

**Санкт-Петербургский Государственный
Политехнический Университет**

Факультет Технической Кибернетики

Н.Н. Балтруков Ю.Д. Кочетков

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
И
ЭЛЕКТРОНИКА**

Часть 1

**Санкт-Петербург
2011**

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

ФАКУЛЬТЕТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КИБЕРНЕТИКИ

Н.Н. Балтруков Ю.Д. Кочетков

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Часть 1

**Санкт- Петербург
2011**

УДК 621.382: 681.335 (075.8)

Балтруков Н.Н., Кочетков Ю.Д. Электротехника и электроника. Ч.1.: Учебное пособие. СПб.: Факультет технической кибернетики СПбГПУ, 2011. 106 с.

Учебное пособие по курсу «Электротехника и электроника» предназначено для бакалавров направлений «Автоматизация и управление» и «Информатика и вычислительная техника». Пособие по курсу состоит из двух частей, читаемых соответственно на 3-м и 4-м семестрах обучения. Первая часть в основном посвящена обзорным и общим вопросам курса, а также простейшим электронным устройствам. Во второй части рассматриваются вопросы использования операционных усилителей для построения различных электронных устройств автоматики и вычислительной техники.

Дополнительно в приложении приведены основы использования метода сигнальных направленных графов для анализа процессов и расчета электронных схем.

Печатается по решению методического совета факультета технической кибернетики.

© Санкт-Петербургский государственный
политехнический университет, 2011

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ	2
1. ВВЕДЕНИЕ В ПРЕДМЕТ	5
2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ	7
2.1. Определение сигнала.....	7
2.2. Основные типы сигналов.....	7
2.3. Практическое применение теоремы Котельникова	10
2.4. Основные характеристики сигналов	11
3. СТРУКТУРНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	13
4. МЕТОДЫ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ	15
4.1. Общие положения	15
4.2. Идеальные элементы, основные соотношения	15
4.3. Основные законы электрических цепей	17
4.4. Обзор методов расчета электрических цепей	18
4.4.1. Анализ электрических цепей на постоянном токе.....	19
4.4.2. Анализ электрических цепей при воздействии гармонического сигнала	20
4.4.3. Анализ цепей под воздействием импульсного сигнала	23
5. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ	28
5.1. Коэффициенты передачи. Входное и выходное сопротивления	28
5.2. Амплитудная характеристика	29
5.3. Амплитудно-частотная характеристика устройства	31
5.4. Согласование электронных устройств при их последовательном включении	34
6. ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ЭЛЕМЕНТЫ	37
6.1. Классификация электронных компонентов и элементов	37
6.2. Основные параметры пассивных компонентов.....	37
7. ПРОСТЕЙШИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ ...	39
7.1. Полупроводники и полупроводниковый переход.....	39
7.2. Полупроводниковые диоды	43
7.3. Применение полупроводниковых диодов	45
7.3.1. Силовые выпрямители	45
7.3.2. Схемы ограничителей на основе диодов	48
7.4. Специальные типы диодов и их применение.....	50
7.4.1. Применение стабилитронов	50
7.4.2. Светодиоды и их применение	52
7.4.3. Фотодиоды и их применение	53
7.4.4. Диоды Шоттке и их применение	54
8. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	56
8.1. История создания, изобретатели.....	56
8.2. Классификация полупроводниковых транзисторов	56

8.3. Биполярные транзисторы, принцип действия, модели, основные характеристики и параметры	57
8.4. Полевые транзисторы с управляющим PN-переходом.....	62
8.5. Полевые транзисторы со структурой МДП.....	63
9. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ	68
9.1 Анализ работы транзисторного каскада	68
9.2 Анализ работы биполярного транзистора в ключевом режиме	71
9.3. Ключи на полевых транзисторах	75
10. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ	79
10.1. Общие положения	79
10.2. Однокаскадный усилитель переменного тока, типовой транзисторный усилительный каскад.....	80
10.3. Усилительный каскад с отрицательной обратной связью, эмиттерный повторитель	87
10.4. Однокаскадный усилитель постоянного тока, дифференциальный каскад.....	88
11. ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ, УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ	92
12. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ.....	95
12.1. Динисторы	95
12.2. Тиристоры	98
12.3. Симисторы (триаки).....	100
12.4. Специальные типы транзисторов	100
РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА.....	103
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	104

1. ВВЕДЕНИЕ В ПРЕДМЕТ

Для пояснения предмета изучения в курсе «Электротехника и электроника» рассмотрим типовую структурную схему системы автоматического управления (САУ) некоторым технологическим процессом, представленную на рисунке 1.1.

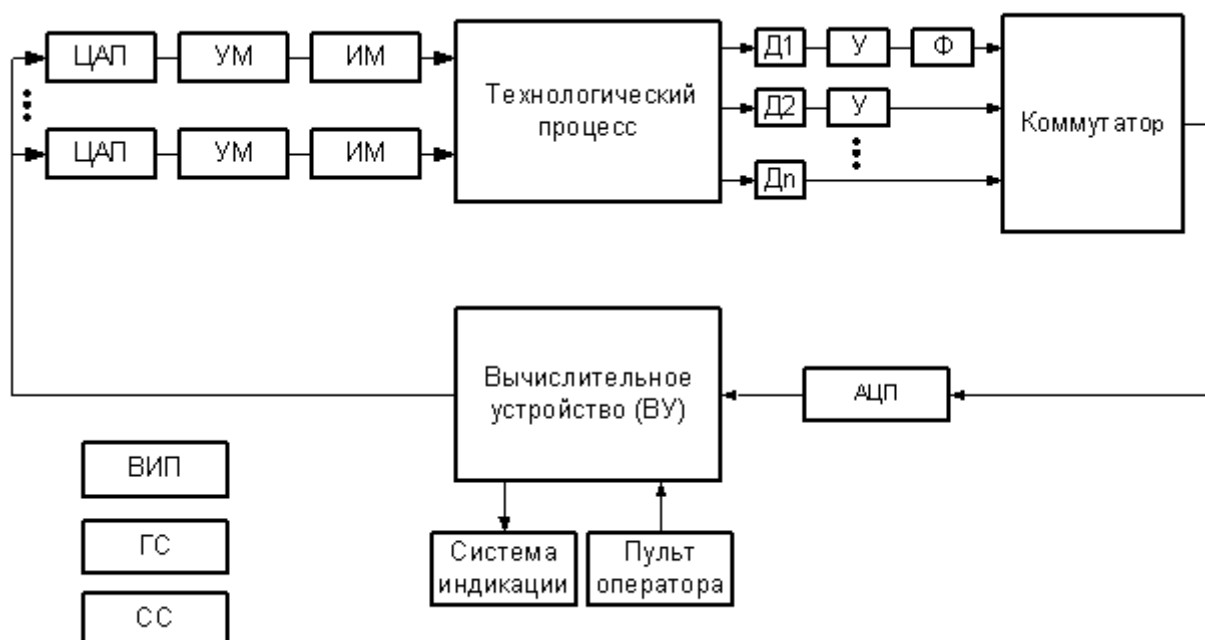


Рис.1.1. Обобщенная структурная схема САУ.

На ней представлены: $D_1 - D_n$ - система датчиков. Датчики формируют сигналы, характеризующие различные параметры объекта управления и состояния исполнительных механизмов в форме, удобной для обработки. Затем сигналы могут усиливаться с помощью усилительных устройств (У), а также поступать на фильтрующие устройства (Ф), которые позволяют выделить нужную частоту либо отфильтровать шумы. Далее прямой или обработанный сигнал с большого числа датчиков обычно подается на коммутатор для передачи по одному каналу.

С помощью аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) сигнал преобразуется в цифровую форму и поступает в вычислительное устройство (ВУ). В качестве ВУ могут использоваться специализированные вычислительные машины или однокристальные микроконтроллеры. ВУ может работать в полностью автоматическом режиме (без управления оператором), либо часть управления может осуществляться с пульта оператора. Пульт оператора состоит из системы индикации и органов управления. Контрольная информация, поступающая с ВУ, обычно выводится на систему индикации для контроля процесса оператором и возможности принятия решений при возникновении нештатных ситуаций.

В зависимости от входных сигналов ВУ в соответствии с заданной программой работы вырабатывает управляющие сигналы для исполнительных механизмов (ИМ), которые непосредственно воздействуют на объект управления. Цифровые сигналы с выхода ВУ обычно преобразуются с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), а затем поступают на усилители мощности (УМ), т.к. исполнительные механизмы обычно потребляют большую мощность и управляются мощным сигналом, хотя иногда ИМ могут управляться непосредственно с ВУ.

Устройства между объектом управления и ВУ называются устройствами согласования с объектом (УСО).

Для питания перечисленных устройств необходим источник питания. Для этой цели используют ВИП (вторичный источник питания). Для синхронизации работы системы в целом могут использоваться синхронизирующие сигналы генератора синхроимпульсов (ГС). Кроме того, для организации тестовых воздействий часто возникает необходимость в сигналах специальной формы, которые вырабатываются синтезатором сигналов (СС).

Таким образом, к электронным устройствам автоматики можно отнести все перечисленные блоки. Задачей курса является изучение принципов работы электронных устройств и методик их анализа, расчета и проектирования.

2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СИГНАЛЫ

2.1. Определение сигнала

Сигнал – это физический процесс, в параметрах которого содержится информация о состоянии объекта управления, командах управления и состоянии системы управления. Сигнал всегда имеет два аспекта: содержание, т.е. передаваемую им информацию, и форму, т. е. определенный характер изменения его физических параметров в соответствии с передаваемой информацией. В общем случае изменение параметров сигналов в соответствии с передаваемой информацией называется кодированием и зависит от способа ее дальнейшей обработки. Обратная операция – выделение закодированной в сигнале информации – называется декодированием.

Наряду с сигналами в теоретических и экспериментальных исследованиях широко применяют воздействия – сигналы специального вида. Их подбирают так, чтобы можно было наиболее просто определить нужные характеристики устройств.

2.2. Основные типы сигналов

В рассматриваемых электронных цепях в качестве сигналов используются преимущественно электрические колебания. Для кодирования информации используют изменения параметров этих колебаний. Такое кодирование принято называть модуляцией, которая может быть выполнена различными способами. Если сообщение передается за счет непрерывного изменения того или иного параметра электрического процесса, то говорят о непрерывной, или аналоговой, модуляции. На рисунке 2.1 приведены наиболее часто употребляемые в автоматике сигналы для передачи непрерывных величин. Это могут быть напряжение или ток с меняющимся уровнем и изменяющимся направлением (Рис. 2.1, а), либо гармонические колебания с изменяющейся амплитудой (амплитудная модуляция - АМ) (Рис. 2.1, б), частотой (частотная модуляция - ЧМ) или фазой (фазовая модуляция - ФМ), (Рис. 2.1, в). Синусоидальные колебания высокой или, как принято говорить, несущей частоты играют здесь роль переносчика информации: передаваемый низкочастотный сигнал заложен в изменениях того или иного параметра колебаний несущей частоты. Обратное преобразование — отделение сигнала от его переносчика в этом случае называют демодуляцией.

В качестве переносчика сигнала можно применять не только аналоговый сигнал. Можно использовать, например, периодические последовательности импульсов, обычно прямоугольной формы (Рис. 2.2). Такой сигнал характеризуется следующими параметрами:

длительность импульса ($t_{и}$), длительность паузы ($t_{п}$), период следования импульсов (T) или частота следования импульсов ($f = 1/T$).

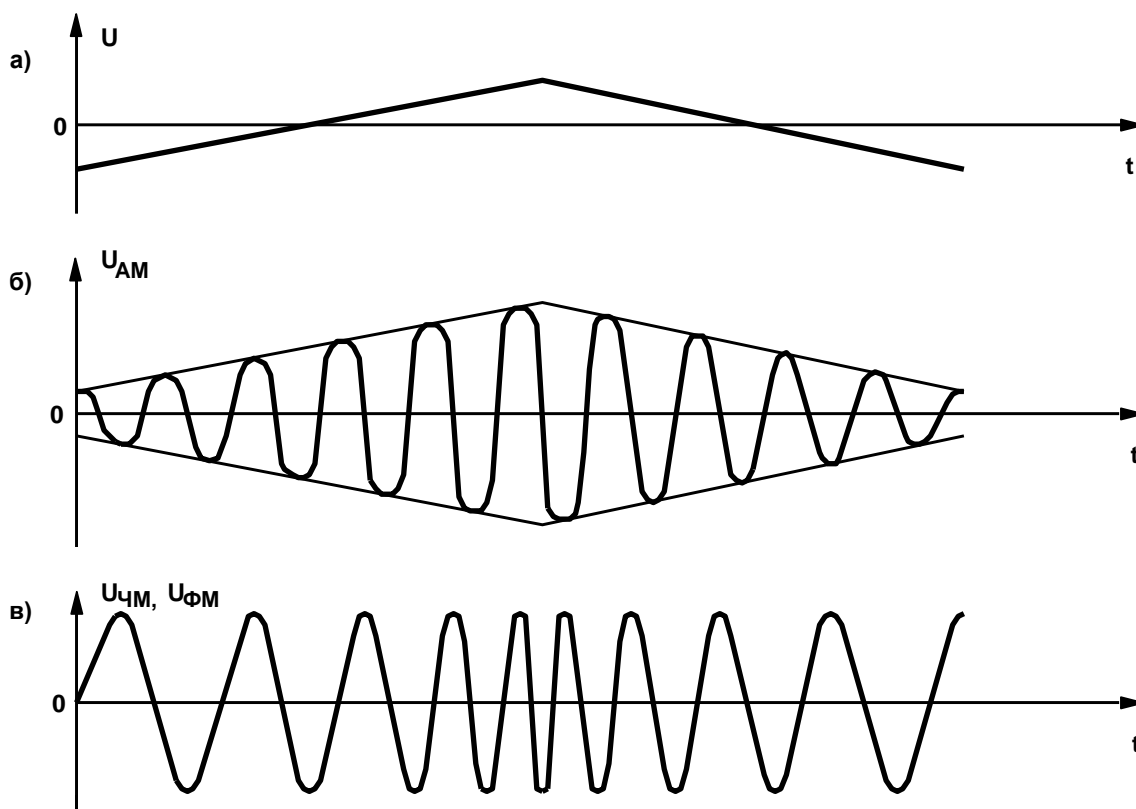


Рис.2.1. Типы аналоговой модуляции.

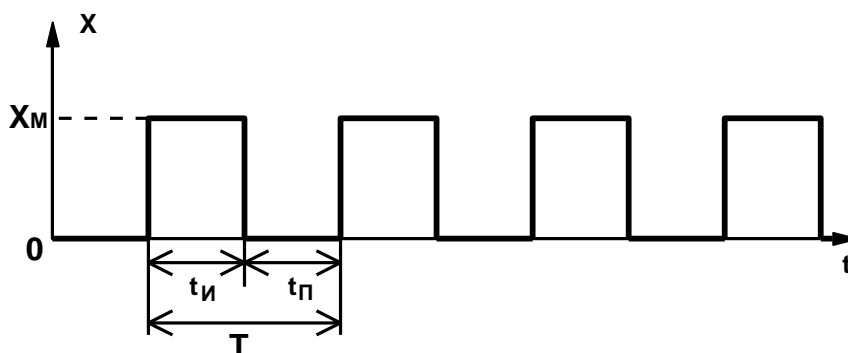


Рис.2.2. Периодический импульсный сигнал.

Здесь исходная информация передается за счет модуляции либо длительности импульсов при постоянной частоте и амплитуде импульсов $t_{и}$ - широтно-импульсная модуляция - ШИМ (Рис. 2.3,б), либо путем изменения частоты и соответственно периода T при постоянной длительности и амплитуде импульсов - частотно-импульсная модуляция - ЧИМ (Рис.2.3,в), либо путем изменения амплитуды импульсов X_m - амплитудно-импульсная модуляция – АИМ (Рис. 2.3,г).

