (ВКФ), что обычно требует значительно больших аппаратных или вычислительных затрат. Такое устройство называется корреляционным приемником.

В аналоговой форме такой приемник обычно реализуется в виде  $N$ -канального устройства. Входы каналов объединены (запараллелены). Каждый канал реализует корреляционный интеграл и состоит из аналогового перемножителя и интегратора. На один вход перемножителя поступает входная смесь, на другой – задержанный эталонный сигнал. Задержка изменяется от канала к каналу с шагом  $\Delta\tau$ . Разность задержек последнего и первого каналов равна  $(T - \Delta\tau)$ , где  $T$  – длительность эталонного сигнала. Такой приемник вычисляет корреляционный интеграл в дискретных точках  $t = 0, \Delta\tau, 2\Delta\tau, \dots, (T - \Delta\tau)$ , значения которых получают на выходе каждого из каналов в течение интервала времени, равного  $T$ . Спустя время  $T$  процесс повторяется и т.д. Таким образом может осуществляться оптимальный прием в непрерывном режиме.

Данное устройство значительных аппаратных затрат, которые могут быть существенно уменьшены, если имеется возможность реализовать оптимальный фильтр в виде цифрового нерекурсивного фильтра (такой может иметь произвольную дискретную импульсную характеристику). При этом для снижения вычислительной сложности применяется алгоритм быстрой свертки (прямое вычисление дискретной свертки требует большого объема вычислений) [10].

## ГЛАВА 4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

### 4.1. КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

**Коэффициент передачи** любого преобразователя равен отношению выходного параметра к входному. Так, например, для преобразователей напряжение-напряжение и ток-ток (ПНН и ПТТ) коэффициент передачи безразмерен, для преобразователя напряжение-ток (ПНТ) имеет размерность  $A / B = 1 / \text{Ом} = \text{См}$ , для преобразователя ток-напряжение (ПТН) –  $B / A = \text{Ом}$ .

**Безразмерный коэффициент передачи в децибелах.** Как известно, умножению и делению чисел соответствует сложение и вычитание их логарифмов соответственно. В электронике чаще всего используется последовательное (каскадное) соединение блоков. Поэтому быстро оценить в уме результирующий коэффициент передачи проще, если использовать коэффициенты передачи, выраженные в логарифмических единицах (например, децибелах).

Коэффициент передачи в децибелах:

$$K[\text{дБ}] = 20 \lg K = 20 \lg(U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}) = 10 \lg(P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}). \quad (4.1)$$

Для коэффициента передачи в безразмерных единицах необходима оговорка: по напряжению (току) или мощности этот коэффициент. Для коэффициента передачи в децибелах такая оговорка не нужна.

Чтобы можно было легко в уме пересчитать децибелы в относительные единицы и наоборот, надо выучить таблицу децибел по напряжению или току (табл. 4.1).

Первую строчку легко запомнить так:  $20 \lg 10 = 20$ ; вторую:  $20 \lg(10^{1/2}) = 10$ . При  $K = -3 \dots 0$  дБ (две нижние строчки) справедливо приближенное равенство  $K \approx (1 - |K[\text{дБ}]| / 10)$ . Умножение/деление для  $K$  соответствует сложению/вычитанию для  $K[\text{дБ}]$ . Изменение знака  $K[\text{дБ}]$  соответствует замене  $K$  на обратную величину. Так, значению  $+3$  дБ соответствует  $K = 1 / 0,7 \approx 1,4$ .

Пример: перевести 45 дБ в относительные единицы.  $45 \text{ дБ} = (20 + 20 + 6 - 1) \text{ дБ}$ , т.е.  $K = 10 \cdot 10 \cdot 2 \cdot 0,9 = 180$ .

$K$ , дБ	$K$ , отн. ед.
+20	10
+10	$3,16 = \sqrt{10}$
+6	2
0	1
-3	0,7
-1	0,9

## 4.2. ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ И ПАССИВНЫЕ ЦЕПИ

**Условные обозначения источников напряжения и тока** приведены на рис.4.1. На рис. 4.1 а–г даны обозначения источников напряжения: а – источник напряжения (постоянного и/или переменного) – это обозначение применяется в теории цепей и сигналов; б – переменного напряжения, в – постоянного; г – источника питающего напряжения (батарея или аккумулятор; более длинная линия обычно соответствует положительному напряжению). На рис. 4.1 д–ж приведены обозначения источников тока.

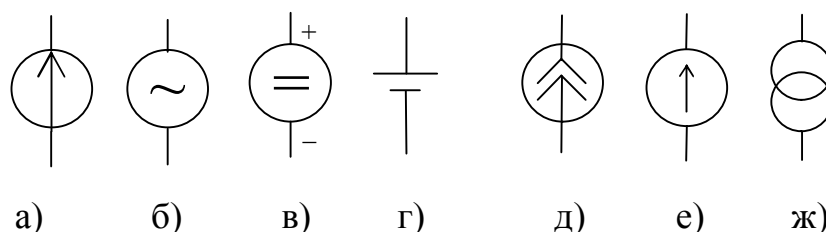


Рис. 4.1

**Источники входного напряжения и тока и их эквивалентные преобразования.** На рис. 4.2 а, б изображены эквивалентные схемы источников входных сигналов с идеальными источниками напряжения (а) и тока (б). Идеальный источник напряжения имеет нулевое внутреннее сопротивление. Напряжение такого источника не зависит от тока через него. Идеальный источник тока имеет бесконечно большое внутреннее сопротивление. Ток такого источника не зависит от напряжения на нем.

В тексте раздела, если не оговорено особо, под словом «схема» понимается схема электрическая принципиальная. Схему (рис. 4.2 а) можно заменить на (рис. 4.2 б), если  $I_i = U_i / R_i$ . Аналогично схему (рис. 4.2 б) можно заменить на (рис. 4.2 а), если  $U_i = I_i R_i$ .

Возникает вопрос: в каком случае следует использовать источник напряжения, в каком – источник тока? Источник напряжения используется, когда источник полезный сигнал представляет собой напряжения, тока – когда полезный сигнал в виде тока. Такое разделение упрощает расчеты и построение схемы устройства преобразования измерительных сигналов. Если этого разделения нет, то источник напряжения целесообразно использовать при  $R_i \ll R_{ex}$ , тока – при  $R_i \gg R_{ex}$ .

Схема (рис. 4.2 в) эквивалентна схеме (рис. 4.2 а), если  $R_i = R_1 \parallel R_2$ ,  $U_i = UR_2 / (R_1 + R_2)$  (теорема об эквивалентном генераторе).

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  в схеме на рис. 4.2 в образуют так называемый **делитель напряжения** с коэффициентом передачи  $R_2 / (R_1 + R_2)$ . Цепь, образованная резисторами на рис. 4.2 г, представляет собой **делитель тока**. Напряжение на нагрузке  $R_n$   $U_n = I(R \parallel R_n)$ . Токи через  $R$  и  $R_n$  будут соответственно равны  $I_R = U_n / R$ ;  $I_n = U_n / R_n$ . Коэффициент передачи по току

$$K_I = I_n / I = (U_n / R_n) / [(U_n / R_n) + (U_n / R)] = (1 / R_n) / [(1 / R_n) + (1 / R)] = R / (R + R_n).$$

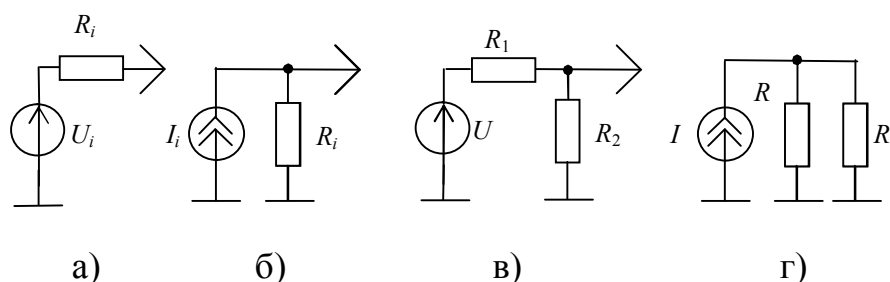


Рис. 4.2

**Делитель напряжения** (рис. 4.3). Рассчитаем его коэффициент передачи в режиме холостого хода (когда к выходу не подключена нагрузка). Если на входе этой цепи имеется напряжение  $U_{ex}$ , входной ток, равный току через резисторы,  $I_{ex} = U_{ex} / (R_1 + R_2)$ . Выходное напряжение  $U_{вых} = I_{ex} R_2 = U_{ex} R_2 / (R_1 + R_2)$ , где  $U_{R2}$  – напряжение на  $R_2$ .

## Коэффициент передачи

$$K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = R_2 / (R_1 + R_2). \quad (4.2)$$

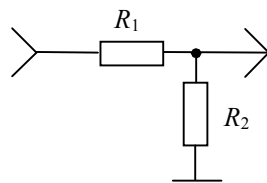


Рис. 4.3

Если источник сигнала (рис. 4.2 а) имеет внутреннее сопротивление  $R_i$ , то для расчета коэффициента передачи напряжения источника (а не входного напряжения делителя)  $R_i$  нужно прибавить к  $R_1$ .

Формула (4.2) справедлива и для комплексных сопротивлений. При этом коэффициент передачи в общем случае – комплексный и зависит от частоты  $\omega$ , а формула (4.2) переписывается в виде

$$\dot{H}(\omega) = z_2 / (z_1 + z_2), \quad (4.3)$$

где  $\dot{H}(\omega)$  – комплексный коэффициент передачи (передаточная функция),  $z_1$  и  $z_2$  – комплексные сопротивления, в общем случае зависящие от  $\omega$ .

Выходное сопротивление делителя напряжения

$$R_{\text{вых}} = (R_i + R_1) \parallel R_2, \quad (4.4)$$

где  $R_i$  – внутреннее сопротивление источника входного сигнала,  $\parallel$  – символ параллельного соединения. Обычно  $R_i \ll R_1$ , и в этом случае

$$R_{\text{вых}} \approx R_1 \parallel R_2. \quad (4.5)$$

**Дифференцирующая RC-цепь** изображена на рис. 4.4 и представляет собой частотно-зависимый делитель напряжения с коэффициентом передачи, определяемым формулой (4.3), где  $z_1 = 1 / (j\omega C)$ ,  $z_2 = R$ ,  $j$  – мнимая единица.

Таким образом, передаточная функция цепи

$$\dot{H}_д(\omega) = j\omega RC / (1 + j\omega RC). \quad (4.6)$$

Частота  $\omega_{cp} = 1 / (RC)$  называется частотой среза. При  $\omega = \omega_{cp}$  вещественная и мнимая части знаменателя передаточной функции, а также числитель, равны по модулю. Следовательно, модуль числителя равен 1, а модуль знаменателя равен  $\sqrt{2}$ . Поэтому  $\dot{H}_d(\omega_{cp}) = 0,707$ .

При  $\omega RC \ll 1$  знаменатель примерно равен 1, т. е. остается один числитель, который описывает оператор дифференцирования с точностью до постоянного коэффициента  $\tau = RC$  (так называемая **постоянная времени**). Таким образом, цепь дифференцирует сигнал, для всех спектральных составляющих которого  $\omega RC \ll 1$ . Это будет при  $f_s \ll f_{cp}$ , где  $f_{cp} = \omega_{cp} / (2\pi)$ ,  $f_s$  – верхняя частота спектра входного сигнала. В самом деле, если условие  $\omega RC \ll 1$  выполняется для верхней частоты, то для более низких частот оно выполнится и по-прежнему.

Если нижняя частота спектра входного сигнала  $f_n \gg f_{cp}$ , то для этих спектральных составляющих  $\omega RC \gg 1$ , и знаменатель передаточной функции будет примерно равен числителю, т.е.  $\dot{H}_d(\omega) \approx 1$ . Такая цепь называется **разделительной** – разделяет переменную и постоянную составляющие входного сигнала, а точнее, пропускает переменную и не пропускает постоянную.

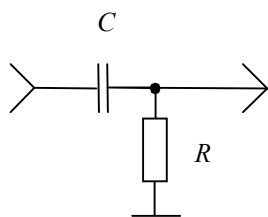


Рис. 4.4

**Интегрирующая RC-цепь** изображена на рис. 4.5. Это также частотно-зависимый делитель напряжения с коэффициентом передачи, определяемым формулой (4.3), где  $z_1 = R$ ,  $z_2 = 1 / (j\omega C)$ .

Передаточная функция

$$\dot{H}_d(\omega) = 1 / (1 + j\omega RC). \quad (4.7)$$

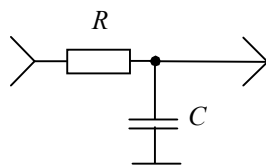


Рис. 4.5

Частота среза, как и у дифференцирующей цепи,  $\omega_{cp} = 1 / (RC)$ .

При  $\omega = \omega_{cp}$  вещественная и мнимая части знаменателя передаточной функции равны по модулю, и модуль знаменателя равен  $\sqrt{2}$ . Поэтому  $\dot{H}_u(\omega_{cp}) = 0,707$ .

При  $\omega RC \gg 1$  единицей в знаменателе можно пренебречь, и  $\dot{H}_d(\omega) \approx 1 / (j\omega RC)$ , т. е. правая часть формулы является оператором интегрирования с точностью до постоянного коэффициента  $1 / RC$ . Таким образом, цепь интегрирует сигнал, для всех спектральных составляющих которого  $\omega RC \gg 1$ . Это будет при  $f_n \gg f_{cp}$ , где  $f_{cp} = \omega_{cp} / (2\pi)$ ,  $f_n$  – нижняя частота спектра входного сигнала (если условие выполняется для нижней частоты, то для более высоких частот оно выполнится и подавно).

На рис. 4.6 изображены графики АЧХ – **амплитудно-частотных характеристик** (это модуль передаточной функции) интегрирующей и дифференцирующей RC-цепей в логарифмических координатах: по оси абсцисс отложены логарифмы частот, по оси ординат – логарифмы коэффициентов передачи. Другими словами, АЧХ – это зависимость коэффициента передачи цепи от частоты.

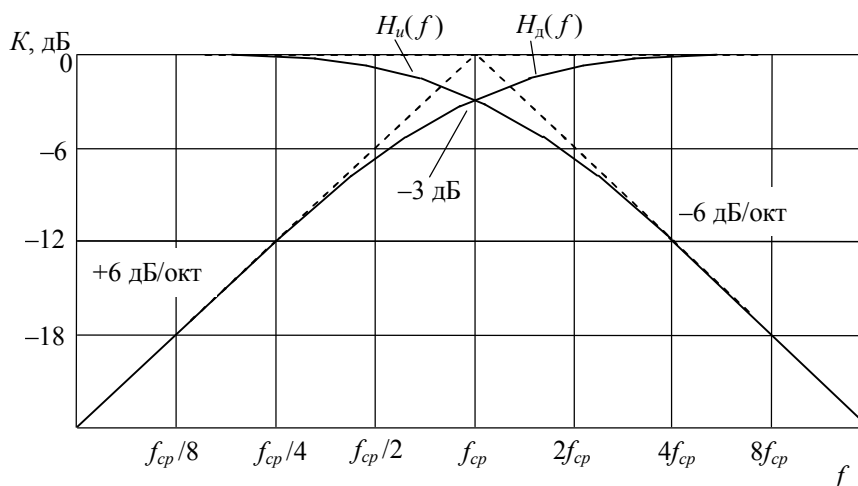


Рис. 4.6

Обычно полоса частот, в которой коэффициент передачи изменяется от 0 до  $-3$  дБ, называется **полосой пропускания**. Другая область частот (например, у интегрирующей и дифференцирующей RC-цепей) часто называется **полосой заграждения**. У специальных электронных устройств, называемых фильтрами, полоса заграждения – это полоса частот, в которой коэффициент передачи меньше заданного. Область между полосами пропускания и заграждения называется переходной полосой.

В полосе заграждения дифференцирующей цепи при изменении (увеличении) частоты вдвое коэффициент передачи увеличивается вдвое, т.е. наклон составляет  $+6$  дБ на октаву (см. п. 4.1; формула (4.1)). Аналогично для интегрирующей цепи наклон составляет  $-6$  дБ на октаву (дБ / окт). При удалении от частоты среза в полосу заграждения любой из этих двух цепей АЧХ в логарифмических координатах все более (асимптотически) приближается к прямой.

Если заменить кривые АЧХ ломаными с изломом в точке ( $f_{cp}$ , 0 дБ), получим **логарифмические АЧХ (ЛАЧХ)**, широко применяющиеся при расчете систем автоматического управления. Каждый полюс (корень знаменателя передаточной функции) фильтра дает наклон АЧХ на  $\pm 6$  дБ / окт (соответствующая ЛАЧХ проводится из точки своей частоты среза).

Грубо оценить избирательные свойства несложной цепи можно, если посмотреть, как ведет себя модуль передаточной функции при  $f \rightarrow 0$  и  $f \rightarrow \infty$ . Таким же образом можно определить крутизну склонов АЧХ в полосах пропускания и заграждения.

**Частотно-компенсированный делитель напряжения.** В измерительных приборах (вольтметры переменного напряжения, осциллографы и т. д.) возникает необходимость уменьшить входное напряжение в несколько раз (или на несколько порядков), чтобы его можно было обрабатывать с помощью низковольтной аппаратуры. Для этого применяются делители напряжения. Однако соединительные провода и входные цепи имеют паразитную<sup>5</sup> емкость  $C_{п}$ , которая совместно с сопротивлением  $R = R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$  делителя напряжения (рис. 4.3). образуют интегрирующую RC-цепь (рис. 4.5), которая

---

<sup>5</sup> Паразитный элемент или параметр – это сопутствующий элемент или параметр, который обычно является ненужным, но неизбежно присутствует, поскольку обусловлен конструктивными особенностями или технологией.

уменьшает уровень верхних частот (срезает их). Для того, чтобы коэффициент передачи делителя напряжения не зависел от частоты, применяют так называемую частотную компенсацию.

На рис. 4.7 изображен частотно-компенсированный делитель напряжения. Его коэффициент передачи не зависит от частоты, если  $R_1C_1 = R_2C_2$ . В этом нетрудно убедиться, рассчитав передаточную функцию по формуле (4.3). Если такой делитель применяется в выносном щупе осциллографа, то в качестве  $C_1$  применяют подстроечный конденсатор (конденсатор переменной емкости, емкость которого регулируется винтом, которой вращают отверткой). Для настройки делителя на вход осциллографа подают прямоугольный периодический сигнал, и, вращая винт, добиваются неискаженной формы импульсов. У такого делителя входная емкость в  $K_d$  раз меньше, чем  $C_2$ , где  $K_d$  – коэффициент деления (обратная величина коэффициенту передачи).

Заметим, что при исключении резисторов из настроенного компенсированного делителя получится емкостной делитель напряжения с чисто вещественным коэффициентом передачи, равным коэффициенту передачи резистивного делителя напряжения (рис. 4.3). Равенство коэффициентов передачи емкостного и резистивного делителей и обеспечивает частотную компенсацию.

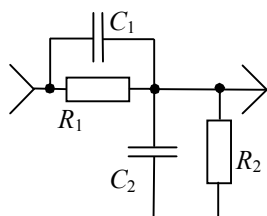


Рис. 4.7

### 4.3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ПРОСТЕЙШИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ИХ ОСНОВЕ

В настоящее время большинство измерительных преобразователей строится на базе интегральных (т. е. выполненных в виде микросхем) операционных усилителей (ОУ). ОУ используются как отдельные микросхемы или входят в состав специализированных микросхем-преобразователей измерительных сигналов. При проектировании устройств важно понимать (как говорят инженеры – «чувствовать»),

как работают базовые усилительные схемы на ОУ. Если есть такое понимание, нетрудно разобраться в работе большинства схем на ОУ.

Несмотря на то, что схемотехника выходит за рамки дисциплины «Преобразование измерительных сигналов», ниже дается описание принципа работы ОУ и основных усилительных схем на ОУ из-за важности вопроса. Также рассмотрен расчет погрешностей преобразователей измерительных сигналов на ОУ.

Операционный усилитель (ОУ) – это дифференциальный усилитель напряжения<sup>6</sup>. Слово «дифференциальный» говорит о том, что ОУ усиливает только разность входных напряжений. Условное обозначение ОУ приведено на рис. 4.1. По ГОСТу (отечественный стандарт) ОУ обозначается в виде прямоугольника, но обозначение в виде рис. 4.1 до сих пор применяется в современной литературе, особенно зарубежной. Такое обозначение удобнее для понимания работы схемы (как говорят специалисты, схема легче читается).

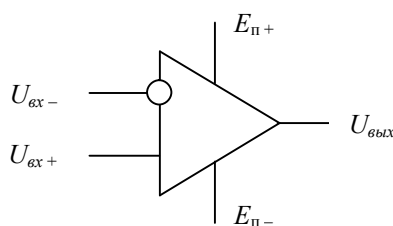


Рис. 4.8

ОУ имеет два входа – прямой (неинвертирующий), инверсный (обозначен кружком) и один выход. При увеличении напряжения на прямом входе выходное напряжение также увеличивается, при уменьшении – уменьшается, т.е. изменяется синфазно с входным. Напряжения на прямом, инверсном входах и выходе соответственно обозначены как  $U_{вх+}$ ,  $U_{вх-}$  и  $U_{вых}$ . Кроме этого, имеются выводы питания (обычно два), которые обозначены  $E_{п+}$  и  $E_{п-}$ . Для ОУ с однополярным питанием  $E_{п-} = 0$ ; этот вывод подключается к общему проводу («земля»). Часто выводы питания на принципиальной<sup>7</sup> схеме не показываются.

---

<sup>6</sup> Бывают усилители с токовыми входами и выходом по напряжению, которые называют токоразностными усилителями. Применяются редко. Коэффициент передачи имеет размерность В/А.

<sup>7</sup> Принципиальная схема – схема, на которой показаны все дискретные элементы устройства или блока (печатной платы) и их связи.

Идеальный ОУ имеет бесконечно большое входное сопротивление, бесконечно малое выходное и нулевые входные токи, т.е. входы представляют собой обрыв, а выход – источник напряжения с нулевым внутренним сопротивлением (рис. 4.2 а).

Зависимость выходного напряжения от входного (передаточная характеристика) для идеального ОУ определяется формулой

$$U_{\text{вых}} = K_y(U_{\text{ex}+} - U_{\text{ex}-}), \quad (4.8)$$

где  $K_y$  – коэффициент усиления дифференциального сигнала ( $10^4 \dots 10^6$ ).

Схемы на ОУ обычно рассчитывают следующим образом. Сначала рассчитывается схема для идеального ОУ с  $K_y \rightarrow \infty$ , затем отличия ОУ от идеального учитываются в виде соответствующих погрешностей. Расчеты сильно упрощаются, если принять  $U_{\text{ex}+} = U_{\text{ex}-}$ . В самом деле, при конечном  $U_{\text{вых}}$  и  $K_y \rightarrow \infty$  будем иметь  $U_{\text{ex}+} - U_{\text{ex}-} = U_{\text{вых}} / K_y = 0$ , откуда  $U_{\text{ex}+} = U_{\text{ex}-}$ . При реальном  $K_y$  будет  $U_{\text{ex}+} \approx U_{\text{ex}-}$ .

Рассмотрим простейшие усилительные схемы на ОУ.

**1. Инвертирующий усилитель** (рис. 4.9). Рассчитаем его коэффициент передачи. Поскольку  $U_{\text{ex}+} = U_{\text{ex}-}$ , а  $U_{\text{ex}+} = 0$  (прямой вход подключен к «земле», т.е. общему проводу), то и  $U_{\text{ex}-} = 0$ . Поэтому эту точку в данной схеме (точка  $a$ ) называют виртуальным нулем ( $U_a = 0$ ). Для идеального ОУ входное сопротивление его бесконечно велико, входной ток равен нулю, поэтому токи  $I_{R1}$  и  $I_{R2}$  резисторов  $R_1$  и  $R_2$  равны.  $I_{R1} = U_{\text{ex}} / R_1$ .  $I_{R2} = -I_{R1}$ . Знак «минус» учитывает то, что на входе и на выходе токи через  $R_1$  и  $R_2$  имеют противоположные знаки: ток втекает в  $R_1$  и вытекает из  $R_2$ . В самом деле,  $U_a = 0$  только в случае, если  $U_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{ex}}$  противоположны по знаку. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = I_{R2}R_2$ . С учетом того, что  $I_{R2} = -I_{R1}$ , а  $I_{R1} = U_{\text{ex}} / R_1$ , получим

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{ex}}R_2 / R_1. \quad (4.9)$$

Коэффициент передачи инвертирующего усилителя

$$K_{\text{и}} = -R_2 / R_1. \quad (4.10)$$

Поскольку  $U_a = -U_{\text{вых}} / K_y$ ,  $K_y = 10^4 \dots 10^6$ , а  $U_{\text{вых}}$  не превышает  $E_{\text{п}}$ , то  $U_a \approx 0$ . Такое значение поддерживается за счет отрицательной обратной связи (ООС). Из-за нее  $U_{\text{вых}}$  определяется формулой (4.8), и

при малейшем отклонении это отклонение будет передано через делитель напряжения  $R_1R_2$  с коэффициентом передачи делителя  $R_1 / (R_1 + R_2)$  на инверсный вход ОУ, усилено в  $-K_y$  раз, в результате чего будет восстановлено  $U_{вых}$ , определяемое формулой (4.8). Таким образом, отрицательная обратная связь (ООС) оказывает стабилизирующее действие.

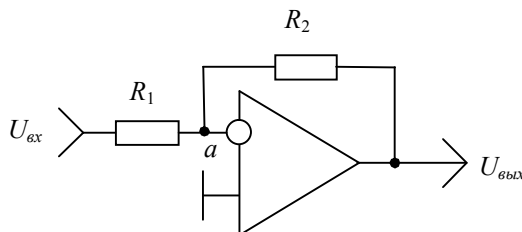


Рис. 4.9

В схемотехнике большую роль играет образное мышление. Поэтому важно уметь представлять напряжения и токи в каждом узле схемы в виде каких-либо известных, например, механических, эквивалентов. В этом случае используется накопленный банк образов и ассоциаций, что позволяет понять (почувствовать) работу схемы. После этого легко с помощью математики и формальных методов рассчитать параметры схемы с нужной точностью. Использование математики без понимания работы схемы ведет к неправильному применению формул и ошибочным результатам.

Проанализируем работу схемы (рис. 4.9), представив напряжение в виде расстояния, ток – в виде силы. В схеме  $U_a = 0$ . Если  $U_{вых} = -U_{вх}$ , то  $U_a = 0$  может быть только при  $R_2 = R_1$ , если  $U_{вых} = -2U_{вх}$ , то при  $R_2 = 2R_1$  и т. д. Для этой схемы удобен механический эквивалент в виде рычага (рис. 4.10). Как известно, в случае рычага выполняется «золотое правило механики» – насколько мы выигрываем в силе, настолько проигрываем в расстоянии и наоборот. Здесь мы выигрываем в расстоянии (напряжение усиливается), но в отличие от рычага не проигрываем и в силе – это **усилитель**, а не трансформатор (трансформатор – полный электрический эквивалент рычага для переменного напряжения).

Чем больше  $R_2$ , тем большее выходное напряжение потребуется для обеспечения  $U_a = 0$  ( $U_a \approx 0$  поддерживается за счет обратной связи). Из рис. 4.10 видно, что  $K. = -R_2 / R_1$ .

