

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное
автономное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Южный федеральный университет»
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ В Г. ТАГАНРОГЕ**

Ю.И. ИВАНОВ, В.Я. ЮГАЙ

**ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ**

Учебное пособие

Таганрог 2010

УДК 621.38 (075)

Рецензенты:

кандидат техн. наук, первый заместитель генерального директора
ОАО “Научно-конструкторское бюро вычислительных систем”

Сивцов С.А. ,

кандидат техн. наук, профессор кафедры радиотехники ЮРГУЭС
Старченко Е.И.

Иванов Ю.И., Югай В.Я. Электронные устройства систем управления. Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – 220 с.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальностям 220201 «Управление и информатика в технических системах», 220301 «Автоматизация технологических процессов и производств (в энергетике)» и 180305 «Корабельные автоматизированные комплексы и информационно-управляющие системы».

В пособии рассмотрены принципы построения и функционирования электронных схем в системах автоматического управления.

Табл. 6. Ил. 186. Библиогр.: 18 назв.

@ ТТИ ЮФУ, 2010

@ Ю.И. Иванов, В.Я. Югай, 2010

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
1. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ САУ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.	9
1.1. Структурные схемы САУ.....	10
1.2. Функциональные схемы САУ.....	11
1.3. Классификация элементов и устройств автоматики.	14
1.4. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП).....	18
2. ЗАДАЮЩИЕ И СРАВНИВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ...	22
2.1. Дискриминаторы постоянного тока.....	22
2.1.1. Дискриминатор постоянного тока на одном операционном усилителе.....	22
2.1.2. Прецизионный дискриминатор на основе инструментального операционного усилителя	24
2.2. Амплитудные дискриминаторы.....	26
2.2.1. Амплитудный дискриминатор с простейшим амплитудным выпрямителем.....	27
2.2.2. Амплитудный дискриминатор с преци- зионным двухполупериодным выпрямителем	29
2.2.3. Амплитудный дискриминатор с синхронным детектором.....	30
2.3. Фазовые детекторы (дискриминаторы).....	31
2.3.1. Параметрический фазовый дискриминатор на основе аналогового перемножителя сигналов.....	32
2.3.2. Фазовый дискриминатор на основе ключе- вого умножителя сигналов	35
2.3.3. Фазовый дискриминатор на логическом элементе “исключающее ИЛИ”.....	37
2.3.4. Векторомерный фазовый дискриминатор.....	39
2.4. Частотные дискриминаторы.....	42
2.4.1. Частотный дискриминатор на основе одионого расстроенного контура.....	42
2.4.2. Частотные дискриминаторы на расстроенных контурах.....	45
2.4.3. Частотный дискриминатор на основе фазовращателя и фазового дискриминатора..	47

2.5. Задающие устройства.....	49
2.5.1. Электро-механические задатчики сигналов.....	49
2.5.2. Электронные задатчики сигналов.....	50
3. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	52
3.1. Параметры АЦП.....	52
3.2. Классификация АЦП.....	63
3.2.1. Параллельные АЦП.....	64
3.2.2. АЦП последовательного счета.....	67
3.2.3. АЦП отслеживающего типа.....	69
3.2.4. АЦП последовательного приближения.....	70
3.2.5. АЦП двойного (двухтактного) интегрирования.....	72
3.2.6. Сигма дельта АЦП.....	74
4. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	77
4.1. Параметры ЦАП.....	77
4.2. Классификация ЦАП.....	80
4.2.1. ЦАП с двоично-взвешенными резисторами и эталонным источником напряжения	81
4.2.2. ЦАП с резистивной матрицей R-2R и эталонным источником напряжения.....	83
4.2.3. ЦАП с резистивной матрицей R-2R и эталонными источниками тока.....	86
4.2.4. Параллельные ЦАП на переключаемых конденсаторах.....	87
4.2.5. Последовательные ЦАП на переключаемых конденсаторах.....	89
4.2.6. ЦАП на основе широтно-импульсного модулятора.....	90
4.3. Применение умножающих ЦАП	92
4.3.1. Усилители с программируемым коэффициентом усиления.....	92
4.3.2. Перестраиваемые аналоговые интеграторы с цифровым управлением.....	97
4.3.3. Перестраиваемые аналоговые дифферен- циаторы с цифровым управлением	101
5. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	104
5.1. Преобразователь “ток-напряжение”	104
5.2. Преобразователи “напряжение-ток”	107
5.2.1. ПНТ с незаземленной нагрузкой.....	108

5.2.2.	ПНТ с заземленной нагрузкой.....	110
5.2.3.	Управляемые источники втекающего и вытекающего токов.....	114
5.2.4.	Двухполярный ПНТ.....	116
5.3.	Функциональные преобразователи “напряжение- частота”	117
5.3.1.	ПНЧ без изменения направления интегрирования входной величины.....	117
5.3.2.	ПНЧ с изменением направления интегрирования входной величины.....	123
5.4.	Функциональный преобразователь “напряжение- время”	128
5.5.	Интегральный таймер и его применение.....	130
6.	КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА.....	144
6.1.	Назначение и классификация	144
6.2.	Корректирующие устройства постоянного тока....	145
6.2.1.	Интегрирующие корректирующие устройства.....	145
6.2.2.	Дифференцирующие корректирующие устройства.....	151
6.2.3.	Интегродифференцирующие корректирующие устройства.....	157
6.3.	Последовательное и параллельное включение корректирующих устройств.....	162
6.3.1.	Апериодическое звено с жесткой обратной связью.....	163
6.3.2.	Апериодическое звено с гибкой обратной связью.....	166
6.3.3.	Звено второго порядка с жесткой обратной связью.....	167
6.4.	Корректирующие устройства переменного тока.....	170
6.4.1.	Корректирующие устройства несущей частоты.....	170
6.4.2.	Корректирующие устройства с демодуляцией сигнала.....	174
6.5.	Нелинейные корректирующие устройства.....	174
6.5.1.	Нелинейные корректирующие устройства для получения желаемых характеристик	174
6.5.2.	Компенсирующие нелинейные коррекци-	

рующие устройства.....	176
7. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ.....	187
7.1. Способы управления действующим напряжением на нагрузке.....	187
7.2. Взаимосвязь действующего, среднего и амплитудного значений напряжения на нагрузке....	192
7.3. Тиристоры. Вольт-амперные характеристики, назначение и классификация.....	195
7.3.1. Способы управления тиристорами.....	208
7.3.2. Схемы управления тиристорами.....	210
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	219

ВВЕДЕНИЕ

Достижения микроэлектроники последней четверти XX века являются основой прогресса в самых различных областях. Производство новых средств преобразования сигналов и данных позволило существенно расширить функциональные возможности и сложность решаемых задач в системах автоматизации. Современные системы автоматического управления могут эффективно решать задачи на уровнях, начинающихся от управления отдельными узлами и устройствами и заканчивающихся управлением технологическими установками и целыми производствами.

В системах автоматизации применяются различные средства реализации алгоритмов управления. В общем случае задачи, решаемые техническими средствами автоматизации, можно условно разделить на две группы: задачи преобразования данных и задачи преобразования сигналов. Задачи преобразования данных связаны с реализацией основных алгоритмов управления и обычно решаются применением цифровых методов и средств. Как известно, наиболее универсальными средствами преобразования данных являются микропроцессорные устройства. Однако цифровые средства обработки данных требуют выполнения многочисленных функций подготовки сигналов и их преобразования в цифровой формат для ввода данных и формирования сигналов с требуемыми характеристиками для вывода результатов преобразования. Именно такие устройства, необходимые для преобразования форм представления данных и для формирования сигналов с требуемыми уровнями напряжений и токов, временными и спектральными характеристиками, будут предметом рассмотрения в курсе "Электронных устройств автоматики".

Следует учитывать, что разделение на средства преобразования данных и средства преобразования сигналов в значительной мере условно. Задачи преобразования сигналов могут решаться средствами преобразования данных, а алгоритмы преобразования данных – средствами преобразования сигналов. Наиболее эффективны решения с рациональным сочетанием функций по преобразованию сигналов и данных.

Например, одним из важнейших факторов прогресса в средствах автоматизации является "интеллектуализация" устройств, включая и

устройства, выполняющие наиболее простые функции: измерительные датчики, исполнительные устройства, средства сигнализации и т.п. Кроме необходимых основных функций, "интеллектуальные" технические средства могут реализовать множество вспомогательных, зачастую весьма сложных алгоритмов преобразования данных при относительно невысоких дополнительных затратах, как правило, содержат и средства преобразования сигналов, и средства реализации цифровых алгоритмов преобразования данных.

Функциональная избыточность "интеллектуальных" устройств позволяет использовать одни и те же технические средства при решении разнообразных задач, несмотря на различие требований, реализуемых алгоритмов и функций. Очень часто выбор определенных параметров, режимов и алгоритмов работы должен программироваться, т.е. определяться специальными процедурами настройки. Поэтому современные технические средства должны обладать соответствующей функциональной гибкостью, возможностью изменения параметров и режимов работы, поддерживать необходимые процедуры настройки.

1. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ САУ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Система автоматического управления (САУ) – это техническая система, предназначенная для автоматического управления совокупностью контролируемых параметров объекта управления. Объектом управления может служить отдельное устройство, технологическое оборудование и целое производство.

В общем случае САУ (рис. 1.1) состоит из двух основных частей:

- объекта управления (ОУ);
- регулятора (Р).

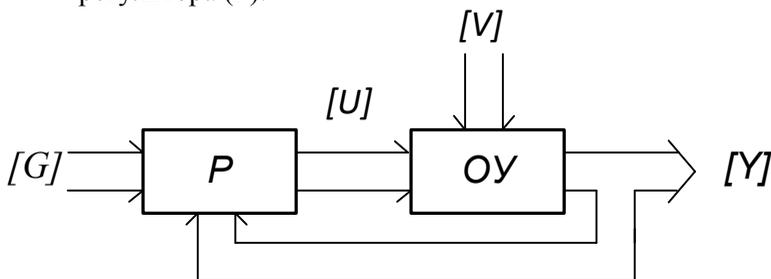


Рис. 1.1. Обобщенная структурная схема САУ

Условные обозначения, принятые на рисунке:

P – регулятор;

ОУ – объект управления;

[G] – вектор задающих воздействий;

[U] – вектор управляющих воздействий;

[Y] – вектор контролируемых параметров;

[V] – вектор возмущающих воздействий.

P – это устройство, предназначенное для выработки воздействий на **ОУ** на основании информации о состоянии объекта и цели управления. Основная цель автоматического управления заключается в поддержании требуемой функциональной зависимости между задающими и контролируемыми параметрами. Математическое выражение этой зависимости называется алгоритмом управления.

1.1. Структурные схемы САУ

В зависимости от характера задач, решаемых в системе автоматизации, можно выделить три основные структурные схемы, показанные на рис. 1.2 – 1.4. Условные обозначения на рис. 1.2 – 1.4: УУ – устройство управления; КС – каналы связи; ОУ – объект управления; УСИ – устройство сбора информации.



Рис. 1.2. Частичная автоматизация управления

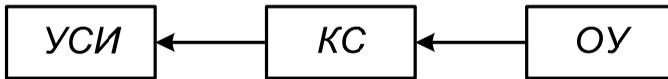


Рис. 1.3. Полная автоматизация контроля

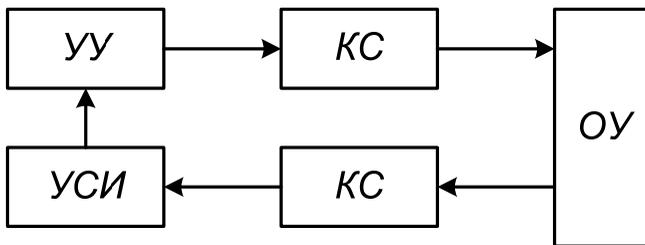


Рис. 1.4. Полная автоматизация управления

При частичной автоматизации управления (разомкнутая САУ) на основе вектора $[G]$ УУ формирует вектор управляющих воздействий $[U]$. Однако состояние ОУ не контролируется и коррекция управления по состоянию ОУ не производится, так как информация о контролируемых параметрах $[Y]$ в УУ не поступает.

При автоматизации контроля (рис. 1.3) производится только прием и обработка информации о состоянии ОУ [У]. Управляющие воздействия [U] формируются другими средствами, например, оператором после оценки полученной информации.

1.2. Функциональные схемы САУ

При полной автоматизации управления (замкнутая САУ, рис. 1.4) все необходимые функции выполняются системой управления. САУ принимает информацию от ОУ через УСИ и формирует управляющие воздействия на ОУ. Функциональная схема классической САУ для управления одним параметром объекта управления y показана на рис. 1.5. Условные обозначения на рис. 1.5: **З** – задатчик, **СЭ** – сравнивающий элемент, **Р** – регулятор (контроллер), **КЭ** – корректирующий элемент, **УМ** – усилитель мощности, **ИО** – исполнительный орган, **ОУ** – объект управления, **Д** – датчик, **ИП** – измерительный преобразователь.

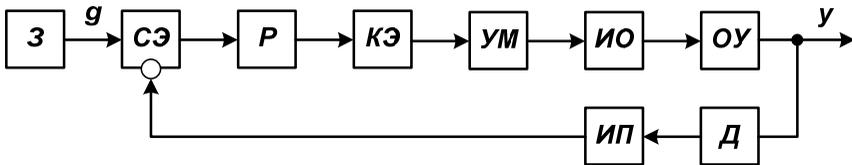


Рис. 1.5. Функциональная схема аналоговой САУ

В зависимости от характера изменения g можно выделить три основных типа систем управления:

- $g = const$ – система стабилизации (например, стабилизатор напряжения компенсационного типа, $U_{on} = g$);
- $g = var$ – следящая система (например, усилитель с обратной связью);
- g изменяется по заданной программе (например, управление выводом ракеты на орбиту).

Если хотя бы один элемент в функциональной схеме (рис. 1.5) импульсный, релейный или цифровой, тогда САУ – дискретная. В настоящее время реализация алгоритмов преобразования данных, в

том числе и алгоритмов управления, более эффективна в цифровой форме. Поэтому в современных САУ регуляторы строятся на основе ЭВМ или их микроэлектронных аналогов – микроконтроллеров. Типовые функциональные схемы таких САУ показаны на рис. 1.6

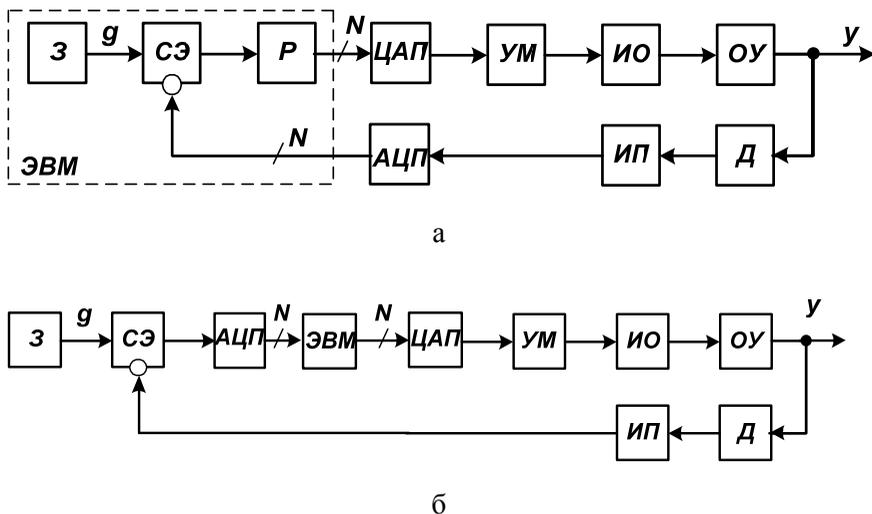


Рис. 1.6. Функциональные схемы дискретных САУ

Дискретные САУ для обработки сигналов в цифровом формате содержат аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи. Основные операции преобразования данных для реализации необходимых алгоритмов управления выполняются ЭВМ в цифровой форме. Операции преобразования сигналов (УМ, ИП) носят хотя и важный, но вспомогательный характер и выполняются для согласования сигналов датчиков Д и исполнительных органов ИО с параметрами АЦП и ЦАП. В САУ на рис. 1.6,а обработка всех данных выполняется в цифровой форме, а в САУ на рис. 1.6,б – сигналы обратной связи и задатчика З обрабатываются до преобразования в цифровой формат.

Обычно инерционность ОУ достаточно велика, а время дискретизации при цифровой обработке данных достаточно мало. Поэтому можно с помощью одной ЭВМ обслуживать несколько ОУ или не-

сколько каналов управления одного ОУ. В этих случаях можно применять мультиплексирование с поочередной обработкой данных нескольких каналов управления (рис. 1.7). Условные обозначения на рис. 1.7: K и K' – мультиплексоры для выбора каналов обработки данных, $OY1, OY2, OY3$ – объекты управления в каждом канале.

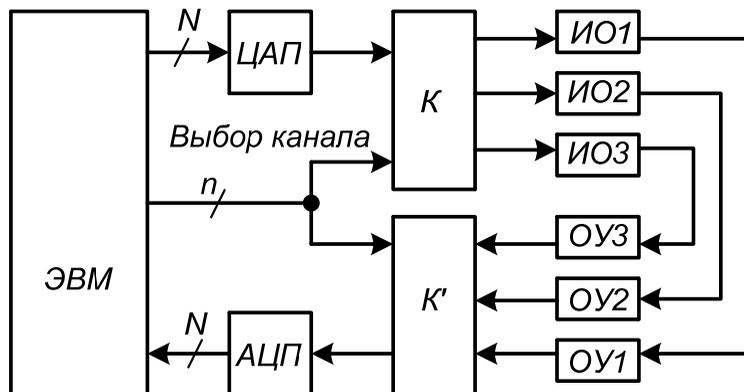


Рис. 1.7. Многоканальная САУ

В первой выборке принимается для обработки сигнал $OY1$ и через $ИО1$ передается сформированный к этому моменту сигнал управления канала 1; во второй выборке – канал 2 ($OY2$ и $ИО2$) и т. д. Количество каналов управления зависит от быстродействия ЭВМ и требуемого времени дискретизации для объектов управления.

Во всех рассмотренных структурах САУ требуется применение различных устройств преобразования сигналов. Хотя и основные алгоритмы управления реализуются цифровыми средствами, однако в любом контуре управления необходимо преобразование сигналов и их параметров. Эти преобразования сигналов связаны с весьма широким разнообразием датчиков для ввода различных физических величин, характеризующих состояние объектов управления, и исполнительных органов, управляющих состоянием объектов управления. Так как эти преобразования сигналов производятся в контуре управления, от их точности, стабильности, быстродействия и т.п. зависят соответствующие характеристики САУ в целом. Поэтому построение САУ требует не только применения рациональных алгоритмов

управления, но и создания эффективных устройств преобразования сигналов.

Виды сигналов и алгоритмы их преобразования в САУ весьма разнообразны и, следовательно, требуются устройства с различными свойствами и характеристиками. В большинстве случаев необходимые преобразования эффективнее всего производить с электрическими сигналами, поэтому существует целый класс устройств для преобразования электрических сигналов, называемых электронными устройствами автоматики [1-2, 17].

1.3. Классификация элементов и устройств автоматики

Технические средства, применяемые для преобразования сигналов в САУ, весьма разнообразны. Это связано и с разнообразием физических величин и параметров сигналов, и с разнообразием алгоритмов преобразования сигналов, и с различным характером сигналов и многими другими факторами. Рассмотрим классификацию устройств автоматики по нескольким основным критериям [2, 4, 6, 15].

1. По функциональному назначению:

- а) измерительно-преобразовательные устройства (датчики);
- б) задающие устройства;
- в) сравнивающие устройства;
- г) усилительно-преобразовательные устройства;
- д) корректирующие устройства;
- е) вспомогательные устройства (коммутаторы, устройства хранения информации и т.п.).

Датчики в электронных устройствах автоматики обычно выполняют функции преобразования различных физических величин в стандартные электрические сигналы. Задающие устройства необходимы для формирования задающих воздействий g в виде электрических сигналов. Сравнивающие устройства обеспечивают сравнение сигналов обратной связи y и задающих воздействий g для формирования входных сигналов регуляторов. Усилительно-преобразовательные устройства выполняют изменение параметров сигналов для согласования уровней напряжения, тока или мощности. Корректирующие устройства обычно выполняют изменение параметров контура САУ для получения требуемых частотных, вре-

менных или амплитудных характеристик преобразования сигналов. Вспомогательные устройства выполняют различные дополнительные функции управления и преобразования сигналов.

2. По виду уравнений, описывающих элементы:

- а) линейные устройства;
- б) нелинейные устройства;
- в) линеаризованные устройства.

В линейных устройствах связь между величиной $X_{вх}$ входного сигнала и величиной $Y_{вых}$ выходного сигнала описывается линейным уравнением, например, $Y_{вых} = k_{пр} * X_{вх} + U_0$, а коэффициент преобразования $k_{пр} = const$ и не зависит от величины $X_{вх}$. Если это условие не выполняется, то устройство – нелинейное. Для приведенного примера признаком нелинейного устройства может служить изменение коэффициента преобразования $k_{пр}$, т.е. $k_{пр} = f(X_{вх})$. В соответствии с этим условием, устройство, содержащее хотя бы один нелинейный элемент, должно рассматриваться как нелинейное. Следует отметить, что подавляющее большинство электронных устройств преобразования сигналов содержат нелинейные элементы, и с общих позиций являются нелинейными устройствами. Во многих случаях при соблюдении определенных условий в нелинейных устройствах $k_{пр}$ может быть практически независимым от величины $X_{вх}$, тогда устройство называют линеаризованным (т.е. условно линейным). Например, любой электронный усилитель содержит нелинейные элементы – транзисторы, но в определенном диапазоне изменения амплитуды сигналов обеспечивает линейную зависимость выходного сигнала от входного.

3. По характеру изменения выходного сигнала:

- а) непрерывные устройства;
- б) импульсные устройства;
- в) релейные устройства;
- г) цифровые устройства.

В непрерывных устройствах, называемых также аналоговыми устройствами, величины и входных, и выходных сигналов могут принимать любые значения в определенных диапазонах изменения, поддерживая требуемую функциональную зависимость $Y_{вых} = f(X_{вх})$. Эта зависимость может быть как линейной, так и нелинейной. В импульсных устройствах выходные и/или входные сигналы представляют собой импульсы определенной формы (прямоугольной, треугольной, пилообразной и т.п.). В этих устройствах заданный пара-

метр входного сигнала $X_{вх}$ управляет определенными параметрами импульсов $Y_{вых}$ (амплитудой, периодом, длительностью). В релейных устройствах входной сигнал непрерывный, а выходной может принимать только два значения, классическим примером релейного устройства является триггер Шмидта. В цифровых устройствах основное значение имеют не сигналы, а данные, которые кодируются этими сигналами. При двоичном кодировании сигналы могут иметь разрешенные уровни (высокий или низкий). Уровни цифровых сигналов стандартизованы, их формирование обеспечивается стандартными средствами и поэтому в цифровых устройствах обычно рассматриваются операции преобразования данных.

4. По физическому принципу действия:

- а) электрические устройства;
- б) магнитные устройства;
- в) механические устройства;
- г) тепловые устройства;
- д) оптические устройства;
- е) акустические устройства и т.д.

Объекты управления в САУ могут иметь самую различную природу, использовать различные технологические процессы, поэтому элементы и устройства автоматики должны обрабатывать электрические и неэлектрические сигналы разнообразных физических величин: перемещений, деформаций, температур, давлений, концентраций химических компонентов и т.д.

5. По роду энергии носителя информации:

- а) электрические устройства;
- б) пневматические устройства;
- в) гидравлические устройства;
- г) комбинированные устройства.

Хотя в настоящее время наиболее распространены электрические устройства, однако в ряде случаев эффективно применение других видов носителей информации. Например, в тормозных системах транспортных средств широко применяются пневматические и гидравлические устройства.

6. По возможности различения знака (фазы) входного сигнала:

- а) реверсивные устройства;
- б) нереверсивные устройства.

Нереверсивные устройства обеспечивают формирование сигналов для изменения состояния объекта управления только в одном на-

правлении. Например, электрический нагревательный элемент может только увеличивать температуру объекта управления. Реверсивные устройства могут воздействовать на состояние объекта управления в обоих направлениях. Например, реверсивный электропривод может управлять перемещением в обоих направлениях.

7. По наличию дополнительного источника энергии:

а) активные устройства (с наличием источника энергии);

б) пассивные устройства (например, RC – цепи).

Пассивные устройства выполняют преобразования только за счет энергии, поступающей от входных сигналов, поэтому энергия выходных сигналов в пассивных устройствах всегда меньше, чем энергия входных. В процессах преобразования неизбежны потери энергии. Возможности пассивных устройств весьма ограничены, обычно они выполняют несложные вспомогательные операции преобразования. В активных устройствах всегда присутствуют дополнительные источники питания, без их энергии работа активных устройств невозможна. Эта дополнительная энергия позволяет формировать сигналы необходимой мощности и выполнять различные операции преобразования других характеристик сигналов.

1.4. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП)

Видов сигналов и разновидностей операций по преобразованию сигналов в средствах автоматизации очень много. Существенно сократить требуемую номенклатуру средств автоматизации можно стандартизацией параметров сигналов и их видов, а также обеспечением совместимости технических средств для преобразования стандартных сигналов. Работа по стандартизации в этой области проводится во всем мире. Стандартизация, как и во многих других областях, позволяет существенно упростить решение многих задач по преобразованию сигналов. С помощью стандартных функциональных узлов разных производителей можно решать практически любые задачи преобразования стандартных сигналов. Отечественная система стандартов, в целом соответствующая международным стандартам, получила название ГСП [3].

Основной целью ГСП является разработка ограниченной номенклатуры различных приборов автоматики для решения типовых задач. Основные задачи ГСП можно определить тремя ключевыми словами: унификация, совместимость, агрегирование.

По критериям совместимости в ГСП различают пять уровней:

1. Информационная совместимость. Стандартизируются виды и параметры сигналов (частота, амплитуда, алгоритмы кодирования информации).
2. Конструктивная совместимость. Стандартизируются соединительные разъемы, корпуса, конструкции функциональных узлов, монтажных модулей, элементная база и т.п.
3. Энергетическая совместимость. Стандартизируются параметры источников питания.
4. Метрологическая совместимость. Определяются классы точности приборов и процедуры аттестации по точности, алгоритмы и режимы поверки, периодичность поверки и т. д.
5. Эксплуатационная совместимость. Определяются требования к параметрам окружающей среды, при которых приборы должны надежно работать (климатические условия, механическая прочность, виброустойчивость, электромагнитные помехи и т.п.).

Классификация приборов ГСП по роду энергии носителя информации:

1. Электрические приборы.

Достоинства: экономичность и простота реализации разнообразных алгоритмов преобразования сигналов, возможность передачи информации на большие расстояния. Недостатки: чувствительность к помехам и условиям внешней среды.

2. Пневматические приборы.

Достоинства: работают в агрессивной среде, не подвержены помехам. Недостатки: сложность применения при больших расстояниях.

3. Гидравлические.

Достоинства: можно передавать большие механические усилия.

Классификация приборов ГСП по функциональному назначению:

1. Устройства получения нормированной информации о состоянии процесса.

В эту группу входят датчики, первичные измерительные преобразователи и нормирующие преобразователи. Основное назначение – преобразование контролируемой величины в нормированный сигнал. Измерительные первичные преобразователи выполняют преобразование естественной измеряемой величины в физическую величину, удобную для измерения (перемещение, силу, сопротивление, частоту и т.д.). Назначение нормирующего преобразователя – преобразование физической величины в унифицированный сигнал, в частности, электрический.

2. Устройства преобразования информации.

Это устройства телемеханики, телеизмерения, телеуправления, шифраторы, дешифраторы и вспомогательные устройства, АЦП, ЦАП, коммутаторы и т. д.

3. Устройства обработки, хранения информации и выработки команд управления.

В 3-ю группу входят функциональные преобразователи, устройства аналоговой и цифровой вычислительной техники, логические анализаторы, измерительные приборы, задатчики, программаторы.

4. Устройства преобразования команд управления для передачи по каналам связи: шифраторы, дешифраторы и канал связи.

5. Устройства использования командной информации для выработки команд управления: усилители мощности и исполнительные механизмы.
6. Регулирующие органы: клапаны, вентили, задвижки, заслонки и т.п.

Унифицированные сигналы ГСП – это сигналы дистанционной передачи информации, обеспечивающие совместимость отдельных приборов, блоков и модулей системы.

В ГСП выделено 4 категории сигналов:

1. Сигналы тока I и напряжения U, непрерывные.
2. Сигналы электрические частотные, непрерывные.
3. Сигналы электрические, кодированные.
4. Сигналы пневматические.

Для каждой категории сигналов существуют стандарты, которые определяют унифицированные виды сигналов и их параметры. В табл. 1.1 приведены параметры унифицированных непрерывных электрических сигналов.

Таблица 1.1

Сигналы тока	Сигналы напряжения	Сигналы исполнительных механизмов
0 – 5 мА	0 – 10 мВ	
-5 – 0 – 5 мА	-10 – 0 – 10 мВ	
0 – 20 мА	0 – 20 мВ	0 – 12 В
-20 – 0 – 20 мА	-20 – 0 – 20 мВ	0 – 24 В
4 – 20 мА	0 – 50 мВ	0 – 110 В
0 – 20 мА	-50 – 0 – 50 мВ	0 – 220 В
-100 – 0 – 100 мА	0 – 100 мВ	
	-100 – 0 – 100 мВ	
	0 – 1 В	
	0 – 10 В	

Для кодированных сигналов стандартами ГСП определены числа третьооктавного ряда: 1; 1,25; 1,6; 2,0; 2,3; 3,15; 4,0; 5,0; 6,3; 8...;

числа октавного ряда: 1; 2; 4; 8; 16; 31,5; 63; 125; 250; 500; 1000; ...;

частоты стандартные (Гц): 300, 320, 340, 360, 385, 405, 435, 460, 490, 520, 555, 590, 625, 665, 705, 750, 795, 850, 900, 960, 1020, 1085, 1150, 1225, 1300, 1385, 1470, 1565, 1660, 1765, 1880, 2000, 2120, 2255, 2400, 2550, 2710, 2880, 3020, 3240 (для телефонного канала связи).

Для сигналов пневматических стандартизованы следующие параметры: передача информационного сигнала: $0,2 - 1,1$ кГц/см², рабочее давление магистрали – $1,4$ кГц/см².

Унификация параметров сигналов позволяет применять для их преобразования типовые электронные узлы, построенные на стандартных электронных компонентах. Такие электронные компоненты выпускаются многими фирмами – производителями интегральных схем и в настоящее время широко применяются в САУ различного назначения. Электронные узлы для преобразования унифицированных сигналов рассматриваются в следующих главах учебного пособия, и их изучение является основным предметом курса "Электронные устройства автоматики".

2. ЗАДАЮЩИЕ И СРАВНИВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА (ДИСКРИМИНАТОРЫ)

Дискриминатор – это устройство для обнаружения рассогласования параметров сигналов в системах автоматики и преобразования этого рассогласования в сигнал, удобный для дальнейшей обработки.

2.1. Дискриминаторы постоянного тока

2.1.1 Дискриминатор постоянного тока на одном операционном усилителе

Схема простейшего амплитудного дискриминатора приведена на рис. 2.1. Выходной сигнал в этой схеме равен разности двух входных $z = y - x$, где x и y – величины постоянных входных напряжений дискриминатора.

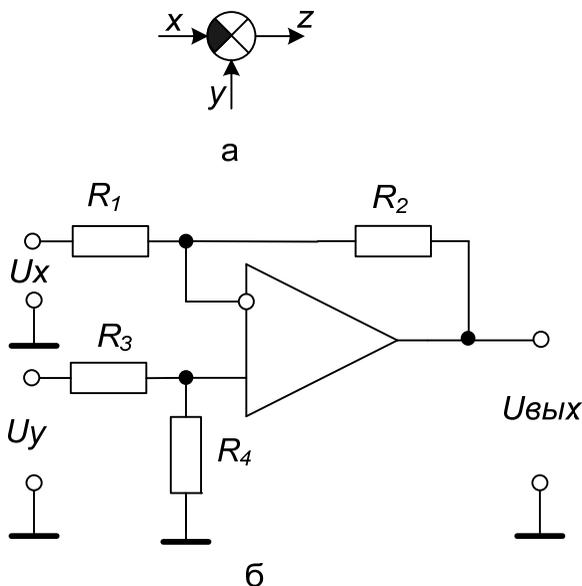


Рис. 2.1. Дискриминатор на дифференциальном усилителе

Если в дискриминаторе (рис. 2.1) использован интегральный операционный усилитель, то для идеализированной модели (при коэф-

фициенте усиления усилителя равном бесконечности) амплитуда выходного сигнала определяется следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = -U_x \frac{R_2}{R_1} + U_y \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2.1)$$

или

$$U_{\text{вых}} = U_y K_y - U_x K_x. \quad (2.2)$$

При $R_3 = R_4$ и $R_1 = R_2$ выходное напряжение в этой схеме равно разности двух входных напряжений $U_{\text{вых}} = U_y - U_x$. Необходимо учитывать, что точность и стабильность сопротивлений всех резисторов должна соответствовать требуемой точности преобразования.

К недостаткам схемы следует отнести низкое входное сопротивление, а также слабое подавление синфазного сигнала.

В качестве примера рассмотрим применение этой схемы для построения измерителя температуры – рис. 2.2.

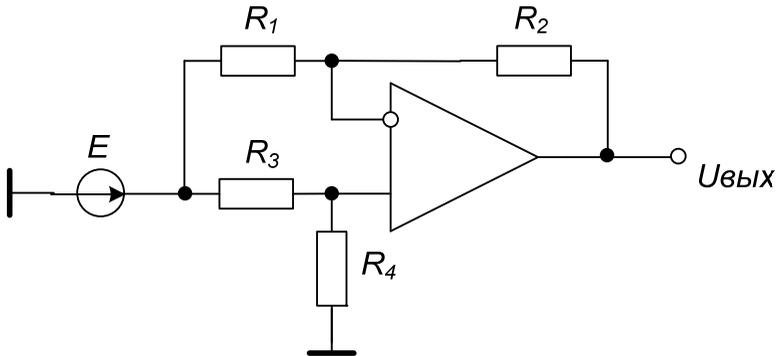


Рис. 2.2. Преобразователь “температура-напряжение”

В преобразователе (рис. 2.2) один из резисторов (R_1 или R_2) должен выполнять функции чувствительного элемента, сопротивление которого зависит от температуры, а величина входного напряжения дискриминатора должна задаваться прецизионным источником опорного напряжения E . При выполнении этих условий величина

выходного напряжения схемы, зависящая от сопротивлений резисторов, будет функцией температуры $U_{\text{вых}}=f(T)$.

2.1.2. Прецизионный дискриминатор на основе инструментального усилителя

Существенное повышение точности преобразования в дискриминаторе можно получить применением специальной структуры, которая получила название инструментального усилителя. Инструментальные усилители выпускаются в виде прецизионных интегральных схем с весьма низкой погрешностью преобразования сигналов. Типовая схема инструментального усилителя приведена на рис. 2.3. Идентичность резисторов, определяющих точность преобразования сигналов, обеспечивается особенностями технологии производства интегральных схем. Изменение коэффициентов преобразования производится подключением внешнего резистора R_2 [5]. Как видно из схемы (рис. 2.3), структура симметрична и одинакова по свойствам для обоих входов.

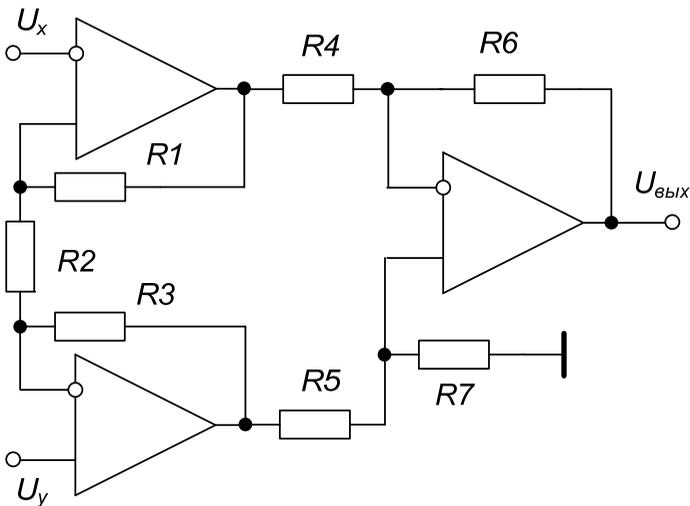


Рис. 2.3. Прецизионный амплитудный дискриминатор

При условии $R_6 = R_4$, $R_5 = R_7$, $R_1 = R_3$ амплитуда выходного сигнала для входа U_y определяется следующим выражением:

$$U_{\text{вых}}("y") = U_y \left[\left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \left(\frac{R_7}{R_5 + R_7} \right) \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) + \left(-\frac{R_1}{R_2} \right) \left(-\frac{R_6}{R_4} \right) \right] = \quad (2.3)$$

$$= U_y \left[\left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) + \frac{R_1}{R_2} \right] = U_y \left(1 + 2 \frac{R_{1(3)}}{R_2} \right).$$

Аналогичным образом для U_x

$$U_{\text{вых}}("x") = -U_x \left[\left(1 + 2 \frac{R_{1(3)}}{R_2} \right) \right], \quad (2.4)$$

а выходное напряжение при наличии источников сигналов на обоих входах будет следующим:

$$U_{\text{вых}} = (U_y - U_x) \left[\left(1 + 2 \frac{R_{1(3)}}{R_2} \right) \right]. \quad (2.5)$$

Достоинства схемы: высокое входное сопротивление, симметрия входов и большое подавление синфазного сигнала, коэффициент передачи определяется одним резистором по обоим входам.

Прецизионные дискриминаторы применяются при повышенных требованиях к характеристикам, например, для подключения к пьезодатчикам, конденсаторным микрофонам, для снятия биопотенциалов с кожи человека.

Для дискриминатора важной характеристикой является дискриминационная характеристика, т.е. зависимость амплитуды выходного сигнала от величины входного. Дискриминационная характеристика позволяет оценить допустимые диапазоны изменения сигналов. Для амплитудного дискриминатора эта характеристика – зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного сигнала. На рис. 2.4 показана типовая дискриминационная характеристика, причем $U_{\text{вх}} = U_y - U_x$. Рабочий участок дискриминационной характеристики – участок с линейной зависимостью $U_{\text{вых}} = k_{\text{нр}} U_{\text{вх}}$. На

графике E_n – напряжение питания усилителя, а $U_{выхmax}$ – максимально возможное выходное напряжение усилителя, ограниченное свойствами его выходного каскада.

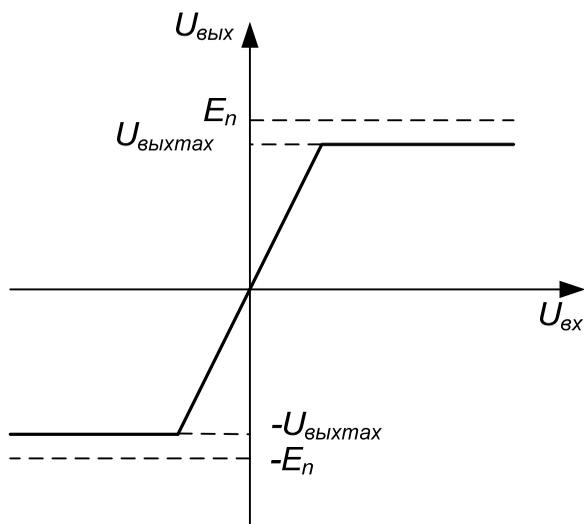


Рис. 2.4. Дискриминационная характеристика

2.1. Амплитудные дискриминаторы

Эти дискриминаторы предназначены для сравнения постоянного напряжения (например, сигнала управления) с амплитудным значением переменного напряжения (например, сигнала обратной связи). Для выполнения этого сравнения необходимо преобразовать оба сигнала в общий формат. Рациональнее сформировать сигнал постоянного напряжения, равного амплитуде переменного напряжения (рис. 2.5). Это преобразование легко выполнить с помощью известных схем выпрямителей. На рис. 2.5 $V\Phi$ – выпрямитель и фильтр нижних частот (ФНЧ).

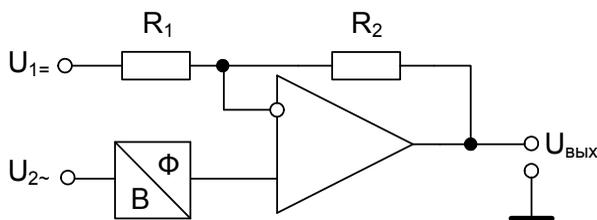


Рис. 2.5. Функциональная схема амплитудного дискриминатора

Если коэффициент преобразования выпрямителя и ФНЧ равен единице (выходное напряжение фильтра равно амплитуде переменного напряжения $U_{2м}$), то выходное напряжение дискриминатора определяется уравнением

$$U_{\text{вых}} = -U_{1=} \frac{R_2}{R_1} + U_{2м} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (2.6)$$

Из уравнения видно, что коэффициенты передачи по входу “1” $\left(\frac{R_2}{R_1} \right)$ и входу “2” $\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ различны, поэтому по второму входу необходим дополнительный делитель сигнала для выравнивания коэффициентов передач.

2.2.1. Амплитудный дискриминатор с простейшим амплитудным выпрямителем

Схема дискриминатора с простейшим однополупериодным выпрямителем и делителем сигнала приведена на рис. 2.6. Ее выходное напряжение определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} U_{1=} + \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{2м}. \quad (2.7)$$

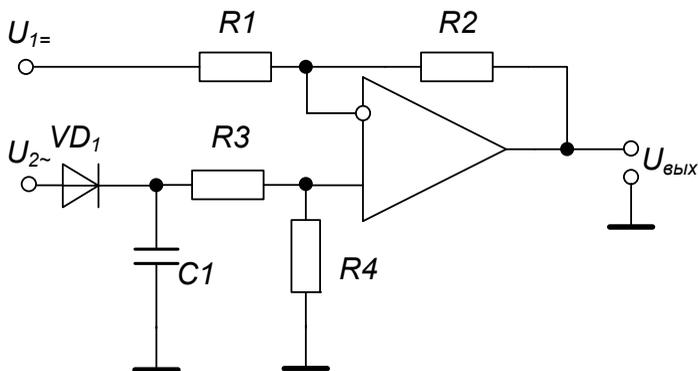


Рис. 2.6. Амплитудный дискриминатор с однополупериодным выпрямителем

Резисторы целесообразно выбирать так же, как в дискриминаторе на рис. 2.1. Постоянная времени ФНЧ τ_ϕ должна выбираться в несколько раз больше максимального периода переменного входного сигнала $T_{2\max}$, $\tau_\phi = C(R_3 + R_4) \gg T_{2\max}$ (для идеального операционного усилителя $i_{ex} \cong 0$, $R_{ex} = \infty$).

Дискриминатор (рис. 2.6) должен работать при амплитуде входного напряжения $U_{2.m} > U^*$. Только тогда диод VD_1 выпрямителя открывается (рис. 2.7) и на его выходе формируется напряжение, пропорциональное амплитуде входного сигнала. При уровне $U_{2.m} < U^*$ выходное напряжение выпрямителя близко к нулю.

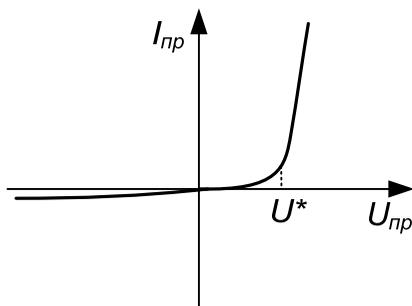


Рис. 2.7. Вольт-амперная характеристика диода

2.2.2. Амплитудный дискриминатор с прецизионным двухполупериодным выпрямителем

Для повышения точности необходимо применение выпрямителей с более высокой точностью преобразования сигналов. Схема дискриминатора с улучшенными характеристиками приведена на рис. 2.8.

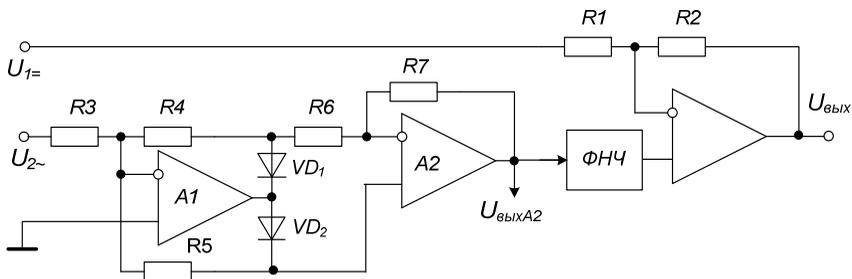


Рис. 2.8. Амплитудный дискриминатор с прецизионным выпрямителем

На операционных усилителях А1 и А2 выполнен прецизионный двухполупериодный выпрямитель. Минимальный уровень сигналов для этого выпрямителя составляет $100 \text{ мкВ} \div 10 \text{ мВ}$, а минимальный период сигнала на входе ФНЧ вдвое меньше, чем в предыдущей схеме. Следует также отметить, что высокая чувствительность схемы достигается большим коэффициентом усиления операционных усилителей и большой скоростью нарастания выходного сигнала.

При разных полярностях переменного входного напряжения $U_{2~}$ сигналы поступают на выход выпрямителя ($U_{\text{вых}A2}$) по разным цепям.

Для положительного полупериода $U_{2~}^+$ диод VD1 открыт, а VD2 закрыт. Сигнал поступает на инвертирующий вход усилителя А2 только через R_3 , так как на R_5 – нулевое напряжение. Выходное напряжение выпрямителя

$$U_{\text{вых}A2} = U_{2~}^+ \frac{R_2}{R_1} \frac{R_5}{R_4} \left| \frac{R_4 = R_5}{R_1 = R_2} \right| = U_{2~}^+ \quad (2.8)$$

Для отрицательного полупериода $U_{2\sim}^-$ $VD2$ открыт, $VD1$ закрыт, а выходное напряжение определяется по формуле

$$U_{\text{вых}A2} = -U_{2\sim}^- \frac{R_3(R_4 + R_6)}{R_5(R_3 + R_4 + R_6)} \left(1 + \frac{R_7}{R_4 + R_6}\right) =$$

$$= |R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7| = -U_{2\sim}^-$$
(2.9)

Преимущества рассмотренной схемы с прецизионным выпрямителем очевидны: в широком диапазоне изменения уровней входных сигналов точность преобразования не зависит от характеристик диодов.

2.2.3. Амплитудный дискриминатор с синхронным детектором

Существуют и другие схемы выпрямителей с высокой точностью преобразования, пример схемы дискриминатора с синхронным детектором приведен на рис. 2.9.

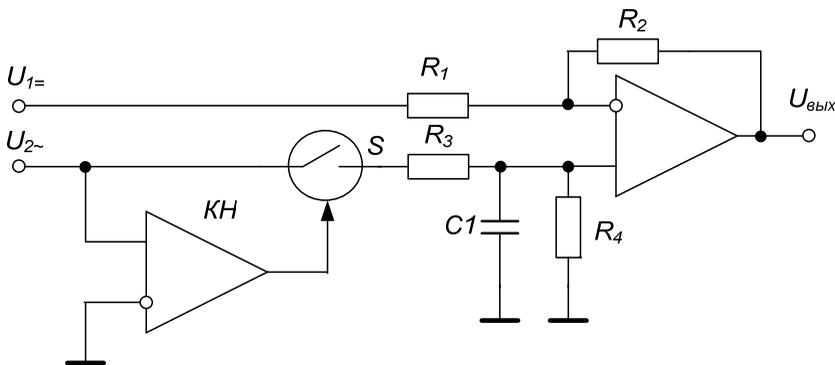


Рис. 2.9. Амплитудный дискриминатор с синхронным детектором

В этой схеме передача входного переменного напряжения на вход ФНЧ производится аналоговым ключом S , а компаратор напряжения $КН$ управляет ключом. При $U_{2\sim}^+$ ключ S замкнут, а при $U_{2\sim}^-$ разомкнут, и напряжение отрицательной полярности на вход ФНЧ не поступает. Чтобы получить двухполупериодный выпрями-

тель на синхронном детекторе, достаточно в схему добавить второй ключ и инвертирующий повторитель входного сигнала (рис. 2.9).

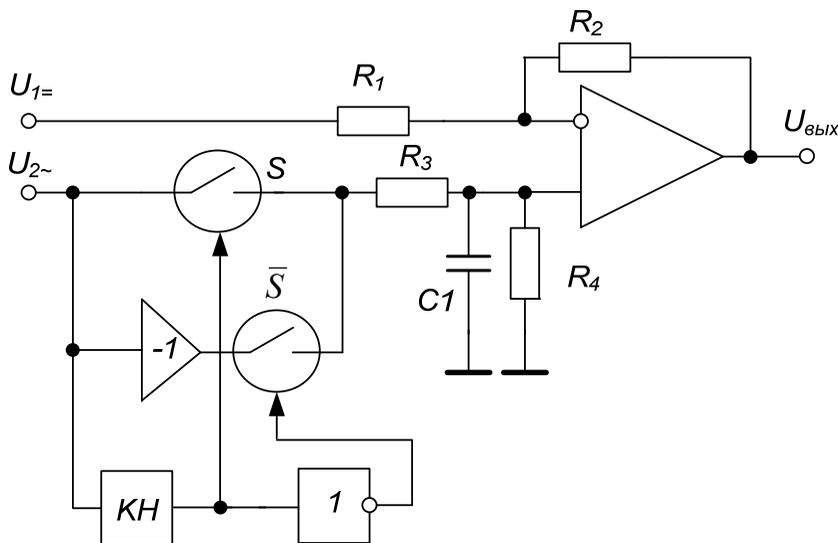


Рис. 2.10. Амплитудный дискриминатор с двухполупериодным синхронным детектором

Амплитудный дискриминатор с синхронным детектором имеет наибольшую чувствительность к входному сигналу, которая в свою очередь определяется параметрами применяемого компаратора напряжения.

2.3. Фазовые детекторы (дискриминаторы)

Фазовый детектор (ФД) – устройство, выходное напряжение которого пропорционально фазовым соотношениям периодических сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$, подаваемых на его входы (рис. 2.11). Как правило, один из входных сигналов принято называть опорным, например $U_2(t)$. При этом выходной сигнал ФД должен быть пропорционален фазовому сдвигу первого сигнала по отношению к опорному сигналу.

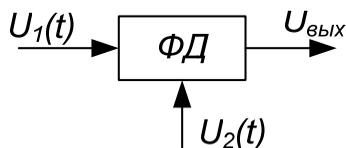


Рис. 2.11. Фазовый детектор

По принципу формирования выходного сигнала ФД принято разделять на два типа – параметрические и векторомерные.

2.3.1. Параметрический фазовый дискриминатор на основе аналогового перемножителя сигналов

В параметрических фазовых дискриминаторах под воздействием $U_{on}(t)$ изменяется какой либо параметр линейной цепи, поэтому на выходах таких детекторов образуется напряжение

$$U_{\text{выхПС}}(t) = AU_c(t)U_{on}(t), \quad (2.10)$$

где A – масштабный коэффициент передачи.

Информация о фазе в выходном сигнале (2.10) находится в самой низкочастотной составляющей его спектра, поэтому для ее выделения на выходах параметрических фазовых дискриминаторов устанавливают фильтры нижних частот.

Схема параметрического ФД на основе аналогового перемножителя сигналов показана на рис. 2.12.

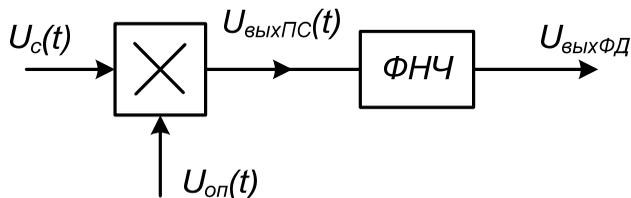


Рис. 2.12. Параметрический ФД на основе аналогового перемножителя сигналов

Определим зависимости выходного напряжения ФД от разности фаз входных для случая гармонических сигналов $U_{on}(t)$ и $U_c(t)$

$$U_c(t) = U_{cm} \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad (2.11)$$

и

$$U_{on}(t) = U_{om} \cos(\omega_o t + \varphi_o), \quad (2.12)$$

где U_{cm} и U_{om} , ω_c и ω_o , φ_c и φ_o – амплитуды, частоты и начальные фазы входного и опорного сигналов соответственно.