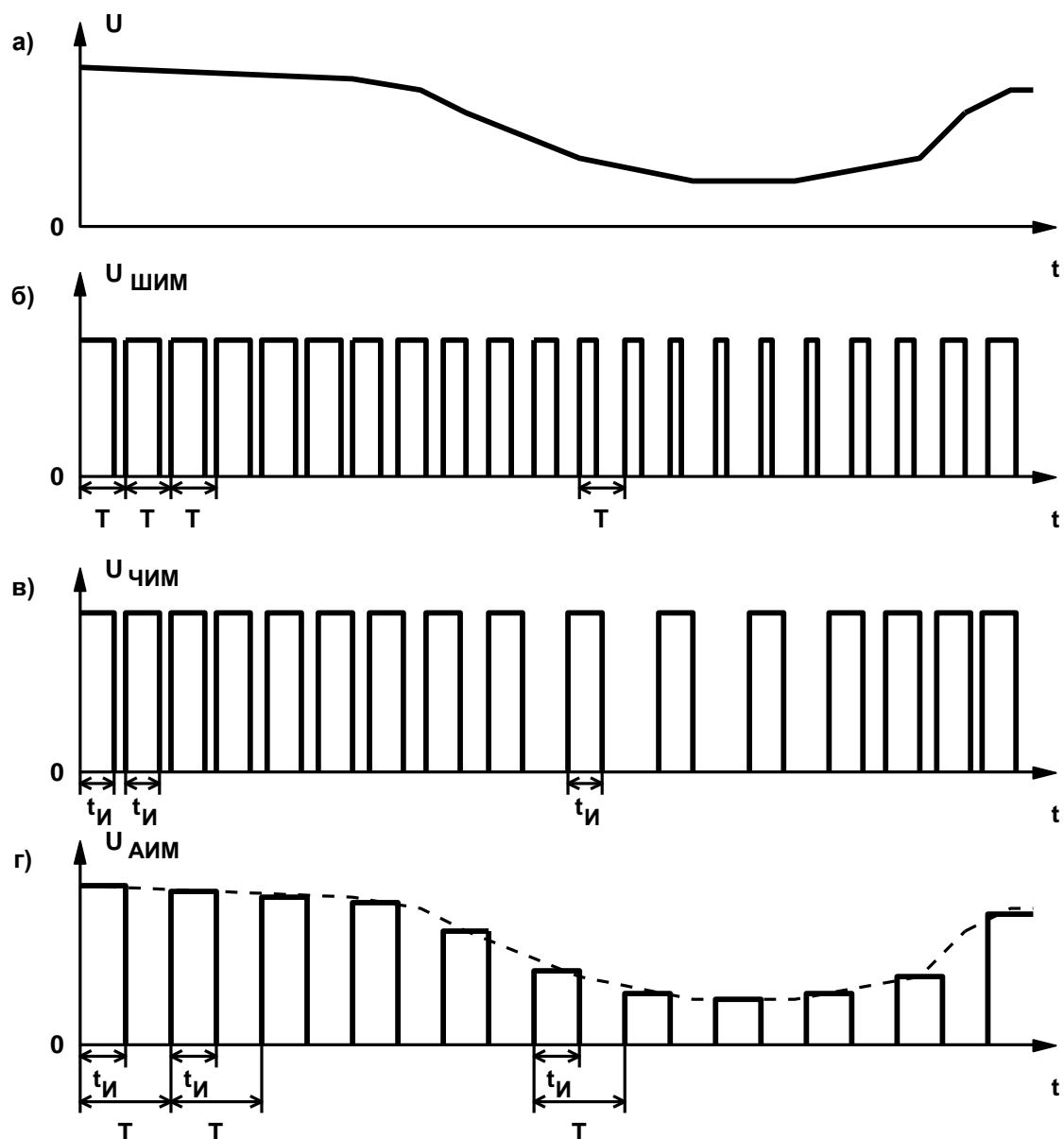


Рис.2.3. Типы импульсной модуляции.

Наконец, если значение параметра в определенный момент времени преобразовать с помощью АЦП в цифровой сигнал, то получится цифровая выборка сигнала (дискретный сигнал). Сам сигнал в этом случае представляется в виде последовательности таких цифровых выборок. Такой сигнал характеризуется амплитудой и промежутком времени между соседними значениями выборок Δt (периодом квантования). Процесс дискретизации представлен на рисунке 2.4.

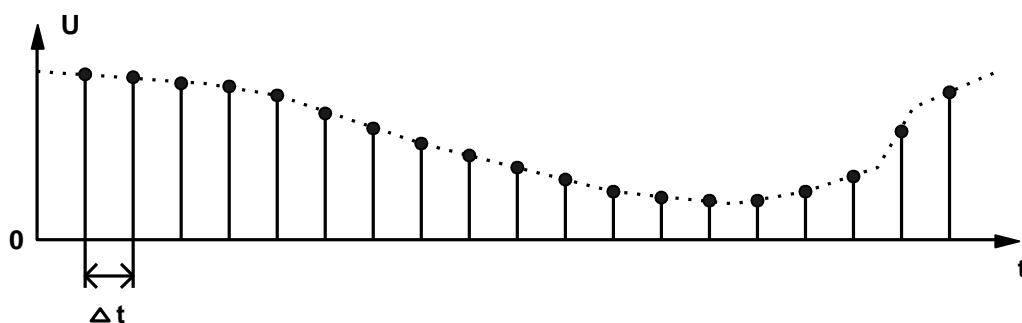


Рис.2.4. Процесс дискретизации.

Частота $f = 1/\Delta t$, с которой производятся выборки, называется частотой дискретизации или частотой квантования.

Ключевым вопросом при реализации цифровых систем обработки сигналов является выбор частоты дискретизации. Очевидно, что для любого сигнала существует некоторый нижний порог частоты дискретизации. Если сигнал оцифровывать с частотой, меньшей этого порога, будет происходить потеря информации. Например, если сигнал представляет собой последовательность импульсов, а период дискретизации, больше длительности импульса, то это приведет к пропускам импульсов (что, скорее всего, неприемлемо для системы). К тому же может сильно искажаться форма импульсов.

Математическое решение задачи выбора частоты дискретизации формулируется **теоремой Котельникова**, которая гласит: для того, чтобы по цифровым выборкам сигнала он мог быть с заданной точностью восстановлен без потери информации, необходимо выбрать частоту квантования этого сигнала, по крайней мере **в два раза выше, чем высшая частота спектра в исходном сигнале.**

2.3. Практическое применение теоремы Котельникова

Теорема Котельникова дает математически точное решение задачи выбора частоты дискретизации, однако ее применение связано со следующими проблемами:

- в реальных системах, как правило, сигналы непериодические, для которых невозможно получить разложение в ряд Фурье, а математическое определение высшей частоты спектра таких сигналов невозможно;
- математически точное восстановление (о котором говорит теорема Котельникова) сигнала по цифровым выборкам подразумевает вычисление бесконечного ряда, что технически не реализуемо.

Таким образом, математически точно воспроизвести реальный сигнал по его цифровым выборкам невозможно. Однако, проблема выбора частоты квантования на практике, тем не менее, решается. Для этого используются два положения:

- любая электронная система работает с некоторой конечной точностью (абсолютно точно воспроизводить сигнал не требуется, достаточно лишь соблюсти заданные требования по точности),

- в любой системе существуют шумы, которые в любом случае исказят высшие гармоники сигнала, имеющие малую амплитуду. Поэтому используют следующие практические приемы:

1. Для периодических сигналов из рассмотрения исключаются высшие гармоники, амплитуда которых меньше уровня шумов, ограничивая тем самым спектр сигнала сверху;
2. Для непериодических сигналов используются статистические данные (например, записи), на основе которых определяется максимальная производная сигнала, превышение которой маловероятно. Далее это значение сопоставляется с требуемой точностью работы системы, из чего можно однозначно определить требуемую частоту дискретизации.

2.4. Основные характеристики сигналов

Несмотря на большое разнообразие форм сигналов и принципов кодирования в них информации, с точки зрения электрических параметров существует ограниченное число характеристик, которые описывают некоторые обобщенные свойства сигналов. Они не зависят от смысла передаваемой информации, но необходимы при проектировании электронных устройств. Это – динамический диапазон, время установления и ширина спектра сигнала.

Динамическим диапазоном сигнала называют отношение наибольшей мгновенной, так называемой пиковой, мощности сигнала к его наименьшей, часто называемой пороговой, мощности. В ряде случаев для характеристики используется только максимальная мощность сигнала. Подчеркнем, что смысл передаваемых сигналом сообщений ни в коей мере не зависит от затрачиваемой на их передачу энергии, которая может изменяться в широких пределах. Однако, помимо сигналов, несущих полезную информацию, из окружающего пространства поступают посторонние электромагнитные сигналы, так называемые шумы и помехи, которые подавляют, маскируют полезный сигнал. Для удовлетворительного приема сообщений необходимо иметь возможность различать полезный сигнал на фоне помех и шумов, что диктует ограничения по наименьшей (пороговой) мощности полезного сигнала.

С другой стороны, чрезмерное увеличение мощности сигнала может привести к искажению его формы, а значит, и содержащейся в нем информации из-за ограниченной выходной мощности систем передачи. Появление таких искажений ставит предел наибольшей (пиковой) мощности сигнала.

Любой сигнал может рассматриваться двояким способом: заданием либо функции времени (временной характеристики – анализ во временной

области), описывающей реальный процесс, либо заданием его как ряда гармонических колебаний, т. е. спектра, являющегося функцией частоты (анализ в частотной области).

При этом оба представления совершенно равносильны и взаимно дополняют друг друга, а переход от одного к другому осуществляется с помощью прямого и обратного преобразования Фурье или Лапласа. В электронике в зависимости от решаемых задач применяются оба описания. Специалист по электронике должен уметь свободно переходить при исследовании того или иного явления от временных представлений к спектральным и обратно.

Следует пояснить, что в принципе можно было бы обойтись только временными или только спектральными представлениями. Но дело в том, что назначение различных устройств не одинаково. В одних случаях удобно пользоваться спектральными представлениями, в других – временными. Так, например, назначение всякого фильтра состоит в том, чтобы пропустить колебания одних частот и подавить колебания других частот. Поэтому действия и свойства фильтра естественно описывать с помощью спектральных представлений. В качестве другого примера возьмем какую-нибудь цифровую схему преобразования или передачи импульсов. Если при этом нас интересует искажение формы импульсов, то их удобно представить функциями времени.

К этому нужно добавить, что одно и то же устройство может использоваться по-разному и, в зависимости от этого, рассматриваться с различных точек зрения. Примером этого могут служить простейшие RC-цепочки, которые в частотной области могут рассматриваться как фильтры верхних и нижних частот, а во временной области, как схемы дифференцирования или интегрирования сигналов.

Таким образом, выбор того или иного способа описания устройства зависит не столько от его реализации, сколько от его назначения. Меняется лишь наша точка зрения на предмет, но не сам предмет, который представляет собой некоторую объективную сущность, не зависящую от способа ее описания.

3. СТРУКТУРНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Назначение электронных устройств заключается в преобразовании входного сигнала в выходной электрический сигнал с такими характеристиками, которые требуются для нормальной работы конкретного потребителя информации. Так как потребителями информации могут быть самые разнообразные устройства, основные параметры выходных сигналов также могут быть различными. В общем случае, в электронном устройстве может осуществляться несколько операций преобразования сигналов, а все оно может быть разделено на отдельные узлы, в каждом из которых производится только одно преобразование сигнала.

Таким образом, в общем случае электронное устройство может состоять из нескольких блоков, которые соединены между собой тем или иным способом (параллельно, последовательно, комбинированно). Так как в электронных устройствах блоки могут соединяться достаточно сложным образом, для облегчения анализа используют структурные схемы, в которых прямоугольниками изображают отдельные блоки, а линиями – связи между ними. Направление передачи сигналов (то есть, какой из концов связи является входом, а какой – выходом) на структурных схемах обозначается стрелками. Наиболее распространенные типы структурных схем электронных устройств приведены на рисунке 3.1.

Простейшей является одноканальная структура, представляющая собой последовательное соединение блоков. В многоканальном по входу устройстве несколько входных сигналов действуют одновременно на первый блок. В многоканальном по выходу устройстве один и тот же сигнал одновременно подается на входы двух и более блоков для последующей обработки.

Кроме перечисленных структур, широкое распространение получили структуры, в которых сигналы передаются не только в прямом, но и в обратном направлении. В литературе такие структуры называют структурами с обратными связями, а сам канал обратного воздействия называют обратной связью. Если сигнал обратной связи вычитается из прямого сигнала, то говорят об отрицательной обратной связи (наиболее распространенный вариант), если сигнал суммируется – то говорят о положительной обратной связи.

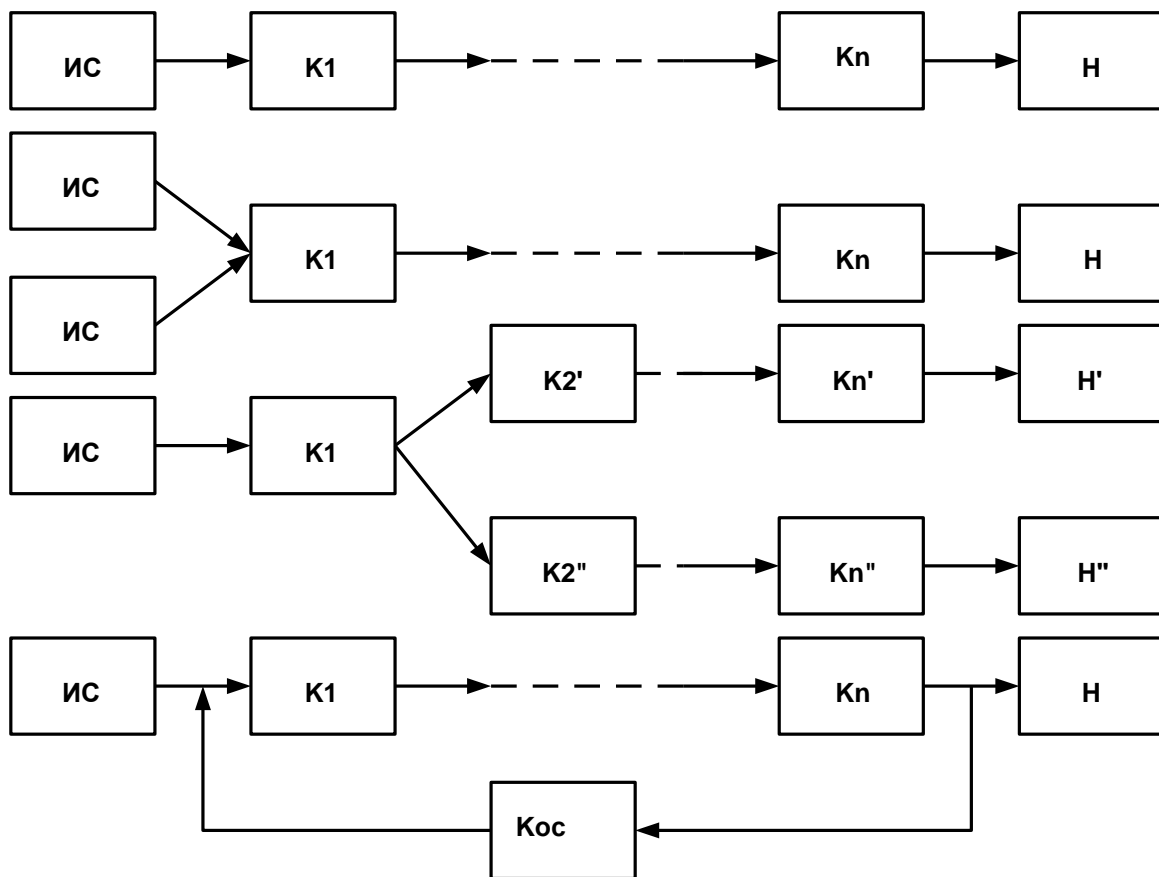


Рис.3.1. Типовые структурные схемы электронных устройств.

Здесь необходимо отметить, что наличие обратных связей существенно изменяет характеристики устройства. С этой точки зрения нужно различать полезные обратные связи и паразитные. Первые вводятся в структуру специально с целью требуемым образом изменить ее характеристики. Паразитные обратные связи могут возникать в связи с физическими особенностями схемы, и приводить к негативным последствиям, вплоть до потери устройством работоспособности. Кроме перечисленных структур, возможны их комбинации.

4. МЕТОДЫ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

4.1. Общие положения

Все электронные устройства, выполняющие простейшие операции по преобразованию информации, состоят из сравнительно небольшого количества элементов. Однако физические принципы, положенные в основу их функционирования существенно отличаются друг от друга.

Так, простейшие электронные блоки могут состоять только из широко известных пассивных элементов: резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности. Активные устройства, выполняющие операцию усиления, кроме вышеперечисленных элементов содержат в своем составе активные приборы (сегодня они, как правило, полупроводниковые), например, биполярные или полевые транзисторы. Многообразие элементного базиса отнюдь не ограничивается этим примером. Его можно развивать как в сторону перечисления специальных приборов, так и в сторону их технологического обобщения – интегральных схем.

Данное рассуждение показывает многообразие физических принципов, заложенных в основу функционирования электронного устройства. В то же время, предметом изучения электроники является многообразие схемных реализаций, осуществляющих преобразование сигналов на основе разнотипных устройств. Научной дисциплиной, изучающей методы анализа электронных цепей, является теория электрических цепей.

Основополагающим принципом теории электрических цепей является принцип моделирования, который включает два положения:

1. Все электрические и электронные устройства сводятся к единому базису идеализированных элементов, позволяющему отразить реальную электрическую цепь;
2. Все формальные методы анализа должны устанавливать связь между входными и выходными сигналами как функции от параметров элементов цепи, времени и прочих факторов.

Рассмотрим некоторые важнейшие положения теории электрических цепей.

4.2. Идеальные элементы, основные соотношения

В соответствии с принципом моделирования, реальная электронная цепь заменяется определенным набором связанных между собой идеализированных элементов (эквивалентной схемой). Все такие элементы имеют точное математическое описание, и их подразделяют на пассивные (не привносящие в схему дополнительной энергии) и активные (являются источниками энергии). К активным элементам относят источники тока или напряжения, которые могут быть управляемыми

(зависимыми) или неуправляемыми (независимыми). Пассивными элементами являются:

- резистивный элемент, напряжение на котором пропорционально току

$$U_R=RI;$$

- индуктивный элемент, напряжение на котором пропорционально производной тока

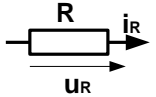
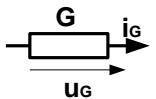
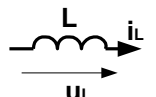
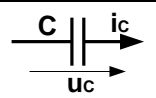
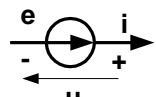
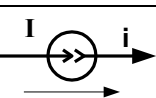
$$U_L=L(di/dt);$$

- емкостной элемент, напряжение на котором пропорционально интегралу от тока

$$U_C=(1/C)\int idt.$$

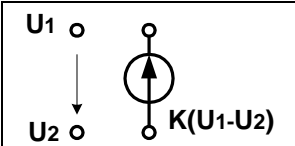
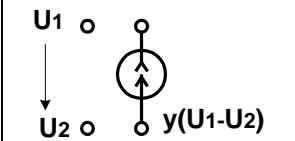
Количественные свойства пассивных элементов оцениваются их параметрами: электрическим сопротивлением R для резистивного элемента, собственной индуктивностью L для индуктивного элемента и электрической емкостью C для емкостного элемента. Основные соотношения для токов и напряжений идеальных элементов приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1.