Поскольку  $U_a = 0$ , входное сопротивление схемы (рис. 4.9) равно  $R_1$ .

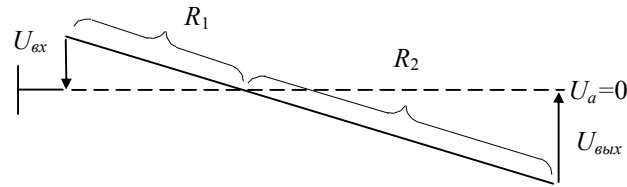


Рис. 4.10

## 2. Неинвертирующий усилитель (рис. 4.11).

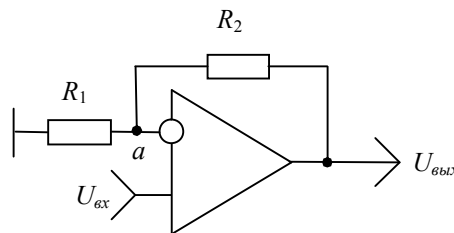


Рис. 4.11

Для ОУ с бесконечно большим  $K_y$  выполняется равенство  $U_{вх+} = U_{вх-}$ , поэтому напряжение в точке  $a$  будет равно  $U_{вх}$ , т. е. повторять его. Поскольку входной ток ОУ равен нулю,  $I_{R2} = I_{R1}$ .  $I_{R1} = U_a / R_1 = U_{вх} / R_1$ . Напряжение на  $R_2$  составит  $U_{R2} = I_{R2}R_2 = I_{R1}R_2$ . Очевидно, что

$$U_{вых} = U_a + U_{R2} = U_{вх} + I_{R1}R_2 = U_{вх} + (U_{вх} / R_1)R_2 = U_{вх} (1 + R_2 / R_1) \quad (4.11)$$

Коэффициент передачи

$$K_+ = 1 + R_2 / R_1. \quad (4.12)$$

Таким образом, такой усилитель не инвертирует сигнал. В самом деле, обеспечить равенство  $U_{вх+} = U_{вх-}$  можно только при одинаковом знаке  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$ .

Механический эквивалент неинвертирующего усилителя, подобный приведенному на рис. 4.10, будет иметь вид (рис. 4.12).

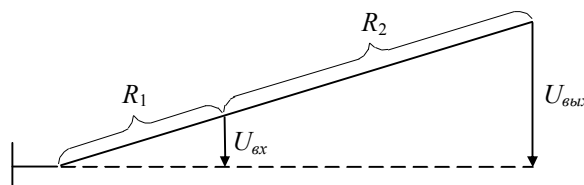


Рис. 4.12

Как и в случае неинвертирующего усилителя, цепь  $R_1R_2$  реализует отрицательную обратную связь, обеспечивает  $K_+ = 1 + R_2 / R_1$  и стабилизирует отклонения выходного напряжения, например, из-за нестабильности сопротивления нагрузки или напряжения питания.

**Следствие.** При  $R_2 = 0$  (перемычка),  $R_1 \rightarrow \infty$  (обрыв)  $K_+ = 1$ , и неинвертирующий усилитель вырождается в повторитель (рис. 4.13): поскольку  $U_{вх+} = U_{вх-}$ , то  $U_{вых} = U_{вх-} = U_{вх+} = U_{вх}$ .

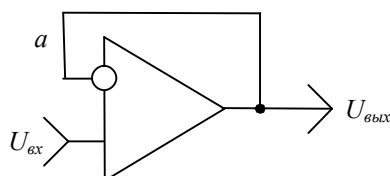


Рис. 4.13

В отличие от инвертирующего усилителя входное сопротивление неинвертирующего усилителя и повторителя равно входному сопротивлению ОУ, т. е. очень большое, и при прочих равных условиях гораздо выше, чем у инвертирующего усилителя.

**Расчет  $R_1$  и  $R_2$ .** При расчете усилителя на ОУ необходимо обеспечить заданное отношение  $R_2 / R_1$ . Эта задача имеет бесчисленное множество решений, поэтому сопротивление одного из резисторов выбирается, другого – рассчитывается. Обычно выбирается  $R_2$ , поскольку нагружает выход ОУ совместно с сопротивлением нагрузки.

В справочниках приводится минимально допустимое сопротивление нагрузки ОУ  $R_{н ОУ}$  (больше можно). В данном случае  $R_{н ОУ} = R_2 \parallel R'_{вх} = R_2 R'_{вх} / (R_2 + R'_{вх})$ , где  $R'_{вх}$  – входное сопротивление следующего каскада, « $\parallel$ » – символическое обозначение параллельного соединения. В большинстве случаев минимальное значение  $R_{н ОУ}$  составляет 2 кОм, поэтому обычно выбирается  $R_2 = 2 \dots 100$  кОм, а  $R_1$  рассчитывается исходя из заданного коэффициента передачи. Меньшие значения недопустимы для большинства ОУ по нагрузке, большие – из-за ухудшения помехоустойчивости: чаще всего помехи проникают на входы усилителей через некоторую (паразитную) емкость  $C_{п}$ , в результате чего через  $R_1 \parallel R_2$  начинает протекать ток помехи. Это ток почти не зависит от  $R_1 \parallel R_2$ , поскольку емкостное сопротивление  $1 / (j\omega C_{п})$  гораздо больше  $R_1 \parallel R_2$  из-за малости  $C_{п}$ . Поэтому напряжение помехи, наводимой на  $R_1 \parallel R_2$ , почти прямо пропорционально  $R_1 \parallel R_2$ , и при  $R_2 > 100$  кОм возможны проблемы как с обеспечением помехоустойчивости, так и с дополнительным смещением нуля из-за

падения напряжения на  $R_1 \parallel R_2$ , вызванного входными токами ОУ. Для ОУ с полевыми транзисторами на входе токи входов малы, и при слабых помехах можно выбирать  $R_2 > 100$  кОм.

**Усилители с частотно-зависимым коэффициентом передачи.** Если вместо  $R_1$  и  $R_2$  в схемах усилителей (рис. 4.9, 4.11) включить частотно-зависимые (комплексные) сопротивления  $z_1$  и  $z_2$ , то коэффициенты передачи, определяемые формулами (4.10) и (4.12), также станут частотно-зависимыми. Поэтому на основе ОУ можно реализовать различные устройства с заданной передаточной функцией (фильтры).

**Особенности реальных ОУ.** Реальный ОУ отличается от идеального, и эти отличия можно выразить в виде соответствующих погрешностей. Ниже рассматриваются основные из этих погрешностей. Главное внимание при этом уделяется пониманию работы схемы, исходя из чего выводятся формулы соответствующих погрешностей: что произойдет при замене идеального ОУ реальным и как при этом изменятся параметры схемы. Расчет погрешностей без понимания работы схемы (за исключением стандартных схем и готовых формул погрешностей) обычно приводит к тому, что применяются либо не те формулы, либо не для тех схем, для которых они предназначались.

Рассмотрим отличия реального ОУ от идеального. На рис. 4.14 приведена эквивалентная схема, учитывающая конечность коэффициента усиления  $K_y$ , напряжение смещения  $U_{см}$ , входные сопротивления  $R_{вх+}$  и  $R_{вх-}$  для синфазного,  $R_{вх д}$  – для дифференциального сигнала, входные токи  $I_{вх+}$  и  $I_{вх-}$  и выходное сопротивление  $r_{вых}$ .

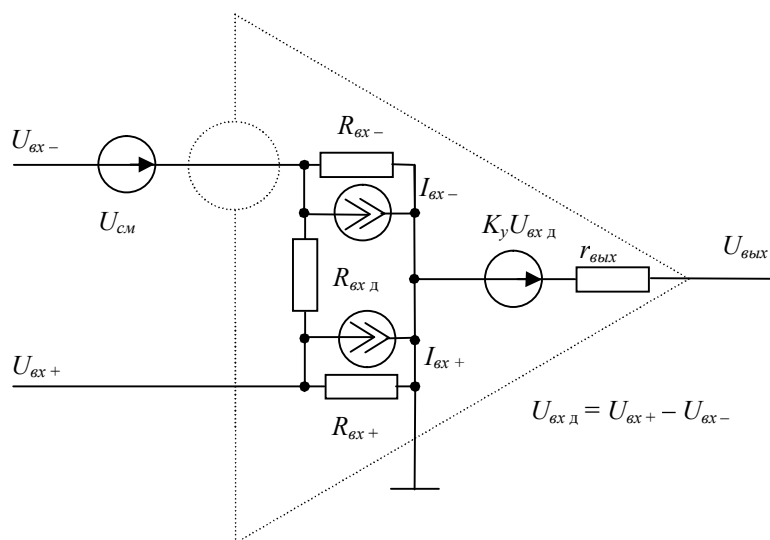


Рис. 4.14

Напряжение смещения<sup>8</sup>  $U_{см}$  учитывается с помощью идеального источника напряжения<sup>9</sup>, входные токи – с помощью идеальных источников тока<sup>10</sup>. В эквивалентной схеме выходного каскада также использован идеальный источник напряжения.

Общая точка соединения источников тока и напряжения в данной эквивалентной схеме (а также в эквивалентных схемах, приводимых в [5, 7]) подключена к общему проводу («земле»). Фактически современные ОУ не имеют общего провода внутри. Заметим, что ничего не изменится, если подключить общую точку к  $E_{п+}$  или  $E_{п-}$  (в эквивалентной, а не принципиальной схеме). В этом случае  $R_{ex+}$  и  $R_{ex-}$  следует считать сопротивлениями переменному току – постоянный ток учитывается с помощью  $I_{ex+}$  и  $I_{ex-}$ .

Привязка выходного напряжения к нулю (земле) с точностью до  $K_{уОС}U_{см}$  в реальных усилителях (рис. 4.9, 4.10) происходит благодаря заземлению  $R_1$  или прямого входа соответственно.

Обычно  $R_{exд}$  значительно меньше, чем  $R_{ex+}$  или  $R_{ex-}$ , а входная емкость  $C_{exд}$  для дифференциального сигнала значительно больше емкостей  $C_{ex+}$  или  $C_{ex-}$  для синфазного сигнала (емкости  $C_{exд}$ ,  $C_{ex+}$  и  $C_{ex-}$  на рис. 4.14 не показаны и подключены параллельно  $R_{exд}$ ,  $R_{ex+}$  и  $R_{ex-}$  соответственно). Однако ввиду малости дифференциального напряжения ( $U_{exд} \approx 0$ ) по закону Ома токи через  $R_{exд}$ ,  $C_{exд}$  будут крайне малы. Поэтому при практических расчетах их обычно не учитывают, а в справочниках обычно дается минимальное значение входного сопротивления для синфазного сигнала. Иногда дается максимальное значение входной емкости для синфазного сигнала.

**Принципиальная схема простейшего ОУ на дискретных элементах.** Не всегда по эквивалентной схеме можно понять, как работает то или иное устройство. Для тех, кто понимает, как работает биполярный транзистор и усилительные схемы на его основе, приводится схема простейшего ОУ на дискретных (отдельных) элементах (рис. 4.15). Этот ОУ примитивен, поэтому имеет плохие параметры,

---

<sup>8</sup> Напряжение смещения, приведенное ко входу ОУ – это эквивалентное напряжение, которое, будучи подано на вход идеального ОУ, вызвало бы такое же выходное постоянное напряжение, как у реального ОУ.

<sup>9</sup> Идеальный источник напряжения (п. 4.2) имеет нулевое внутреннее сопротивление. Напряжение такого источника не зависит от сопротивления нагрузки.

<sup>10</sup> Идеальный источник тока (п. 4.2) имеет бесконечно большое внутреннее сопротивление. Ток такого источника не зависит от сопротивления нагрузки.

но позволяет в деталях «прочувствовать» работу ОУ. Каскад на транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$  представляет собой дифференциальный усилитель, который усиливает разность  $U_{exд} = U_{ex+} - U_{ex-}$ . Каскад на транзисторе  $VT_3$  – эмиттерный повторитель. Имеет большое входное и малое выходное сопротивление. Коэффициент передачи близок к единице<sup>11</sup>.

**Напряжение смещения нуля ОУ**, вызванное неидеальностью внутренних элементов ОУ, можно учесть включением эквивалентного источника напряжения  $U_{см}$  последовательно с прямым или инверсным входом ОУ. Иными словами, это напряжение смещения, приведенное ко входу. В справочниках дается модуль максимального  $U_{см}$ . Знак его заранее неизвестен и определяется конкретным экземпляром ОУ, поэтому не важно, последовательно с прямым или инверсным входом ОУ он включен в эквивалентной схеме. Выходное напряжение смещения можно легко рассчитать, умножив  $U_{см}$  на коэффициент усиления с обратной связью ( $K_+$  или  $K_-$ ; формулы (4.9), (4.12)).

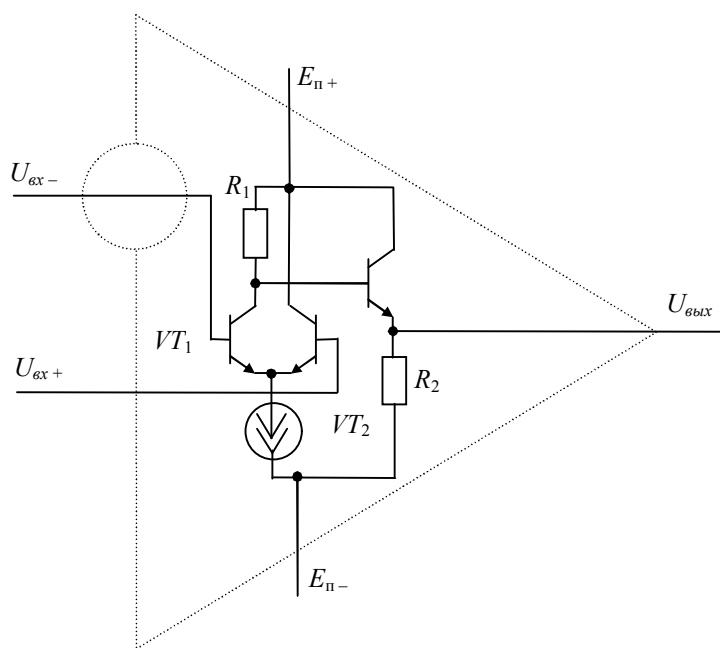


Рис. 4.15

Рассмотрим более подробно **входные токи, входные сопротивления ОУ** и их влияние на параметры усилителей с применением ОУ. Для традиционных ОУ (имеется в виду наличие симметричного дифференциального каскада на входе) с биполярными транзисторами

<sup>11</sup> Постоянное напряжение на выходе эмиттерного повторителя на  $U_{п}$  меньше, чем на входе, где  $U_{п}$  – пороговое напряжение – напряжение открывания р-п-перехода. Для кремниевого транзистора  $U_{п} = 0,5 \dots 0,7$  В.

на входе токи баз транзисторов дифференциального усилителя (прямого и инверсного входов)  $I_{ex+} \approx I_{ex-}$  (рис. 4.14). В справочниках дается максимальное значение модуля входного тока  $I_{ex}$ , а также максимальный модуль разности  $\Delta I_{ex} = |I_{ex+} - I_{ex-}|$ . Аналогично  $R_{ex+} \approx R_{ex-}$ ; в справочниках дается минимальное значение этого сопротивления.

Для схем (рис. 4.9, 4.11) входной ток инверсного входа создает на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  дополнительное напряжение смещения  $U_- = I_{ex}(R_1 \parallel R_2)$ , где  $R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$  – сопротивление параллельного соединения  $R_1$  и  $R_2$ . Чем меньше  $R_1$  и  $R_2$ , тем меньше  $U_-$ . Если включить последовательно с прямым входом ОУ резистор  $R_3 = R_1 \parallel R_2$ , то при  $I_{ex+} \approx I_{ex-}$  это вызовет почти такое же (синфазное) напряжение смещения на прямом входе  $U_+ \approx U_-$ , которое будет подавлено.

Для ОУ с симметричным дифференциальным каскадом токи  $I_{ex+}$  и  $I_{ex-}$  имеют одинаковые знаки, т.е. либо оба положительны (втекают), либо оба отрицательны (вытекают). Знак входных токов зависит от типа проводимости биполярных (n-p-n- или p-n-p-типа) или полевых транзисторов (с каналом n- или p-типа).

В так называемых ОУ с токовой обратной связью (current feedback) входной каскад обычно не является дифференциальным симметричным, поэтому  $R_{ex-} \ll R_{ex+}$ ,  $I_{ex-} \gg I_{ex+}$ , причем входные токи обычно имеют разные знаки. Такие ОУ требуют низкоомных резисторов в цепи обратной связи для уменьшения дополнительного напряжения смещения  $U_{см-}$ .

Для ОУ с симметричным дифференциальным каскадом на полевых транзисторах входные токи – это токи утечки затвора, которые на несколько порядков меньше токов базы биполярных транзисторов. Поэтому здесь необходимость компенсации входных токов обычно не возникает.  $R_{ex+}$  и  $R_{ex-}$  для полевых транзисторов на несколько порядков больше, чем входное сопротивление усилителей на биполярных транзисторах. Равенства  $I_{ex+} \approx I_{ex-}$  и  $R_{ex+} \approx R_{ex-}$  часто не выполняются. В этом случае вводить  $R_3$  нет смысла.

В справочниках даются максимальное значение модуля входного тока  $I_{ex}$  и минимальное значение  $R_{ex}$ . При прочих равных условиях ОУ с полевыми транзисторами на входе имеет на порядок большее напряжение смещения.

**Передаточная характеристика.** Передаточной характеристикой ОУ называется зависимость выходного напряжения от входного

**дифференциального** напряжения. У реального ОУ передаточная характеристика смещена по оси ординат на величину напряжения смещения вправо или влево в зависимости от экземпляра микросхемы (у идеального ОУ это напряжение равно нулю) и ограничена сверху и снизу напряжением питания минус остаточное напряжение порядка 1–2 В (рис. 4.16).

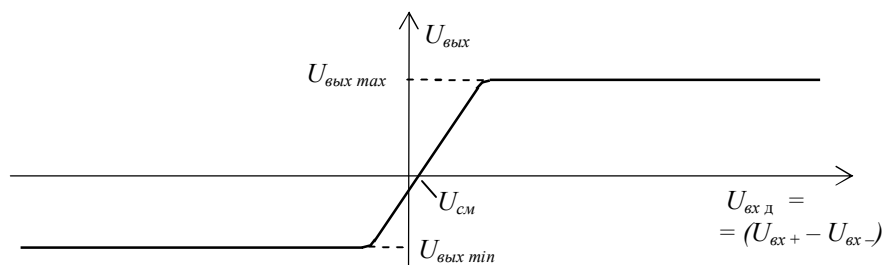


Рис. 4.16

ОУ с полевыми транзисторами на выходе не имеют остаточного напряжения ( $U_{вых\ max} = +E_{п}$ ;  $U_{вых\ min} = -E_{п}$ ). Такие ОУ в зарубежной литературе называются *rail-to-rail* («от рельса до рельса», т. е. выходное напряжение изменяется от  $-E_{п}$  до  $+E_{п}$ ).

ОУ также может иметь специальные выводы для обеспечения устойчивой работы (частотная коррекция) и балансировки нуля (компенсация напряжения смещения). На рис. 4.8 эти выводы не показаны.

Линейный участок (крутая линия от  $U_{вых\ min}$  до  $U_{вых\ max}$ ) на рис. 4.16 имеет малую протяженность, поскольку для различных типов современных ОУ значения  $K_y$  лежат в пределах  $10^4 \dots 10^6$ . Если  $U_{вых} = \pm 15$  В, то согласно формуле (4.8) дифференциальное входное напряжение  $U_{вх\ д} = U_{вх+} - U_{вх-} = U_{вых} / K_y = \pm (0,015 \dots 1,5)$  мВ. Если  $U_{вх\ д}$  выйдет за этот диапазон, ОУ перестает усиливать – передаточная характеристика становится параллельной оси абсцисс.

**Учет конечности коэффициента усиления дифференциального сигнала  $K_y$ .** У идеального ОУ коэффициент усиления бесконечен, у реального – конечен. Поэтому коэффициент усиления  $K_{ос}$  усилителя с обратной связью будет несколько меньше расчетного, что может быть учтено в виде соответствующей погрешности.

Вначале рассчитаем эту погрешность для повторителя (рис. 4.13), затем – для неинвертирующего и инвертирующего усилителей.

Для повторителя (рис. 4.13) выходное напряжение в точке *a*, равное выходному напряжению, будет не  $U_{вх}$ , а  $U_{вх} - U_{вх\ д}$ , т.е. на  $U_{вх\ д}$  меньше ( $U_{вх}$  и  $U_{вх\ д}$  синфазны). Это значит, что относительное умень-

шение единичного коэффициента усиления (относительная погрешность) составит

$$\delta_{K_{oc}} = -U_{ex\ д} / U_{ex}. \quad (4.13)$$

Поскольку  $U_{ex} \approx U_{вых}$ , а  $U_{ex\ д} = U_{вых} / K_y$  (формула (4.8)),

$$\delta_{K_{oc}} \approx -1 / K_y. \quad (4.14)$$

Рассмотрим неинвертирующий усилитель (рис. 4.11). Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель выходного напряжения с коэффициентом передачи  $K_{\pi} = R_1 / (R_1 + R_2)$  (эта формула формально не совпадает с формулой (4.2) из-за различия в обозначениях). Нетрудно видеть, что  $R_1 / (R_1 + R_2) = 1 / K_{oc+}$ , где  $K_{oc+}$  – коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на ОУ с обратной связью (формула (4.12)). Если перенести делитель напряжения внутрь ОУ, то получим повторитель (рис. 4.13) на ОУ с коэффициентом усиления  $K_{\pi}K_y = K_y / K_{oc+}$ . Подставив его в формулу(4.14), получим относительную погрешность коэффициента передачи такого повторителя

$$\delta_{K_{oc}} = -K_{oc+} / K_y. \quad (4.15)$$

Коэффициент передачи делителя равен  $K_{oc+}$ , вследствие чего напряжение на входе делителя (на выходе ОУ) в  $K_{oc+}$  раз больше, чем на инверсном входе ОУ, а значит коэффициент передачи неинвертирующего усилителя в  $K_{oc+}$  раз больше, чем у повторителя. Умножение величины на постоянный коэффициент не приводит к изменению относительной погрешности, поэтому погрешность коэффициента передачи неинвертирующего усилителя также будет выражаться формулой (4.15).

Для инвертирующего усилителя (рис. 4.9) напряжение на сопротивлении  $R_1$  будет не  $U_{ex}$ , а  $U_{ex} - U_{ex\ д}$  ( $U_{ex}$  и  $U_{ex\ д}$  синфазны), что приводит к уменьшению тока через  $R_1$ , а значит и через  $R_2$ . Это ведет к уменьшению выходного напряжения, т.е. коэффициент усиления инвертирующего с обратной связью  $K_{oc-}$  уменьшится. Относительное уменьшение его (относительная погрешность) составит  $\delta_{K_{oc}} = U_{ex\ д} / U_{ex}$ . Если учесть, что  $U_{ex\ д} = -U_{вых} / K_y$ , а  $K_{oc-} = U_{вых} / U_{ex} = -R_2 / R_1$ , получим

$$\delta_{K_{oc}} = (U_{вых} / U_{ex}) / K_y = -K_{oc-} / K_y. \quad (4.16)$$

Заметим, что дифференциальный коэффициент усиления  $K_y$  ОУ зависит от сопротивления нагрузки  $R_n$  (чем больше  $R_n$ , тем больше  $K_y$ ).

**Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ОУ.** АЧХ  $K(f)$  – это зависимость коэффициента передачи от частоты (см. п. 3.4). Коэффициент передачи – это отношение амплитуд выходного и входного напряжений. АЧХ большинства ОУ хорошо аппроксимируется АЧХ интегрирующей RC-цепи с частотой среза  $f_{cp}$ , умноженной на  $K_y$ , т. е.

$$K_y(f) = K_y / (1 + j f / f_{cp}). \quad (4.17)$$

Такая АЧХ называется однополюсной (первого порядка), т. е. передаточная функция имеет один корень знаменателя (полюс). Если отложить по осям графика вместо частоты и коэффициента передачи их логарифмы, спад  $K(f)$  при  $f \gg f_{cp}$  будет линейным для фильтра любого порядка. На рис. 4.17 (верхняя кривая) представлена  $K(f)$  ОУ, а также семейство АЧХ инвертирующих усилителей с различными коэффициентами усиления  $K_{OC}$ .

Таким образом, для усилителя с отрицательной обратной связью (ООС) произведение  $K_{OC} f_{cp}$  – величина примерно постоянная и называется **площадью усиления** или **частотой единичного усиления**, которая приводится в справочниках почти для каждого ОУ. Таким образом, насколько выигрываем в полосе пропускания, настолько проигрываем в усилении.

**Фактор обратной связи.** Для усилителя, охваченного обратной связью (рис. 4.18), величина  $\gamma_{OC} = 1 + \beta_{OC} K_y$  называется фактором обратной связи, где  $\beta_{OC}$  – коэффициент передачи цепи обратной связи.

Для усилителей на ОУ (рис. 4.9, 4.11) учетом (4.12)(4.12)

$$\gamma_{OC} = 1 + \beta_{OC} K_y = 1 + K_y / K_+, \quad (4.18)$$

где

$$\beta_{OC} = R_1 / (R_1 + R_2) = 1 / K_+; \quad (4.19)$$

$K_y$  – дифференциальный коэффициент усиления ОУ,  $K_+$  – коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на ОУ, откуда с учетом (4.18)

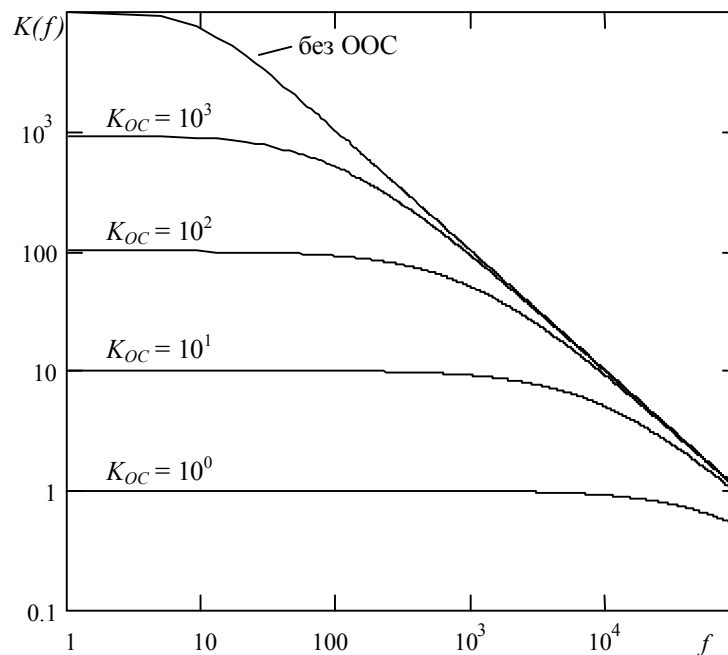


Рис. 4.17

$$K_+ = K_y / (\gamma_{OC} - 1), \quad (4.20)$$

$$K_- = K_+ - 1 = K_y / (\gamma_{OC} - 1) - 1, \quad (4.21)$$

где  $K_-$  – коэффициент усиления инвертирующего усилителя на ОУ.