В соответствии со структурной схемой ФД выходной сигнал на выходе перемножителя $U_{выхЛС}(t)$ для входных сигналов (2.11) и (2.12) равен

$$\begin{aligned} U_{выхЛС}(t) &= U_c(t) \cdot U_{on}(t) = U_{cm} U_{om} \cos(\omega_c t + \varphi_c) \cos(\omega_o t + \varphi_o) = \\ &= \frac{1}{2} U_{cm} U_{om} \{ \cos((\omega_c + \omega_o)t + \varphi_o + \varphi_c) + \cos((\omega_c - \omega_o)t + \varphi_c - \varphi_o) \}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Частоту среза выходного ФНЧ выбирают так, чтобы подавить высокочастотные составляющие выходного сигнала на выходе перемножителя, т.е. составляющую в спектре сигнала (2.13) с суммарной частотой $\omega = \omega_c + \omega_o$. В результате выходной сигнал на выходе ФНЧ определяется выражением

$$U_{выхФД} = \frac{1}{2} U_{cm} U_{om} \cos[(\omega_c - \omega_o)t + \varphi_c - \varphi_o]. \quad (2.14)$$

Различают два режима применения ФД:

- *фазометрический режим*, при котором выполняется равенство $\omega_c = \omega_o$, а выходной сигнал ФД является функцией, зависящей от разности фаз

$$U_{выхФД}(t) = \frac{1}{2} U_{cm} U_{om} \cos[\varphi_c - \varphi_o], \quad (2.15)$$

- *режим автоподстройки*, при котором выполняется равенство $\varphi_c = \varphi_o$, а выходной сигнал ФД определяется выражением

$$U_{выхФД}(t) = \frac{1}{2} U_{cm} U_{om} \cos[(\omega_c - \omega_o)t]. \quad (2.16)$$

Для фазометрического режима дискриминационная характеристика, т.е. зависимость выходного напряжения ФД от разности фаз входных напряжений приведена на рис. 2.13. Из приведенного гра-

фика и анализа формулы (2.15) следует, что выходное напряжение параметрического фазового дискриминатора зависит не только от разности фаз входных колебаний, но и от их амплитуд, что является существенным недостатком схемы. Также следует отметить, что дискриминационная характеристика носит периодический характер.

Для того чтобы выходное напряжение не зависело от амплитуд входных сигналов на входах дискриминатора, применяют ограничители или средства стабилизации амплитуд.

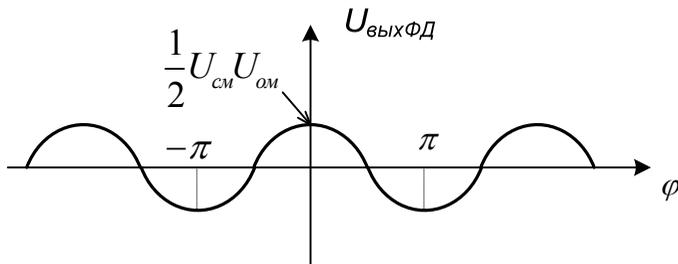


Рис. 2.13. Дискриминационная характеристика ФД

К основным характеристикам ФД следует отнести чувствительность и линейность, которые определяются видом дискриминационной характеристики. Так как дискриминационная характеристика параметрического фазового дискриминатора нелинейная, то чувствительность (крутизна преобразования) находится по формуле

$$S_{\text{ФД}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{d\varphi} \approx \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta\varphi}, \quad (2.17)$$

и, как правило, на линейном участке, т.е. в данном случае при переходе графика через ноль.

Если рассматривать ФД как элемент системы автоматического управления, то необходимо учитывать его динамические свойства. Из-за наличия в ФД фильтра нижних частот передаточная функция ФД может быть описана выражением

$$W_{\text{ФД}}(p) = \frac{S_{\text{ФД}}}{p\tau_{\phi} + 1}, \quad (2.18)$$

где τ_{ϕ} – постоянная времени фильтра нижних частот.

2.3.2. Фазовый дискриминатор на основе ключевого умножителя сигналов

Рассмотрим случай, когда в схеме на рис. 2.12 в качестве опорного сигнала подается не гармонический сигнал, а последовательно двуполярных импульсов прямоугольной формы, причем с амплитудой равной $\pm 1\text{В}$ – рис. 2.14,а. При таком опорном напряжении аналоговый умножитель на интервале времени от 0 до τ умножает входной сигнал на $+1$, а на интервале времени от τ до T на -1 , т.е. от аналогового умножителя требуется только два коэффициента умножения. Это позволяет отказаться от микросхемы аналогового умножителя и применить схему с дискретно изменяемым коэффициентом передачи, например, с помощью электронного ключа – рис. 2.14,б.

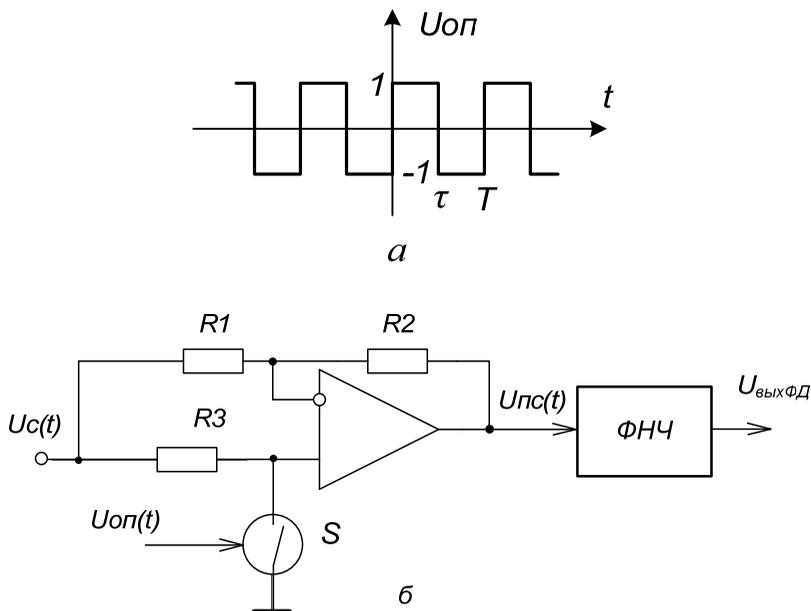


Рис. 2.14. ФД на основе ключевого умножителя сигналов

Когда ключ S в схеме разомкнут, коэффициент передачи схемы, состоящей из резисторов, операционного усилителя и ключа, равен 1 , а когда замкнут ($-R_2/R_1$) и при $R_2 = R_1$, он равен -1 .

Для меандра ($\tau = T/2$) и гармонического входного сигнала среднее значение напряжения на выходе ФД (на выходе ФНЧ в схеме на рис. 2.14) сигналов определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{см}} \cos \varphi, \quad (2.19)$$

где φ – разность фаз между опорным и входным сигналами.

В качестве примера на рис. 2.15 приведены временные диаграммы напряжений в схеме при $\varphi = \pi/2$ (рис. 2.15,а) и при $\varphi = 0$ (рис. 2.15,б).

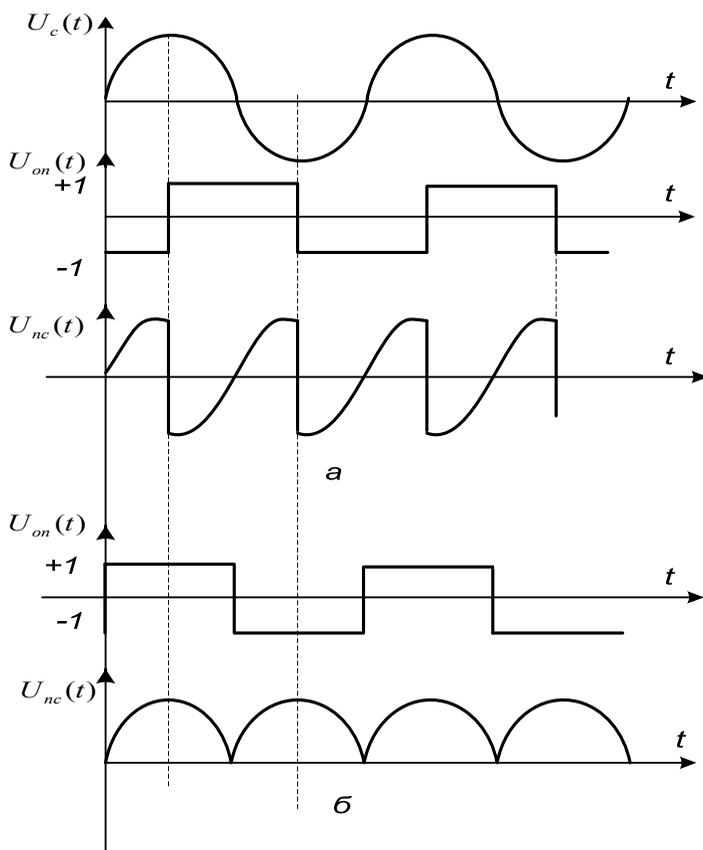


Рис. 2.15. Временные диаграммы напряжений в схеме на рис. 2.14

2.2.4. Фазовый дискриминатор на логическом элементе «исключающее ИЛИ»

Если входные сигналы являются периодическими сигналами со стандартными логическими уровнями, то ФД можно построить на логическом элементе «исключающее ИЛИ» (рис. 2.15).

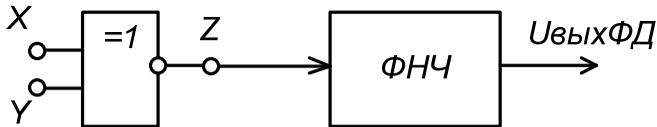


Рис. 2.16. ФД на логическом элементе «исключающее ИЛИ»

Таблица истинности для различных состояний входов элемента исключающее ИЛИ приведена на рис. 2.17,а, а на рис. 2.17,б показано состояние выходного сигнала Z для двух входных сигналов X и Y , представляющих собой последовательности импульсов с одинаковой частотой и равной скважностью, причем сдвинутых относительно друг друга на время tz .

При изменении фазового соотношения между входными последовательностями импульсов (при изменении tz) в выходной последовательности Z изменяется длительность импульсов, а их период остается неизменным, т.е. изменяется только коэффициент заполнения импульсов, определяемый соотношением

$$q = \frac{tz}{T_z}. \quad (2.20)$$

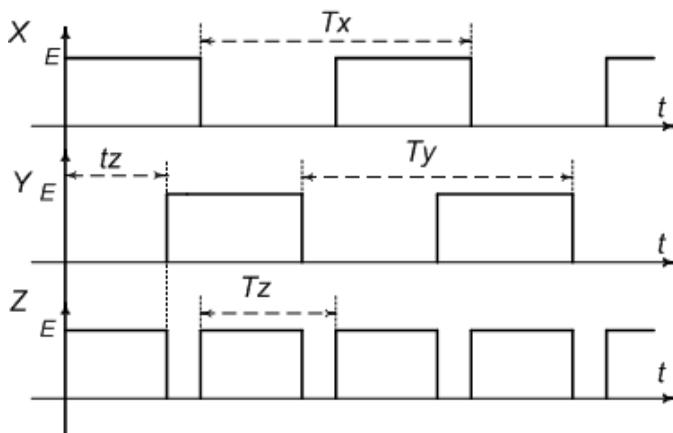
Частота среза выходного ФНЧ выбирается такой, чтобы подавить все высокочастотные составляющие в спектре сигнала Z за исключением постоянной составляющей. Представив рядом Фурье последовательность Z и отбросив все гармонические составляющие в спектре этого колебания, находим выражение для определения напряжения на выходе ФНЧ

$$U_{\text{выхФД}} = \frac{tz}{T_z} E, \quad (2.21)$$

где E – амплитуда колебаний на выходе элемента “исключающее ИЛИ”.

X	0	1	0	1
Y	0	0	1	1
Z	0	1	1	0

а



б

Рис. 2.17. Временные диаграммы сигналов ФД, приведенного на рис. 2.16

Изменение длительности t_z выходных импульсов Z от 0 до T_z пропорционально изменению разности фаз входных колебаний от 0 до 180 градусов, поэтому в соответствии с формулой (2.21) дискриминационная характеристика рассмотренного ФД линейна (рис. 2.18).

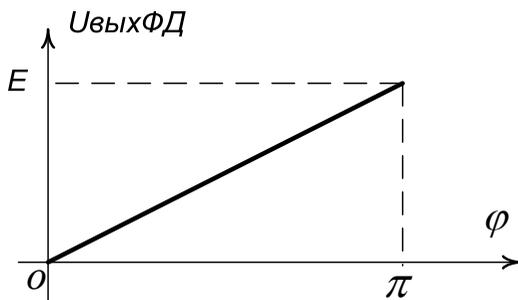


Рис. 2.18. Дискриминационная характеристика ФД

Чувствительность ФД определяется наклоном дискриминационной характеристики

$$S_{\Phi Д} = \frac{dU_{\text{вых}\Phi Д}}{d\varphi} = \frac{E}{\pi} \quad (2.22)$$

и является постоянной величиной.

Благодаря линейной дискриминационной характеристике рассмотренная схема ФД может быть использована для построения измерительных приборов.

2.3.4. Векторомерный фазовый дискриминатор

Формирование выходного сигнала этого ФД производится суммированием векторной суммы и разности напряжений входного $U_c(t)$ и опорного $U_0(t)$ сигналов. Векторное суммирование и вычитание можно выполнить соответствующим включением обмоток трансформаторов (рис. 2.18). Полученные сигналы суммы $U_1(t)$ и разности $U_2(t)$ поступают через выпрямители и ФНЧ на выход ФД. Сумма выпрямленных сигналов $U_{\text{вых}1}(t)$ и $U_{\text{вых}2}(t)$ формирует выходное напряжение схемы $U_{\text{вых}}(t)$.

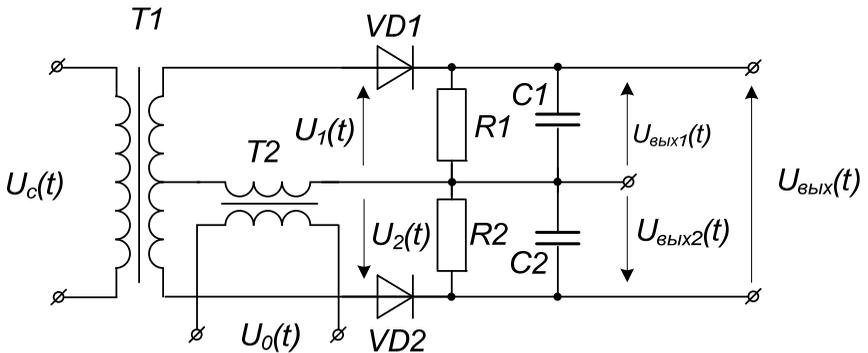


Рис. 2.20. Векторомерный ФД

Для анализа свойств ФД составим эквивалентную схему (рис. 2.19), заменив обмотки трансформаторов эквивалентными источниками напряжений.

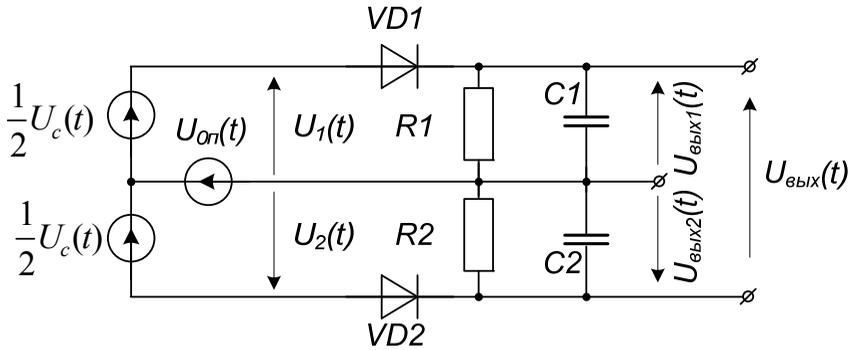


Рис. 2.21. Эквивалентная схема векторомерного ФД

Если на входы векторомерного ФД подаются гармонические сигналы, описываемые выражениям (2.11) и (2.12), то в результате их суммирования и вычитания на входы детекторов в схеме поступают сигналы

$$U_1(t) = U_{ом} \cos \omega_{он} t + \frac{1}{2} U_{см} \cos(\omega_c t + \varphi_c) \quad (2.23)$$

и

$$U_2(t) = U_{ом} \cos \omega_{он} t - \frac{1}{2} U_{см} \cos(\omega_c t + \varphi_c). \quad (2.24)$$

В последних формулах фазовый угол опорного колебания принят равным нулю, т.е. $\varphi_{он} = 0$.

Амплитуды сигналов колебаний на входах детекторов можно найти с помощью векторных диаграмм (рис. 2.22). На графике рис. 2.22,а показан случай, когда фазовый сдвиг между входным и опорным колебаниями равен 90 градусов. Как видно из этого рисунка, при таком фазовом сдвиге амплитуды колебаний на входах детекторов равны между собой и как следствие выходное напряжение $U_{вых}(t)$ на выходе фазового дискриминатора, равно разности постоянных напряжений на выходах амплитудных детекторов $U_{вых1}(t)$ и $U_{вых2}(t)$ равно нулю. В случае отклонения фазового сдвига от 90 градусов одна из амплитуд колебаний увеличивается, а другая – уменьшается (см. рис. 2.22б). При этом появляется разность напряжений на выходах амплитудных детекторов и в зависимости от величины фазы и знака отклонения формируется на выходе ФД пропорциональное постоянное напряжение.

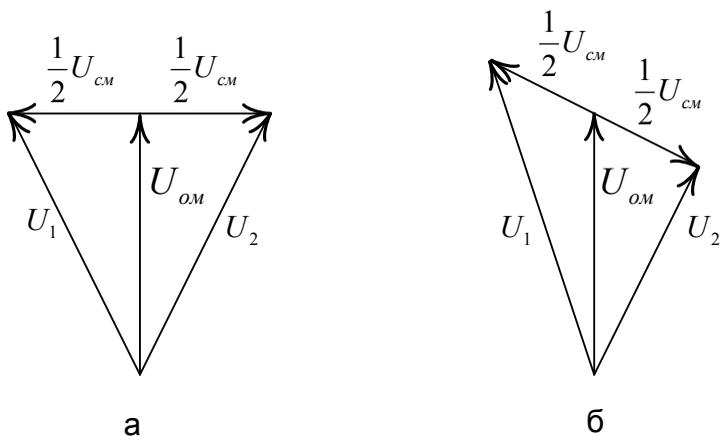


Рис. 2.22. Векторные диаграммы напряжений в схеме ФД

RC-цепи на выходах амплитудных детекторов предназначены для выделения (запоминания) амплитуд сигналов и выполняют роль фильтров нижних частот.

Нормированная дискриминационная характеристика векторомерного ФД показана на рис. 2.23.

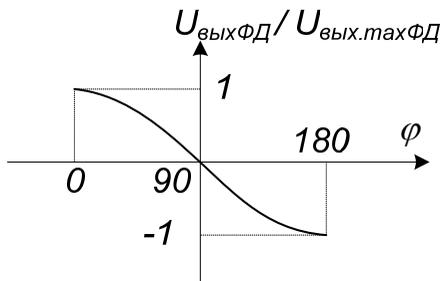


Рис. 2.23. Дискриминационная характеристика векторомерного ФД

Практические исследования показывают, что при отклонении фазы $\varphi = 90^\circ \pm 60^\circ$ линейность дискриминационной характеристики рассмотренного ФД находится в пределах $1 \div 2\%$.

2.3. Частотные дискриминаторы

Частотные дискриминаторы предназначены для формирования сигнала отклонения частоты периодических входных сигналов от заданного значения и преобразования этого отклонения в пропорциональное ему постоянное напряжение.

2.4.1. Частотный дискриминатор на основе одионого расстроенного контура

В частотных дискриминаторах (ЧД) выходное напряжение должно зависеть от частоты входного сигнала. Простейший ЧД (рис. 2.24) можно построить на резонансном контуре или его эквиваленте – фильтре второго порядка полосового типа (ПФ).

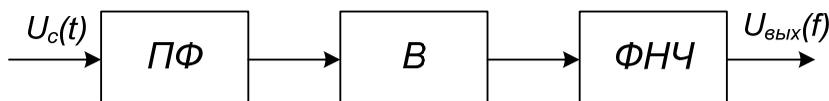


Рис. 2.24. Структурная схема ЧД

На амплитудно-частотной характеристике ПФ (рис. 2.25) можно выделить участок с выраженной зависимостью коэффициента передачи от частоты сигнала. В данном случае можно использовать один из наклонных участков АЧХ, например участок характеристики в области частоты ω_2 . При постоянной амплитуде входного сигнала величина напряжения на выходе ПФ будет зависеть только от частоты сигнала. После детектирования и фильтрации сигнала с выхода ПФ с помощью выпрямителя В и фильтра нижних частот, на выходе фильтра устанавливается постоянное напряжение $U_{\text{вых}}(f)$, пропорциональное частоте входного сигнала. Основные параметры ПФ:

центральная частота ω_0 , затухание $d = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ или добротность

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1}.$$

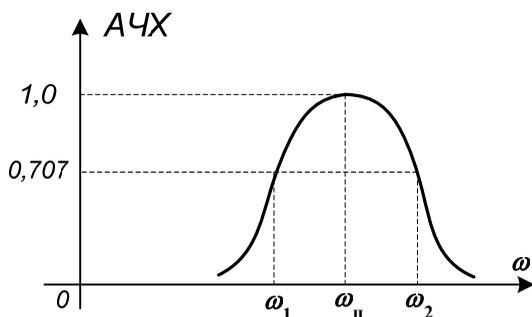


Рис. 2.25. Амплитудно-частотная характеристика ПФ

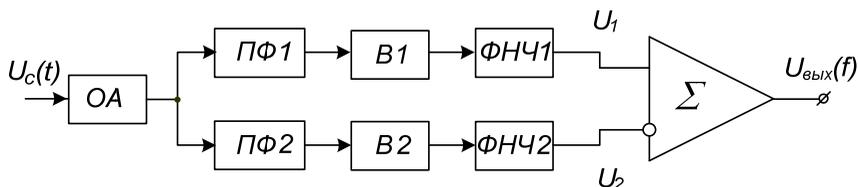
Чем больше добротность ПФ, тем выше крутизна преобразования частотного дискриминатора

$$S_{\text{ЧД}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta f}. \quad (2.25)$$

К недостаткам рассмотренной схемы частотного дискриминатора следует отнести нелинейность его дискриминационной характеристики, а также наличие выходного напряжения при любой частоте входного сигнала.

2.4.2. Частотные дискриминаторы на расстроенных контурах

Для улучшения характеристик ЧД можно применять два ПФ, настроенных на разные частоты ω_1 и ω_2 , а выходной сигнал ЧД формировать вычитанием выходных напряжений фильтров нижних частот $U_{\text{вых}} = U_1 - U_2$ (рис. 2.26).



2.26. Структурная схема ЧД на расстроенных контурах

Как и в предыдущей схеме, амплитуда выходного сигнала будет зависеть только от частоты входного сигнала при его неизменной амплитуде. Для устранения зависимости выходного напряжения ЧД от амплитуды входного сигнала на его входе установлен ограничитель амплитуды (ОА).

На рис. 2.27 показано формирование дискриминационной характеристики частотного дискриминатора на расстроенных контурах.

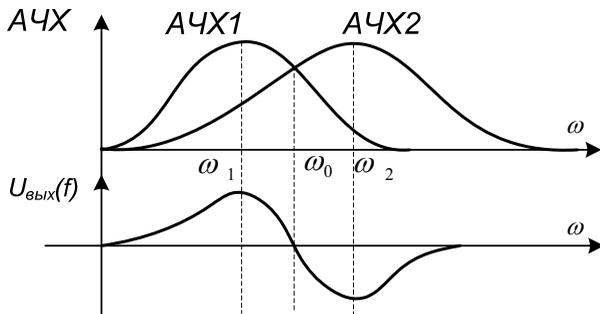


Рис. 2.27. Дискриминационная характеристика

Дискриминационная характеристика близка к линейной в области частоты ω_0 , определяемой параметрами настроек полосовых фильтров (ω_1 , ω_2 , Q).

Динамические параметры ЧД зависят от постоянных времени фильтров нижних частот и от добротностей полосовых фильтров. В этой связи передаточная функция частотного дискриминатора на расстроенных контурах может быть представлена в форме

$$W(p) = \frac{S_{\text{ЧД}}}{(p\tau_{\text{фнч}} + 1)(p\tau_1 + 1)}, \quad (2.26)$$

где τ_1 – постоянная времени, учитывающая время установления напряжения на выходах полосовых фильтров,

$\tau_{\text{фнч}}$ – постоянная времени фильтра нижних частот.

Следует отметить, что чем больше крутизна дискриминационной характеристики $S_{\text{ЧД}}$, тем больше постоянная времени τ_1 , т.е. увеличение крутизны приводит к увеличению инерционности ЧД.

Частотный дискриминатор на расстроенных контурах получил свое название благодаря тому, что полосовые фильтры строились на

основе двух LC-контуров, каждый из которых был настроен на свою частоту – ω_1 и ω_2 (см. рис. 2.28). Резонансные контуры в этой схеме образованы вторичными обмотками трансформатора и конденсаторами C_1, C_2 . Выпрямители в схеме реализованы на диодах VD_1 и VD_2 , а фильтры нижних частот – на резисторах R_1, R_2 и конденсаторах C_3, C_4 . Выходное напряжение получается как разность между выходными напряжениями фильтров нижних частот $U_{\text{вых}}(f) = U_1 - U_2$.

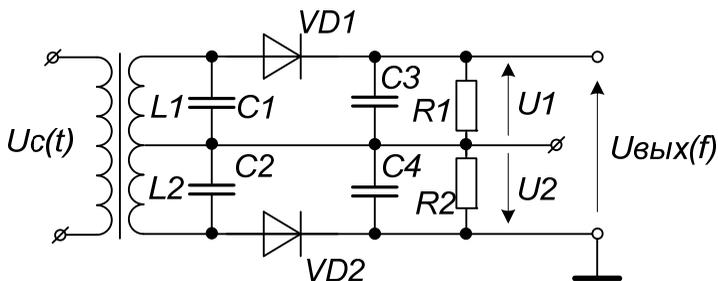


Рис. 2.28. ЧД на резонансных LC-контурах

Рассмотренная схема ЧД очень часто применяется в приемниках и телевизорах, в качестве детектора частотно-модулированных колебаний с центральной частотой настройки, составляющей несколько мегагерц.

На основе структурной схемы рис. 2.26 можно построить и другие схемы дискриминаторов, если применить в ней иные типы фильтров и выпрямителей. Например, на рис. 2.29 приведена схема частотного дискриминатора на основе активных RC-фильтров. В этой схеме первый ПФ выполнен на операционном усилителе A_1 , резисторах R_1, R_2 и конденсаторах C_1, C_2 , аналогично второй ПФ - на элементах A_2, C_3, C_4, R_3, R_4 . Сумматор и фильтр нижних частот выполнен на третьем операционном усилителе и элементах R_5, R_6, R_7 и C_5 . А функция вычитания реализована за счет разного включения выпрямительных диодов VD_1 и VD_2 .

Схемы с активными RC-фильтрами применяют на более низких частотах (до 100 кГц), т.е. там, где катушки индуктивности и трансформаторы из-за больших массогабаритных параметров не могут быть применены.

Центральная частота (частота полюса) первого активного полосового фильтра находится по формуле

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (2.27)$$

а его добротность, при условии что $C_1 = C_2$

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \quad (2.28)$$

Вышеприведенные формулы справедливы и для второго ПФ при соответствующей замене индексов для R и C элементов.

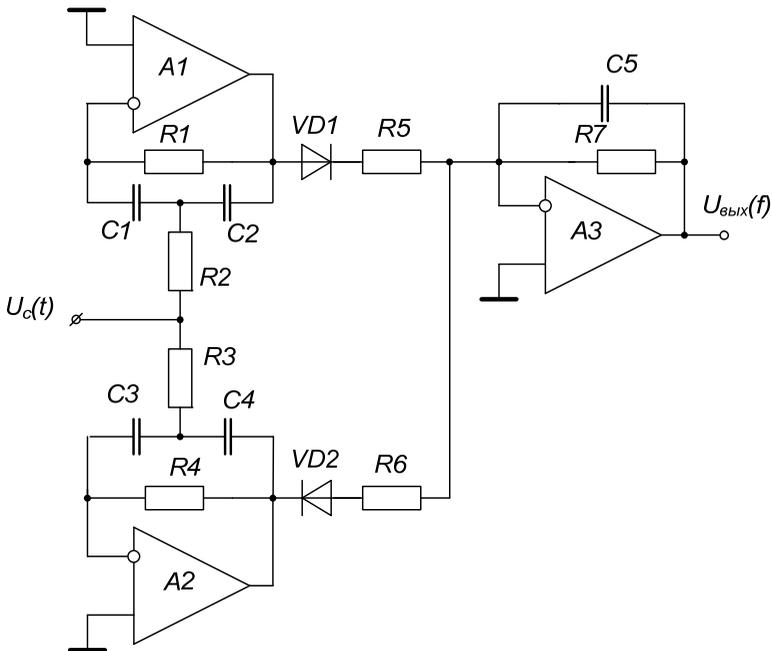


Рис. 2.29. ЧД на основе полосовых активных RC-фильтров

Для корректной работы дискриминатора частота среза фильтра нижних частот, определяемая постоянной времени ($\tau = R_7 C_5$), должна быть на много меньше, чем частота полюса первого полосового фильтра.

2.4.3. Частотный дискриминатор на основе фазовращателя и фазового дискриминатора

Частотный дискриминатор можно также построить на основе схемы одного из рассмотренных ранее фазовых дискриминаторов. Для того чтобы это сделать, необходимо входной сигнал подготовить для ФД, т.е. изменение частоты входного сигнала сначала преобразовать в изменение фазы – рис. 2.3. Устройства, которые позволяют преобразовать изменение частоты в изменение фазы, называют фазовращателями (ФВ).

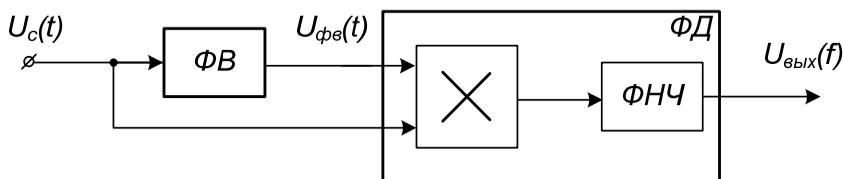


Рис. 2.30. Структурная схема ЧД на основе ФВ и ФД

Фазовращатель (фазовый фильтр) – это устройство, у которого АЧХ не зависит от частоты (является постоянной величиной на любой частоте), а ФЧХ может изменяться определенным образом, в зависимости от решаемой задачи.

Рассмотрим работу ЧД на основе фазовращателя первого порядка – рис. 2.31.

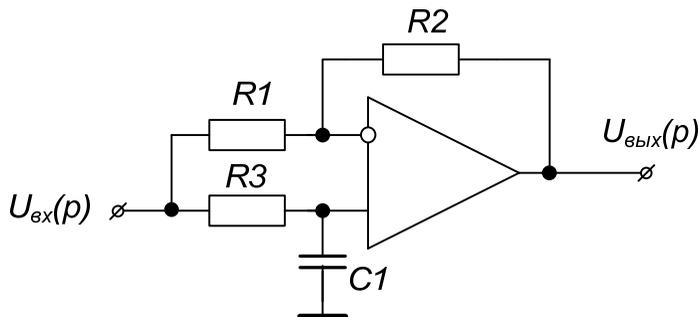


Рис. 2.31. Фазовращатель первого порядка

С учетом принятых на схеме обозначений передаточная функция фазовращателя имеет вид

$$F(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{p\tau + 1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Bigg|_{\frac{R_2}{R_1} = k} = \quad (2.29)$$

$$= \frac{-k(p\tau + 1) + (1 + k)}{p\tau + 1} = \frac{1 - kp\tau}{p\tau + 1} \Bigg|_{k=1} = \frac{1 - p\tau}{1 + p\tau},$$

где $\tau = R_3 C_1$ – постоянная времени RC -цепи.

Из передаточной функции (2.29) находим АЧХ

$$|F(j\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} = 1 \quad (2.30)$$

и ФЧХ

$$\varphi(\omega) = \text{arctg}(-\omega\tau) - \text{arctg}\omega\tau = -2\text{arctg}\omega\tau \quad (2.31)$$

фазовращателя.

В соответствии с полученными формулами амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики фазовращателя показаны на рис. 2.32.

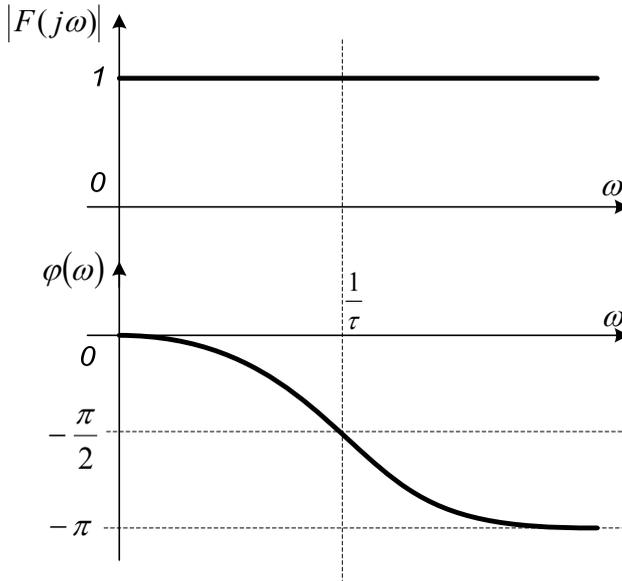


Рис. 2.32. АЧХ и ФЧХ фазовращателя

Дискриминационная характеристика ЧД, построенного на основе фазовращателя первого порядка и фазового дискриминатора, выполненного на основе аналогового умножителя сигналов (рис. 2.31), показана на рис. 2.33.

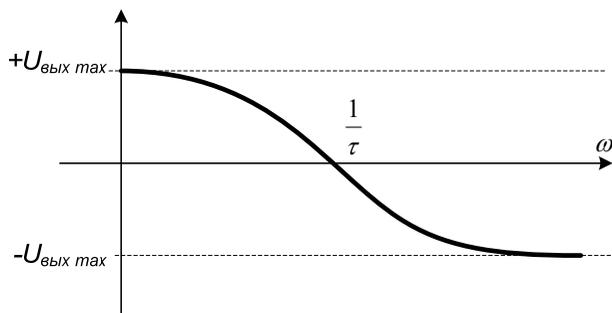


Рис. 2.33. Дискриминационная характеристика ЧД

Дискриминационная характеристика частотного дискриминатора повторяет форму ФЧХ фазовращателя.

2.5. Задающие устройства

Задающие устройства обычно определяют требуемый алгоритм для изменения состояния объекта управления в САУ. Например, для систем стабилизации эти функции выполняет прецизионный источник опорного напряжения. Следует учитывать, что погрешности формирования сигналов задающих устройств непосредственно влияют на погрешности управления параметрами объектов управления.

2.5.1. Электромеханические датчики сигналов

Алгоритм изменения сигналов управления можно формировать электрическими или механическими устройствами. Пример электромеханического задающего устройства приведен на рис. 2.31.

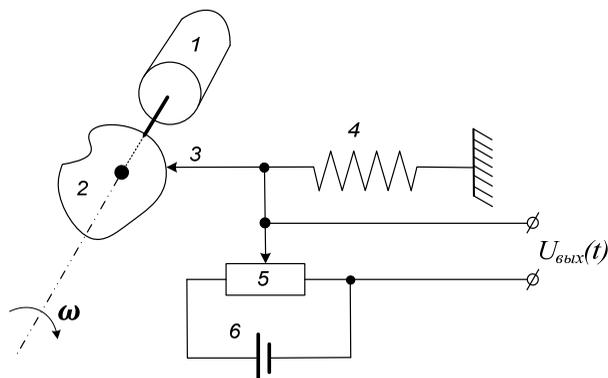


Рис. 2.34. Электромеханическое задающее устройство

Электромеханическое задающее устройство состоит из двигателя 1, кулачка 2, толкателя 3, пружины 4, реостата 5 и батареи 6. Двигатель вращает кулачок с частотой ω , что приводит к изменению положения толкателя, который жестко связан с подвижным контактом реостата. Изменение положения подвижного контакта реостата приводит к изменению выходного напряжения задающего устройства. Из рисунка видно, что период выходного сигнала задающего устройства определяется частотой вращения кулачка, а форма напряжения на выходе – геометрией кулачкового механизма.

Достоинство этого задающего устройства – простота реализации различных законов изменения выходного сигнала. К недостаткам электромеханического задающего устройства следует отнести большие массогабаритные параметры и низкую надежность из-за наличия механических частей, подверженных износу.

2.5.2. Электронные задатчики сигналов

В общем случае задающие устройства – это прецизионные генераторы детерминированных сигналов заданной формы. Если характер изменения задающего воздействия соответствует форме типовых сигналов, то применяют классические генераторы (гармонических, прямоугольных, линейно-изменяющихся и т.п. сигналов). Для фор-

мирования периодических сигналов произвольной формы предназначено задающее устройство, представленное на рис. 2.35.

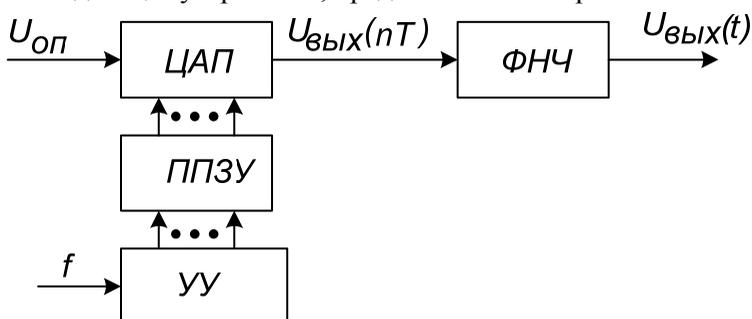


Рис. 2.35. Структурная схема электрического задающего устройства

Форма сигнала на выходе устройства (рис. 2.35) определяется последовательностью двоичных кодов, записанных в перепрограммируемом запоминающем устройстве (ППЗУ). Двоичные коды, поступающая на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), формируют через ФНЧ аналоговый выходной сигнал $U_{вых}(t)$ с требуемыми характеристиками. Для управления выборкой кодов из ППЗУ необходимы соответствующие адресные и управляющие сигналы, которые формирует управляющее устройство (УУ). Период повторения напряжения на выходе определяется тактовой частотой f и объемом кодовой последовательности, записанной в ППЗУ, а точность выходного сигнала (отклонение от желаемой формы выходного сигнала) зависит от разрядности кодов и характеристик ЦАП.

В настоящее время практически все пользуются Flash-проигрывателями, в которых в качестве ППЗУ используется Flash-память. В свою очередь любой Flash-проигрыватель можно рассматривать как задающее устройство. Так, например, если задать повторное воспроизведение какого-либо музыкального фрагмента, то время звучания музыкального фрагмента (без повтора) можно рассматривать как период колебания, при этом форма сигнала будет определяться самим музыкальным фрагментом. Понятно, что вместо “музыкального” сигнала можно записать определенную форму сигнала (синусоидальный, пилообразный и т.д.) и тем самым реализовать функциональный генератор. Благодаря простоте реализации и широким функциональным возможностям по рассмотренной схеме строятся многие промышленные генераторы.

1. АНАЛО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

3.1. Параметры АЦП

АЦП преобразует входной аналоговый сигнал в выходной цифровой код. Для реальных преобразователей, изготавливаемых в виде интегральных микросхем, процесс преобразования не является идеальным: на него оказывают влияние как технологический разброс параметров при производстве, так и различные внешние помехи, поэтому цифровой код на выходе АЦП определяется с погрешностью. В спецификации на АЦП указываются погрешности, которые дает сам преобразователь. Их обычно делят на статические и динамические. При этом именно конечное приложение определяет, какие характеристики АЦП будут считаться определяющими, самыми важными в каждом конкретном случае [7-11, 16].

Статические погрешности АЦП

В большинстве применений АЦП используют для измерения медленно изменяющегося, низкочастотного сигнала (например, от датчика температуры, давления, от тензодатчика и т.п.), когда входное напряжение пропорционально относительно постоянной физической величине. Здесь основную роль играет статическая погрешность измерения. В спецификации АЦП этот тип погрешности определяют аддитивная погрешность (Offset), мультипликативная погрешность (Full-Scale), дифференциальная нелинейность (DNL), интегральная нелинейность (INL) и погрешность квантования. Эти пять характеристик позволяют полностью описать статические погрешности АЦП.

Идеальная передаточная характеристика АЦП

Передаточная характеристика АЦП – это функция зависимости кода на выходе АЦП от напряжения на его входе [1-2]. Такой график представляет собой кусочно-линейную функцию из 2^N "ступеней", где N – разрядность АЦП. Каждый горизонтальный отрезок этой функции соответствует одному из значений выходного кода АЦП (см. рис. 3.1). Если соединить линиями начала этих горизон-

тальных отрезков (на границах перехода от одного значения кода к другому), то идеальная передаточная характеристика будет представлять собой прямую линию, проходящую через начало координат.

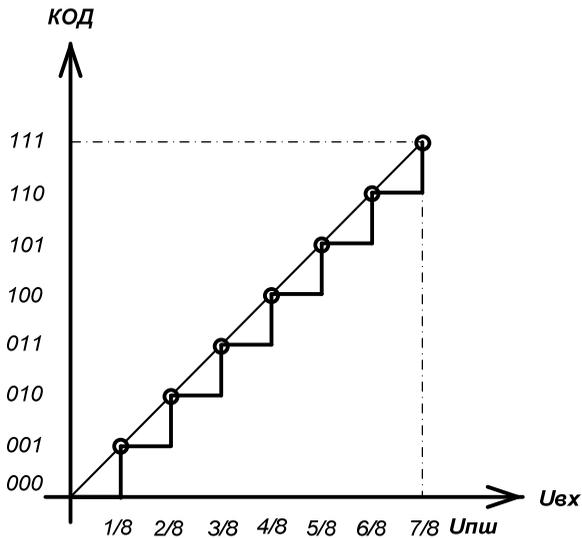


Рис. 3.1. Идеальная передаточная характеристика 3-разрядного АЦП

Рис. 3.1 иллюстрирует идеальную передаточную характеристику для 3-х разрядного АЦП с контрольными точками на границах перехода кода. Выходной код принимает наименьшее значение (000) при значении входного сигнала от 0 до 1/8 полной шкалы (максимального значения кода этого АЦП). Также следует отметить, что АЦП достигнет значения кода полной шкалы (111) при 7/8 полной шкалы, а не при значении полной шкалы. Таким образом переход в максимальное значение на выходе происходит не при напряжении полной шкалы, а при значении, меньшем на наименьший значащий разряд (LSB), чем входное напряжение полной шкалы. Передаточная характеристика может быть реализована со смещением $-1/2$ LSB. Это достигается смещением передаточной характеристики влево (рис. 3.2), что смещает погрешность квантования из диапазона $-1 \dots 0$ LSB в диапазон $-1/2 \dots +1/2$ LSB.

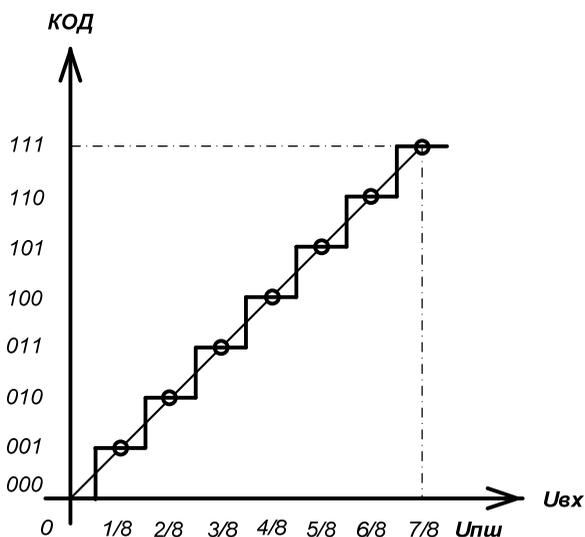


Рис. 3.2. Передаточная характеристика со смещением на $-1/2$ LSB

Из-за технологического разброса параметров при изготовлении интегральных микросхем реальные АЦП не имеют идеальной передаточной характеристики. Отклонения от идеальной передаточной характеристики определяют статическую погрешность АЦП и приводятся в технической документации.

Аддитивная погрешность

Идеальная передаточная характеристика АЦП пересекает начало координат, а первый переход кода происходит при достижении значения 1 LSB. Аддитивная погрешность (погрешность смещения) может быть определена как смещение всей передаточной характеристики влево или вправо относительно оси входного напряжения, как показано на рис. 3.3. Таким образом, в определение аддитивной погрешности АЦП намеренно включено смещение $1/2$ LSB.

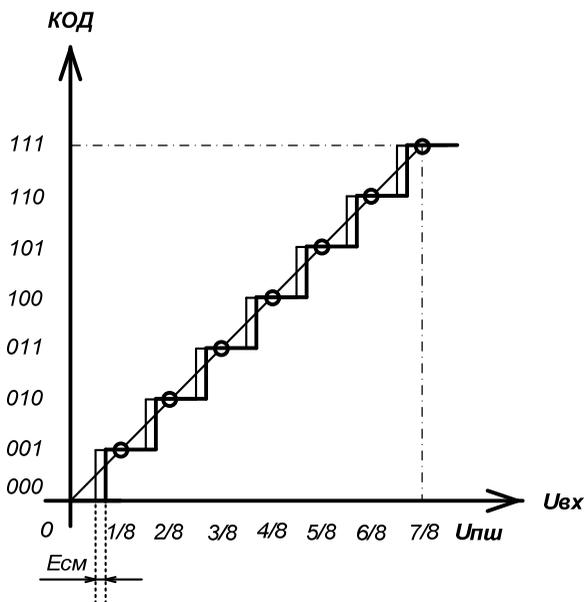


Рис. 3.3. Погрешность смещения нуля

Погрешность смещения нуля – значение $U_{вх}$, когда выходной код АЦП равен нулю. Обычно определяется по формуле

$$E_{см} = U_{вх01} - H/2, \quad (3.1)$$

где $U_{вх01}$ – значение входного напряжения, при котором происходит переход выходного кода из 0 в 1. Часто указывается в милливольтх или в процентах от полной шкалы:

$$\delta_{см} = \frac{E_{см}}{U_{пл}} 100\%. \quad (3.2)$$

Мультипликативная погрешность

Мультипликативная погрешность (погрешность полной шкалы) представляет собой разность между идеальной и реальной передаточными характеристиками в точке максимального выходного значения при условии нулевой аддитивной погрешности (смещение

отсутствует). Это проявляется как изменение наклона передаточной функции, что иллюстрирует рис. 3.4.

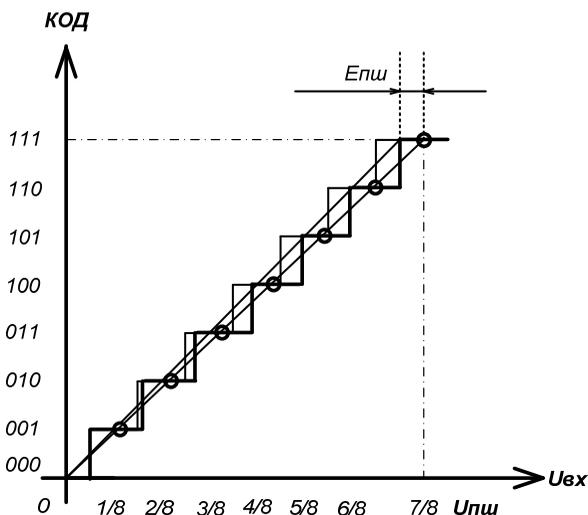


Рис. 3.4. Мультипликативная погрешность АЦП

Погрешность полной шкалы – относительная разность между реальным и идеальным значениями предела шкалы преобразования при отсутствии смещения нуля. Определяется по формуле

$$\delta_{\text{пш}} = \frac{E_{\text{пш}}}{U_{\text{пш}}} 100\%. \quad (3.3)$$

Эта погрешность является мультипликативной составляющей полной погрешности. Иногда указывается соответствующим числом EMP.

Дифференциальная нелинейность

У идеальной передаточной характеристики АЦП ширина каждой "ступеньки" должна быть одинакова. Разница в длине горизонтальных отрезков этой кусочно-линейной функции из 2^N "ступеней" представляет собой дифференциальную нелинейность (DNL) – рис. 3.5.

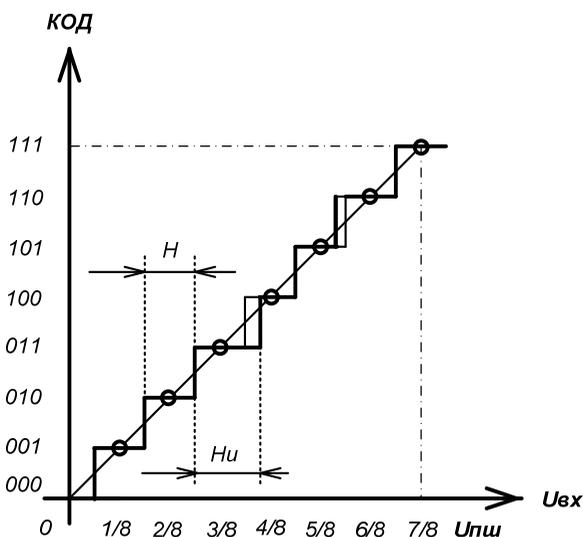


Рис. 3.5. Дифференциальная нелинейность АЦП

Величина наименьшего значащего разряда у АЦП составляет $V_{\text{ref}}/2^N$, где V_{ref} — опорное напряжение, N — разрешение АЦП. Разность напряжений между каждым кодовым переходом должна быть равна величине LSB. Отклонение этой разности от LSB определяется как дифференциальная нелинейность. На рис. 3.5 это показано как неравные промежутки между "шагами" кода или как "размытость" границ переходов на передаточной характеристике АЦП.

Дифференциальной нелинейностью АЦП в данной точке "и" характеристики преобразования называется разность между значением кванта преобразования $H_{\text{и}}$ и средним значением кванта преобразования H . В спецификациях на конкретные АЦП значения дифференциальной нелинейности выражаются в долях LSB или процентах от полной шкалы. Для характеристики, приведенной на рис. 5

$$\delta_{\text{дн}} = \frac{H_{\text{и}} - H}{U_{\text{пш}}} 100\%. \quad (3.4)$$

Интегральная нелинейность

Интегральная нелинейность (INL) — это погрешность, которая вызывается отклонением линейной функции передаточной ха-

рактические характеристики АЦП от прямой линии, как показано на рис. 3.6. Обычно передаточная функция с интегральной нелинейностью аппроксимируется прямой линией по методу наименьших квадратов. Часто аппроксимирующей прямой просто соединяют наименьшее и наибольшее значения. Интегральную нелинейность определяют путем сравнения напряжений, при которых происходят кодовые переходы. Для идеального АЦП эти переходы будут происходить при значениях входного напряжения, точно кратных LSB. А для реального преобразователя такое условие может выполняться с погрешностью. Разность между "идеальными" уровнями напряжения, при которых происходит кодовый переход, и их реальными значениями выражается в единицах LSB и называется интегральной нелинейностью.

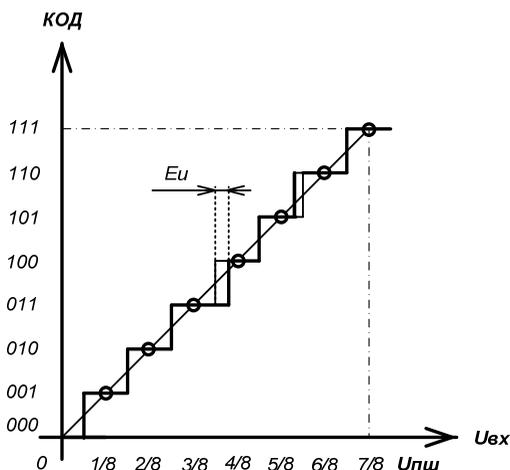


Рис. 3.6. Интегральная нелинейность АЦП

Нелинейность — максимальное отклонение реальной характеристики преобразования от оптимальной (рис. 3.6). Оптимальная характеристика находится эмпирически так, чтобы минимизировать значение погрешности нелинейности. Нелинейность обычно определяется в относительных единицах, но в справочных данных приводится также и в ЕМР. Для характеристики, приведенной на рис. 3.6

$$\delta_{\text{ин}} = \frac{E_{\text{и}}}{U_{\text{пш}}} 100\%. \quad (3.5)$$

Погрешность квантования

Одна из наиболее существенных составляющих ошибки при измерениях с помощью АЦП – *погрешность квантования* – является результатом самого процесса преобразования. Погрешность квантования – это погрешность, вызванная значением шага квантования и определяемая как $\frac{1}{2}$ величины наименьшего значащего разряда (LSB). Она не может быть исключена в аналого-цифровых преобразованиях, так как является неотъемлемой частью процесса преобразования, определяется разрешающей способностью АЦП и не меняется от АЦП к АЦП с равным разрешением.

Разрешающая способность – величина, обратная максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП. Разрешающая способность выражается в процентах, разрядах или децибелах и характеризует потенциальные возможности АЦП с точки зрения достижимой точности. Например, 12-разрядный АЦП имеет разрешающую способность $1/4096$, или $0,0245\%$ от полной шкалы, или $-72,2$ дБ.