Элемент	Обозначение	Напряжение на элементе	Ток в элементе	Мощность или энергия
Сопротивление		$u_R=i_R R$	$i_R=u_R/R$	$P_R=u_R^2/R$
Проводимость		$u_G=i_G/G$	$i_G=u_G/G$	$P_G=i_G^2/G$
Индуктивность		$u_L=L(di_L/dt)$	$i_L=(1/L)\int u_L dt$	$W_L=(Li_L^2)/2$
Емкость		$u_C=(1/C)\int i_C dt$	$i_C=C(du_C/dt)$	$W_C=(Cu_C^2)/2$
Источник напряжения		$e=-u$	i - любое значение	$P_e=ei$
Источник тока		u - любое значение	$i=I$	$P_I=ui$

Для моделирования устройств, обладающих возможностью усиления сигналов по току или напряжению, используют идеальные зависимые источник тока или напряжения:

Таблица 4.2.

	<p>Источник напряжения управляемый напряжением. Коэффициент передачи - безразмерная величина.</p>
	<p>Источник тока управляемый напряжением. Коэффициент передачи имеет размерность проводимости.</p>

В таблице 4.2. приведены только два возможных варианта зависимых источников, которые наиболее часто используются в электронике, хотя есть еще два варианта – источник тока, управляемый током, и источник напряжения, управляемый током.

Кроме того, элементы разделяют на две группы: безинерционные и инерционные (реактивные). К первой группе относят элементы, для которых входные и выходные сигналы связаны алгебраическими уравнениями (например, резисторы). Для инерционных элементов - индуктивности, емкости - входное воздействие и выходной сигнал связаны интегро-дифференциальными уравнениями. Поэтому изменение выходного сигнала во времени отличается от временной зависимости входного воздействия.

Важным классификационным признаком компонента является его линейность. Если в функции $Y=KX$, связывающей воздействие и реакцию для некоторого элемента, коэффициент пропорциональности “К” является постоянным, то реакция пропорциональна воздействию и элемент является линейным. Если же параметр “К” зависит от значения воздействия, то такой элемент называют нелинейным.

Если значение всех параметров элемента не меняется во времени, такой элемент называют стационарным. В противном случае такой элемент называют нестационарным. Электрическую цепь, содержащую хотя бы один нестационарный элемент, называют нестационарной или параметрической.

4.3. Основные законы электрических цепей

В анализе электрических цепей важными понятиями являются ветвь, узел и контур. Ветвью электрической цепи называют такой ее участок, вдоль которого проходит один и тот же ток. Узлом электрической цепи называют место соединения ее ветвей, на схемах узел изображается жирной точкой. Если на схеме в месте пересечения линий точка не поставлена, значит, в данном месте нет электрического соединения между

проводами. Контуром электрической цепи называют любой замкнутый путь, проходящий по нескольким ветвям цепи. Необходимо отметить, что ветвям и узлам эквивалентной схемы обычно соответствуют ветви и узлы реальной электрической цепи. Но при учете реальных параметров и паразитных связей может оказаться, что число ветвей и узлов на эквивалентной схеме превышает число ветвей и узлов реальной цепи.

Несмотря на разнообразие типов цепей, используемых в электронных устройствах, их анализ проводят на основе эквивалентной схемы (модели) с помощью основных законов электрических цепей: закона Ома и законов Кирхгофа:

Закон Ома: При неизменном сопротивлении проводника напряжение на нем пропорционально току в проводнике:

$$I = U/R \text{ или } U = R \cdot I.$$

1-й закон Кирхгофа: Для любой электрической цепи с сосредоточенными параметрами, для любого из ее узлов и для любого момента времени алгебраическая сумма токов всех ветвей, присоединенных к узлу, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n i_k(t) = 0$$

2-й закон Кирхгофа: Для любой электрической цепи с сосредоточенными параметрами, для любого из ее контуров и для любого момента времени алгебраическая сумма напряжений ветвей, образующих этот контур, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n U_k(t) = 0$$

4.4. Обзор методов расчета электрических цепей

Расчет произвольной линейной электрической цепи сводится к составлению и решению систем линейных дифференциальных уравнений. Методы решения этих систем уравнений зависят как от характеристик входящих в эквивалентную схему пассивных элементов, так и от вида входного воздействия - формы тока или напряжения.

Все схемы принято подразделять на простые и сложные (разветвленные). Простыми схемами называются схемы, в которых имеется только один источник энергии (сигнала) и пассивные элементы, соединенные только последовательно или параллельно. В сложных схемах может быть

несколько источников энергии, а способы соединения пассивных элементов не ограничиваются последовательным и параллельным.

Начнем рассмотрение методов расчета с простых схем, к которым приложено самое простое воздействие – постоянное напряжение.

4.4.1. Анализ электрических цепей на постоянном токе

В данном случае нужно составлять и решать алгебраические уравнения, так как при постоянном токе падение напряжения на индуктивном элементе и ток через емкостной элемент равны нулю (отсутствуют дифференциальные и интегральные составляющие). Эквивалентная схема, таким образом, содержит только резистивные элементы.

Очевидно, что самыми простыми будут схемы, содержащие всего один источник ЭДС (или тока) и один резистивный элемент. В таких схемах ток и напряжение рассчитываются на основе закона Ома. Для рисунка 4.1,а напряжение на резистивном элементе равно напряжению источника, а ток определяется по формуле $I = E/R$, для рисунка 4.1,б ток через резистивный элемент равен току источника, а напряжение на нем $U = R \cdot I$.

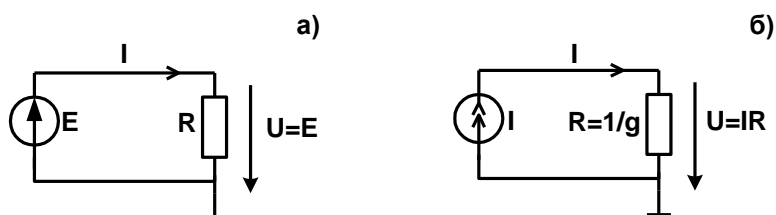


Рис.4.1

Более сложен расчет схем, содержащих несколько соединенных тем или иным способом резистивных элементов (Рис. 4.2).

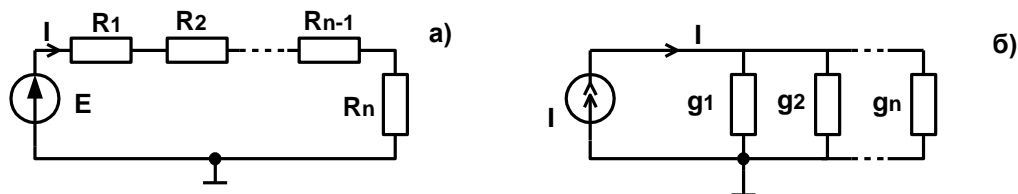


Рис.4.2

В таких случаях последовательно используют формулы расчета общего сопротивления последовательного или параллельного соединения резистивных элементов. Как правило, всю резистивную часть эквивалентной схемы сначала преобразуют к одному эквивалентному сопротивлению и находят ток (или напряжение) для приведенных выше

простейших случаев. Затем полученные значения используются для определения частных токов и напряжений во всех ветвях цепи.

4.4.2. Анализ электрических цепей при воздействии гармонического сигнала

В общем случае, анализ цепи, содержащей емкостные или индуктивные (инерционные) элементы, сводится к решению дифференциальных уравнений. Например, цепь, приведенная на рисунке 4.3, описывается уравнением:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = U_m \sin(\omega t + \varphi).$$

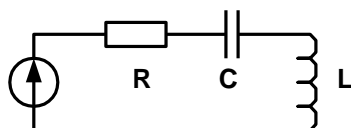


Рис.4.3

Одним из наиболее важных видов анализа электронных цепей является исследование цепи, подвергающейся воздействию гармонического сигнала. Для этого случая теория электрических цепей предлагает метод анализа, основанный на применении функций комплексных переменных. При этом осуществляется переход к комплексному изображению токов и напряжений (т. е. гармонические колебания отображаются комплексными величинами).

$$I_m \sin(\omega t + \varphi) \rightarrow I_m e^{j\varphi} = \dot{I}_m$$

$$U_m \sin(\omega t + \varphi) \rightarrow U_m e^{j\varphi} = \dot{U}_m$$

Вводится понятие комплексного сопротивления. Для резистивного элемента оно остается равным R , так как он является безинерционным. Комплексное сопротивление индуктивного и емкостного элементов соответственно определяются выражениями:

$$\dot{Z}_L = jX_L = j\omega L;$$

$$\dot{Z}_C = -jX_C = 1/j\omega C,$$

где:

$$j = \sqrt{(-1)}.$$

Отсюда, общее сопротивление последовательно соединенных резистивного, индуктивного и емкостного (рис 4.3.) элементов имеет вид:

$$\dot{Z} = R + jX_L - jX_C;$$

и может быть представлено в виде:

$$\dot{Z} = Ze^{j\varphi},$$

где $Z = \sqrt{(R^2 + (X_L - X_C)^2)}$ - полное сопротивление, $\text{tg}\varphi = (X_L - X_C)/R$.

Следует отметить, что с физической точки зрения в резистивном элементе происходят только потери энергии, тогда как емкостной и индуктивный элемент осуществляют ее накопление. Эта разница в математической форме выражается наличием множителя j , а общее сопротивление любого участка схемы представляется в виде комплексного числа.

Главное преимущество комплексного метода заключается в том, что основные законы электрических цепей в комплексной форме имеют тот же вид, что и для цепей постоянного тока:

закон Ома:
$$\dot{I}_m = \dot{U}_m / \dot{Z};$$

1-й закон Кирхгофа:
$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_{mk} = 0;$$

2-й закон Кирхгофа:
$$\sum_{k=1}^n \dot{U}_{mk} = 0.$$

Это позволяет при расчетах схем, к которым приложены гармонические воздействия, использовать те же методы, что и для цепей постоянного тока. Расчет при этом проводится в комплексных числах, с использованием комплексных сопротивлений.

Рассмотрим в качестве примера расчет простейшей RC-цепочки, находящейся под воздействием гармонического сигнала (Рис. 4.4). Представим источник сигнала в виде идеального источника ЭДС с внутренним сопротивлением R_c , а нагрузку в виде эквивалентного сопротивления R_n .

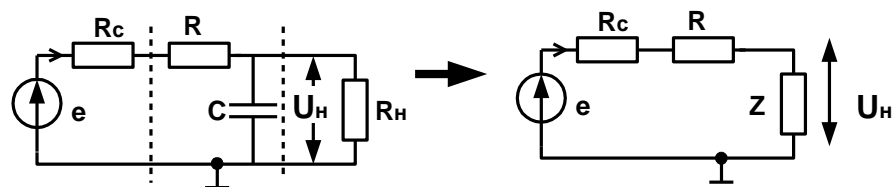


Рис.4.4

В этой схеме параллельно включенный конденсатор C и резистор R_H можно заменить на $\dot{Z} = R_H / (j\omega C R_H + 1)$. Тогда ток в цепи $\dot{I}_m = \dot{E}_m / (R_c + R + \dot{Z})$, а $\dot{U}_{mH} = \dot{I}_m \dot{Z}$. Откуда получим:

$$\dot{K}_u = \dot{U}_{mH} / \dot{E}_m = 1 / (j\omega C(R + R_c) + 1 + (R + R_c) / R_H),$$

Последнее выражение называют передаточной функцией по напряжению и часто в литературе записывают в виде $K_u(j\omega)$, подчеркивая ее комплексный характер. С другой стороны передаточную функцию всегда можно представить в виде:

$$K_u(j\omega) = a + jb = |K_u| e^{(-j\varphi)},$$

где: $|K_u| = U_H / e = \sqrt{a^2 + b^2}$ - модуль коэффициента передачи или просто коэффициент передачи, а $\varphi = \arctg(b/a)$ при $a > 0$, или $\varphi = \pi + \arctg(b/a)$ при $a < 0$ носит название фазовый сдвиг. Отметим, что выражения для коэффициента передачи и фазового сдвига являются функциями частоты. Аналогичные расчеты позволяют получить передаточные функции по току и мощности.

Вернемся к рассмотрению полученной комплексной передаточной функции по напряжению. Ее анализ показывает, что коэффициент передачи цепи зависит не только от самой цепи, но и параметров источника сигнала и нагрузки. Пусть источник идеален, $R_c = 0$, а электрическая цепь не нагружена, т.е. $R_H = \infty$ (так называемый холостой ход), тогда выражение для передаточной функции (только в терминах элементов анализируемой цепи) примет вид:

$$K_u(j\omega) = 1 / (j\omega CR + 1) = 1 / (j\omega T + 1).$$

Вернемся к методам расчета. Расчет сложных (разветвленных) схем проводят на основе законов Кирхгофа, с помощью которых может быть однозначно рассчитана любая электрическая схема. Однако при непосредственном применении законов необходимо составлять и решать системы линейных уравнений достаточно высокого порядка, что связано с большими вычислительными трудностями. Поэтому в теории электрических цепей разработаны методы, позволяющие упростить расчет разветвленных схем. Это упрощение достигается тремя способами:

1 - введением дополнительных расчетных величин, позволяющее уменьшить число уравнений, входящих в систему, 2 - предварительным преобразованием схемы, 3 – использованием аппарата сигнальных графов.

К методам первой группы относятся метод контурных токов и узловых потенциалов, к методам второй группы – метод суперпозиции (наложения), метод эквивалентного преобразования источника, преобразование звезды в треугольник и наоборот. В каждом конкретном случае выбирается тот или иной способ. Если же важным обстоятельством анализа схемы является ее топология, т.е. структура электрической цепи, то часто используют аппарат сигнальных графов, базирующийся на методе узловых потенциалов. Основные правила использования метода сигнальных графов приведены в Приложении 1.

4.4.3. Анализ цепей под воздействием импульсного сигнала

Предыдущие примеры показывают расчет цепей в так называемом установившемся режиме, при воздействии сигналов постоянного тока или при синусоидальном входном воздействии.

В общем случае задача анализа цепей включает и анализ переходных процессов, возникающих при переходе от одного режима к другому. Так называемые переходные процессы могут быть вызваны включением элементов в цепь, находящуюся под действием источников, или подключением цепи в целом к источнику, либо отключением его отдельных компонентов. Определение значений токов и напряжений при переходных процессах является, с точки зрения практики, важнейшей задачей, поскольку значения токов и напряжений в устройстве могут превышать значения при установившемся режиме и вследствие этого приводить к повреждению элементов цепи. Кроме того, скорость протекания переходных процессов в электронных устройствах и системах обработки информации определяет их быстродействие.

Математическая задача расчета переходного процесса сводится к решению дифференциальных уравнений, составленных для цепи после коммутации на основе законов Кирхгофа и компонентных уравнений, определяющих связь токов напряжения в отдельных элементах цепи.

Существенной особенностью решения уравнений, составленных для расчета переходного процесса, является то, что начальные условия – значения исходных токов и напряжений в момент $t=0$ непосредственно после коммутации, определяющие однозначные решения этих уравнений, мы должны сформулировать сами, рассматривая состояние цепи до и после коммутации. Это есть принципиальное отличие анализа электрических цепей от решения чисто математической задачи интегрирования дифференциальных уравнений.

В процессе коммутации токи и напряжения отдельных ветвей ведут себя по-разному. В зависимости от состава ветви они могут изменяться

скачкообразно или непрерывно. Например, при так называемых корректных коммутациях ограниченная мощность реальных источников энергии не может обеспечить мгновенного изменения энергии, запасенной в электрическом поле конденсаторов и магнитном поле катушек индуктивности. Отсюда следует, что при корректных коммутациях напряжение на конденсаторах U_c и токи в катушках i_L непрерывны в момент коммутации (т.е. не изменяются скачком):

$$U_c(+0) = U_c(-0); \quad i_L(+0) = i_L(-0).$$

Эти соотношения представляют собой так называемые законы коммутации, служащие основой для определения начальных условий при расчете переходного процесса в цепи. Законы коммутации позволяют найти напряжения на конденсаторах $U_c(+0)$ и токи в катушках $i_L(+0)$, рассматривая состояние цепи до коммутации. Для других величин – токов и напряжений на резисторах, токов в конденсаторах и напряжений на катушках – непрерывность в момент коммутации в общем случае не имеет места. Поэтому при формировании системы уравнений, описывающих переходный процесс, эти уравнения необходимо составлять и преобразовывать так, чтобы их решение базировалось на определении напряжения на конденсаторах и токах на катушках индуктивности. Эти величины, играющие исключительную роль при расчете переходных процессов, носят название переменных состояния.

В качестве примера рассмотрим переходные процессы в простейшей RC – цепи подключенной к источнику напряжения $u_0(t)$ (Рис. 4.5).

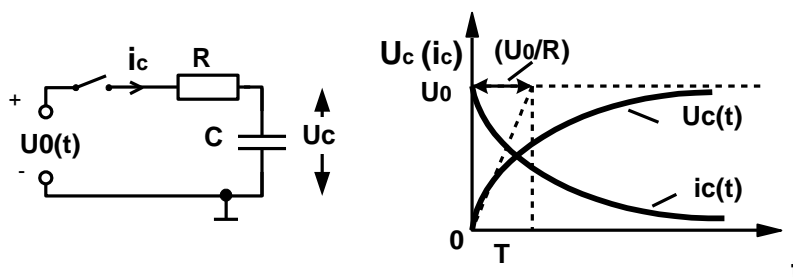


Рис.4.5

Из уравнений, составленных после коммутации, при замкнутом ключе имеем:

$$R \cdot i_c + u_c = u_0(t); \quad i_c = C \cdot du_c/dt.$$

Сведя систему к одному уравнению относительно переменной u_c получим:

$$R \cdot C \cdot du_c/dt + u_c = u_0(t).$$

Общее решение полученного неоднородного дифференциального уравнения имеет вид суммы частного решения неоднородного и общего решения однородного уравнений

$$u_c = u^*_c + u^{**}_c.$$

Для нахождения второго из них составим характеристическое уравнение $R \cdot C \cdot \lambda + 1 = 0$, корнем которого является $\lambda = -1/R \cdot C$. Общее решение однородного уравнения – свободная составляющая напряжения u^{**}_c - соответствует цепи с исключенным источником:

$$u^{**}_c = A \cdot e^{-t/RC} = A \cdot e^{-t/T},$$

где: A – неопределенная константа; $T = RC$ – величина, имеющая размерность времени, и называемая постоянной времени.