В  $\gamma_{OC}$  раз уменьшается усиление, а также влияние дестабилизирующих факторов. Если сигнал ООС пропорционален напряжению нагрузки (ООС по напряжению), в результате действия ООС выходное сопротивление уменьшается в  $\gamma_{OC}$  раз, если ООС по току (напряжение ООС пропорционально току нагрузки) – увеличивается в  $\gamma_{OC}$  раз. Первый случай (ООС по напряжению) соответствует включению сопротивления нагрузки  $R_H$  между выходом ОУ и общим проводом, второй – когда  $R_H$  включается вместо  $R_2$  (рис. 4.9, 4.11)

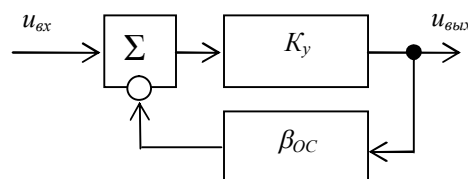


Рис. 4.18

**Коэффициент ослабления синфазного сигнала**  $K_{осф} = K_y / K_{ycф}$  – отношение коэффициентов усиления дифференциального и синфазного сигналов. Выражается обычно в децибелах:  $K_{осф\ дБ} = 20 \lg K_{осф}$ . Для различных ОУ составляет 60 ... 130 дБ ( $10^3$  ...  $3 \cdot 10^6$ ).

**Коэффициент влияния нестабильности напряжения питания** учитывают в виде дополнительного напряжения смещения нуля, приведенного ко входу ОУ. Его максимальное значение (по модулю) приводится в справочниках. Размерность – мкВ / В. Коэффициент показывает, на сколько мкВ изменится напряжение смещения нуля ОУ при изменении напряжения питания на 1 В.

**Температурный дрейф нуля** показывает, на сколько мкВ изменится напряжение смещения нуля ОУ при изменении температуры корпуса ОУ на 1°C. Максимальное значение (модуль) приводится в справочниках. Размерность – мкВ / С.

Реальные ОУ обычно имеют защиту выхода от короткого замыкания и перегрузок по току.

В справочниках также дается минимальное сопротивление нагрузки  $R_{н\ min}$  и/или максимальный выходной ток ОУ. Как правило  $R_{н\ min}$  составляет 2 кОм или меньше.

#### 4.4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ (ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ) УСИЛИТЕЛИ

Неинвертирующий и инвертирующий усилители (рис. 4,9, 4.11) применяются для усиления напряжения в случае, если один из выводов источника сигнала подключен к общему проводу (заземлен). Однако в процессе измерений часто возникает необходимость измерения разности двух напряжений между незаземленными точками. Для усиления этой разности с последующим измерением используются дифференциальные усилители. Для уменьшения погрешностей измерений эти усилители должны иметь высокое входное сопротивление и стабильные параметры. Такие усилители называются **измерительными** или **инструментальными**. Разумеется, они пригодны и для измерения напряжения источника, если один из выводов его заземлен.

На рис. 4.19 приведена схема простейшего дифференциального усилителя. При  $R_1 / R_2 = R_3 / R_4$  дифференциальный коэффициент усиления гораздо больше синфазного, причем коэффициент подавления синфазного сигнала максимален [1]. При выполнении данного условия дифференциальный коэффициент усиления схемы

$$K_d = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}} = \left( \frac{R_2}{R_1} \right) / \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{K_y} \right),$$

где  $K_y$  – дифференциальный коэффициент усиления ОУ,  
 $U_{\text{вх}+}$  – прямой вход схемы,  
 $U_{\text{вх}-}$  – инверсный.

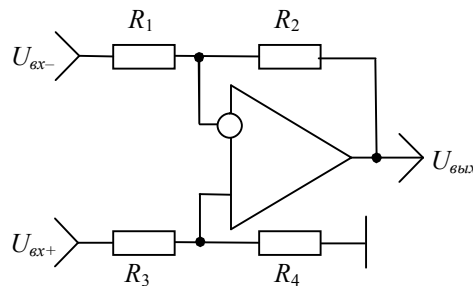


Рис. 4.19

Коэффициент усиления синфазного сигнала из-за рассогласования резисторов схемы (отличия значений сопротивлений от требуемых)

$$K_{y\text{сф}1} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}. \quad (4.22)$$

Коэффициент **усиления** синфазного сигнала из-за конечности коэффициента **ослабления** синфазного сигнала ОУ  $K_{o\text{сф}}$  (в размах, а не децибелах)

$$K_{y\text{сф}2} = \left( \frac{R_2}{R_1} \right) / K_{o\text{сф}}.$$

Коэффициент **ослабления** синфазного сигнала для всей схемы измерительного усилителя

$$K_{o\text{сф}ИУ} = K_y / (K_{y\text{сф}1} + K_{y\text{сф}2}) \quad (4.23)$$

Входное дифференциальное сопротивление схемы измерительного усилителя

$$R_{\text{вх}д} = R_1 + R_3$$

Как следует из формулы (4.22),  $K_{y\text{сф}1}$  может быть отрицательным и в этом случае компенсировать  $K_{y\text{сф}2}$  в формуле (4.23), что достигается при подборе резисторов схемы.

Недостатки такой схемы – низкое входное сопротивление, вследствие чего высокое внутреннее сопротивление источника сигнала влияет на дифференциальный коэффициент усиления схемы  $K_d$  и коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{осф ИУ}$ .

На базе этой схемы можно построить дифференциальный усилитель с рабочими входными напряжениями, существенно превышающими напряжение питания. Так, ОУ AD629 фирмы Analog Devices имеет диапазон рабочих синфазных напряжений  $-270 \dots +270$  В.  $R_1 = R_2 = R_3 = 380$  кОм,  $R_4 = 20$  кОм. В схему добавлен резистор  $R_5 = 21,1$  кОм, который включается между общим проводом и инверсным входом. Благодаря делителям напряжения с коэффициентами деления 1:20, образованных цепями  $R_1(R_5 \parallel R_2)$  и  $R_3R_4$ , входное напряжение ОУ будет в пределах  $-13,5 \dots 13,5$  В, где  $\parallel$  – символическое обозначение параллельного соединения. Перечисленные резисторы входят в микросхему данного ОУ.

На рис. 4.20 приведена схема измерительного усилителя на трех ОУ, которая считается стандартной схемой измерительного усилителя и обладает гораздо лучшими параметрами по сравнению со схемой (рис. 4.19).

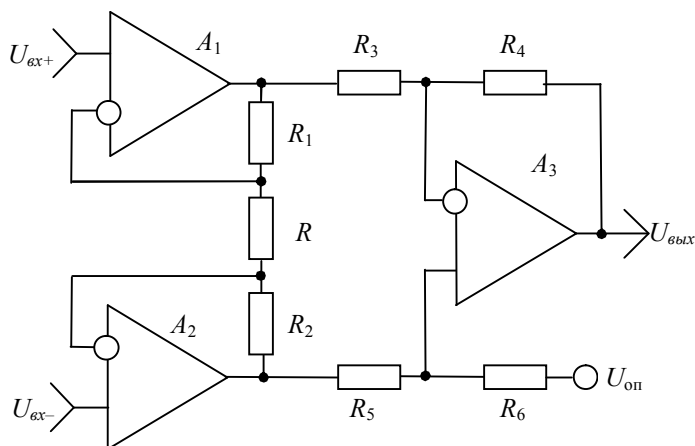


Рис. 4.20

Обычно выбирают  $R_1 = R_2$ ,  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6$ . В этом случае дифференциальный коэффициент усиления

$$K_d = 1 + 2R_2 / R.$$

При  $U_{оп} > 0$  выходное напряжение смещается на  $U_{оп}$  (т. е. к  $U_{вых}$  добавляется  $U_{оп}$ ). При этом

$$U_{\text{вых}} - U_{\text{оп}} = K_y(U_{\text{вх}+} - U_{\text{вх}-}).$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала из-за рассогласования резисторов

$$K_{y\text{сф}1} = \frac{R_3 R_6 - R_4 R_5}{R_3(R_5 + R_6)}.$$

Коэффициент **усиления** синфазного сигнала из-за конечного коэффициента **ослабления** синфазного сигнала  $K_{o\text{сф}A3}$  ОУ  $A_3$

$$K_{y\text{сф}2} = 1 / K_{o\text{сф}A3}.$$

#### 4.5. ВЛИЯНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ УСТРОЙСТВА

В измерительной технике применяются генераторы стабильного тока и напряжения, усилители тока и напряжения, а также различные преобразователи измерительных сигналов. В одном случае их выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  за счет отрицательной обратной связи (ООС) уменьшается, в другом – увеличивается. Определить это достаточно просто: если в результате действия ООС стабилизируется выходной ток,  $R_{\text{вых}}$  увеличивается, если напряжение – уменьшается. Покажем это.

Как известно,  $R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вых}}$ , где  $\Delta U_{\text{вых}}$  и  $\Delta I_{\text{вых}}$  соответственно приращения выходных напряжения и тока. При стабилизации выходного напряжения будет  $\Delta U_{\text{вых}} \rightarrow 0$  (в идеале). Следовательно,  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ . При стабилизации выходного тока  $\Delta I_{\text{вых}} \rightarrow 0$ . В этом случае  $R_{\text{вых}} \rightarrow \infty$ .

В усилителе (преобразователе) напряжения (напряжение ООС пропорционально выходному напряжению) выходное сопротивление за счет ООС уменьшается в  $\gamma_{OC}$  раз, где  $\gamma_{OC}$  – фактор обратной связи (доказательство приведено в п. 4.11.1).  $\gamma_{OC}$  определяется формулами (4.18), (4.19). Поскольку дифференциальный коэффициент усиления падает с ростом частоты,  $\gamma_{OC}$  падает, а выходное сопротивление растет. Рост сопротивления с ростом частоты характерен для индуктивности, поэтому говорят, что выходное сопротивление усилителя напряжения носит индуктивный характер.

У усилителя (преобразователя) тока (напряжение ООС пропорционально выходному току) выходное сопротивление за счет ООС увеличивается в  $\gamma_{OC}$  раз. Здесь коэффициент усиления растет с ростом

частоты, а выходное сопротивление падает, т. е. носит емкостной характер.

#### 4.6. КОМПАРАТОР

Аналоговый компаратор<sup>12</sup> – это устройство сравнения двух напряжений. Имеет аналоговые входы и цифровой выход.

Аналоговый компаратор по принципиальной схеме (внутри микросхемы) и основным параметрам сходен с операционным усилителем (ОУ). Отличия состоят в следующем.

1. Выход обычно выполнен на транзисторе с открытым коллектором, между которым и плюсовым проводом питания  $+E_{п}$  подключается внешний резистор. Эмиттер транзистора обычно подключен к общему проводу («земля»), в результате чего диапазон изменения выходного напряжения составляет  $+0,1 \text{ В} \dots +E_{п}$ . Выход такого компаратора будет согласован с большинством современных цифровых микросхем, имеющих входные логические уровни ТТЛ и КМДП (КМОП), если такое же напряжение питания имеет цифровая микросхема, подключаемая к выходу компаратора.
2. Поскольку компаратор предназначен для работы не в линейном режиме (как ОУ), а в режиме ограничения (логические 0 или 1, т. е. горизонтальные участки на рис. 4.16), внутри него отсутствует частотная коррекция, которая есть у ОУ и предназначена для обеспечения устойчивости. Благодаря этому быстродействие повышается примерно на порядок по сравнению с ОУ при прочих равных условиях.
3. Так как время выключения насыщенного биполярного транзистора в десятки раз больше, чем у ненасыщенного, для увеличения быстродействия приняты меры, предотвращающие насыщение биполярных транзисторов усилительных каскадов.

#### 4.7. ТРИГГЕР ШМИТТА

Триггер Шмитта (ТШ) – устройство (элемент), передаточная характеристика (зависимость выходного напряжения  $U_{вых}$  от входного  $U_{вх}$ ) имеет петлю гистерезиса. На рис. 4.21 изображена передаточная

---

<sup>12</sup> Бывают цифровые компараторы. Это цифровые микросхемы, предназначенные для сравнения цифровых кодов. Входы и выходы у них цифровые.

характеристика неинвертирующего ТШ (у инвертирующего ТШ при увеличении входного напряжения выходное уменьшается).  $U_{вых\ max}$  и  $U_{вых\ min}$  – соответственно максимальное и минимальное выходные напряжения,  $U_{вкл}$  и  $U_{выкл}$  – входные пороговые напряжения включения и выключения.

Рассмотрим работу ТШ. Если  $U_{вых} = U_{вых\ min}$ , то при любом изменении  $U_{вх}$  в пределах  $0 \leq U_{вх} < U_{вкл}$  значение  $U_{вых}$  не изменится. При  $U_{вх} \geq U_{вкл}$  происходит лавинообразное (резкое и максимально быстрое, насколько позволяет быстродействие ТШ) изменение  $U_{вых}$  от  $U_{вых\ min}$  до  $U_{вых\ max}$  (включение ТШ). Это состояние не изменится при любых  $U_{вх} > U_{выкл}$ . При  $U_{вх} \leq U_{выкл}$  происходит лавинообразное выключение, после чего  $U_{вых} = U_{вых\ min}$ .

ТШ может выполнять множество функций. Основное назначение его – обеспечить крутые фронты выходного сигнала при медленно изменяющемся входном сигнале, а точнее, независимо от скорости изменения входного сигнала. Крутые фронты выходного сигнала необходимы для надежной работы триггеров и счетчиков (счетчики строятся на основе триггеров).

Подобную характеристику имеет бытовой выключатель освещения с той разницей, что по оси абсцисс здесь будет перемещение кнопки выключателя, по оси ординат – перемещение контакта. Это обеспечивает быстрое включение или выключение, что защищает контакты от подгорания и оплавления.

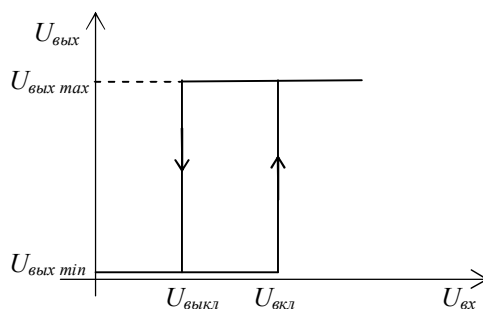


Рис. 4.21

Максимальные длительности фронтов входных сигналов триггеров и счетчиков даются в описаниях для разработчиков (руководящих технических материалах – РТМ; зарубежный аналог РТМ – Data Sheet). Грубо (и неточно) оценить максимальную длительность фронта  $\tau_{ф\ max}$  можно по формуле:  $\tau_{ф\ max} = 10t_{здр}$ , где  $t_{здр}$  – время задержки

распространения сигнала со входа на выход для базового логического элемента (инвертора) данной серии цифровых микросхем.

ТШ позволяет подавить так называемый дребезг сигнала – более чем один переход фронта через логический порог<sup>13</sup>. Подавление возможно только в случае, если размах помехи (дребезга) фронта или спада меньше ширины петли гистерезиса. В противном случае каскадно со входом ТШ включают интегрирующую RC-цепочку, постоянная времени которой выбирается так, чтобы размах любой помехи от пика до пика (пик-пик) стал меньше ширины петли гистерезиса. В результате исключаются ложные срабатывания счетчиков, которые были бы без ТШ. Поэтому цифровые микросхемы, предназначенные для приема сигналов из линий связи, почти всегда имеют на входе триггеры Шмитта.

Аналогично (ТШ совместно с интегрирующей RC-цепочкой) подавляют дребезг сигнала, вызванный дребезгом контактов (много замыканий-размыканий перед установившимся замыканием/размыканием).

В качестве примера на рис. 4.22 приведена принципиальная схема неинвертирующего триггера Шмитта на операционном усилителе (ОУ). На инверсный вход подают постоянное напряжение  $U_0 = (U_{выкл} + U_{вкл}) / 2$ . Положительная обратная связь обеспечивает лавинообразное переключение выходного напряжения из  $U_{вых\ min}$  в  $U_{вых\ max}$  и наоборот. Если ОУ имеет однополярное питание, то передаточная характеристика ТШ соответствует приведенной на рис. 4.21.

Рассмотрим работу такого ТШ с однополярным питанием. Для простоты считаем, что  $U_0 = E_{п+} / 2$ ,  $U_{вых\ max} = E_{п+}$ .  $R_2 / R_1 = 3$ .  $R_2$  и  $R_1$  образуют делитель напряжения (точнее, разности напряжений  $U_{вых} - U_{вх}$ ) с коэффициентом передачи  $K_{п} = R_1 / (R_1 + R_2) = 1 / 4$ , поэтому напряжение в точке  $a$   $U_a = U_{вх} + (U_{вых} - U_{вх})K_{п}$ . Будем плавно изменять входное напряжение от нуля до положительного напряжения  $E_{п+}$  питания и обратно.

При  $U_{вх} = 0$  напряжение  $U_a < U_0$  независимо от  $U_{вых}$  ( $0 \leq U_{вых} \leq E_{п+}$ ), поэтому в любом случае установится  $U_{вых} = 0$ . При плавном увеличении  $U_{вх}$  напряжение  $U_a$  также начинает расти, и при  $U_a \approx U_0$ , когда ОУ выйдет из режима ограничения в линейный режим

---

<sup>13</sup> Входное напряжение логической микросхемы (обычно инвертора), при котором выходное напряжение находится между логическими «0» и «1».

(крутой участок передаточной характеристики на рис. 4.16). При этом начинает действовать положительная обратная связь, и выходное напряжение лавинообразно переключается в состояние  $U_{вых} = E_{п+}$ : при выходе на линейный участок изменение  $U_{вых}$  на  $\Delta$  вызывает такое же по знаку приращение  $U_a$  на  $K_{п} \Delta$ , что ведет к приращению  $U_{вых}$  на  $K_{п} \Delta K_y$ , что вызывает новое изменение  $U_a$  и т.д., т.е. процесс протекает лавинообразно и быстро, насколько позволяет быстродействие ОУ.

При дальнейшем увеличении  $U_{вх}$  до  $E_{п+}$  напряжение  $U_a > U_0$ , и ничего не меняется. Эта ситуация сохранится и при уменьшении  $U_{вх}$  до тех пор, пока ОУ снова не выйдет в линейный режим ( $U_a \approx U_0$ ), и схема лавинообразно перейдет в состояние  $U_{вых} = 0$ .

При переключении ТШ скорость изменения выходного напряжения не зависит от скорости изменения входного и определяется быстродействием элементов, в данном случае транзисторов микросхемы ОУ.

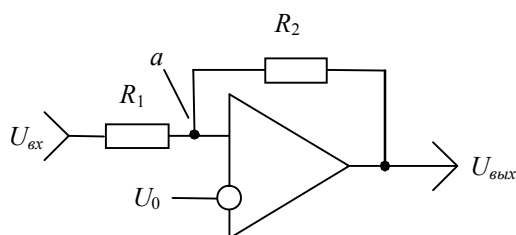


Рис. 4.22

Если вместо ОУ включить компаратор, логика работы схемы не изменится, зато при прочих равных условиях (если транзисторы компаратора и ОУ одинаковы по быстродействию) улучшатся динамические (т. е. связанные с изменением выходного сигнала во времени) характеристики ТШ: уменьшатся время переключения и длительности фронтов.

#### 4.8. АКТИВНЫЙ ЭКРАН

Чтобы уменьшить помехи при измерении напряжений или при вводе сигналов в какое-либо устройство, например, компьютер, применяют экранированный провод (т. е. провод в изоляции, окруженный «чулком» из проводов, соединенных с общим проводом) (рис. 4.23 а). Кабель имеет собственную емкость  $C_k$ , которая вместе с внутренним сопротивлением источника сигнала  $R_i$  образует интегрирующую RC-цепочку  $f_{ср} = 1 / (2\pi R_i C_k)$  (см. п. 4.2). При больших  $R_i$  или

при большой верхней частоте  $f_в$  спектра сигнала иногда возникает ситуация, когда  $f_в > f_{ср}$ , что приводит к искажениям спектра сигнала (эти искажения линейны).

Схема, приведенная на рис. 4.23 б, позволяет снизить входную емкость устройства в целом и называется активным экраном. Здесь  $У$  – усилитель с коэффициентом усиления  $K$ , близким к единице снизу (т.е.  $K \approx 1$  и  $K < 1$ ).

Рассчитаем входную емкость данного устройства в пренебрежении входной емкостью усилителя для  $K = 0,9$ . Входное сопротивление усилителя считаем бесконечно большим. Очевидно, что напряжение на кабеле  $U_к$  будет в 10 раз меньше, чем  $U_{вх}$ . Следовательно, входной ток  $I_к = j\omega C_к U_к$  через емкостное сопротивление кабеля  $1 / j\omega C_к$  также будет в 10 раз меньше, чем для заземленного экрана кабеля. Если обозначить входную емкость устройства (не кабеля) как  $C_{вх}$ , то входной ток  $I_{вх} = j\omega C_{вх} U_{вх} = I_к$  также снизится в 10 раз, что эквивалентно снижению входной емкости в 10 раз.

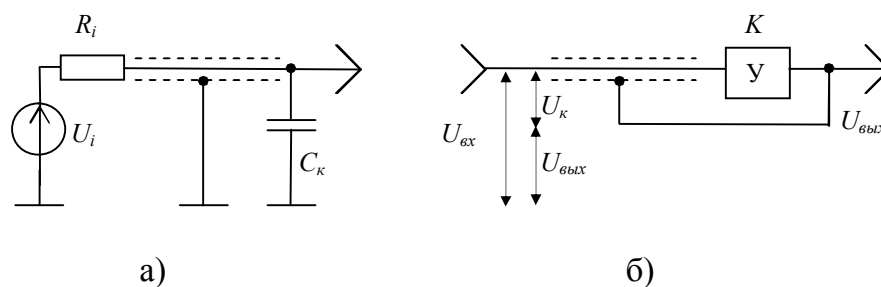


Рис. 4.23

При произвольном значении  $K$  напряжение  $U_к$ , с значит, и  $C_{вх}$  уменьшаются в  $1 / (1 - K)$ , т. е.

$$C_{вх} = C_к(1 - K).$$

При  $K > 1$  возможно самовозбуждение (неустойчивость) усилителя, поскольку выходной сигнал будет передаваться на вход через емкость кабеля. Очевидно, что входная емкость усилителя с помощью активного экрана не уменьшается.

Заметим, что входная емкость усилительного каскада с последовательной отрицательной обратной связью (ООС) по току (в том числе повторителя) будет в  $\gamma_{ос}$  раз меньше, чем без ООС, где  $\gamma_{ос}$  – фактор обратной связи (см. п. 4.3; формулы (4.18), (4.19)).

Механизм уменьшения входной емкости в схеме с активным экраном и повторителя одинаков: уменьшается напряжение на емкости кабеля или входной емкости транзистора.

#### 4.9. ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Формулы (4.10) и (4.12) для коэффициентов передачи усилителей на ОУ справедливы и для комплексных сопротивлений  $z_1$  и  $z_2$ . При этом коэффициент передачи усилителя будет частотно-зависимым.

На рис. 4.24 изображена схема дифференциатора. Согласно формуле (4.10) его комплексный коэффициент передачи (передаточная функция)

$$\dot{H}(\omega) = -j\omega RC, \quad (4.24)$$

которая с точностью до постоянного отрицательного множителя ( $-RC$ ) будет представлять оператор дифференцирования (передаточную функцию идеального дифференциатора). Равенство (4.24) будет точным только при  $K_y \rightarrow \infty$ , где  $K_y$  – коэффициент передачи ОУ без обратной связи. Погрешность коэффициента передачи на частоте  $\omega$  вследствие конечности  $K_y$  можно учесть по формуле (4.16), если подставить в нее вместо  $K_{OC}$  величину  $-\omega RC$ .

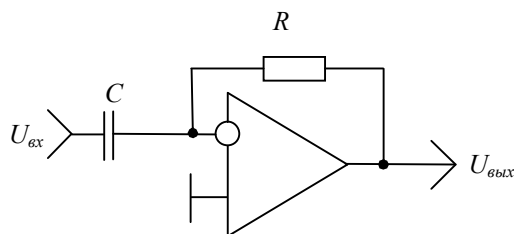


Рис. 4.24

#### 4.10. ИНТЕГРАТОР

На рис. 4.25 изображена схема интегратора. Согласно формуле (4.10) комплексный коэффициент передачи (передаточная функция)

$$\dot{H}(\omega) = -\frac{1}{j\omega RC}, \quad (4.25)$$

которая с точностью до постоянного отрицательного множителя ( $-1 / RC$ ) будет передаточной функцией идеального интегратора. По-

грешность коэффициента передачи на частоте  $\omega$  вследствие конечности  $K_y$  можно, как и в случае дифференциатора, учесть по формуле (4.15), если подставить в нее вместо  $K_{OC}$  величину, равную  $-1/(\omega RC)$ .

Заметим, что интегратор – неустойчивое устройство (иногда говорят, на грани устойчивости), поскольку критерий устойчивости во временной области (п. 3.6) не выполняется (интеграл обращается в бесконечность, т.е. расходится). В этом нетрудно убедиться, подав на вход  $\delta$ -функцию (пп. 1.2, 3.3), т. е. бесконечно короткий импульс с единичной площадью. Импульсная характеристика интегратора  $h(t)$  есть интеграл  $\delta$ -функции, т. е.  $\sigma$ -функция (единичная ступенчатая функция). Интеграл от нее расходится. «На грани устойчивости» говорят потому, что  $h(t)$  не нарастает во времени, но и не убывает, т. е. не приходит в равновесное состояние. Ситуация усугубляется тем, что ОУ интегратора и предшествующие каскады имеют напряжения смещения, которые будут интегрироваться, и выходное напряжение интегратора  $U_{вых}$  будет линейно нарастать во времени.

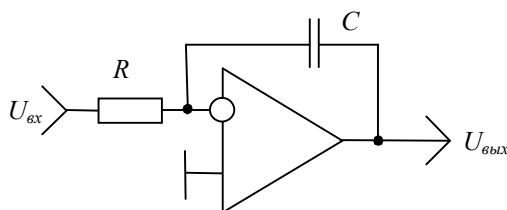


Рис. 4.25

Такой интегратор может использоваться только на ограниченных временных интервалах (в импульсном режиме). Параллельно с конденсатором  $C$  включается электронный ключ, который на некоторое время перед началом нового цикла закорачивает (разряжает) конденсатор, в результате чего  $U_{вых}$  обнуляется с точностью до напряжения смещения ОУ. Для защиты ключа от перегрузок по току последовательно с ним включают резистор.

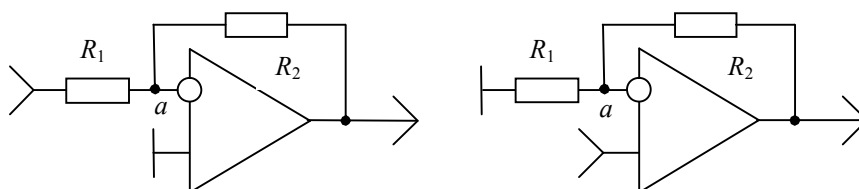
В непрерывном режиме интегратор может нормально работать только для переменного напряжения. Для исключения постоянной составляющей напряжения на входе включают конденсатор  $C'$  последовательно с  $R$ . Кроме этого, параллельно с  $C$  включают резистор  $R'$ . Этот резистор обеспечивает отрицательную обратную связь (ООС) по постоянному току, благодаря которой  $U_{вых} = 0$  при  $U_{вх} = 0$ . Резистор выбирается так, чтобы его сопротивление было значительно больше

емкостного сопротивления конденсатора  $C$  для нижней частоты спектра входного сигнала.