Разрешающей способности соответствует приращение входного напряжения АЦП $U_{\text{вх}}$ при изменении выходного кода на единицу младшего разряда. Это приращение является шагом квантования. Для двоичных кодов преобразования номинальное значение шага квантования $H=U_{\text{пш}}/(2^N-1)$, где $U_{\text{пш}}$ – номинальное максимальное входное напряжение АЦП (напряжение полной шкалы), соответствующее максимальному значению выходного кода, N – разрядность АЦП. Чем больше разрядность преобразователя, тем выше его разрешающая способность.

Температурная нестабильность АЦ-преобразователя характеризуется температурными коэффициентами погрешности полной шкалы и погрешности смещения нуля.

Динамические характеристики АЦП

Возникновение динамических погрешностей связано с дискретизацией сигналов, изменяющихся во времени. Можно выделить сле-

дующие параметры АЦП, определяющие его динамическую точность.

Максимальная частота дискретизации (преобразования) – это наибольшая частота, с которой происходит образование выборочных значений сигнала, при которой выбранный параметр АЦП не выходит за заданные пределы. Измеряется числом выборок в секунду. Выбранным параметром может быть, например, монотонность характеристики преобразования или погрешность линейности.

Время преобразования (t_{np}) – это время, отсчитываемое от начала импульса дискретизации или начала преобразования до появления на выходе устойчивого кода, соответствующего данной выборке. Для одних АЦП, например, последовательного счета или многотактного интегрирования, эта величина является переменной, зависящей от значения входного сигнала, для других, таких как параллельные или последовательно-параллельные АЦП, а также АЦП последовательного приближения, примерно постоянной. При работе АЦП без УВХ время преобразования является апертурным временем.

Время выборки (стробирования) – время, в течение которого происходит образование одного выборочного значения. При работе без УВХ равно времени преобразования АЦП.

Динамические характеристики АЦП обычно определяют с помощью спектрального анализа, по результатам выполнения быстрого преобразования Фурье (БПФ) над массивом выходных значений АЦП, соответствующих некоторому тестовому входному сигналу.

На рис. 3.7 представлен пример частотного спектра измеряемого сигнала. Нулевая гармоника соответствует основной частоте входного сигнала. Все остальное представляет собой шум, который содержит гармонические искажения, тепловой шум, шум $1/f$ и шум квантования. Некоторые составляющие шума генерируются самим АЦП, некоторые могут поступать на вход АЦП из внешних цепей. Гармонические искажения, например, могут содержаться в измеряемом сигнале и одновременно генерироваться АЦП в процессе преобразования.

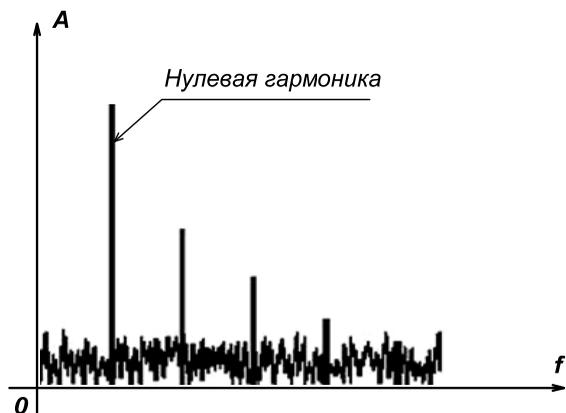


Рис. 3.7. Частотный спектр выходных данных АЦП

Отношение "сигнал/шум"

Отношение "сигнал/шум" (SNR) – это отношение среднеквадратического значения величины входного сигнала к среднеквадратическому значению величины шума (за исключением гармонических искажений), выраженное в децибелах:

$$SNR(dB) = 20 \log [V_{signal(rms)} / V_{noise(rms)}]. \quad (3.6)$$

Это значение позволяет определить долю шума в измеряемом сигнале по отношению к полезному сигналу.

Шум, измеряемый при расчете SNR (рис. 3.8), не включает гармонические искажения, но включает шум квантования. Для АЦП с определенным разрешением именно шум квантования ограничивает возможности преобразователя теоретически лучшим значением отношения сигнал/шум, которое определяется как

$$SNR(db) = 6.02 N + 1.76, \quad (3.7)$$

где N – разрешение АЦП.



Рис. 3.8. SNR – отношение “сигнал/шум”

Апертурная погрешность

Пусть мы оцифровываем синусоидальный сигнал $x(t) = A\sin 2\pi f_0 t$. В идеальном случае отсчёты берутся через равные промежутки времени. Однако в реальности время момента взятия отсчёта подвержено флуктуациям из-за дрожания фронта синхросигнала (*clock jitter*). Полагая, что неопределённость момента времени взятия отсчёта порядка Δt , получаем, что ошибка, обусловленная этим явлением, может быть оценена как

$$E_{ap} \leq |x'(t)\Delta t| \leq 2A\pi f_0 \Delta t. \quad (3.8)$$

Легко видеть, что ошибка относительно невелика на низких частотах, однако на больших частотах она может существенно возрасти.

Эффект апертурной погрешности может быть проигнорирован, если её величина сравнительно невелика по сравнению с ошибкой квантования. Таким образом, можно установить следующие требования к дрожанию фронта сигнала синхронизации:

$$\Delta t < \frac{1}{2^q \pi f_0}, \quad (3.9)$$

где q — разрядность АЦП.

Таблица 3.1

Разрядность АЦП	Максимальная частота входного сигнала				
	44.1кГц	192 кГц	1 МГц	10МГц	100 МГц
8	28.2 нс	6.48 нс	1.24 нс	124 пс	12.4 пс
10	7.05 нс	1.62 нс	311 пс	31.1 пс	3.11 пс
12	1.76 нс	405 пс	77.7 пс	7.77 пс	777 фс
14	441 пс	101 пс	19.4 пс	1.94 пс	194 фс
16	110 пс	25.3 пс	4.86 пс	486 фс	48.6 фс
18	27.5 пс	6.32 пс	1.21 пс	121 фс	12.1 фс
24	430 фс	98.8 фс	19.0 фс	1.9 фс	190 ас

Из табл. 3.1 можно сделать вывод о целесообразности применения АЦП определенной разрядности с учётом ограничений, накладываемых дрожанием фронта синхронизации (*clock jitter*). Например, бессмысленно использовать прецизионный 24-битный АЦП для записи звука, если система распределения синхросигнала не в состоянии обеспечить ультрамалой неопределенности.

3.2. Классификация АЦП

В настоящее время известно большое число методов преобразования напряжение-код. Эти методы существенно отличаются друг от друга потенциальной точностью, скоростью преобразования и сложностью аппаратной реализации. На рис. 3.9 показаны возможности основных типов АЦП в зависимости от разрешения и частоты дискретизации [2, 9, 10].

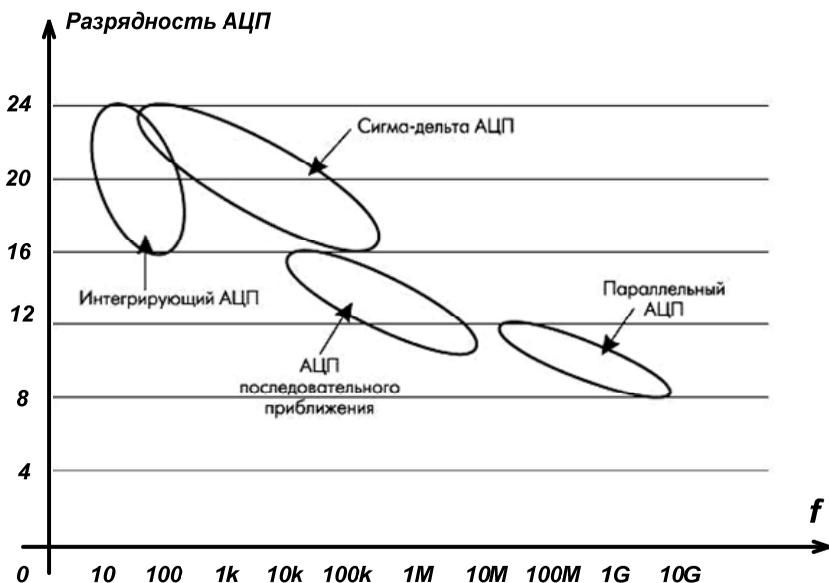


Рис. 3.9. Зависимость разрешения от частоты дискретизации для различных типов АЦП

В основу классификации АЦП положен признак, указывающий на то, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую. В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и кодирования. Они могут осуществляться с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедур приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

3.2.1. Параллельные АЦП

Рис. 3.10 показывает упрощенную схему 3-разрядного параллельного АЦП (для преобразователей с большим разрешением принцип работы сохраняется).

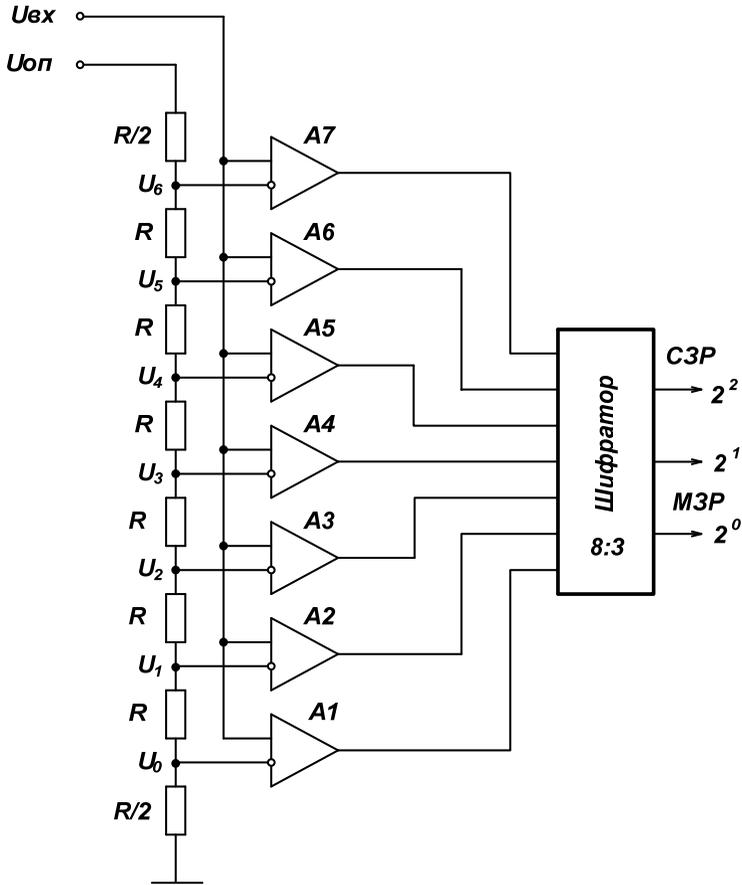


Рис. 3.10. Структурная схема АЦП параллельного типа

Здесь используется массив компараторов, каждый из которых сравнивает входное напряжение с индивидуальным опорным напряжением. Такое опорное напряжение для каждого компаратора формируется на встроенном прецизионном резистивном делителе. Значения опорных напряжений начинаются со значения, равного половине младшего значащего разряда (LSB), и увеличиваются при переходе к каждому следующему компаратору с шагом, равным $V_{оп} / 2^3$. В результате для 3-разрядного АЦП требуется $2^3 - 1$ или семь

компараторов. А, например, для 8-разрядного параллельного АЦП потребуется уже 255 (или (2^8-1)) компараторов.

С увеличением входного напряжения компараторы последовательно устанавливают свои выходы в логическую единицу вместо логического нуля, начиная с компаратора, отвечающего за младший значащий разряд. Дешифратор преобразует (2^3-1) – разрядное цифровое слово с выходов компараторов в двоичный 3-разрядный код.

Параллельные АЦП – достаточно быстрые устройства, но они имеют свои недостатки. Из-за необходимости использовать большое количество компараторов параллельные АЦП потребляют значительную мощность.

Например, восьмиразрядный преобразователь типа MAX108 (фирмы MAXIM - <http://www.maxim-ic.com>) позволяет получить 1,5 млрд отсчетов в секунду при времени задержки прохождения сигнала не более 1 нс. Недостатком этой схемы является высокая сложность. Действительно, N-разрядный параллельный АЦП сдержит 2^{N-1} компараторов и 2N согласованных резисторов. Следствием этого является высокая стоимость (сотни долларов США) и значительная потребляемая мощность. Тот же MAX108, например, потребляет более 4 Вт.

Очевидно, на сегодняшний день самые быстрые АЦП изготавливает фирма Atmel [12]. В табл. 3.2 приведен перечень АЦП с их параметрами.

Таблица 3.2

<i>Device</i>	<i>Resolution</i>	<i>SAR</i>	<i>IB</i>	<i>ENOB</i>	<i>C</i>	<i>PD</i>	<i>P</i>
<i>AT84AD004 B</i>	<i>8-bit</i>	<i>500 Msps</i>	<i>1 GHz</i>	<i>7 bit</i>	<i>2</i>	<i>1.4W</i>	<i>LQFP144</i>
<i>AT84AD001 B</i>	<i>8-bit</i>	<i>1 Gsps</i>	<i>1.5 GHz</i>	<i>7.4bit</i>	<i>2</i>	<i>1.4W</i>	<i>LQFP144</i>
<i>AT84AS003</i>	<i>10-bit</i>	<i>1.5 Gsps</i>	<i>3 GHz</i>	<i>>8bit</i>	<i>1</i>	<i>6.5W</i>	<i>EBGA317</i>
<i>AT84AS004</i>	<i>10-bit</i>	<i>2 Gsps</i>	<i>3 GHz</i>	<i>7.8bit</i>	<i>1</i>	<i>6.5W</i>	<i>EBGA317</i>

Окончание табл. 3.2

<i>TS83102G0B</i>	<i>10</i> - <i>bit</i>	<i>2</i> <i>Gsps</i>	<i>3.3</i> <i>GH</i> <i>z</i>	<i>8bit</i>	<i>1</i>	<i>4.6W</i>	<i>CBGA 152</i>
<i>TS83102G0B</i> <i>MGS</i>	<i>10</i> - <i>bit</i>	<i>2</i> <i>Gsps</i>	<i>3.3</i> <i>GH</i> <i>z</i>	<i>8bit</i>	<i>1</i>	<i>4.6W</i>	<i>CI-CGA</i> <i>152</i>
<i>AT84AS008</i>	<i>10</i> - <i>bit</i>	<i>2.2</i> <i>Gsps</i>	<i>3.3</i> <i>GH</i> <i>z</i>	<i>>8bit</i>	<i>1</i>	<i>4.2W</i>	<i>CI-CGA</i> <i>152,</i> <i>CBGA 152</i>
<i>AT84AS001</i>	<i>12</i> - <i>bit</i>	<i>500</i> <i>Msps</i>	<i>1.5</i> <i>GH</i> <i>z</i>	<i>12bit</i>	<i>1</i>	<i>2.3W</i>	<i>EBGA192</i>
<i>EV8AQ160</i>	<i>8-</i> <i>bit</i>	<i>5</i> <i>Gsps</i>	<i>2.5</i> <i>GH</i> <i>z</i>	<i>7.5bit</i>	<i>4</i>	<i>3.9W</i>	<i>EBGA380</i>

Примечание:

IB = Input Bandwidth,

C = Channels,

SAR = Sampling Rate,

PD = Power Dissipation,

P = Package.

3.2.2. АЦП последовательного счета

Этот преобразователь состоит из компаратора, счетчика и ЦАП (рис. 3.11). На один вход компаратора поступает входной сигнал, а на другой – сигнал обратной связи с ЦАП.

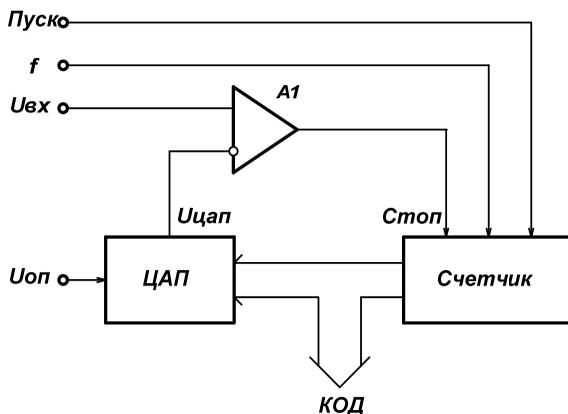


Рис. 3.11. Структурная схема АЦП последовательного счета

Работа преобразователя начинается с момента прихода запускающего импульса, который включает счетчик, суммирующий число импульсов, поступающих от генератора тактовых импульсов f . Выходной нарастающий код счетчика подается на ЦАП. С выхода ЦАП ступенчато-нарастающее напряжение $U_{цап}$ подается на инвертирующий вход компаратора. С помощью компаратора это напряжение непрерывно сравнивается с входным и как только на выходе ЦАП напряжение достигнет величины напряжения $U_{вх}$, на выходе компаратора сформируется сигнал “Стоп” для счетчика. К концу преобразования на выходе счетчика установится код, пропорциональный входному напряжению.

Время преобразования АЦП этого типа является переменным и определяется величиной входного напряжения. Его максимальное значение соответствует максимальному входному напряжению и при разрядности двоичного счетчика N и частоте тактовых импульсов $f_{такт}$ равно

$$t_{пр.макс} = (2^N - 1) / f_{такт}. \quad (3.10)$$

Например, при $N=10$ и $f_{такт}=1$ МГц $t_{пр.макс}=1024$ мкс, что обеспечивает максимальную частоту выборки порядка 1 кГц.

Таким образом, особенностью АЦП последовательного счета является небольшая частота дискретизации, достигающая нескольких килогерц. Достоинством АЦП данного класса является сравнитель-

ная простота построения, определяемая последовательным характером выполнения процесса преобразования.

3.2.3. АЦП отслеживающего типа

В отличие от АЦП последовательного счета этот преобразователь не имеет управляющего входа “Пуск”, поэтому он все время находится в режиме преобразования – рис. 3.12.

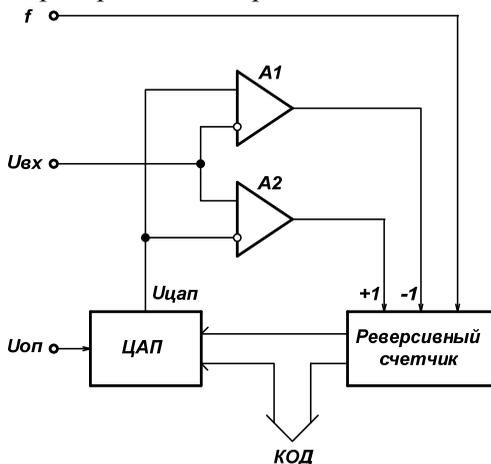


Рис. 3.12.. Структурная схема АЦП отслеживающего типа

Два компаратора преобразователя $A1$ и $A2$ осуществляют непрерывное сравнение входного аналогового напряжения с выходным напряжением ЦАП и вырабатывают управляющие сигналы для реверсивного счетчика. Если входное напряжение больше выходного напряжения $U_{цап}$, то реверсивный счетчик работает как суммирующий с тактовой частотой f , а если меньше – то, как вычитающий. В результате осуществляется непрерывное слежение за изменением входного напряжения. И как следствие, даже в том случае, если входное напряжение неизменно, в выходном коде будет постоянно изменяться самый младший разряд.

АЦП отслеживающего типа находят применение в тех случаях, когда известно, что входной сигнал не претерпевает резких изменений (т.е. для гладких сигналов).

3.2.1. АЦП последовательного приближения (порядкового кодирования)

Рис. 3.13 показывает упрощенную схему АЦП последовательного приближения.

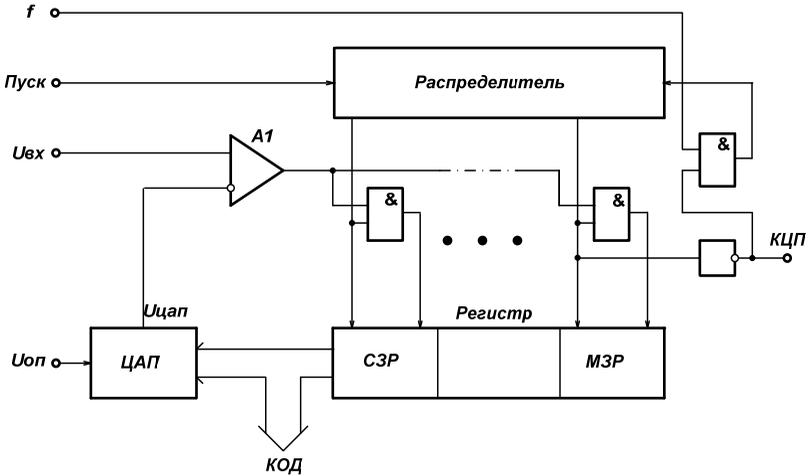


Рис. 3.13. Структурная схема АЦП последовательного приближения

В основе АЦП данного типа лежит специальный регистр последовательного приближения. В начале цикла преобразования все выходы этого регистра устанавливаются в логический 0, за исключением первого (старшего) разряда. Последнее достигается тем, что на первом выходе распределителя устанавливается 1, которая поступает на старший разряд регистра. Благодаря этому на выходе внутреннего цифроаналогового преобразователя устанавливается напряжение, значение которого равно половине $U_{оп}$. А выход компаратора переключается в состояние, определяющее разницу между сигналом на выходе ЦАП и измеряемым входным напряжением. Если входное напряжение $U_{вх}$ больше чем $1/2U_{оп}$, то на выходе компаратора устанавливается 1, которая разрешает запись на втором такте 1 в старший разряд регистра. В третьем такте 1 устанавливается на следующем выходе распределителя импульсов, а на выходе ЦАП устанавливается напряжение, равное $1/2U_{оп} + 1/4U_{оп}$, которое с помощью компаратора сравнивается с $U_{вх}$ (см. рис. 3.14 – пример для трехразрядного АЦП).

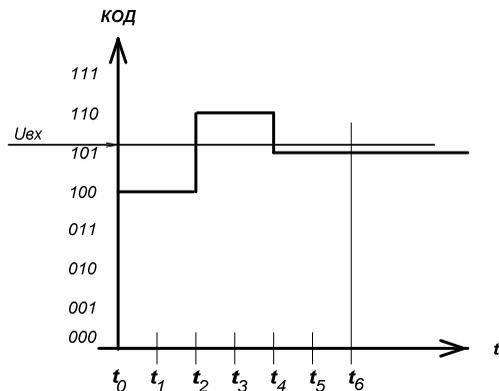


Рис. 3.14. Временная диаграмма работы 3-разрядного АЦП последовательного приближения

Если напряжение на входе меньше чем $1/2U_{оп} + 1/4U_{оп}$, то на выходе компаратора устанавливается 0 и в четвертом такте в регистр записывается 0. Таким образом, преобразования осуществляются для каждого разряда. В конце преобразования всех разрядов формируется сигнал конца цикла преобразования (КНП), который свидетельствует о готовности данных на выходе АЦП для считывания.

Время преобразования АЦП последовательного приближения зависит от его разрядности, и определяется по формуле

$$t_{пр} = 2 * \Delta t * N + 4 * \Delta t, \quad (3.11)$$

где N – разрядность АЦП,

Δt – время одного такта преобразования.

Данный класс АЦП занимает промежуточное положение по быстродействию, стоимости и разрешающей способности между последовательно-параллельными и интегрирующими АЦП и находит широкое применение в системах управления, контроля и цифровой обработки сигналов.

3.2.5. АЦП двойного (двухтактного) интегрирования

На рисунке 3.15 приведена упрощенная структурная схема, а на рис. 3.16 показан принцип работы АЦП двухтактного интегрирования.

Входной сигнал заряжает конденсатор C интегратора в течение фиксированного периода времени – t_i , который обычно составляет один период частоты питающей сети (50 или 60Гц) или кратен ему. Этот промежуток времени определяется длительностью импульса, который формируется на выходе формирователя импульса (ФИ). В течение импульса ключ S находится в верхнем по схеме положении.

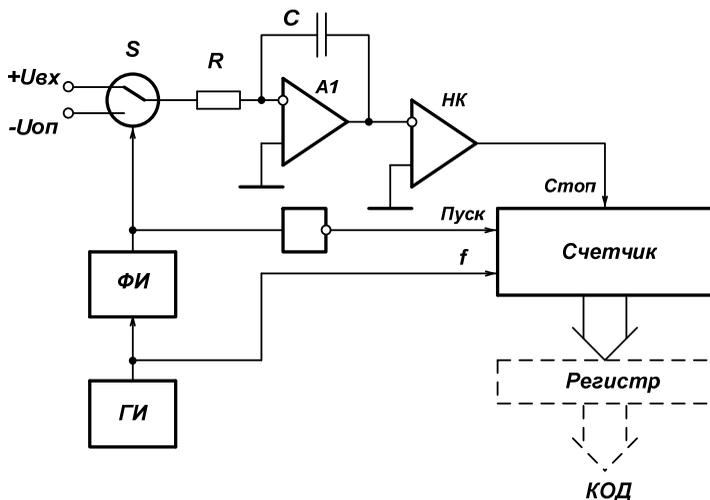


Рис. 3.15. Структурная схема АЦП двухтактного интегрирования

Величина напряжения, до которого зарядится конденсатор интегратора за время действия этого импульса, определяется постоянной времени интегратора (RC) и величиной входного напряжения.

По окончании t_i ключ S переводится в нижнее положение, на вход интегратора подается отрицательное опорное напряжение $U_{оп}$ и конденсатор интегратора начинает перезаряжаться – на нем увеличивается входное напряжение. С этого же момента времени на вход счетчика поступает разрешающий сигнал для счета. Как только напряжение на выходе интегратора достигнет 0, сработает нуль-компаратор и своим сигналом на выходе остановит счетчик. При

этом на выходе счетчика установится число, пропорциональное уровню входного сигнала. Очередной цикл преобразования начинается по команде “Пуск” (для упрощения на схеме не показан).

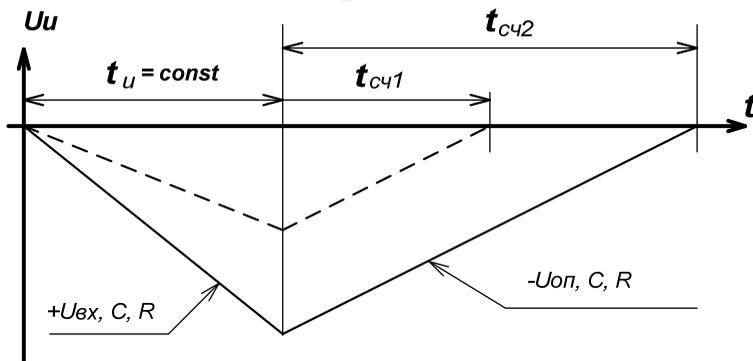


Рис. 3.16. Временные диаграммы АЦП двухтактного интегрирования

Для сравнения на рис. 3.16 приведены два графика. График изменения напряжения на конденсаторе интегратора, показанный пунктирной линией, приведен для более низкого входного напряжения. Также следует обратить внимание на то, что скорость заряда конденсатора на первом участке (во время действия t_u) зависит от $U_{вх}$, а на втором определяется $U_{оп}$, C и R , и не изменяется.

АЦП двухтактного интегрирования имеют высокую точность и высокую разрешающую способность, а также имеют сравнительно простую структуру. Это дает возможность выполнять их в виде интегральных микросхем. Основным недостатком таких АЦП – большое время преобразования, обусловленное привязкой периода интегрирования к длительности периода питающей сети. Например, для 50 Гц - оборудования частота дискретизации АЦП двухтактного интегрирования не превышает 25 отсчетов/с. Конечно, такие АЦП могут работать и с большей частотой дискретизации, но при увеличении последней помехозащищенность падает.

Все вышесказанное обуславливает наибольшее применение АЦП двухтактного интегрирования в измерительных приборах – мультиметрах, вольтметрах и т.д.

3.2.4. Сигма-Дельта АЦП

Для проведения большинства измерений часто не требуется АЦП со скоростью преобразования, которую даёт АЦП последовательного приближения, зато необходима большая разрешающая способность. Сигма-дельта АЦП могут обеспечивать разрешающую способность до 24 разрядов, но при этом уступают в скорости преобразования. Так, в сигма-дельта АЦП при 16 разрядах можно получить частоту дискретизации до 100000 отсчетов/с, а при 24 разрядах эта частота падает до 1000 отсчетов/с и менее, в зависимости от устройства.

Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: сумматора (обозначение операции - Σ) и интегратора (обозначение операции - \int). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а, следовательно, увеличить разрешающую способность – это усреднение результатов измерения на большом интервале времени.

Основные узлы АЦП – это сигма-дельта модулятор и цифровой фильтр. Схема n-разрядного сигма-дельта модулятора первого порядка приведена на рис. 3.17. Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $U_{вх}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот.

Порядок модулятора определяется численностью интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта модуляторы N-го порядка содержат N сумматоров и N интеграторов и обеспечивают большее соотношение сигнал/шум при той же частоте отсчетов, чем модуляторы первого порядка.

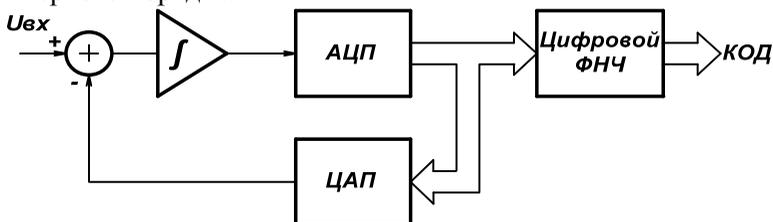


Рис. 3.17. Структурная схема модулятора сигма-дельта АЦП

Структурная схема сигма-дельта АЦП первого порядка приведена на рис. 3.18. Аналоговый сигнал подается на интегратор, выход которого подсоединен к компаратору, который, в свою очередь, присоединен к 1-разрядному ЦАП в петле обратной связи. Путем серии последовательных итераций интегратор, компаратор, ЦАП и сумматор дают поток последовательных битов, в котором содержится информация о величине входного напряжения.

Результирующая цифровая последовательность затем подается на фильтр нижних частот для подавления компонентов с частотами выше частоты Котельникова (она составляет половину частоты дискретизации АЦП). После удаления высокочастотных составляющих следующий узел – дециматор – прореживает данные.

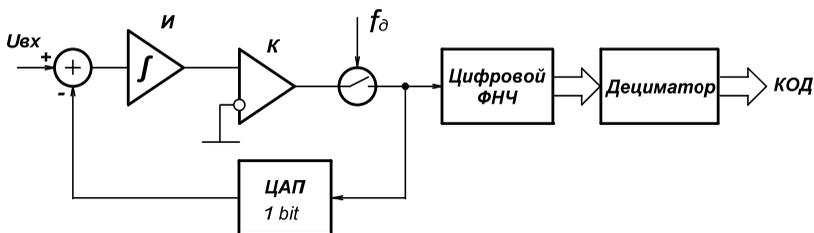


Рис. 3.18. Сигма-дельта АЦП первого порядка

Основная особенность сигма-дельта АЦП состоит в том, что частота следования выборок, при которых происходит анализ уровня напряжения измеряемого сигнала, существенно превышает частоту появления отсчетов на выходе АЦП (частоту дискретизации). Эта частота следования выборок называется частотой передискретизации. Так, сигма-дельта АЦП со скоростью преобразования 100k отсчетов/с, в котором используется частота передискретизации в 128 раз больше, будет производить выборку значений входного аналогового сигнала с частотой 12.8M отсчетов/с. В рассматриваемом АЦП дециматор будет оставлять 1 отсчет из каждых полученных 128 в выходной цифровой последовательности.

Еще одно замечательное свойство отличает сигма-дельта АЦП от других типов – низкая потребляемая мощность от источника питания.

Наибольшее число разновидностей АЦП этого типа (34) в настоящий момент изготавливает фирма TEXAS INSTRUMENTS. С полным перечнем можно познакомиться на сайте фирмы, а здесь

приведем параметры самых экономичных по потребляемой мощности и широкополосных.

ADS1244 / 1245 – 24-разрядные сигма-дельта АЦП со сверхнизким потреблением:

- разрешение: 24 разряда;
- число дифференциальных входных каналов : 1;
- производительность : 15SPS;
- входное напряжение : $\pm 5\text{В} / \pm 2,5\text{В}$;
- линейность : 0,0008% / 0,0015%;
- внешний интерфейс : последовательный;
- потребляемая мощность : 0,3мВт / 0,5мВт;
- тип корпуса : MSOP-10.

ADS1271 – широкополосный 24-разрядный сигма-дельта АЦП:

- разрешение : 24 разряда;
- число дифференциальных входных каналов : 1;
- производительность : 105kSPS;
- входное напряжение : $\pm 2,5\text{В}$;
- линейность : 0,0015%;
- внешний интерфейс : последовательный или SPI;
- потребляемая мощность : 50 – 100мВт;
- тип корпуса : TSSOP-16.

На основе ADS1271 изготовлены четырех- и восьмиканальные АЦП ADS1274 и ADS1278. Их параметры приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3

	<i>ADS1271</i>	<i>ADS1274</i>	<i>ADS1278</i>
<i>Resolution(Bits)</i>	24	24	24
<i>Sample Rate (max)</i>	105kSPS	128kSPS	128kSPS
<i>Architecture</i>	<i>Delta-Sigma</i>	<i>Delta-Sigma</i>	<i>Delta-Sigma</i>
<i>Input Channels (Diff)</i>	1	4	8
<i>Power Consumption(Typ)(mW)</i>	92	285	530
<i>Bipolar Input Type</i>	<i>Pseudo</i>	<i>Pseudo</i>	<i>Pseudo</i>
<i>SNR(dB)</i>	109	111	111
<i>SFDR(dB)</i>	-108	-109	-109

Окончание табл. 3.3

<i>INL (+/- %)(Max)</i>	<i>0.0015</i>	<i>0.0012</i>	<i>0.0012</i>
<i>No Missing Codes(Bits)</i>	<i>24</i>	<i>24</i>	<i>24</i>
<i>Analog Voltage AV/DD(Min)(V)</i>	<i>4.75</i>	<i>4.75</i>	<i>4.75</i>
<i>Analog Voltage AV/DD(Max)(V)</i>	<i>5.25</i>	<i>5.25</i>	<i>5.25</i>
<i>Logic Voltage DV/DD(Min)(V)</i>	<i>1.65</i>	<i>1.65</i>	<i>1.65</i>
<i>Logic Voltage DV/DD(Max)(V)</i>	<i>3.6</i>	<i>1.95</i>	<i>1.95</i>
<i>Input Type</i>	<i>Voltage</i>	<i>Voltage</i>	<i>Voltage</i>
<i>Analog Input BW(MHz)</i>	<i>0.05</i>	<i>0.062</i>	<i>0.062</i>
<i>Input Configuration Range</i>	<i>+/-2.5V</i>	<i>+/-2.5V</i>	<i>+/-2.5V</i>
<i>No. of Supplies</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>3</i>
<i>Pin/Package</i>	<i>16TSSOP</i>	<i>64HTQFP</i>	<i>64HTQFP</i>

Обычно сигма-дельта АЦП применяются в разнообразных системах сбора данных и в измерительном оборудовании (измерение давления, температуры, веса и т.п.), когда не требуется высокая частота дискретизации и необходимо разрешение более 16 разрядов.

4.ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

4.1.Параметры ЦАП

АЦП и ЦАП выполняют взаимно-обратные функции, поэтому и характеризуются такими же параметрами. Если поменять местами оси на графике рис. 3.1, то получим статическую характеристику трехразрядного ЦАП – рис. 4.1.

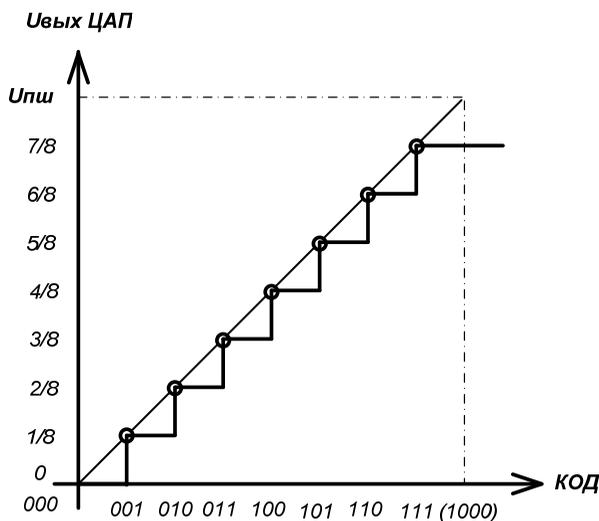


Рис. 4.1. Статическая характеристика трехразрядного ЦАП

Статические характеристики ЦАП

Идеальная характеристика ЦАП представляет собой прямую линию, соединяющую начало координат с точкой, соответствующей полной шкале (1000, $U_{\text{пш}}$). Любые отклонения от этой линии свидетельствуют о статических погрешностях ЦАП. К ним относятся: нелинейность, дифференциальная нелинейность, абсолютная нелинейность, погрешность, обусловленная разрешающей способностью, смещение нуля, смещение уровня ПШ и монотонность.

Так как аналогичные параметры для АЦП были рассмотрены достаточно подробно, то для ЦАП приведем их краткую характеристику.

Разрешающая способность — это наименьшее приращение во входном коде, вызывающее различимое изменение выходного напряжения ЦАП. Теоретически разрешающая способность пропорциональна числу (разрядов) кодовых комбинаций.

Погрешность смещения нуля является разностью между действительным и идеальным значениями выходного напряжения ЦАП, когда на него подан код, соответствующий нулевому напряжению на выходе.

Погрешность смещения полной шкалы – это разница между действительным выходным и опорным напряжениями ЦАП при входном коде, соответствующем полной шкале.

Нелинейность – это максимальное отклонение выходного напряжения ЦАП от линии, проходящей через нуль и точку, соответствующей полной шкале, при любом входном коде. Она может выражаться в процентах от ПШ или в единицах младшего значащего разряда.

Абсолютная нелинейность – это максимальное отклонение выходного напряжения ЦАП от идеальной характеристики при любом входном коде.

Дифференциальная нелинейность является мерой различия между смежными значениями уровней выходного напряжения и определяется разностью соседних выходных уровней действительного и идеального ЦАП по всему диапазону напряжений. Если обозначить через U_d действительный перепад выходного напряжения преобразователя при изменении входного кода на единицу, а через U_i – идеальный перепад, то дифференциальную нелинейность можно выразить в виде:

$$ДН = \frac{U_d - U_i}{U_i} 100\%. \quad (4. 1)$$

Очевидно, что дифференциальная нелинейность также может быть выражена в долях младшего разряда.

Монотонность характеристики показывает, что по мере возрастания входного кода напряжение на выходе ЦАП увеличивается во всем диапазоне своих значений и никогда не убывает между двумя соседними значениями входного кода.

Динамические характеристики ЦАП

Динамические параметры ЦАП определяются по изменению выходного сигнала при скачкообразном изменении входного кода.

Максимальная частота преобразования - наибольшая частота дискретизации, при которой параметры ЦАП соответствуют заданным значениям. Максимальная частота и время установления определяют быстроедействие ЦАП.

Время установления выходного напряжения или тока $t_{уст}$ - интервал времени от подачи входного кода до вхождения выходного сигнала в заданные пределы dU – рис. 4.2.

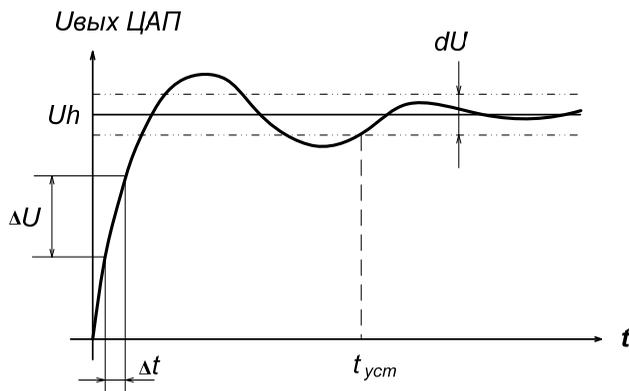


Рис. 4.2. Переходная характеристика ЦАП

Скорость нарастания – максимальная скорость изменения выходного сигнала во время переходного процесса. Определяется как отношение приращения выходного напряжения ΔU ко времени Δt , за которое произошло это приращение.

4.2.Классификация ЦАП

Для классификации цифроаналоговых преобразователей используют различные признаки, характеризующие их функционирование. Наиболее часто используются следующие признаки:

по характеру входного кода:

- параллельные,
- последовательные;

по виду выходного сигнала:

- с токовым выходом,
- с напряжением;

по виду используемой весовой матрицы:

- с двоично-взвешенными резисторами,
- с резистивной матрицей R-2R,

- с матрицей, выполненной на переключаемых конденсаторах;

по возможности изменения знака опорного сигнала:

- с неизменным знаком (фиксированным значение опорного сигнала),
- с изменяемым знаком (такие ЦАП называются *умножающие*);

по виду ключей:

- с ключами, выполненными на биполярных транзисторах (с токовыми ключами),
- с ключами, выполненными на полевых транзисторах;

по скорости преобразования:

- низкоскоростные,
- среднескоростные,
- высокоскоростные,
- сверхскоростные;

по принципу преобразования входной кодовой комбинации (по тому, как во времени разворачивается процесс преобразования цифровой величины в аналоговую):

- последовательные,
- параллельные,
- последовательно-параллельные.

Учитывая большое разнообразие типов ЦАП, рассмотрим наиболее часто встречающиеся на практике.

4.2.1. ЦАП с двоично-взвешенными резисторами и опорным источником напряжения

Работа схемы ЦАП с двоично-взвешенными резисторами (рис. 4.3) основана на суммировании токов.

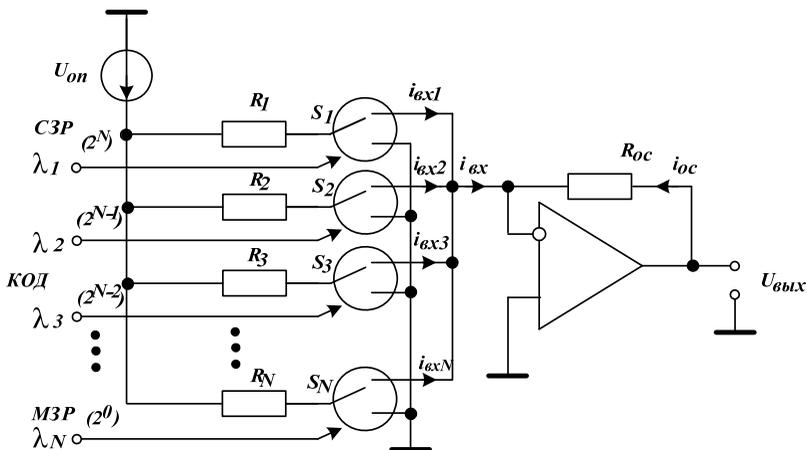


Рис. 4.3. ЦАП с двоично-взвешенными резисторами и опорным источником напряжения

Идея построения схемы состоит в том, что ток каждого последующего разряда, начиная со старшего, в два раза меньше предыдущего (в соответствии с весами разрядов двоичного числа). Поэтому в этой схеме $R_2=2R_1$, $R_3=2R_2$ и т.д. Или в общем виде

$$R_n = 2^{n-1} R_1, \quad (4.2)$$

где n – номер разряда.

Операционный усилитель с резистором обратной связи R_{oc} выполняют функцию преобразователя “ток-напряжение”. Достигается это благодаря известному факту – если усилитель находится в линейном режиме, то напряжение между его входами равно нулю (свойство виртуального нуля). Поэтому ток n -го разряда находится по формуле

$$i_n = U_{0n}/R_n. \quad (4.3)$$

Когда в разряде кодовой комбинации 1 соответствующий ключ в схеме переводится в верхнее положение, и поэтому ток разряда протекает на вход усилителя. Общий суммарный ток i_{ax} зависит от числа 0 и 1 в кодовой комбинации, поданных на вход цифроаналогового преобразователя:

$$i_{вх} = \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n U_{он}}{2^{n-1} R_1}, \quad (4.4)$$

где λ – логическая переменная, принимающая значения n-го разряда (0 или 1).

Также, благодаря свойству виртуального нуля, ток в цепи обратной связи операционного усилителя равен $i_{ос} = -i_{вх}$, а выходное напряжение схемы равно падению напряжения на резисторе $R_{ос}$.

В результате находим выходное напряжение, как функцию, зависящую от двоичной кодовой комбинации, поданной на вход ЦАП:

$$U_{вых} = -U_{он} \frac{R_{ос}}{R_1} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^{n-1}}. \quad (4.5)$$

Рассмотренная схема при всей ее простоте обладает целым рядом недостатков.

При высокой разрядности ЦАП токозадающие резисторы должны быть согласованы с высокой точностью. Наиболее жесткие требования по точности предъявляются к резисторам старших разрядов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда.

Другим недостатком является то, что при высокой разрядности ЦАП весовые резисторы различаются в тысячи раз. Так, например, для десятиразрядного ЦАП при $R_1=10k$ находим $R_{10}=2^9 R_1=5,12$ МОм. Большой диапазон сопротивлений резисторов в схеме делает затруднительным изготовление ее в виде интегральной микросхемы.

4.2.2. ЦАП с резистивной матрицей R-2R и эталонным источником напряжения

Отличительной чертой этого ЦАП является то, что в нем используются резисторы только двух номиналов R и 2R – рис. 4.

Работа этой схемы, так же как и предыдущей, основана на суммировании токов. Поэтому принципиальной разницы в работе схем нет. Разница заключается только в формировании токов разрядов.

В схеме, изображенной на рис. 4.4, для формирования токов разрядов используется резистивная матрица R-2R. Принцип работы этой матрицы основан на том, что ее каждый последующий разряд, начиная с младшего, нагружен на эквивалентное сопротивление,

равное $2R$. Причем, благодаря тому, что выводы резисторов $2R$ с помощью ключей подключаются или к общей шине или к инвертирующему входу усилителя (фантомному нулю), токи разрядов при переключении ключей не изменяются. В результате ток каждого последующего разряда i_n получается в два раза меньше, чем предыдущий.

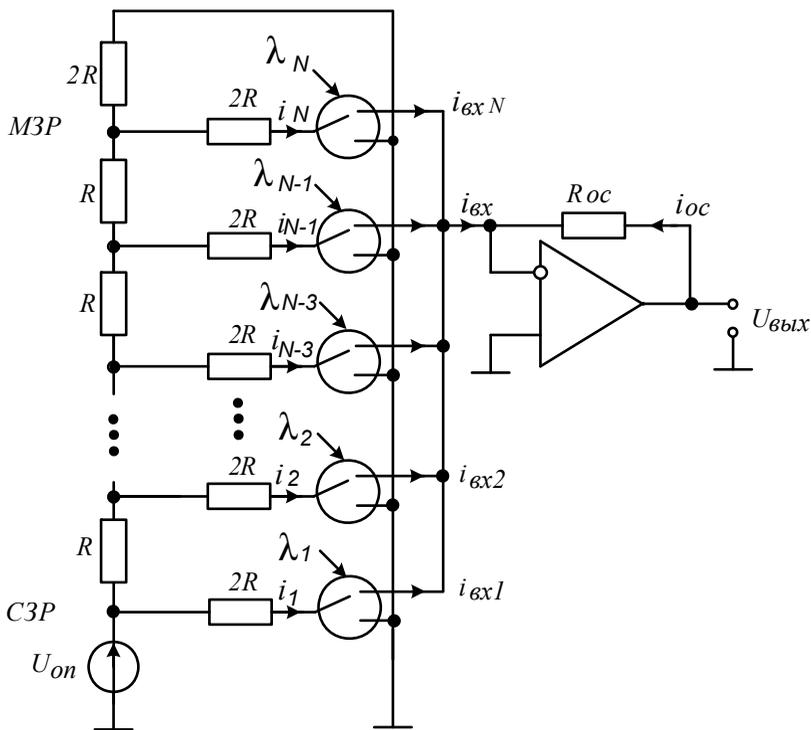


Рис. 4.4. ЦАП с резистивной матрицей R-2R и опорным источником напряжения

Выходное напряжение в этой схеме определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{он}} \frac{R_{\text{oc}}}{2R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^{n-1}}. \quad (4.6)$$

Благодаря наличию в рассматриваемой схеме резисторов только с двумя номиналами, она легко реализуется в виде интегральной микросхемы. Следует обратить внимание и на тот факт, что выходное напряжение ЦАП зависит не от абсолютного значения номиналов резисторов, а от их отношения. Так как при изготовлении микросхем все резисторы выполняются в одном технологическом цикле, их номиналы могут сильно различаться от микросхемы к микросхеме, но в самой микросхеме отношение резисторов получается высокоточным.

В бывшем СССР первая микросхема ЦАП, выполненная с резистивной матрицей R-2R, была КР572ПА1 (ее аналог AD7520 и более современный AD7533 - см. рис 4.5).

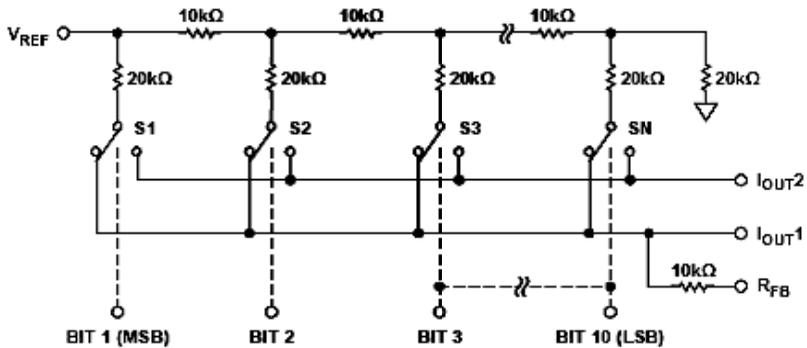


Рис. 4.5. Структурная схема AD7533

572ПА1 – это десятиразрядная матрица R-2R с управляющими ключами, выполненными на полевых транзисторах. Ее отличие от схемы, приведенной на рис. 4.4, заключается в отсутствии операционного усилителя.

Рассмотренная схема преобразователя также не лишена недостатков. Одним из основных ее недостатков является влияние сопротивления ключей (особенно в старших разрядах) на результирующее выходное напряжение.

4.2.3. ЦАП с резистивной матрицей R-2R и эталонными источниками тока

В этом типе преобразователей каждый бит кодовой комбинации является управляющим для соответствующего источника тока. Под воздействием λ_n включаются или выключаются источники тока.

В схеме, приведенной на рис. 4.6, вклад n -го источника тока в $i_{\text{вых}}$ определяется тем, через сколько ступеней резистивной матрицы R-2R он пройдет. В этой схеме предполагается, что все токи источников тока равны.

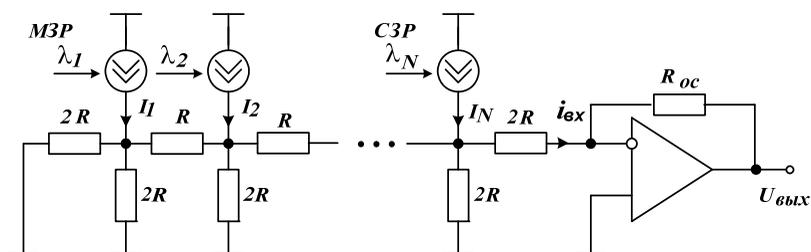


Рис. 4.6. ЦАП с резистивной матрицей R-2R и опорными источниками тока

Управляемые источники тока могут быть выполнены, например, по схеме, показанной на рис. 4.7.

В качестве переключателей тока S_n применяются также и биполярные дифференциальные каскады, в которых транзисторы работают в активном режиме. Это позволяет сократить время установления до единиц наносекунд.

Высококачественные источники тока имеют большое внутреннее сопротивление, поэтому влияние сопротивлений ключей в схеме на рис. 4.7 оказывается пренебрежимо малым.

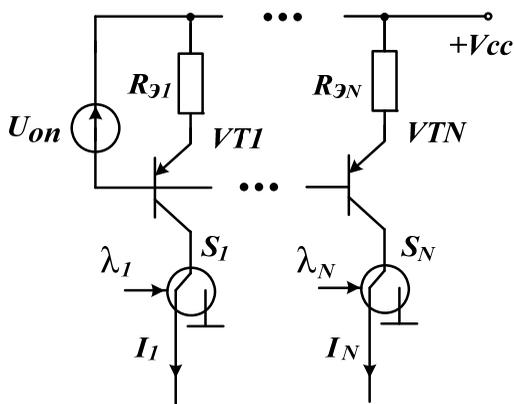


Рис. 4.7. Управляемые источники тока

По сравнению с предыдущими схемами за счет уменьшения влияния сопротивлений ключей цифроаналоговые преобразователи, выполненные на источниках тока, обладают более высокой точностью.

Существуют и другие схемотехнические решения ЦАП на основе источников тока, в которых токи источников тока имеют разный вес. Поэтому они выполняются без резистивных матриц.

Помимо резистивных матриц, в микросхемах цифроаналоговых преобразователей применяются также и матрицы, выполненные на конденсаторах. ЦАП, построенные на основе переключаемых конденсаторов можно разделить на два типа – параллельные и последовательные.

4.2.4. Параллельные ЦАП на переключаемых конденсаторах

Параллельные ЦАП на переключаемых конденсаторах в основном имитируют рассмотренные выше схемы. В качестве примера на рис. 4.8 приведена схема ЦАП с двоично-взвешенными конденсаторами.