Характер частного решения – вынужденной составляющей u^*_c - определяется видом воздействия на цепь напряжения источника $u_0(t)$. В рассматриваемом случае - подключения цепи к постоянному источнику $u_0(t) = U_0 = \text{const}$ и отключения (замыкании конденсатора на резистор), когда $u_0(t) = 0$ - составляющую u^*_c можно найти из следующих соображений. Вид общего решения $u_c = u^*_c + A \cdot e^{-t/T}$ показывает, что u^*_c представляет собой то значение напряжения на конденсаторе, которое будет достигнуто после окончания переходного процесса. Действительно, при $t \rightarrow \infty$ $u_c(t) \rightarrow u^*_c$, так как свободная составляющая u^{**}_c с течением времени затухает. Рассмотрим перечисленные случаи:

1) Заряд конденсатора от источника постоянного напряжения $u_0(t) = U_0$. К концу переходного процесса на конденсаторе установится напряжение источника U_0 т.е. $u^*_c = U_0$. Отсюда:

$$u_c = U_0 + A \cdot e^{-t/T}.$$

Для определения значения постоянной A используем начальное условие. Согласно закону коммутации, напряжение на конденсаторе в момент замыкания ключа остается непрерывным. Поэтому, если в исходном состоянии до замыкания ключа конденсатор не был заряжен ($u_c(-0) = 0$), то это же нулевое значение u_c сохранится и непосредственно после замыкания. Из последнего выражения при $t = 0$ имеем:

$$u_c(+0) = U_0 + A = u_c(-0) = 0.$$

Это уравнение позволяет определить значение $A = -U_0$ и дает возможность записать окончательное выражение для u_c :

$$u_c(t) = U_0 \cdot (1 - e^{-t/T}).$$

Из исходных уравнений цепи получим выражение для тока:

$$i_c(t) = C \cdot (du_c/dt) = (U_0/R) \cdot e^{-t/T}.$$

Характер изменения тока и напряжения в RC-цепи при подключении ее к источнику постоянного напряжения показаны на рисунке 4.5. Значение тока, содержащее лишь свободную составляющую, максимально в начальный момент времени, когда оно скачком достигает значения U_0/R , и все напряжение источника приложено к резистору. По мере заряда конденсатора напряжение на нем повышается, это ведет к соответственному уменьшению тока в цепи. Скорость этих процессов определяется постоянной времени цепи T .

2) Разряд конденсатора через резистор (отсутствие входного сигнала или его уменьшение до нуля).

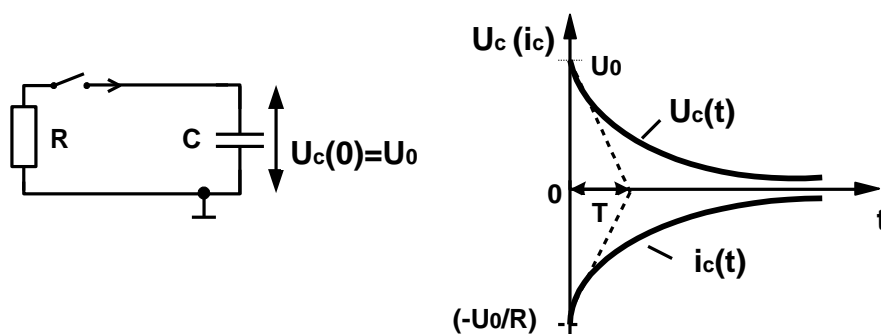


Рис.4.6

Для расчета тока и напряжения на конденсаторе при его разряде, используем то же уравнение, что и в рассмотренном выше случае. Однако теперь источник в цепи отсутствует, и в записанных уравнениях следует положить $u_0(t)=0$. Процесс разряда конденсатора при отсутствии источника описывается однородным уравнением:

$$R \cdot C \cdot (du_c/dt) + u_c = 0,$$

а напряжения и токи содержат лишь свободные составляющие. Поэтому общее решение имеет вид:

$$u_c = A \cdot e^{-t/T},$$

где константы A и T сохраняют прежний смысл.

Для определения значения A используем начальное условие – значение напряжения $u_c(0) = U_0$, до которого конденсатор был заряжен к моменту замыкания ключа. При $t = 0$ имеем:

$$u_c(0) = U_0 = A,$$

и окончательно, получим:

$$u_c(t) = U_0 \cdot e^{-t/T}.$$

Значение тока разряда определяем из исходных уравнений:

$$i = - (U_0/R) \cdot e^{-t/T}.$$

Соответствующие кривые изображены на рисунке 4.6. Напряжение на конденсаторе непрерывно в момент коммутации и уменьшается по экспоненциальному закону от начального значения U_0 до нуля. Знак минус в выражении для тока говорит о том, что ток при разряде конденсатора направлен противоположно току при заряде. В начальный момент значение тока максимально, его спад связан с уменьшением напряжения на элементах цепи. Скорость разряда определяется постоянной времени T .

Рассмотренный пример, помимо методики расчета, демонстрирует простейшее преобразование импульсного сигнала во временной области. Пусть на вход исследуемой цепи воздействует импульс напряжения, тогда временная диаграмма реакции будет иметь вид, показанный на рисунке 4.7,а. Отметим, что данный пример отображает во многом качественное изменение входного сигнала, а количественные его характеристики определяются строго в соответствии с изложенной методикой расчетов.

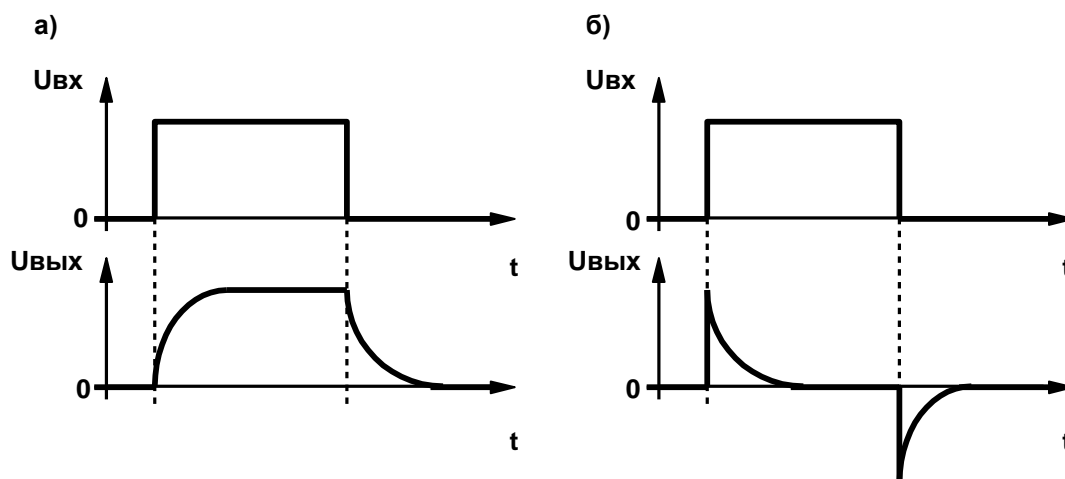


Рис.4.7

Если же конденсатор и резистор поменять местами, то характер преобразования изменится (Рис. 4.7,б).

5. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Сегодня существует множество типов электронных устройств, выполняющих самые разнообразные функции, и, в связи с этим, имеющие весьма различающиеся наборы параметров и характеристик. Перечислить все эти параметры и характеристики не представляется возможным в рамках данного учебного пособия. Однако существуют важнейшие, фундаментальные параметры и характеристики, которые не зависят от смысла обрабатываемой информации и имеются у всех электронных устройств. К таким параметрам и характеристикам относятся коэффициенты передачи, входное и выходное сопротивления, амплитудная, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики. Необходимо рассмотреть их более подробно.

5.1. Коэффициенты передачи. Входное и выходное сопротивления

Большинство электронных устройств, выполняющих операции по преобразованию сигналов, можно рассматривать как активный четырехполюсник (Рис.5.1), на вход которого подается сигнал с мощностью $P_1 = u_1 i_1$. Выходная мощность $P_2 = u_2 i_2$ для активного четырехполюсника обычно больше входной (эффект усиления).

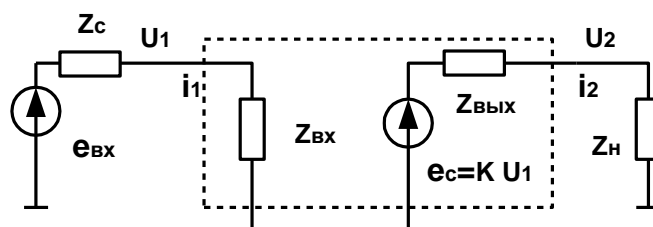


Рис. 5.1

Количественная связь между входной и выходной величинами определяется коэффициентами передачи. В электронике наиболее часто используются коэффициенты передачи по напряжению, току или мощности: $K_u = u_2/u_1$; $K_i = i_2/i_1$; $K_p = P_2/P_1$. Эти величины соответственно называют коэффициентами усиления по напряжению, току или мощности.

Использование в качестве основного параметра того или иного коэффициента определяется конкретной спецификой данного электронного устройства. В некоторых случаях используют параметр, называемый крутизной усиления по напряжению и току: $S_u = i_2/u_1$, $S_i = u_2/i_1$.

Помимо перечисленных параметров, большое значение имеют такие параметры, как входное и выходное сопротивления электронного

устройства. Во многих случаях, применительно к входному и выходному сопротивлениям, ограничиваются только активной составляющей, сводя Z к R . Входное сопротивление, определяется как эквивалентное сопротивление устройства со стороны входа при закороченной нагрузке. Выходное сопротивление определяется со стороны выхода при нулевом входном сигнале.

В теории электрических цепей показано, что на основе коэффициентов передачи, входных и выходных сопротивлений можно построить модель любого линейного устройства. Удобство такого подхода заключается в возможности использования один раз полученных результатов анализа линейного устройства любой сложности, при различных вариантах его включения.

5.2. Амплитудная характеристика

Коэффициент передачи в реальных устройствах, в большинстве случаев, остается постоянным лишь в определенных пределах изменения входного сигнала. Это связано с наличием в составе устройств нелинейных элементов и, следовательно, нелинейностью всего устройства в целом. Выявление диапазона сигнала, в котором коэффициент передачи можно считать постоянным, позволяет сделать вывод о диапазоне применимости устройства для линейного преобразования сигнала.

На рисунке 5.2,а приведена типичная передаточная характеристика, устанавливающая связь между входным - $P_{вх}$ и выходным - $P_{вых}$ параметрами.

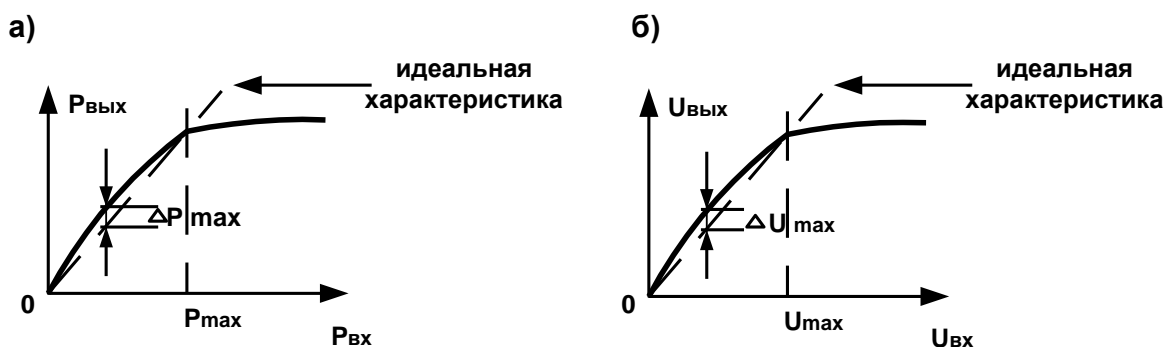


Рис.5.2

На ней можно выделить диапазоны изменения входного и выходного сигналов, в котором преобразование можно считать линейным с некоторой заданной точностью. В электронике часто рассматривают частный случай, устанавливающий связь между амплитудами напряжений или токов на входе и выходе (Рис.5.2,б). В этом случае принято говорить об амплитудной характеристике. Сама характеристика снимается в зависимости от назначения устройства либо на постоянном токе, либо при

синусоидальном входном сигнале с постоянной частотой и изменяющейся амплитудой входного сигнала.

Неточность линейного приближения в диапазоне от 0 до P_{\max} (для нашего примера) оценивается коэффициентом нелинейности:

$$\varepsilon = \frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}} \cdot 100\% .$$

Для амплитудной характеристики, при превышении значения U_{\max} , можно отметить падение коэффициента передачи. Это связано в большинстве случаев с проявлением нелинейных искажений типа «ограничение». Искажения также являются важным фактором, который следует учитывать при анализе или разработке электронных устройств.

Кроме коэффициента нелинейности для оценки нелинейности на практике используется еще один параметр – коэффициент формы. Для его определения на вход устройства подается гармонический сигнал, который, проходя через нелинейное устройство, искажается (Рис. 5.3).

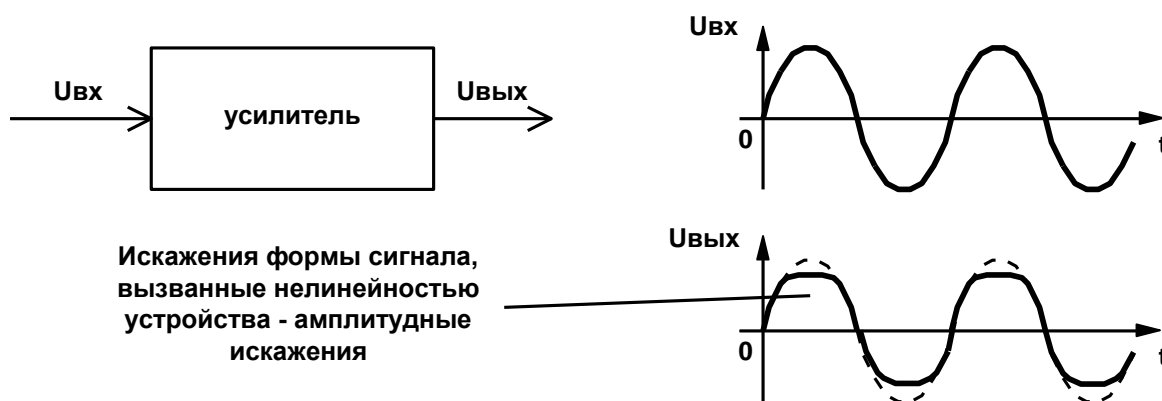


Рис.5.3

В результате искажений в спектре сигнала на выходе устройства появляются дополнительные высшие гармоники, суммарная мощность которых используется для вычисления данного параметра:

$$K_{\phi} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}} ,$$

где: P_1 – мощность основной (первой) гармоники, P_2, P_3, \dots, P_n – мощности высших гармоник в спектре выходного сигнала. Этот параметр иногда называют коэффициентом гармоник.

Коэффициенты нелинейности обычно выражают в процентах, поэтому полученные величины следует умножить на 100.

5.3. Амплитудно-частотная характеристика устройства

Поскольку конкретные устройства содержат помимо активных и реактивные элементы в виде емкостей или индуктивностей, то сигналы различной частоты преобразуются по-разному, иначе говоря, коэффициенты передачи зависят от частоты.

Например, в общем случае $K_u = K_{|u|} \exp(-j\varphi)$, где $K_{|u|} = U_{\text{вых.м}}/U_{\text{вх.м}}$ – модуль коэффициента передачи по напряжению, φ – сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями. Эти зависимости, соответственно отображаются амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) и фазо-частотной характеристикой (ФЧХ).

Обе зависимости, построенные в широком частотном диапазоне, дают наглядное представление о характере преобразования сигналов в устройстве.

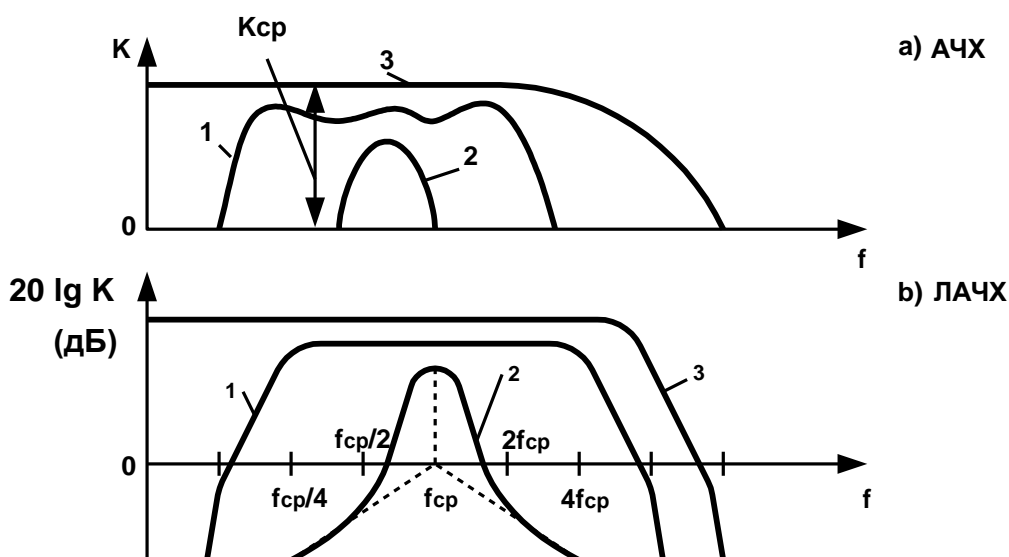


Рис.5.4

Например, приведенные на рисунке 5.4,а амплитудно-частотные характеристики устройства различаются между собой по диапазону пропускаемых частот. Характеристика 1 соответствует широкополосному устройству, у которого частотный диапазон сигналов, усиливаемых с приблизительно одинаковым коэффициентом передачи $K_{ср}$, может быть довольно значителен. Характеристика 2 относится к избирательному устройству, усиливающему сигналы в узкой полосе частот. У некоторых типов устройств АЧХ (кривая 3) может не иметь спада в области низких частот, у них $K_{f \rightarrow 0} = K_{f \rightarrow f_{ср}}$. Если, например, речь идет об усилителе, то усилитель такого типа называют усилителем постоянного тока.