## 4.11. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

### 4.11.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ-НАПРЯЖЕНИЕ

Преобразователь напряжение-напряжение – это усилитель или ослабитель напряжения. Ослабитель напряжения применяется, если делитель напряжения на резисторах не обеспечивает требуемое (низкое) выходное сопротивление. Коэффициент передачи безразмерен. Принципиальная схема инвертирующего усилителя изображена на рис. 4.9, неинвертирующего – на рис. 4.11. Для удобства восприятия эти схемы приводятся ниже.



Рассчитаем их выходное сопротивление. Для этого дадим приращение выходному напряжению  $\Delta U_{вых}$ , определим приращение выходного тока  $\Delta I_{вых}$ , после чего найдем  $R_{вых} = \Delta U_{вых} / \Delta I_{вых}$ . Для простоты расчета считаем, что  $U_{ex} = 0$ . Внутреннее сопротивление источника входного сигнала (п.4.2) на практике обычно значительно меньше, чем  $R_1$ , поэтому можно считать, что вход заземлен. В этом случае обе схемы (рис. 4.9, 4.11) с точки зрения расчета  $R_{вых}$  одинаковы.

ОУ без обратной связи имеет выходное сопротивление  $r_{вых}$  порядка 100 Ом (рис. 4.14), поэтому  $\Delta U_{вых}$  вызовет вытекающий ток через это сопротивление  $\Delta I_{вых1} = \Delta U_{вых} / r_{вых}$ . С другой стороны, через делитель напряжения  $R_2 R_1$  (см. п. 4.2) на вход поступит напряжение  $\Delta U_{ex} = \Delta U_{вых} R_1 / (R_1 + R_2)$ . Это напряжение усилится в  $K_y$  раз (дифференциальный коэффициент усиления ОУ без обратной связи), поступит на выходной источник напряжения со знаком « $\leftarrow$ » (рис. 4.14) и вызовет втекающий ток  $\Delta I_{вых2} = K_y \Delta U_{вых} R_1 / [r_{вых}(R_1 + R_2)]$ . Схема линейна, поэтому

$$\begin{aligned} \Delta I_{вых} &= \Delta I_{вых1} + \Delta I_{вых2} = (\Delta U_{вых} / r_{вых}) [1 + K_y R_1 / (R_1 + R_2)] = \\ &= (\Delta U_{вых} / r_{вых}) (1 + K_y / K_{OC+}), \end{aligned}$$

где  $K_{OC+} = 1 + R_2/R_1$  – коэффициент передачи неинвертирующего усилителя с обратной связью на ОУ.

Следовательно,

$$R_{вых} = \Delta U_{вых} / \Delta I_{вых} = r_{вых} / (1 + K_y / K_{OC+}) = r_{вых} / \gamma_{OC}, \quad (4.26)$$

где  $\gamma_{OC} = 1 + \beta_{OC} K_y = 1 + K_y / K_{OC+} = K_y / K_{OC-}$  – фактор обратной связи (см. формулы (4.18)-(4.12));

$\beta_{OC} = R_1 / (R_1 + R_2)$  – коэффициент передачи цепи обратной связи;

$K_{OC-} = 1 + R_2/R_1$  – коэффициент передачи инвертирующего усилителя на ОУ.

Поскольку  $K_y$  – комплексный, и зависит от частоты (формула (4.17), рис. 4.13),  $R_{вых}$  также будет зависеть от частоты, т. е.

$$\dot{R}_{вых}(\omega) = r_{вых} K_{OC+} / \dot{K}_y(\omega) = r_{вых} K_{OC+} (1 + j\omega/\omega_{cp}) / K_y = R_{вых} + j\omega R_{вых} / \omega_{cp} \quad (4.27)$$

где  $\omega_{cp}$  – частота среза АЧХ ОУ без обратной связи.

Сумма сопротивлений соответствует последовательному соединению, величина  $R_{вых} / \omega_{cp}$  имеет размерность индуктивности, а  $j\omega R_{вых} / \omega_{cp}$  представляет собой индуктивное сопротивление. Для учета зависимости выходного сопротивления ПНН от частоты можно считать, что последовательно с  $r_{вых}$  включена индуктивность

$$L_{вых} = R_{вых} / \omega_{cp}. \quad (4.28)$$

Таким образом, выходное сопротивление ПНН имеет индуктивный характер (растет с ростом частоты).

#### 4.11.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ-ТОК С НЕЗАЗЕМЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

Принципиальная схема преобразователя напряжение-ток (ПНТ) с включением сопротивления нагрузки  $R_H$  в цепь отрицательной обратной связи ОУ изображена на рис. 4.26. Коэффициент передачи равен отношению выходного параметра к входному и измеряется в См (1/Ом). Поскольку точка  $a$  – виртуальный ноль (см. п. 43), ток через  $R_1$  (а значит, и через  $R_H$ , но с другим знаком)  $I = U_{вх} / R_1$ . Напряжение на нагрузке по закону Ома  $U_H = -IR_H = -U_{вх} R_H / R_1$ .

Рассчитаем выходное сопротивление ПНТ. Для этого дадим приращение напряжению на нагрузке  $\Delta U_H$  и рассчитаем соответствующее приращение тока нагрузки  $\Delta I_H$ . Обычно  $R_H \gg r_{вых}$ , где  $r_{вых}$  – выходное сопротивление ОУ (рис. 4.14) поэтому пренебрегаем  $r_{вых}$  в сравнении  $R_H$ .

Поскольку точка  $a$  – виртуальный ноль,  $\Delta U_n = \Delta U_{вых}$ , где  $U_{вых}$  – напряжение на выходе ОУ. Приращению  $\Delta U_{вых}$  будет соответствовать в  $K_y$  раз меньшее приращение напряжения в точке  $a$ , т.е.  $\Delta U_a = \Delta U_{вых} / K_y = \Delta U_n / K_y$ , где  $K_y$  – дифференциальный коэффициент усиления ОУ. Это приращение вызовет приращение тока через  $R_1$  и  $R_n$ , равное  $\Delta I_n = \Delta U_a / R_1 = \Delta U_n / (R_1 K_y)$ . Выходное сопротивление

$$R_{вых} = \Delta U_n / \Delta I_n = R_1 K_y. \quad (4.29)$$

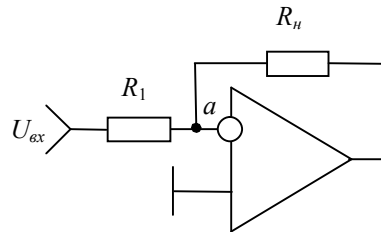


Рис. 4.26

Следует иметь в виду, что  $K_y$ , а значит и  $R_{вых}$ , зависят от частоты. Если ОУ без обратной связи имеет однополосную АЧХ (передаточная функция имеет один корень знаменателя), то  $K_y(j\omega) = K_y / [1 + j(\omega / \omega_{cp})]$  (см. п. 4.3, рис. 4.17). Подставив в формулу для  $R_{вых}$  вместо  $K_y$  функцию  $K_y(j\omega)$ , получим

$$R_{вых}(j\omega) = R_1 K_y / [1 + j(\omega / \omega_{cp})] = R_1 K_y / [1 + j(\omega / \omega_{cp})]. \quad (4.30)$$

Если поделить числитель и знаменатель формулы на  $K_y R_1$ , в знаменателе получим сумму проводимостей, т.е. это параллельно соединенные сопротивление  $K_y R_1$  и емкостное сопротивление

$$\frac{1}{j\omega \left( \frac{1}{\omega_{cp} K_y R_1} \right)},$$

поскольку величина  $\frac{1}{\omega_{cp} K_y R_1}$  имеет размерность емкости.

Для учета зависимости выходного сопротивления ПНТ от частоты можно считать, что параллельно с  $r_{вых}$  включена емкость

$$C_{вых} = \frac{1}{\omega_{cp} K_y R_1}. \quad (4.31)$$

Таким образом, выходное сопротивление ПНТ имеет емкостной характер (падает с ростом частоты).

### 4.11.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ-ТОК НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ И ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Принципиальная схема преобразователя приведена на рис. 4.27 а.

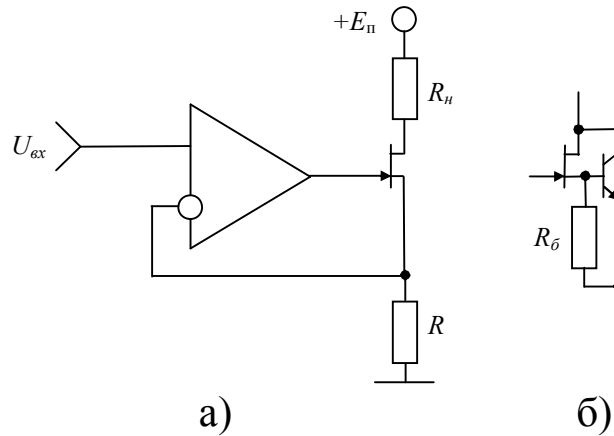


Рис. 4.27

Поскольку напряжения на прямом и инверсном входах ОУ, работающем в линейном режиме, примерно равны, напряжение на резисторе  $R$  будет  $U_R \approx U_{вх}$ . Ток нагрузки равен току через этот резистор, т.е.  $I_{вых} \approx U_{вх} / R$  (ток затвора полевого транзистора ( $10^{-9} \dots 10^{-11}$  А) можно не учитывать, входными токами ОУ также пренебрегаем). Выходное сопротивление  $R_{вых} \approx RK_y\mu$  [6], где  $K_y$  – дифференциальный коэффициент усиления операционного усилителя,  $\mu = SR_{22u} \approx 150$  – коэффициент усиления полевого транзистора (ПТ),  $S$  – крутизна проходной характеристики ПТ (зависимость тока стока от напряжения затвор-исток),  $R_{22u}$  – выходное сопротивление ПТ в схеме с общим истоком.

Существуют аналогичные схемы с биполярным транзистором, однако они имеют в общем случае существенно худшие (меньшие) значения  $R_{вых}$ , поскольку  $R_{вых}$  у таких схем не может быть больше  $R_{22б}$  (для преобразователей напряжение-ток чем больше  $R_{вых}$ , тем лучше).  $R_{22б}$  – выходное сопротивление биполярного транзистора в схеме с общей базой. Ограничение  $R_{вых}$  величиной  $R_{22б}$  происходит из-за ответвления части выходного тока в базу. Поскольку ток эмиттера можно считать стабильным, а этот ток есть сумма тока коллектора (нагрузки) и тока базы, а ток базы зависит от напряжения кол-

лектор-эмиттер, то и ток нагрузки будет зависеть от напряжения на нагрузке, что ограничивает  $R_{вых}$  сверху.

На рис. 4.27 б изображен так называемый **составной** ПТ (одна из схем Дарлингтона). Здесь ток базы биполярного транзистора через канал ПТ возвращается в коллектор, поэтому ограничение  $R_{вых}$  отсутствует. Для составного ПТ, как и для ПТ на рис. 4.26 а, нижний вывод – исток, средний – затвор, верхний – сток. Резистор в цепи базы  $R_б$  предотвращает открывание биполярного транзистора обратным током его коллектора и выбирается так, чтобы при максимальном обратном токе коллектора напряжение на  $R_б$  было меньше порогового напряжения (напряжения открывания) эмиттерного р-п-перехода (для кремниевых транзисторов 0,5 ... 0,7 В).

Применение составного ПТ в схеме рис. 4.27 а позволяет получить большой выходной ток, если использован мощный биполярный транзистор. Формулы для  $I_{вых}$  и  $R_{вых}$  при этом не изменятся.

Исторически мощные биполярные транзисторы появились раньше мощных полевых. В настоящее время существует широкая номенклатура мощных полевых транзисторов, однако они имеют большую входную емкость (затвор-исток), что может привести к неустойчивости ПНТ. В этом случае схема на рис. 4.27 б может оказаться предпочтительнее.

Для расчета зависимости выходного сопротивления ПНТ от частоты можно использовать формулы (4.30), (4.31), если в них домножить  $K_y$  на  $\mu$ . Сказанное справедливо, если можно считать, что в полосе рабочих частот вплоть до частоты единичного усиления ОУ крутизна проходной характеристики полевого транзистора (или его составного эквивалента) не зависит от частоты. В противном случае вместо  $\mu$  надо подставлять  $\mu(\omega)$  (формула будет такой же, как и для  $K_y(\omega)$ , но частота среза будет другой). Таким образом, выходное сопротивление таких ПНТ также имеет емкостной характер (падает с ростом частоты).

В данном подразделе рассмотрены ПНТ с выходным током, вытекающим из провода положительного напряжения питания при положительном входном напряжении. Для того, чтобы преобразовать его в ПНТ с втекающим в провод отрицательного напряжения питания ( $-E_{п}$ ) током (при отрицательном входном напряжении), надо поменять полярность транзистора(ов) схемы, а нагрузку подключить к  $-E_{п}$ .

В [6] приведена схема ПНТ с биполярным выходным током (т.е. ток может иметь разный знак – втекать или вытекать).

#### 4.11.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ–ТОК С ЗАЗЕМЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

Схема преобразователя напряжение-ток с заземленной нагрузкой изображена на рис. 4.28.

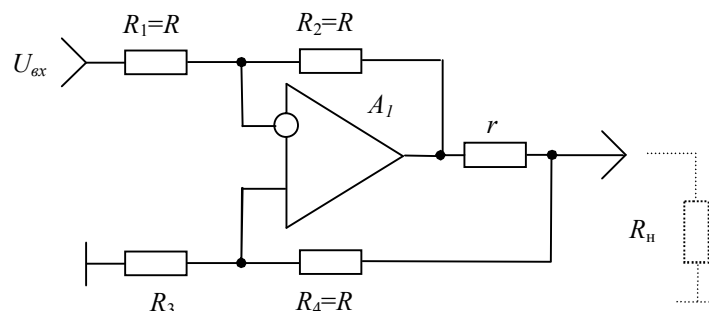


Рис. 4.28

Ток нагрузки преобразуется в напряжение с помощью токоизмерительного резистора  $r$  малого сопротивления. Резисторы рассчитываются так, чтобы напряжения на прямом и инверсном входах ОУ были равны при заданном токе нагрузки [6], что обеспечивает равновесное состояние схемы. Расчетные соотношения:

$$R_3 = \frac{R^2}{r + R}, \quad I_n = \frac{U_{ex}}{r \parallel R},$$

где  $\parallel$  – символическое обозначение сопротивления резисторов при параллельном соединении.

$r$  выбирается так, чтобы напряжение на нем не превышало нескольких вольт (обычно не более 1 В),  $R$  – так, чтобы  $R \gg r$ . При  $R \gg r$

$$R_3 \approx R, \quad I_n \approx \frac{U_{ex}}{r}.$$

Благодаря наличию положительной обратной связи наряду с отрицательной можно путем подбора  $R_3$  добиться бесконечно большого выходного сопротивления ПНТ. Однако этого практически достичь трудно из-за влияния дестабилизирующих факторов.

Если ПНТ с заземленной нагрузкой требуется для высокоточных измерений, рекомендуется использовать более стабильную схему, которая изображена на рис. 4.29 [6].

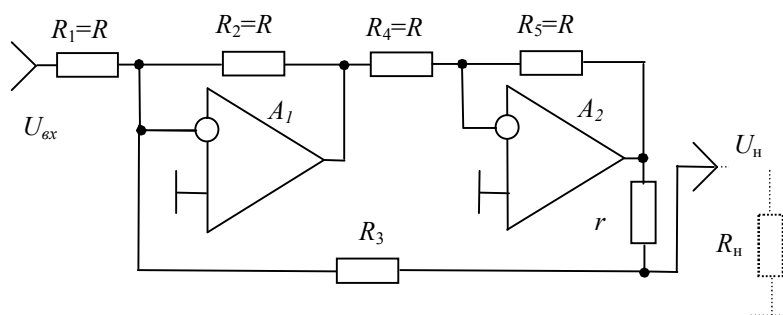


Рис. 4.29

Для этой схемы  $I_H = \frac{U_{вх}}{r} + \frac{R - R_3 - r}{rR_3} U_H$ . Из формулы следует, что

выходной ток не будет зависеть от входного напряжения (это эквивалентно  $R_{вых} \rightarrow \infty$ ), если  $R_3 = R - r$ .

Очевидно, что коэффициент усиления ОУ падает с ростом частоты, что должно приводить к уменьшению выходного сопротивления, т. е. в целом выходное сопротивление должно носить емкостной характер.

Однако в данных ПНТ имеется положительная обратная связь и компенсация выходного сопротивления путем балансировки схемы. С ростом частоты из-за уменьшения коэффициента усиления ОУ и фазовых сдвигов баланс схемы будет нарушаться, вследствие чего возможны локальные участки возрастания выходного сопротивления.

Для обеспечения лучшей повторяемости характеристик схемы на 2-х ОУ, охваченных общей обратной связью, рекомендуется применять ОУ, расположенные на одном кристалле полупроводника<sup>14</sup>, поскольку они имеют практически одинаковые параметры.

#### 4.11.5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТОК-НАПРЯЖЕНИЕ

Принципиальная электрическая схема преобразователя ток-напряжение (ПТН) приведена на рис. 4.30. Коэффициент передачи равен отношению выходного параметра к входному и измеряется в Омах.

<sup>14</sup> Если несколько ОУ находятся в одном корпусе, то, как правило, они расположены на одном кристалле полупроводника (кремния). В 70-х годах прошлого века выпускались микросхемы с несколькими ОУ, расположенными на разных кристаллах.

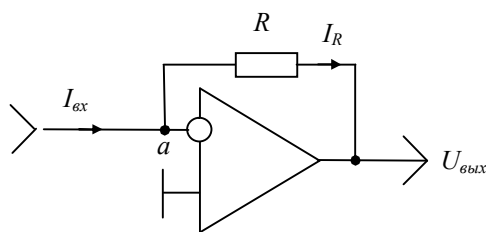


Рис. 4.30

Если пренебречь входным током ОУ, то ток через резистор  $I_R = I_{вх}$ . Поскольку в точке  $a$  (виртуальный ноль) напряжение примерно равно нулю, напряжение на резисторе будет равно выходному:  $U_{вых} \approx -I_{вх}R$ . Знак минус учитывает то, что входной ток – втекающий, выходной – вытекающий.

Расчет выходного сопротивления  $R_{вых}$  ничем не отличается от расчета  $R_{вых}$  преобразователя напряжение-напряжение, поскольку точка  $a$  подключена к общему проводу через входное сопротивление источника тока  $R_{вх}$ . Формулы (4.26)–(4.28) будут справедливы, если в них положить  $R_1 = R_{вх}$ ,  $R_2 = R$ . Если источник сигнала представляет собой источник тока, то  $R_{вх} \gg R$ . В этом случае с точки зрения расчета  $R_{вых}$  схема будет представлять собой повторитель с закороченным входом; при этом в формулах полагают  $R_1 \rightarrow \infty$ ,  $K_{OC+} = 1$ .

Таким образом, выходное сопротивление ПТН, как и ПНН, имеет индуктивный характер, что может быть учтено с помощью эквивалентной индуктивности, включенной последовательно с выходным сопротивлением.

Рассмотрим принципиальную электрическую схему преобразователя ток–ток (ПТТ), приведенную на рис. 4.31 а. Коэффициент передачи безразмерен. Если пренебречь входным током ОУ, то нагрузки  $I_n = I_{вх}$ , т.е. схема представляет собой повторитель тока. Применяется для того, чтобы увеличить выходное сопротивление источника тока. Наоборот, повторитель напряжения используется для того, чтобы снизить выходное сопротивление источника напряжения.

Для реализации ПТТ с произвольным коэффициентом передачи надо использовать ПТН в виде резистора малого (по сравнению с внутренним сопротивлением источника сигнала) сопротивления  $r$  (рис. 4.31 б), к которому подключить нужный ПНТ.

### 4.11.6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ТОК-ТОК

Рассмотрим принципиальную электрическую схему преобразователя ток-ток (ПТТ), приведенную на рис. 4.31, а. Коэффициент передачи безразмерен. Если пренебречь входным током ОУ, ток нагрузки  $I_n = I_{ex}$ , т.е. схема представляет собой повторитель тока. Такой преобразователь применяется для того, чтобы увеличить выходное сопротивление источника тока.

Для реализации ПТТ с произвольным коэффициентом передачи можно использовать ПТН в виде резистора малого (по сравнению с внутренним сопротивлением источника сигнала) сопротивления  $r$  (4.31 б), к которому подключить нужный преобразователь напряжение-ток (ПНТ). Либо использовать каскадное включение ПТН и ПНТ.

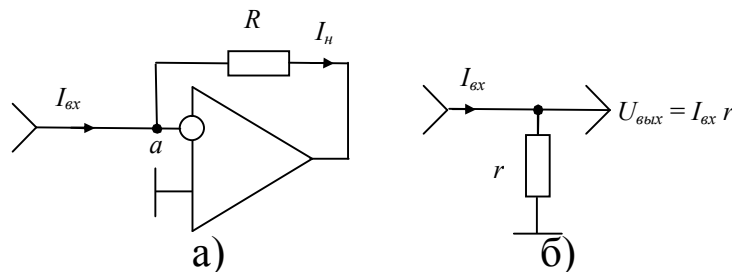


Рис. 4.32

### 4.12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЕ-ВРЕМЯ

Преобразователь напряжение-время (ПНВ) генерирует импульс или пару импульсов. Длительность этого импульса или время между парой импульсов (или их фронтов) пропорциональна входному напряжению.

Схема одного из вариантов ПНВ изображена на рис.4.32. На ОУ реализован интегратор отрицательного опорного напряжения  $-U_{оп}$ , вырабатывающий линейно нарастающее напряжение. Ключ  $S$  в режиме ожидания замкнут, вследствие чего  $U_{вых} = U_- \approx U_+ = 0$  (рис. 4.33). В момент времени  $t = 0$  ключ размыкается, и начинается цикл преобразования. Напряжение  $U_a$  в точке  $a$  растет линейно, и при  $U_a \geq U_{ex}$  ( $t = \tau$ ) выходное напряжение компаратора  $U_{вых}$  становится высоким (логическая единица). Интервал времени  $\tau$  между размыканием ключа и фронтом выходного напряжения и является выходным параметром ПНВ. Очевидно, что  $\tau = kU_{ex}$ , где  $k$  – коэффициент пропорциональности. Резистор малого сопротивления  $r$  предназначен для защиты ключа от перегрузок по току.

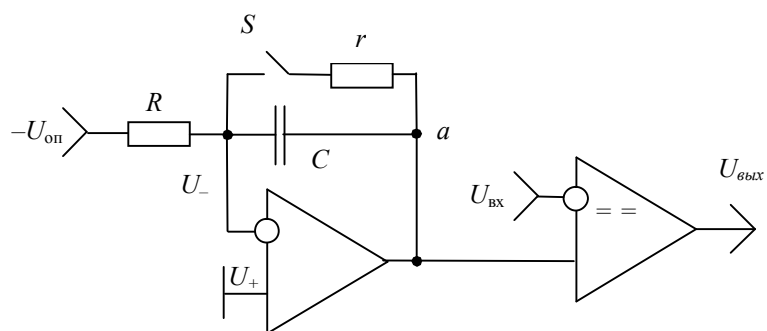


Рис. 4.32

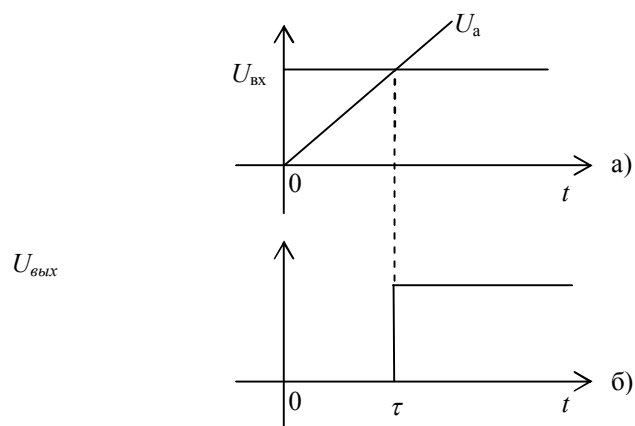


Рис. 4.33

### 4.13. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ВРЕМЯ-НАПРЯЖЕНИЕ

Схему ПНВ (рис. 4.32) можно использовать для обратного преобразования (время-напряжение), если удалить компаратор и вход « $U_{вх}$ ». Точка  $a$  становится выходом преобразователя время-напряжение (ПВН). Ключ  $S$  замкнут в режиме ожидания. В рабочем режиме он размыкается, и через время  $\tau$  напряжение в точке  $a$  достигает значения  $U_{вх}$  (рис. 4.33) и фиксируется (запоминается) в этот момент с помощью устройства выборки-хранения (УВХ) – аналогового запоминающего устройства (п. 4.19). Функции УВХ будет выполнять и схема ПВН, если последовательно с  $R$  включить еще один ключ, замыкаемый в течение времени  $\tau$ .

### 4.14. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразовать спектр сигнала можно только с помощью нелинейных устройств или линейных устройств с переменными параметрами. Под **преобразованием спектра** понимается исчезновение или возникновение новых спектральных компонент в спектре исходного сигнала, чего никогда не бывает в линейных цепях (в линейных цепях

с постоянными параметрами (фильтрах) возможно изменение амплитуды и фазы компонент исходного сигнала). Перемножение аналоговых сигналов (в отличие от суммирования сигналов, умноженных на постоянные коэффициенты) – нелинейная операция.

**Преобразователь частоты** – устройство, с помощью которого можно смещать спектр сигнала по оси частот с сохранением внутренней структуры (т.е. модулирующего сигнала) [3]. Иногда преобразователем частоты называют устройство, осуществляющее заданное преобразование спектра.

Простейший преобразователь частоты можно реализовать на аналоговом перемножителе (рис. 4.34). Рассмотрим принцип его действия.

Произведение двух тональных сигналов с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  (рис. 4.35 а, пунктир) можно представить в виде полусуммы двух тональных сигналов с частотами  $\omega_- = |\omega_1 - \omega_2|$  и  $\omega_+ = \omega_1 + \omega_2$  (рис. 4.35 а, сплошные линии). Для сдвига спектра сигнала по оси частот этот сигнал подают на один из входов перемножителя. На другой вход подают колебание постоянной частоты  $\omega_T$  от другого генератора, называемого **гетеродином**. В результате каждая спектральная составляющая сигнала с частотой  $\omega$  преобразуется в пару составляющих с частотами  $\omega_- = |\omega_T - \omega|$  и  $\omega_+ = \omega_T + \omega$ , а спектр  $S(\omega)$  – соответственно в пару спектров  $S_-(\omega)$  и  $S_+(\omega)$  (рис. 4.35 б, в). Если спектр  $S(\omega)$  расположен на оси частот левее частоты гетеродина  $\omega_T$ , т.е.  $\omega_T$  больше частот сигнала, это обычно называется нижней настройкой приемника (рис. 4.35 б), правее ( $\omega_T$  меньше частот сигнала) – верхней (рис. 4.35 в). Нужный вариант спектра ( $S_-(\omega)$  или  $S_+(\omega)$ ) выделяют с помощью фильтра, который пропускает заданную полосу частот.