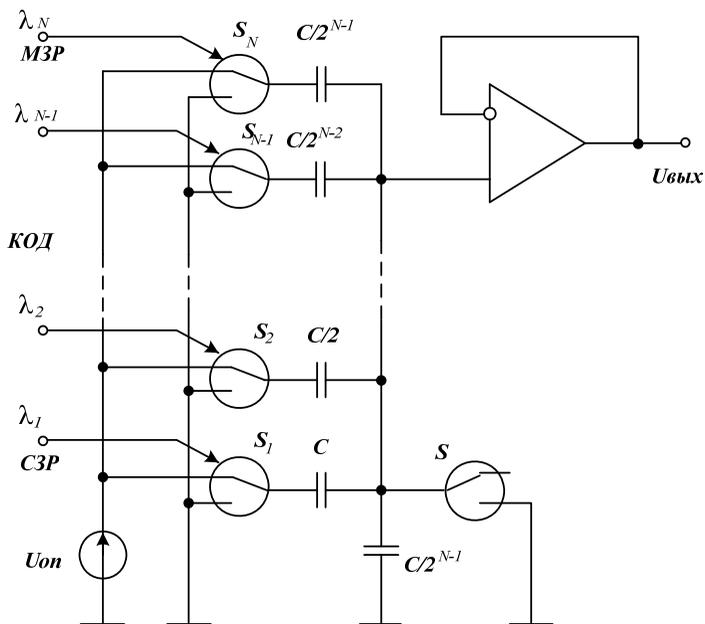


Рис. 4.8. ЦАП с двоично-взвешенными конденсаторами

Работа схемы на рис.4.8 основана не на суммировании токов, как в предыдущих схемах, а на перераспределении зарядов между конденсаторами.

Каждый цикл преобразования состоит из двух тактов. В первом такте все ключи переводятся в нижнее положение и конденсаторы разряжаются. Затем ключи, на управляющий вход которых приходит 1 (в соответствии с кодовой комбинацией), переводятся в верхнее положение, а остальные – остаются в нижнем. Отдельный ключ S на втором такте переводится в верхнее положение всегда.

Выходное напряжение ЦАП находится по формуле

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{он}} \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^{n-1}}. \quad (4.7)$$

При изготовлении рассмотренной схемы в виде интегральной микросхемы возникают проблемы, схожие со схемой ЦАП с двоич-

но-взвешенными резисторами. При большой разрядности ЦАП отношение величин емкостей конденсаторов становится недопустимо большим. Существуют схемотехнические решения, позволяющие значительно уменьшить этот “разброс”. С ними можно познакомиться в [4].

4.2.5. Последовательные ЦАП на переключаемых конденсаторах

Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах, изображенный на рис. 4.9, не имеет резистивного аналога. В этой схеме конденсаторы используются не только как делители напряжения, но и как элементы памяти.

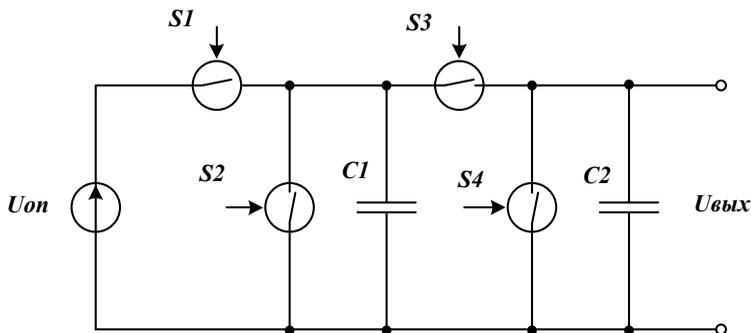


Рис. 4.9. Структурная схема ЦАП с переносом заряда

Цикл преобразования начинается с подготовки конденсатора $C2$, для этого замыкается ключ $S4$ и конденсатор $C2$ разряжается. В дальнейшем в течение цикла преобразования ключ $S4$ находится в разомкнутом состоянии. Преобразование начинается с младшего разряда. Если в младшем разряде 1, то замыкается ключ $S1$ и конденсатор $C1$ заряжается до напряжения U_{on} , а если в младшем разряде 0, то замыкается ключ $S2$ и конденсатор $C1$ разряжается. Затем оба ключа $S1$ и $S2$ размыкаются, а ключ $S3$ замыкается и происходит перераспределение зарядов между конденсаторами $C1$ и $C2$. В следующем такте ключ $S3$ размыкается, а один из ключей $S1$ или $S2$ замыкается (в зависимости от состояния следующего разряда) и т.д. Процедура преобразования происходит до старшего разряда. В конце цикла преобразования на конденсаторе $C2$ устанавливается на-

пряжение, пропорциональное кодовой комбинации. При этом весь цикл преобразования осуществляется за $2N$ тактов.

Достоинствами рассмотренного преобразователя являются монотонность его характеристики и компактность.

Однако из приведенного описания работы следует, что для обеспечения правильного функционирования схемы (управления ключами) требуется достаточно сложное устройство. К недостаткам устройства следует отнести и погрешности, которые возникают вследствие просачивания импульсов управления ключами, а также влияния паразитных емкостей ключей.

Существуют и другие схемотехнические решения последовательных ЦАП на переключаемых конденсаторах [4].

4.2.6. ЦАП на основе широтно-импульсного модулятора

Принцип работы ЦАП с широтно-импульсным модулятором (ШИМ) заключается в последовательном преобразовании двоичной кодовой комбинации в длительность импульса, а затем выделения из этого импульса постоянной составляющей, которая пропорциональна кодовой комбинации. На рис. 4.10 приведена структурная схема преобразователя.

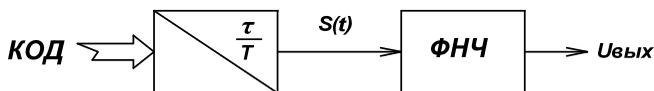


Рис. 4.10. ЦАП на основе широтно-импульсного модулятора

В настоящее время функциональный преобразователь “цифровой код – длительность импульса” (τ) легко реализуется на основе микроконтроллера путем использования в нем одного из таймеров в режиме PWM. Сигнал $S(t)$ на выходе такого преобразователя имеет вид, изображенный на рис. 4.11.

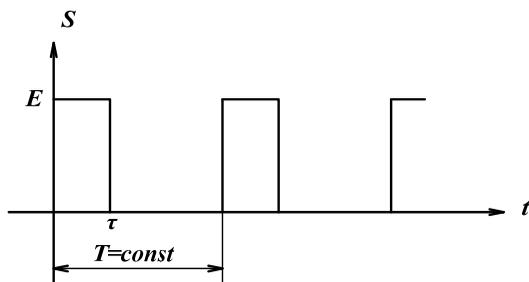


Рис. 4.11. Форма сигнала на выходе преобразователя код - длительность импульса

Периодический сигнал $S(t)$ может быть представлен тригонометрическим рядом Фурье

$$S(t) = E \left[\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega_1 \frac{\tau}{2} \cos n\omega_1 t \right]. \quad (4.8)$$

Если из спектра сигнала $S(t)$ убрать все высокочастотные гармоники, то в его спектре останется только постоянная составляющая

$$S(t) = E \frac{\tau}{T}, \quad (4.9)$$

зависящая от отношения длительности импульса к его периоду.

Последнее соотношение объясняет необходимость установки фильтра нижних частот на выходе схемы – рис. 4.10.

На сайте фирмы Atmel приведен пример построения цифрового устройства записи и воспроизведения речи на основе микроконтроллера с использованием ЦАП на основе ШИМ. В этом примере достаточно подробно выполнен анализ требований, предъявляемых к периоду импульсов и частоте среза ФНЧ для достижения желаемых характеристик ЦАП. С примером можно познакомиться по ссылке [5].

Основным недостатком ЦАП с широтно-импульсным модулятором является его низкое быстродействие.

На основе широтно-импульсных модуляторов в системах автоматического управления строятся мощные электронные усилители для управления различными нагревательными элементами, электроприводами и т.д. При этом сам объект управления выполняет функцию фильтра нижних частот.

4.3. Применение умножающих ЦАП

На основе умножающих цифроаналоговых преобразователей могут быть построены различные схемы аналоговой обработки сигналов, параметры которых могут быть изменены или перенастроены за счет подачи управляющего цифрового кода.

4.3.1. Усилители с программируемым коэффициентом усиления

Усилитель с программируемым коэффициентом усиления может быть построен на основе схемы, приведенной на рис. 4.4. В этой схеме достаточно вместо источника опорного напряжения подключить источник входного сигнала – рис. 4.12.

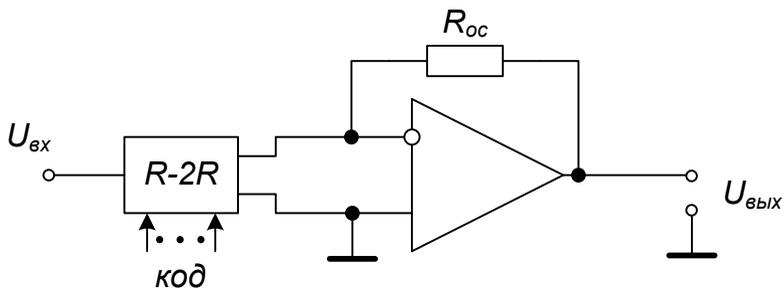


Рис. 4.12. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления

Тогда выходное напряжение схемы в соответствии с формулой (4.6) будет равно

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_{\text{ос}}}{2R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^{n-1}}, \quad (4.10)$$

и, соответственно, коэффициент передачи умножающего ЦАП

$$k_u(\alpha) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}. \quad (4.11)$$

Так как при изготовлении резистивной матрицы выполняют условие $R_{oc} = R$, то последнюю формулу можно упростить

$$k(\alpha)|_{R_{oc}=R} = -\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}. \quad (4.12)$$

Статическая характеристика программируемого усилителя (зависимость коэффициента передачи от входного цифрового кода α) показана на рис. 4.13.

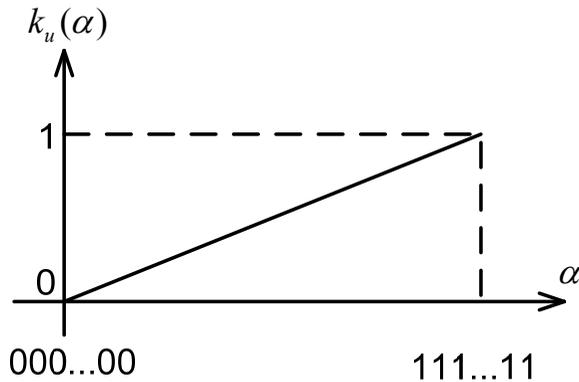


Рис. 4.13. Статическая характеристика программируемого усилителя

Из анализа последней формулы и графика статической характеристики следует, что рассмотренная схема представляет собой инвертирующий программируемый усилитель с коэффициентом передачи, изменяемым от 0 до 1. При рассмотрении рис. 4.13 в увеличенном масштабе можно увидеть, что на самом деле статическая характеристика носит ступенчатый характер, как это показано на рис. 4.1 для трехразрядного ЦАП.

Введя в схему на рис. 4.12 дополнительный внешний резистор R_V , как это показано на рис. 4.14, можно получить схему с программируемым коэффициентом усиления, изменяемым от 0 до некоторого фиксированного значения, определяемого отношением $\frac{R_{oc} + R_V}{R}$.

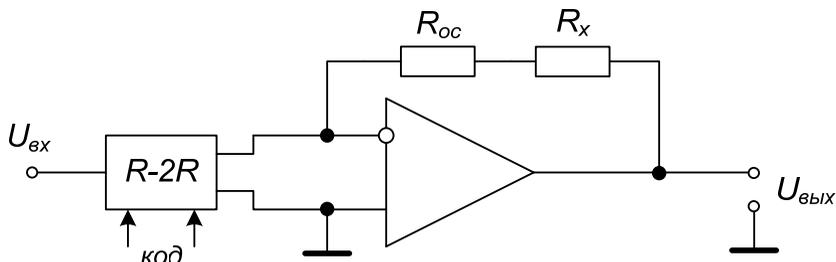


Рис. 4.14. Программируемый усилитель с изменяемым коэффициентом усиления от 0 до $\frac{R_{oc} + R_V}{R}$.

Коэффициент передачи этой схемы находится по формуле

$$k_u(\alpha) = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_{oc} + R_V}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^{n-1}}. \quad (4.13)$$

Подбором значения сопротивления резистора R_V можно получить необходимую статическую характеристику – рис. 4.15. Здесь следует обратить внимание на то, что заранее рассчитать значение сопротивления R_V не представляется возможным, т.к. значение сопротивления резистора R_{oc} , выполненного в составе резистивной матрицы $R-2R$, может достигать отклонения – 100%.

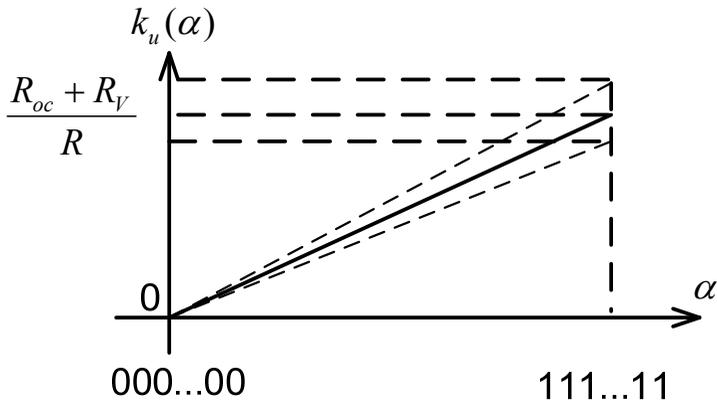


Рис. 4.15. Статическая характеристика схемы на рис. 4.14.

Также следует обратить внимание на то, что из-за различных температурных коэффициентов сопротивлений резисторов матрицы R-2R и внешнего резистора стабильность параметров этого программируемого усилителя может быть значительно хуже, чем в исходной схеме.

Рассмотрим еще две схемы программируемых усилителей на основе умножающих ЦАП с дополнительным усилителем.

Схема, приведенная на рис. 4.16, позволяет изменять коэффициент усиления от $-\infty$ до -1 .

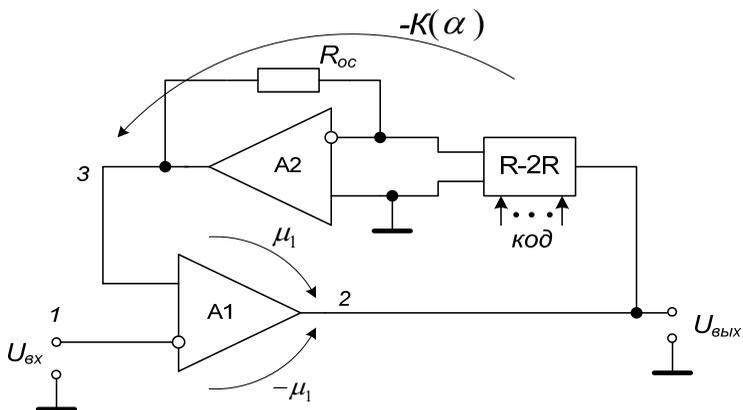


Рис. 4.16. Программируемый усилитель с коэффициентом усиления, изменяемым от $-\infty$ до -1 .

В соответствии с формулой Мейсона [18], коэффициент передачи схемы равен

$$k_{uN}(\alpha) = \frac{-\mu_1}{1 + \mu_1 k(\alpha)} = \frac{-1}{\frac{1}{\mu_1} + k(\alpha)} \Bigg|_{\frac{1}{\mu} = 0} = \frac{-1}{k_u(\alpha)}. \quad (4.14)$$

В этой формуле коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи обозначен символом μ . Учитывая большое значение μ у современных операционных усилителей, величиной обратной μ можно пренебречь. Это упрощение принято в приведенной выше формуле. При условии, что $k_u(\alpha)$ может изменяться от 0 до 1, на рис. 4.17 приведена статическая характеристика программируемого усилителя.

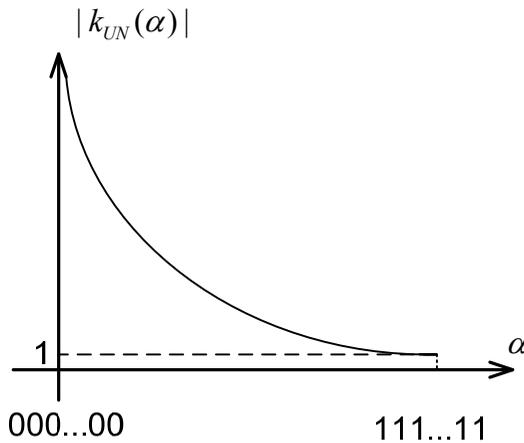


Рис. 4.17. Статическая характеристика схемы на рис. 4.16

Недостатком статической характеристики рассмотренной схемы является ее нелинейность.

Еще одна схема программируемого усилителя с дополнительным усилителем приведена на рис. 4.18.

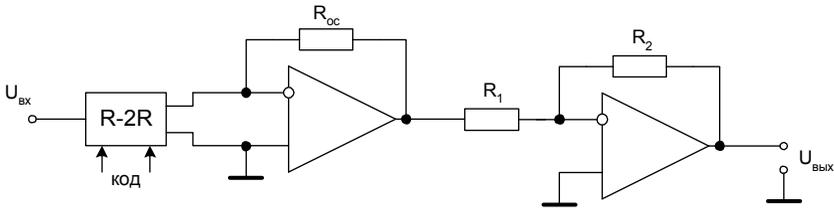


Рис. 4.18. Программируемый усилитель с изменяемым коэффициентом усиления от 0 до $\frac{R_2}{R_1}$

Коэффициент передачи этой схемы находится по формуле

$$k_u(\alpha) = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}. \quad (4.15)$$

Анализ последней формулы показывает, что схема, приведенная на рис. 4.18., представляет собой программируемый неинвертирующий усилитель с изменяемым коэффициентом усиления от 0 до значения, определяемым отношением резисторов $\frac{R_2}{R_1}$. В схеме ста-

бильность коэффициента передачи определяется отношением внешних резисторов R_2 и R_1 , в связи с этим по этому критерию она значительно превосходит схему, приведенную на рис. 4.14.

4.3.2. Перестраиваемые аналоговые интеграторы с цифровым управлением

Интегратор с цифровым управлением может быть построен на основе аналогового интегратора путем замены в нем резистора на резистивную матрицу R-2R, как это показано на рис. 4.19.

Известно, что ток, протекающий через конденсатор, и падение напряжения на нем связаны формулой

$$U_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt. \quad (4.16)$$

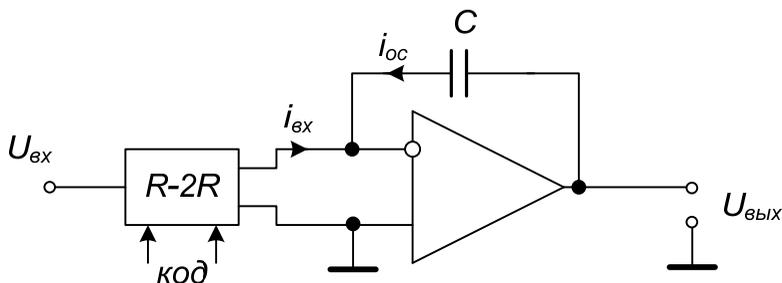


Рис. 4.19. Аналоговый интегратор с цифровым управлением

В соответствии с формулой (4.4), ток на выходе резистивной матрицы определяется соотношением

$$i_{\text{вх}}(t) = \frac{U_{\text{вх}}(t)}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}. \quad (4.17)$$

Когда операционный усилитель работает в линейном режиме, выполняется условие $i_{\text{вх}} = -i_{\text{ос}}$. Подставляя формулу (4.17) в (4.16), с учетом последнего условия, находим взаимосвязь между входным и выходным напряжениями схемы интегратора

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{C} \int U_{\text{вх}}(t) \frac{1}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n} dt \quad (4.18)$$

или

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}{CR} \int U_{\text{вх}}(t) dt = -\frac{1}{\tau_u} \int U_{\text{вх}}(t) dt, \quad (4.19)$$

где $\tau_u = \frac{CR}{\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}$ – эквивалентная постоянная времени интегратора.

Последние выражения показывают, что под воздействием цифрового кода может изменяться постоянная времени интегратора. Причем, так как в выражении, определяющим эквивалентную постоянную

ную времени τ_u , сумма может изменяться от 0 до 1, то постоянная времени в этой схеме может быть только увеличена.

Преимуществом рассмотренной схемы является ее простота - она содержит малое число элементов.

Однако она же имеет существенный недостаток, заключающийся в неточном определении постоянной времени из-за больших отклонений номиналов сопротивлений резисторов резистивной матрицы R-2R при ее изготовлении.

В следующей схеме интегратора указанный недостаток преодолен путем каскадного включения программируемого усилителя и аналогового интегратора – рис. 4.20.

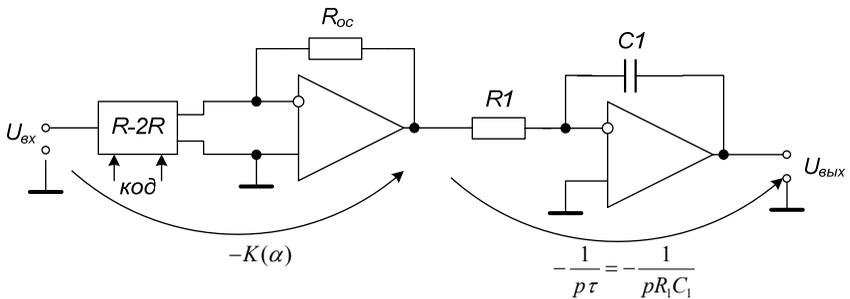


Рис. 4.20. Аналоговый интегратор с цифровым управлением и улучшенными параметрами

Выходное напряжение этой схемы определяется выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{вх}}(t) \frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n} dt. \quad (4.20)$$

Так как при изготовлении резистивной матрицы выполняют условие $R_{oc} = R$, то последнюю формулу можно упростить:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) &= \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{вх}}(t) \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n} dt = \frac{\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}{R_1 C_1} \int U_{\text{вх}}(t) dt = \\ &= \frac{1}{\tau_u} \int U_{\text{вх}}(t) dt. \end{aligned} \quad (4.21)$$

В рассматриваемой схеме эквивалентная постоянная времени определяется выражением

$$\tau_u = \frac{C_1 R_1}{\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}. \quad (4.22)$$

В отличие от предыдущей схемы эквивалентная постоянная времени этой схемы определяется произведением $C_1 R_1$, т.е. параметрами внешних элементов, а не резистивной матрицы R-2R. Благодаря этому обстоятельству путем применения высокоточных элементов (с малыми допустимыми отклонениями) можно реализовать прецизионный аналоговый интегратор с цифровым управлением.

В рассмотренных выше схемах интеграторов путем изменения управляющего цифрового кода постоянные времени могут быть только увеличены. При построении различных схем иногда требуются интеграторы с уменьшенной постоянной времени. Такой интегратор может быть реализован на схеме, приведенной на рис. 4.21.

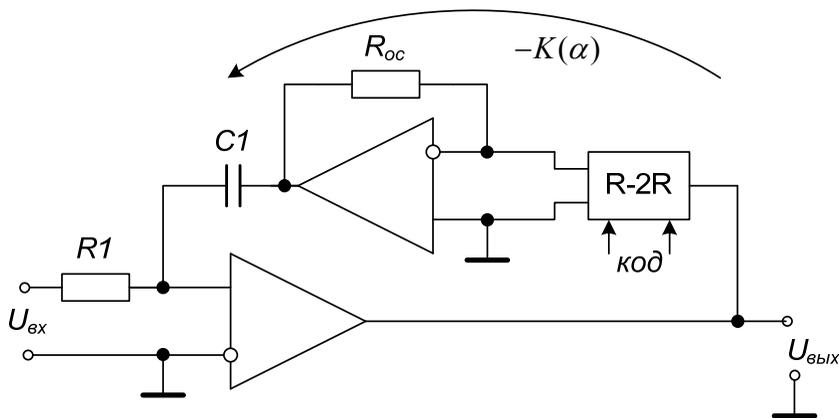


Рис. 4.21. Аналоговый интегратор с цифровым управлением и увеличенной постоянной времени

Выходное напряжение этой схемы определяется выражением

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вых}}(t) &= \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{вх}}(t) \frac{1}{\frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}} dt = \\
 &= \frac{1}{R_1 C_1 \frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}} \int U_{\text{вх}}(t) dt.
 \end{aligned}
 \tag{4.23}$$

Из последнего выражения находим эквивалентную постоянную времени интегратора

$$\tau_u = R_1 C_1 \frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n} = R_1 C_1 \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}.
 \tag{4.24}$$

Таким образом, постоянная времени интегратора, приведенного на рис. 4.21, путем изменения управляющего цифрового кода может быть только уменьшена.

4.3.3. Перестраиваемые аналоговые дифференциаторы с цифровым управлением

По аналогии со схемотехникой интеграторов могут быть построены и перестраиваемые аналоговые дифференциаторы с цифровым управлением. Схема дифференциатора с цифровым управлением, полученная путем замены резистора на резистивную матрицу R-2R, приведена на рис. 4.22.

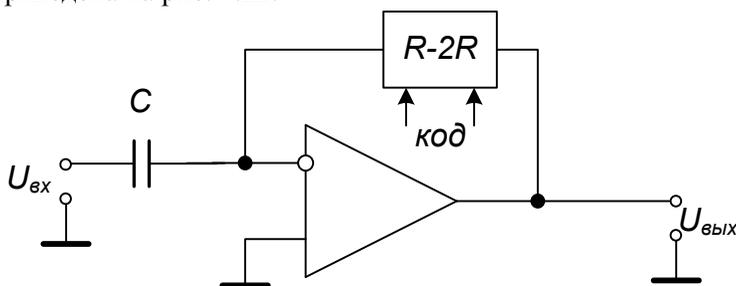


Рис. 4.22. Аналоговый дифференциатор с цифровым управлением

Его передаточная функция имеет вид

$$F(p) = -p\tau_D = -pRC \frac{1}{\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}, \quad (4.25)$$

а эквивалентная постоянная времени равна

$$\tau_D = RC \frac{1}{\sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}. \quad (4.26)$$

Преимущества и недостатки рассмотренной схемы дифференциатора аналогичны схеме интегратора, приведенного на рис. 4.12.

Схема аналогового дифференциатора с повышенной стабильностью постоянной времени приведена на рис. 4.23.

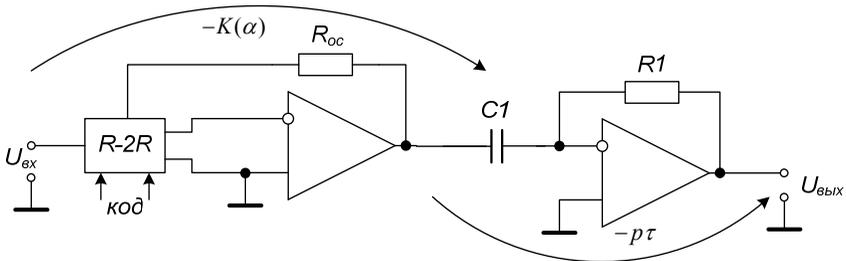


Рис. 4.23. Аналоговый дифференциатор с цифровым управлением и повышенной стабильностью постоянной времени

Передаточная функция этого дифференциатора

$$F(p) = p\tau_D = pR_1C_1 \frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}, \quad (4.27)$$

а его эквивалентная постоянная времени

$$\tau_D = R_1C_1 \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}. \quad (4.28)$$

Анализ последнего выражения показывает, что эквивалентная постоянная может быть только уменьшена.

Схема аналогового дифференциатора с увеличенной постоянной времени приведена на рис. 4.24.

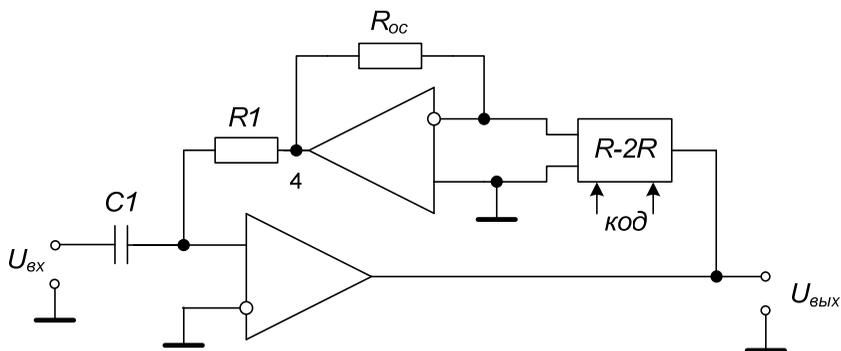


Рис. 4.24. Схема аналогового дифференциатора с увеличенной постоянной времени и цифровым управлением

Передаточная функция этого дифференциатора

$$F(p) = p\tau_D = p \frac{R_1 C_1}{\frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}, \quad (4.29)$$

а его эквивалентная постоянная времени

$$\tau_D = \frac{R_1 C_1}{\frac{R_{oc}}{R} \sum_{n=1}^N \frac{\lambda_n}{2^n}}. \quad (4.30)$$

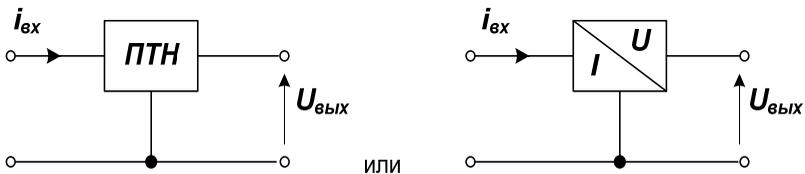
На основе рассмотренных в этой главе схем с применением умножающих ЦАП могут быть построены аналоговые RC-фильтры с перестраиваемыми параметрами, а также П, ПИ, ПИД и другие аналоговые регуляторы с цифровой перестройкой параметров.

5. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Функциональные преобразователи – это устройства, у которых основными информативными параметрами входных и выходных сигналов являются разнородные величины. Применение преобразователей связано с тем, что в устройствах автоматики для реализации определенных функциональных требований информативными признаками могут служить различные параметры электрических сигналов. Наиболее часто информативным параметром является величина напряжения, в ряде случаев может быть эффективнее применение сигнальных признаков в форме величины постоянного тока, частоты периодического сигнала, длительности импульсов периодического сигнала. В соответствии с видами сигналов различают функциональные преобразователи “ток-напряжение”, “напряжение-ток”, “напряжение-частота”, “напряжение-время” и т.д.

5.1. Преобразователь “ток-напряжение”

Входной величиной преобразователя “ток-напряжение” (ПТН) является ток, а выходной – напряжение. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 5.1.



5.1. Структурная схема преобразователя “ток-напряжение”

Зависимость выходного напряжения от входного тока преобразователя определяется по формуле

$$U_{\text{вых}} = f(i_{\text{вх}}) = k_{\text{пр}} i_{\text{вх}}, \quad (5.1)$$

где $k_{\text{пр}}$ – коэффициент преобразования. В большинстве случаев требуется максимальная линейность характеристики преобразования (5.1), следовательно, коэффициент преобразования должен быть константой, не зависящей ни от параметров сигналов, ни от условий

эксплуатации ПТН. Так как k_{np} определяет общую точность преобразования сигналов, к его величине предъявляются соответствующие требования по точности и стабильности.

В теории электрических цепей такой преобразователь принято называть источником напряжения управляемым током. ПТН характеризуется низким входным $Z_{вх}$ и низким выходным $Z_{вых}$ сопротивлениями, у идеального преобразователя их величины равны нулю. Эти требования к входным и выходным цепям ПТН связаны с возможными погрешностями преобразования сигналов. В реальных условиях источник входного токового сигнала и нагрузка преобразователя имеют конечные значения сопротивлений $R_{ист}$ и Z_n , минимизация погрешностей преобразования требует $Z_{вх} \ll R_{ист}$ и $Z_{вых} \ll Z_n$. Например, погрешность 1% требует отношения указанных сопротивлений не менее 100, а 0,1% – отношения сопротивлений не менее 1000.

Для реализации низких значений входных и выходных сопротивлений в ПНТ применяют свойства обратных связей в схемах на операционных усилителях (ОУ) и определенные виды нелинейности характеристик биполярных или полевых транзисторов. Причем низкое выходное сопротивление характерно для большинства электронных устройств, а низкое входное сопротивление требует специального построения входных цепей.

Одна из возможных схем преобразователя “ток-напряжение” на основе операционного усилителя приведена на рис. 5.2. Источником входного сигнала ПТН на рис. 5.2 является первичный измерительный преобразователь (ПИП) – датчик с токовым выходом. Как правило, такие датчики обладают достаточно высоким выходным сопротивлением $R_{ист}$ в диапазоне от сотен кОм и

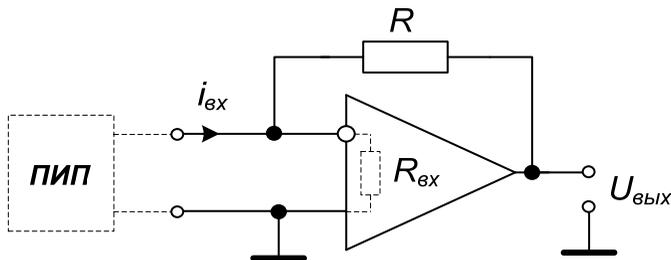


Рис. 5.2. Преобразователь “ток-напряжение” на основе ОУ

более, следовательно, входное сопротивление ПТН не должно превышать сотен Ом.

Эквивалентная схема ПТН приведена на рис. 5.3. Входное сопротивление операционного усилителя на ней обозначено $R_{\text{вх}}$, а $U_{\text{вх}}$ – напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входами усилителя.

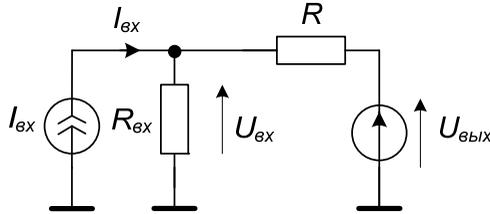


Рис. 5.3. Эквивалентная схема преобразователя “ток-напряжение”

Для нахождения функции преобразования в соответствии с эквивалентной схемой (рис. 5.3) составим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вх}} &= U_{\text{вых}} \frac{R_{\text{вх}}}{R + R_{\text{вх}}} + I_{\text{вх}} (R_{\text{вх}} \parallel R) = \\ &= U_{\text{вых}} \frac{R_{\text{вх}}}{R + R_{\text{вх}}} + I_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх}} R}{R + R_{\text{вх}}}, \\ U_{\text{вх}} &= -\frac{U_{\text{вых}}}{\mu}, \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

где μ – коэффициент усиления операционного усилителя.

Подставляя второе уравнение системы (5.2) в первое, получим

$$-U_{\text{вых}} \left(\frac{I_{\text{вх}}}{\mu} + \frac{R_{\text{вх}}}{R + R_{\text{вх}}} \right) = I_{\text{вх}} \frac{R_{\text{вх}} R}{R + R_{\text{вх}}}. \quad (5.3)$$

Из последнего уравнения находим функцию преобразования

$$\frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = k_{\text{np}} = -\frac{\frac{R}{R+R_{\text{вх}}}}{\frac{1}{\mu} + \frac{R_{\text{вх}}}{R+R_{\text{вх}}}}. \quad (5.4)$$

У современных ОУ коэффициент усиления достигает величин $10^5 - 10^6$, поэтому слагаемым $1/\mu$ в знаменателе последней формулы можно пренебречь

$$\frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = k_{\text{np}} = -R. \quad (5.5)$$

Таким образом, $U_{\text{вых}} = -RI_{\text{вх}} = k_{\text{np}} I_{\text{вх}}$, т.е. коэффициент преобразования ПТН определяется только сопротивлением резистора R с достаточно высокой точностью. Заметим, если $\mu \rightarrow \infty$, то значение сопротивления ОУ $R_{\text{вх}}$ не влияет на коэффициент преобразования.

Решая систему уравнений (5.2) относительно $U_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вх}}$, находим входное сопротивление преобразователя:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{\frac{R}{R+R_{\text{вх}}}}{1 + \mu \frac{R_{\text{вх}}}{R+R_{\text{вх}}}} \approx 0. \quad (5.6)$$

В этой формуле также предполагается, что $\mu \rightarrow \infty$, а низкое входное сопротивление преобразователя обеспечивается глубокой отрицательной обратной связью и высоким значением коэффициента μ для современных ОУ.

5.2. Преобразователи “напряжение-ток”

Структурная схема преобразователя “напряжение-ток” или источника тока, управляемого напряжением (ПНТ), приведена на рис. 5.4. Этот преобразователь характеризуется большим входным и большим выходным сопротивлениями. Для идеального ПНТ они

равны бесконечности. В реальных схемах превышение сопротивлений входных и выходных цепей относительно сопротивлений источника сигнала $U_{вх}$ и нагрузки зависит от требуемой точности преобразования, т.е. входное сопротивление должно быть намного больше сопротивления источника сигнала, а выходное сопротивление – намного больше сопротивления нагрузки.

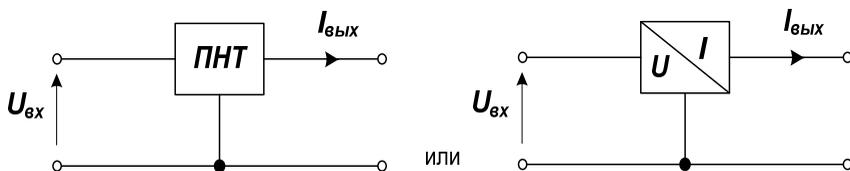


Рис. 5.4. Преобразователь “напряжение-ток”

Линейная зависимость выходного тока преобразователя от входного напряжения определяется формулой

$$I_{\text{вых}} = k_{\text{пр}} U_{\text{вх}}. \quad (5.7)$$

Принципы построения ПНТ так же, как и предыдущий класс схем, основаны на применении ОУ с глубокой отрицательной обратной связью и использовании особенностей вольт-амперных характеристик транзисторов. Рассмотрим несколько схем преобразователей “напряжение–ток”, имеющих отличия по способу подключения нагрузки, диапазону изменения выходного тока, а также однополярному или двухполярному выходному току.

5.2.1. ПНТ с незаземленной нагрузкой

На рис. 5.5 приведена схема преобразователя “напряжение-ток” с незаземленной нагрузкой. В этой схеме нагрузка $Z_{\text{н}}$ включена между выходом ОУ и его инвертирующим входом, независимость выходного тока преобразователя от сопротивления нагрузки обеспечивается особенностями формирования тока в цепи глубокой отрицательной обратной связи ОУ.

Эквивалентная схема данного ПНТ приведена на рис. 5.6. В этой схеме напряжение между неинвертирующим и инвертирующим входами ОУ обозначено U_1 .

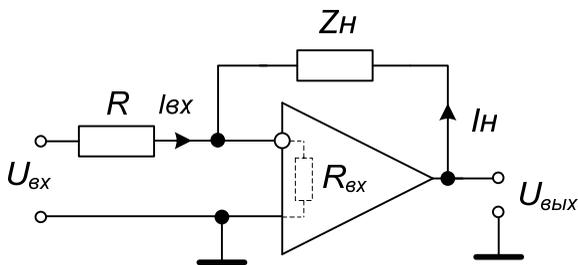


Рис. 5.5. Преобразователь “напряжение-ток” с незаземленной нагрузкой

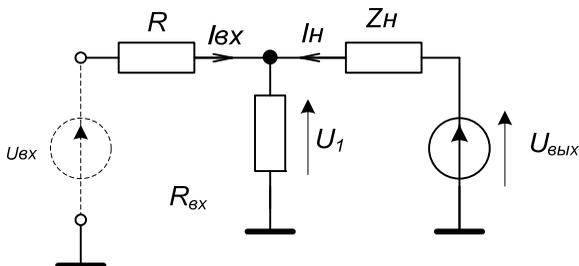


Рис. 5.6. Эквивалентная схема ПНТ

Для нахождения коэффициента преобразования в соответствии с эквивалентной схемой составим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= U_{\text{вых}} \frac{R \parallel R_{\text{вх}}}{Z_{\text{н}} + R \parallel R_{\text{вх}}} + U_{\text{вх}} \frac{Z_{\text{н}} \parallel R_{\text{вх}}}{R + R_{\text{вх}} \parallel Z_{\text{н}}} \\ U_{\text{вых}} &= -\mu U_1. \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

Решая систему уравнений относительно переменных $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$, находим

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{\frac{Z_n \parallel R_{\text{вх}}}{R + R_{\text{вх}} \parallel Z_n}}{\frac{1}{\mu} + \frac{R \parallel R_{\text{вх}}}{Z_n + R \parallel R_{\text{вх}}}} = -\frac{Z_n}{R}. \quad (5.9)$$

Для коэффициента усиления ОУ $\mu \rightarrow \infty$ из последней формулы находим коэффициент преобразования

$$k_{\text{пр}} = \frac{I_n}{U_{\text{вх}}} = -\frac{1}{R} \quad (5.10)$$

и ток в нагрузке

$$I_n = -\frac{1}{R} U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вых}}}{Z_n} = -I_{\text{вх}}. \quad (5.11)$$

Отметим, что при достаточно большом коэффициенте усиления ОУ выходной ток преобразователя не зависит от входного сопротивления $R_{\text{вх}}$ усилителя, а входное сопротивление схемы и коэффициент преобразования определяются только значением сопротивления резистора R .

К недостатку рассмотренного преобразователя следует отнести тот факт, что нагрузка не имеет вывода, подключенного к общей шине. В некоторых случаях это ограничивает его применение.

5.2.2. ПНТ с заземленной нагрузкой

В схеме ПНТ, приведенной на рис. 5.7, нагрузка одним из выводов подключена к общей шине. В данном преобразователе независимость выходного тока от сопротивления нагрузки обеспечивается цепями отрицательной и положительной обратных связей ОУ при определенном соотношении параметров их цепей.

Для нахождения коэффициента преобразования схемы воспользуемся методом сигнальных графов, сигнальный граф ПНТ приведен на рис.5.8, номера вершин сигнального графа (рис. 5.8) соответствуют номерам узлов ПНТ (рис.5.7).

В соответствии с формулой Мейсона передаточная функция из первого узла во второй равна

$$F_{12} = \frac{U_H}{U_{ex}} = \frac{\gamma_{12}(1 - \gamma_{34}\gamma_{43})}{1 - \gamma_{23}\gamma_{32} - \gamma_{34}\gamma_{43}}, \quad (5.12)$$

а передачи ветвей графа

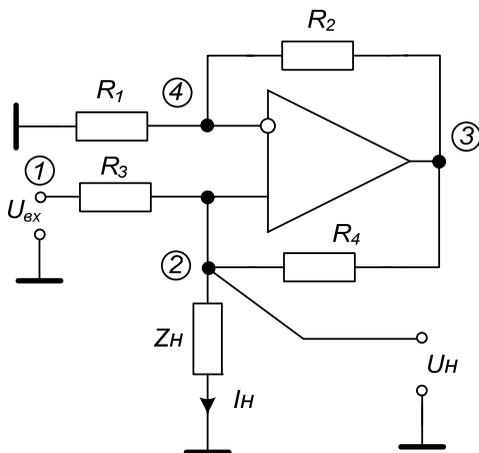


Рис. 5.7. ПНТ с заземленной нагрузкой

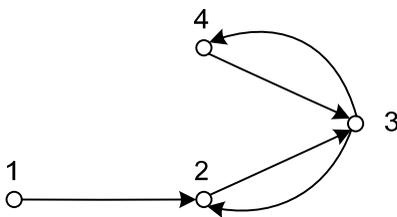


Рис. 5.8. Сигнальный граф схемы, изображенной на рис. 5.7

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{12} &= \frac{R_4 \parallel Z_H}{R_3 + R_4 \parallel Z_H}; \\ \gamma_{34} &= \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \\ \gamma_{43} &= -\mu; \\ \gamma_{23} &= \mu; \\ \gamma_{32} &= \frac{R_3 \parallel Z_H}{R_4 + R_3 \parallel Z_H}. \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

Подставляя передачи графа (5.13) в уравнение (5.12), находим

$$F_{12} = \frac{\frac{R_4 \parallel Z_H}{R_3 + R_4 \parallel Z_H} \left(I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \mu \right)}{I - \mu \frac{R_3 \parallel Z_H}{R_4 + R_3 \parallel Z_H} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \mu}. \quad (5.14)$$

При $\mu \rightarrow \infty$ последнее уравнение упрощается

$$F_{12} = \frac{R_1 R_4 Z_H}{R_1 R_4 R + R_1 R_4 Z_H - R_2 R_3 Z_H}. \quad (5.15)$$

Рассматриваемая схема может выполнять функцию преобразования “напряжение-ток” только при строгом выполнении равенства

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (5.16)$$

При выполнении этого равенства выражение (5.15) упрощается

$$F_{12} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z_H}{R_3}. \quad (5.17)$$

Из последнего выражения находим искомый коэффициент преобразования схемы

$$k_{np} = \frac{I}{R_3}, \quad (5.18)$$

а также ток в нагрузке

$$I_n = \frac{I}{R_3} U_{вх} = k_{np} U_{вх}. \quad (5.19)$$

Из полученного выражения (5.19) видно, что с учетом ранее указанных ограничений на параметры элементов преобразователя ток в нагрузке I_n не зависит от сопротивления нагрузки Z_n , а определяется входным напряжением $U_{вх}$ и сопротивлением резистора R_3 .

К недостатку рассмотренной схемы преобразователя следует отнести необходимость точного выполнения равенства (5.16), которое может быть выполнено, например, путем выбора равных сопротивлений резисторов $R_1 = R_2$ и $R_4 = R_3$. В этой связи резисторы в схеме должны иметь допуски не хуже 0,1%, а значение выходного сопротивления преобразователя весьма чувствительно к отклонению сопротивлений указанных резисторов.

Как показал анализ рассмотренных ПНТ, реализация высокого выходного сопротивления для схем с токовым выходом на основе ОУ с обратными связями сопряжена с определенными трудностями. Для решения данной задачи эффективным является построение выходной цепи с использованием высокого выходного сопротивления транзисторов в определенных схемах включения. Например, выходное сопротивление биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером в основном определяется дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода:

$$R_{вых} \approx r_{кдиф} = \frac{\Delta U_{кэ}}{\Delta I_k}. \quad (5.20)$$

В соответствии с выходными вольт-амперными характеристиками (ВАХ) транзистора, показанных на рис. 5.9, в определенном диапазоне напряжений $U_{кэ}$ на пологом участке характеристик величина выходного сопротивления велика и может достигать сотен кОм при токах единицы мА.

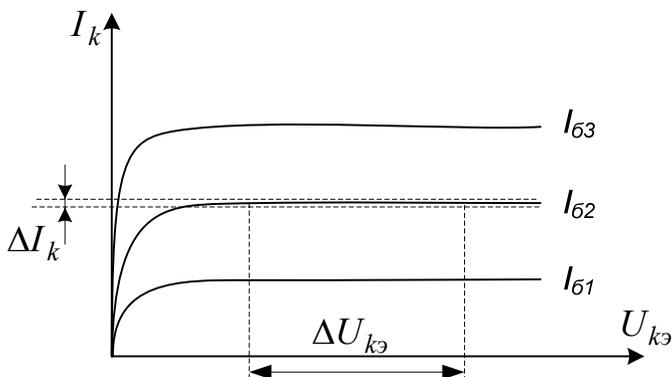


Рис. 5.9. Определение выходного сопротивления по ВАХ биполярного транзистора

Следующие две схемы преобразователей, в которых высокое выходное сопротивление определяется выходными цепями биполярных транзисторов, относятся к управляемым напряжением источникам однополярного тока. Ограничения на диапазон изменения выходных токов и напряжений зависят от типа транзисторов и особенностей их вольт-амперных характеристик.

5.2.3. Управляемые источники втекающего и вытекающего токов

Кроме реализации высокого выходного сопротивления, дополнительные транзисторы в выходных цепях позволяют увеличить значение максимального выходного тока [5]. В рассмотренных ранее схемах преобразователей (см. рис.5.5 и 5.7) максимально возможный ток в нагрузке определяется нагрузочной способностью применяемых операционных усилителей. Простейший способ увеличить ток, если требуется ток одной полярности, состоит в подключении транзистора в контур отрицательной обратной связи ОУ. Так как необходимые свойства транзистора обеспечиваются только для тока определенного направления, источник втекающего тока (рис. 5.10) содержит транзистор n-p-n типа, а источник вытекающего тока (рис. 5.11) – транзистор p-n-p типа.

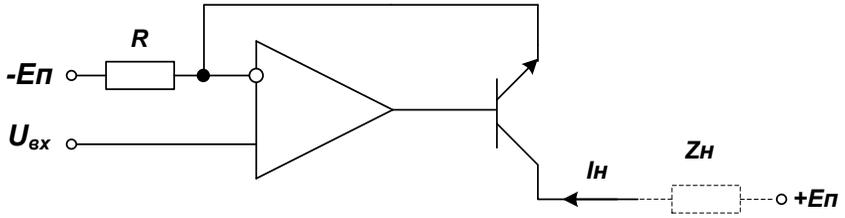


Рис. 5.10. Управляемый напряжением источник втекающего тока

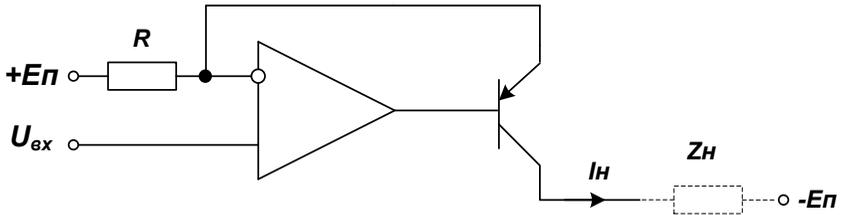


Рис. 5.11. Управляемый напряжением источник вытекающего тока

Допустимый диапазон выходных напряжений в каждой схеме также ограничен и должен соответствовать заданному участку ВАХ транзисторов (см. рис. 5.9).

Ошибка функции преобразования из-за падения напряжения $U_{БЭ}$ на транзисторе в схемах снижается в μ раз, поэтому этой ошибкой можно пренебречь.

Током в нагрузке в схеме на рис. 5.10 можно управлять по входам $U_{вх}$ и $-E_n$, а в схеме на рис. 5.11 – по входам $U_{вх}$ и $+E_n$. Различие в управлении по этим входам обусловлено разницей их входных сопротивлений. По входу $U_{вх}$ входное сопротивление определяется ОУ, а по входам $\pm E_n$ оно равно R .

Выходные токи в схемах определяются разностью напряжений, подаваемых на их входы, а также значениями сопротивлений R и коэффициентами передач эмиттерных токов α транзисторов ($\alpha \approx 1$)

$$I_n = \frac{|U_{вх} - E_{п}|}{R} \alpha. \quad (5.21)$$

5.2.3. Двухполярный ПНТ

Путем комбинированного включения двух рассмотренных выше схем можно построить двухполярный источник тока, управляемый напряжением, – рис. 5.12. Для суммирования выходных токов в этой схеме применены так называемые токовые зеркала. Токовые зеркала состоят из пар транзисторов (VT3, VT5) и (VT4, VT6). Принцип работы токового зеркала заключается в том, что ток отражается от шины питания, и, как правило, отраженный ток равен вызвавшему его току. Для равенства токов необходимо, чтобы транзисторы были идентичными по параметрам, особенно это касается их площадей эмиттерных переходов.

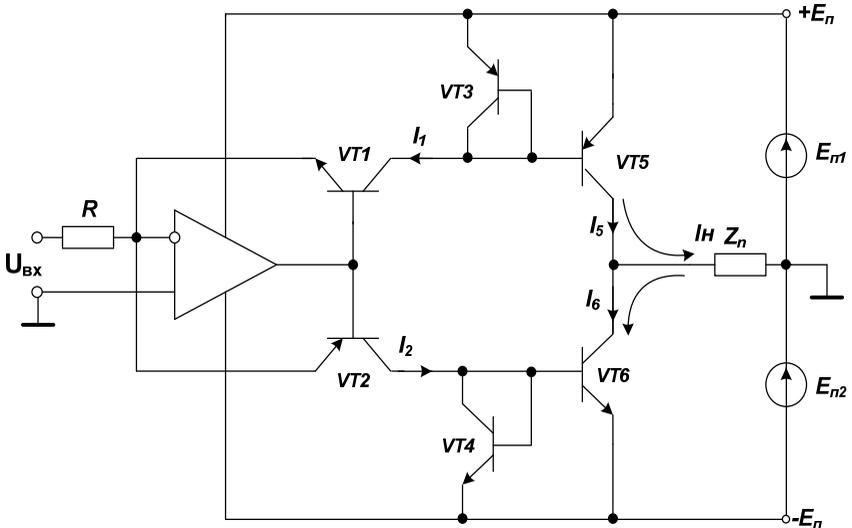


Рис. 5.12. Двухполярный управляемый напряжением источник тока

При соблюдении этих условий ток I_5 выходного транзистора VT5 равен I_1 , а ток I_6 транзистора VT6 равен I_2 . В результате в зависимости от полярности приложенного входного напряжения ток в нагрузке может течь в разных направлениях, а его значение находится по формуле:

$$I_n = \frac{U_{\text{вх}}}{R}. \quad (5.22)$$

С другими схмотехническими решениями преобразователей “напряжение-ток” и “ток-напряжение” можно познакомиться, обратившись к литературным источникам [5, 7].