Изменение коэффициента передачи как функции частоты позволяет говорить о частотных искажениях, которые являются линейными, так как не сопровождаются искажением формы усиливаемого сигнала, если

входной сигнал гармонический. АЧХ и ФЧХ всегда снимаются при такой амплитуде входного сигнала, при которой можно не опасаться нелинейных искажений формы выходного сигнала в процессе усиления.

Для количественной оценки частотных искажений пользуются понятием коэффициента частотных искажений M , который представляет собой отношение коэффициента усиления на средней частоте K_{cp} к коэффициенту усиления на данной частоте. Обычно рассматривают частотные искажения, возникающие на границах рабочего диапазона $f_{ниж}$ и $f_{верх}$. Соответственно этому определяют коэффициенты частотных искажений:

$$M_n = K_{cp}/K_n; \quad M_v = K_{cp}/K_v.$$

Частотные искажения сопровождаются сдвигом фазы между входным и выходным сигналом, или, иначе говоря, фазовыми искажениями.

Разность частот $f_v - f_n$ называют рабочим диапазоном частот устройства или полосой пропускания. Как следует из определения коэффициента частотных искажений, понятие полосы пропускания всегда требует уточнения, по какому уровню выходного сигнала она отсчитывается. Для звуковых сигналов, например, принято границы полосы пропускания определять по уменьшению выходной мощности сигнала в два раза, что соответствует уменьшению напряжения (тока) в $\sqrt{2}$ раз.

Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики, как правило, строят не в линейном, а в логарифмическом масштабе (Рис.5.4,б), когда по оси ординат амплитудно-частотной характеристики указывают не сам модуль передаточной функции, а его логарифм. На логарифмических частотных характеристиках принято откладывать значение $20 \lg K$. Эта величина называется децибелом. При этом значению модуля $K=10$ соответствует значение рассматриваемой функции в 20 дБ.

Положительные значения $20 \lg K$ соответствуют усилению сигнала, отрицательные - его ослаблению. Заметим, что фазовый сдвиг φ на фазо-частотных характеристиках откладывают в линейном масштабе.

При построении графика логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) значения частоты откладываются также в логарифмическом масштабе либо по основанию 2 – октавное изменение, либо по основанию 10 – декадное изменение. Логарифмический масштаб позволяет одинаково подробно изображать на графике области как низких, так и верхних частот.

На рисунке 5.4,б приведены в логарифмическом масштабе графики кривых, изображенных на рисунке 5.4,а. Кривые имеют в каждой частотной области определенный наклон. Этот наклон выражают в изменении коэффициента передачи, происходящем на одну октаву (декаду) изменения частоты. Наклон ± 6 дБ/окт. или ± 20 дБ/дек. имеют

ЛАЧХ дифференцирующих и интегрирующих цепей первого порядка соответственно, например, RC-цепей (Рис. 5.5).

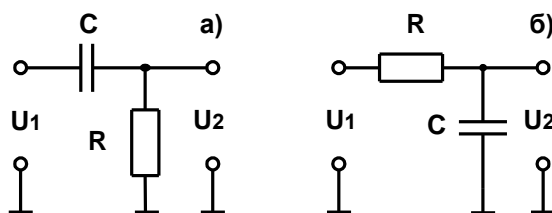


Рис.5.5

Коэффициент передачи для дифференцирующей цепи в комплексной форме имеет вид:

$$K_u(j\omega) = a + jb = (\omega RC)^2 / (1 + (\omega RC)^2) + j(\omega RC) / (1 + (\omega RC)^2).$$

Модуль этого выражения, т.е. амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) имеет вид:

$$|K_u(j\omega)| = \omega RC / (\sqrt{1 + (\omega RC)^2}).$$

Если коэффициент передачи выразить в децибелах (т.е. $K_u[\text{дБ}] = 20 \lg(u_2/u_1)$), то выражение для АЧХ примет вид

$$L_u(\omega) = 20 \lg \omega RC - 10 \lg(1 + (\omega RC)^2).$$

Это выражение является основой для построения логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ), приведенной на рисунке 5.6,а. Цепь, изображенная на рисунке 5.5,б, называется интегрирующей RC-цепью. Коэффициент передачи для этой цепи выглядит как

$$K_u(j\omega) = 1 / (1 + j\omega RC).$$

Амплитудно-частотная характеристика в логарифмическом виде описывается выражением:

$$L_u(\omega) = -10 \lg(1 + (\omega RC)^2).$$

Вид этой характеристики представлен на рисунке 5.6,б.

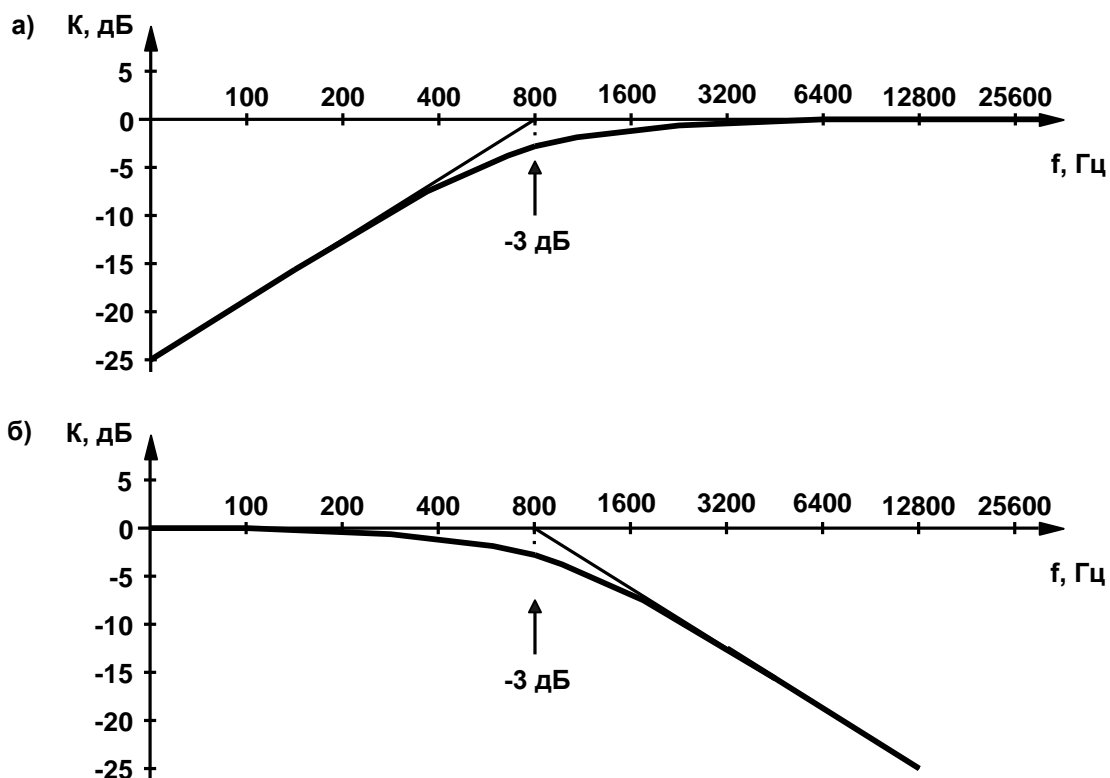


Рис.5.6

Приведенные на рисунке 5.6. кривые для анализа удобнее аппроксимировать двумя прямыми линиями. Из полученных выражений следует, что наклоны соответствующих аппроксимированных участков ЛАЧХ составляют 20 дБ/дек или 6дБ/окт. Частоту, на которой происходит переход от наклонного участка аппроксимированной характеристики к горизонтальному, называют частотой перегиба или частотой среза $f_{\text{ср}}$ ЛАЧХ. Она определяется постоянной времени RC цепи $\omega_{\text{ср}}=1/T=2\pi \cdot f_{\text{ср}}$. На частотах перегиба отклонение истинной ЛАЧХ от аппроксимированной составляет 3 дБ.

Базовая частота 100 Гц, относительно которой отсчитываются октавы в данном примере, выбрана для компактности изображения. На практике, для усилителей звуковых частот, работающих в диапазоне от 20Гц до 20 кГц, чаще в качестве начала отсчета используется частота 16 Гц. Тогда октавная последовательность частот ЛАЧХ представляет собой ряд: 0, 16, 32, 64, 128, 256, и т.д.

5.4. Согласование электронных устройств при их последовательном включении

В электронике очень часто используется последовательное включение устройств, выполняющих последовательные преобразования сигнала. Однако неправильный выбор устройства может привести к

значительным искажениям сигнала (или даже к неисправностям других устройств). В связи с этим необходимо рассмотреть условия корректности последовательного соединения устройств.

Эквивалентная схема соединения двух устройств для случая, когда информация представлена (кодируется) уровнем напряжения, представлена на рисунке 5.7,а.

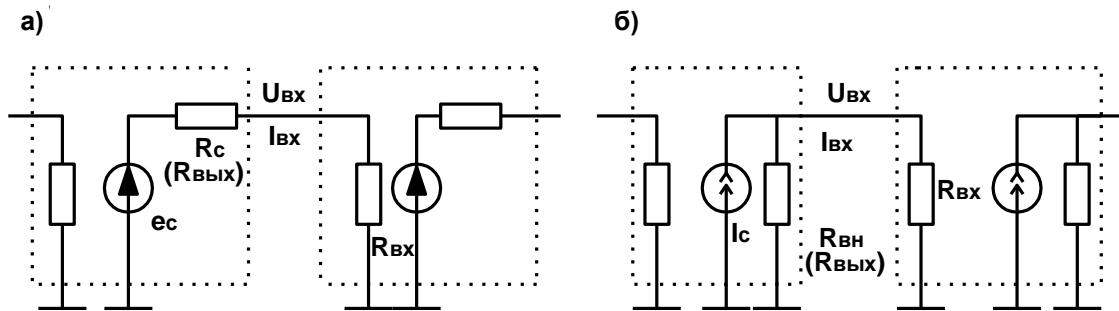


Рис.5.7

Напряжение на входе второго устройства определяется уравнением:

$$U_{вх} = e_c \cdot R_{вх} / (R_c + R_{вх}).$$

Отсюда следует, что сигнал искажается тем меньше (т.е. $U_{вх}$ тем ближе к e_c), чем больше $R_{вх}$ и меньше $R_{вых}$. Поэтому при передаче информации уровнем напряжения условием корректного последовательного включения устройств является выполнение неравенства $R_{вх} \gg R_{вых}$.

Если носителем информации является уровень тока (Рис. 5.7,б), то

$$i_{вх} = i_c \cdot R_{вн} / (R_{вн} + R_{вх}).$$

Из этого выражения следует, что условием корректного последовательного соединения устройств, при кодировании информации уровнем тока, является выполнение неравенства $R_{вх} \ll R_{вн}$.

В обоих случаях нужно учитывать, что конкретное соотношение входного и выходного сопротивлений соединяемых устройств определяются требованиями по точности передачи информации. Так, при допустимой погрешности передачи информации по напряжению не более 1% от его максимальной амплитуды, необходимо, чтобы выполнялось неравенство:

$$R_{вх} \geq 100 \cdot R_{вых}.$$

Если при последовательном включении устройств должна передаваться максимальная возможная мощность, то модель взаимодействия устройств соответствует рисунку 5.7,а, а основные соотношения имеют вид:

$$i_{\text{вх}} = e_c / (R_c + R_{\text{вх}}),$$

$$P_{\text{вых}} = i^2 \cdot R_{\text{вх}} = (e_c)^2 \cdot R_{\text{вх}} / (R_c + R_{\text{вх}})^2.$$

Тогда условие согласования, полученное путем решения стандартной задачи поиска экстремума, имеет вид $R_c = R_{\text{вх}}$.

При согласовании электронных устройств по мощности следует учитывать, что некоторые современные усилители мощности имеют настолько малые выходные сопротивления (доли Ома), что входное сопротивление последующего устройства имеет смысл выбирать уже не с точки зрения обеспечения максимальной передаваемой мощности, а с точки зрения получения максимального КПД схемы.

При согласовании устройств следует учитывать не только их входные и выходные сопротивления, но и динамический диапазон, и спектральный состав поступающих на их вход сигналов.

Динамический диапазон сигнала должен полностью укладываться в линейную область амплитудной характеристики устройства, на вход которого он подается (иначе возникнут амплитудные искажения). Ширина спектра сигнала не должна превышать полосы пропускания устройства, причем весь спектр сигнала должен быть расположен внутри полосы пропускания (иначе возникнут частотные искажения).

6. ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

6.1. Классификация электронных компонентов и элементов

Классификация электронных компонентов приведена на рисунке 6.1. В настоящее время принято кроме компонентов выделять элементы.

Компонент – это устройство, являющееся неделимым с точки зрения электроники. Достаточно часто компонент называют дискретным элементом.

Элемент – более сложное, чем компонент, устройство, состоящее из компонентов (например, интегральная схема, состоящая из резисторов, конденсаторов и т. д.), но неделимое конструктивно.

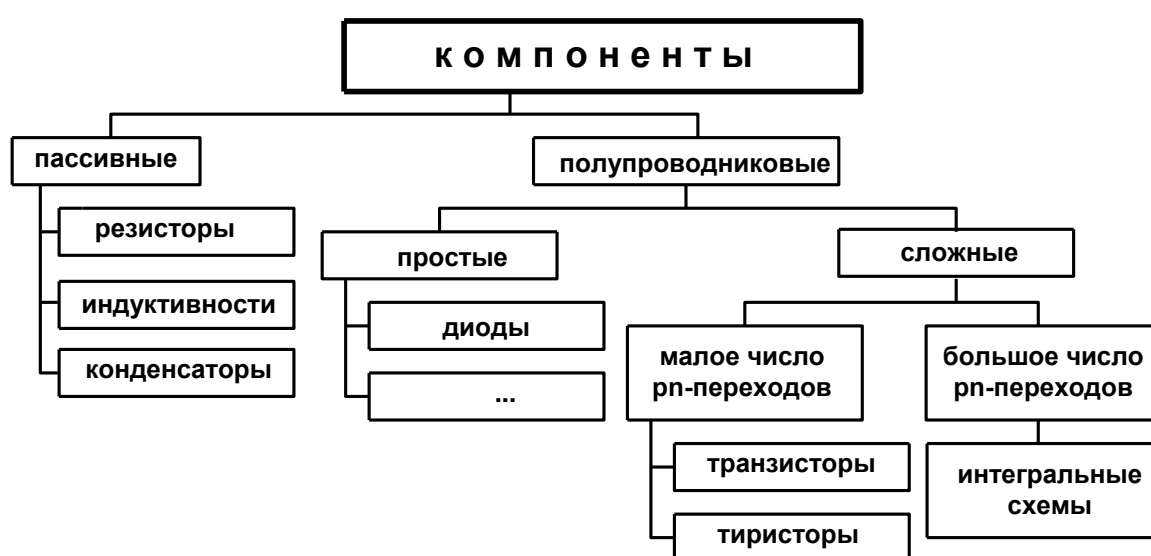


Рис.6.1

6.2. Основные параметры пассивных компонентов

К пассивным компонентам относятся резисторы, конденсаторы и индуктивности. Любой из этих компонентов имеет два основных параметра: значение номинала и точность номинала. Значения номиналов массово выпускаемых компонентов соответствуют стандартным рядам номиналов, а точность номинала имеет одно из следующих значений: 10%, 5%, 2%, 1%, 0.5%, 0.2%. Компоненты с точностью 1% и меньше называются прецизионными.

Кроме основных параметров, компоненты характеризуются рядом дополнительных параметров. Для резисторов дополнительным параметром является максимальная рассеиваемая мощность. При превышении этого значения резистор не будет успевать отдавать выделяющееся на нем тепло в окружающее пространство и будет недопустимо перегреваться. Массово выпускаемые резисторы имеют следующие значения максимальной рассеиваемой мощности: 2 Вт, 1 Вт,

0.5 Вт, 0.25 Вт, 0.125 Вт. Специальные типы резисторов могут рассеивать мощность до 100 Вт.

Конденсаторы выпускаются двух типов: униполярные и полярные (электролитические). Полярные конденсаторы обязательно включаются в цепь в соответствии с маркировкой полярности. Важным параметром конденсаторов является максимальное допустимое напряжение, превышение которого может привести к пробое и выходу из строя. Кроме того, реальные конденсаторы обладают паразитной индуктивностью, которая характеризуется тангенсом угла потерь. Поэтому на высоких частотах в конденсаторах также рассеивается активная мощность, приводящая к нагреву и возможному выходу из строя. В связи с этим для многих типов конденсаторов, особенно электролитических указывается максимальная частота работы.