Из рис. 4.35 б, в следует, что при несимметричном спектре сигнала в общем случае необходимо применять нижнюю настройку гетеродина во избежание искажения передаваемой информации.

В случае амплитудно-модулированного колебания (пп. 4.15.1, 4.15.2) безразлично, верхняя или нижняя настройка, поскольку спектр такого колебания симметричен относительно частоты заполнения (несущей частоты) и не изменится при зеркальном отображении.

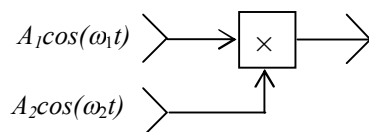


Рис. 4.34

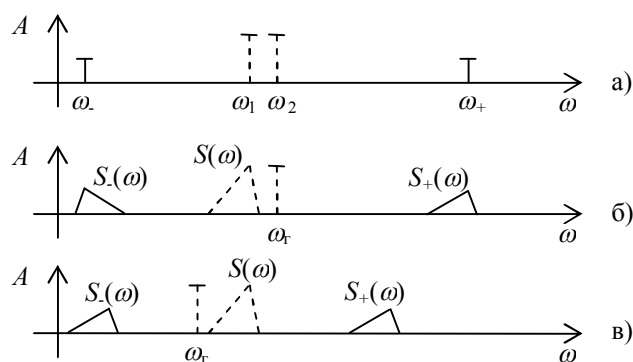


Рис. 4.35

Заметим, что преобразование частоты можно выполнять практически на любом нелинейном элементе. В отличие от перемножителя в спектре выходного сигнала кроме вышеупомянутых частот будут присутствовать так называемые **комбинационные** составляющие с частотами  $|n_1\omega_1 \pm n_2\omega_2|$ , где  $n_1$  и  $n_2$  – числа  $0, 1, 2, \dots$ . Данное утверждение станет очевидным, если разложить произвольную нелинейную функцию в ряд Тэйлора (степенной ряд). На нелинейный элемент подается сумма сигналов. В результате сигналы перемножаются при возведении суммы в квадрат благодаря квадратичной составляющей ряда (эта составляющая не должна быть равна нулю, что практически всегда выполняется). Другие степени ряда дают **комбинационные** составляющие.

Умножитель также можно заменить аналоговым ключом, управляемым прямоугольным сигналом гетеродина. На аналоговый вход ключа подают полезный сигнал. При этом получается перемножение аналогового сигнала и прямоугольного сигнала гетеродина. Прямоугольный сигнал содержит первую гармонику (ее частота  $\omega_1$  равна частоте прямоугольного сигнала) и **обертоны (высшие гармоники, т.е. компоненты с частотами  $k\omega_1$ , где  $k = 2, 3, \dots$ )**. Обертоны дают комбинационные составляющие. Если длительности импульса и паузы прямоугольного сигнала одинаковы, он содержит только нечетные гармоники. Для подавления комбинационных составляющих в общем случае необходим линейный фильтр. Если составляющие находятся вне полосы пропускания устройства, подключенного к выходу преобразователя, фильтр не нужен.

Такой преобразователь, как и преобразователь (рис. 4.34), обеспечивает линейность преобразования, т.е. сохранение формы спектра сигнала после преобразования (не путать с линейностью устройства –

устройство нелинейно). Иными словами, линейность преобразования означает, что амплитуда каждой преобразованной спектральной компоненты равна амплитуде исходной, умноженной на постоянный коэффициент, один и тот же для всех компонент.

Почувствовать, как происходит преобразование частоты гармонических колебаний с частотами  $\omega_1$  и  $\omega_2$  можно, рассмотрев рис. 4.36 а, б, в, на которых показаны исходные и результирующее колебания. В течение первого (по рисунку) полупериода сигнала  $s_1(t)$  сигналы примерно синфазны, т. е. колебание возводится в квадрат и почти положительно (в конце полупериода из-за расфазировки колебаний появится небольшое отрицательное значение). В результате этот полупериод преобразуется примерно в период косинуса, поднятого на величину его амплитуды (вспомним:  $\sin^2 x = [1 - \cos(2x)] / 2$ ). При расфазировке это произведение сдвигается в отрицательную область, затем снова в положительную и процесс повторяется. Таким образом, получается разностная частота в виде медленных осцилляций (колебаний). На (рис. 4.36 в) отчетливо видны обе составляющих: суммарная ( $\omega_1 + \omega_2$ ) и разностная ( $\omega_2 - \omega_1$ ). Выделить разностную частоту можно с помощью фильтра нижних частот, суммарную – с помощью фильтра верхних частот. Как видно, амплитуды суммарной и разностной частот вдвое меньше, чем у исходных.

Заметим, что роль преобразователя частоты может выполнять дискретизатор (аналого-цифровой преобразователь – АЦП), поскольку процесс дискретизации по существу есть умножение входного аналогового сигнала на последовательность  $\delta$ -функций. При этом необходимо учитывать эффект наложения спектров при дискретизации [10]. Рассмотрим такой преобразователь частоты более подробно.

Пусть  $\omega_c$  – частота сигнала,  $\omega_d$  – частота дискретизации. Тогда при дискретизации вещественного сигнала образуются суммарная и разностная частоты  $\omega_+ = \omega_c + \omega_d$ ,  $\omega_- = |\omega_c - \omega_d|$ . Если в результате преобразования частоты получилась частота  $\omega$ , надо сначала выполнить операцию (замену)  $\omega \rightarrow \omega \bmod \omega_d$ , где  $\omega \bmod \omega_d$  – остаток от деления  $\omega$  нацело на  $\omega_d$ . Если после этого  $0 \leq \omega \leq \omega_d/2$ , частота остается без изменения, если  $(\omega_d/2) < \omega < \omega_d$ , выполняется замена  $\omega \rightarrow \omega_d - \omega$ . Данное правило является следствием эффекта наложения спектров при дискретизации. Правило поясняет рис. 4.37. Здесь  $S(\omega)$  – спектр дискретного сигнала, дискретизированного с частотой  $\omega_d$ . Форма  $S(\omega)$  на рис. 4.37 выбрана произвольно для лучшей наглядности. Если име-

ются сигналы с частотами  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  и  $\omega_3$  (см. рис. 4.37), то в результате применения данного правила частота  $\omega_1$  остается неизменной, частоты  $\omega_2$  и  $\omega_3$  преобразуются в  $\omega'_2$  и  $\omega'_3$  соответственно (см. рис. 4.37).

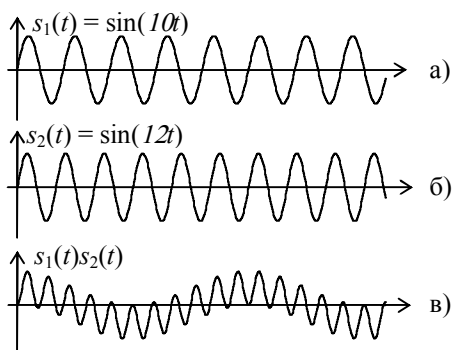


Рис. 4.36

Таким образом, какая бы ни была частота сигнала, в результате дискретизации она всегда преобразуется в частоту, лежащую в интервале  $0 \leq \omega \leq \omega_d/2$  (если сигнал вещественный). Спектр дискретного сигнала периодичен, поэтому фактически будем иметь бесконечный набор частот  $\omega \pm k\omega_d$ , где  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Это связано с тем, что стробирующая (тактовая) последовательность  $\delta$ -функций имеет бесконечный набор частот  $k\omega_d$ . В результате преобразования частоты  $\omega$  исходного сигнала при множестве частот гетеродина  $k\omega_d$  и получается набор частот  $\omega \pm k\omega_d$ .

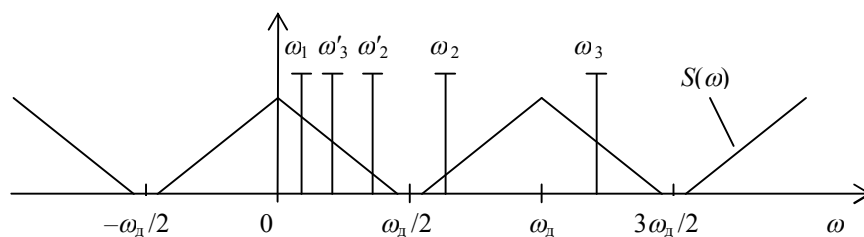


Рис. 4.37

## 4.15. МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

### 4.15.1. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Амплитудно-модулированным колебанием (АМК) называется сигнал вида

$$s_{AM}(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4.32)$$

где  $A(t)$  – закон изменения амплитуды во времени;  
 $\omega_0$  – частота модулируемого колебания (**несущая частота** или просто несущая);  
 $t$  – время;  
 $\varphi_0$  – начальная фаза несущей.

$$A(t) = A_0 + k_{AM}s(t), \quad (4.33)$$

где  $s(t)$  – передаваемый сигнал (рис. 4.38 а);  
 $k_{AM}$  коэффициент пропорциональности;  
 $A_0$  – постоянная составляющая (смещение), обычно выбираемое так, чтобы амплитуда  $A(t)$  (рис. 4.38 б) была всегда положительной.  
 АМК имеет вид (рис. 4.38 в).

В случае, если  $s(t)$  представляет собой синусоиду или косинусоиду (**тональное** колебание; рис. 4.38 г), то

$$A(t) = A_0 + \Delta A \cos(\Omega t + \psi_0) = A_0[1 + M \cos(\Omega t + \psi_0)], \quad (4.34),$$

где  $\Omega$  – частота колебания  $s(t)$ ;  
 $\psi_0$  – его начальная фаза;  
 $M = \Delta A / A_0$  – **коэффициент модуляции**.

При неискаженной модуляции  $M \leq 1$ ; в этом случае  $A(t)$  изменяется от  $A_0(1 - M)$  до  $A_0(1 + M)$ .

При  $M = 1$  минимальная амплитуда АМК падает до нуля, при  $M > 1$  (перемодуляция) – модулирующая функция опускается «ниже» нуля – наступает переворот (скачок) фазы: что было больше нуля, становится меньше и наоборот (рис. 4.38 д). В результате огибающая АМК перестает соответствовать  $s(t)$ . Однако при известной фазе несущей (достаточно, чтобы фаза была известной на отрезке  $[0, 2\pi]$ ) такое АМК может быть правильно демодулировано (т. е. восстановлен сигнал  $s(t)$ ). Пример этого приведен в п. 4.15.3.

Если подставить (4.34) в (4.32) и преобразовать произведение косинусов с частотами  $\Omega$  и  $\omega_0$  в полусумму с помощью тригонометрических формул (подробно см. [3]), получатся 3 спектральных составляющих. Спектр АМК при тональной одночастотной модуляции для  $M \leq 1$  изображен на рис. 4.39.

При  $M = 1$  минимальная амплитуда АМК падает до нуля, при  $M > 1$ .

Спектральные составляющие на рис. 4.39 представляют собой  $\delta$ -функции с определенными весами (коэффициентами), поскольку спектр бесконечного по длительности вещественного гармонического

(синусоидального или косинусоидального) колебания с частотой  $\omega$  с точки зрения преобразования Фурье представляет собой пару  $\delta$ -функций на частотах  $\pm\omega$ .

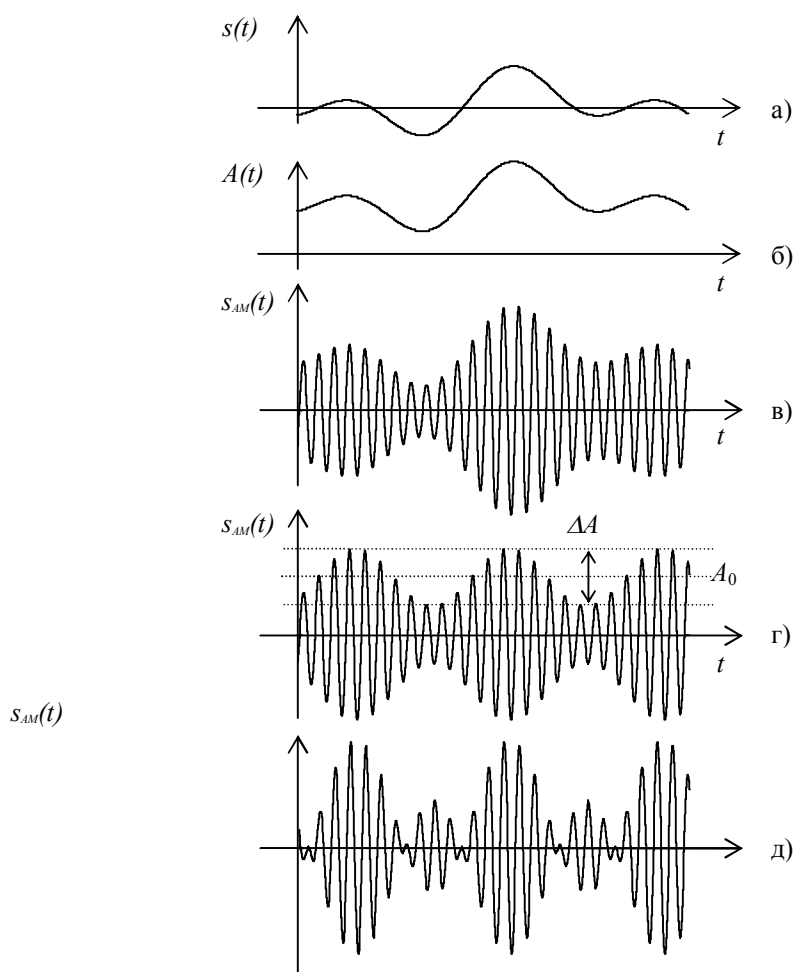


Рис. 4.38

Если  $s(t)$  имеет спектр, изображенный на рис. 4.40, то спектр соответствующего АМК будет иметь вид (рис. 4.41).

Как видно из рис. 4.41, левая и правая половины спектра есть зеркальное отображение исходного (рис. 4.40), т.е. в каждой половине спектра (рис. 4.41) содержится информация о спектре исходного сигнала, а значит, и о самом сигнале. Поэтому для экономии частотного диапазона можно с помощью фильтра подавить одну из половин спектра, а также частично или полностью подавить несущую частоту, поскольку она не несет полезной информации. Такая амплитудная модуляция называется **однополосной**. Перед детектированием (восстановлением  $s(t)$ ) обычно приводят спектр к виду рис. 4.41 с помощью специального преобразователя частоты (преобразователи частоты рассмотрены в п. 4.14).

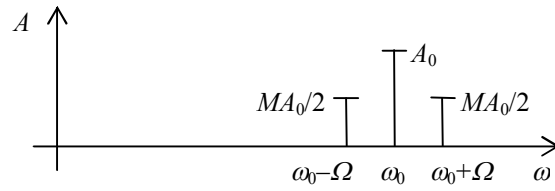


Рис. 4.39

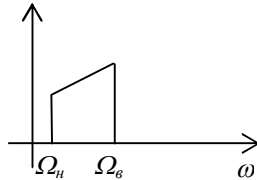


Рис. 4.40

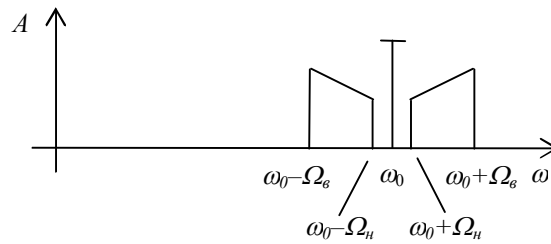


Рис. 4.41

### 4.15.2. АМПЛИТУДНЫЙ МОДУЛЯТОР

На рис. 4.42 изображена функциональная схема амплитудного модулятора. Здесь  $s_0$  – смещение, добавляемое для исключения перемодуляции (см. п.4.15.1) в случае, если  $s(t)$  принимает отрицательные значения (чтобы сумма  $s(t)+s_0$  была всегда положительной).

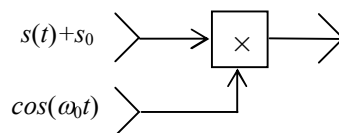


Рис. 4.42

### 4.15.3. АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ

Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) сходна с амплитудной модуляцией (АМ), только заполняющим колебанием является не гармоническое колебание, а последовательность импульсов, обычно прямоугольных (рис. 4.43).

Как правило последовательность имеет большую скважность (отношение периода к длительности импульса), что позволяет «упаковать» в один период множество импульсов разных каналов. Это называется **временным уплотнением каналов**.

Для модуляции может использоваться амплитудный модулятор (рис. 4.42), на один из входов которого подается последовательность импульсов с постоянной амплитудой, на другой – модулирующий сигнал  $s(t)$  (рис. 4.43 а). АИМ-сигнал  $s_{АИМ}(t)$  изображен на рис. 4.36 б.

Для демодуляции целесообразно использовать устройство выборки-хранения, запоминающее на своем выходе амплитуду импульса до прихода следующего, что эквивалентно ступенчатой интерполяции сигнала  $s_{АИМ}(t)$ . Далее включается фильтр нижних частот (ФНЧ), сглаживающий ступеньки интерполированного сигнала.

Усилитель содержит модулятор и демодулятор (отсюда и название – МДМ). Применяется в случаях, когда надо получить напряжение смещения нуля усилителя существенно меньше, чем у лучших ОУ. Такая потребность возникает при усилении постоянных и сколь угодно медленно меняющихся напряжений малого уровня (порядка мкВ).

Основная идея построения устройства состоит в том, что до усиления входное напряжение  $U_{вх}$  преобразуется в переменное, не содержащее постоянной составляющей. Информация о модуле  $U_{вх}$  сохраняется в размахе переменного напряжения, о знаке – в фазе. После такого преобразования сигнал усиливается. При этом напряжение смещения усилителя может быть подавлено, например, с помощью разделительной RC-цепи, пропускающей переменное напряжение (модулированный сигнал).

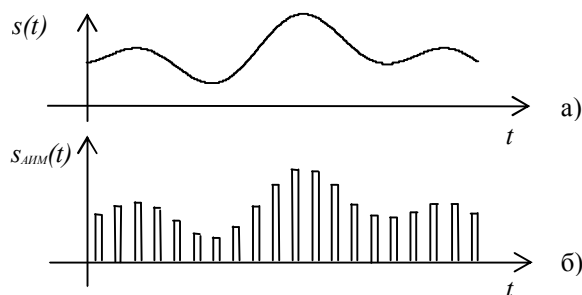


Рис. 4.43

#### 4.15.4. МДМ-УСИЛИТЕЛЬ

Функциональная схема МДМ-усилителя приведена на рис. 4.44. На рисунке обозначены:  $C_p$  – разделительная емкость, которая совместно с резистором  $R$  образует разделительную цепь, не пропускающую постоянную составляющую,  $A_1$  – аналоговый инвертор (усилитель с коэффициентом усиления  $-1$ ), ФНЧ – фильтр нижних частот, ГТИ – генератор тактовых импульсов,  $S_1$  ( $S_{1.1}$  и  $S_{1.2}$ ),  $S_2$  – электронные ключи. Входные сопротивления инвертора  $A_1$  и ФНЧ должны быть значительно больше выходного сопротивления усилителя переменного напряжения. Этот усилитель выполнен с дифференциальным входом. Его коэффициент усиления обычно составляет 10 ... 1000.

ГТИ вырабатывает напряжение прямоугольной формы с равными длительностями импульса и паузы (высокого и низкого напряжений). Такое колебание называется **меандр**. При низком напряжении ГТИ контакты ключей замкнуты так, как показано на схеме, при высоком – находятся в нижнем (по схеме) положении. На рис. 4.45 б изображен график выходного напряжения ГТИ. В результате входное напряжение (постоянное или переменное) (рис. 4.45 а) преобразуется в переменное с частотой заполнения (**несущей частотой**)  $f_T$  (рис. 4.45 в; это дифференциальное напряжение усилителя переменного напряжения). Таким образом, коммутатор  $S_1$  образует модулятор (амплитудный модулятор с перемодуляцией<sup>15</sup>) Это напряжение усиливается усилителем переменного напряжения. Разделительная цепь  $C_p R$  подавляет постоянное напряжение смещения на выходе усилителя, которое может быть соизмеримо с напряжением выходного сигнала. Переменное напряжение демодулируется синхронным<sup>16</sup> двухполупериодным детектором на элементах  $A_1$ ,  $S_2$ , и на входе ФНЧ имеет вид (рис. 4.45 г). Причины выбросов: искажения сигнала усилителем переменного напряжения из-за ограниченной полосы пропускания; задержки распространения сигналов; конечность времени переключения  $S_2$ ; конечность времени нарастания фронтов тактового сигнала.

---

<sup>15</sup> Перемодуляция наступает в случае, если амплитуда входного сигнала превышает амплитуду несущей частоты. Правильная демодуляция такого колебания возможна только при известной фазе несущей. Перемодуляция проявляется в виде скачков фазы частоты заполнения (это видно на рис. 4.45). Ошибка! Источник ссылки не найден. В).

<sup>16</sup> Детектор, управляемый тактовой частотой модулятора (несущей)

ФНЧ сглаживает эти выбросы. Если полоса пропускания каскадов, следующих за ФНЧ, ограничена настолько, что они могут сглаживать эти выбросы, ФНЧ можно исключить.

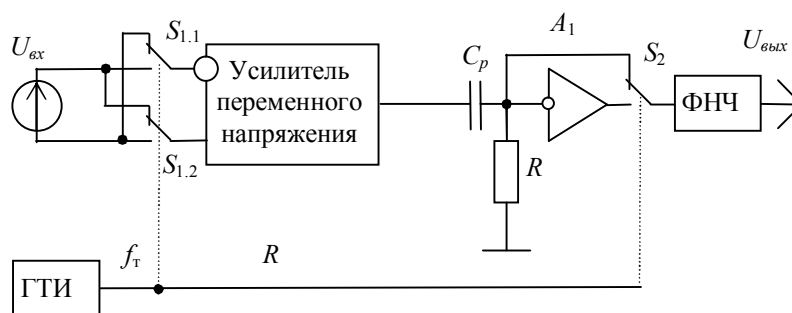


Рис. 4.44

Иногда для упрощения демодулятор делают однополупериодным, исключая  $A_1$ . При этом последовательно с  $C_p$  включают резистор, а вместо  $R$  подключают  $S_2$ , оставляя один неподвижный контакт неиспользованным. В результате полуволны сигнала, соответствующие низким уровням сигнала ГТИ, становятся близкими к нулю (рис. 4.45 д). Для сглаживания такого сигнала к точке соединения  $C_p$  и ключа подключают ФНЧ.

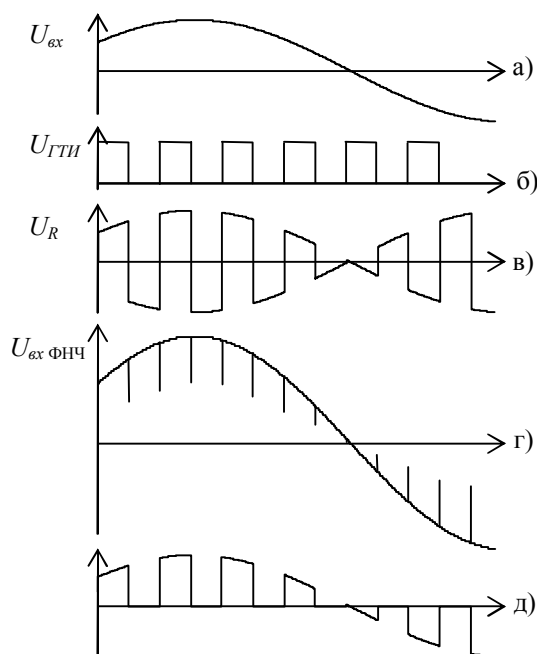


Рис. 4.45

#### 4.15.5. ШИМ-МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

**ШИМ-модулятор** – это устройство, длительность  $t_u$  выходных импульсов которого (обычно прямоугольных) зависит от входного напряжения:  $t_u = f(U_{ex})$ . Эта зависимость называется передаточной или регулировочной характеристикой. В случае линейной регулировочной характеристики  $t_u = kU_{ex} + c$ , где  $k$  – коэффициент преобразования,  $c$  – постоянная величина. Схемотехнически ШИМ-модулятор реализуется достаточно просто. Одна из возможных принципиальных схем приведена на рис. 4.46.

Работу схемы иллюстрирует рис. 4.47. Выходное напряжение компаратора  $U_{вых}$  становится высоким (обычно ему соответствует логическая единица), если входное напряжение  $U_{ex}$  превышает напряжение на выходе генератора пилообразного напряжения (ГПН).

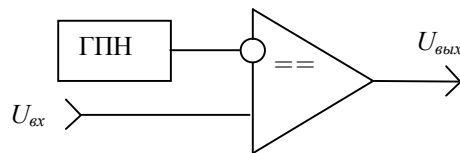


Рис. 4.46

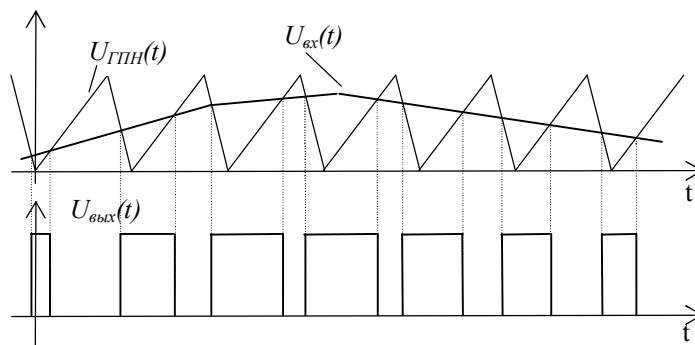


Рис. 4.47

Иногда не требуется линейной зависимости ширины (точнее, длительности) импульсов выходного напряжения от входного (например, если ШИМ-модулятор включен в цепь регулирования импульсного стабилизатора напряжения). В этом случае для упрощения схемы вместо ГПН можно применить генератор прямоугольных импульсов и каскадно включенную интегрирующую RC-цепь. Благодаря наличию отрицательной обратной связи по выходному напряжению стабилизатора это напряжение будет стабильным независимо от

того, линейна или нелинейна передаточная характеристика ШИМ-модулятора.

Различают также ШИМ-модуляцию **I** и **II** рода. В первом случае длительность выходного импульса определяется значением входного сигнала на начало его периода (в начале периода входной сигнал запоминается и поддерживается постоянным до начала следующего периода, что соответствует ступенчатой аппроксимации входного сигнала на рис. 4.47). Во втором случае регулируемый фронт определяется текущим значением сигнала [1]. Рис. 4.46 и 4.47 соответствуют ШИМ-модуляции II рода.

ШИМ-модуляция II рода по положению фронтов выходного сигнала делится на **одностороннюю** и **двустороннюю**. Если нужно, чтобы передние фронты сигнала  $U_{вых}(t)$  следовали через равные промежутки времени,  $U_{ГПН}(t)$  должно иметь резкие (в идеале – отвесные) спады (задние фронты). Это соответствует односторонней ШИМ-модуляции.