5.3. Функциональные преобразователи “напряжение-частота”

Входной величиной такого преобразователя является напряжение $U_{\text{вх}}$, а выходной – частота f (рис. 5.13).

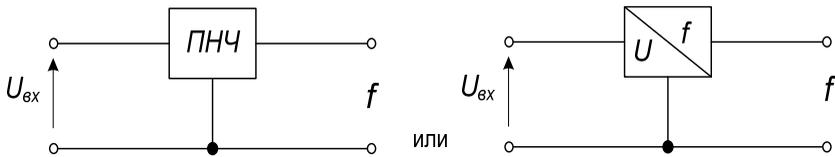


Рис. 5.13. Структурная схема ПНЧ

Функциональные преобразователи “напряжение-частота” (ПНЧ) применяются для дистанционного контроля параметров аналоговых схем, измерения отношений сигналов, интегрирования в измерительной аппаратуре, телеметрических системах, генераторах импульсов, системах автоматического управления и регулирования и т.д.

5.3.1. ПНЧ без изменения направления интегрирования входной величины

Структурная схема преобразователя без изменения направления интегрирования входной величины [7] приведена на рис. 5.14.

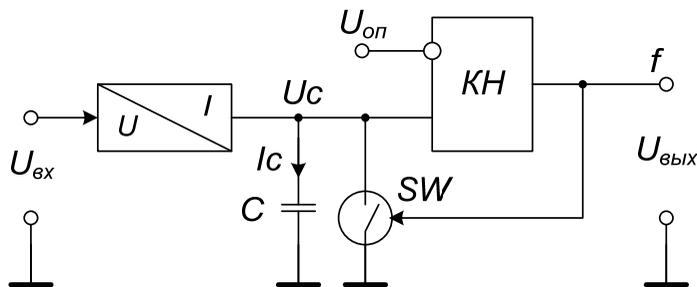


Рис. 5.14. ПНЧ без изменения направления интегрирования входной величины:

КН – компаратор напряжения,

SW – электронный аналоговый ключ

ПНЧ характеризуется крутизной преобразования S (или коэффициентом преобразования k_{uf}), определяемой как отношение приращения выходной частоты к приращению входного напряжения

$$S = k_{uf} = \frac{\Delta f}{\Delta U_{ex}}. \quad (5.23)$$

Если функция преобразования – линейная, то зависимость выходной частоты преобразователя от входного напряжения находится по формуле

$$f = k_{np} U_{ex} = S U_{ex}. \quad (5.24)$$

Работает устройство следующим образом. В исходном состоянии (при включении) на выходе компаратора напряжения *КН* устанавливается низкий уровень напряжения, которое подается на управляющий вход электронного ключа (ЭК), поэтому он находится в разомкнутом состоянии. Входное постоянное положительное напряжение U_{ex} поступает на вход преобразователя “напряжение-ток”, на выходе которого устанавливается ток, пропорциональный входному напряжению. Так как ЭК находится в разомкнутом состоянии, то ток течет в конденсатор и на нем формируется линейно нарастающее напряжение. Это напряжение с помощью компаратора непрерывно сравнивается с $U_{оп}$. В тот момент, когда напряжение на конденсаторе достигает значения, равно $U_{оп}$, на выходе компара-

тора устанавливается высокий уровень напряжения, ключ замыкается, и конденсатор через внутренне сопротивление ключа за короткий промежуток времени разряжается, причем напряжение на нем уменьшается практически до нуля. В связи с уменьшением напряжения на конденсаторе (меньше чем $U_{он}$) на выходе компаратора устанавливается низкий уровень напряжения, электронный ключ размыкается, и процесс заряда конденсатора повторяется – рис. 5.15.

Из приведенного описания работы следует, что период изменения колебаний на выходе компаратора определяется временем заряда $T_з$ и разряда T_p конденсатора, а частота колебаний соответственно равна

$$f = \frac{1}{T_з + T_p}. \quad (5.25)$$

Здесь следует отметить, что для правильной работы рассматриваемого ПНЧ необходимо применять в нем электронный ключ как можно с низким значением сопротивления в замкнутом состоянии, а также низкоскоростные компараторы. Это обусловлено тем, что конденсатор за время переключения компаратора должен успевать разрядиться.

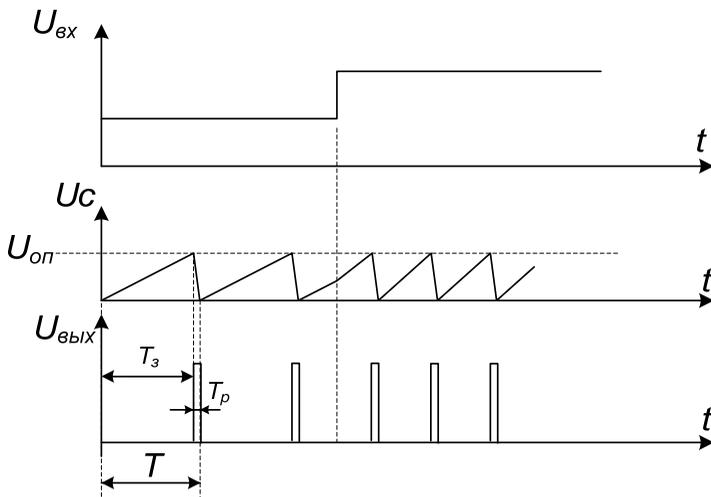


Рис. 5.15. Временные диаграммы в различных узлах схемы, приведенной на рис. 5.14

С увеличением входного напряжения (см. рис.5.15) скорость заряда конденсатора увеличивается, что приводит к увеличению частоты колебаний на выходе ПНЧ.

Время заряда конденсатора можно найти, если воспользоваться известной формулой, связывающей протекающий ток через конденсатор и падение напряжения на нем

$$U_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d\tau. \quad (5.26)$$

При постоянном значении входного напряжения $U_{вх}$, ток, протекающий в схеме через конденсатор, не изменяется, поэтому $i_c(\tau) = I_c$. В конце процесса заряда, за время заряда T_3 , на конденсаторе устанавливается напряжение равное $U_{оп}$. Подставляя эти параметры в выражение (5.26), находим уравнение для определения времени заряда

$$U_{on} = \frac{I}{C} \int_0^{T_3} dt = \frac{I C T_3}{C}. \quad (5.27)$$

Ток заряда конденсатора (выходной ток ПНЧ) определяется по формуле (5.7). Подставляя эту формулу в (5.26), находим время заряда

$$T_3 = \frac{U_{on} C}{I_c} = \frac{U_{on} C}{k_{np} U_{ex}}. \quad (5.28)$$

И, подставляя выражение (5.28) в (5.25), получаем формулу для частоты следования импульсов в зависимости от входного напряжения, т.е. функцию преобразования

$$f = \frac{1}{T_3 + T_p} = \frac{k_{np} U_{ex}}{U_{on} C} \left[1 + T_p \frac{k_{np} U_{ex}}{U_{on} C} \right]^{-1}. \quad (5.29)$$

Из формулы (5.29) видно, что из-за конечного значения времени разряда функция преобразования нелинейная. В этой связи желательно выполнять условие $T_3 \gg T_p$, при котором можно обеспечить достаточную с практических соображений линейность.

ПНЧ с быстродействующими компараторами

Улучшенный вариант схемы ПНЧ без изменения направления интегрирования входной величины приведен на рис. 5.16. В отличие от предыдущей схемы в этой применены быстродействующие компараторы.

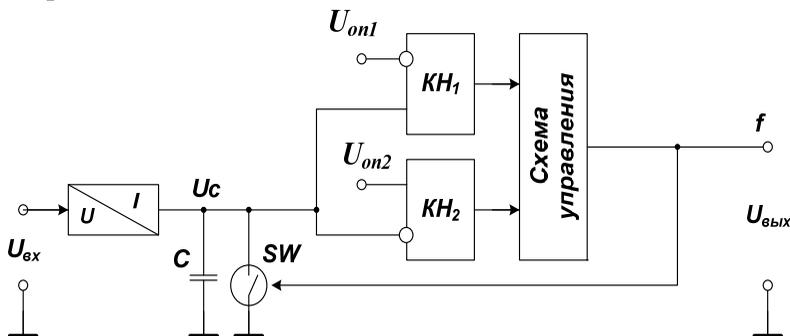


Рис. 5.16. ПНЧ с быстродействующими компараторами

Работает ПНЧ следующим образом. Схема управления и компараторы напряжения выполнены таким образом, что при включении на выходе схемы устанавливается логический “0”, и поэтому электронный ключ находится в разомкнутом состоянии. Постоянное входное напряжение с помощью ПНТ преобразуется в постоянный ток, который заряжает конденсатор. В результате на конденсаторе формируется линейно нарастающее напряжение, которое с помощью компараторов напряжения KH_1 и KH_2 непрерывно сравнивается с U_{on1} и U_{on2} . При достижении на конденсаторе напряжения значения U_{on1} срабатывает KH_1 , схемой управления вырабатывается на выходе логическая “1” и ключ замыкается. Конденсатор C с постоянной времени $\tau = C \cdot R_b$ начинает разряжаться. Напряжение на конденсаторе уменьшается и со временем достигает значения U_{on2} . В результате срабатывает компаратор KH_2 , а на выходе схемы управления вырабатывается напряжение логического “0”. Ключ размыкается, и процесс зарядки конденсатора повторяется.

Временные диаграммы, поясняющие работу ПНЧ, приведены на рис. 5.17.

Для нахождения функции преобразования необходимо составить уравнения для нахождения времени заряда и времени разряда конденсатора. Из рис. 5.17 следует, что новый цикл заряда конденсатора начинается при напряжении, равном $U_{он2}$, а заканчивается при $U_{он1}$.

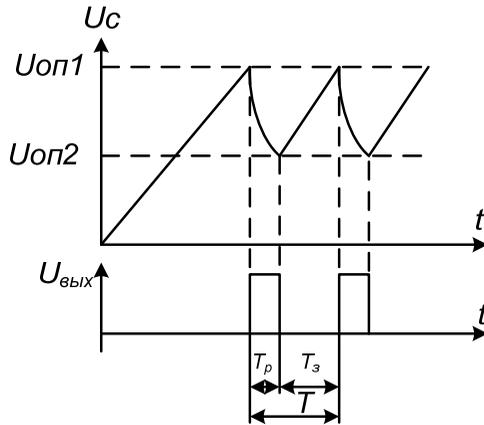


Рис. 5.17. Временные диаграммы в различных узлах схемы ПНЧ, изображенного на рис. 5.16

По аналогии с анализом предыдущей схемы ПНЧ, получаем уравнение для определения времени заряда

$$U_{он1} = U_{он2} + T_3 \frac{I_C}{C} = U_{он2} + T_3 \frac{k_{np} U_{ex}}{C}. \quad (5.30)$$

Процесс разряда конденсатора начинается при напряжении на конденсаторе, равном $U_{он1}$, а заканчивается при $U_{он2}$. Причем уменьшение напряжения на конденсаторе происходит по экспоненте в соответствии с формулой

$$U_{он1} e^{-T_p/\tau} = U_{он2}, \quad (5.31)$$

где $\tau = C \cdot R_{кл}$, а $R_{кл}$ – сопротивление аналогового ключа в замкнутом состоянии.

Решая уравнения (5.30) и (5.31) относительно T_3 и T_p , а также подставляя найденные выражения в (5.25), получаем функцию преобразования рассматриваемой схемы ПНЧ

$$f = \frac{k_{np} U_{ex}}{(U_{on1} - U_{on2})C} \left[1 + \tau \frac{k_{np} U_{ex}}{(U_{on1} - U_{on2})C} \ln \frac{U_{on1}}{U_{on2}} \right]^{-1}. \quad (5.32)$$

Из формулы (5.32) видно, что из-за конечного значения постоянной времени разряда τ функция преобразования так же, как и у ранее рассмотренного ПНЧ, нелинейная. Так как при любом выборе параметров элементов схем добиться линейности функции преобразования невозможно, то говорят, что в рассмотренных схемах ПНЧ заложена методическая погрешность.

5.3.2. ПНЧ с изменением направления интегрирования входной величины

В этом ПНЧ (рис. 5.18) отсутствует методическая погрешность. Это говорит о том, что, если бы в схеме были применены элементы с идеальными параметрами, то его функция преобразования была бы линейной. С реальными элементами в определенном диапазоне частот можно добиться линейности функции преобразования на уровне 0,1 – 1%.

Работает ПНЧ с изменением направления интегрирования входной величины следующим образом. При включении питания независимо от $U_{вх}$ на выходе схемы управления устанавливается напряжение, соответствующее логической “1”, что приводит к замыканию ключа SW1 и размыканию ключа SW2. Входное напряжение с помощью ПНТ преобразуется в постоянный ток. В результате на конденсаторе формируется линейно нарастающее напряжение, которое с помощью компараторов непрерывно сравнивается с опорными напряжениями $U_{п1}$ и $U_{п2}$. Как только оно достигнет значения $U_{п1}$, срабатывает компаратор напряжения $КН_1$ и на выходе схемы управления устанавливается напряжение логического “0”, что приводит к замыканию ключа SW2 и размыканию SW1. В результате на вход ПНТ подается $U_{вх}$ со знаком «-». На выходе ПНТ устанавливается пропорциональный ток, тоже со знаком «-». С этого момента времени на конденсаторе формируется линейно спадающее напряжение $U_C(t)$ – рис. 5.19.

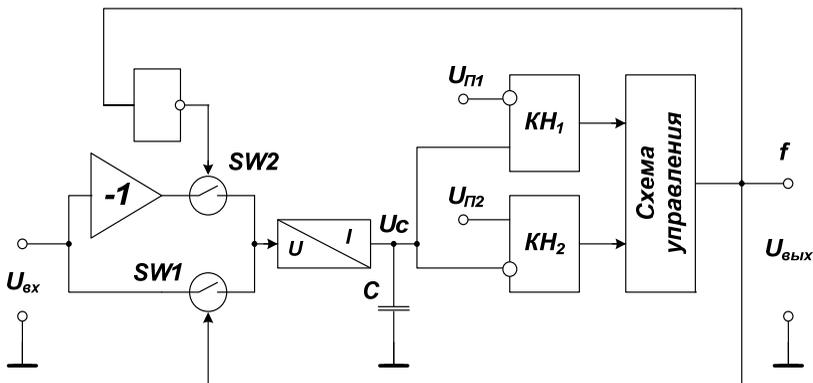


Рис. 5.18. ПНЧ с изменением интегрирования направления входной величины

Так как при неизменном входном напряжении через конденсатор попеременно течет ток, равный по величине, но разный по знаку, то время заряда (участок увеличения напряжения на конденсаторе) и время разряда (участок уменьшения напряжения на конденсаторе, см. рис. 5.19) получаются равными.

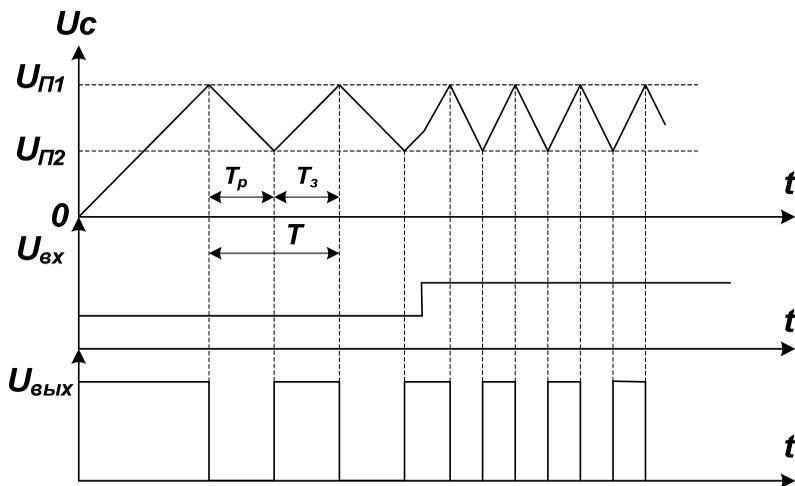


Рис. 5.19. Временные диаграммы в различных узлах схемы на рис. 5.18

При достижении $U_C(t)$ значения $U_{П2}$ срабатывает компаратор напряжения $КН_2$ и на выходе схемы управления устанавливается уровень, соответствующий логической “1”. Ключи $SW1$ и $SW2$ устанавливаются в исходное состояние и процесс заряда конденсатора повторяется.

Период следования импульсов на выходе ПНЧ определяется суммой времени заряда и разряда конденсатора, а их частота – формулой (5.25). Время заряда конденсатора можно найти, воспользовавшись выражением (5.30)

$$U_{П1} = U_{П2} + T_3 \frac{I_C}{C} = U_{П2} + T_3 \frac{k_{np} U_{ex}}{C}, \quad (5.32)$$

а время разряда из формулы

$$U_{П2} = U_{П1} - T_P \frac{I_C}{C} = U_{П1} - T_P \frac{k_{np} U_{ex}}{C}, \quad (5.33)$$

где k_{np} – коэффициент преобразования ПНТ.

Решая уравнения (5.32) и (5.33) относительно T_3 и T_P и подставляя их в выражение (5.25), находим функцию преобразования ПНЧ с изменением направления интегрирования входной величины

$$f = \frac{1}{T_3 + T_P} = U_{ex} \frac{k_{np}}{2C(U_{П1} - U_{П2})}. \quad (5.34)$$

Из анализа последней формулы видно, что частота следования импульсов на выходе ПНЧ является функцией, линейно зависящей от величины входного напряжения. Последнее обстоятельство является существенным преимуществом рассмотренной схемы по сравнению с предыдущими ПНЧ. Иными словами, в этом преобразователе отсутствует методическая погрешность. Однако в реальных устройствах на высоких частотах наблюдается отклонение частоты выходных импульсов от расчетного значения. Прежде всего, это связано с конечным значением времени переключения компараторов (см. рис. 5.20).

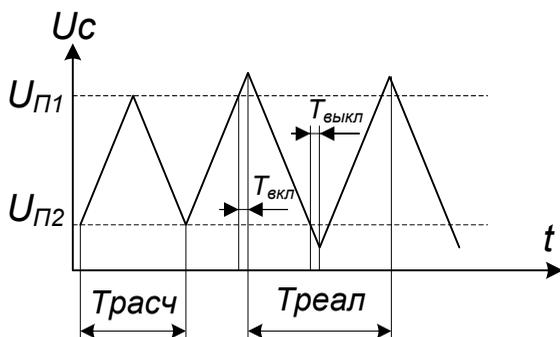


Рис. 5.20. Влияние времени срабатывания компараторов на частоту преобразования

Времена включения $T_{вкл}$ и выключения $T_{выкл}$ зависит от конкретного типа используемого компаратора. Так как эти времена являются постоянными величинами, то с увеличением частоты преобразования ПНЧ наблюдается рост амплитуды колебаний треугольных импульсов на конденсаторе. Объясняется это тем, что за одно и то же время при большем токе, протекающем через конденсатор, он успевает зарядиться до большего уровня напряжения (т.е. за время переключения компаратора).

Выходная частота преобразователя с учетом задержки переключений компаратора получается равной

$$f = \frac{1}{T_p + T_z + T_{вкл} + T_{выкл}}. \quad (5.35)$$

Таким образом, при практическом построении необходимо учитывать влияние параметров компараторов на реализуемую функцию преобразования ПНЧ.

Вместо двух компараторов и схемы управления (здесь заметим, что это может быть микросхема интегрального таймера КР1106ВИ1) в схеме ПНЧ можно применить компаратор с гистерезисом (рис.5.21). Пороговое значение напряжения переключения такого компаратора определяется его максимально возможным выходным напряжением, которое, в свою очередь, зависит от напряжения питания, а также резистивного делителя напряжения, включенного в положительную обратную связь компаратора

$$U_{\Pi} = \pm U_{\kappa} \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (5.36)$$

Применение компаратора с гистерезисом позволяет значительно упростить схему, приведенную на рис. 5.18.

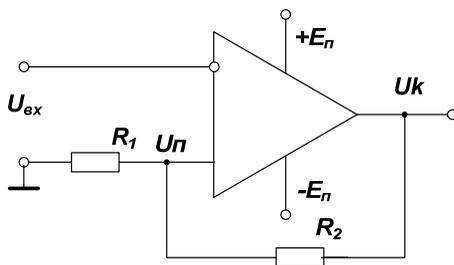


Рис. 5.21. Компаратор с гистерезисом

Если напряжения источников питания $\pm E_{\Pi}$ компаратора равны по величине, то, как правило, и выходные напряжения компаратора для положительного и отрицательного значений также равны между собой. В этом случае выполняется условие

$$|U_{\Pi}| = |-U_{\Pi}|. \quad (5.37)$$

Частота следования импульсов на выходе ПНЧ, в случае применения компаратора с гистерезисом и при условии выполнения соотношения (5.37), находится по формуле

$$f = \frac{1}{T_z + T_p} = U_{\text{вх}} \frac{k_{np}}{4CU_{\Pi}}. \quad (5.38)$$

5.4. Функциональный преобразователь “напряжение-время”

Функциональный преобразователь “напряжение-время” (яНапряжение-длительность импульса) – одно из наиболее часто встречающихся устройств в системах автоматического управления. Это устройство также встречается под названием широтно-импульсный модулятор (ШИМ). В нем под воздействием входного напряжения изменяется длительность (скважность) выходных импульсов, при этом частота следования импульсов остается неизменной. Структурная схема преобразователя показана на рис. 5.22, а на рис. 5.23 – временные диаграммы изменения напряжений в различных её узлах.

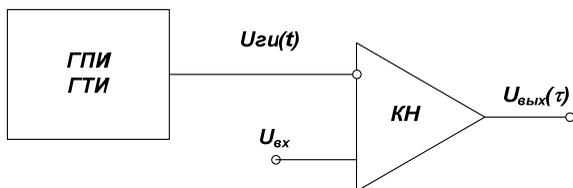


Рис. 5.22. Преобразователь “напряжение-время”

Схема может состоять из генератора пилообразных (ГПИ) или треугольных (ГТИ) импульсов и компаратора напряжения (КН).

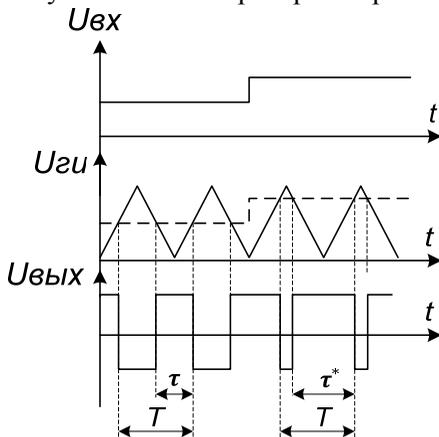


Рис. 5.23. Временные диаграммы в схеме на рис. 5.21

Сигнал на выходе генератора импульсов может быть однополярным, как это показано на рис. 5.23, так и двухполярным. Этим определяется только диапазон изменения входного напряжения. А работает устройство следующим образом. Компаратор сравнивает два напряжения, поступающих на его входы – одно с выхода генератора импульсов, а второе – входное напряжение $U_{вх}$ (например, управляющее или задающее в системе автоматического управления). До тех пор пока $U_{вх}$ превышает напряжение на выходе генератора треугольных импульсов на выходе компаратора формируется высокий уровень напряжения. В тот момент, когда уровень напряжения на выходе генератора превысит входное напряжение, компаратор переключится и на его выходе установится низкий уровень напряжения, причем, если питание у компаратора двухполярное, то выходное напряжение станет близким к уровню источника напряжения отрицательного питания. При изменении входного напряжения изменяются пороги переключения компаратора, а на его выходе изменяется длительность формируемых прямоугольных импульсов τ , при этом период импульсов остается прежним. Выходная последовательность импульсов характеризуется скважностью, определяемой как отношение периода к длительности импульса

$$Q = \frac{T}{\tau}, \quad (5.39)$$

или величиной, обратной скважности, и называемой коэффициент заполнения импульса

$$\gamma = \frac{\tau}{T}. \quad (5.40)$$

Широтно-импульсные модуляторы являются наиболее часто используемыми устройствами в современной преобразовательной и силовой электронике. На их основе построены различные схемы контроллеров, предназначенные для построения импульсных источников питания, корректоров коэффициента мощности, а также контроллеров управления двигателями постоянного и переменного тока.

ШИМ реализуются не только на элементах аналоговой техники, но и на элементах цифровой техники. В этом случае генератор импульсов представляет собой цифровой счетчик, а вместо аналогового компаратора применяется цифровой. В таком виде широтно-

импульсный модулятор имеется практически в каждом современном микроконтроллере, причем, как правило, не один.

5.5. Интегральный таймер и его применение

В недалеком прошлом, до начала повсеместного применения микроконтроллеров, микросхемы интегральных таймеров были одними из самых востребованных. Об этом говорит еще и тот факт, что практически все производители электронных компонентов имели в своем перечне продукции интегральные таймеры. Следует также отметить, что микросхемы таймеров, производимые различными фирмами, имеют одинаковую нумерацию выводов, причем изготавливаются они как по биполярной технологии, так и по КМОП. Отечественная микросхема интегрального таймера имеет название КР1106ВИ1, а ее зарубежные аналоги NE555, LM555, SA555, TS555, RM555, CA555 (первые две буквы определяют фирму-изготовителя), а также ECG955, ICM7555, SN52555, MC1555 и др. На основе микросхем интегральных таймеров разработано достаточно много различных электронных устройств, с которыми можно познакомиться, обратившись к литературе [7, 9].

Упрощенная функциональная схема интегрального таймера приведена на рис. 5.24. В состав схемы входит два компаратора, RS триггер, выходной буферный усилитель, электронный ключ (транзистор VT2), резистивный делитель напряжения, состоящий из трех резисторов R1-R3, а также цепь блокировки, состоящая из транзистора VT1 и источника опорного напряжения.

В зависимости от внешнего напряжения, подаваемого на вывод 4, различают два режима работы таймера: режим *блокировки* и *активный режим*.

В режим блокировки таймер переводится путем подачи на 4-й вывод низкого напряжения, или, например, путем подключения 4-го вывода к общей шине. В этом случае на выходе таймера (3-м выводе), устанавливается высокий уровень напряжения, близкий к уровню напряжения питания, ключ на транзисторе VT2 замыкается и таймер на изменения состояний на его входах (выводах 2, 5 и 6) перестает реагировать.

В активный режим таймер переводится подачей высокого уровня напряжения на 4-й вывод или подключением его к шине питания (к 8-му выводу).

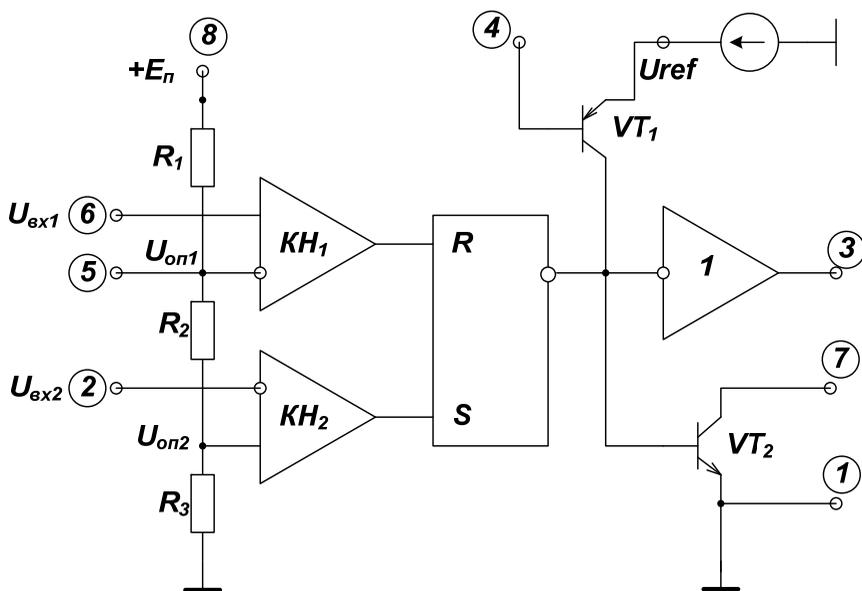


Рис. 5.24. Функциональная схема микросхемы интегрального таймера

В свою очередь, сам активный режим, в зависимости от уровней напряжений подаваемых на 2-й и 6-й входы характеризуется тремя режимами работы:

1. *Режим запуска.* Определяется подачей напряжения на второй вход: $U_{ex2} < U_{on2}$.

На выходе устанавливается высокий уровень напряжения ($U_{вых} = "1"$), а электронный ключ (VT2) находится в разомкнутом состоянии.

2. *Режим хранения.* $U_{ex2} > U_{on2}, U_{ex1} < U_{on1}$.

Напряжение на выходе и состояние электронного ключа определяются предыдущим состоянием (запуска или сброса).

3. *Режим сброса* $U_{ex2} > U_{on2}, U_{ex1} > U_{on1}$.

На выходе устанавливается низкий уровень напряжения ($U_{вых} = "0"$), а электронный ключ (VT2) находится в замкнутом состоянии.

Опорные значения напряжений на входах компараторов задаются резистивным делителем напряжения:

$$U_{on1} = E_{II} \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (5.41)$$

и

$$U_{on2} = E_{II} \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}. \quad (5.42)$$

При изготовлении микросхемы с высокой точностью выполняют условие $R_1 = R_2 = R_3$. Поэтому $U_{on1} = \frac{2}{3}E_{II}$, а $U_{on2} = \frac{1}{3}E_{II}$.

Пятый вывод таймера используется достаточно редко, поэтому для уменьшения уровня помех производители рекомендуют подключать его через конденсатор с емкостью 0,01-0.1 мкФ к общей шине, что позволяет осуществить дополнительную фильтрацию напряжения источника питания и тем самым улучшить параметры источников опорных напряжений компараторов. Этот же вывод может быть использован как вход для получения частотно-модулированного колебания [7].

Таймеры имеют широкий диапазон напряжений питания 4,5-16 В, ток потребления – 3 мА, максимальный выходной ток до 200 мА, время нарастания и спада выходного напряжения – 100 нс.

Применения интегрального таймера

Одновибратор

Одновибратор – это устройство, предназначенное для формирования импульса определенной длительности. Запуск одновибратора осуществляется входным импульсом (рис. 5.25). Длительность запускающего импульса не имеет существенного значения, так как запуск одновибратора осуществляется по переднему или заднему фронту импульса.

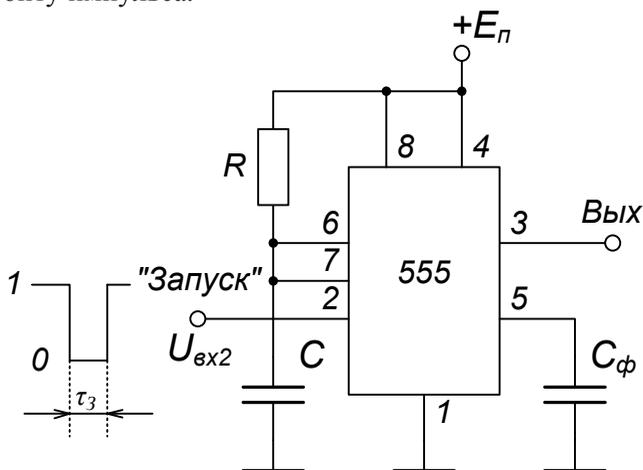


Рис. 5.25. Одновибратор на основе интегрального таймера

Рассматриваемая схема одновибратора состоит из времязадающей RC-цепи и микросхемы интегрального таймера. Поясняющие работу одновибратора временные диаграммы изменения напряжений в различных узлах схемы приведены на рис. 5.26.

В исходном состоянии (до прихода запускающего импульса) электронный ключ в таймере находится в замкнутом состоянии, поэтому можно считать, что вывод 7 подключен к общей шине и как следствие конденсатор RC-цепи находится в разряженном состоянии. При этом на выходе таймера напряжение близко к нулю.

С приходом запускающего импульса (на рис. 5.26 - $U_{вх2}$), когда его величина становится меньше $(1/3)E_{\pi}$, срабатывает компаратор КН2 (см. рис. 5.24), RS-триггер устанавливается в "1", электронный ключ VT2 размыкается и на выходе таймера устанавливается высо-

кий уровень напряжения, близкий к $E_{П}$. С этого момента времени конденсатор начинает заряжаться от источника питания с постоянной времени, определяемой произведением R на C . Форма изменения напряжения на конденсаторе имеет экспоненциальный характер. Как только напряжение на конденсаторе, а также на выводе 2, достигнет $(2/3)E_{П}$, компаратор напряжения КН1 переключится и сбросит RS-триггер. В результате ключ на транзисторе VT2 замкнется, а на выходе установится низкий уровень напряжения, т.е. схема одновибратора вернется в исходное состояние.

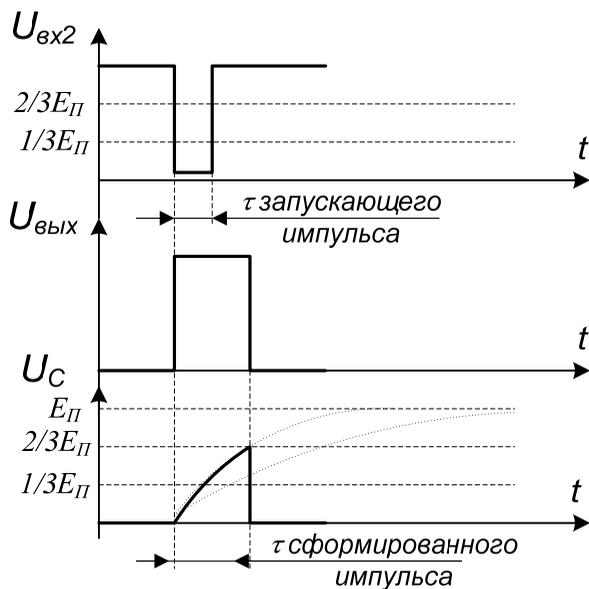


Рис. 5.26. Временные диаграммы в схеме на рис. 5.25

Длительность выходного импульса одновибратора в основном определяется постоянной времени RC -цепи. Выбирая значения R и C элементов, можно задать длительность импульса от единиц микросекунд до десятков минут и более. При этом нежелательно выбирать конденсаторы с емкостью меньше 100 пФ (из-за влияния монтажных емкостей), а также сопротивление резистора более 10 МОм (из-за влияния входных токов компараторов таймера).

Следует также учитывать, что длительность выходного импульса не может быть короче запускаящего импульса.

Мультивибратор

Мультивибратором называется устройство, генерирующее периодическую последовательность импульсов напряжения прямоугольной формы. Одна из самых простых схем мультивибратора может быть создана на основе микросхемы интегрального таймера путем добавления к ней пары элементов – резистора и конденсатора (рис. 5.27).

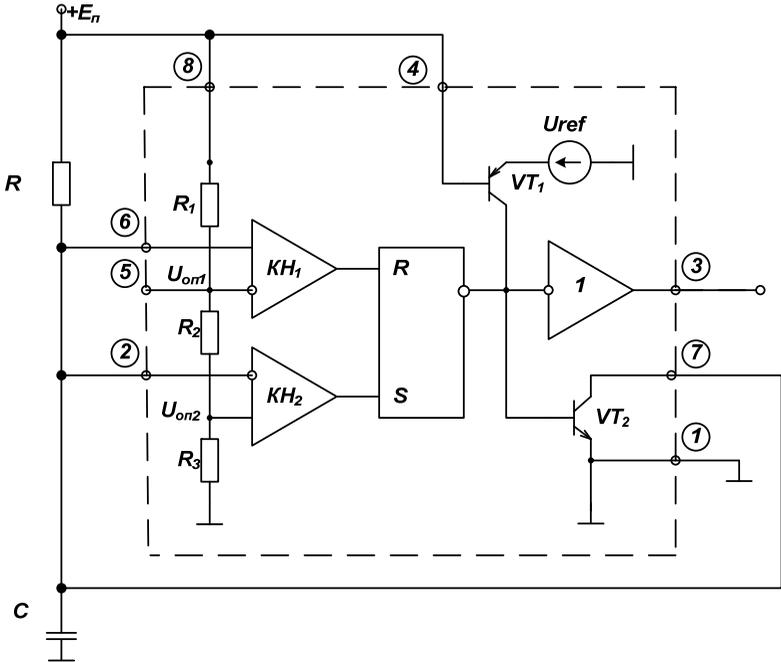


Рис. 5.27. Схема несимметричного мультивибратора

Временные диаграммы изменения форм напряжений на конденсаторе и на выходе мультивибратора, полученные путем моделирования схемы в пакете прикладных программ Micro-Cap, приведены на рис. 5.28. Так как при включении схемы конденсатор разряжен, то на 2-м выводе таймера уровень напряжения ниже трети напряжения питания, и поэтому он находится в режиме “запуск”. Электронный ключ на транзисторе VT2 находится в разомкнутом состоянии, а на выходе таймера напряжение близко к напряжению питания (при

моделировании напряжение питания было выбрано равным 12 В). В этой связи конденсатор С через резистор R заряжается до напряжения питания.

Когда напряжение на конденсаторе достигнет две трети напряжения питания, переключится компаратор напряжения КН1 и таймер перейдет в режим “сброс”. На выходе таймера установится низкий уровень напряжения (близкий к нулю), ключ на транзисторе VT2 замкнется и конденсатор за короткий промежуток времени разрядится. Как только напряжение на конденсаторе станет меньше одной трети напряжения питания, таймер перейдет в режим “запуск” и процесс заряда конденсатора повторится.

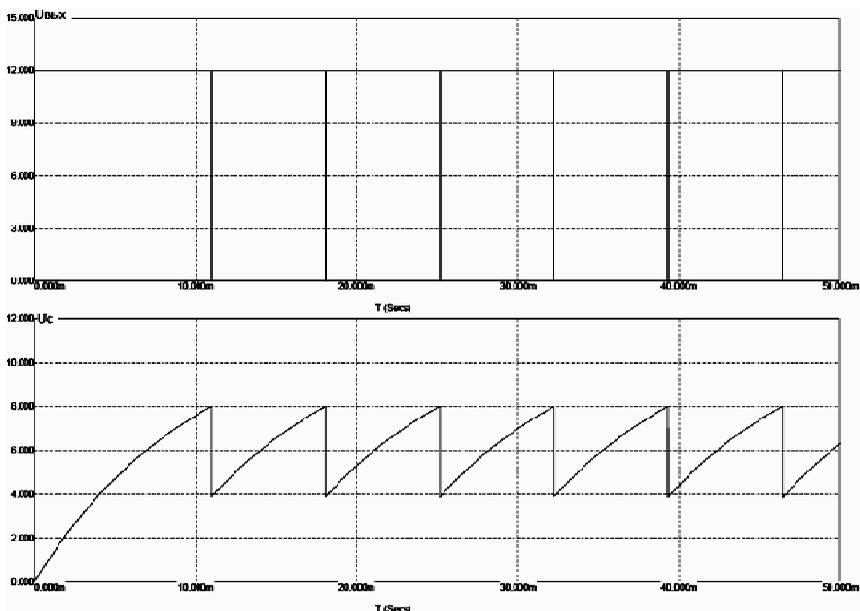
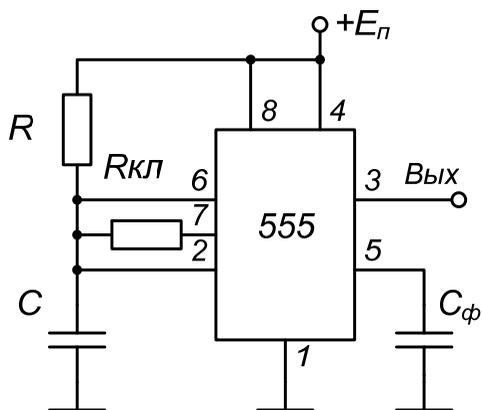


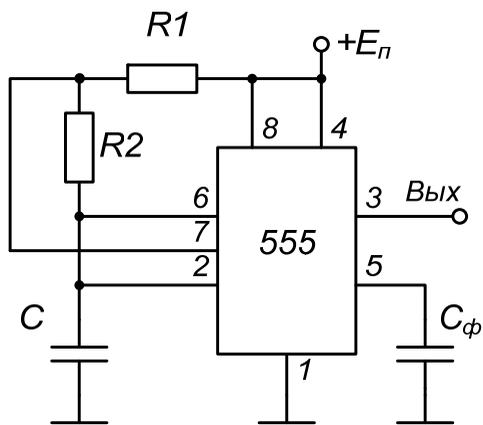
Рис. 5.28. Временные диаграммы в схеме несимметричного мультивибратора

Рассмотренный мультивибратор называют несимметричным, тем самым подчеркивая форму импульсов, формируемых им. Действительно, длительность импульса на выходе мультивибратора (см. рис. 5.28) во много раз превосходит длительность паузы, которая на рисунке (из-за ее малости) выглядит как одна линия.

С целью получения симметричных импульсов на выходе мультивибратора необходимо каким-либо образом увеличить время разряда конденсатора. Так как в схеме на рис. 5.27 время разряда определяется постоянной времени, состоящей из конденсатора и внутреннего сопротивления замкнутого ключа, то наиболее простой способ – последовательно с электронным ключом дополнительно включить резистор – рис. 5.29,а, или, как показано на рис. 5.29,б.



а



б

Рис. 5.29. Симметричный мультивибратор с ЭК

К недостатку схем, приведенных на рис. 5.29, следует отнести необходимость подбора величин сопротивлений резисторов с целью симметрирования выходных импульсов.

Наиболее простая схема симметричного мультивибратора получается без использования электронного ключа – рис. 5.30. В этой

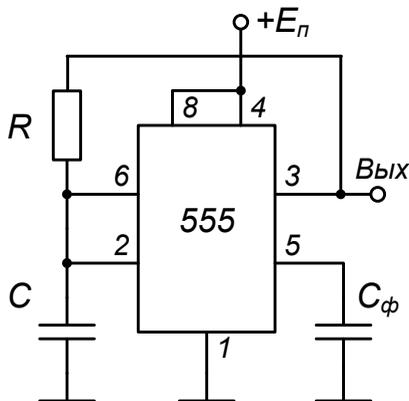


Рис. 5.30. Симметричный мультивибратор

схеме времязадающая RC-цепь подключена к выходу таймера. Так как на выходе таймера напряжение может быть только двух значений (близкое к напряжению питания или к нулю), то в первом приближении можно считать, что RC-цепи попеременно подключаются или к источнику питания или к общей шине. В этом случае постоянная времени во время заряда и разряда конденсатора определяется одними и теми же элементами. Временные диаграммы напряжений в узлах схемы приведены на рис. 5.31.

Во всех рассмотренных ранее схемах форма напряжения во время заряда и разряда конденсатора имеет экспоненциальный характер. Для получения импульсов напряжения пилообразной формы достаточно в схеме на рис. 5.27 заменить времязадающий резистор на источник тока – рис. 5.32. Формы напряжений для этой схемы показаны на рис. 5.33.

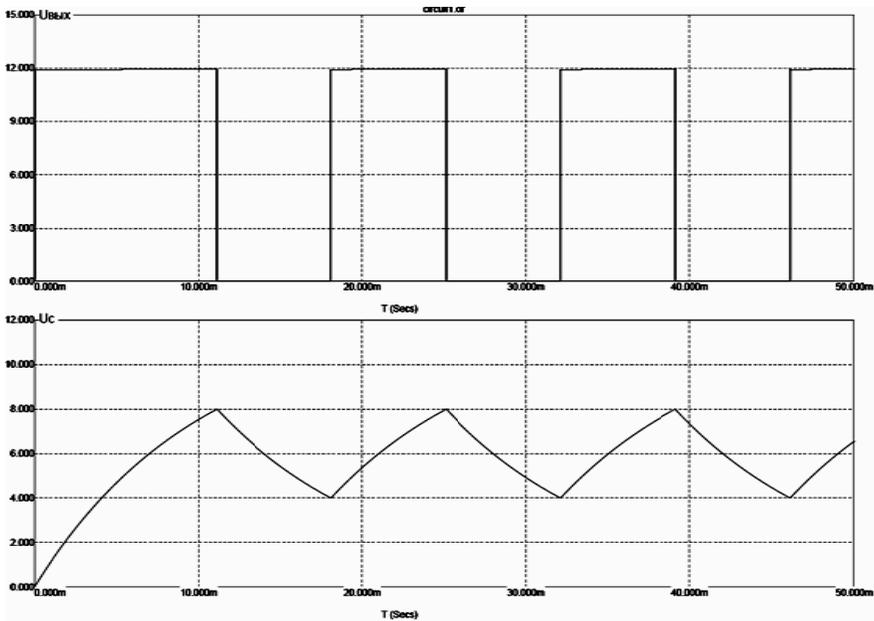


Рис. 5.31. Временные диаграммы в схеме на рис. 5.30

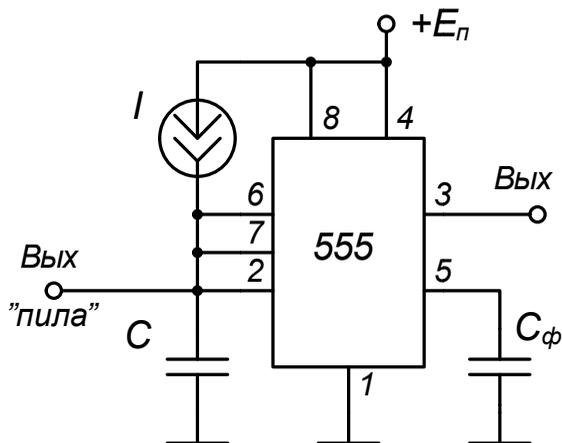


Рис. 5.32. Генератор пилообразных импульсов

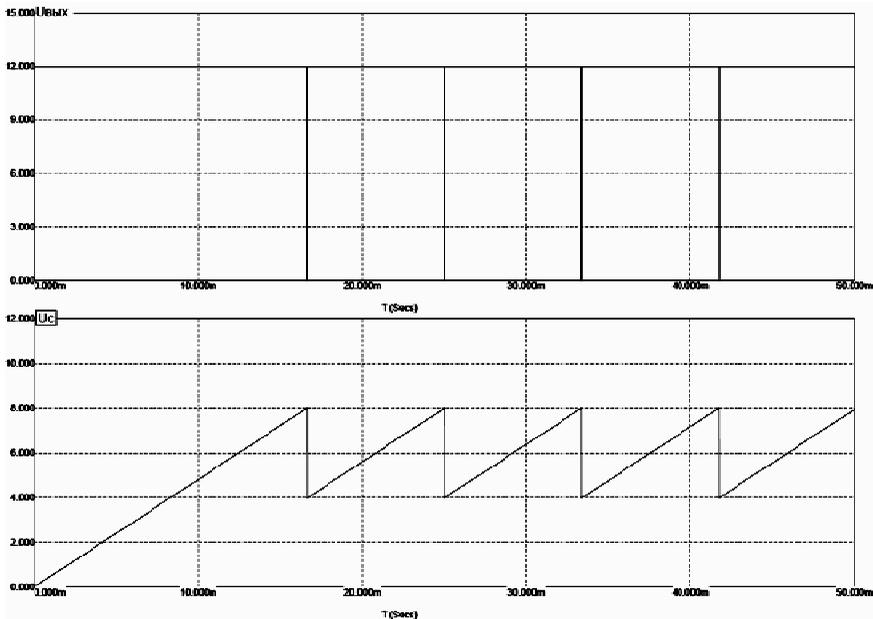


Рис. 5.33. Временные диаграммы напряжений в схеме на рис. 5.31

Следует обратить внимание на тот факт, что при выборе в схемах мультивибраторов конденсаторов с малыми значениями емкостей время разряда становится настолько маленьким, что начинает сказываться время переключения компараторов в таймере, поэтому наблюдается эффект увеличения амплитуды колебаний импульсов, описанный в параграфе 5.3.2 для схемы ПНЧ. Для примера на рис. 5.34 приведены временные диаграммы на конденсаторе в схеме генератора пилообразных импульсов с конденсатором емкостью 1 нФ. На этом рис. 5.34 хорошо видно, что из-за высокой скорости разряда (т.е. малого времени разряда) конденсатора напряжение на нем успевает уменьшиться практически до нуля, а должно составлять одну треть напряжения питания. В то же время скорость заряда невелика и поэтому время перехода таймера в режим "сброс" не сказывается на амплитуде импульсов и равно две трети напряжения питания.

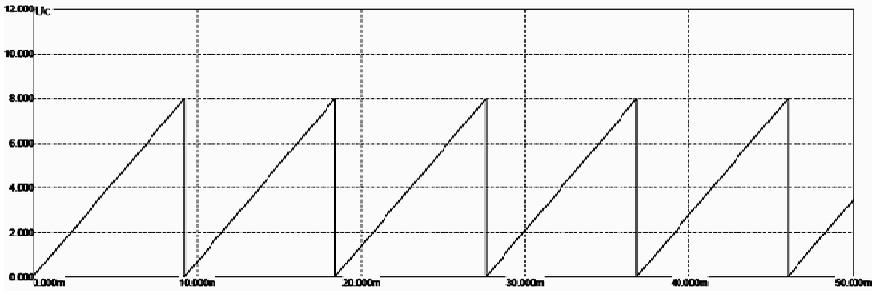


Рис. 5.34. Форма напряжения на времязадающем конденсаторе в схеме на рис. 5.32 при малых значениях емкости

Схему мультивибратора, приведенную на рис. 5.32, легко “превратить” в схему ПНЧ. Для этого достаточно вместо источника постоянного тока установить ПНТ.

В качестве примеров на рис. 5.35 – 5.36 приведены схемы ПНЧ без изменения направления интегрирования входной величины, выполненных в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 5.15 и рассмотренных ранее в схемах других преобразователей.

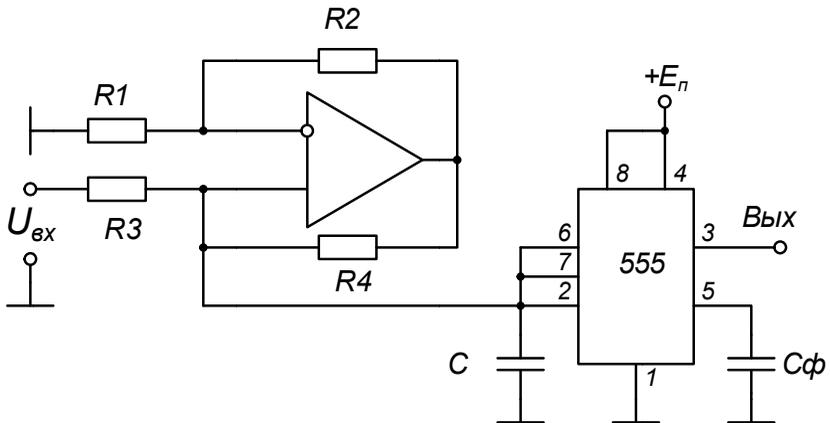


Рис. 5.35. ПНЧ на интегральном таймере и ПНТ с заземленной нагрузкой

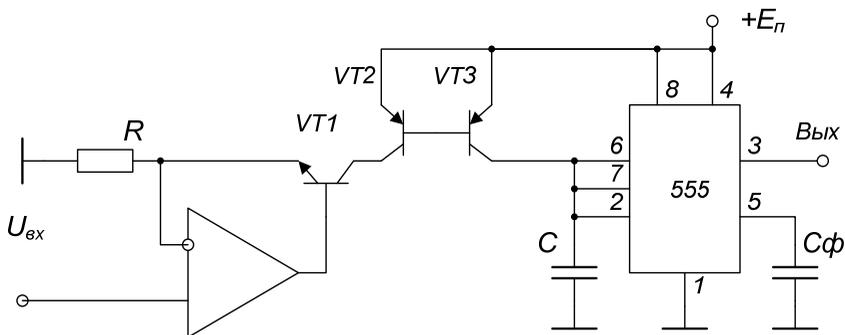


Рис. 5.36. ПНЧ на интегральном таймере и управляемом напряжением преобразователе вытекающего тока

Также в качестве примера на рис. 5.37 приведена схема ПНЧ с изменением направления интегрирования входной величины, выполненная на основе таймера, а на рис. 5.38 – на основе компаратора с гистерезисом (рис. 5.21).