Для индуктивностей дополнительным параметром является максимальный допустимый ток. Индуктивности как отдельные компоненты применяются редко из-за малой технологичности их изготовления.

Величины основных параметров и, если позволяют габариты компонентов, часть дополнительных параметров указываются непосредственно на компоненте при его изготовлении путем специальной маркировки. К сожалению, система обозначений номиналов, принятая у нас в стране, менялась и отличалась от зарубежных. В настоящее время используются три системы обозначений номиналов.

В первой системе обозначений в качестве основной единицы номинала выбраны Омы для резисторов и пикофарады для конденсаторов. Для обозначения больших величин номиналов используют дополнительные буквы К-кило и М-мега для резисторов и букву н-нано для конденсаторов. Указанные буквы ставятся в том месте, где должна стоять запятая. Так, обозначение 220 соответствует 220 Ом для резисторов или 220 пикофарад – для конденсаторов. Обозначение 2К2 – 2200 Ом (2,2 килоома), обозначение М56 – 560 килоом, обозначение 2н2 – 2200 пикофарад (2,2 нанофарады). Для обозначения микрофарад для конденсаторов используется просто запятая (1,0 – 1 микрофарада).

Для обозначения номиналов малогабаритных компонентов с планарными выводами (чип-резисторов и чип-конденсаторов) применяется чисто цифровая система обозначений, состоящая из трех цифр. В этой системе первые две цифры определяют величину номинала компонента, а третья цифра – степень числа 10. Причем полное значение номинала получается умножением первых двух чисел на число 10 в степени, указанной третьей цифрой (330 – резистор 33 Ом или конденсатор 33 пикофарады, 332 – резистор 3,3 килоома или конденсатор 3,3 нанофарады).

Для компонентов зарубежного производства применяется система обозначений с помощью ряда цветных поперечных полосок. Описание этой системы обозначений можно найти в соответствующей литературе.

7. ПРОСТЕЙШИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

7.1. Полупроводники и полупроводниковый переход

По своим электрическим свойствам все твердые вещества можно разделить на проводники, изоляторы и полупроводники. Они отличаются поведением электронов на внешней орбите атомов. В случае изолятора электроны прочно связаны с ядром, и лишь немногие способны разорвать эту связь и участвовать в движении, называемом электрическим током. В проводнике напротив достаточно много свободных электронов. В полупроводнике, таком как кремний или германий, существует некоторое количество электронов, которое при комнатной температуре способно разорвать устойчивую связь с ядром и свободно перемещаться в кристалле. При этом место на электронной орбите, которое покинул такой электрон, становится вакантным и может быть занято другим электроном. Такое место в теории полупроводников называют дыркой.

Для получения специальных свойств в полупроводник вносят примеси. Этот процесс называется легированием и серьезно изменяет свойства проводимости полупроводников. Например, фосфор является донорной примесью, так как при его внесении увеличивается число свободных электронов в полупроводнике. Поскольку проводимость в этом случае обусловлена отрицательными зарядами (электронами), то сам полупроводник называют N-типа (от слова negative - отрицательный). В противоположность донорным, существуют акцепторные примеси, внесение которых приводит к увеличению концентрации дырок. В данном случае проводимость обеспечивается положительными зарядами, а полупроводник называют полупроводником P-типа (positive – положительный). Здесь необходимо разъяснить понятие положительной (или, как ее еще называют, «дырочной») проводимости: когда электрон покидает электронную орбиту атома, возникает дырка. Так как атом в этом случае ионизируется, он приобретает положительный заряд и, следовательно, способность захватывать свободные электроны. Предположим теперь, что атом А потерял электрон, образовалась дырка. Этот атом может захватить свободный электрон, который в свою очередь покинул другой атом В. Тогда получится, что электрон атома В переместился на орбиту атома А, а дырка переместилась в обратном направлении. Именно подобные процессы будут в дальнейшем подразумеваться под перемещением дырок.

При внесении примесей полупроводник остается электрически нейтральным в целом, т.е. не обладает зарядом. Кроме примесной проводимости (основной), в полупроводнике сохраняется и незначительная собственная проводимость за счет неосновных носителей, образующихся в результате тепловых колебаний.

Полупроводниковым PN-переходом (Рис.7.1) называют границу между полупроводником N-типа и полупроводником P-типа. N-область

легирована донорной примесью и имеет электронную проводимость. P-область легирована акцепторной примесью, и имеет дырочную проводимость. Концентрация электронов в одной части и концентрация дырок в другой различаются, что достигается в процессе легирования.

Устройство PN-перехода показано на рисунке 7.1. Электроны из N-области диффундируют в P-область и там рекомбинируют с дырками, занимая вакантные места на электронных орбитах атомов. При этом вблизи границы перехода образуются неподвижные, отрицательно заряженные ионы. В результате образуется объемный отрицательный заряд, препятствующий дальнейшей диффузии электронов. Аналогичные процессы происходят в P-области. Область, занимаемую объемным зарядом, называют обедненным слоем, т.к. здесь практически отсутствуют свободные носители заряда. Распределение объемного заряда в переходе показано на рисунке 7.1.

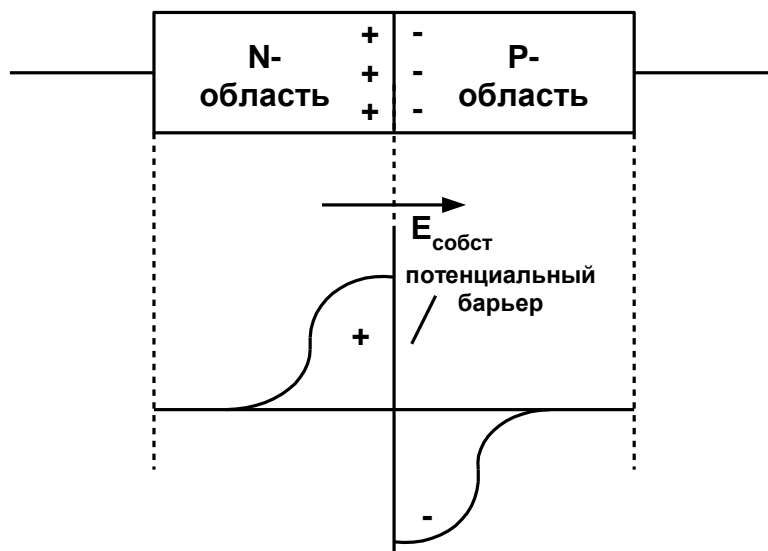


Рис.7.1

Технологический процесс создания P-N-перехода может быть различным: сплавление (сплавные полупроводниковые приборы), диффузия одного вещества в другое (диффузионные полупроводниковые приборы), эпитаксия - ориентированный рост одного кристалла на поверхности другого (эпитаксиальные полупроводниковые приборы) и др. По конструкции P-N-переходы могут быть симметричными и несимметричными, резкими и плавными, плоскостными и точечными. Однако для всех типов переходов основным свойством является **несимметричная электропроводимость**, при которой проводимость перехода в одном направлении значительно отличается от проводимости в другом направлении.

Внутри кристалла на границе раздела возникает собственное электрическое поле $E_{\text{собств}}$, направление которого показано на рисунке 7.1.

На некотором удалении от границы объемный заряд отсутствует, и полупроводник является нейтральным.

Таким образом, на границе PN-перехода создается потенциальный барьер. Высота потенциального барьера определяется контактной разностью потенциалов $m\phi_T$, где m - технологический коэффициент, определяемый особенностями технологического процесса и равный обычно $1 \div 2$, а ϕ_T - тепловой потенциал, определяемый по формуле:

$$\phi_T = k \cdot T/q,$$

где: $k = 1,38 \cdot 10^{-24}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; T – температура полупроводника по шкале Кельвина. При температуре 20°C $\phi_T = 25,5$ мВ.

Высоту потенциального барьера можно изменять приложением внешнего напряжения к PN-переходу. Если приложенное внешнее напряжение создает в PN-переходе поле, которое совпадает с внутренним, то высота потенциального барьера увеличивается. Также увеличивается ширина обедненного слоя. При обратной полярности приложенного напряжения высота потенциального барьера уменьшается и обедненный слой сужается. Если приложенное напряжение равно или больше контактной разности потенциалов $m\phi_T$, то потенциальный барьер исчезает полностью.

Приложение прямого и обратного напряжения к PN-переходу показано на рисунке 7.2.

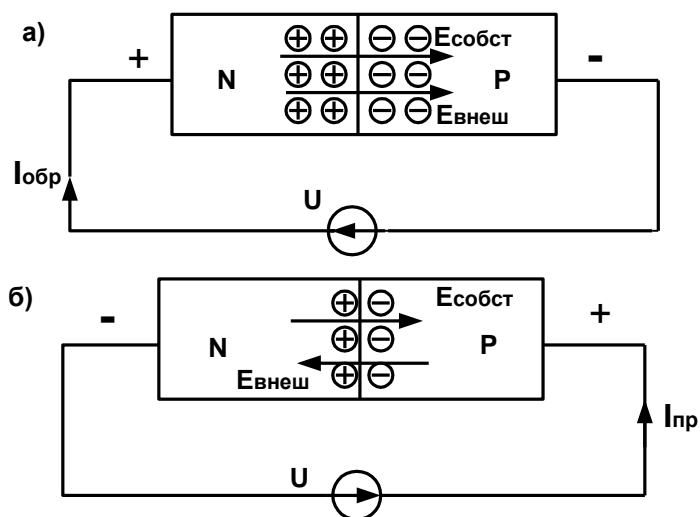


Рис.7.2

Вольт-амперная характеристика PN-перехода представляет собой зависимость тока через переход при изменении на нем значения и полярности приложенного напряжения. Если приложенное напряжение снижает потенциальный барьер, то говорят о прямом смещении PN-перехода. В противном случае – об обратном смещении.

При прямом смещении PN-перехода появляется диффузионный ток, вызванный диффузией основных носителей, преодолевающих потенциальный барьер. Пройдя PN-переход, эти носители попадают в область полупроводника, для которого они являются неосновными носителями. Концентрация неосновных носителей при этом может, существенно возрасти по сравнению с равновесной концентрацией. Такое явление носит название инжекции носителей.

Обратный ток в PN-переходе вызывается неосновными носителями одной из областей, которые, дрейфуя в электрическом поле области объемного заряда, попадают в область, где они уже являются основными носителями. Так как концентрация основных носителей существенно превышает концентрацию неосновных, то появление незначительного дополнительного количества основных носителей практически не изменит равновесного состояния полупроводника. Таким образом, обратный ток зависит только от количества неосновных носителей, появляющихся в границах области объемного заряда. Внешнее приложенное напряжение определяет скорость перемещения этих носителей из одной области в другую, но не число носителей, проходящих через переход в единицу времени. Следовательно, обратный ток через переход остается практически постоянным при изменении обратного напряжения на переходе. Этот ток называется обратным тепловым током и обозначается I_0 .

Диффузионный (прямой) ток зависит от высоты потенциального барьера и по мере его снижения увеличивается экспоненциально:

$$I_{\text{диф}} = I_0 \cdot e^{U/m\phi_T}, \quad (7.1)$$

где U — напряжение, приложенное к PN-переходу.

Кроме диффузионного тока при прямом смещении перехода присутствует и обратный – тепловой ток. Поэтому общий прямой ток описывается выражением:

$$I_{\text{пр}} = I_{\text{диф}} - I_0 = I_0 \cdot (e^{U/m\phi_T} - 1). \quad (7.2)$$

Это выражение называется уравнением Эберса—Молла и полностью описывает вольт-амперную характеристику перехода при любом смещении. Соответствующая этому выражению характеристика PN-перехода приведена на рисунке 7.3. Значение напряжения на PN-переходе при прямом смещении определяется величиной теплового тока I_0 и контактной разностью потенциалов $m\phi_T$ и составляет $0,20 \div 0,25$ В для Ge и $0,45 \div 0,65$ В для Si. Данное различие определяется тем, что ток I_0 для Ge значительно (практически на три порядка) превышает ток I_0 для Si.

Достаточно часто величину напряжения на переходе, при котором через переход начинают протекать токи, соизмеримые с рабочими токами, называют напряжением отпираания перехода.

Обратное напряжение ограничивается пробоем PN-перехода. Пробой PN-перехода возникает за счет лавинного размножения неосновных носителей и поэтому называется лавинным. При лавинном пробое PN-перехода ток через переход значительно возрастает при практически неизменном напряжении на нем, как показано на рисунке 7.3.

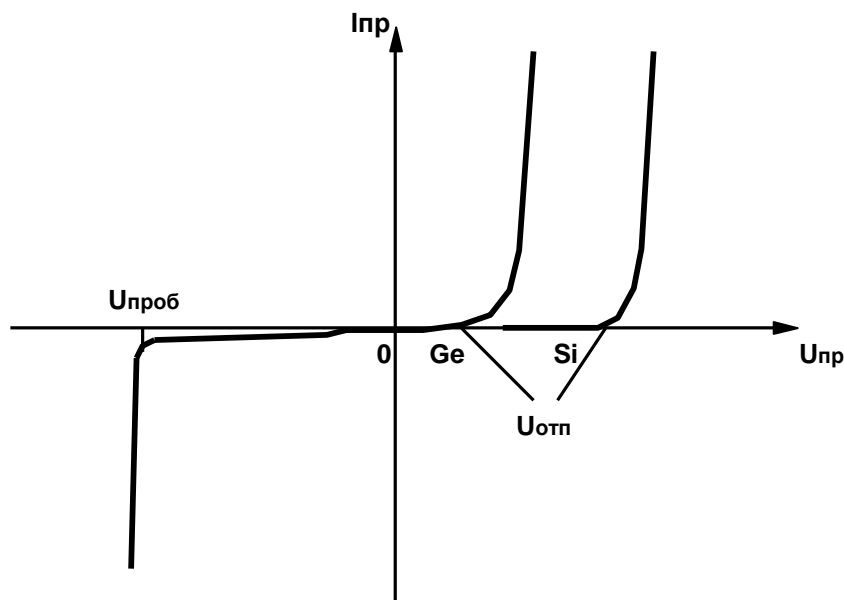


Рис.7.3

При этом, если обратный ток не ограничивается внешними компонентами, его нарастание может привести к значительному разогреву кристалла. При превышении температурой полупроводника точки Кюри разрушается кристаллическая решетка, а лавинный пробой (обратимый) переходит в тепловой, необратимый пробой. Допустимые (предельные) температуры составляют: для Ge – $(80 \div 90)^\circ\text{C}$, для Si – до 120°C .

7.2. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковые диоды относятся к обширному классу полупроводниковых приборов, применяющихся при построении электронных систем управления, измерения и радиотехники.

Слово “диод” образовано от греческих слов “ди” - два и сокращенного “(электр)од”. Упрощенная структура и условное обозначение диода на принципиальных схемах приведены на рисунке 7.4.

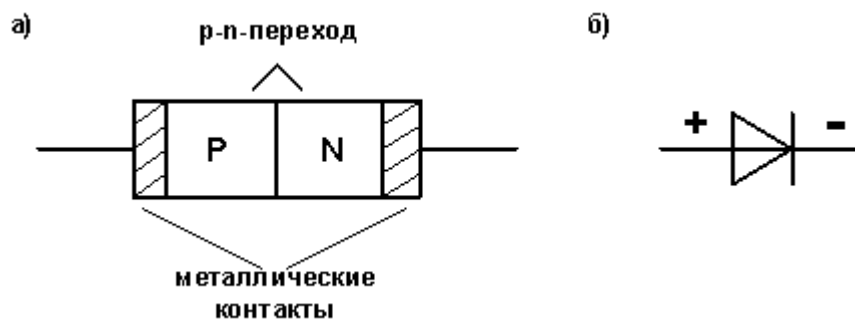


Рис.7.4

Все полупроводниковые диоды можно разделить на две группы: выпрямительные и специальные. Выпрямительные диоды, как следует из самого названия, предназначены для выпрямления переменного тока. В зависимости от частоты и формы переменного напряжения они делятся на высокочастотные, низкочастотные и импульсные. Специальные типы полупроводниковых диодов используют различные свойства PN-переходов: явление пробоя, барьерную емкость, наличие участков с отрицательным сопротивлением и др.

Выпрямительные диоды большой мощности называют "силовыми". Материалом для таких диодов обычно служит кремний или арсенид галлия. Германий практически не применяется из-за большой величины и сильной температурной зависимости обратного тока. Кремниевые сплавные диоды используются для выпрямления переменного тока с частотой до 5кГц. Кремниевые диффузионные диоды могут работать на повышенной частоте, до 100кГц. Кремниевые эпитаксиальные диоды с металлической подложкой (с барьером Шоттке) могут использоваться на частотах до 500 кГц. Арсенид-галлиевые диоды способны работать в диапазоне частот до нескольких МГц.

Несмотря на многообразие технологий, все диоды характеризуются примерно одним и тем же перечнем основных параметров: $I_{пр}$, $U_{пр}$, $I_{обр}$, $U_{обр}$. Для разных типов выпрямительных диодов средний прямой ток $I_{пр.ср}$ лежит в пределах от единиц миллиампер до нескольких десятков ампер, обратное напряжение $U_{обр.мах}$ - в пределах от десятков до нескольких тысяч вольт, а обратный ток $I_{обр}$ - от десятков наноампер до десятков миллиампер. Диоды, предназначенные для работы в импульсном режиме, дополнительно характеризуется максимально-допустимым прямым импульсным током $I_{пр.имп}$ при заданной длительности импульса (обычно несколько десятков микросекунд). Как правило, этот ток на порядок превосходит средний прямой ток диода.