При  $U_{ГПН}(t)$ , изображенном на рис. 4.47, будет двусторонняя ШИМ-модуляция. В случае одинаковы передних и задних фронтов колебания  $U_{ГПН}(t)$  (это соответствует треугольному напряжению) фронты выходного сигнала будут перемещаться в разные стороны на одинаковое время.

**ШИМ-демодулятор.** Из рис. 4.47 видно, что площадь каждого импульса напряжения  $U_{вых}(t)$  пропорциональна входному напряжению. Это позволяет легко демодулировать ШИМ-сигнал. Простейшим ШИМ-демодулятором является интегрирующая RC-цепочка. Для лучшего подавления пульсаций выходного напряжения можно включить каскадно несколько таких цепочек или использовать фильтр 2-го и более порядка. Недостатком такого демодулятора является большое время установления (значительно больше, чем период ШИМ-сигнала).

Структура, состоящая из каскадно (последовательно) включенных интегратора и устройства выборки-хранения (УВХ) имеет время установления, практически равное периоду ШИМ-сигнала. Интегратор вычисляет среднее за период ШИМ-сигнала, а УВХ запоминает результат интегрирования и удерживает его на выходе до получения следующего результата интегрирования. Однако у такого демодулятора выходное напряжение меняется скачками с периодом, равным периоду  $U_{вых}(t)$ . Сгладить его можно также с помощью интегрирующей RC-цепочки, но имеющей гораздо меньшую постоянную време-

ни, чем в предыдущем случае, что обеспечивает малое время установления выходного сигнала. Уменьшение времени установления достигается нелинейной операцией – выборкой с последующим хранением.

#### 4.15.6. СИНХРОННЫЙ ДЕТЕКТОР

Если на один вход преобразователя частоты (рис. 4.34) подать амплитудно-модулированное колебание, на другой – несущую, получится **синхронный детектор**. В этом случае производится прямой перенос спектра модулирующего колебания в область нулевой частоты, что означает восстановление огибающей (см. рис. 4.38 б).

Вариант синхронного детектора рассмотрен в п. 4.15.4.

#### 4.15.7. АМПЛИТУДНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ

Простейшим амплитудным демодулятором является **диодный детектор** (рис. 4.48 а). Фильтр нижних частот ФНЧ предназначен для сглаживания выходного сигнала, т.е. подавления высоких частот, прежде всего несущей. В качестве ФНЧ может использоваться интегрирующая RC-цепь.

Такой амплитудный демодулятор имеет существенные недостатки. Во-первых, он имеет зону нечувствительности порядка  $U_{п}$ , где  $U_{п}$  – пороговое напряжение (напряжение открывания) диода. Для кремниевых диодов  $U_{п} = 0,5 \dots 0,7$  В. Точнее, вольтамперная характеристика (ВАХ) диода (рис. 4.48 б) экспоненциальна, но практически значимые токи начинают протекать при напряжении на диоде более  $U_{п}$ . Во-вторых, ВАХ диода нелинейна, что приводит к нелинейным искажениям выходного сигнала.

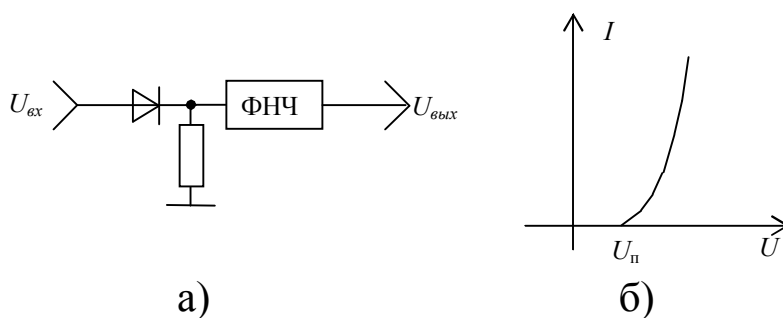


Рис. 4.48

Практически полностью устранить эти недостатки можно путем применения вместо цепи диод-резистор выпрямителей на операционных усилителях (п. 4.16), синхронного детектора (пп. 4.15.3, 4.15.6) или специальных микросхем амплитудных детекторов.

#### 4.16. ПРЕЦИЗИОННЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Под словом «выпрямитель» понимается устройство, преобразующее переменное напряжение в постоянное. Выпрямители, применяемые в блоках питания, предназначены для осуществления такого преобразования с минимальными потерями мощности. Для измерительных преобразователей стоит задача вычисления модуля входного переменного напряжения с наименьшей погрешностью. Отсюда слово «прецизионные» в названии этого подраздела.

Выпрямители на ОУ бывают однополупериодными и двухполупериодными. Однополупериодные пропускают на выход только положительные полуволны сигнала (или только отрицательные; такой выпрямитель называют инвертирующим). Двухполупериодные пропускают на выход положительные полуволны и отрицательные со знаком «-» (инвертирующий – отрицательные и положительные со знаком «-»). На рис. 4.49 изображены передаточные характеристики всех разновидностей прецизионных измерительных выпрямителей:

а) однополупериодного неинвертирующего выпрямителя положительных значений:

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} u_{\text{вх}}, & u_{\text{вх}} \geq 0, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} ;$$

б) однополупериодного инвертирующего выпрямителя отрицательных значений:

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} -u_{\text{вх}}, & u_{\text{вх}} < 0, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} ;$$

в) однополупериодного неинвертирующего выпрямителя отрицательных значений:

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} u_{\text{вх}}, & u_{\text{вх}} < 0, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} ;$$

г) однополупериодного инвертирующего выпрямителя положительных значений:

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} -u_{\text{вх}}, & u_{\text{вх}} \geq 0, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases} ;$$

д) двухполупериодный неинвертирующего выпрямителя:

$$u_{\text{вых}} = |u_{\text{вх}}|;$$

е) двухполупериодный инвертирующего выпрямителя:  $u_{\text{вых}} = -|u_{\text{вх}}|$ .

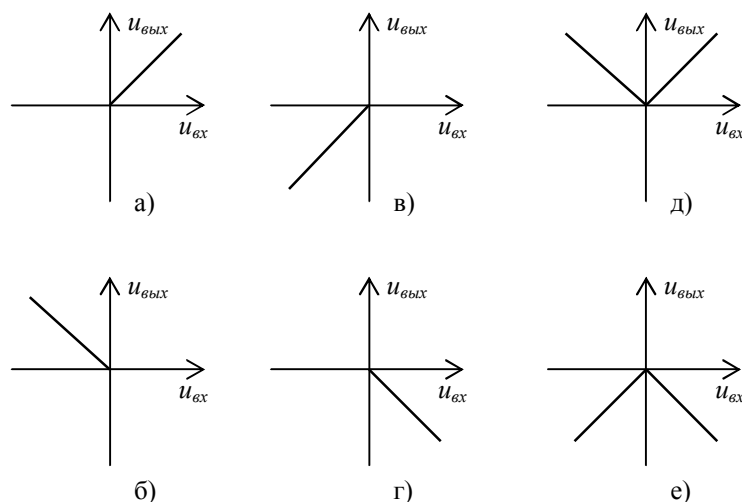


Рис. 4.49

В [1] приведены схемы соответствующих выпрямителей.

На рис. 4.50 изображен однополупериодный выпрямитель с передаточной характеристикой, соответствующей рис. 4.49 а. Работает он следующим образом.

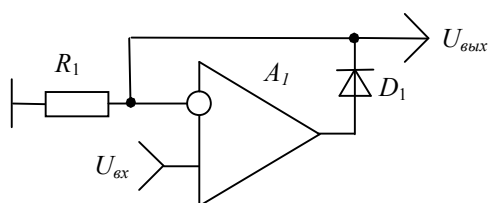


Рис. 4.50

Положительные полуволны входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  проходят на выход ОУ и через диод  $D_1$  на – выход устройства (обозначение диода представляет собой стилизованное изображение стрелки, показывающей направление тока – от плюса к минусу). Поскольку за счет действия ООС напряжения на прямом и инверсном входах ОУ можно считать равными,  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$ .

Отрицательные полуволны входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  проходят на выход ОУ, но не проходят через диод  $D_1$  на выход выпрямителя,

который через резистор  $R_1$  подключен к «земле», т.е. для отрицательных полуволн  $U_{вых} = 0$ .

Таким образом,

$$U_{вых} = \begin{cases} U_{вх}, & U_{вх} \geq 0, \\ 0, & U_{вх} < 0. \end{cases}$$

Для уменьшения выходного сопротивления схемы к выходу желательно подключить повторитель (рис. 4.13).

На рис. 4.51 представлена схема двухполупериодного выпрямителя. Нетрудно заметить, что схема на элементах  $A_1$ ,  $R_1$ ,  $D_1$  представляет собой однополупериодный выпрямитель, а элементы  $A_2$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  образуют сумматор-вычитатель. Так как  $R_2 = R_3$ , его коэффициент передачи по прямому входу  $K_+ = 1 + R_3/R_2 = 2$  и  $K_- = -R_3/R_2 = -1$  – по инверсному. Поскольку схема линейна, прохождение сигналов по цепям обоих входов можно рассматривать отдельно, а затем просуммировать выходные сигналы. При этом внутренние сопротивления источников входных сигналов для простоты считаем равными нулю. В результате

$$U_{вых} = 2U_a - U_{вх}. \quad (4.35)$$

Для  $U_{вх} \geq 0$  будет  $U_a = U_{вх}$ , и, согласно (4.35),  $U_{вых} = U_{вх}$ . Для  $U_{вх} < 0$  имеем  $U_a = 0$ , и, согласно (4.35),  $U_{вых} = -(-U_{вх}) = U_{вх}$ . Таким образом,  $U_{вых} = |U_{вх}|$ .

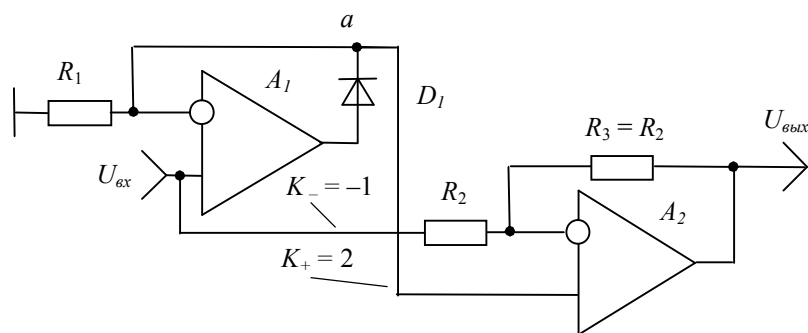


Рис. 4.51

Схемы, приведенные на рис. 4.50, 4.51 просты и легки для понимания, однако имеют такой недостаток, как входение ОУ  $A_1$  в режим ограничения (насыщения) при  $U_{вх} < 0$ , что снижает быстродействие схем. Поэтому на практике применяют более сложные схемы, в

которых это исключено. Одна из них (однополупериодный выпрямитель) приведена на рис. 4.52.

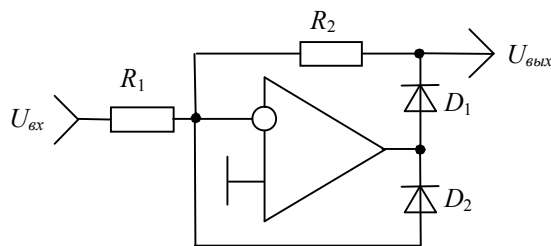


Рис. 4.52

При  $U_{вх} < 0$  выходное напряжение ОУ положительно и через  $D_1$  передается на выход (при  $R_1 = R_2$  за счет ООС будет  $U_{вых} = -U_{вх}$ ). Если  $U_{вх} \geq 0$ , открыт диод  $D_2$  и  $U_{вых} = 0$ . Таким образом,  $U_{вых} = \begin{cases} -U_{вх}, U_{вх} < 0, \\ 0, U_{вх} \geq 0. \end{cases}$  т. е. устройство выпрямляет только отрицательные

половолны входного сигнала и игнорирует положительные.

На рис. 4.53 изображена схема двухполупериодного выпрямителя. Элементы  $A_2$ ,  $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_5$  образуют инвертирующий сумматор с коэффициентами передачи  $K_{вх} = -1$  относительно входа и  $K_b = -2$  относительно точки  $b$ .

В результате

$$U_{вых} = -U_{вх} - 2U_b. \quad (4.36)$$

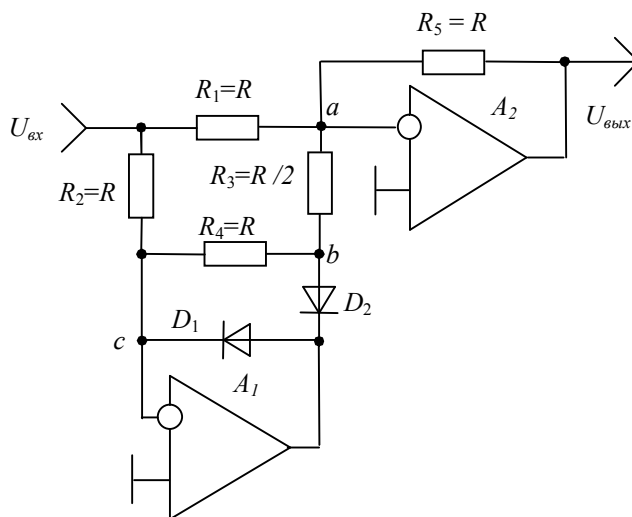


Рис. 4.53

Рассмотрим работу схемы, образованной элементами  $A_1$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $R_2$ ,  $R_4$ .

Если  $U_{вх} > 0$ , положительное напряжение поступает на инверсный вход ОУ  $A_1$ , вследствие чего на выходе его будет отрицательное

напряжение. Диод  $D_2$  будет открыт,  $D_1$  – закрыт. Поскольку в линейном режиме напряжения на инверсном и прямом входах ОУ ( $A_2$ ) примерно равны, для выполнения этого условия за счет действия ООС будет  $U_b = -U_{ex}$ . Выходное напряжение согласно (4.36)  $U_{вых} = U_{ex}$ .

Если  $U_{ex} < 0$ , на выходе  $A_2$ , будет положительное напряжение. Поэтому диод  $D_1$  будет открыт,  $D_2$  – закрыт. Точки  $a$  и  $c$  – виртуальные нули ( $U_a \approx U_c \approx 0$ ). Следовательно,  $U_b \approx 0$ . Выходное напряжение согласно (4.36)  $U_{вых} = U_{ex}$ .

Таким образом,  $U_{вых} = |U_{ex}|$ .

В [1] приведена также схема<sup>17</sup> простого прецизионного двухполупериодного выпрямителя на 2-х ОУ с однополярным (положительным) питанием типа *rail-to-rail* (без остаточного напряжения или, что то же самое, с полным размахом выходного напряжения). Схема содержит 3 резистора и выполнена без диодов. Принцип действия основан на ограничении отрицательных полувольт выходного напряжения ОУ из-за того, что выходное напряжения в линейном режиме может опускаться до отрицательного напряжения питания, равного нулю.

## 4.17. ПИКОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Пиковый детектор предназначен для детектирования и удержания на выходе максимального значения входного сигнала. Схема простейшего пикового детектора изображена на рис. 4.54 а.

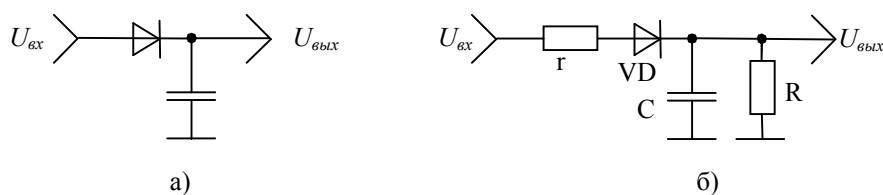


Рис. 4.54

Предположим, что диод идеальный: при положительном токе он полностью открыт (внутреннее сопротивление  $r \rightarrow 0$ ), при отрицательном – полностью закрыт ( $r \rightarrow \infty$ ). Если на вход поступает очередной пик, т.е.  $U_{ex} > U_{вых}$ , диод открывается и конденсатор заряжается до нового значения  $U_{вых} = U_{ex}$ .

<sup>17</sup> В схеме, приведенной в [2] на рис. 2.58, имеется опечатка: перепутаны прямой и инверсный входы ОУ1, хотя книга очень хорошая.

Для плавного заряда и разряда конденсатора последовательно и параллельно с ним подключают резисторы (рис. 4.54 б). Такие пиковые детекторы (как и все реальные) имеют две постоянные времени: заряда ( $\tau_z = rC$ ) и разряда ( $\tau_p = RC$ ).

Схемы (рис. 4.54 а, б) имеют следующие недостатки. Во-первых, диод открывается только при  $U > U_{\text{п}}$ , где  $U_{\text{п}}$  – пороговое напряжение. Для кремниевых диодов  $U_{\text{п}} \approx 0,6$  В, для кремниевых диодов Шотки (с контактом металл-полупроводник)  $U_{\text{п}} \approx 0,3$  В. В результате схема будет нечувствительна к пикам менее  $U_{\text{п}}$ , а для  $U_{\text{ex}} > U_{\text{п}}$  выходное напряжение будет на  $U_{\text{п}}$  меньше, чем входное. Во-вторых, сопротивление открытого диода нелинейно в зависимости от тока, что дает дополнительную погрешность детектирования. В-третьих, в моменты открывания диода через источник сигнала проходят короткие и мощные импульсы тока, что вызывает погрешность, связанную с падением напряжения на внутреннем сопротивлении высокоомного источника сигнала.

От этих недостатков свободна схема на ОУ (рис. 4.55).

При  $U_{\text{ex}} > U_{\text{вых}}$  выходное напряжение ОУ становится положительным, через диод протекает импульс тока, пока конденсатор не зарядится до  $U_{\text{ex}}$ . При  $U_{\text{ex}} < U_{\text{вых}}$  выходное напряжение ОУ отрицательно, диод закрыт, и конденсатор хранит пиковое напряжение. Для уменьшения тока через конденсатор выход устройства буферизируют повторителем на ОУ (т. е. между конденсатором и выходом включают повторитель). Для уменьшения тока через конденсатор желательно применить ОУ с полевыми транзисторами на входе (они имеют малый входной ток). Конденсатор обычно выбирают полистирольным – из-за малого тока утечки. Диод также должен иметь малый обратный ток (применяют специальные диоды с малым обратным током или используют в качестве диода участок затвор-исток полевого транзистора с управляющим p-n-переходом).

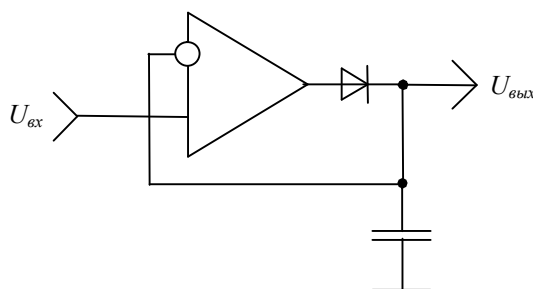


Рис. 4.55

Такой пиковый детектор теоретически вычисляет максимум входного сигнала на бесконечно большом промежутке времени (если не считать погрешности из-за токов утечки конденсатора, диода и входного тока ОУ). На практике обычно требуется, чтобы максимум вычислялся на определенном интервале времени. Для этого параллельно конденсатору подключают электронный ключ (например, на полевом транзисторе с изолированным затвором), который замыкают перед началом рабочего цикла, обнуляя напряжение на конденсаторе. Для плавного «забывания» информации параллельно конденсатору подключают резистор. Если конденсатор имеет емкость  $C$ , сопротивление резистора равно  $R$ , через время  $\tau = RC$  напряжение  $U_{вых}$  уменьшится в  $e \approx 2,7$  раз.

## 4.18. НЕКОТОРЫЕ ПРИЕМНИКИ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

### 4.18.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Приемником обычно называют устройство, осуществляющее прием радио- или акустических сигналов, усиление их и демодуляцию.

В радиотехнике приемники используются для приема радиосигналов из пространства, а также из линий связи. Входной сигнал радиоприемника формируется с помощью антенны, гидроакустический сигнал получается с помощью гидрофона (водного микрофона). В измерительной технике приемники используются для приема измерительных сигналов в основном из линий связи. Иногда измерительные сигналы передаются по радиоканалу. В данном подразделе кратко рассмотрены принципы работы некоторых приемников. Подробную информацию по различным приемникам можно найти в [1,3].

### 4.18.2. ПРИЕМНИК ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Приемник прямого усиления (ППУ) предназначен для приема (выделения огибающей) амплитудно-модулированных сигналов. Как известно [3], амплитудно-модулированное колебание (АМК) для исходного (модулирующего) сигнала (рис. 4.56 а) имеет вид (рис. 4.56 б). Частота  $f_0$  называется несущей.

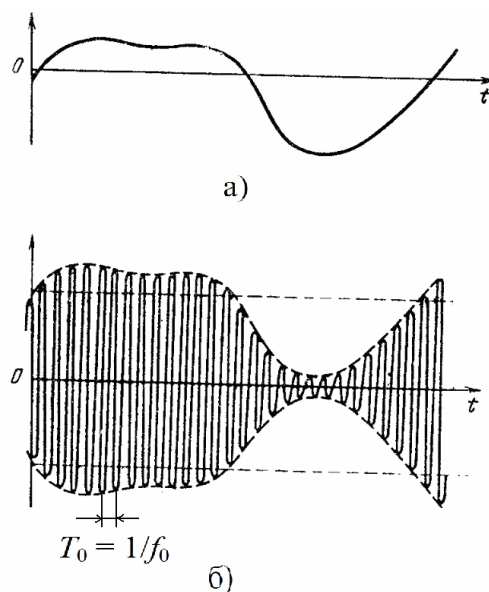


Рис. 4.56

Структурная схема приемника прямого усиления (ППУ) приведена на рис. 4.57. На рисунке обозначены: ВЦ – входная цепь, УРЧ – усилитель радиочастоты<sup>18</sup>, Д – детектор, УНЧ – усилитель низкой частоты.

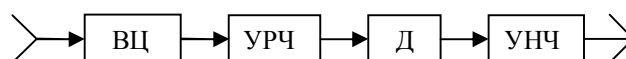


Рис. 4.57

ВЦ обеспечивает выделение (фильтрацию) нужной полосы частот. Обычно в радиоприемниках ВЦ представляет собой перестраиваемый LC-контур, являющийся фильтром. Настройка на нужный канал (радиостанцию) осуществляется перестройкой резонансной частоты ВЦ, обычно конденсатором переменной емкости или варикапом<sup>19</sup>.

УРЧ усиливает сигнал до величины, необходимой для нормальной работы амплитудного детектора Д.

<sup>18</sup> Обычно под термином «радиочастота» имеется в виду частота заполнения или центральная частота спектра входного сигнала, даже если устройство не связано с излучением и приемом радиосигналов.

<sup>19</sup> Варикап – специальный диод, емкость которого сильно зависит от приложенного обратного напряжения. Такой диод обладает высокой добротностью (отношение реактивной (емкостной) проводимости к активной (резистивной)).

Далее продетектированный сигнал усиливается с помощью УНЧ и поступает на выход.

В случае радиовещательного приемника к выходу УНЧ подключается громкоговоритель или головные телефоны, которые часто неправильно называют наушниками.

### 4.18.3. СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЙ ПРИЕМНИК

Недостатком приемника прямого усиления является низкая **избирательность по соседнему каналу**<sup>20</sup>, что из-за плохой прямоугольности АЧХ входной цепи.

Структурная схема супергетеродинного приемника приведена на рис. 4.58. Входной сигнал поступает на входную цепь ВЦ (преселектор), затем – на усилитель радиочастоты УРЧ<sup>21</sup>, далее – на преобразователь частоты ПЧ, смещающий спектр сигнала по оси частот с несущей частоты радиостанции на промежуточную частоту приемника. Сигнал промежуточной частоты (ПЧ) усиливает УПЧ – усилитель ПЧ. Детектор выделяет огибающую радиосигнала, которую усиливает усилитель низкой частоты УНЧ. Выходной сигнал детектора усредняется, и его постоянная составляющая используется для АРУ – автоматической регулировки усиления. АРУ предназначена для поддержания выходного средневыпрямленного напряжения детектора примерно постоянным независимо от уровня входного сигнала. Блок АРУ вырабатывает управляющий сигнал, регулирующий коэффициенты усиления УРЧ и УПЧ.

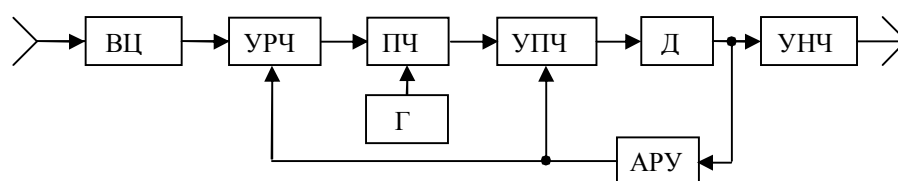


Рис. 4.58

В супергетеродинном приемнике применен перенос частот сигнала с центральной (несущей) частоты на другую (промежуточную),

<sup>20</sup>Способность отделять сигналы, расположенные рядом на оси частот.

<sup>21</sup> Часто УРЧ отсутствует; при этом приемник имеет несколько больший уровень шумов.

причем перестраивается одновременно входная цепь и гетеродин так, что промежуточная частота всегда постоянна. Это позволяет легко реализовать неперестраиваемый фильтр с высокой прямоугольностью АЧХ, что и обеспечивает хорошую избирательность по соседнему каналу.

В супергетеродинных схемах одна из основных проблем – наличие **зеркального канала** и необходимость подавлять сигналы этого канала. Для пояснения термина «зеркальный канал» рассмотрим рис. 4.59. Здесь  $\omega_{\text{п}}$  – промежуточная частота,  $\omega_{\text{н}}$  – частота настройки (для АМК – несущая),  $\omega_{\text{г}}$  – частота гетеродина, т. е. рассмотрен случай  $\omega_{\text{н}} < \omega_{\text{г}}$ . Пунктиром показаны границы спектра (полосы частот) принимаемого сигнала. После преобразования частоты в УПЧ поступает полезный сигнал с центральной частотой  $\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{г}} - \omega_{\text{н}}$ , а также сигнал с той же частотой  $\omega_{\text{п}} = \omega_3 - \omega_{\text{г}}$ , где  $\omega_3$  – «зеркальная» частота.  $\omega_3 = \omega_{\text{г}} + \omega_{\text{п}}$  и расположена по оси частот симметрично (зеркально) частоте  $\omega_{\text{н}}$ . Это соответствует так называемой нижней настройке ( $\omega_{\text{н}} < \omega_{\text{г}}$ ). В случае верхней настройки ( $\omega_{\text{г}} < \omega_{\text{н}}$ ) частоты  $\omega_{\text{н}}$  и  $\omega_3$  меняются местами. Таким образом, **зеркальным каналом** называется полоса частот, отстоящая от  $\omega_{\text{н}}$  на  $2\omega_{\text{п}}$  в сторону частоты гетеродина.

Поэтому основное назначение входной цепи (преселектора) супергетеродинного приемника – обеспечить избирательность по зеркальному каналу, т.е. подавить частоты зеркального канала.