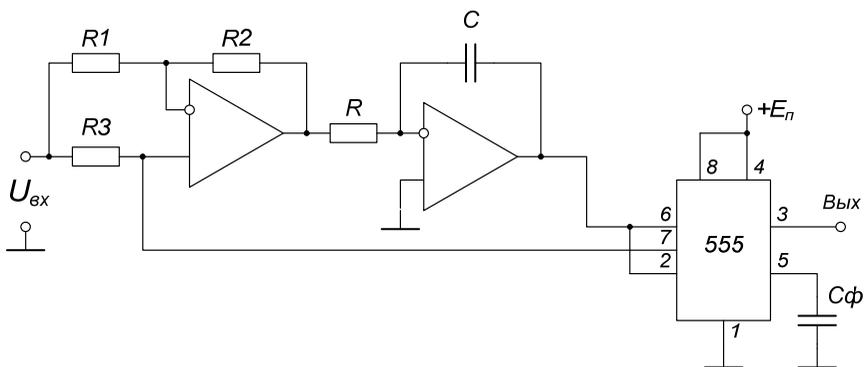


Рис. 5.37. ПНЧ на интегральном таймере, инвертирующем интеграторе (ПНТ с незаземленной нагрузкой) и усилителе с дискретно изменяемым коэффициентом усиления ± 1

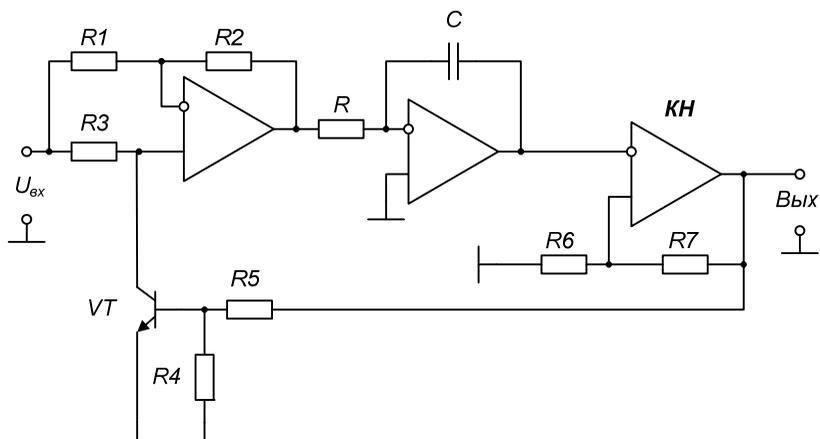


Рис. 5.38. ПНЧ на компараторе с гистерезисом, инвертирующем интеграторе (ПНТ с незаземленной нагрузкой) и усилителе с дискретно изменяемым коэффициентом усиления ± 1

Приведенные схемы ПНЧ показывают возможность разработки новых принципиальных схем путем комбинированного включения различных функциональных преобразователей, рассмотренных в предыдущих главах.

6. КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

6.1. Назначение и классификация

Корректирующие устройства (КУ) предназначены для изменения динамических свойств систем с целью получения требуемых показателей ее качества [4, 15].

Улучшение показателей качества достигается путем введения в закон управления составляющих, пропорциональных интегралам и (или) производным от сигнала ошибки [2, 4].

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_{-2}}{p^2} + \frac{K_{-1}}{p} + K_0 + K_1 p + K_2 p^2. \quad (6.1)$$

В зависимости от характера преобразования входного сигнала КУ делятся на следующие типы:

1. *Интегрирующие.* Это такие, у которых коэффициенты K_1 и K_2 в выражении (6.1) равны нулю.
2. *Дифференцирующие.* (K_{-1} и K_{-2} равны нулю).
3. *Интегро-дифференцирующие.* (K_{-2} и K_2 равны нулю).
4. *Комбинированные.* Имеют произвольный набор коэффициентов в выражении (6.1).

В зависимости от передаваемого сигнала корректирующие устройства делят на три типа:

1. *Корректирующие устройства постоянного тока.*

Такие устройства работают с сигналами постоянного тока или медленно меняющимся переменного тока вида $U(t) = U_m \sin \omega t$.

2. *Корректирующие устройства переменного тока.*

Такие КУ выполняют обработку модулированных сигналов вида $U(t) = U_m(t) \sin \omega t$.

3. *Корректирующие устройства нелинейного типа.*

Такие устройства выполняют нелинейные математические операции над входными сигналами и строятся на основе нелинейных функциональных преобразователей.

В зависимости от способа включения в контур системы управления КУ делятся на следующие типы:

- *последовательные;*
- *параллельные;*
- *обратные связи;*

- *комбинированные.*

По наличию дополнительного источника энергии КУ делятся на два типа:

- *пассивные* (без источника питания);
- *активные* (с источником питания).

6.2. Корректирующие устройства постоянного тока

6.2.1. Интегрирующие корректирующие устройства

Передаточная функция интегрирующего устройства (или элемента, схемы) имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_{-1}}{p}. \quad (6.2)$$

С физической точки зрения не существует ни одной схемы, которая бы в точности выполняла математическую операцию (6.2) без каких-либо погрешностей. Известные схемы только в определенной области частот могут выполнять операцию интегрирования в соответствии с выражением (6.2). Для примера в таблице 6.1 приведены две схемы интегрирующих элементов. В этой же таблице приведены их передаточные функции. В передаточных функциях τ имеет размерность времени и равна произведению RC .

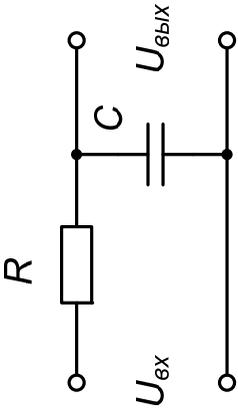
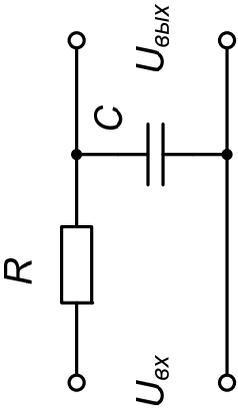
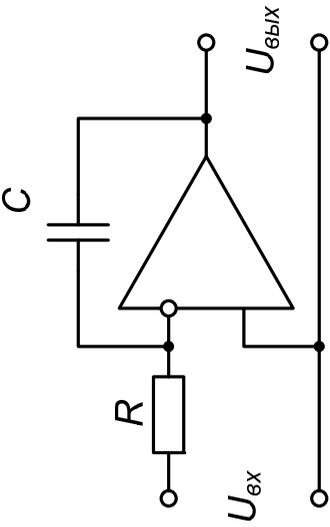
Приведенная в таблице передаточная функция активного интегрирующего элемента справедлива при условии применения в схеме идеального операционного усилителя (т.е. при условии, что коэффициент усиления усилителя не зависит от частоты и равен бесконечности). Поэтому передаточная функция идеализированного элемента и активного элемента отличаются только знаком (так как активной схемой реализуется инвертирующий интегратор).

Известно, что операционный усилитель, как правило, представляет собой многокаскадный усилитель, передаточная функция которого имеет много полюсов. Однако свойства скорректированного усилителя с достаточно высокой точностью описываются передаточной функцией первого порядка

$$\mu(p) = \frac{\mu_0}{p\tau_{OY} + 1} = \frac{\mu_0\omega_{OY}}{p + \omega_{OY}} = \frac{\Pi}{p + \omega_{OY}}, \quad (6.3)$$

где μ_0 – коэффициент усиления ОУ на постоянном токе,

Таблица 6.1

Интегрирующие корректирующие элементы			
	Идеализированный КЭ	Пассивный КЭ	Активный КЭ
Схема			
Передаточная функция	$I/(p\tau)$	$I/(pRC+I)$	$-I/(pRC)$

ω_{0Y} – граничная частота (определяемая по уровню 0,707 от μ_0),

Π – площадь усиления операционного усилителя.

С учетом выражения (6.3), передаточная функция активного корректирующего элемента имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{1}{p^2 \frac{\tau}{\Pi} + p \left(\frac{\tau}{\mu_0} + \frac{1}{\Pi} + \tau \right) + \frac{1}{\mu_0}}, \quad (6.4)$$

и только при $\mu_0 \rightarrow \infty$ получаем

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{1}{p\tau} = - \frac{1}{pRC}. \quad (6.5)$$

Для сравнения на рис. 6.1 приведены графики амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик идеализированного (И), пассивного (П) и активного (А) корректирующих элементов. Все графики соответствуют одной и той же постоянной времени $RC = 0,01$ с.

АЧХ идеального интегрирующего элемента представляет собой прямую линию (с логарифмической шкалой по частоте) с наклоном минус 20 дБ на декаду. К этой прямой приближается АЧХ активного корректирующего элемента. Отклонения наблюдаются на частотах ниже 0,2 Гц (здесь оказывает влияние конечное значение коэффициента усиления ОУ μ_0), а также на частотах выше 100 кГц (здесь оказывает влияние второй и следующие полюса передаточной функции ОУ). АЧХ пассивного корректирующего элемента в области низких частот имеет еще большее отклонение от АЧХ идеального элемента, а в области частот, начиная с частоты среза ($\omega_{\text{ср}} = 1/(2\pi RC)$) и выше, они сливаются в одну линию.

ФЧХ идеального интегрирующего элемента представляет собой прямую линию, соответствующую фазовому углу 90° . К ней с увеличением частоты приближается ФЧХ пассивного интегрирующего элемента, а ФЧХ активного корректирующего элемента стремится к -270° . Связано это с дополнительным фазовым углом -180° , вносимым инвертирующим операционным усилителем. С учетом этого дополнительного фазового угла, ФЧХ активного корректирующего элемента имеет меньшее расхождение с ФЧХ идеального интегрирующего элемента.

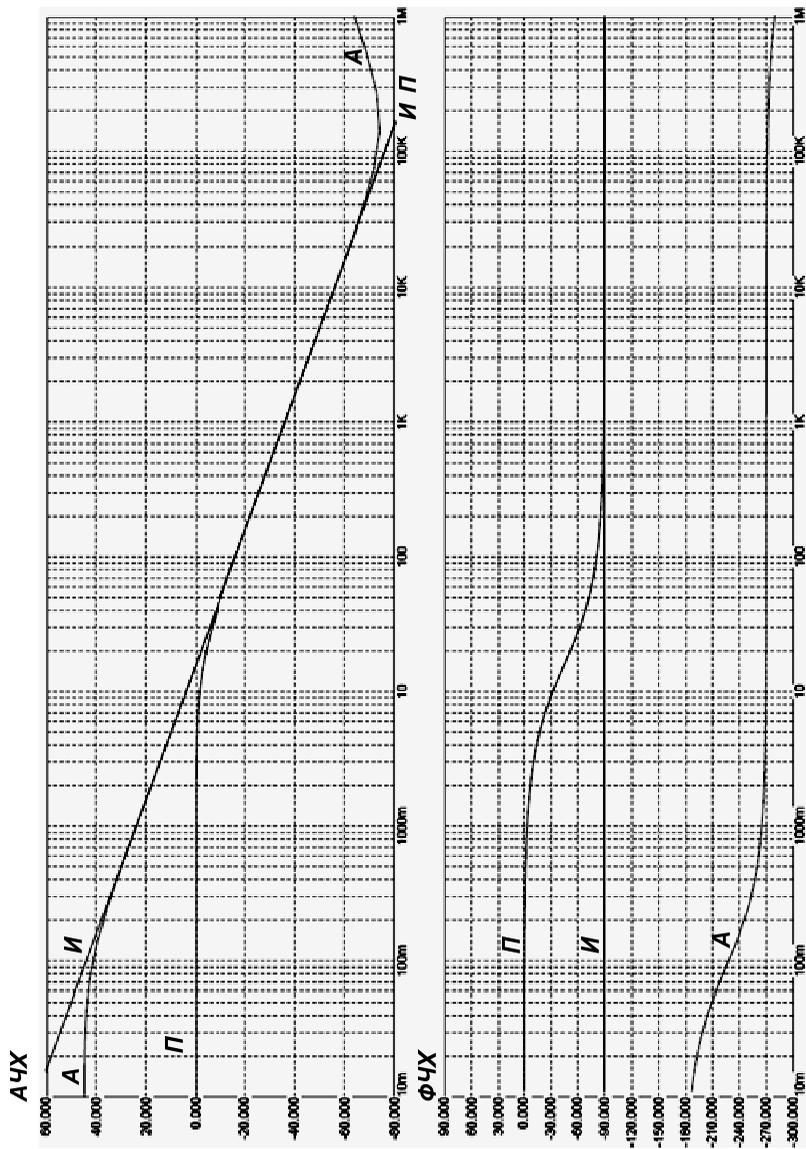


Рис. 6.1. АЧХ и ФЧХ интегрирующих корректирующих элементов

Представляет также интерес реакция интегрирующих корректирующих элементов на входное воздействие в виде единичного скачка

$$U_{ex}(t) = \begin{cases} 0, & t < t_0; \\ 1, & t \geq t_0. \end{cases} \quad (6.6)$$

На рис. 6.2 приведены графики изменений напряжений на выходах схем при входном воздействии (6.6).

Реакцией идеального интегрирующего элемента на единичный скачок является линейно нарастающее напряжение. Наклон графика определяется величиной входного напряжения и постоянной времени RC-цепи равной 0,01 с, на выходе интегрирующего элемента напряжение достигает уровня входного напряжения через 0,01 с. Затем, с течением времени, оно неограниченно увеличивается.

График изменения напряжения на выходе активного корректирующего элемента схож с графиком изменения напряжения на выходе идеального интегрирующего элемента с той лишь разницей, что на его выходе формируется линейно спадающее напряжение. Еще одной особенностью является то, что на выходе активного корректирующего элемента напряжение не может неограниченно расти или убывать. Со временем оно, как это видно на графике, достигает определенного значения и дальше остается неизменным. Связано это с тем, что напряжение на выходе операционного усилителя ограничено напряжением его питания. При моделировании схемы напряжение питания ОУ было выбрано равным ± 5 В. Поэтому напряжение на выходе активного интегрирующего элемента, достигнув значения равного примерно -4.8 В, дальше со временем остается неизменным. Последнее обстоятельство очень важно учитывать при разработке и выборе параметров и коэффициентов ПИД-регуляторов.

График изменения напряжения на выходе пассивного корректирующего элемента только на начальном участке совпадает с аналогичным графиком идеального интегрирующего элемента. Далее со временем напряжение на выходе пассивного корректирующего элемента достигает значения, равного входному напряжению.

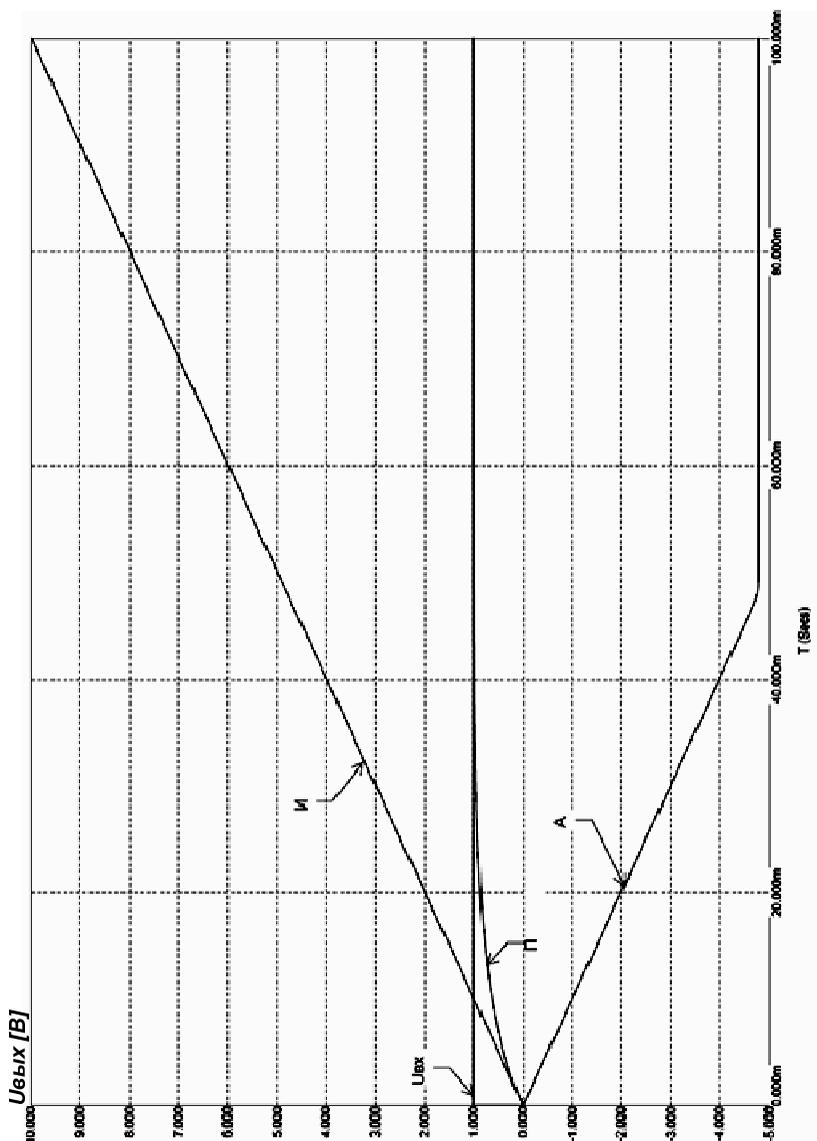


Рис. 6.2. Переходные характеристики интегрирующих корректирующих элементов

6.2.2. Дифференцирующие корректирующие устройства

Передаточная функция дифференцирующего устройства имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = K_1 p. \quad (6.7)$$

Примеры схем дифференцирующих корректирующих элементов и их передаточные функции приведены в табл. 6.2. Так же, как и для активного интегрирующего элемента, передаточная функция, приведенная в таблице для активного дифференцирующего элемента, справедлива только для идеального ОУ. С учетом влияния частотных свойств ОУ (см. выражение (6.3)) передаточная функция активного дифференцирующего элемента

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{p\tau}{p^2 \frac{\tau}{\Pi} + p\left(\frac{\tau}{\mu_o} + \frac{1}{\Pi}\right) + \frac{1}{\mu_o} + 1}, \quad (6.8)$$

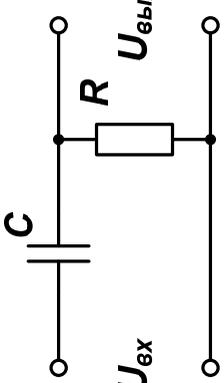
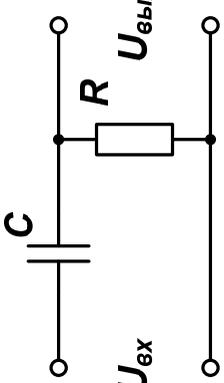
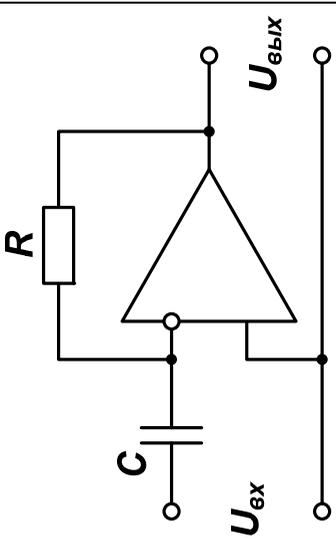
где $\tau = RC$.

На рис. 6.3 приведены графики АЧХ и ФЧХ дифференцирующих элементов.

АЧХ идеализированного дифференцирующего элемента (И) представляет собой прямую линию с наклоном плюс 20 дБ на декаду. К ней наиболее близко приближается АЧХ активного корректирующего элемента (А). Отклонение от идеализированного графика начинается на высоких частотах, где проявляется влияние второго полюса передаточной функции (6.4). Отклонение АЧХ пассивного корректирующего элемента (П) от идеализированного графика начинается с граничной частоты RC-цепи, а в асимптоте график стремится к 0 дБ, так как коэффициент передачи цепи на высокой частоте приближается к 1.

ФЧХ идеализированного дифференцирующего элемента не зависит от частоты и представляет собой прямую линию, соответствующую 90° . Наиболее близка к ней ФЧХ активного дифференцирующего элемента (с учетом дополнительного фазового сдвига -180° , вносимого операционным усилителем). ФЧХ пассивного корректирующего участка на начальном участке совпадает с ФЧХ идеализированного элемента, на граничной частоте фазовый сдвиг составляет 45° , а на высокой частоте стремится к 0° .

Таблица 6.2

Дифференцирующие корректирующие элементы			
	Идеализированный КЭ	Пассивный КЭ	Активный КЭ
Схема			
Передаточная функция	$p\tau$	$pRC/(pRC+1)$	$-pRC$

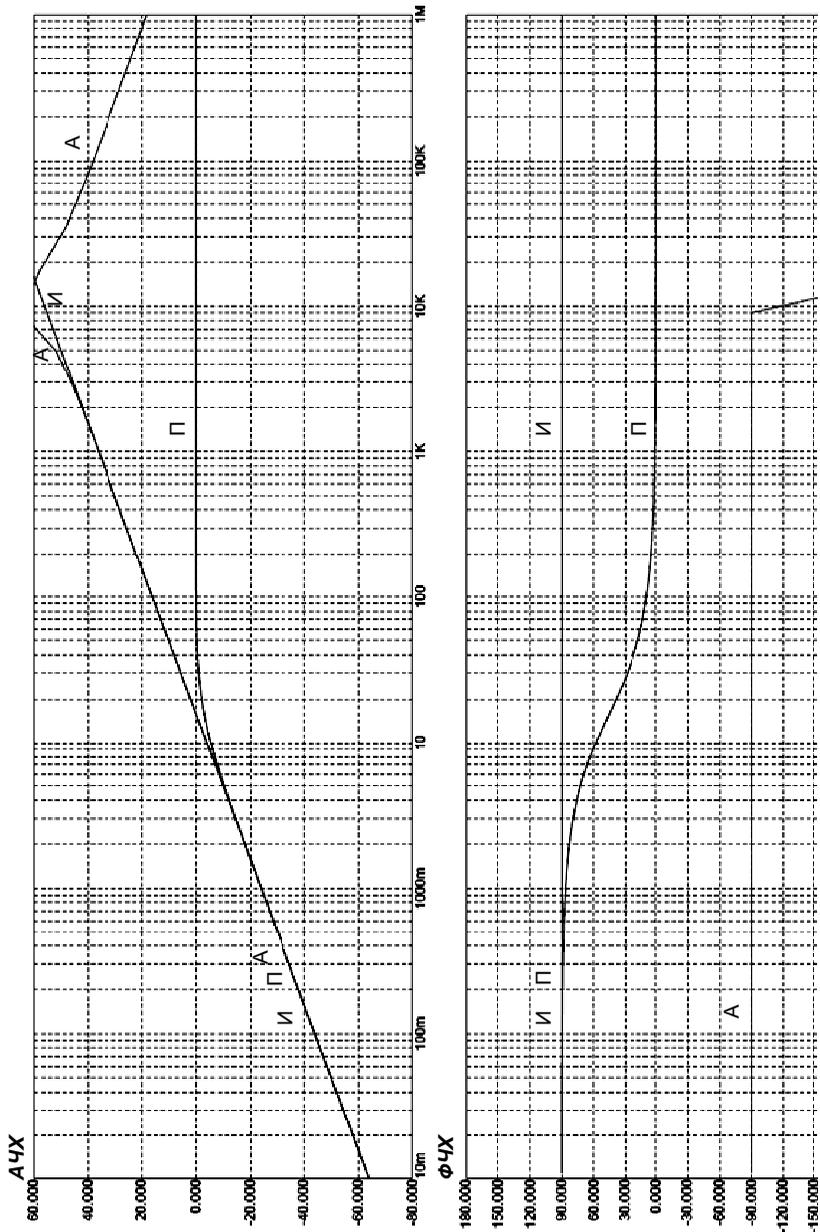


Рис. 6.3. АЧХ и ФЧХ дифференцирующих корректирующих элементов

Отклики схем дифференцирующих корректирующих элементов на входное воздействие в виде единичного скачка напряжения (6.6) показаны на рис. 6.4.

Выходной сигнал идеального дифференцирующего элемента (И) представляет собой очень короткий импульс, величина которого устремляется к бесконечности.

Выходное напряжение активного элемента устремляется к минус бесконечности, но, достигнув напряжения питания, остается некоторое время примерно равным ему, а затем, по мере перезарядки конденсатора, уменьшается и приближается к нулю.

Выходное напряжение пассивного корректирующего элемента в момент прихода единичного импульса (на графике $U_{вх}$) устанавливается равным по амплитуде этому импульсу - 1В, а затем, по мере зарядки конденсатора, уменьшается по экспоненте до нуля.

На практике схему активного дифференцирующего элемента, приведенного в табл. 6.2, применять не рекомендуется. Связано это с тем, что любые высокочастотные шумы таким дифференцирующим элементом многократно усиливаются, и система, в которой применяется этот корректирующий элемент, оказывается неработоспособной. В этой связи на практике чаще всего применяют схему, имеющую ограниченный коэффициент усиления на высокой частоте – рис. 6.5.

Передаточная функция схемы дифференцирующего корректирующего элемента с ограниченным коэффициентом усиления имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = -\frac{pR_2C}{pR_1C + 1}, \quad (6.9)$$

а на высокой частоте коэффициент ее усиления определяется отношением резисторов R_2/R_1 . На рис. 6.6 показан отклик схемы на ступенчатое входное воздействие (6.6) при отношении резисторов равном 4. Из анализа графика видно, что теперь выходное напряжение дифференцирующего элемента при входном ступенчатом напряжении 1В достигает максимального значения 4В. Такое устройство физически реализуемое. Однако нужно всегда обращать внимание на то, чтобы напряжение на выходе дифференцирующего элемента при любых входных напряжениях не достигало и тем более не превышало напряжения питания, т.е. не допускать перехода в нелинейный режим работы.

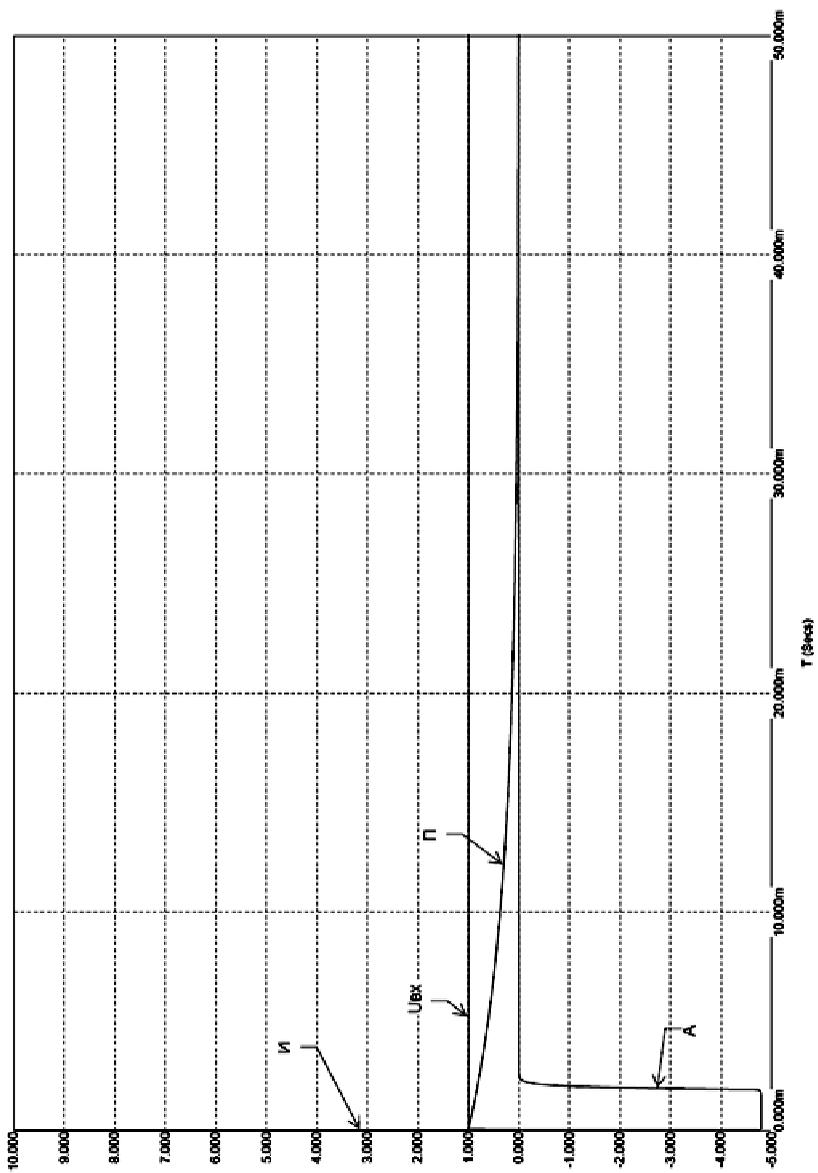


Рис. 6.4. Переходные характеристики дифференцирующих корректирующих элементов

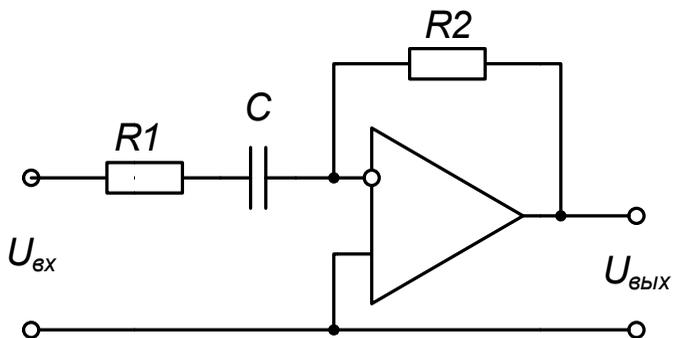


Рис. 6.5. Дифференцирующий корректирующий элемент с ограниченным коэффициентом усиления

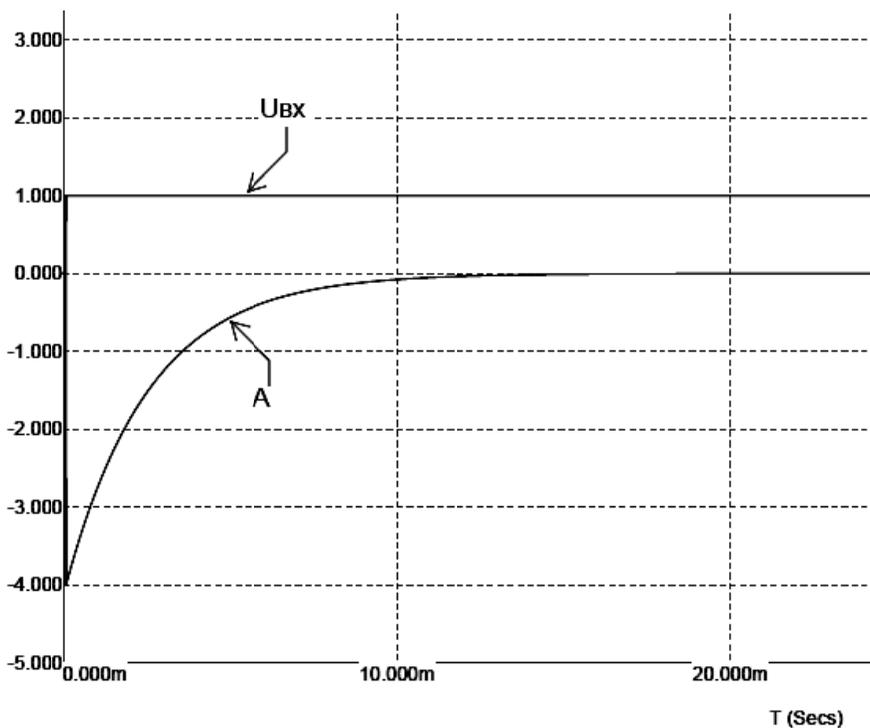


Рис. 6.6. Переходная характеристика схемы на рис. 6.5

6.2.3. Интегро-дифференцирующие корректирующие устройства

Передаточная функция идеализированного интегро-дифференцирующего корректирующего элемента имеет вид

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = p\tau_d + K + \frac{1}{\tau_{\text{и}}}, \quad (6.10)$$

где τ_d – постоянная времени дифференцирующего звена,

$\tau_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирующего звена,

K – коэффициент передачи пропорционального звена.

Наиболее близкая по своим свойствам передаточная функция (6.10) может быть реализована на основе активных схем интегрирующего и дифференцирующего элементов, рассмотренных ранее, а также на основе усилителя, реализующего коэффициент передачи K – рис. 6.7.

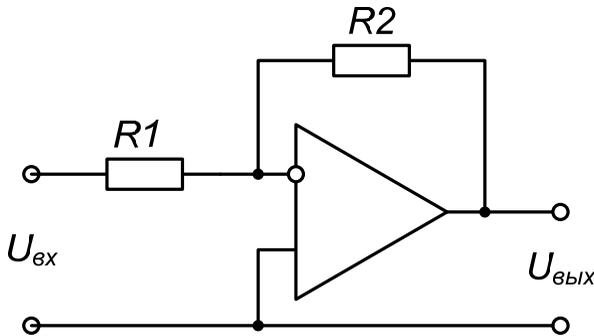


Рис. 6.7. Усилитель с коэффициентом усиления $K = -\frac{R_2}{R_1}$

Для получения передаточной функции (6.10) необходимо включить три рассмотренных схемы параллельно, подключив к их выходам суммирующий усилитель на три входа. Читателям предлагается нарисовать схему активного интегродифференцирующего корректирующего элемента самостоятельно.

Одна из возможных схем интегродифференцирующего корректирующего элемента на основе пассивной цепи приведена на рис. 6.8. По сравнению с активной схемой она содержит минимально-

возможное количество элементов. Еще одной интересной особенностью обладает эта схема – при определенном выборе параметров элементов можно независимо управлять формой ее амплитудно-частотной характеристики.

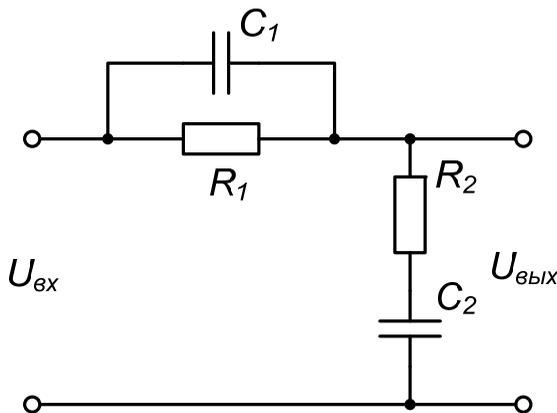


Рис. 6.8. Интегрирующе-дифференцирующий корректирующий элемент

Передаточная функция пассивного корректирующего элемента имеет вид

$$\begin{aligned}
 W(p) &= \frac{p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + p(C_2 R_2 + R_1 C_1) + 1}{p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + p(C_2 R_2 + R_1 C_1 + R_1 C_2) + 1} = \\
 &= \frac{p^2 \tau_2 \tau_1 + p(\tau_2 + \tau_1) + 1}{p^2 \tau_2 \tau_1 + p(\tau_1 + \tau_2 + R_1 C_2) + 1} = \\
 &= \frac{p^2 + p\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2}\right) + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}}{p^2 + p\left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{R_2 C_1}\right) + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} = \\
 &= \frac{p^2 + p\omega_o d_o + \omega_o^2}{p^2 + p\omega_p d_p + \omega_p^2},
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

где ω_o и d_o – частота и затухание нуля,
 ω_p и d_p – частота и затухание полюса,

$\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_2$ – постоянные времени RC-цепей.

Коэффициент передачи цепи на частоте полюса (нуля) находится по выражению

$$M(\omega_p) = \frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1 + \tau_2 + R_1 C_2} = \frac{\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1}}{\frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} + 1}. \quad (6.12)$$

Если в последнем выражении выполнить условие

$$\frac{C_1}{C_2} \gg \frac{R_2}{R_1}, \quad (6.13)$$

то тогда коэффициент передачи на частоте полюса будет определяться отношением емкостей конденсаторов и практически не будет зависеть от отношения сопротивлений резисторов. На рис. 6.9 приведены АЧХ и ФЧХ схемы при отношении емкостей конденсаторов равном 0,1.

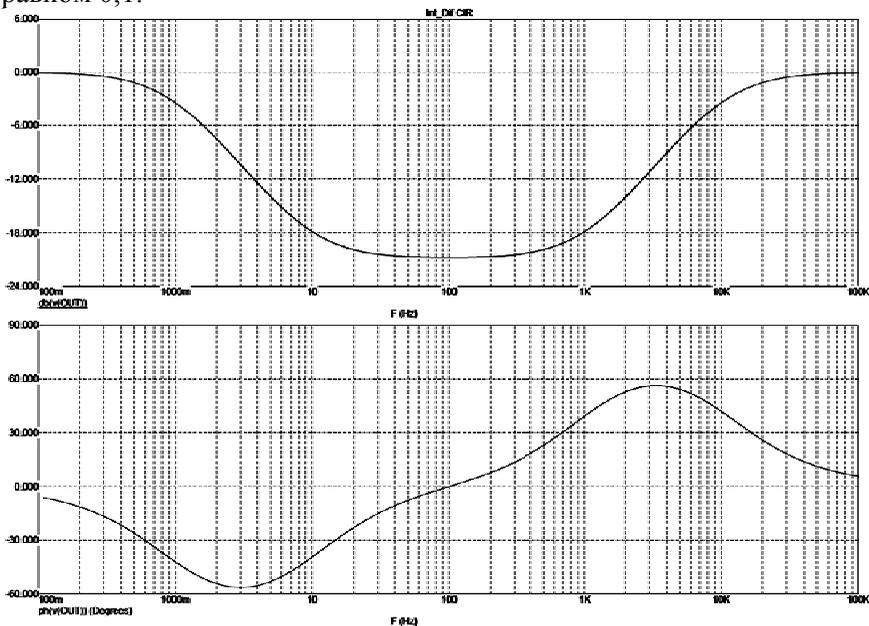


Рис. 6.9. АЧХ и ФЧХ схемы на рис. 6.8

Еще одной особенностью схемы является то, что на нулевой частоте и на бесконечно большой частоте коэффициент передачи имеет одинаковое значение, равное 1 (0 дБ), причем это значение не изменяется при любом выборе параметров элементов.

При выполнении соотношения (6.13) с помощью изменения сопротивления одного из резисторов можно независимо управлять местоположениями склона и подъема АЧХ. На рис. 6.10 и 6.11 приведены примеры АЧХ при изменении сопротивлений резисторов R1 и R2 соответственно.

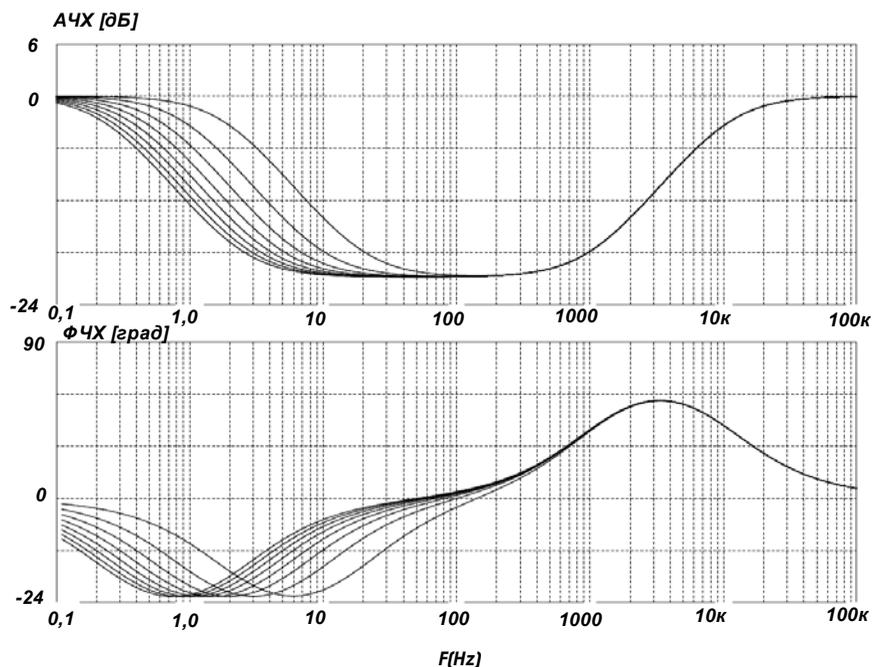


Рис. 6.10. АЧХ и ФЧХ схемы на рис. 6.8 при изменении сопротивления резистора R1

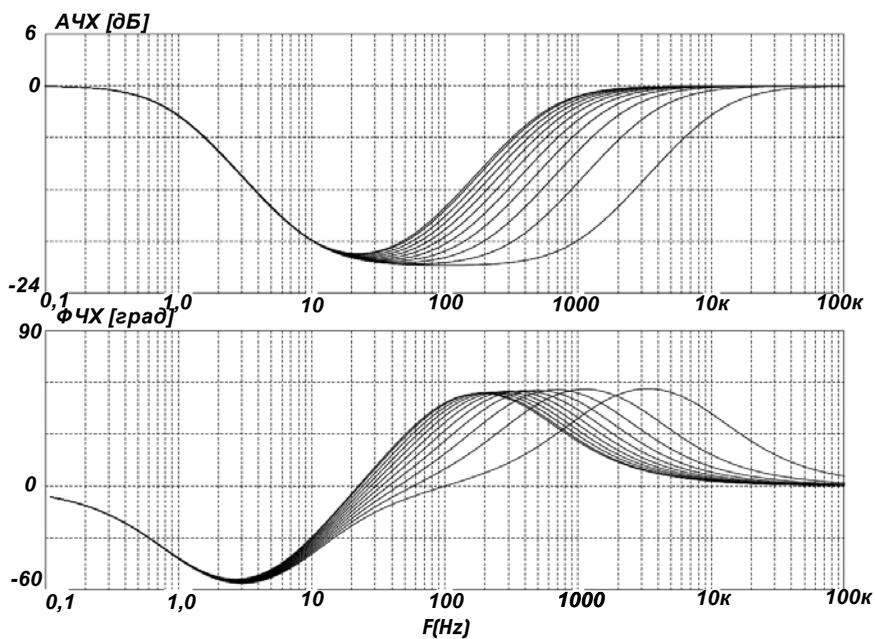


Рис. 6.11. АЧХ и ФЧХ схемы на рис. 6.8 при изменении сопротивления резистора R2

6.3. Последовательное и параллельное включение корректирующих элементов

Как было отмечено ранее, корректирующие элементы применяются для изменения динамических характеристик систем. Это достигается не только изменением коэффициентов передаточной функции, но и ее порядка. Независимо от места включения корректирующего элемента в схему (систему), передаточная функция должна соответствовать желаемой, т.е. полученной при синтезе системы каким-либо методом теории автоматического управления.

Схема при параллельном включении (в обратную связь) корректирующего элемента с передаточной функцией $F_o(p)$ и объекта управления с передаточной функцией $F_{oy}(p)$ приведена на рис. 6.15.

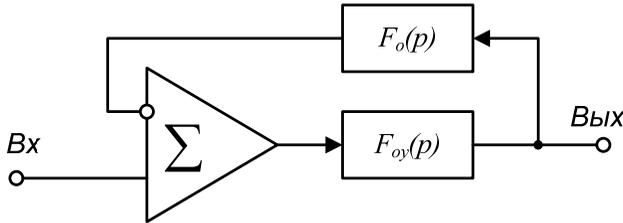


Рис. 6.15. Параллельное включение КЭ

Общая передаточная функция системы, приведенной на рис. 6.15, определяется выражением

$$W(p) = \frac{F_{oy}(p)}{1 + F_o(p)F_{oy}(p)} = \frac{1}{1 + F_o(p)F_{oy}(p)} F_{oy}(p). \quad (6.14)$$

Схема с последовательным включением корректирующего элемента приведена на рис. 6.16

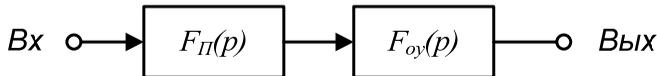


Рис. 6.16. Последовательное включение КЭ

Общая передаточная функция системы при последовательном включении корректирующего элемента (с передаточной функцией $F_{\Pi}(p)$)

$$W(p) = F_{\Pi}(p)F_{oy}(p). \quad (6.15)$$

Для того чтобы результирующие передаточные функции при последовательном (6.15) и параллельном (6.14) включении были одинаковыми, необходимо выполнить условие

$$F_{\Pi}(p) = \frac{1}{1 + F_o(p)F_{oy}(p)}. \quad (6.16)$$

Из анализа последнего выражения следует, что для реализации одной и той же передаточной функции системы передаточные функции последовательного и «параллельного» КЭ могут быть совершенно разными.

С точки зрения динамических характеристик, параллельное и последовательное включение корректирующих элементов эквивалентно. Однако, с практической точки зрения, чаще оказывается более выгодно применение параллельного корректирующего элемента. Связано это с тем, что, как правило, объектом управления является устройство большой мощности (двигатель, электронный исполнительный механизм и т.д.), поэтому последовательный корректирующий элемент должен быть сильноточным (иметь возможность пропускать через себя большой ток). К параллельному корректирующему элементу таких требований не предъявляется.

Если передаточная функция корректирующего элемента $F_o(p)$ не зависит от частоты, то система с таким корректирующим устройством называется с *жесткой обратной связью*, в ином случае – с *гибкой обратной связью*. Далее приводятся примеры апериодических звеньев с жесткой и гибкой обратными связями, а также рассматриваются свойства звена второго порядка с жесткой обратной связью.

6.3.1. Аperiодическое звено с жесткой обратной связью

При жесткой обратной связи передаточная функция корректирующего элемента включенного в обратную связь системы является частотонезависимой

$$F_o(p) = k. \quad (6.17)$$

Передаточная функция объекта управления (апериодического звена) имеет вид

$$F_{oy}(p) = \frac{1}{p\tau_{oy} + 1} = \frac{\omega_{oy}}{p + \omega_{oy}}, \quad (6.18)$$

где τ_{oy} – постоянная времени объекта управления,

ω_{oy} – граничная частота, определяемая по уровню – 3 дБ.

В соответствии с выражением (6.14) передаточная функция системы, представляющей собой апериодическое звено с жесткой обратной связью

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{1}{p\tau_{oy} + 1} \cdot \frac{1}{1 + k \frac{1}{p\tau_{oy} + 1}} = \frac{1}{p\tau_{oy} + 1 + k} = \\ &= \frac{1}{1 + k} \cdot \frac{1}{p \frac{\tau_{oy}}{1 + k} + 1} = \frac{1}{1 + k} \cdot \frac{\tau_{oy}}{p + \frac{1 + k}{\tau_{oy}}} = \frac{1}{1 + k} \cdot \frac{\omega_{\Omega}}{p + \omega_{\Omega}}. \end{aligned} \quad (6.19)$$

Анализ последнего выражения показывает, что введение жесткой обратной связи приводит к изменению коэффициента передачи апериодического звена на постоянном токе, а также к изменению граничной частоты, которая теперь определяется выражением

$$\omega_{\Omega} = \frac{1 + k}{\tau_{oy}}. \quad (6.20)$$

В случае введения отрицательной обратной связи (в предыдущих выражениях перед «k» стоит знак «+») коэффициент передачи звена, равный $1/(1+k)$, уменьшается, а граничная частота – увеличивается.

При положительной обратной связи (при «k» знак минус) коэффициент передачи увеличивается, а граничная частота – уменьшается.

Характер изменения АЧХ системы (6.19) при изменении коэффициента k от -0,9 до 9 с шагом 0,9 и постоянной времени $\tau_{oy} = 0,01591$ с. показан на рис. 6.17.

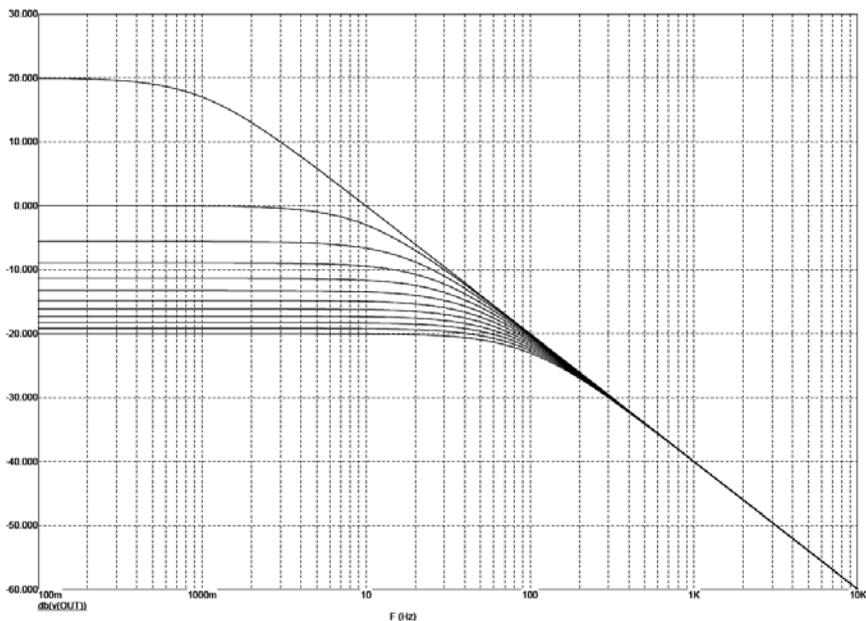


Рис. 6.17. АЧХ аperiodического звена с жесткой обратной связью

График на АЧХ, начинающийся при 0 дБ, соответствует системе без обратной связи, т.е. при $k=0$.

Для получения аналогичных свойств системы, в соответствии с выражением (6.16), передаточная функция последовательного корректирующего элемента должна иметь вид

$$F_{II}(p) = \frac{1}{1 + k \frac{1}{p\tau_{oy} + 1}} = \frac{p\tau_{oy} + 1}{p\tau_{oy} + 1 + k}. \quad (6.21)$$

В рассмотренном примере введение жесткой отрицательной обратной связи приводит к уменьшению эквивалентной постоянной времени аperiodического звена (увеличению граничной частоты АЧХ), что является положительным фактором при разработке быстродействующих систем автоматического управления.

6.3.2. Аперiodическое звено с гибкой обратной связью

Рассмотрим свойства аперiodического звена с гибкой обратной связью следующего вида:

$$F_0(p) = \frac{k_0 p \tau_0}{p \tau_0 + 1}. \quad (6.22)$$

Тогда, с учетом выражения (6.14), общая передаточная функция системы с гибкой обратной связью

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{1}{p \tau_{oy} + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{k_0 p \tau_0}{p \tau_0 + 1} \frac{1}{p \tau_{oy} + 1}} = \\ &= \frac{p \tau_0 + 1}{p^2 \tau_{oy} \tau_0 + p(\tau_{oy} + \tau_0 + k_0 \tau_0) + 1}. \end{aligned} \quad (6.23)$$

Анализ последней формулы показывает, что введение гибкой обратной связи не изменило коэффициент передачи аперiodического звена на постоянном токе, однако, по сравнению с исходной передаточной функцией ее порядок увеличился на единицу. При этом, изменяя коэффициент передачи цепи обратной связи k_0 , можно независимо от частоты полюса передаточной функции системы (6.22)

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\tau_{oy} \tau_0}}, \quad (6.24)$$

изменять ее затухание полюса

$$d_p = \sqrt{\frac{\tau_{oy}}{\tau_0}} + \sqrt{\frac{\tau_0}{\tau_{oy}}} + k_0 \sqrt{\frac{\tau_0}{\tau_{oy}}}. \quad (6.25)$$

Для получения такой же передаточной функции системы с последовательным корректирующим элементом, он должен иметь следующую передаточную функцию:

$$F_{\Pi}(p) = \frac{(p \tau_0 + 1)(p \tau_{oy} + 1)}{p^2 \tau_{oy} \tau_0 + p(\tau_{oy} + \tau_0 + k_0 \tau_0) + 1}. \quad (6.26)$$

Свойства последовательного корректирующего элемента аналогичны свойствам рассмотренного ранее интегро-дифференцирующего корректирующего элемента (6.11).

6.3.3. Звено второго порядка с жесткой обратной связью

Рассмотрим свойства звена второго порядка с жесткой обратной связью – рис. 6.18.

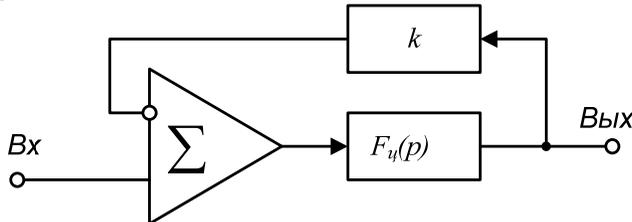


Рис. 6.18. Звено второго порядка с жесткой обратной связью

В общем виде передаточная функция звена второго порядка может быть представлена в следующей форме:

$$F_{ц}(p) = M \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p d_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 + p d_{ц} \omega_{ц} + \omega_{ц}^2}, \quad (6.27)$$

где $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ – логические переменные, принимающие значения “0” или “1” и соответствуют наличию или отсутствию соответствующих коэффициентов в числителе,

- d_0, ω_0 - затухание и частота нуля,
- $d_{ц}, \omega_{ц}$ - затухание и частота полюса,
- M – масштабный коэффициент передачи.

Следует обратить внимание на то, что передаточная функция (6.27) звена второго порядка – это не обязательно передаточная функция объекта управления, а, например, некоторой избирательной цепи, представляющей собой пассивный или активный фильтр.