Когда обратное напряжение превышает некоторое значение $U_{обр.мах}$, определяемое для каждого типа диода, возникает пробой PN-перехода: сначала туннельный или лавинный, а затем - тепловой. Первые два типа пробоя являются обратимыми, т. е. после снятия напряжения свойства

PN-перехода восстанавливаются, а третий тип (необратимый) приводит к выходу диода из строя и поэтому недопустим.

Рассмотренные параметры являются статическими параметрами диодов. Для оценки инерционных свойств диодов используются два динамических параметра – максимальная частота работы f_{\max} или время восстановления обратного сопротивления диода $t_{\text{вос}}$.

Параметр f_{\max} применяется для диодов, работающих в выпрямительном режиме, а параметр $t_{\text{вос}}$ – для импульсных режимов. При этом $t_{\text{вос}}$ определяется как время, необходимое на переключение диода с заданного прямого тока $I_{\text{пр}}$ на заданное обратное напряжение $U_{\text{обр}}$.

7.3. Применение полупроводниковых диодов

7.3.1. Силовые выпрямители

Диодные (вентильные) преобразователи переменного тока в постоянный называют выпрямителями. Они играют большую роль в технике, так как производство и распределение электрической энергии по экономическим причинам организовано на переменном токе, а практически все электронные устройства требуют для своего питания постоянного напряжения. Выпрямители применяют не только в силовых установках, но и в измерительных и управляющих цепях систем автоматики, например при детектировании сигналов.

Напряжение сети переменного тока рассчитано на наиболее экономичную передачу энергии на значительные расстояния и многим потребителям. Питающее же напряжение для электронных устройств должно быть заданной величины. Поэтому для получения нужного уровня напряжения на входе выпрямителя применяются трансформаторы (понижающие или повышающие), которые с высоким КПД преобразуют напряжение сети в напряжение на входе диодной схемы, которая и преобразует переменное напряжение в требуемое однополярное.

При проектировании выпрямителей основной задачей является правильный выбор типа выпрямительных диодов. Для этого необходимо знать основные параметры различных схем выпрямителей.

Простейшая схема преобразователя переменного напряжения в постоянное приведена на рисунке 7.5. Само преобразование состоит в отсечке пути тока через нагрузку в отрицательный полупериод вторичного напряжения трансформатора u_2 с помощью элементов с односторонней проводимостью — выпрямительных диодов.

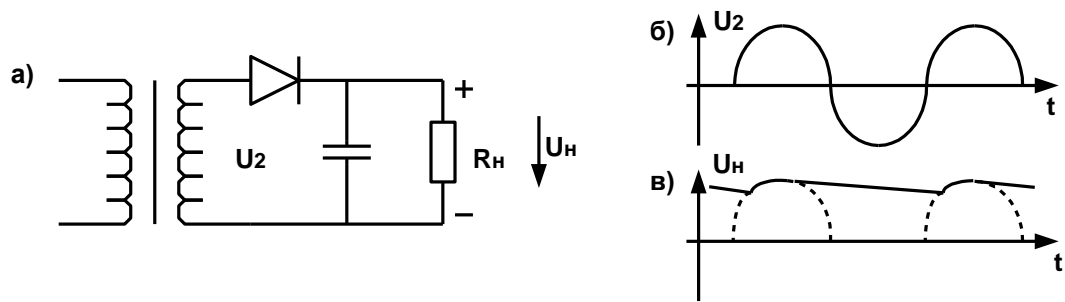


Рис.7.5

Основные параметры и характеристики такого выпрямителя: средний ток через диод равен току нагрузки

$$I_{д.ср} = I_n,$$

поэтому средний допустимый ток диода должен быть больше тока нагрузки

$$I_{ср.доп} > I_n ;$$

допустимое напряжение на диоде при наличии конденсатора фильтра должно не менее, чем вдвое превышать напряжение на нагрузке

$$U_{д доп} > 2U_n ,$$

т.к. при отрицательном полупериоде входного напряжения u_2 к диоду дополнительно прикладывается напряжение конденсатора фильтра.

Уровень пульсации в выходном напряжении можно определить по формуле:

$$U_{пульс} = \frac{I}{Cf} \quad (7.3)$$

где: I – ток нагрузки, C – емкость сглаживающего (фильтрующего) конденсатора, f – частота переменного напряжения, равная для промышленной сети 50 Гц. Правильным выбором емкости сглаживающего конденсатора можно всегда обеспечить заданный уровень пульсации на выходе.

Уменьшение уровня пульсации, при той же емкости фильтрующего конденсатора, и более симметричную нагрузку на трансформатор можно обеспечить за счет перехода к двух-полупериодным схемам выпрямителей, приведенным на рисунках 7.6 и 7.7.

В схеме на рисунке 7.6,а в момент времени, когда полярность напряжений на трансформаторе такая, как показано без скобок, при напряжении u_{21} , большем напряжения на конденсаторе, диод Д1 откроется, а диод Д2 будет закрыт, поскольку $u_{22} < 0$ и к нему

прикладывается обратное напряжение, равное $u_{22}+U_H$. Конденсатор начнет заряжаться, и напряжение на нем и на нагрузке увеличится.

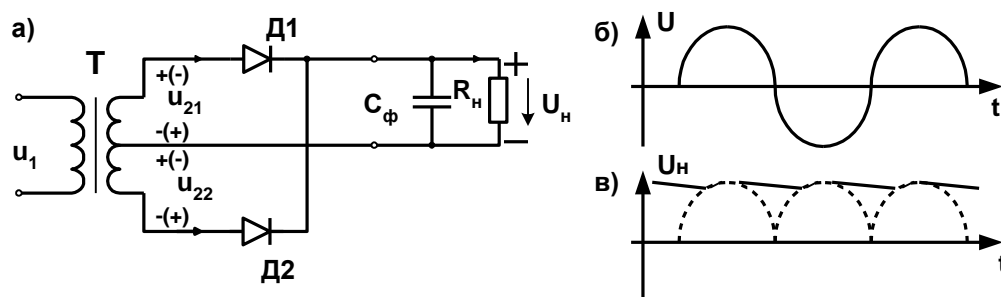


Рис.7.6

Диод Д1 закроется после того, как напряжение u_{21} станет меньше U_H . В это время закрытыми диодами нагрузка отделяется от трансформатора, и конденсатор начинает разряжаться, но благодаря большой емкости фильтрующего конденсатора достигается малое уменьшение напряжения на нагрузке.

При смене полярности напряжения на трансформаторе (на указанную в скобках) диод Д1 будет все время закрыт напряжением $u_{21}+U_H$, а второй диод откроется, подсоединив вторичную обмотку трансформатора к нагрузке, когда $u_{22}>U_H$ и процесс заряда конденсатора повторится.

Для этой схемы необходимо, чтобы $I_{ср. доп.}>I_H/2$, т.к ток нагрузки протекает поочередно через диоды выпрямителя. Допустимое обратное напряжение диодов определяется также, как и в предыдущей схеме.

Величина пульсаций для двух-полупериодных выпрямителей также может быть определена по формуле (7.3), однако, для двух-полупериодных выпрямителей необходимо в формуле подставлять $f=100$ Гц.

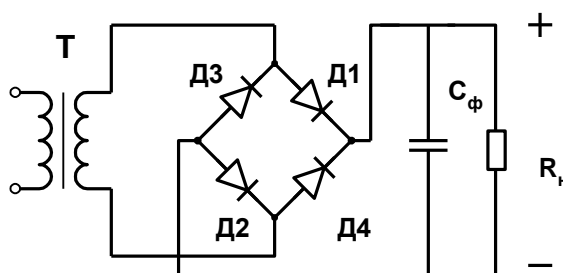


Рис.7.7

В двух-полупериодном мостовом выпрямителе (Рис.7.7) происходят аналогичные процессы. В положительный полупериод входного напряжения ток проходит через первый и второй диоды, а в отрицательный - через третий и четвертый. Причем к паре диодов,

находящихся в закрытом состоянии, прикладывается напряжение, в два раза меньшее, чем в предыдущем случае, т. е. $U_{обр} \approx U_H$.

Преимуществом мостовой схемы по сравнению с предыдущей схемой, является более простая конструкция трансформатора и меньшее обратное напряжение, прикладываемое к диодам, что иногда компенсирует увеличение числа диодов. Для упрощения сборки и уменьшения габаритов выпрямителей в настоящее время промышленностью выпускаются готовые блоки из четырех диодов, соединенных по мостовой схеме. Указанные обстоятельства являются причиной более широкого применения мостовой схемы на практике.

7.3.2. Схемы ограничителей на основе диодов

Ограничители — это электронные устройства, обладающие хотя бы одним из следующих свойств: 1) в те моменты времени, когда входное напряжение становится ниже некоторого уровня $U_{огр}$, ток через нагрузку прекращается; 2) в те моменты времени, когда входное напряжение становится выше некоторого уровня $U_{огр}^+$, через нагрузку идет только тот ток, который соответствует заданному уровню. Ограничители изменяют форму кривой сигнала, срезая либо верхнюю, либо нижнюю часть. Возможно и одновременное ограничение напряжения сверху и снизу.

Применение диодов в ограничителях обусловлено их нелинейной и обладающей пороговыми свойствами вольт-амперной характеристикой. Для анализа работы ограничителей удобнее пользоваться аппроксимированной вольт-амперной характеристикой диода, приведенной на рисунке 7.8,а.

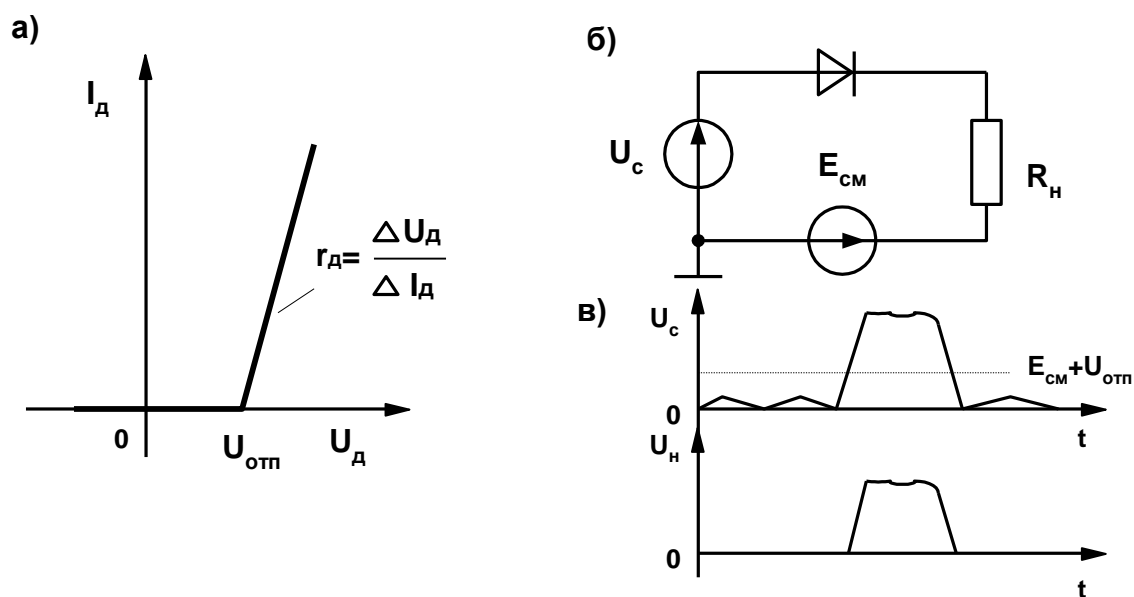


Рис.7.8

Последовательное включение диода с нагрузкой (Рис.7.8,б), осуществляет ограничение первого рода. При напряжении $u_d > U_{отп}$ (источник $E_{см}=0$) через диод проходит ток, который создает напряжение на нагрузке

$$u_H = (u_c - U_{отп}) \cdot R_H / (R_H + r_d),$$

близкое к u_c , если $r_d \ll R_H$ и $u_c \gg U_{отп}$. Когда амплитуда входного напряжения меньше напряжения отпирания, т.е. $u_d < U_{отп}$, ток через диод не проходит. Следовательно, напряжение $U_{отп}$ является уровнем ограничения. Возможность его регулировки связана со схемным способом изменять $U_{отп}$. Включив последовательно с диодом дополнительный источник $E_{см}$, можно уменьшать или увеличивать напряжение отпирания диода, соответственно смещая уровень ограничения сигнала. Последовательный ограничитель также применяют для передачи в нагрузку сигнала только одной полярности, в частности в схемах укорочения импульсов.

Включение диода параллельно нагрузке (Рис.7.9,а) реализует ограничение второго рода.

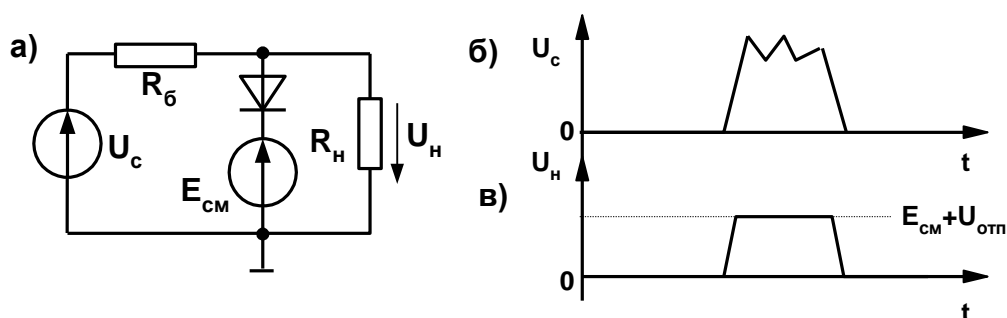


Рис.7.9

Диод открывается только при $u_H > U_{отп}$ ($E_{см}=0$) и ограничивает выходное напряжение, но из-за конечного дифференциального сопротивления открытого диода напряжение на нагрузке будет равно

$$u_H = u_c \cdot g_{бал} / (g_{бал} + g_d + g_H).$$

Очевидно, что ограничение будет тем лучше, чем больше проводимость диода g_d и меньше проводимость нагрузки g_H и балластного резистора $g_{бал}$.

Подключение к диоду положительного напряжения обратного смещения $E_{см}$ увеличивает напряжение ограничения $U_{огр}^+ = E_{см} + U_{отп}$.

Схемы параллельных ограничителей широко применяются для защиты входов устройств от перенапряжений или для формирования прямоугольных колебаний из синусоидальных.

7.4. Специальные типы диодов и их применение

Кроме выпрямительных, существует несколько широко применяемых видов специальных диодов. К таким специальным типам диодов относятся стабилитроны, светодиоды, фотодиоды и диоды Шоттке.

7.4.1. Применение стабилитронов

Стабилитрон - это специальный полупроводниковый прибор, предназначенный для стабилизации напряжения между узлами подключения. В зарубежной литературе стабилитроны часто называют диодами Зеннера. В стабилитронах используется обратный, лавинный пробой PN-перехода.

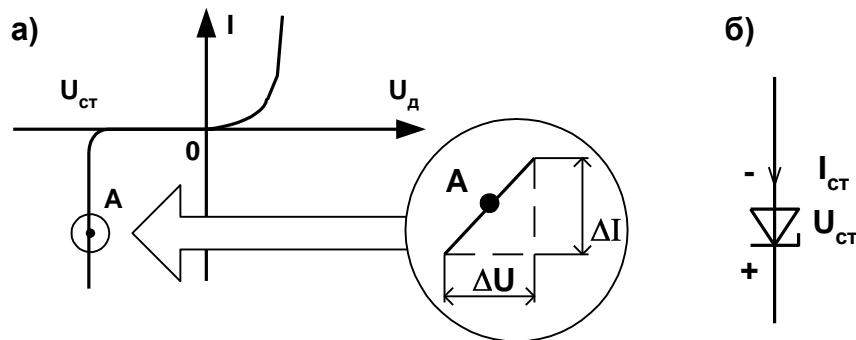


Рис.7.10

На рисунке 7.10,а приведена вольт-амперная характеристика стабилитрона и увеличенный фрагмент характеристики, позволяющий определить дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$, характеризующее постоянство напряжения на стабилитроне при изменении тока через него. Для большинства стабилитронов сопротивление $r_{ст}$ достаточно мало, от единиц до нескольких десятков Ом. На рисунке 7.10,б приведено условное изображение стабилитрона на принципиальных схемах и показана полярность прикладываемого напряжения. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики стабилитрона практически не отличается от характеристики обычного диода. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ в зависимости от типа стабилитрона лежит в пределах от единиц до сотен вольт, а допустимый ток через стабилитрон обычно не превышает нескольких десятков миллиампер.

Стабилитроны применяются для построения стабилизаторов напряжения. Стабилизатором напряжения называют устройство, преобразующее входное не стабильное напряжение в выходное, которое при изменении входного напряжения и тока нагрузки в определенных пределах сохраняется неизменным. Типовая схема стабилизатора напряжения приведена на рисунке 7.11.

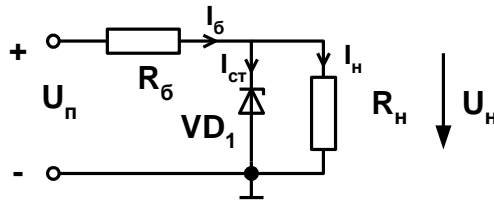


Рис.7.11

Для числовой оценки стабилизирующих свойств стабилизаторов при действии возмущающих факторов используют коэффициент стабилизации - $K_{ст}$, показывающий, на сколько изменится U_n при изменении U_n (R_n постоянно), и выходное сопротивление - $R_{вых}$, показывающее на сколько изменится U_n при изменении R_n (U_n постоянно).

$$K_{ст} = \Delta U_n / \Delta U_n; \quad R_{вых} = \Delta U_n / \Delta I_n.$$

Типичные зависимости $U_n=f(U_n)$ и $U_n=f(I_n)$ представлены на рисунке 7.12.