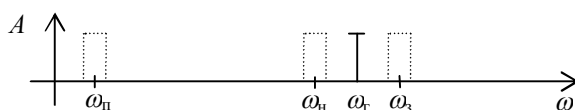


Рис. 4.59

#### 4.18.4. ПРИЕМНИК ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Приемное устройство (радиоприемник или приемник гидроакустических сигналов), в котором амплитудно-модулированный сигнал, поступающий с антенны, с помощью синхронного детектора преобразуется в исходный низкочастотный, называют **приемником прямого преобразования**.

Если спектр входного сигнала несимметричен относительно центральной частоты, которая переносится на нулевую частоту, приемник выполняют двухканальным. Гетеродин в этом случае генерирует

пару синхронных сигналов центральной частоты, сдвинутых по фазе на  $\pi/2$  друг относительно друга (косинусную и синусную составляющие). Сигнал с первого преобразователя частоты считают **вещественным** (синфазная компонента), второго – **мнимым** (квадратурная компонента). Совокупность этих частей называют также **комплексной огибающей**. Оба сигнала вещественны, но такая структура довольно просто описывается комплексными функциями, что упрощает расчеты [3].

#### 4.19. УСТРОЙСТВО ВЫБОРКИ-ХРАНЕНИЯ

Устройство выборки-хранения (УВХ) или аналоговое запоминающее устройство предназначено для быстрой выборки (запоминания) мгновенного значения входного напряжения в определенный момент времени и хранения (удержания) его на выходе в течение заданного времени. Обычно УВХ используется перед аналого-цифровым преобразованием, поскольку во время этого преобразования входное напряжение должно быть постоянным, иначе возникает дополнительная погрешность.

На рис. 4.60 а, б приведены соответственно функциональная и принципиальная схемы простейшего УВХ. Когда управляющее напряжение  $U_{упр}$  имеет высокий уровень (выборка), ключ  $S$  (рис. 4.60 а) замкнут, а транзистор  $T$  (рис. 4.60 б) открыт, и входное напряжение транслируется (передается) на выход. При низком (отрицательном) уровне (хранение) транзистор закрыт, ключ разомкнут, а напряжение на конденсаторе постоянно.

Как и в случае пикового детектора (см. п. 4.17), для уменьшения токов утечки желательно использовать полистирольный конденсатор, а между конденсатором и выходом включить повторитель на ОУ с полевыми транзисторами на входе.

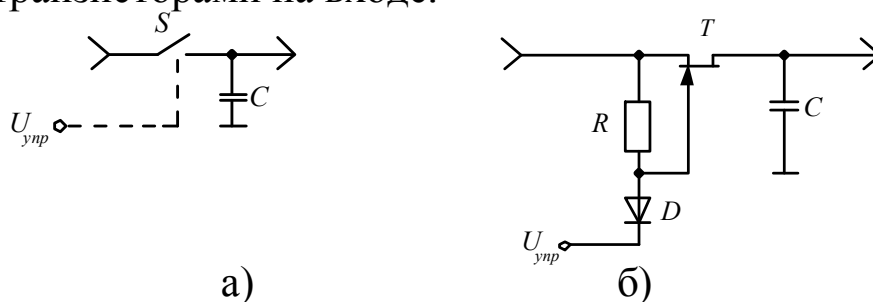


Рис. 4.60

Рассмотрим основные погрешности УВХ.

Если разность  $\Delta U$  выходного  $U_{вых}$  и входного  $U_{вх}$  напряжений УВХ по модулю не более 1 В<sup>22</sup>, эквивалентной схемой УВХ в режиме запоминания является интегрирующая RC-цепочка с постоянной времени  $\tau = rC$ , где  $r$  – сопротивление открытого канала ПТ,  $C$  – емкость запоминающего конденсатора. Тогда относительная погрешность напряжения за время установления  $t_y$

$$\delta = |\Delta U / U_{вх}| \cdot 100\% = \exp(-t_y / \tau).$$

Отсюда зависимость времени установления от погрешности

$$t_y = -\tau \ln \delta.$$

Значение  $\delta$  нетрудно оценить в уме:  $\delta = 100\%$  при  $t_y = 0$ . Далее каждое увеличение  $t_y$  на  $\tau$  снижает  $\delta$  в  $e \approx 2,72 \approx 3$  раз.

Значения  $t_y$  при некоторых значениях  $\delta$  приведены в таблице.

Таблица 4.2

$\delta, \%$	$t_y$
10	$2,3\tau$
1	$4,6\tau$
0,1	$6,9\tau$
0,01	$11,5\tau$

При  $|\Delta U| > 1$  В ПТ выходит на пологий участок выходных характеристик, и ток заряда конденсатора уменьшается. Во многих УВХ в этом случае расчетное время установления рекомендуется утраивать для достижения заданного значения  $\delta$ . Более точную информацию о погрешностях конкретного УВХ можно найти в руководящих технических материалах (РТМ). Зарубежный аналог РТМ – Data Sheet.

**Погрешность в режиме хранения**  $dU_{вых} / dt$  является следствием изменения напряжения на запоминающем конденсаторе  $C$  вследствие токов утечки конденсатора, канала и затвора закрытого ПТ, входного тока ОУ, подключаемого к  $C$ .

Обозначим сумму модулей этих токов через  $I$ . Как известно,  $i_c = C(du_c / dt)$ , где  $i_c$  – ток через емкость  $C$ ,  $u_c$  – напряжение на  $C$ , от-

---

<sup>22</sup> Это связано с тем, что при  $|\Delta U| \leq 1$  В канал (участок исток-сток) полевого транзистора (ПТ) можно считать линейным резистором.

куда  $du_c / dt = i_c / C$ . Если учесть, что  $dU_{вых} = du_c$ ,  $I = i_c$ , получим  $dU_{вых} / dt = I / C$ .

**Апертурным временем**  $t_a$  УВХ называют время между подачей сигнала выборки и собственно выборкой. Это время представляет собой флуктуирующую (изменяющуюся) величину. Постоянная составляющая апертурного времени  $t_a$  называется **апертурной задержкой**  $t_z$ , случайная – **апертурной неопределенностью (дрожью)**  $t_n$ . Обычно в справочниках приводится среднеквадратическое значение  $t_n$ .

Апертурная задержка возникает из-за конечности времени распространения сигнала управления по проводникам и электронным устройствам. Апертурная неопределенность  $t_n$  проявляется в виде зависимости времени выборки от мгновенного значения сигнала на входе УВХ. Этот сигнал заранее неизвестен, т.е. является случайным. Поэтому и апертурная неопределенность  $t_n$  случайна.

Рис. 4.61 поясняет механизм возникновения апертурной неопределенности. На рис. 4.61 а изображен управляющий сигнал УВХ  $U_{упр}$ . Фронты его имеют определенный наклон (реальные сигналы не могут иметь бесконечно крутых фронтов из-за наличия паразитных индуктивностей и емкостей, сглаживающих фронты). На рис. 4.61 б показаны 3 варианта входного сигнала  $U_{вх}$ , на рис. 4.61 в – соответствующие им графики напряжения затвор-исток ключа на полевом транзисторе  $U_{зи} = U_{упр} + U_{вх}$ . Точки их пересечения с уровнем порогового напряжения  $U_{п}$  (напряжения открывания транзистора) считаются моментом выборки. Как видно из графиков, этот момент зависит от входного напряжения.

Как видно из рисунков, апертурная неопределенность была бы равна нулю при бесконечно крутых фронтах управляющего сигнала, чего, как уже говорилось, не бывает. Поэтому даже самые качественные УВХ имеют апертурную неопределенность.

Часто УВХ входят в состав аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

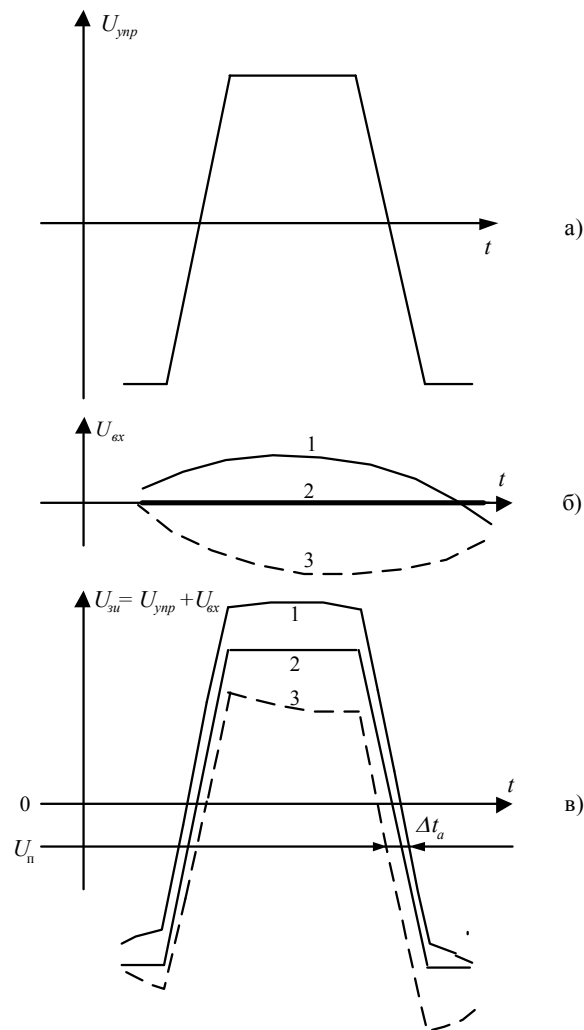


Рис. 4.61

## 4.20. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования цифровых кодов. Существуют различные ЦАП [6, 12].

Рассмотрим классический ЦАП с матрицей  $R-2R$ .

Бесконечная цепь вида (рис. 4.62) называется матрицей  $R-2R$ . Входное сопротивление матрицы равно  $2R$ . Если убрать первую пару резисторов ( $R$  и  $2R$ ), входное сопротивление полученной матрицы не изменится. Поэтому в каждом узле матрицы получается делитель напряжения (п. 4.2) с равными резисторами ( $R$  и  $R$ ), делящий напряжение пополам. Ток в каждом узле также делится пополам, поскольку сопротивления в нижней и правой ветви узла равны (по  $2R$ ). Двоичный закон изменения напряжений и токов делает матрицу удобной для преобразования двоичных кодов в напряжение, поскольку вес (значение) каждого разряда двоичного числа также изменяется по двоичному закону.

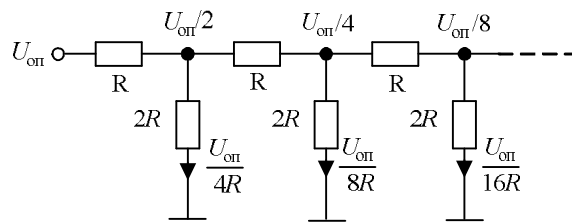


Рис. 4.62

Схема 4-х-разрядного ЦАП ( $n = 4$ ) изображена на рис. 4.63.

Схема представляет собой многовходовой ПТН (п. 4.11.5), суммирующий весовые токи тех разрядов, значение которых равно единице и преобразующий сумму в напряжение. Если в двоичном разряде «1», электронный ключ переключает ток в виртуальный ноль ОУ, если «0» – на землю. Благодаря этому режим матрицы по току и напряжению, а также входное сопротивление не зависят от цифрового кода. Резистор величиной  $2R$  справа матрицы по схеме, подключенный к общему проводу, имитирует входное сопротивление бесконечной матрицы  $R$ - $2R$ . Это нужно для сохранения двоичного закона деления весовых токов.

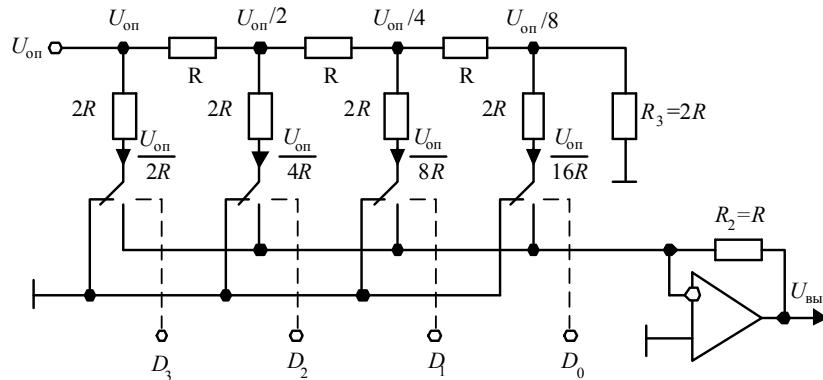


Рис. 4.63

Рассчитаем передаточную характеристику ЦАП – зависимость выходного параметра от входного – напряжения от двоичного кода. На схеме возле каждого резистора  $2R$  указан ток, протекающий через этот резистор. Если положение переключателей фиксировано, ПТН линеен и суммирует весовые токи. Для  $i$ -го разряда ( $i = 0, 1, \dots, n-1$ ;  $n = 4$ ) весовой ток равен  $2^i D_i U_{оп} / (2^n R)$ . Сумма этих токов  $I$  создает на резисторе  $R_2$  падение напряжения, равное  $-IR_2$  (усилитель инверти-

рующий). Просуммировав токи и умножив их на  $R_2$  со знаком «минус», получим

$$U_{вых} = -\frac{R_2 U_{оп}}{2^n R} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i D_i. \quad (4.37)$$

В формуле (4.37) сумма есть значение двоичного числа, которое обозначим  $N$ . Если выбрать  $R_2 = R$ , то

$$U_{вых} = -U_{оп} N / 2^n. \quad (4.38)$$

Матрица  $R-2R$  удобна для микросхемной реализации, поскольку ее легко можно собрать на базе одинаковых резисторов. Коэффициент деления токов и напряжений матрицы  $R-2R$  не зависит от значений сопротивлений и их стабильности: важно, чтобы они были одинаковы. Это очень важно, поскольку микроэлектронные резисторы отличаются плохой повторяемостью и температурной стабильностью элементов. Вместе с тем в одной микросхеме легко получить практически одинаковые резисторы с одинаковой нестабильностью. Если резистор  $R_2$  такой же, то и выходное напряжение ЦАП не будет зависеть от разброса сопротивлений и их стабильности, поскольку отношение  $R_2 / R$  в формуле (4.37) будет неизменным.

Заметим, что если в качестве  $R_2$  применить прецизионный (высокоточный и высокостабильный) резистор, это резко ухудшит точность и стабильность ЦАП, поскольку нестабильности микроэлектронных резисторов матрицы не будут компенсироваться – отношение  $R_2 / R$  в формуле (4.37) будет зависеть от разброса и нестабильности  $R$ .

ЦАП, работоспособность которых сохраняется при изменении  $U_{оп}$  в определенных пределах, называются **умножающими**. Часто ЦАП, ключи которых выполнены на полевых транзисторах с изолированным затвором (КМДП или КМОП), можно использовать при  $U_{оп \min} \leq U_{оп} \leq U_{оп \max}$ , где  $U_{оп \min} < 0$ ,  $U_{оп \max} > 0$  и имеют величину порядка напряжения питания. Такие умножающие ЦАП называются **двухквadrантными**.

**Двоично-десятичные ЦАП** [6]. Для преобразования двоичного код в десятичный используют счетчики, работающие в двоично-десятичном коде. Тетрада (4 бита) двоичного кода имеет  $2^4=16$  комбинаций (чисел), двоично-десятичного – 10. Это обеспечивает пере-

нос в следующую тетраду при переходе цифры «9» в цифру «0». Таким образом, двоично-десятичная тетрада соответствуют десятичной цифре (для двоичного кода такого соответствия нет – для преобразования в десятичное число используются все разряды двоичного кода). ЦАП и резистивные матрицы, построенные по такому принципу, называются также двоично-десятичными. Такие матрицы делят напряжения и токи пополам только в пределах одной тетрады.

**Сигма-дельта-ЦАП.** Такие ЦАП широко применяются для восстановления звуковых сигналов (аудиосигналов). Содержат интерполятор – устройство, повышающее выходную частоту дискретизации ЦАП и сигма-дельта-модулятор [1]. Например, входная частота дискретизации в микросхеме ЦАП AD1852 повышается в 8 раз.

Не вдаваясь в особенности схемотехники, а также принципов построения структур таких ЦАП, рассмотрим основные свойства ЦАП с точки зрения потребителя (разработчика электронной аппаратуры). Более полную информацию можно найти, например, в [1].

На рис. 4.64 а изображены спектр аналогового сигнала  $S(\omega)$  на выходе ЦАП и АЧХ  $H(\omega)$  сглаживающего фильтра, который должен пропускать все частоты сигнала в диапазоне  $0 \leq \omega_d < \omega_d / 2$  и подавлять шум округления. Наибольший вклад в этот шум вносит первая гармоника частоты дискретизации, показанная на рис. 4.64 ( $c_1$  – ее коэффициент). Имеются гармоники с номерами 2, 3, ..., имеющие меньший уровень, (на рис. 4.64 не показаны).

Если применить интерполяцию выходного цифрового сигнала и увеличить выходную частоту дискретизации ЦАП  $\omega'_d$  вдвое по сравнению с входной  $\omega_d$ ,  $S(\omega)$  и  $H(\omega)$  будут иметь вид (рис. 4.64 б). Как видно, для подавления первой и высших гармоник частоты дискретизации переходная полоса ФНЧ может быть более полой, что соответствует фильтру меньшего порядка, чем в случае рис. 4.64 а.

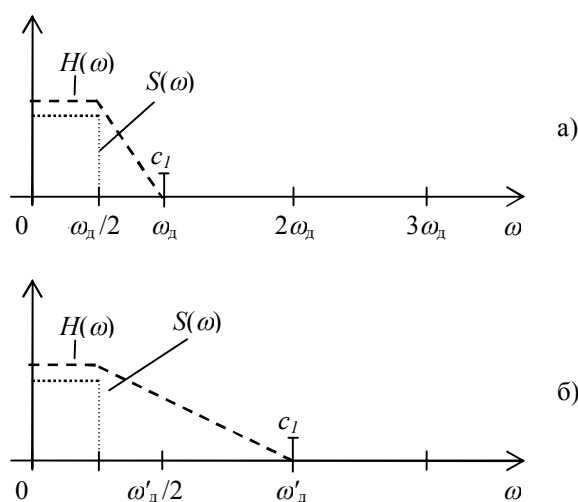


Рис. 4.64

При  $\omega'_d \geq 8\omega_d$  довольно качественное восстановление аналогового сигнала обеспечивается примитивным ФНЧ типа интегрирующей RC-цепочки, поскольку в пределах спектра сигнала АЧХ цепочки можно считать практически равномерной, ФЧХ практически линейной в сочетании с достаточным ослаблением шума округления. Заметим, что ряд микросхем сигма-дельта-ЦАП имеют встроенные аналоговые ФНЧ.

Таким образом, в сигма-дельта-ЦАП энергия шума округления переносится в область верхних частот при неизменном положении спектра сигнала, что позволяет подавить этот шум простыми фильтрами.

Для достижения такого же качества восстановления в случае традиционного ЦАП потребовался бы сложный аналоговый фильтр высокого порядка, что увеличило бы аппаратные затраты.

Заметим, что в некоторых книгах неправильно интерпретируется спектр выходного сигнала ЦАП. В частности, говорится: «ФНЧ на выходе ЦАП должен подавлять наложение спектров». Это не так.

Если пренебречь выбросами выходного сигнала ЦАП вследствие переходных процессов, в случае выходного синусоидального сигнала с частотой  $f$  будем иметь ступенчатую аппроксимацию этого сигнала, а не бесконечный набор синусоид с частотами  $kf$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots$ , как в случае модели дискретного сигнала.

Необходимо учитывать, что ЦАП производит ступенчатую аппроксимацию сигнала (если пренебречь переходными процессами), иначе можно получить завышенное значение погрешности восстановления. Если представить цифровой сигнал в виде последователь-

ности  $\delta$ -функций Дирака, то выход ЦАП играет роль интегратора – вместо  $\delta$ -функций будут прямоугольники (ступенчатая аппроксимация), т. е. интегралы от  $\delta$ -функций.

#### 4.21. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) – это устройство, предназначенное для преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму (коды), т.е. в последовательность чисел. Обычно это двоичные коды.

Вначале рассмотрим кратко **АЦП последовательного счета** как наиболее простые для понимания. На рис. 4.65 изображен АЦП, построенный на основе цифрового генератора пилообразного напряжения. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) вырабатывает последовательность прямоугольных импульсов, которые подаются на вход двоичного счетчика СТ2 (обозначение по ГОСТу). На выходе его формируется линейно нарастающий цифровой двоичный код (цифровая «пила»), которая преобразуется цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) в линейно нарастающее напряжение (аналоговая «пила»). Как только аналоговая «пила» превысит входное напряжение  $U_{вх}$ , на выходе компаратора появляется низкий уровень, который с помощью D-триггера синхронизируется с тактовым импульсом, и на выходе триггера появляется отрицательный сигнал готовности ( $\overline{\text{ГОТОВН}}$ ), который фиксирует выходной код счетчика в одноканальном регистре (регистре-защелке) RG.  $U_{оп}$  – опорное напряжение для ЦАП. Сигнал готовности появляется периодически и находится в высоком состоянии, пока счетчик не досчитает до максимального числа и сбросится в ноль.

Рассмотрим вопрос о том, по какому фронту должны переключаться триггеры в СТ2, Т и RG. СТ2 и Т лучше переключать фронтом одной полярности (положительным или отрицательным), поскольку за то время, пока сигнал пройдет через СТ2, ЦАП и компаратор до входа D триггера, триггер успеет надежно зафиксировать сигнал. Если таким же фронтом тактировать RG, фиксация кода в нем может совпасть со сменой кода в счетчике (если задержки в СТ2 и Т примерно одинаковы), и выходной код регистра будет зависеть от того, раньше или позже смены кода пришел сигнал с триггера. Это чревато ошибками, поскольку одни разряды счетчика переключаются раньше, другие – позже. Такая ситуация в зарубежной литературе называется «гонкой фронтов». Поэтому RG надо тактировать фронтом другой

полярности. В данной схеме внутренние триггеры СТ2, Т переключаются положительным фронтом, RG – отрицательным.

Недостатком такого АЦП является низкое быстродействие, поскольку он перебирает все кодовые комбинации.

Более высоким быстродействием обладают **реверсивные АЦП последовательного счета** [6, 11]. В них СТ2 – реверсивный, т. е. может считать как на суммирование, так и на вычитание, т. е. убывание выходного кода на единицу с каждым входным импульсом. Если выходное напряжение ЦАП превысило  $U_{вх}$ , счетчик начинает считать на убывание; иначе – на возрастание кода. Если  $U_{вх}$  изменяется медленно, такой АЦП успевает быстро отследить эти изменения.

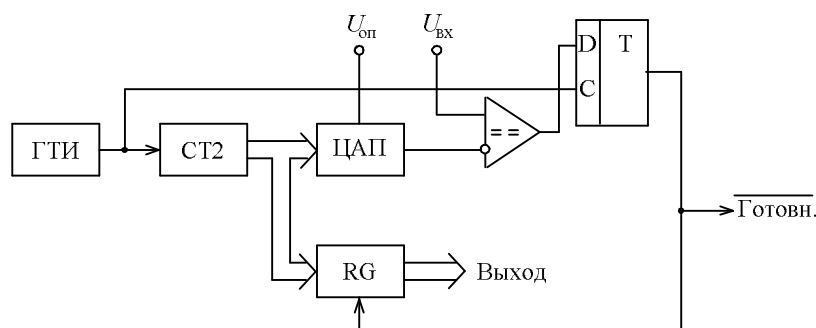


Рис. 4.65

**АЦП последовательных приближений.** Если  $n$ -разрядный АЦП последовательного счета требует  $2^n$  шагов, то АЦП последовательных приближений –  $n$  шагов, т.е. быстродействие его существенно выше. Основной идеей алгоритма работы такого АЦП является разбиение полной шкалы входного напряжения  $[0, U_{вх\ max}]$  пополам и определение, в какой половине находится  $U_{вх}$ . Так определяется первый бит (если в верхней половине – 1, иначе 0). Далее полученный полуинтервал так же разбивается пополам, так же определяется, где находится  $U_{вх}$ , и определяется следующий бит и т. д. За  $n$  тактов (периодов тактовой частоты) определяются все  $n$  битов. Данный метод также называется методом дихотомии или половинного деления.

**Параллельные АЦП.** Имеют самое высокое быстродействие. Функциональная схема двухразрядного ( $n = 2$ ) параллельного АЦП изображена на рис. 4.66. Резистивный делитель формирует  $2^n - 1$  уровней постоянного напряжения  $0,5\Delta$ ;  $1,5\Delta$ ;  $2,5\Delta$ ; ... ;  $(2^n - 2 + 0,5)\Delta$ ,

где  $\Delta = U_{\text{оп}} / (2^n - 1)$  – вес (цена) младшего разряда. Благодаря дробным уровням происходит округление результата до ближайшего целого числа. Далее включена линейка компараторов, на выходе которой сверху вниз (по рис. 4.66) формируется дискретный код 11...100...0. Момент перехода из «1» в «0» несет информацию о входном напряжении. Этот код запоминается в регистре RG и подается на преобразователь кода X/Y, формирующий выходной двоичный код.

Такой АЦП по сравнению с другими имеет максимальные аппаратные затраты (количество элементов) и потребляемую мощность. Так, 10-разрядный АЦП имеет линейку из 1023 компараторов (!).

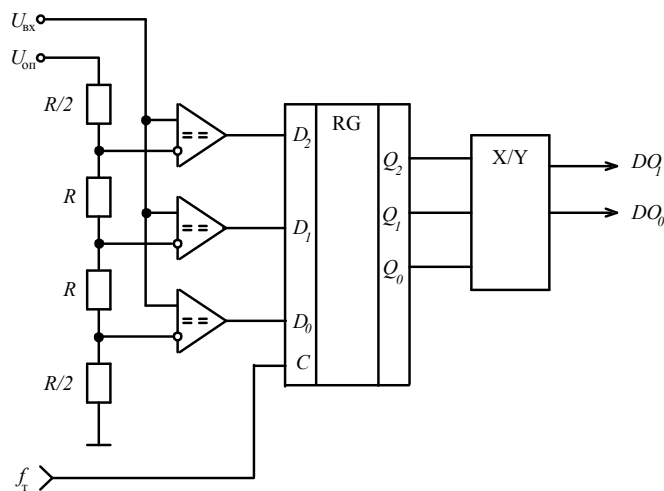


Рис. 4.66

**Конвейерные АЦП.** Обладают такой же скоростью выборки, как и параллельные. Задержка формирования выходных данных у них в несколько раз больше, чем у параллельных, но это обычно несущественно. Благодаря этому потребляемая мощность конвейерных АЦП при прочих равных условиях существенно меньше, чем у параллельных. Функциональная схема одного из вариантов конвейерного АЦП приведена на рис. 4.67. Данный вариант содержит 4 ступени (каскада) преобразования. Функциональная схема ступени 1 обведена пунктирной линией. Схемы ступеней С2 и С3 такие же. Работает АЦП следующим образом.

Входное напряжение в момент выборки запоминается в УВХ1 и подается на его выход. Далее с помощью АЦП1 получают  $n_1$  старших разрядов (обычно  $n_1 = 4$ ), которые вновь преобразуются в напряжение с помощью ЦАП1. Это напряжение вычитается из входно-

го, запомненного в УВХ1. Полученный остаток усиливается в  $2^{n_1}$  раз усилителем У1 и подается на следующую ступень (С2), которая на следующем такте (период тактовой частоты) формирует следующие  $n_2$  разрядов. Далее аналогично получают разряды  $n_3$   $n_4$ . Ступень 4 вырождается в АЦП (АЦП4), так как является последней. Риски на стрелках обозначают шину, т.е. многоразрядный код (разрядность указана рядом), т.е. несколько одноразрядных цифровых линий.