В соответствии с рис. 6.18 передаточная функция звена второго порядка с жесткой обратной связью

$$\begin{aligned}
 W(p) &= \frac{M \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p d_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 + p d_u \omega_u + \omega_u^2}}{1 \pm kM \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p d_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 + p d_u \omega_u + \omega_u^2}} = \\
 &= M \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p d_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 (1 \pm \alpha_2 kM) + p (d_u \omega_u \pm \alpha_1 kM d_0 \omega_0) + \omega_u^2 \pm kM d_0 \omega_0^2} = \\
 &= \frac{M}{1 \pm \alpha_2 kM} \cdot \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p d_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 + p \frac{d_u \omega_u \pm \alpha_1 kM d_0 \omega_0}{1 \pm \alpha_2 kM} + \frac{\omega_u^2 \pm kM d_0 \omega_0^2}{1 \pm \alpha_2 kM}}.
 \end{aligned} \tag{6.28}$$

Или в общем виде

$$W(p) = M_w \cdot \frac{\alpha_2 p^2 + \alpha_1 p \alpha_0 \omega_0 + \alpha_0 \omega_0^2}{p^2 + p d_p \omega_p + \omega_p^2}. \tag{6.29}$$

Приравнивая коэффициенты знаменателей последних выражений, находим частоту полюса

$$\omega_p = \sqrt{\frac{\omega_u^2 \pm kM \omega_0^2 \alpha_0}{1 \pm \alpha_2 kM}}, \tag{6.30}$$

затухание полюса

$$d_p = \frac{d_u \omega_u \pm \alpha_1 kM d_0 \omega_0}{\sqrt{1 \pm \alpha_2 kM} \cdot \sqrt{\omega_u^2 \pm kM \omega_0^2 \alpha_0}}, \tag{6.31}$$

и масштабный коэффициент передачи

$$M_w = \frac{M}{1 \pm \alpha_2 kM} \tag{6.32}$$

звена второго порядка с жесткой обратной связью.

Для канонических цепей (содержащих минимально возможное число реактивных элементов на порядок реализуемой передаточной функции) справедливо равенство $\omega_0 = \omega_{ц}$. Для таких цепей частота и затухание полюса находятся по формулам:

$$\omega_p = \omega_u \sqrt{\frac{1 \pm kM \alpha_0}{1 \pm \alpha_2 kM}} \tag{6.33}$$

и

$$d_p = \frac{d_u \pm \alpha_1 k M d_0}{\sqrt{1 \pm \alpha_2 k M} \cdot \sqrt{1 \pm k M \alpha_0}}. \quad (6.34)$$

Во всех выше приведенных выражениях (6.28 – 6.34) знак «+» соответствует ООС в структуре на рис. 6.18, а знак «-» – ПОС.

Объекты управления в системах автоматического управления должны обрабатывать сигнал управления в виде единичного скачка, поэтому в числителях их передаточных функций (6.27) всегда должен присутствовать коэффициент α_0 . А в передаточных функциях фильтров может быть произвольный набор таких коэффициентов. Поэтому рассмотрим наиболее общий случай – влияние жесткой обратной связи на параметры звена второго порядка фильтра.

В зависимости от выбора коэффициентов α_i получаем АЧХ различных типов фильтров:

- 1) $\alpha_2 = \alpha_1 = 0$, $\alpha_0 = 1$ – фильтр нижних частот. Его частота и затухание полюса находятся по формулам:

$$\omega_p = \omega_u \sqrt{1 \pm kM}, d_p = \frac{d_u}{\sqrt{1 \pm kM}}. \quad (6.35)$$

Анализ этих формул показывает, что введение жесткой отрицательной обратной связи в звене фильтра нижних частот приводит к увеличению частоты полюса и уменьшению затухания. При положительной обратной связи наоборот, частота полюса уменьшается, а затухание – увеличивается.

- 2) $\alpha_2 = \alpha_0 = 0$, $\alpha_1 = 1$ – полосовой фильтр. Для полосового фильтра справедливо равенство $\omega_p = \omega_{ц}$, а затухание полюса находится по формуле

$$d_p = d_u \pm kM d_0. \quad (6.36)$$

То есть жесткая обратная связь в полосовом фильтре второго порядка не изменяет частоту полюса, а изменяет только его затухание.

- 3) $\alpha_1 = \alpha_0 = 0$, $\alpha_2 = 1$ – фильтр верхних частот. Его частота и затухание полюса находятся по формулам

$$\omega_p = \omega_u \frac{1}{\sqrt{1 \pm kM}}, d_p = \frac{d_u}{\sqrt{1 \pm kM}}. \quad (6.37)$$

Введение жесткой отрицательной обратной связи в звене фильтра верхних частот приводит к одновременному уменьшению частоты и

затухания полюса, а положительной обратной связи – наоборот, к их увеличению.

4) $\alpha_2 = \alpha_0 = 1$, $\alpha_1 = 0$ – заграждающий фильтр. Так же как и для полосового фильтра, для заграждающего фильтра справедливо равенство $\omega_p = \omega_{ц}$, а затухание полюса находится по формуле

$$d_p = \frac{d_u}{\sqrt{1 \pm kM}}. \quad (6.38)$$

В системах автоматического управления параметры объекта управления изменить нельзя, но, благодаря введению жесткой обратной связи, можно изменить эквивалентные постоянные времени (частоту полюса - см. выражение (6.35)) и тем самым достичь желаемого поведения системы.

6.4. Корректирующие устройства переменного тока

В отличие от корректирующих устройств постоянного тока корректирующие устройства переменного тока работают с модулированными сигналами.

Различают три типа корректирующих элементов переменного тока [15]:

- корректирующие устройства несущей частоты,
- корректирующие устройства с предварительной демодуляцией сигнала,
- специальные корректирующие устройства (с коммутацией, с автоподстройкой на несущую частоту и др.).

6.4.1. Корректирующие устройства несущей частоты

В общем случае задачей корректирующего устройства несущей частоты является интегрирование, дифференцирование и т.д. модулирующего сигнала. Далее в качестве примера рассмотрим корректирующие элементы несущей частоты, работающие с амплитудно-модулированными сигналами.

Модулируемый сигнал при амплитудной модуляции описывается выражением

$$U_{\sim}(t) = U_c(t) \cos \omega_0 t, \quad (6.39)$$

где $U_c(t)$ – модулирующий сигнал,
 ω_0 – частота несущего сигнала.

Если модулирующий сигнал представляет собой синусоидальное колебание

$$U_c(t) = U_m \cos \omega_c t, \quad (6.40)$$

то тогда модулированный таким колебанием сигнал (6.39)

$$\begin{aligned} U_{\sim}(t) &= U_m \cos \omega_c t \cdot \cos \omega_0 t = \\ &= \frac{U_m}{2} [\cos(\omega_0 - \omega_c)t + \cos(\omega_0 + \omega_c)t] \end{aligned} \quad (6.41)$$

содержит две спектральных составляющих с частотами $(\omega_0 - \omega_c)$ и $(\omega_0 + \omega_c)$, показанные на рис. 6.19.

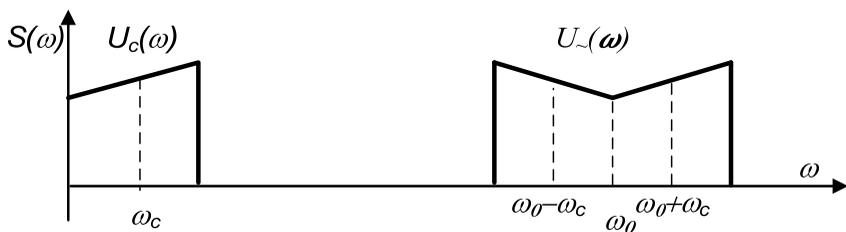


Рис. 6.19. Спектры модулирующего и модулированного сигналов

Из анализа приведенных графиков на рис. 6.19 следует, что, если нужно продифференцировать модулирующий сигнал $U_c(t)$, то корректирующий элемент постоянного тока должен иметь АЧХ фильтра верхних частот (см. также параграф 6.2.2). Корректирующий элемент, работающий на несущей частоте и выполняющий аналогичную функцию, должен иметь АЧХ режекторного фильтра, так как на высокой частоте нужно подавить две спектральных составляющих, причем с одинаковой степенью (рис. 6.20).

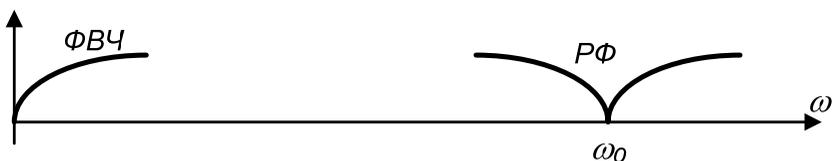


Рис. 6.20. АЧХ дифференцирующих корректирующих элементов постоянного и переменного токов

Если в низкочастотной области сигнал необходимо проинтегрировать (т.е. применить ФНЧ), то в высокочастотной области это будет равносильно применению полосового фильтра (рис. 6.21).

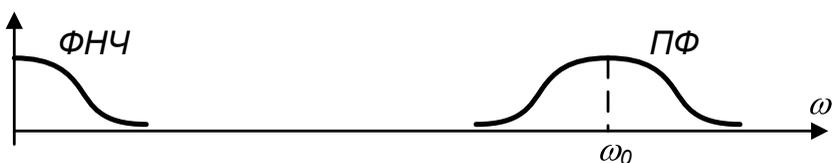


Рис. 6.21. АЧХ интегрирующих корректирующих элементов постоянного и переменного токов

Здесь обратим внимание на два важных момента.

На практике АЧХ реального активного дифференцирующего корректирующего элемента постоянного тока может быть достаточно близка к АЧХ идеального дифференцирующего элемента. Однако такой дифференцирующий элемент на высокой частоте (на практике) не может быть реализован (рис. 6.22). То же самое касается и интегрирующих корректирующих элементов.



Рис. 6.22. АЧХ идеальных дифференцирующих элементов постоянного и переменного токов

АЧХ обычных звеньев полосовых и режекторных фильтров имеют геометрическую симметрию. То есть они имеют равный коэффициент передачи на частотах, связанных соотношением

$$f_{H1} = \frac{1}{f_{H2}}, \quad (6.42)$$

где f_{H1} и f_{H2} – нормированные частоты относительно центральной частоты (частоты полюса или режекции). Однако для правильного выполнения математической операции интегрирования и дифференцирования АЧХ фильтра должна иметь арифметическую симметрию, то есть коэффициент передачи должен быть одинаковым на равноотстоящих частотах от центральной частоты $f_0 \pm \Delta f$. Для проектирования фильтров с арифметической симметрией АЧХ существует специальное решение аппроксимационной задачи [15].

Корректирующие устройства переменного тока являются более сложными устройствами из-за более высокого порядка реализуемых передаточных функций. Так, например, если в низкочастотной области для интегрирования применяется звено первого порядка фильтра нижних частот – рис. 6.22,а, то в высокочастотной области необходимо применить полосовой фильтр второго порядка, выполненный по одной из схем, приведенных на рис. 6.22,б и 6.22,в.

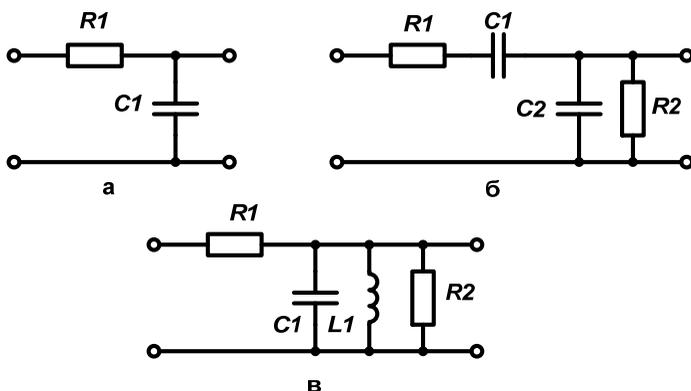


Рис. 6.22. Интегрирующие корректирующие элементы постоянного и переменного токов

6.4.2. *Корректирующие устройства с демодуляцией сигнала*

В корректирующих устройствах этого типа (рис. 6.23) сигнал переменного тока $U_{\sim ex}(t)$ преобразуется демодулятором DM в сигнал постоянного тока $U_{=}(t)$, который после требуемого преобразования корректирующим устройством $KУ$ постоянного тока $U_{=}(t)$ преобразуется модулятором M в сигнал переменного тока $U_{\sim}^*(t)$.

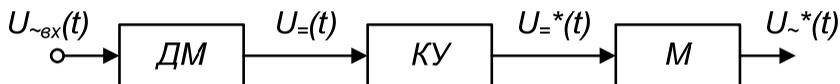


Рис. 6.23. *Корректирующие устройства с демодуляцией сигнала*

Преимущества корректирующих устройств с демодуляцией сигнала:

- относительная простота реализации и расчета;
- широкие возможности в выборе корректирующего устройства постоянного тока;
- слабая зависимость от частоты несущей.

Недостатки:

- сложность изготовления из-за наличия демодулятора и модулятора;
- большие габариты и масса.

6.5. **Нелинейные корректирующие устройства**

Нелинейные корректирующие элементы (НКЭ) в зависимости от их назначения условно можно разделить на два типа:

- НКЭ для получения желаемых характеристик,
- компенсирующие НКЭ.

6.5.1. *Нелинейные корректирующие устройства для получения желаемых характеристик*

Когда НКЭ применяют для получения желаемых АЧХ и ФЧХ, их включают между двумя линейными функциональными блоками

$F_1(p)$ и $F_2(p)$ (рис. 6.24). Причем функциональный блок, подключаемый к выходу НКЭ, должен иметь передаточную функцию фильтра нижних частот. В этом случае можно учитывать только первую гармонику выходного сигнала корректирующего элемента и применять принципы гармонической линеаризации.



Рис. 6.24. Подключение НКЭ для получения желаемых АЧХ и ФЧХ

Особенностью таких нелинейных корректирующих устройств является зависимость АЧХ и ФЧХ не только от частоты, но и от амплитуды. На рис. 6.25 приведены примеры возможных АЧХ и ФЧХ таких устройств.

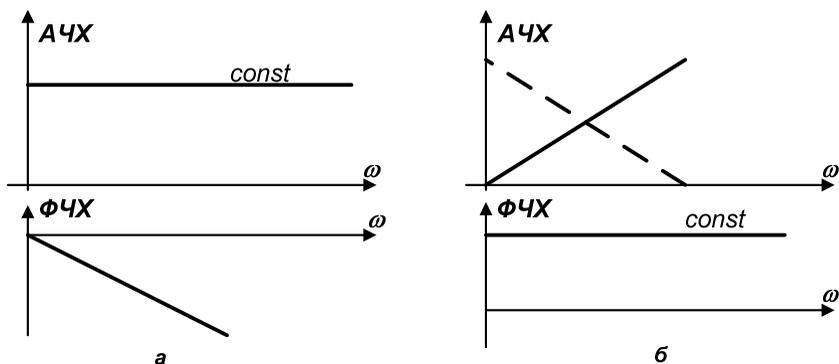


Рис. 6.25. НКЭ с неизменной АЧХ и неизменной ФЧХ

Процедуры синтеза НКЭ для получения желаемых характеристик к настоящему времени еще не разработаны, поэтому синтез систем с такими элементами основывается на подборе схем НКЭ с изученными характеристиками [15].

6.5.2. Компенсирующие нелинейные корректирующие устройства

КНЭ второго типа применяют, например, для компенсации сопутствующих нелинейностей. На рис. 6.26 в качестве примера приведены амплитудные характеристики наиболее простых НКЭ такого типа.

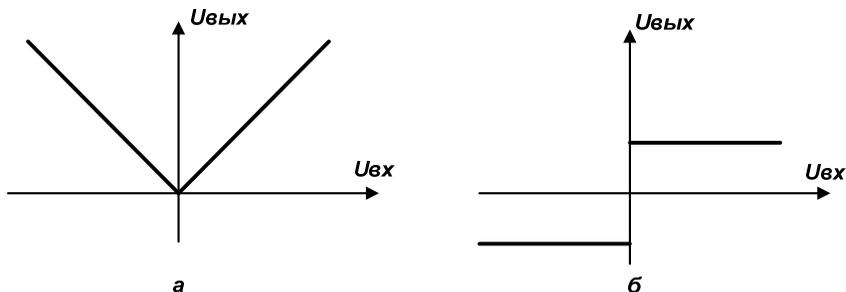


Рис. 6.26. Амплитудные характеристики НКЭ компенсирующего типа

Амплитудная характеристика, приведенная на рис. 6.26,а, соответствует устройству, выполняющему математическую операцию взятия модуля от входного сигнала

$$U_{\text{вых}} = |U_{\text{вх}}|, \quad (6.43)$$

а на рис. 6.26,б – определения знака входного сигнала

$$U_{\text{вых}} = \text{sign} U_{\text{вх}}. \quad (6.44)$$

Математическая операция взятия модуля (6.43) может быть, например, выполнена с помощью схемы прецизионного двухполупериодного выпрямителя, а функция (6.44) – с помощью простого компаратора напряжения.

Более сложные нелинейные зависимости между входным и выходным сигналом НКЭ могут быть реализованы с помощью схем, содержащих операционные усилители, стабилитроны, диоды и резисторы. Такие схемы принято называть нелинейными функциональными преобразователями.

Наиболее простая схема нелинейного функционального преобразователя получается с применением стабилитронов (рис. 6.27).

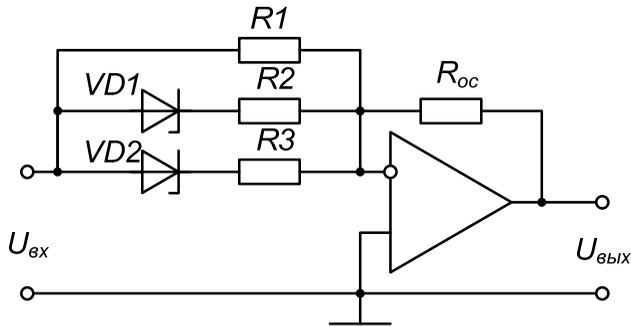


Рис. 6.27. НКЭ на основе стабилитронов

Крутизна преобразования S_i на различных участках амплитудной характеристики схемы НКЭ (рис. 6.28) определяется отношением резисторов, а момент излома характеристики – моментом перехода стабилитрона в проводящее состояние, т.е. напряжением стабилизации $U_{ст}$ стабилитрона и (или) падением напряжения на его открытом p-n переходе $U_{ст}^*$ (рис. 6.29)

$$S_1 = -\frac{R_{oc}}{R_1}, \quad (6.45)$$

$$S_2 = -\frac{R_{oc}}{R_1 \parallel R_2}, \quad (6.46)$$

$$S_3 = -\frac{R_{oc}}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_3}. \quad (6.47)$$

Приведенная на рис. 6.28 амплитудная характеристика получена при моделировании схемы со следующими параметрами элементов: $R_1=6$ кОм, $R_2=4$ кОм, $R_3=2$ кОм, $R_{oc}=2$ кОм и напряжением стабилизации стабилитронов VD1 – 3,6 В и VD2 – 6,8 В. Для сравнения на рис. 6.30 приведена амплитудная характеристика этой же схемы при $R_1=\infty$, т.е. для $S_1=0$.

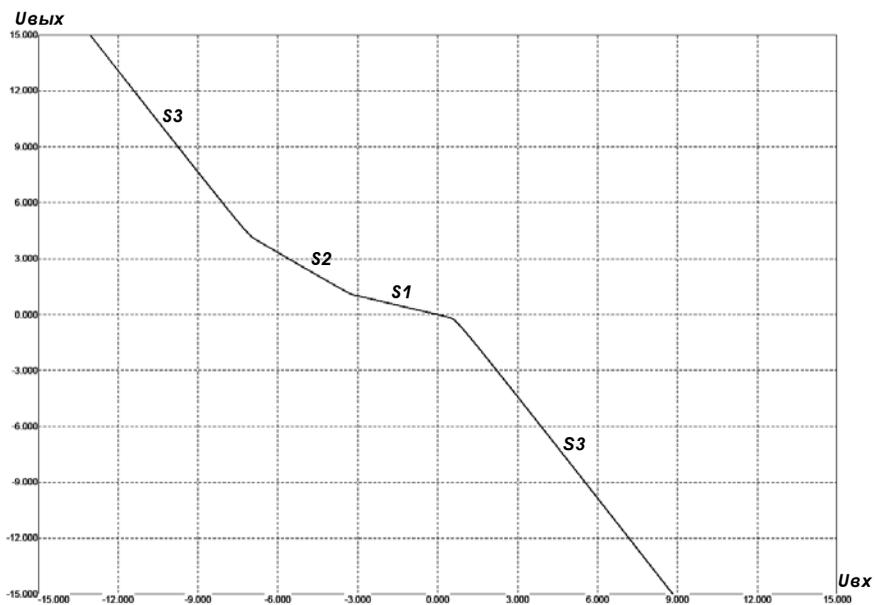


Рис. 6.28. Амплитудная характеристика схемы на рис. 6.26

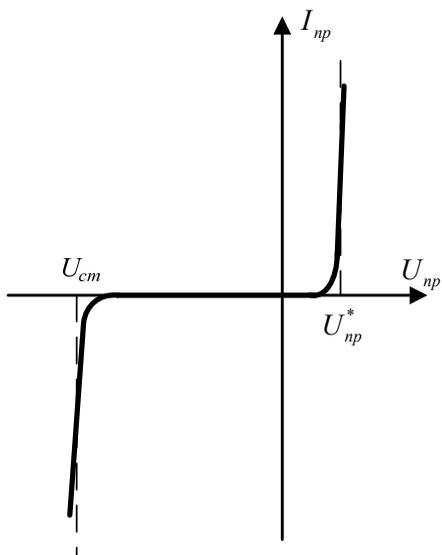


Рис. 6.29. ВАХ стабилизатора

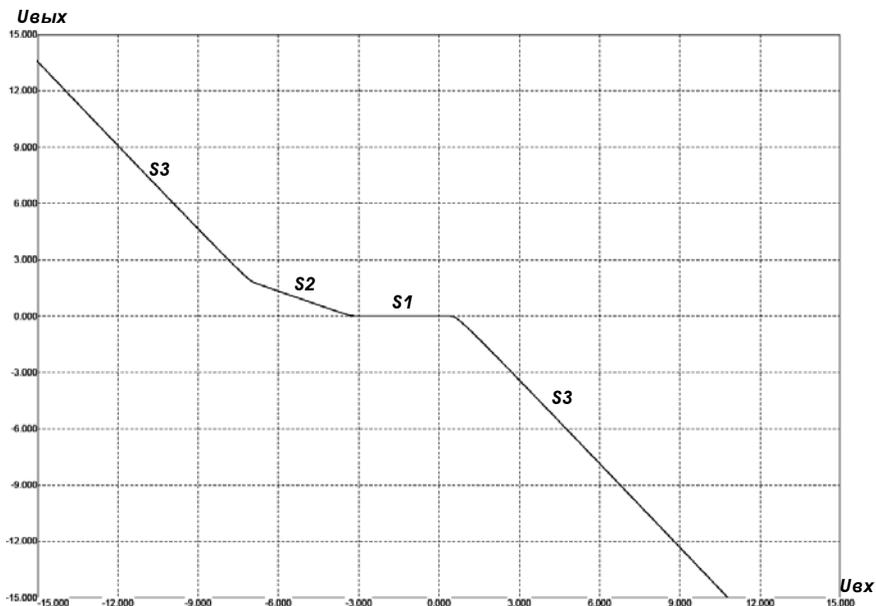


Рис. 6.30. Амплитудная характеристика схемы на рис. 6.26 при $R_1 = \infty$

При положительном входном напряжении р-n переходы обоих стабилитронов одновременно открываются и амплитудная характеристика (см. рис. 6.30) претерпевает излом при величине напряжения около 0,7В.

При отрицательном входном напряжении вначале оба стабилитрона закрыты и не проводят ток. Затем при достижении входным напряжением напряжения стабилизации 3,6В первого стабилитрона VD1 он переходит в проводящее состояние и амплитудная характеристика претерпевает первый излом, а второй излом она претерпевает при достижении входным напряжением напряжения стабилизации 6,8В второго стабилитрона VD2.

В качестве примера на рис. 6.31 показана форма выходного напряжения НКЭ с амплитудной характеристикой (рис. 6.29) при входном синусоидальном напряжении с амплитудой 10В. Анализируя графики, приведенные на рисунке, можно предсказать, как будет меняться форма напряжения на выходе НКЭ в зависимости от амплитуды входного напряжения.

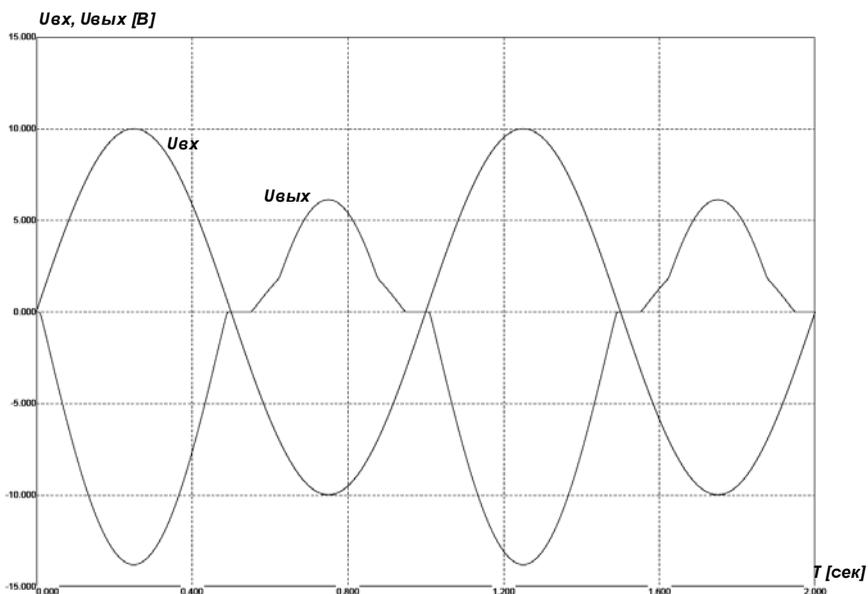


Рис. 6.31. Входное и выходное напряжения НКЭ

В рассмотренной схеме с увеличением входного напряжения крутизна преобразования также увеличивается. Для получения обратного эффекта достаточно поменять местами резистор обратной связи R_{oc} и резисторы R_1 - R_3 со стабилитронами. Смотрите далее пример использования такого НКЭ на рис. 6.39.

Из рассмотренного примера достаточно просто составить алгоритм синтеза НКЭ с необходимой амплитудной характеристикой. Однако схема со стабилитронами используется достаточно редко из-за присущих ей недостатков. Одним из самых существенных недостатков схемы является необходимость применения в ней стабилитронов с заданным напряжением стабилизации, что на практике не всегда возможно, так как перечень выпускаемых различными фирмами стабилитронов имеет ограниченный ряд напряжений стабилизации. С другой стороны, напряжение стабилизации самих стабилитронов имеет большой разброс, который может достигать $\pm 1В$, что также сказывается на точности реализуемых амплитудных характеристик проектируемых нелинейных корректирующих устройств.

Более перспективной является схема НКЭ, выполненная на диодах (рис. 6.32).

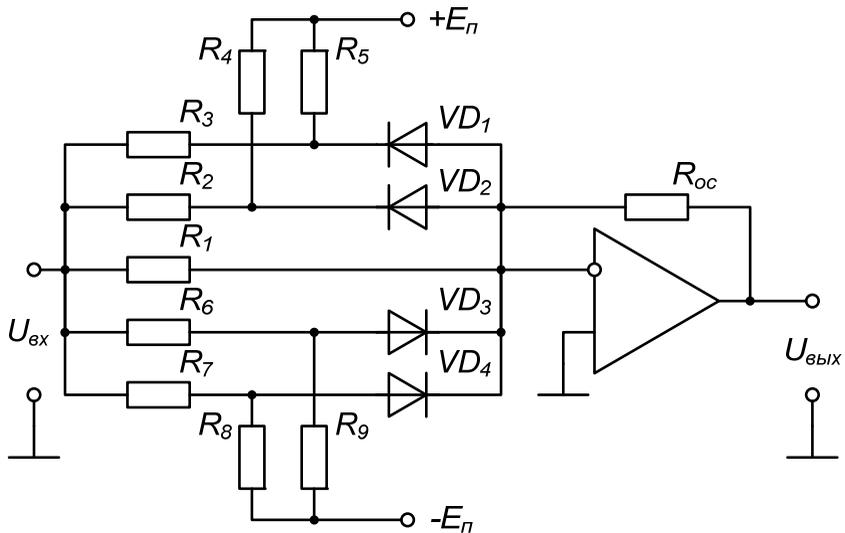


Рис. 6.32. НКЭ на основе диодов

Напряжения открывания диодов в схеме определяются резистивными делителями напряжения и напряжениями источников питания. Для идеальных диодов, т.е. без учета падения напряжения на открытом **p-n** переходе, пороговые напряжения равны

$$U_{П1} = -E_{П} \frac{R_4}{R_2 + R_4}, \quad (6.48)$$

$$U_{П2} = -E_{П} \frac{R_5}{R_5 + R_3}, \quad (6.49)$$

$$U_{П3} = E_{П} \frac{R_9}{R_9 + R_6}, \quad (6.50)$$

$$U_{П4} = E_{П} \frac{R_8}{R_8 + R_7}, \quad (6.51)$$

а крутизна амплитудной характеристики на каждом участке (см. рис. 6.33) находится по формулам

$$S_1 = -\frac{R_{oc}}{R_1}, \quad (6.52)$$

$$S_2 = -\frac{R_{oc}}{R_6 \parallel R_1}, \quad (6.53)$$

$$S_3 = -\frac{R_{oc}}{R_7 \parallel R_6 \parallel R_1}, \quad (6.54)$$

$$S_4 = -\frac{R_{oc}}{R_2 \parallel R_1}, \quad (6.55)$$

$$S_5 = -\frac{R_{oc}}{R_3 \parallel R_2 \parallel R_1}. \quad (6.56)$$

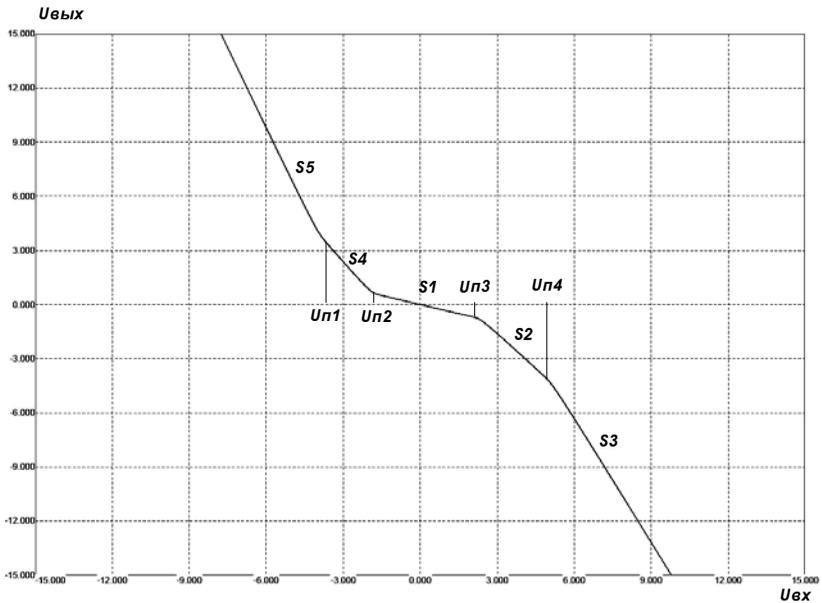


Рис. 6.33. Амплитудная характеристика схемы на рис. 6.31

Если цепь с диодами включить в обратную связь операционного усилителя, то с увеличением входного напряжения крутизна амплитудной характеристики будет уменьшаться (рис. 6.34).

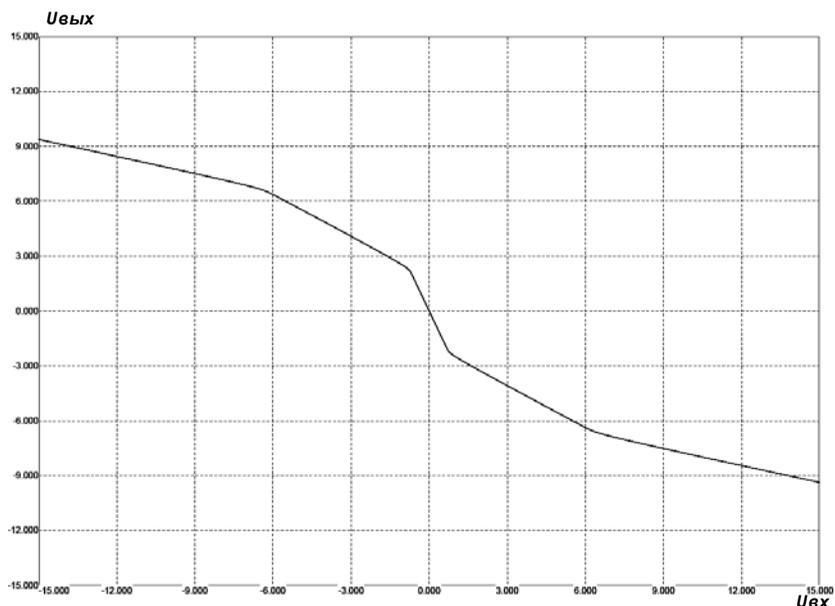


Рис. 6.34. Амплитудная характеристика НКЭ при включении цепи с диодами в обратную связь операционного усилителя

Преимуществом схем НКЭ с диодами является их универсальность. В таких схемах можно использовать одноступенчатые выпрямительные диоды, а уровни изломов амплитудной характеристики можно точно подстраивать с помощью резистивных делителей напряжений. Количество изломов характеристики можно изменять, добавляя или уменьшая число диодов, используемых в схеме.

Далее рассмотрим примеры применения НКЭ.

На рис. 6.35 показана схема включения НКЭ для линейризации нелинейности типа «насыщение» нелинейного объекта (НО).

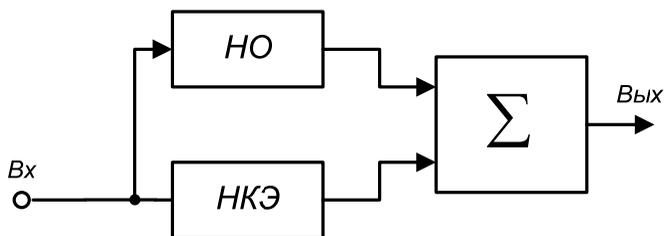


Рис. 6.35. Схема линейаризация нелинейности типа «насыщение»

Амплитудная характеристика НО с нелинейностью типа «насыщение» приведена на рис. 6.36.

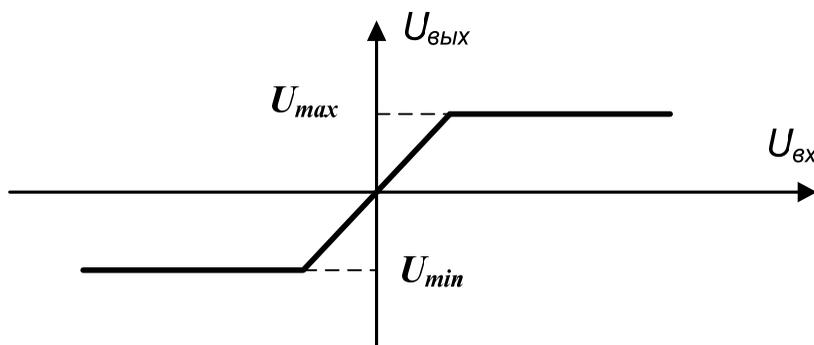


Рис. 6.36. Амплитудная характеристика НО на рис. 6.35

Для линейаризации такой нелинейности НКЭ должен иметь амплитудную характеристику, показанную на рис. 6.37.

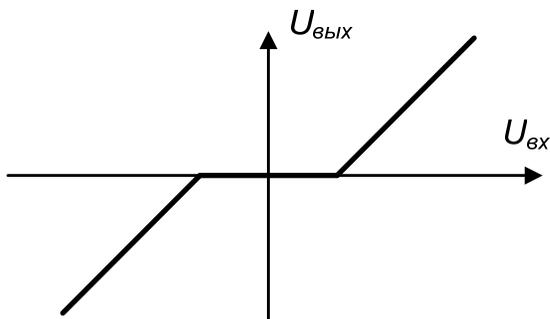


Рис. 6.36. Амплитудная характеристика НКЭ на рис. 6.35

В результате суммирования характеристик, приведенных на рис. 6.35 и 6.36, получается амплитудная характеристика (рис. 6.37) схемы, приведенной на рис. 6.34.

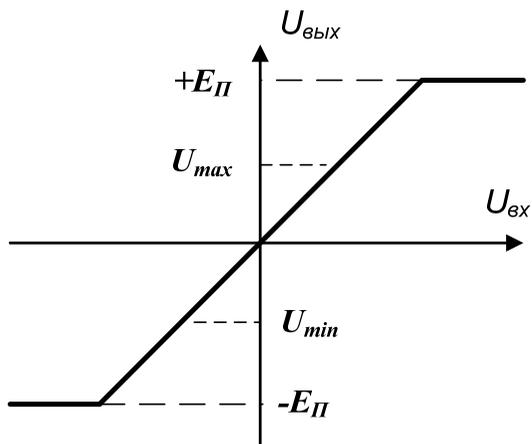


Рис. 6.37. Амплитудная характеристика схемы на рис. 6.35

Из анализа амплитудной характеристики, приведенной на рис. 6.37, следует, что применение НКЭ позволило значительно расширить диапазон работы устройства, однако, нужно учитывать тот факт, что выходное напряжение НКЭ также ограничено напряжением его источников питания.

Схема НКЭ, имеющая амплитудную характеристику, показанную на рис. 6.36, приведена на рис. 6.38.

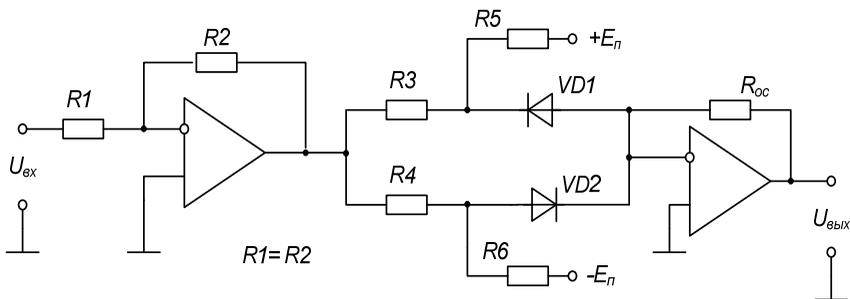


Рис. 6.38. Схема НКЭ для компенсации нелинейности типа «насыщение»

Нелинейные корректирующие элементы применяются также для стабилизации колебаний на выходах генераторов гармонических колебаний. Пример схемы генератора синусоидальных колебаний с НКЭ приведен на рис. 6.39.

Петлевой коэффициент усиления в цепи положительной обратной связи операционного усилителя зависит от амплитуды колебаний. При малых амплитудах колебаний на выходе генератора он равен

$$K_{\text{ПЕТ}} = 1 + \frac{R_4}{R_3}, \quad (6.57)$$

а при достижении напряжения стабилизации стабилитрона коэффициент усиления уменьшается до значения

$$K_{\text{ПЕТ}} = 1 + \frac{R_4 \parallel R_5}{R_3}, \quad (6.58)$$

и тем самым достигается ограничение роста амплитуды колебаний.

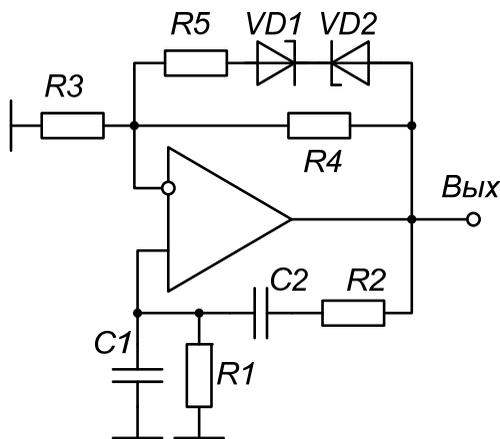


Рис. 6.39. Схема генератора гармонических колебаний с НКЭ

Следует также учитывать, что применение НКЭ для стабилизации амплитуды колебаний приводит к появлению дополнительных спектральных составляющих в выходном сигнале генератора, что, в свою очередь, является ограничивающим фактором для его применения.

7. ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ

Электронные регуляторы (ЭР) предназначены для изменения среднего и действующего значения переменного и постоянного напряжения на нагрузке или мощности нагрузки (рис. 7.1).

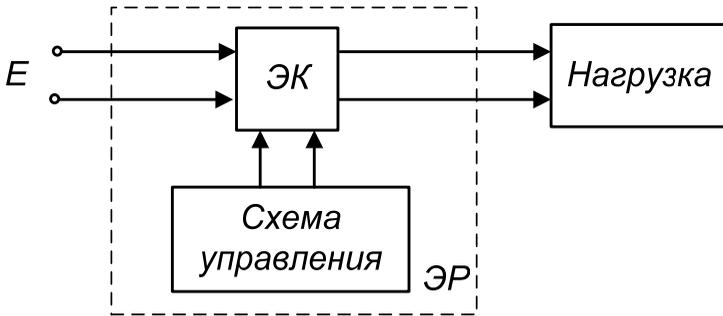


Рис. 7.1. Структурная схема электронного регулятора

Как правило, все современные электронные регуляторы строятся на основе электронных ключей (ЭК) и схем управления этими ключами. Связано это, прежде всего с тем, что применение полупроводниковых элементов, работающих в ключевом режиме, позволяет достичь высокого КПД, достигающего 95% и более.

7.1. Способы управления действующим напряжением на нагрузке

Так как силовые элементы в ЭР работают в ключевом режиме, регулирование мощности на нагрузке осуществляется за счет дискретного изменения формы или амплитуды напряжения.

Различают три способа изменения среднего и действующего значений напряжения на нагрузке:

Первый способ основан на изменении формы напряжения в течение каждого полупериода сетевого напряжения (рис. 7.2). При этом способе необходимо следить за тем, чтобы в формируемом напряжении отсутствовала постоянная составляющая, т.е. площади положительных и отрицательных полуволн напряжения на нагрузке U_n должны быть равными.

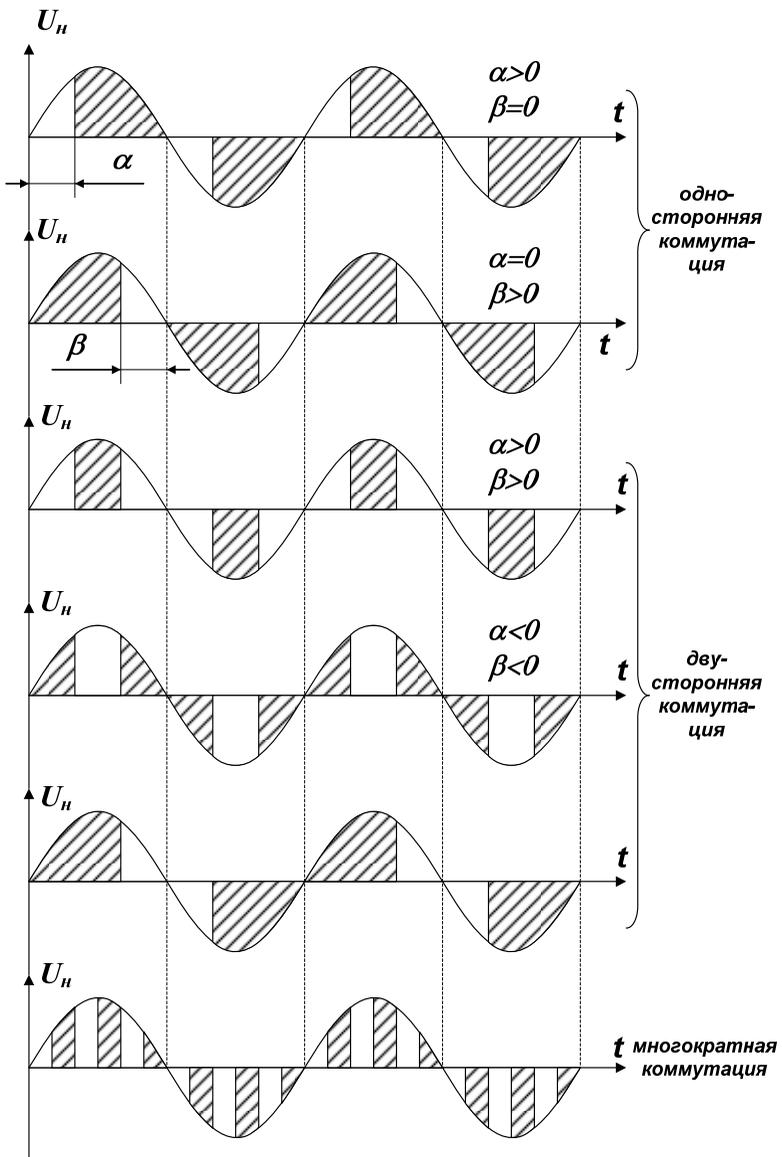


Рис. 7.2. Изменение формы питающего напряжения:

α – угол включения ЭК,

β – угол выключения ЭК

Второй способ основан на изменении числа полупериодов сетевого напряжения (рис. 7.3). Для трех графиков общим является то, что ЭК включаются и выключаются при переходе сетевого напряжения через ноль. Форма напряжения на верхнем графике соответствует время-импульсному управлению (ВИУ), при котором длительность формируемого импульса T_u является величиной постоянной, а на среднем графике соответствует широтно-импульсному управлению, при котором длительность импульса является варьируемой величиной, и на нижнем графике соответствует кодо-импульсному управлению, при котором длительность импульса и их период задаются программным путем.

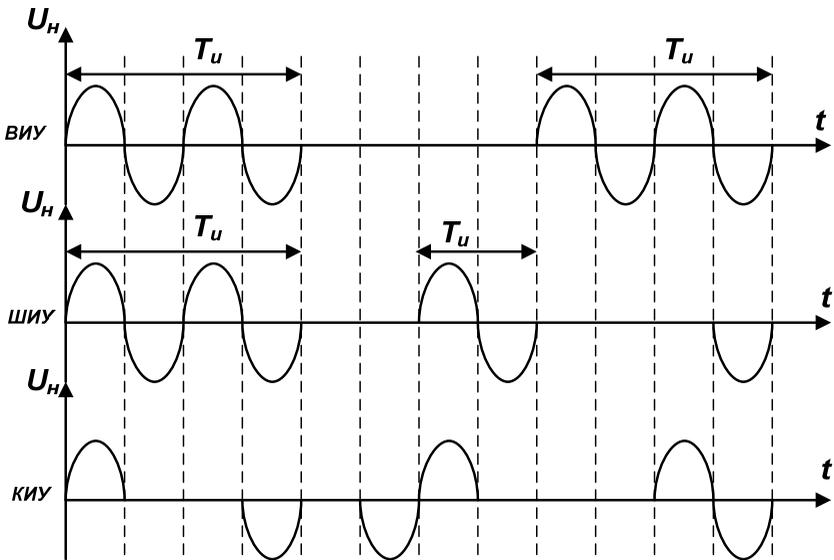


Рис. 7.3. Изменение числа полупериодов сетевого напряжения

Преимуществом второго способа является то, что при такой коммутации практически не возникает импульсных помех (благодаря включению и выключению ЭК при нулевом напряжении).

Недостатком этого способа является повышенная инерционность регулирования (из-за увеличенного периода формируемых импульсов).

Третий способ основан на изменении амплитуды сетевого напряжения. При этом способе осуществляется дискретное изменение амплитуды напряжения (рис. 7.4).

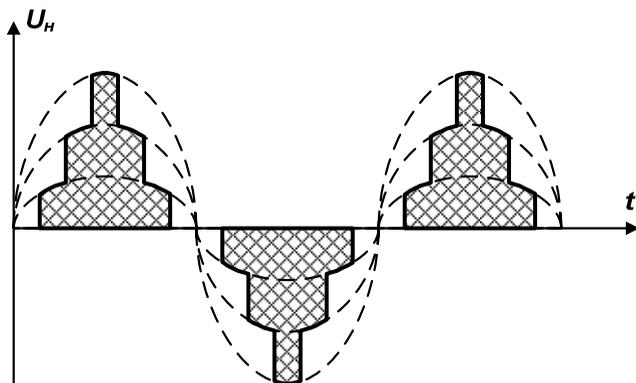


Рис. 7.4. Форма напряжения на нагрузке при дискретном изменении его амплитуды

Реализуется такое устройство на основе трансформатора и управляемых электронных ключей $S1-S3$ (рис. 7.5).

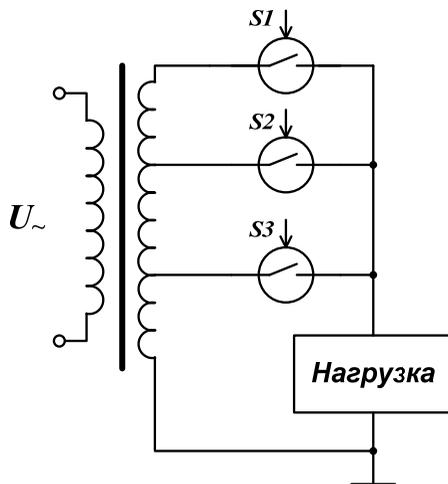


Рис. 7.5. Схема, реализующая дискретное изменение напряжения на нагрузке

К достоинству третьего способа следует отнести то, что форма напряжения на нагрузке получается близкой к синусоидальной. А к недостатку – необходимость применения трансформатора большой мощности, имеющего большие габаритные размеры и вес.

В электронных регуляторах в качестве электронных ключей применяются силовые полупроводниковые приборы: биполярные транзисторы, полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET), биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) и тиристоры.

До того, как в 70-х годах был разработан MOSFET, биполярный транзистор был единственным силовым полупроводниковым прибором [14]. Он применялся в большинстве разработок, но его эффективность была ограничена несколькими недостатками:

- необходимость большого тока базы для включения;
- наличие при запираии токового «хвоста», поскольку ток не спадает мгновенно после закрытия транзистора;
- чувствительность к температуре;
- зависимость минимального рабочего напряжения от напряжения насыщения цепи “коллектор-эмиттер”.

Когда появился полевой MOSFET, ситуация изменилась. Его характеристики отличаются от характеристик биполярных транзисторов:

- управляется не током, а напряжением;
- меньше реагирует на изменения температуры;
- рабочее напряжение MOSFET, теоретически, не имеет нижнего предела благодаря использованию многоячеистых СБИС;
- низкое сопротивление канала (до 0,003 Ом);
- широкий диапазон токов (от 0,5 до 1000 А);
- высокая частота переключения (до 500 кГц);
- рабочее напряжение до 1000 В при больших линейных и нагрузочных изменениях, тяжелых рабочих циклах и низких выходных мощностях.

MOSFET легко управляется, что свойственно транзисторам с изолированным затвором и имеет встроенный диод утечки для ограничения случайных бросков тока. Типичные применения MOSFET — импульсные источники питания с рабочими частотами выше 200 кГц и устройства заряда аккумуляторов.

Позднее, в 1985 г., был разработан биполярный транзистор с изолированным затвором IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Это

произошло почти одновременно в лабораториях фирм General Electric, в городе Schenectady (штат Нью-Йорк) и RCA в Princeton (Нью Джерси). IGBT — нечто среднее между биполярным транзистором и MOSFET. Первоначально устройство называли COMFET, GEMFET или IGFET. В прошлом десятилетии приняли название IGBT. Это устройство имеет [14]:

- малые потери в открытом состоянии при больших токах и высоких напряжениях;
- характеристики переключения и проводимость биполярного транзистора;
- управление как у MOSFET — напряжением.

В настоящее время наиболее мощным полупроводниковым прибором остается тиристор, но он уступает транзисторам по скоростным показателям – времени включения и выключения.

7.2.Взаимосвязь действующего, среднего и амплитудного значений напряжения на нагрузке

Для синусоидального сетевого напряжения

$$U(t) = U_m \sin \omega t \quad (7.1)$$

с амплитудой U_m и частотой ω среднее и действующее значения напряжений равны

$$U_{c.p} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin(\omega t) d(\omega t), \quad (7.2)$$

$$U_D = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [U_m \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)}. \quad (7.3)$$

Средняя мощность на нагрузке Z_H

$$P_{c.p} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{[U_m \sin(\omega t)]^2}{Z_H} \right] d(\omega t). \quad (7.4)$$

В случае активной нагрузки, средняя мощность

$$P_{cp} = U_{д} I_{д} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m I_m}{2}, \quad (7.5)$$

а на постоянном токе

$$P_{cp} = UI. \quad (7.6)$$

Если напряжение разложить в ряд Фурье, т.е. найти гармоники ($k=0, 1, 2, \dots, \infty$), то действующее напряжение будет равно

$$U_{д} = \sqrt{\sum_{K=0}^{\infty} U_K^2}, \quad (7.7)$$

где U_k – действующее напряжение k -ой гармоники.

На практике наиболее часто применяется односторонняя коммутация (рис. 7.6).