Таким образом, цифровой код входного напряжения формируется за 4 такта. В течение отдельно взятого такта в С1–С3 и АЦП4 одновременно преобразуются разные разряды 4-х соседних выборок. Таким образом, выборка движется как бы по конвейеру. Отсюда и название АЦП.

Типичная разрядность конвейерных АЦП составляет 10–14.

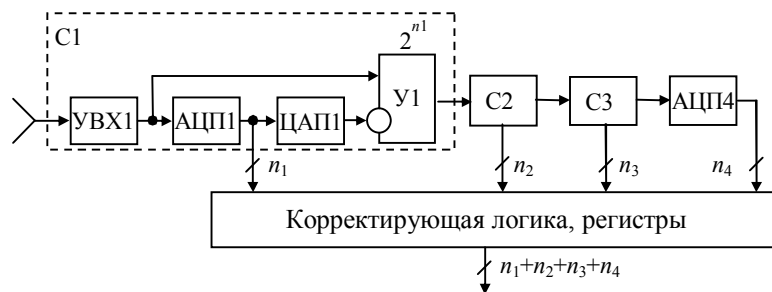


Рис. 4.67

**АЦП с двойным интегрированием.** Отличается повышенной точностью по сравнению с рассмотренными выше, но имеет низкое быстродействие (на уровне АЦП последовательного счета). Из-за низкой тактовой частоты имеет малое энергопотребление. Повышение точности достигается благодаря интегрированию входного сигнала и опорного напряжения, компенсации разброса и нестабильности емкости конденсатора, а также нестабильности частоты тактового генератора.

Структурная схема с фрагментом принципиальной схемы АЦП приведена на рис. 4.68. Здесь  $U_{вх}$  – входное напряжение,  $-U_{оп}$  – отрицательное опорное напряжение,  $S_1$ - $S_3$  – электронные ключи, управляемые контроллером К; элементы  $R$ ,  $C$ ,  $A_1$  образуют интегратор,  $A_1$  – компаратор. Контроллер управляет процессом преобразования и, кроме того, содержит тактовый генератор и два счетчика. Рассмотрим работу преобразователя.

В состоянии ожидания ключи  $S_1$  и  $S_2$  разомкнуты,  $S_3$  – замкнут. В момент  $t_0$  (рис. 4.69) (начало цикла измерения)  $S_3$  размыкается,  $S_1$

замыкается, и начинается 1-я фаза – фаза интегрирования  $U_{\text{вх}}$  длительностью  $t_1$  (рис. 4.69).  $t_1$  определяется счетчиком, отсчитывающим заданное число тактовых импульсов  $N_1$  (обычно равное конечному значению шкалы  $N_{\text{max}}$ ). При постоянном входном напряжении  $U_{\text{вх}}$  интегратора выходное напряжение в момент окончания первой фазы равно  $U_{\text{вх}}t_1$ . После окончания этой фазы ключ  $S_1$  размыкается,  $S_2$  замыкается, и наступает фаза интегрирования  $-U_{\text{оп}}$ , длительность которой  $t_2$  (рис. 4.69) определяется переходом напряжения в точке  $a$  через ноль, т. е. как корень уравнения  $U_{\text{вх}}t_1 - U_{\text{оп}}t_2 = 0$ , откуда

$$t_2 = (U_{\text{вх}} / U_{\text{оп}})t_1. \quad (4.39)$$

В течение времени  $t_2$  работает другой счетчик, содержимое которого  $N_2$  в конце этой фазы является выходным цифровым кодом. Если период тактового генератора равен  $T$ , то  $t_1 = N_1T$ ,  $t_2 = NT$ . С учетом этого выражение (4.39) переписывается в виде

$$N = (U_{\text{вх}} / U_{\text{оп}})N_1. \quad (4.40)$$

Если  $N_1 = N_{\text{max}}$ , то выходной код АЦП

$$N = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{оп}}} \cdot N_{\text{max}}$$

На рис. 4.68 пунктирная линия соответствует меньшему  $U_{\text{вх}}$ , сплошная – большему.

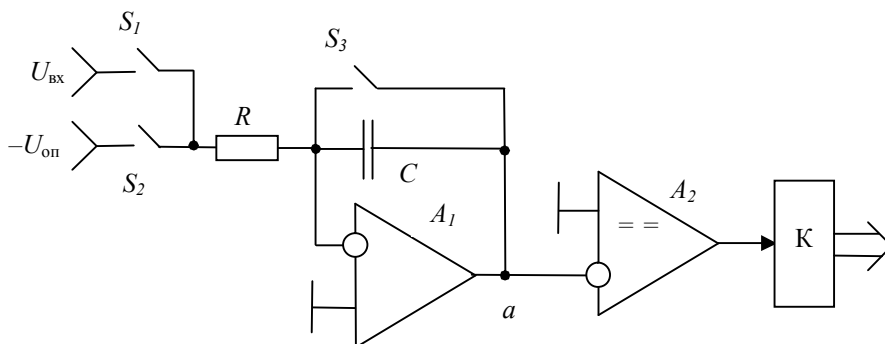


Рис. 4.68

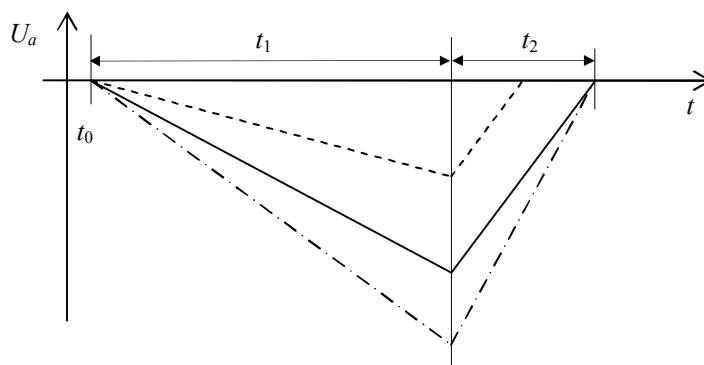


Рис. 4.69

Если АЦП предназначен для построения приборов с десятичной цифровой индикацией, время  $t_2$  подсчитывается двоично-десятичным счетчиком, а на выходе включается преобразователь кода для управления индикаторами.

Выбором  $U_{оп}$ ,  $t_1$  и  $T$  можно сделать так, что  $N$  будет численно равно значению входного напряжения в милливольтмах (так сделано в АЦП КР572ПВ2, КР572ПВ5).

Как видно, выходной код не зависит от частоты  $f$  тактового генератора, емкости  $C$  и сопротивления  $R$  интегратора: при изменении  $f$  график  $U_a$  растянется или сожмется по оси  $t$ ,  $N$  не изменится; при изменении  $R$  и/или  $C$  (рис.4.69, штрих-пунктир) время  $t_2$ , а значит,  $N$ , также не изменится. Необходимо только, чтобы в течение времени  $t_1 + t_2$  значения  $f$ ,  $R$  и  $C$  оставались постоянными.

АЦП будет подавлять сетевую помеху с частотой  $f_c$  и ее гармоники ( $kf_c$ , где  $k = 2, 3, \dots$ ), если выбрать  $t_1$  кратным периоду сетевой помехи  $T_c$  (для  $f_c = 50$  Гц  $T_c = 20$  мс), поскольку среднее значение синусоидального колебания за период равно нулю. Выбор  $t_1$  осуществляется выбором тактовой частоты. Если выбрать  $t_1$  кратным 0,1 с, то будут подавляться сетевые помехи с частотой как 50, так и 60 Гц (в этот интервал укладывается 5 периодов частоты 50 Гц и 6 периодов частоты 60 Гц).

Однако напряжение смещения нулей ОУ и компаратора компенсироваться не будут, поэтому в микросхемах таких АЦП применяются схемы **автокоррекции нуля**. Автокоррекция нуля заключается в периодическом запоминании входного (выходного) напряжения смещения нуля ОУ с последующим вычитанием его на входе (выходе) ОУ. Реализуется это обычно следующим образом.

В определенный промежуток времени с помощью электронных переключателей вход ОУ закорачивается (подключается) на землю, а

ОУ включается в режиме повторителя. На выходе ОУ будет напряжение смещения, приведенное ко входу, которое запоминается на конденсаторе, подключаемом к выходу. В рабочем цикле этот конденсатор подключается ко входу так, чтобы напряжение на конденсаторе компенсировало напряжение смещения. Емкость конденсатора должна быть такой, чтобы входной ток ОУ за рабочий цикл не успел существенно изменить напряжение на конденсаторе.

Вследствие компенсации перечисленных выше помех и нестабильностей погрешность таких АЦП составляет 0,01 % и менее.

В малогабаритных мультиметрах<sup>23</sup> применяются обычно именно такие АЦП.

**Сигма-дельта-АЦП** (дельта-сигма-АЦП). Также относятся к классу интегрирующих, но еще более точные и быстродействующие, чем АЦП с двойным интегрированием. По потребительским качествам подобны сигма-дельта-ЦАП (см. п. 4.20). Если у сигма-дельта-ЦАП частота дискретизации на выходе больше, чем на входе, то у сигма-дельта-АЦП, наоборот, входная частота дискретизации  $f_{д\text{ вх}}$  больше выходной  $f_{д\text{ вых}}$ , обычно в десятки раз. В состав микросхемы сигма-дельта-АЦП входит цифровой фильтр с практически прямоугольной АЧХ и линейной ФЧХ, пропускающий частоты в диапазоне  $0 \leq f < f_{д\text{ вых}}/2$  и подавляющий частоты  $f_{д\text{ вых}}/2 < f < f_{д\text{ вх}} - f_{д\text{ вых}}/2$ . Коэффициент передачи его  $H_{ц}(0) = 1$ ,  $H_{ц}(f_{д\text{ вых}}/2) = 0,5$ . АЧХ фильтра периодична с периодом  $f_{д\text{ вх}}$  (рис. 4.70), поэтому для подавления полос пропускания на частотах  $kf_{д\text{ вх}}$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots$  достаточно включить на входе АЦП примитивный фильтр типа интегрирующей RC-цепочки с АЧХ  $H_a(f)$  (рис. 4.70). Благодаря тому, что частота среза этого фильтра  $f_{ср} \gg f_{д\text{ вых}}/2$ , его АЧХ в пределах  $0 \leq f < f_{д\text{ вых}}/2$  можно считать равномерной, а ФЧХ – практически линейной.

Напомним, что при каскадном (последовательном) соединении фильтров их АЧХ перемножаются, а ФЧХ складываются. В результате перемножения  $H_a(f)$  и  $H_{ц}(f)$  получится практически прямоугольная непериодичная АЧХ и почти линейная ФЧХ.

---

<sup>23</sup> Малогабаритный комбинированный измерительный прибор. Обычно измеряет сопротивление, постоянные и переменные напряжения и токи, а иногда частоту, емкость, реже индуктивность.

В результате применения сигма-дельта-АЦП отпадает необходимость в сложном аналоговом входном фильтре (с нелинейной ФЧХ), который нужен для ограничения спектра перед дискретизацией.

Более подробно о таких АЦП можно узнать из [1].

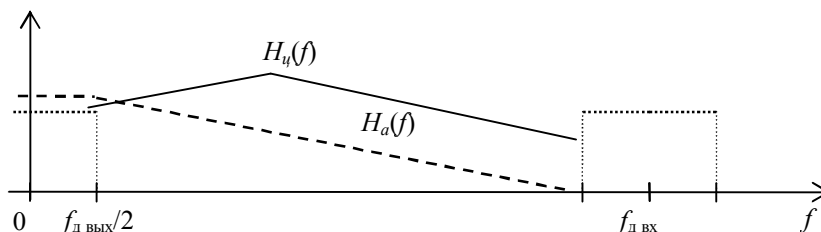
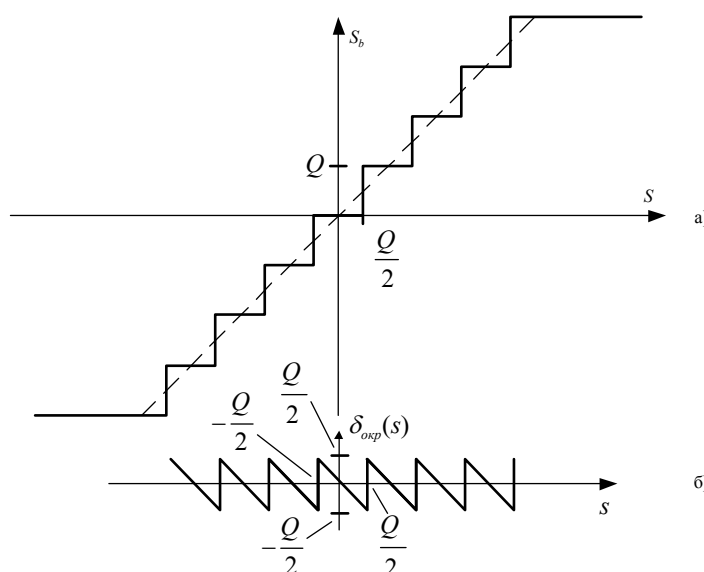


Рис. 4.70

**Основные погрешности АЦП.** Шум АЦП обусловлен отличием передаточной характеристики идеального АЦП с конечной разрядностью (рис. 4.71 а, сплошная ломаная линия) от прямой линии – передаточная характеристика идеального АЦП с бесконечной разрядностью (рис. 4.71 а, пунктир). Здесь  $S$  – значение входного напряжения,  $S_b$  – выходного цифрового кода,  $Q$  – цена (вес) младшего разряда. Если из этой ломаной вычесть прямую, получим зависимость погрешности квантования  $\delta_{кв}$  от значения входного сигнала. Эта зависимость изображена на рис. 4.71 б. Закон распределения (плотность вероятности)  $p(\delta_{кв})$  этой погрешности – равномерный (рис. 4.71 в). Среднее значение погрешности равно нулю, среднеквадратическое отклонение  $\sigma = Q / (2\sqrt{3})$ .



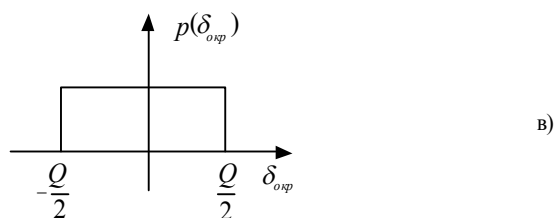


Рис. 4.71

Если подать на вход АЦП синусоидальный сигнал размахом на всю шкалу (минимум синусоиды соответствует нулевому коду, максимум – максимальному), то среднеквадратическое напряжение синусоиды составит  $\sigma_s = 2^n Q / (2\sqrt{2})$ , где  $n$  – разрядность АЦП. Отношение сигнал/шум  $\sigma_s / \sigma = 2^n \sqrt{3/2}$ . В децибелах (формула (4.1))  $\sigma_s / \sigma = (6n + 1,8)$  дБ, подчеркнем, для идеального  $n$  – разрядного АЦП.

Ошибка коэффициента передачи (усиления) приводит к изменению наклона пунктирной прямой, т.е. к дополнительной относительной погрешности, напряжение смещения АЦП – к смещению этой прямой вверх или вниз, т.е. к дополнительной абсолютной погрешности.

Изгиб ломаной линии (рис. 4.71 а) в целом (точнее, отклонение от ломаной линии идеального АЦП линии в целом) называется **интегральной нелинейностью (INL)**, смещение отдельной ступеньки вправо или влево (отличие напряжений 2-х соседних ступенек от  $Q$ , т.е.  $s_i - s_{i-1} - Q$ ) – **дифференциальной нелинейностью (DNL)**.

Дифференциальная нелинейность более  $Q$  вызывает **пропуск кода** АЦП (т.е. скачок через две ступеньки). Еще большая нелинейность может привести к появлению отрицательного участка на ступенчатой линии (рис. 4.71 а).

Для обеспечения постоянства напряжения в течение преобразования перед АЦП включают устройство выборки-хранения (УВХ) (п. 4.19). Многие АЦП содержат УВХ. Поэтому кроме перечисленных погрешностей учитывать необходимо апертурную погрешность УВХ (п. 4.19).

## 4.22. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЕ-ЧАСТОТА И ЧАСТОТА-НАПРЯЖЕНИЕ

Такие преобразователи часто относят к аналого-цифровым и цифроаналоговым преобразователям (ЦАП и АЦП), поскольку значение частоты кодируется цифровым сигналом прямоугольной формы.

Преобразователь напряжение-частота (ПНЧ) вырабатывает прямоугольный сигнал, частота которого пропорциональна входному на-

пряжению. Преобразователь частота-напряжение выполняет обратное преобразование.

На рис. 4.72 а, б изображены функциональные электрические схемы соответственно ПЧН и ПЧН.

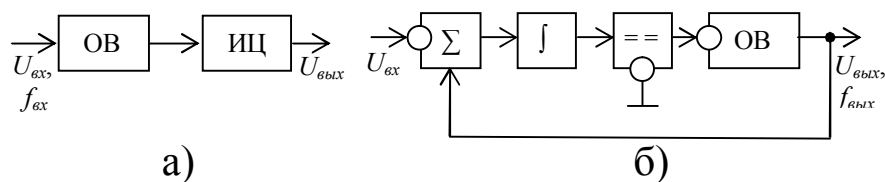


Рис. 4.72

ПЧН состоит из одновибратора<sup>24</sup> ОВ и интегрирующей цепи ИЦ, в качестве которой может использоваться также схема (рис. 4.25), конденсатор которой зашунтирован резистором (т.е. резистор подключен параллельно конденсатору). Одновибратор формирует импульсы постоянной амплитуды и длительности независимо от частоты и длительности входных импульсов. Фронт (или спад) входного импульса одновибратора вызывает (формирует) выходной импульс. Чем выше частота, тем чаще следуют импульсы, тем больше уровень постоянной составляющей, которая выделяется на выходе ИЦ.

ПЧЧ состоит из сумматора-вычитателя  $\Sigma$  (инверсный вход обозначен кружком), интегратора  $\int$ , компаратора == и одновибратора ОВ. Рассмотрим его работу.

Входное положительное напряжение  $U_{вх}$  (рис. 4.73 а) интегрируется со знаком минус, т.е. разряжает конденсатор интегратора, и через некоторое время выходное напряжение интегратора  $U_{вых \int}$  достигает нулевого значения (рис. 4.73 б). При этом выходное напряжение компаратора переходит в состояние логического нуля и запускает одновибратор, который выдает на выход ( $U_{вых}$ ) короткий импульс заданной (и стабильной) длительности и амплитуды (рис. 4.73 в), заря-

<sup>24</sup> Одновибратор (ждуший мультивибратор) – генератор одиночного импульса заданной длительности. Обычно одновибратор запускается фронтом (положительным или отрицательным). В этом случае выходной импульс может быть короче входного. В каждой серии цифровых микросхем имеются микросхемы одновибраторов. Иногда (речь идет о схемах 40-летней давности на дискретных элементах) одновибратор запускается уровнем (когда входное напряжение превышает определенный уровень); в этом случае входной импульс должен быть значительно короче выходного.

жающий конденсатор интегратора, и процесс повторяется. Таким образом, частота следования выходных импульсов  $f_{вых}$  будет пропорциональна входному напряжению, т.е.  $f_{вых} = kU_{вх}$ , где  $k$  – постоянный коэффициент.

Поскольку цепь сумматор-интегратор линейна, а свойства линейных цепей не зависят от амплитуды сигналов, момент перехода  $U_{вых}$  через ноль (а значит, и  $f_{вых}$ ) зависит только от площади (произведения длительности на амплитуду) выходного импульса одновибратора.

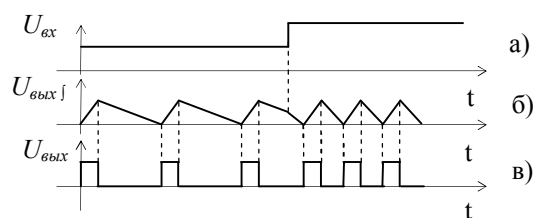


Рис. 4.73

Функциональные электрические схемы, подобные изображенным<sup>25</sup> на рис. 4.71, реализованы в классической микросхеме КР1108ПП1 [1212], которая выпускается уже более 20 лет. Микросхема может использоваться как ПНЧ или ПЧН. Погрешность линейности преобразования в диапазоне 5 Гц ... 10 кГц не превышает 0,01 %.

Амплитуда выходного напряжения ОВ зависит от напряжения питания, нестабильность которого ухудшает точность преобразования. Для повышения точности в реальных схемах на вход ИЦ или интегратора подается образцовое напряжение (или образцовый ток на виртуальный ноль интегратора на ОУ), включаемый-выключаемый одновибратором.

#### 4.23. УПРАВЛЯЕМЫЕ ДЕЛИТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ И УСИЛИТЕЛИ

На рис. 4.74 а изображен делитель напряжения с коэффициентом передачи, управляемым напряжением. Резистор  $R$  совместно с сопротивлением сток-исток  $R_{cu}$  полевого транзистора  $T$  образуют делитель напряжения.  $R_{cu}$  изменяется в зависимости от напряжения сток-исток

<sup>25</sup> Приводимые здесь схемы упрощены и изменены для лучшего понимания.

в широких пределах (несколько декад). На рис. 4.74 б приведена та же схема, но с дополнительными резисторами  $R_2 = R_3 \gg R_1$  для повышения линейности  $R_{cu}$ . При напряжении сток-исток  $|U_{cu}| < 1$  В отклонение вольтамперной характеристики  $R_{cu}$  от линейной для рис. 4.74 б не превышает 1 %.

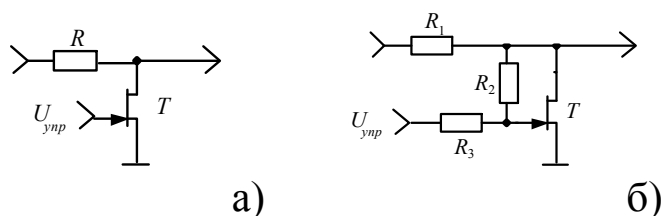


Рис. 4.74

Если на вход « $U_{оп}$ » умножающего двухквadrантного ЦАП (п. 4.20) подать сигнал, получим простейший усилитель с цифровым управлением коэффициентом передачи, обычно меньше единицы. Если применен ЦАП, изображенный на рис. 4.63, усилитель будет инвертирующим. Согласно формуле (4.38) его коэффициент передачи будет равен  $K = -N / 2^n$ , где  $N$  – значение цифрового кода (беззнаковое целое) определяется цифровым кодом,  $n$  – разрядность ЦАП.

В некоторых ЦАП можно вместо  $R_2$  подключить внешний резистор, выбором которого можно получить нужный коэффициент усиления, однако при этом будет плохая повторяемость от устройства к устройству и низкая термостабильность. Причины этого рассмотрены в п. 4.20.

Для получения стабильного коэффициента передачи, большего единицы, включают дополнительный усилитель с постоянным коэффициентом усиления.

Можно поменять местами  $R_2$  и матрицу  $R-2R$ : отключить правый по схеме (рис. 4.63) вывод  $R_2$  от выхода ОУ и подать на него входной сигнал, а вывод « $U_{оп}$ » подключить к выходу ОУ (для этого в микросхеме ЦАП эти выводы должны быть отдельными, как, например, в ЦАП КР572ПА1). Тогда  $K = -2^n / N$ . Для такой схемы часто требуется дополнительная частотная коррекция (в данном случае конденсатор малой емкости, включенный между выходом и инверсным входом ОУ) для обеспечения устойчивости, поскольку матрица  $R-2R$  на высоких частотах из-за паразитных емкостей начинает вести себя как многокаскадный фазовращатель.

Существуют специальные микросхемы усилителей, коэффициент усиления которых управляется напряжением или цифровым кодом.

#### 4.24. ОБЗОР ДРУГИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Ограниченный объем пособия не позволяет рассмотреть все преобразователи измерительных сигналов. Следует иметь в виду, что имеются аналоговые перемножители, делители, логарифматоры, антилогарифматоры (возведение в степень) и другие преобразователи. Обычно они реализованы в виде микросхем [1, 7, 8]. Нужную микросхему легко найти в Интернете, задав в строке поиска поискового сервера (например, [gambler.ru](http://gambler.ru)) набор ключевых (т. е. специфичных) слов, например, «микросхема усилитель управляемый коэффициент усиления». Если найдено слишком много ссылок, количество ключевых слов увеличивают, если мало – уменьшают.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: Высшая школа, 2003.
2. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г.И. Волович. – М.: Додэка-XXI, 2005.
3. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Радио и связь, 1986.
4. Гоноровский, И.С., Демин, М.П. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский, М.П. Демин. – М.: Радио и связь, 1993.
5. Титце, У., Шенк, К. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т. / У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК, 2008. – Т. 1.
6. Титце, У., Шенк, К. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т. / У. Титце, К. Шенк– М.: ДМК, 2008. – Т. 2.
7. Хоровиц, П., Хилл, У. Искусство схемотехники: в 3 т. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1998. – Т. 1.
8. Хоровиц, П., Хилл, У. Искусство схемотехники: в 3 т. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1998. – Т. 2.
9. Хоровиц, П., Хилл, У. Искусство схемотехники в 3 т. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1998. – Т. 3.
10. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры: расчет и реализация / Г. Лэм. – М.: Мир, 1982.
11. Прянишников, В.А. Электроника; курс лекций / В.А. Прянишников. – СПб.: КОРОНА ПРИНТ, 1998.
12. Федорков, Б.Г., Телец, В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение / Б.Г. Федорков, В.А. Телец. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
13. Методы практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков // Материалы семинара «Practical design techniques for sensor signal conditioning» / пер. с англ. Б.Л. Горшкова. / под ред. В.И.Силантьева. [Электронный ресурс]. – Электрон. дан. – Режим доступа: [sensor.pdf.http://www.autex.spb.ru/cgi-bin/download.cgi?sensor99\\_rus](http://www.autex.spb.ru/cgi-bin/download.cgi?sensor99_rus).

**Учебное издание**

**Турулин Игорь Ильич,  
Галалу Валентин Гаврилович**

## **ПРЕОБРАЗОВАНИЕ АНАЛОГОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

*Оригинал-макет подготовлен  
Н.В. Фоменко (редактура),  
Е.Н. Минько (корректурa, верстка).*

Издательство Таганрогского института имени А.П. Чехова.  
Лицензия на издательскую деятельность ИД 04246 от 24.04.2001 г.  
Адрес: 347936, Таганрог, ул. Инициативная, 46

Сдано в набор 22.12.2014. Подписано в печать с оригинала-макета 03.02.2015.

Гарнитура Times New Roman. Формат 60x90/16.

Бумага офсетная. Печать ризографическая.

Уч.-изд. л. 7,03. Усл. печ. л. 8,25. Тираж 100 экз. Заказ № 4

Отпечатано в полиграфической лаборатории издательства  
Таганрогского института имени А.П. Чехова.  
Адрес: 347936, Таганрог, ул. Инициативная, 46

Санитарно-эпидемиологическое заключение  
№ 61.РЦ.09.000.М.002400.08.02 от 05.08.2002