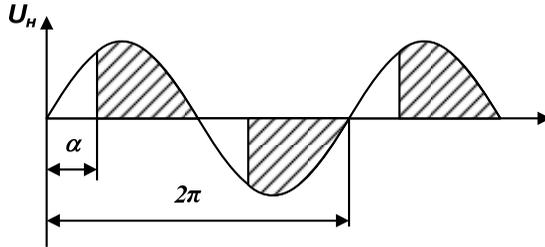


Рис. 7.6. Форма напряжения на нагрузке при α не равно нулю

Для такой формы напряжения, заменяя предел интегрирования с 0 на α в соотношениях (7.2-7.4), находим среднее напряжение

$$U_{cp}(\alpha) = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha), \quad (7.8)$$

действующее напряжение

$$U_{д}(\alpha) = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}, \quad (7.9)$$

и среднюю мощность

$$P_{cp}(\alpha) = \frac{U_m^2}{2R_H} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right). \quad (7.10)$$

На рис. 7.7 показаны различные формы напряжений на нагрузках, наиболее часто встречающихся на практике и приведены формулы, связывающие амплитудное, среднее и действующее значения напряжений.

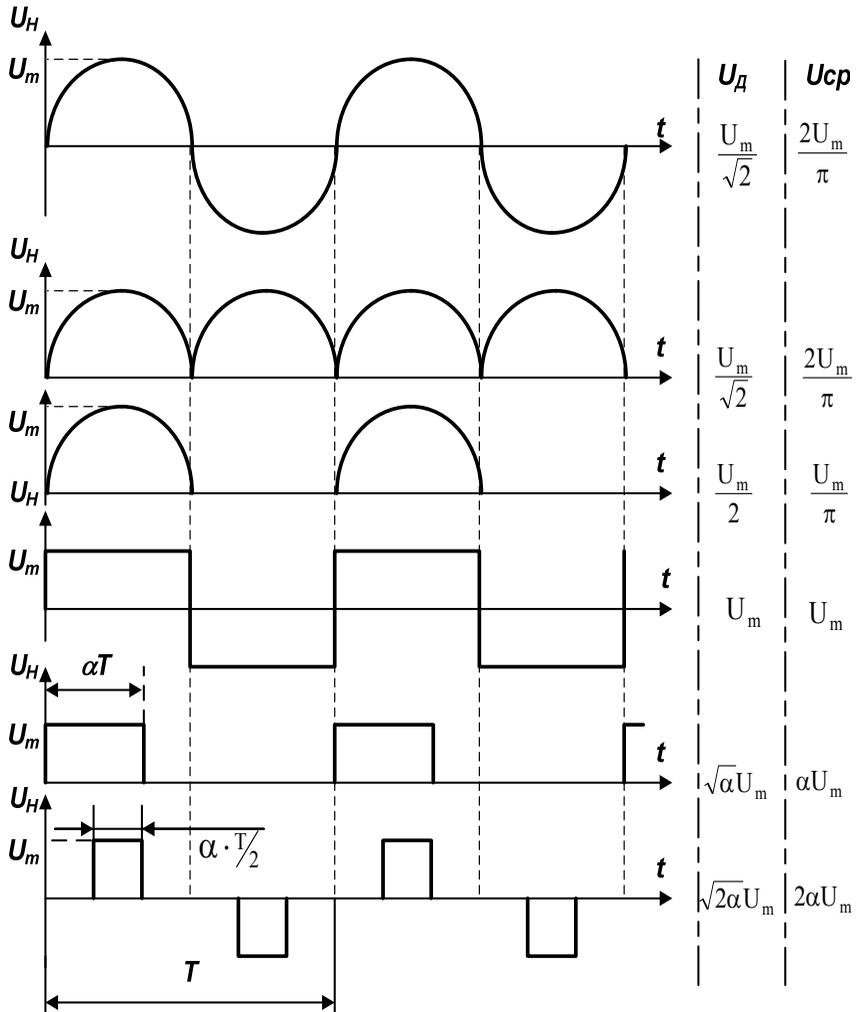
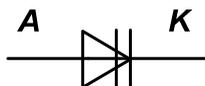


Рис. 7.7. Взаимосвязь амплитудного, действующего и среднего значений напряжений для различных форм напряжений

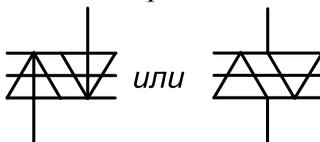
7.3. Тиристоры, вольт-амперные характеристики, назначение и классификация

Тиристором называется полупроводниковый прибор с тремя и большим числом *p-n*-переходов, предназначенный для коммутации токов в электрических цепях. В зависимости от конструктивного исполнения, а также от вида управляющего сигнала тиристоры делятся на следующие типы:

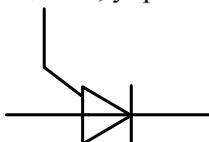
– тиристор диодный (динистор)



– тиристор диодный симметричный



– тиристор триодный, управляемый по аноду



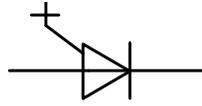
– тиристор триодный, управляемый по катоду



– тиристор триодный симметричный (симистор) - триак



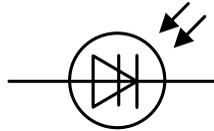
– тиристор триодный выключаемый, с управлением по аноду



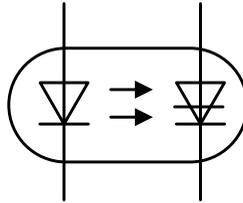
– тиристор триодный выключаемый, с управлением по катоду (запираемый тиристор)



– фототиристор



– оптрон тиристорный



На рис. 7.8 приведено схематическое изображение диодного тиристора, имеющего $p-n-p-n$ структуру.

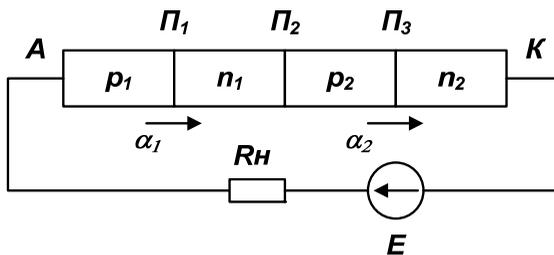


Рис. 7.8. Структурная схема динистора

Крайние p - n переходы П1 и П3 называют эмиттерными, а средний П2 – коллекторным (соответственно области p_1 и n_2 называют эмиттерными, а области n_1 и p_2 – базами). Выводы от крайних областей называют эмиттерными, а вывод от одной из средних – базовым или управляющим. Вывод, от которого прямой ток течет во внешнюю цепь, называют катодным (К), а к которому ток течет из цепи – анодным (А). Анализ процессов, происходящих в тиристоре, упрощается, если представить его в виде сочетания двух транзисторов типа p - n - p и n - p - n (рис. 7.9).

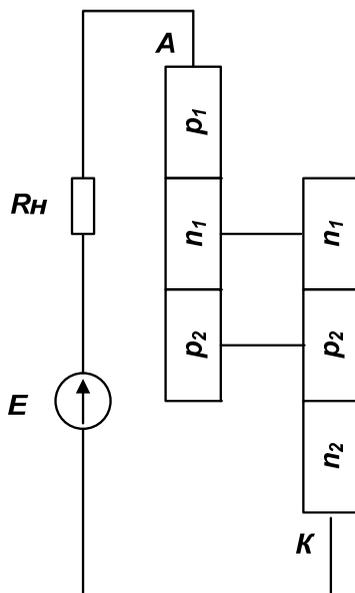


Рис. 7.9. Динистор, выполненный на основе двух биполярных транзисторов

Если к динистору приложить внешнее напряжение (E), как показано на рис. 7.2, то переходы П1 и П3 окажутся смещенными в прямом направлении, а переход П2 — в обратном. Следовательно, эмиттеры обоих транзисторов будут инжектировать неосновные носители в области базы. В результате диффузии (дрейфа) неосновные носители достигают коллекторного перехода и полем перехода затягиваются в область коллектора. Некоторая часть носителей инжек-

тированных эмиттерами рекомбинирует в базовых областях с основными носителями заряда. Обычно в транзисторах рекомбинационный ток основных носителей поступает от внешнего источника через базовый электрод. В этом случае рекомбинационный ток каждой из баз образуется из обратного тока коллекторного перехода и тока противоположного эмиттера. Тогда ток коллекторного перехода

$$I_{П2} = \alpha_1 I_{П1} + \alpha_2 I_{П3} + I_{кбо}, \quad (7.11)$$

где $I_{П1}$, $I_{П2}$, $I_{П3}$ – соответственно токи первого, второго и третьего $p-n$ переходов; а α_1 и α_2 – коэффициенты передачи токов эмиттера первого и второго эквивалентных транзисторов; $I_{кбо}$ – обратный ток коллектора первого и второго транзисторов при токах эмиттера равных нулю. Так как токи переходов равны

$$I = I_{П1} = I_{П2} = I_{П3}, \quad (7.12)$$

то ток через структуру будет равен

$$I = \frac{I_{кбо}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (7.13)$$

Известно, что коэффициент передачи тока эмиттера транзистора возрастает с увеличением тока эмиттера в результате уменьшения рекомбинационной составляющей тока эмиттера и появления электрического поля в базе транзистора. Коэффициент передачи тока эмиттера также растет при увеличении напряжения на коллекторе из-за уменьшения толщины базы и увеличения коэффициента умножения в коллекторном переходе (рис. 7.10).

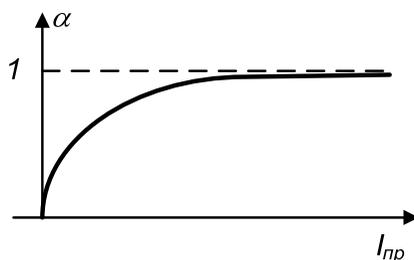


Рис. 7.10. Зависимость коэффициента передачи тока α от тока эмиттера

Таким образом, переключение динистора в открытое состояние происходит в момент выполнения условия $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ и сопровождается резким (скачкообразным) увеличением тока и уменьшением падения напряжения на полупроводнике (рис. 7.11). Напряжение на динисторе, при котором он переходит в проводящее состояние, называется напряжением переключения $U_{пер}$.

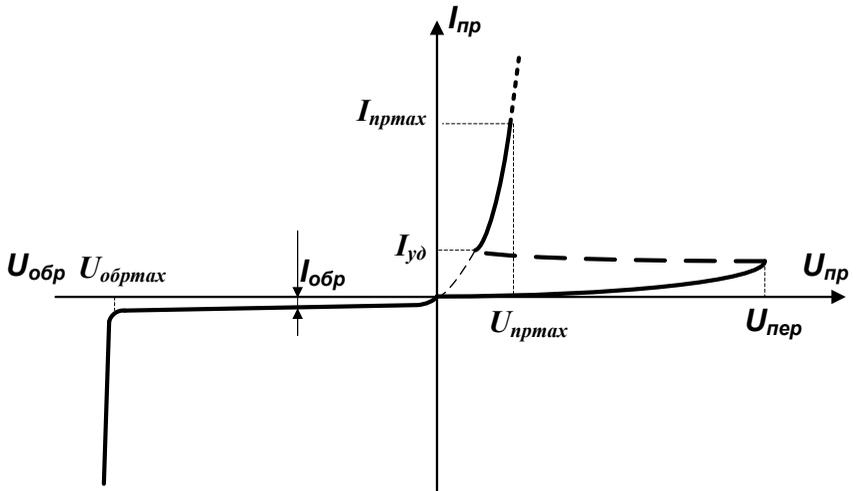


Рис. 7.11. ВАХ динистора

При постепенном снижении тока до некоторого минимального его значения, называемого током удержания $I_{уд}$, динистор остается в открытом состоянии.

Если полярность внешнего источника напряжения E изменить на противоположную, то переходы П1 и П3 окажутся смещенными в обратном направлении, а переход П2 — в прямом. В этом случае через структуру будет протекать небольшой ток, величина которого равна току обратного смещенного р-п перехода — $I_{обр}$. С увеличением $U_{обр}$ при определенном значении напряжения $U_{обрmax}$ наступает лавинный пробой, сопровождающийся резким увеличением тока.

Из приведенного выше описания следует, что динистор можно использовать в качестве неуправляемого электронного ключа, напряжение включения которого определяется $U_{пер}$. Однако на практике наиболее часто используются управляемые ключи, которые

включаются в нужный момент времени при помощи некоторой схемы управления.

Анализ выражения (7.13) показывает, что если каким-либо образом изменять α_1 или α_2 , то это приведет к изменению напряжения переключения. Оказывается, что это достаточно легко сделать, дополнив структуру динистора дополнительными выводами от внутренних областей n_1 и p_2 . Причем для управления достаточно одного дополнительного вывода. Если управляющий электрод (УЭ) делается от области n_1 , то получается триодный тиристор, управляемый по аноду, а если такой вывод делается от области p_2 , то – триодный тиристор, управляемый по катоду (рис. 7.12).

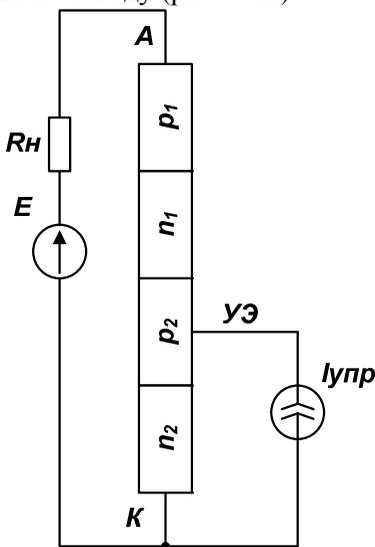


Рис. 7.12. Структура триодного тиристора

При подаче на управляющий электрод напряжения такой полярности, чтобы прилегающий к этой базе эмиттерный переход был включен в прямом направлении, через него потечет ток управления I_y . При этом увеличится инжекция из n_2 -эмиттера, что приведет к накоплению избыточных зарядов в базовых областях тиристора и к переключению его в открытое состояние при общем напряжении на тиристоре менее напряжения переключения. Следовательно, с по-

мощью тока управления можно изменять напряжение переключения тиристора (рис. 7.13).

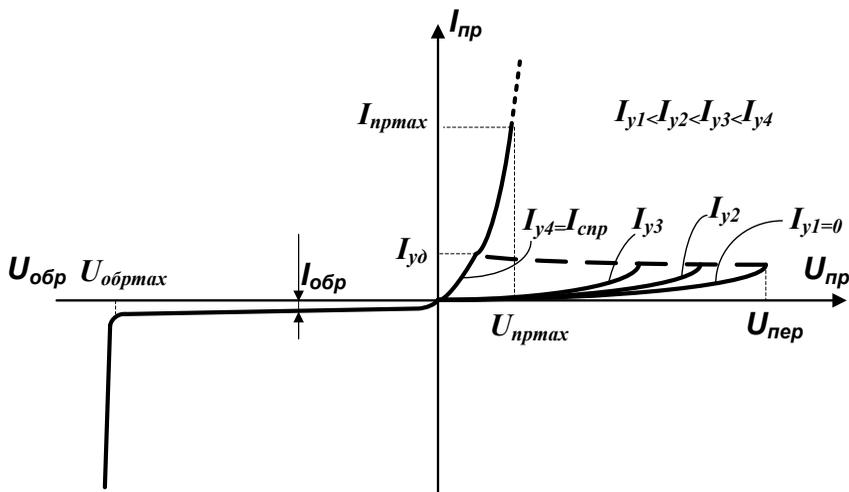


Рис. 7.13. ВАХ тиристора

Ток на управляющем электроде тиристора, при котором его ВАХ вырождается в ВАХ обычного диода, называется током спрямления - $I_{спр}$.

Симистор (или "триак" - от англ. triac) – полупроводниковый элемент, предназначенный для коммутации нагрузки в сети переменного тока. Он представляет собой "двунаправленный тиристор" и имеет три электрода: один управляющий (называемый также затвором - G) и два основных (УК – условный катод и УА – условный анод) для пропускания рабочего тока. Особенностью симистора является способность проводить ток как от анода к катоду, так и в обратном направлении.

Структура симистора представлена на рис. 7.14. В отличие от тиристоров, триак может управляться как положительным, так и отрицательным током между управляющим электродом и выводом условного катода. Это свойство позволяет симистору работать во всех четырёх квадрантах, как показано на рис. 7.15 (плюс и минус обо-

значают полярность затвора). Для управления режимом работы симистора используется низковольтный сигнал, подаваемый на управляющий электрод симистора. При подаче напряжения на управляющий электрод симистор переходит из закрытого состояния в открытое и пропускает через себя ток.

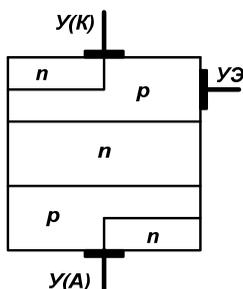


Рис. 7.14. Структура симистора

Симистор открывается, если через управляющий электрод проходит отпирающий ток или если напряжение между его электродами УК и УА превышает некоторую максимальную величину, равную напряжению переключения $U_{пер}$. В режиме переменного питания смена состояний симистора вызывается изменением полярности напряжения на рабочих электродах УК и УА.

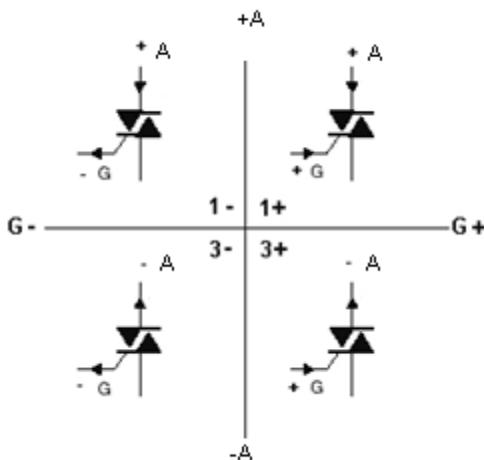


Рис. 7.15. Спецификация квадрантов

В стандартных цепях управления фазой переменного тока полярности сигналов затвора и вывода условного анода всегда одинаковы. Это означает, что управление производится всегда в 1+ и 3-квadrантах, в которых коммутирующие параметры симистора одинаковы, т.е. положительному напряжению на аноде соответствует положительное значение тока через УЭ, и наоборот - рис. 7.16.

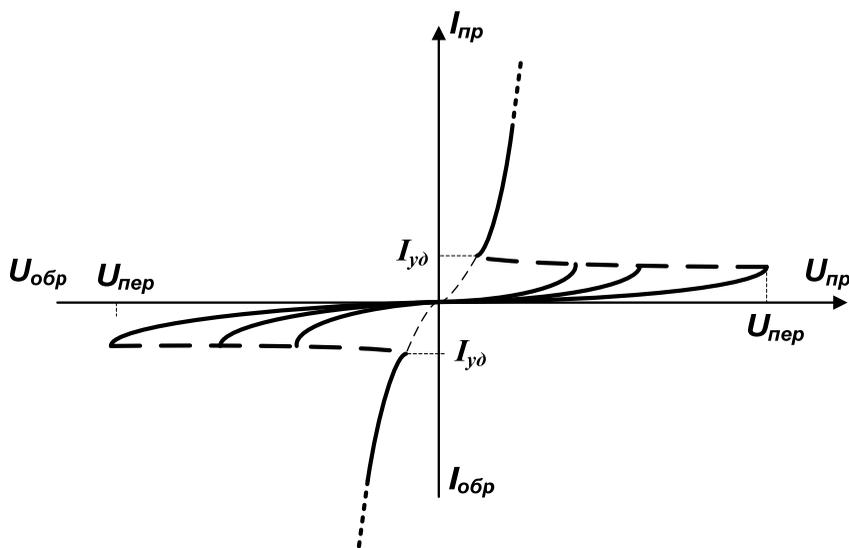


Рис. 7.16. ВАХ симистора

Симистор накладывает ряд ограничений при использовании. Ограничения касаются скорости изменения напряжения (dV/dt) между выводами УК и УА, а также скорости изменения рабочего тока di/dt .

Действительно, во время перехода симистора из закрытого состояния в проводящее, внешней цепью может быть вызван значительный ток. В то же время мгновенного падения напряжения на выводах симистора не происходит. Следовательно, одновременно будут присутствовать напряжение и ток, развивающие мгновенную мощность, которая может достигнуть значительных величин. Энергия, рассеянная в малом пространстве, вызовет резкое повышение температуры *p-n* переходов. Если критическая температура будет

превышена, то произойдет разрушение симистора, вызванное чрезмерной скоростью нарастания тока di/dt .

Ограничения также распространяются на изменение напряжения двух категорий: на dV/dt применительно к закрытому симистору и на dV/dt при открытом симисторе (последнее также называется скоростью переключения).

Чрезмерная скорость нарастания напряжения, приложенного между выводами УК и УА закрытого симистора, может вызвать его открытие при отсутствии сигнала на управляющем электроде. Это явление вызывается внутренней емкостью симистора. Ток заряда этой емкости может быть достаточным для отпирания симистора. Однако не это является основной причиной несвоевременного открытия. Максимальная величина dV/dt при переключении симистора, как правило, очень мала, и слишком быстрое изменение напряжения на выводах симистора в момент его запираания может тотчас же повлечь за собой новое включение. Таким образом, симистор заново отпирается, в то время как должен закрыться.

Более подробную информацию об устройствах симисторов и принципах их работы можно найти в [4, 13].

К основным параметрам тиристоров, устанавливаемым ГОСТ 20332-84, относятся параметры предельно допустимых режимов в закрытом состоянии, в обратном непроводящем состоянии, в открытом состоянии и по цепи управления, а также динамические и тепловые параметры:

- постоянное напряжение в закрытом состоянии $U_{зс}$ – наибольшее прямое напряжение, которое может быть приложено к прибору и при котором он находится в закрытом состоянии;
- импульсное неповторяющееся напряжение в закрытом состоянии $U_{зс, \text{нп}}$ – наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося напряжения на аноде, не вызывающее его переключение из закрытого состояния в открытое;
- постоянное обратное напряжение $U_{обр}$ – наибольшее напряжение, которое может быть приложено к прибору в обратном направлении;
- обратное напряжение пробоя $U_{проб}$ – обратное напряжение прибора, при котором обратный ток достигает заданного значения;
- напряжение переключения $U_{прк}$ – прямое напряжение, соответствующее точке переключения (перегиба вольт-амперной характеристики);

- напряжение в открытом состоянии U_{oc} – падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии;
- импульсное напряжение в открытом состоянии $U_{oc, n}$ – наибольшее мгновенное значение напряжения в открытом состоянии, обусловленное импульсным током в открытом состоянии заданного значения;
- импульсное отпирающее напряжение $U_{от, n}$ – наименьшая амплитуда импульса прямого напряжения, обеспечивающая переключение (динистора, тиристора) из закрытого состояния в открытое;
- постоянное отпирающее напряжение управления $U_{y, от}$ – напряжение между управляющим электродом и катодом тринистора, соответствующее отпирающему постоянному току управления;
- импульсное отпирающее напряжение управления $U_{y, от, n}$ – импульсное напряжение на управляющем электроде, соответствующее импульсному отпирающему току управления;
- неотпирающее постоянное напряжение управления $U_{y, нот}$ – наибольшее постоянное напряжение на управляющем электроде, вызывающее переключение тринистора из закрытого состояния в открытое;
- повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии $U_{зс, n}$ – наибольшее мгновенное значение напряжения в закрытом состоянии, прикладываемого к тиристор, включая только повторяющиеся переходные напряжения;
- повторяющееся импульсное напряжение $U_{обр, n}$ – наибольшее мгновенное значение обратного напряжения, прикладываемого к тиристор, включая только повторяющиеся переходные напряжения;
- запирающее постоянное напряжение управления $U_{y, з}$ – постоянное напряжение управления тиристора, соответствующее запирающему постоянному току управления;
- запирающее импульсное напряжение управления $U_{y, з, n}$ – импульсное напряжение управления тиристора, соответствующее запирающему току управления;
- незапирающее постоянное напряжение $U_{y, нз}$ – наибольшее постоянное напряжение управления, не вызывающее выключение тиристора;
- пороговое напряжение $U_{пор}$ – значение напряжения тиристора, определяемое точкой пересечения линии прямолинейной ап-

проксимации характеристики открытого состояния с осью напряжения;

- постоянный ток в закрытом состоянии $I_{зс}$ – ток в закрытом состоянии при определенном прямом напряжении;
- средний ток в открытом состоянии $I_{ос, ср}$ – среднее за период значение тока в открытом состоянии;
- постоянный обратный ток $I_{обр}$ – обратный анодный ток при определенном значении обратного напряжения;
- ток переключения $I_{прк}$ – ток через тиристор в момент переключения ($U_{прк}$ и $I_{прк}$ указываются только для динисторов);
- повторяющийся импульсный ток в открытом состоянии $I_{ос, п}$ – наибольшее мгновенное значение тока в открытом состоянии, включая все повторяющиеся переходные токи;
- постоянный ток в открытом состоянии $I_{ос}$ – наибольшее значение тока в открытом состоянии;
- повторяющийся импульсный ток в открытом состоянии $I_{ос, п}$ – наибольшее мгновенное значение тока в открытом состоянии, включая все повторяющиеся переходные токи;
- повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии $I_{зс, п}$ – импульсный ток в закрытом состоянии, обусловленный повторяющимся импульсным напряжением в закрытом состоянии;
- повторяющийся импульсный обратный ток $I_{обр, п}$ – обратный ток, обусловленный повторяющимся импульсным обратным напряжением;
- отпирающий постоянный ток управления $I_{у, от}$ – наименьший постоянный ток управления, необходимый для включения тиристора (из закрытого состояния в открытое);
- отпирающий ток управления $I_{у, от, п}$ – наименьший импульсный ток управления, необходимый для включения тиристора;
- запирающий импульсный ток управления $I_{у, з, п}$ – наибольший импульсный ток управления, не вызывающий включения тиристора;
- ток удержания $I_{уд}$ – наименьший прямой ток тиристора, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии;
- ток включения тиристора $I_{вкл}$ – наименьший основной ток, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии после окончания импульса тока управления после переключения тиристора из закрытого состояния в открытое;

- запираемый ток тиристора I_z – наибольшее значение основного тока, при котором обеспечивается запираение тиристора по управляющему электроду;
- средняя рассеиваемая мощность P_{cp} – сумма всех средних мощностей, рассеиваемых тиристорами;
- время включения тиристора $t_{y, \text{вкл}}$, $t_{z, \text{вкл}}$ – интервал времени, в течение которого тиристор включается отпирающим током управления или переключается из закрытого состояния в открытое импульсным отпирающим током;
- время нарастания $t_{y, \text{нпр}}$, $t_{нр}$ – интервал времени между моментом, когда основное напряжение понижается до заданного значения, и моментом, когда оно достигает заданного низкого значения при включении тиристора отпирающим током управления или переключении импульсным отпирающим напряжением;
- время выключения $t_{\text{выкл}}$ – наименьший интервал времени между моментом, когда основной ток тиристора после внешнего переключения основных цепей понизится до нуля, и моментом, в который определенное основное напряжение проходит через нулевое значение без переключения тиристора;
- критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии $(U_{zc}/dt)_{кр}$ – наибольшее значение скорости нарастания напряжения в закрытом состоянии, которое не вызывает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое;
- критическая скорость нарастания коммутационного напряжения $(U_{zc}/dt)_{ком}$ – наибольшее значение скорости нарастания основного напряжения, которое после нагрузки током в открытом состоянии или обратном проводящем состоянии в противоположном направлении не вызывает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое.

Роль каждого из перечисленных параметров в большей или меньшей мере зависит от конкретной схемы включения тиристора.

Численные значения основных параметров различных типов тиристорov лежат в следующих пределах:

- напряжение переключения $-10 [В] \div 10 [кВ]$;
- падение напряжение на открытом тиристоре $0,5 \div 2 [В]$;
- максимальный прямой ток $- 100 [мА] \div 20 [кА]$;
- обратное напряжение $U_{обр} - 10 [В] \div 10 [кВ]$;
- ток удержания $- 10 \div 100 [мА]$;

- рассеиваемая мощность – $1 \div 500$ [Вт].
- время включения – десятки микросекунд;
- время выключения – десятки, сотни микросекунд.

7.3.1. Способы управления тиристорами

Практически включение тиристорov осуществляется одним из следующих способов:

- увеличением прямого напряжения до $U_{\text{ПЕР}}$;
- увеличением тока управления I_y ;
- подачей импульса напряжения с крутым фронтом и величиной ниже напряжения переключения на постоянном токе.

Для перехода тиристора из открытого состояния в закрытое необходимо уменьшить основной ток ниже тока удержания $I_{\text{уд}}$. Это можно осуществить одним из следующих способов:

- разрывом цепи основного тока;
- снижением напряжения до величины, при которой ток станет меньше тока удержания;
- сменой полярности напряжения;
- пропуском кратковременного импульса тока обратного направления, например, от предварительно заряженного конденсатора.

Отдельные типы тиристорov можно выключить, подав на управляющий электрод импульс обратной полярности (запираемые тиристоры). В обычных тиристорах этого делать нельзя, так как ток управления должен быть равен основному току, а это может привести к пробоем эмиттерного перехода.

В зависимости от вида сигнала, подаваемого на управляющий электрод, различают три основных способа управления тиристорами: амплитудный, фазовый и широтно-импульсный [15].

Амплитудный способ основан на зависимости напряжения включения (переключения) тиристора от тока, протекающего через управляющий электрод. Такой способ управления применим только при питании тиристора переменным напряжением, мгновенное значение которого изменяется в течение полупериода (рис. 7.17).

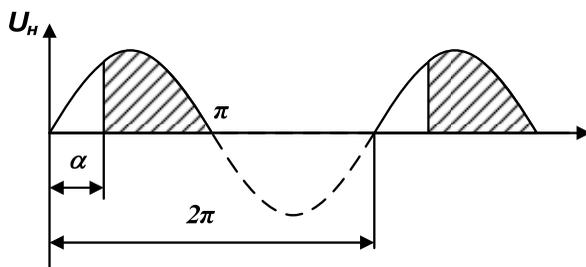


Рис. 7.17. Форма напряжения на нагрузке при амплитудном методе управления тиристором

Изменяя ток управления, можно изменять угол отпирания тиристора в пределах $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$. При этом достигается двукратное управление напряжения на нагрузке.

Схема управления при амплитудном способе управления получается наиболее простая. Однако на практике этот способ используется достаточно редко из-за присущих ему недостатков:

- ограниченный диапазон регулировки напряжения нагрузки – $\alpha=0 \div 90^\circ$;
- неоднозначность характеристик “вход-выход” из-за разброса входных характеристик;
- зависимость напряжения переключения от температуры тиристора;
- увеличенные потери в тиристоре из-за постоянного протекания тока через управляющий электрод.

Фазовый способ основан на изменении фазы управляющего сигнала относительно фазы напряжения питающего анодную цепь тиристора. В свою очередь, фазовый способ подразделяется на амплитудно-фазовый и фазоимпульсный.

Амплитудно-фазовый способ основан на подаче на управляющий электрод тиристора синусоидального сигнала сдвинутого по фазе относительно анодного напряжения. При этом способе получаются лучшие регулировочные характеристики, так как обеспечивается изменение угла включения тиристора в диапазоне $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$, а недостатки такие же, как и при амплитудном способе.

Фазоимпульсный способ основан на подаче на управляющий электрод отпирающего импульса, сдвинутого по фазе относительно анодного напряжения.

Этот способ имеет следующие достоинства:

- широкая регулировочная характеристика $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$;
- момент включения тиристора строго определен моментом подачи импульса (момент включения тиристора не зависит от разброса его параметров);
- малая мощность управляющего импульса.

Широтно-импульсный способ основан на изменении соотношения между длительностью открытого и закрытого состояния тиристора.

При этом способе подача на управляющий электрод импульсов может быть в момент перехода анодного напряжения через ноль или многократно за каждый период анодного напряжения.

Широтно-импульсное управление применяется в тиристорных усилителях с выходом на постоянном и переменном токе.

7.3.2. Схемы управления тиристорами

Схема с амплитудным способом управления тиристором приведена на рис. 7.18. Амплитудный способ основан на изменении напряжения переключения тиристора при изменении протекающего тока через управляющий электрод – рис. 7.13. Одна из возможных принципиальных схем для этого способа показана на рис. 7.19.

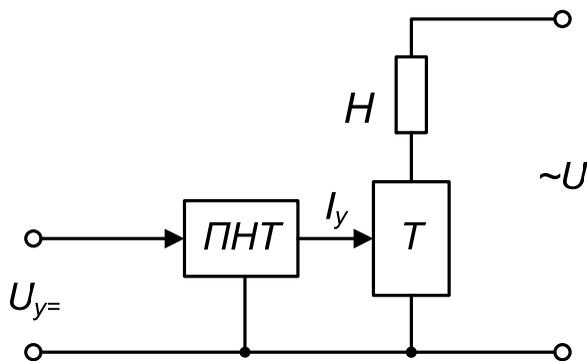


Рис. 7.18. Структурная схема с амплитудным способом управления тиристора: T – тиристор, H – нагрузка, $U_{y=}$ – управляющее напряжение, $\sim U$ – напряжение сети, ПНТ – преобразователь “напряжение-ток”

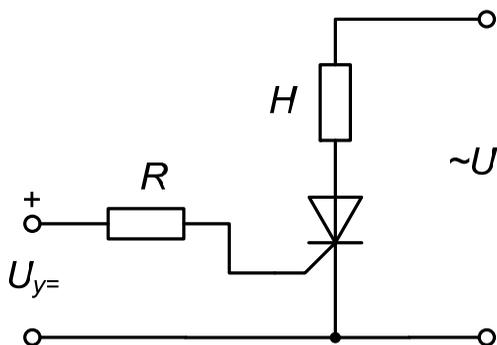


Рис. 7.19. Принципиальная схема управления тиристором для амплитудного способа

Схема с фазоимпульсным способом управления тиристора показана на рис. 7.20. Принцип действия схемы основан на сравнении переменного (пилообразного или треугольного) и постоянного напряжения управления и на основании этого сравнения формирования импульсов управления.

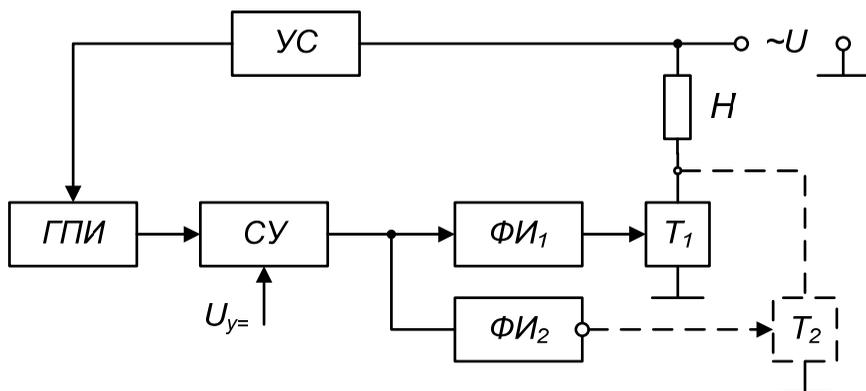


Рис. 7.20. Схема с фазоимпульсным способом управления тиристором: УС – устройство синхронизации, ГПИ – генератор пилообразных импульсов, СУ – сравнивающее устройство, ФИ₁, ФИ₂ – формирователи импульсов, T₁, T₂ – тиристоры, H – нагрузка

Выходной сигнал генератора пилообразных импульсов $U_{ГПИ}$ в каждом полупериоде сетевого напряжения синхронизируется с переходами напряжения через ноль (рис. 7.21).

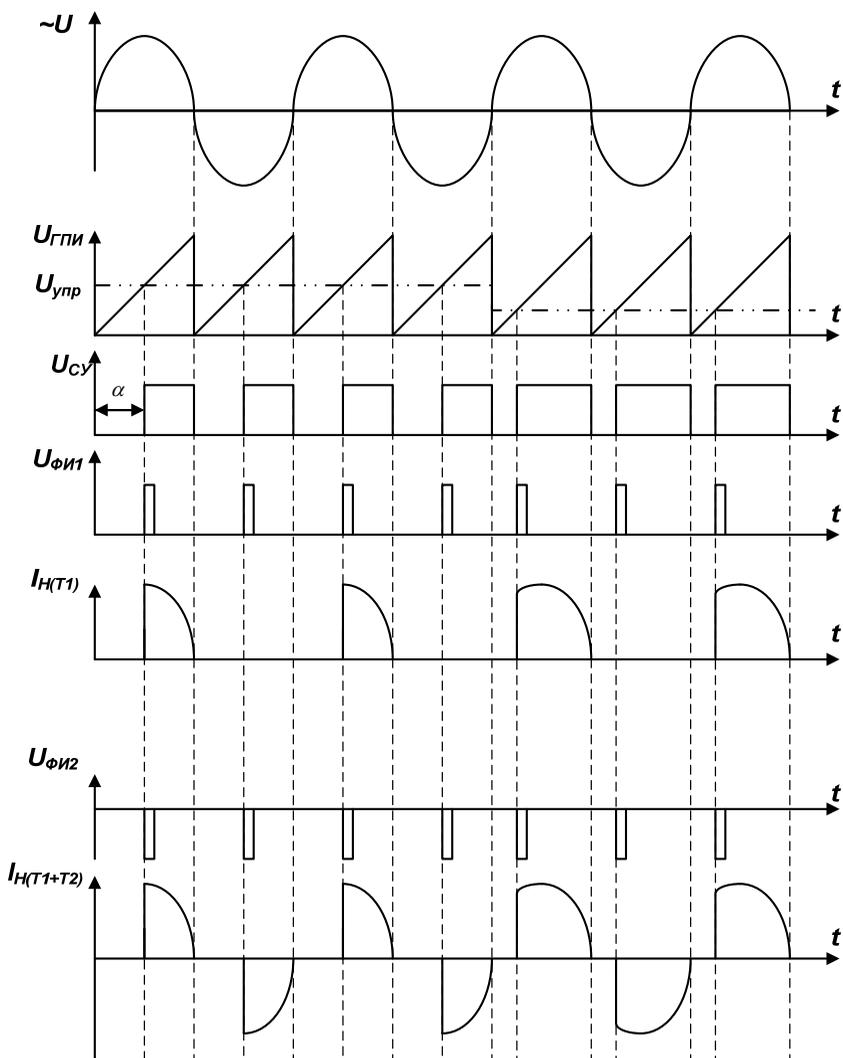


Рис. 7.21. Временные диаграммы сигналов в схеме на рис. 7.20

На сравнивающее устройство подается пилообразное напряжение с выхода ГПИ и постоянное напряжение управления ($U_{уп}$ на рис. 7.20). В результате сравнения этих напряжений на выходе сравнивающего устройства формируется импульс $U_{сy}$, фронт которого

смещен относительно перехода через ноль сетевого напряжения на определенный фазовый угол α . Этим углом можно управлять, изменяя величину управляющего напряжения. С целью улучшения энергетических характеристик схемы (т.е. с целью уменьшения рассеиваемой мощности на тиристоре) в схеме установлен формирователь управляющих импульсов – Т1, который формирует импульс $U_{\Phi И1}$ с определенной длительностью, определяемой временем включения тиристора. Для надежного включения тиристора этот импульс по времени должен быть чуть больше времени включения тиристора.

Для работы при отрицательной полуволне сетевого напряжения можно применить второй тиристор Т2, как это показано на рис. 7.20, или вместо Т1 включить симистор. Для получения аналогичной регулировочной характеристики для симистора нужно сформировать управляющие сигналы, показанные на рис. 7.22.

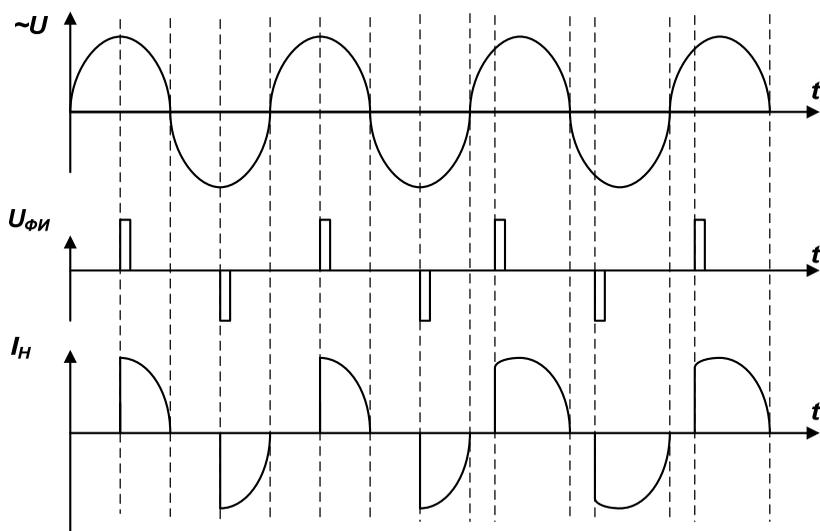


Рис. 7.22. Управляющие импульсы $U_{\Phi И}$ для симистора

Схема управления тиристором с помощью фазосдвигающих устройств состоит из делителя напряжения (Д), фазосдвигающего устройства (ФСУ), сравнивающего устройства (СУ) и формирователя импульсов (ФИ) (рис. 7.23).

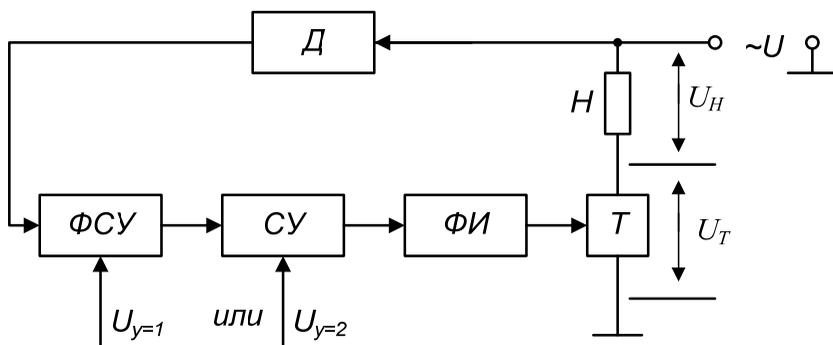


Рис. 7.23. Схема управления тиристором с помощью фазосдвигающих устройств: Д – делитель напряжения, ФСУ – фазосдвигающее устройство, СУ – схема сравнения, ФИ – формирователь импульсов, $U_{y=1}$ и $U_{y=2}$ – управляющие напряжения

Работа схемы основана на смещении синусоидального сетевого напряжения с помощью ФСУ на определенный фазовый угол, а затем в сравнении его с постоянным напряжением управления. В результате на выходе схемы сравнения формируются управляющие импульсы $U_{СУ}$. Назначение формирователя импульсов такое же, как и в предыдущей схеме. В этой схеме положением переднего фронта импульса управления $U_{ФИ}$ можно управлять, подавая напряжение управления $U_{y=1}$ на ФСУ или $U_{y=2}$ на СУ.

Временные диаграммы напряжений, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 7.24.

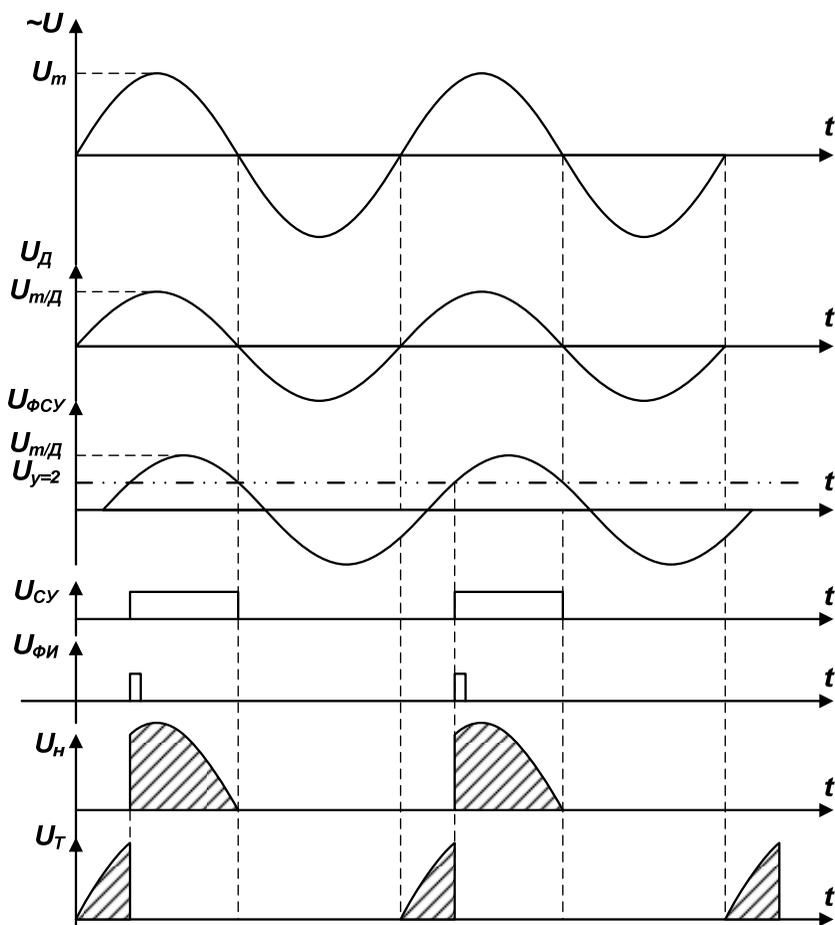


Рис. 7.24. Временные диаграммы сигналов в схеме на рис. 7.23

Схема управления тиристором при работе на постоянном токе приведена на рис. 7.25. Если на переменном токе тиристор при смене полярности сетевого напряжения сам перейдет в выключенное состояние, то такой возможности при работе на постоянном токе нет. Поэтому при работе тиристора на постоянном напряжении применяют принудительную коммутацию, которая позволяет уменьшить ток через тиристор до уровня меньшего тока удержания (рис. 7.25).

В этой схеме задающий генератор вырабатывает два импульса одновременно. Один из них поступает на вход ИИЭ, на выходе которого формируется мощный импульс тока отрицательной полярности. Этот ток, суммируясь с анодным током тиристора, уменьшает его до нулевого значения.

Импульс с другого выхода ЗГ является синхронизирующим для ГПИ, на выходе которого формируется линейно нарастающее напряжение. Это напряжение непрерывно сравнивается с постоянным напряжением управления и как только они сравниваются, на выходе СУ формируется импульс управления тиристором.

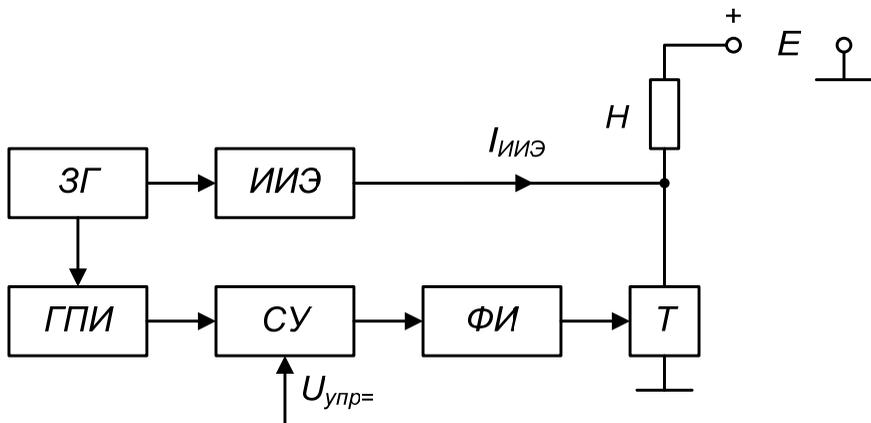


Рис. 7.25. Схема управления тиристором при работе на постоянном токе: ЗГ – задающий генератор, ИИЭ – импульсный источник энергии, ГПИ – генератор пилообразных импульсов, СУ – сравнивающее устройство, ФИ – формирователь импульсов

Импульсный источник энергии это либо электронный ключ с конденсатором, который подключает заряженный конденсатор к цепи тиристора, а конденсатор, разряжаясь, снижает анодный ток до нуля или до отрицательного значения, либо электронный ключ с колебательным контуром. При подключении колебательного контура анодный ток тиристора также уменьшается до нуля [15].

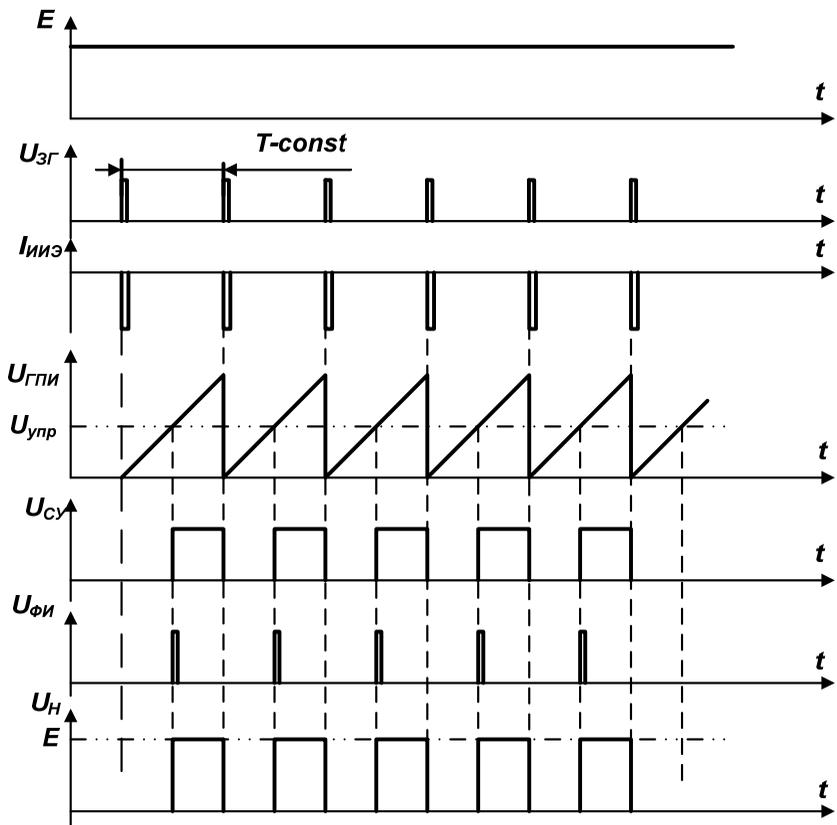


Рис. 7.25. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме на рис. 7.24

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Иванов Ю.И. Программа и контрольные задания по курсу “Электронные устройства автоматики”. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2001. – 24 с.
2. Подлесный Н.И., Рубанов В.Г. Элементы систем автоматического управления и контроля: Учебник. – К.: Выща шк., 1991. – 461 с.
3. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Каталог. – М.: ЦНИИТЭИ приборостр., 1975.
4. Справочник по средствам автоматики / Под ред. В.Э. Низэ и Н.В. Антика. М.: Энергоатомиздат, 1983. – 504 с.
5. Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС / Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
6. Бабииков М.А., Косинский А.В. Элементы и устройства автоматики. Учебное пособие. – М.: Высшая школа. 1975. – 464 с.
7. Григорьев В.С., Гришин С.В. Методическая разработка к выполнению курсовой работы “Преобразователи напряжение-частота” по курсу “Электронные и электромагнитные устройства информационно-измерительной техники”. – Таганрог: ТРТУ, 1996. – 48 с.
8. <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/adc/index.htm>
9. <http://www.efo.ru/doc/Silabs/Silabs.pl?2089>
10. <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/doc/dac/index.htm>
11. Аллен Ф., Санчес-Синенсио Э. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами / Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 576 с.
12. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1456.pdf
13. Симисторы (триаки) компании NXP Semiconductors – лучшее решение для управления нагрузкой – <http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/publ/other/triak.htm>
14. WIKI. IGBT. <http://ru.wikipedia.org/wiki/IGBT>
15. Техническая кибернетика. Устройства и элементы систем автоматического управления и регулирования. Книга 2. Усилительные устройства, корректирующие элементы и устройст-

- ва / Под. ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1975. – 687 с.
16. Иванов Ю.И., Чернов Н.И., Югай В.Я. Микропроцессорные системы управления. Учебное пособие. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – 321 с.
 17. В.П. Тепин. Программа и контрольные задания по курсу “Элементы и устройства автоматики”. – Таганрог: ТРТИ, 1984. – 13 с.
 18. Сигорский В.П., Петренко А.И. Алгоритмы анализа электронных схем. – М., "Сов. радио", 1976. – 608 с.

Иванов Юрий Иванович
Югай Владислав Яковлевич

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Учебное пособие

Ответственный за выпуск Иванов Ю.И.
Редактор Кочергина Т.Ф.
Корректоры: Надточий З.И., Чиканенко Л.В.

ЛР №020565 от 23.06.97 г.
Формат 60x84 1/16.
Офсетная печать.
Заказ № 340

Подписано к печати 7.11.10
Бумага офсетная.
Усл.п.л. -15. Уч.-изд.л. – 14,5.

Тираж 100 экз.

«С»

Издательство Технологического института
Южного федерального университета
ГСП 17 А, Таганрог, 28, Некрасовский, 44

Типография Технологического института
Южного федерального университета
ГСП 17 А, Таганрог, 28, Энгельса, 1