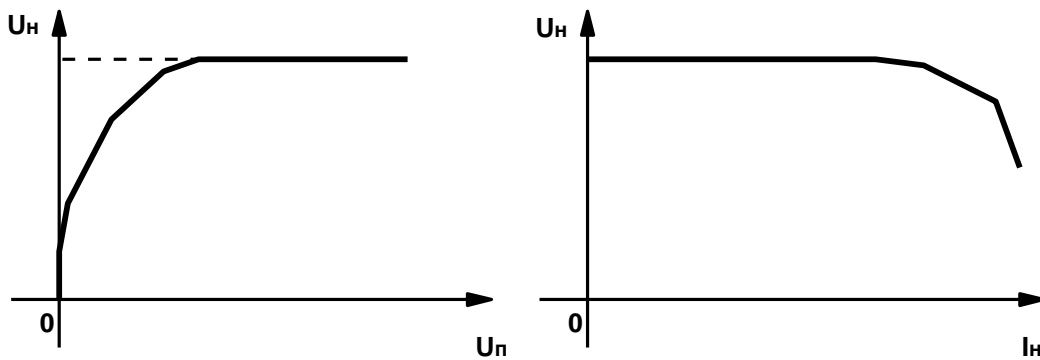


Рис.7.12

Основные соотношения, связывающие токи и напряжения в приведенной схеме стабилизатора:

$$U_n > U_n; \quad I_{R6} = I_{ст} + I_n; \quad U_n = U_n - U_{6} = U_{ст}; \quad R_6 = (U_n - U_n) / (I_n + I_{ст}),$$

где $I_{ст} = (I_{стмин} + I_{стмаx}) / 2$, а $\Delta I_n = \Delta I_{ст}$.

Используя эти соотношения, можно получить:

$$K_{ст} = \Delta U_n / \Delta U_n \approx R_6 / r_{ст}, \quad R_{вых} \approx r_{ст}.$$

По этим же соотношениям, учитывая, что возмущающие факторы – изменения питающего напряжения и тока нагрузки – приводят к изменению тока через стабилитрон, можно для заданного R_6 и известных $I_{стмин}$ и $I_{стмаx}$ определить допустимые изменения U_n и I_n .

Дополнительным возмущающим фактором является изменение напряжения стабилизации стабилитрона при изменении его температуры, как за счет изменения окружающей температуры, так и за счет разогрева стабилитрона из-за рассеиваемой на нем мощности. Этот параметр называется коэффициентом температурной нестабильности стабилизатора и обычно выражается в $mV/^{\circ}C$. Коэффициенты температурной нестабильности для стабилитронов приводятся в их справочных данных.

Рассмотренная схема называется параметрическим стабилизатором напряжения, т.к. и величина выходного стабилизированного напряжения и основные параметры стабилизатора определяются параметрами используемого нелинейного элемента – стабилитрона. Параметрические стабилизаторы применяются, как правило, для получения небольших токов нагрузки – не более десятков миллиампер. Основные параметры параметрических стабилизаторов не являются высокими. Увеличение $K_{ст}$ за счет увеличения R_6 приводит к снижению КПД схемы, а конечное значение $r_{ст}$ обуславливает применение этих стабилизаторов в основном для схем, в которых токи нагрузки меняются мало.

7.4.2 Светодиоды и их применение

Светодиоды преобразуют электрическую энергию в световое излучение при рекомбинации электронов и дырок. В обычных диодах рекомбинация электронов и дырок происходит с выделением фононов, т.е. без светового излучения. В светодиодах преобладает рекомбинация носителей зарядов с излучением фотонов, т.е. светового излучения. Обычно такое излучение бывает резонансным и лежит в узкой полосе частот, т.е. светодиод светится определенным цветом. Для получения различных цветов излучения применяют различные материалы, из которых изготовлен светодиод, или изменяют ток через светодиод. На рисунке 7.13.а приведено изображение светодиода на принципиальных схемах.

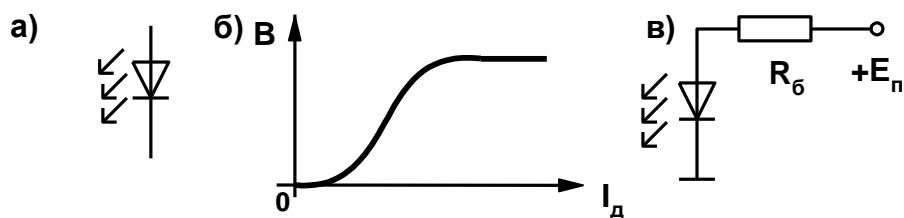


Рис.7.13

Яркость свечения светодиода (B) оценивается в люксах и определяется проходящим через него током, но зависимость эта не линейна с выраженным участком насыщения (Рис.7.13,б). Рабочие токи светодиодов выбирают на линейном участке характеристики. Для ранее выпускав-

шихся типов светодиодов рабочие токи составляли $10 \div 20$ мА. В последние годы разработаны новые типы светодиодов, имеющие повышенную яркость свечения при токах в единицы миллиампер.

Прямое падение напряжения на светодиоде составляет, как правило, $1,5 \div 2$ В, причем дифференциальное сопротивление светодиодов на линейном участке вольт-амперной характеристики весьма мало (меньше 1 Ом). Поэтому светодиоды иногда используют в качестве стабилитронов для малых напряжений стабилизации. Необходимо отметить, что светодиоды характеризуются малым допустимым обратным напряжением (обычно около $3 \div 5$ В). Поэтому их, как правило, защищают от обратных перенапряжений с помощью параллельных диодных ограничителей.

Промышленность выпускает светодиоды, как в дискретном, так и в интегральном исполнении. Дискретные элементы применяются в качестве единичных сигнальных индикаторов с различным цветом свечения, а интегральные, обычно многоэлементные, приборы - для построения светоизлучающих цифро-знаковых индикаторов и панелей.

Благодаря малому прямому сопротивлению и тому, что излучение фотонов происходит в результате рекомбинации носителей зарядов, скорость изменения светового потока весьма высока. Постоянная времени светодиода составляет $10^{-7} - 10^{-8}$ сек. Это позволяет применять светодиоды в быстродействующих схемах управления с помощью светового потока. Типичная схема включения светодиода представлена на рисунке 7.13,в. Балластное сопротивление выбирается по формуле $R_6 = (E_{п} - U_{д}) / I_{д}$.

7.4.3 Фотодиоды и их применение

Фотодиоды – это полупроводниковые приборы, обладающие свойством односторонней фотопроводимости при воздействии на них оптического излучения. Фотодиод имеет структуру обычного PN-перехода. Его условное обозначение на принципиальных схемах приведено на рисунке 7.14,а.

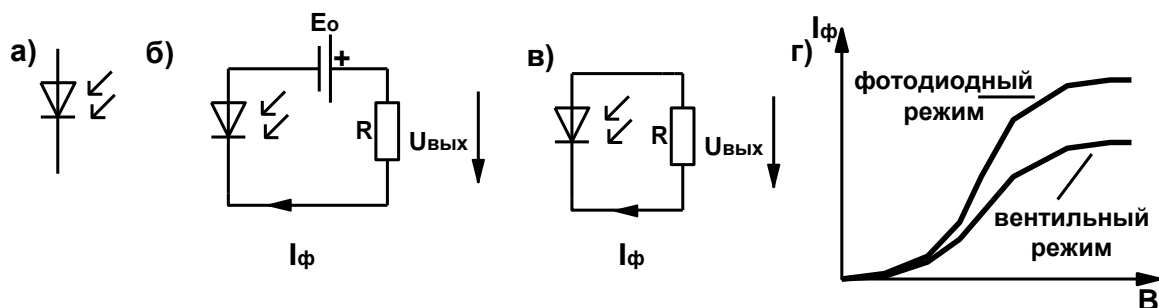


Рис.7.14

Фотодиоды могут работать в двух режимах: фотодиодном, когда во внешней цепи диода содержится источник постоянного напряжения, смещающий PN-переход в обратном направлении (Рис.7.14,б), и

вентильном, когда такой источник отсутствует (Рис.7.14,в). В фотодиодном режиме при освещении возникает так называемый фототок, имеющий противоположное направление по сравнению с прямым током диода, пропорциональный интенсивности падающего на PN-переход излучения и практически не зависящий от напряжения смещения.

В вентильном режиме фотодиод используют в качестве генератора фото-ЭДС, равной падению напряжения на сопротивлении внешней нагрузки от протекающего через него фототока, но не превышающей контактной разности потенциалов. При этом осуществляется прямое преобразование световой энергии в электрическую.

Типичная зависимость величины фототока от интенсивности светового излучения приведена на рисунке 7.14,г. Отметим что величина фототока при вентильном включении обычно не превышает 0,1 мА, а в фотодиодном включении несколько выше - до 0,3 мА.

Фотодиоды относительно малоинерционные приборы. Время установления фототока после начала облучения светом составляет 10^{-7} - 10^{-8} сек. Спектральные характеристики охватывают практически всю видимую и инфракрасную области спектра. Фотодиоды обычно используются для решения задачи обнаружения и измерения светового и инфракрасного излучения в оптических датчиках положения, угла поворота, устройствах дистанционного управления, охранных системах (инфракрасные фотодиоды) и т. д.

Широкое распространение получили также приборы, называемые оптронами. Оptron представляет собой светодиод и фотодиод, размещенные в одном светонепроницаемом корпусе, и служит для гальванической развязки устройств (т.е. обеспечения передачи сигналов между устройствами без электрического контакта – световым потоком). Так как фототок имеет весьма малую величину – не более сотни микроампер, в последние годы вместо фотодиода в оптронах используют фототранзисторы или фототиристоры, что позволяет наряду с гальванической развязкой получить и усиление выходного сигнала.

7.4.4 Диоды Шоттке и их применение

Диоды Шоттке, в отличие от обычных диодов, выполнены на основе контакта металл—полупроводник (Рис.7.15,а), создаваемого обычно напылением в вакууме металла на полупроводник n-типа. На рисунке 7.15,б приведено условное обозначение диода Шоттке на принципиальных схемах.

Принцип действия диодов Шоттке основан на использовании разности работы выхода электронов из металла и полупроводникового материала. В случае, когда работа выхода электронов из металла превышает работу выхода из полупроводника, часть электронов диффундирует из полупроводника в металл. При этом в приконтактной области

полупроводника образуется объемный положительный заряд, препятствующий дальнейшему переходу электронов в металл.

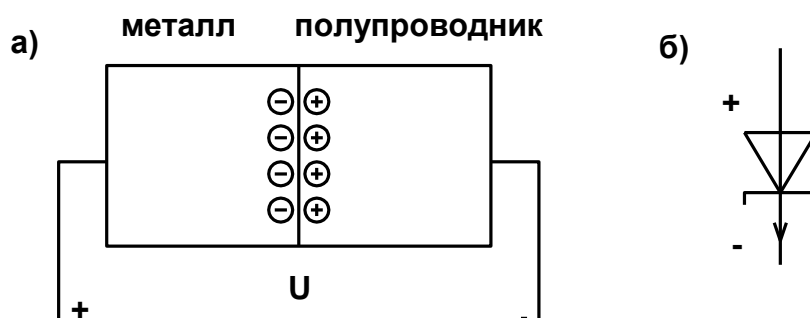


Рис.7.15

Разность работ выхода, выраженную в вольтах, принято называть контактной разностью потенциалов.

Вольт-амперная характеристика диодов Шоттке описывается таким же уравнением, как и характеристика полупроводникового диода. Однако вместо теплового потенциала ϕ_T в формулу (7.2) необходимо подставить величину контактной разности потенциалов ϕ_A .

Т.к. $\phi_T > \phi_A$, то, по сравнению с обычными диодами, диоды Шоттке характеризуются малым ($0,1 \div 0,15$ В) напряжением отпираия и высоким быстродействием. Это обуславливает применение диодов Шоттке в быстродействующих схемах, где требуются малые прямые напряжения на диодах, например, в схемах логических элементов. В последние годы разработаны силовые диоды Шоттке с допустимыми прямыми токами в десятки ампер. Они применяются в импульсных источниках питания, где требуется выпрямление переменного напряжения высокой частоты.

8. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

8.1. История создания, изобретатели

Изобретение полупроводникового транзистора является одним из величайших изобретений 20-го века, оказавшим огромное влияние не только на развитие электроники и вычислительной техники, но и на развитие науки, техники и общества.

Первый биполярный транзистор был изобретен в декабре 1947 года. Его изобретатели: Вильям Шокли, Джон Бардин и Уолтер Х. Браттейн, работавшие в то время в фирме Bell Telephone Laboratories, в 1956 г. заслуженно получили за это изобретение Нобелевскую премию.

По своей конструкции биполярный транзистор является более сложным прибором, чем полевой транзистор, однако он был изобретен первым, т.к. изобретатели пытались создать аналог электронной лампы, где управляющий электрод расположен между двумя основными электродами.

Более простой по конструкции и в изготовлении полевой транзистор был изобретен только в 1958 г. польским ученым Станиславом Тешнером, работавшим в дочернем предприятии фирмы General Electric во Франции.

Основными преимуществами транзисторов перед электронными лампами являются отсутствие накала, значительно меньшие потребляемые мощности, практически не ограниченный срок службы и простота изготовления, определяющая их низкую стоимость. Поэтому производство транзисторов развивалось так стремительно, что уже к 1953 году стало не хватать заводов, где производились изделия на основе транзисторов. В связи с этим остро встал вопрос о переходе от производства отдельных дискретных компонентов с последующей сборкой из них электронных схем к производству сначала модулей, а затем интегральных микросхем.

Первая интегральная схема, в которой в едином технологическом процессе изготавливалась готовая электронная схема, была разработана в 1969 году Джеком Килби из фирмы Texas Instruments и Робертом Нойсом из фирмы Fairchild Semiconductor.

8.2. Классификация полупроводниковых транзисторов

Классификация полупроводниковых транзисторов представлена на рисунке 8.1.

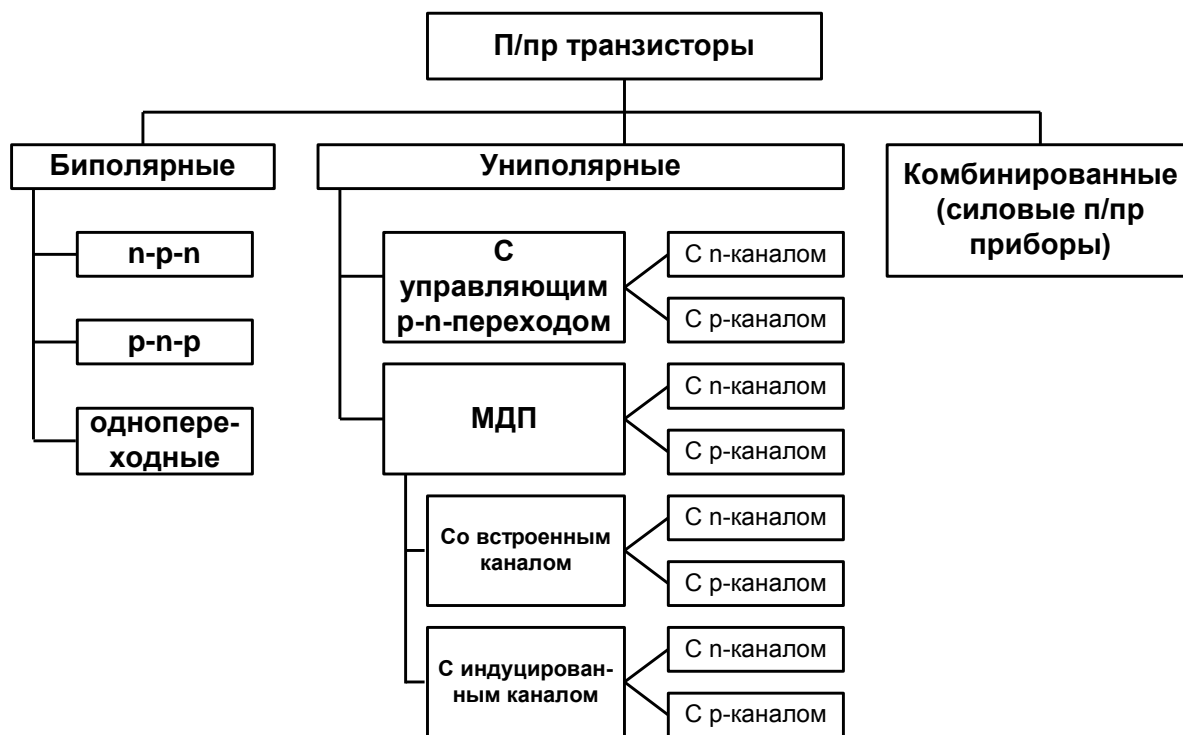


Рис.8.1

8.3. Биполярные транзисторы, принцип действия, модели, основные характеристики и параметры

Биполярный транзистор состоит из двух PN-переходов, образованных слоями полупроводников с соответствующими примесями. На рисунке 8.2,а показана упрощенная конструкция транзистора типа n-p-n. Тонкий слой слабо легированного (концентрация примеси мала) полупроводника p-типа (**база**) расположен между двумя более толстыми слоями n-типа (**эмиттер и коллектор**). К каждому слою, путем напыления металла сделан вывод, имеющий соответствующее название. Вывод базы является управляющим выводом. Эквивалентная схема полученной структуры транзистора в виде двух встречно включенных диодов приведена на рисунке 8.2,б.

Если поменять местами полупроводники n и p типа, то получим транзистор типа p-n-p. Условное обозначение обоих типов транзисторов на принципиальных схемах приведено на рисунке 8.2,в.

При отсутствии внешних источников напряжения в областях PN-переходов образуются объемные заряды, препятствующие прохождению тока через транзистор в любом направлении.

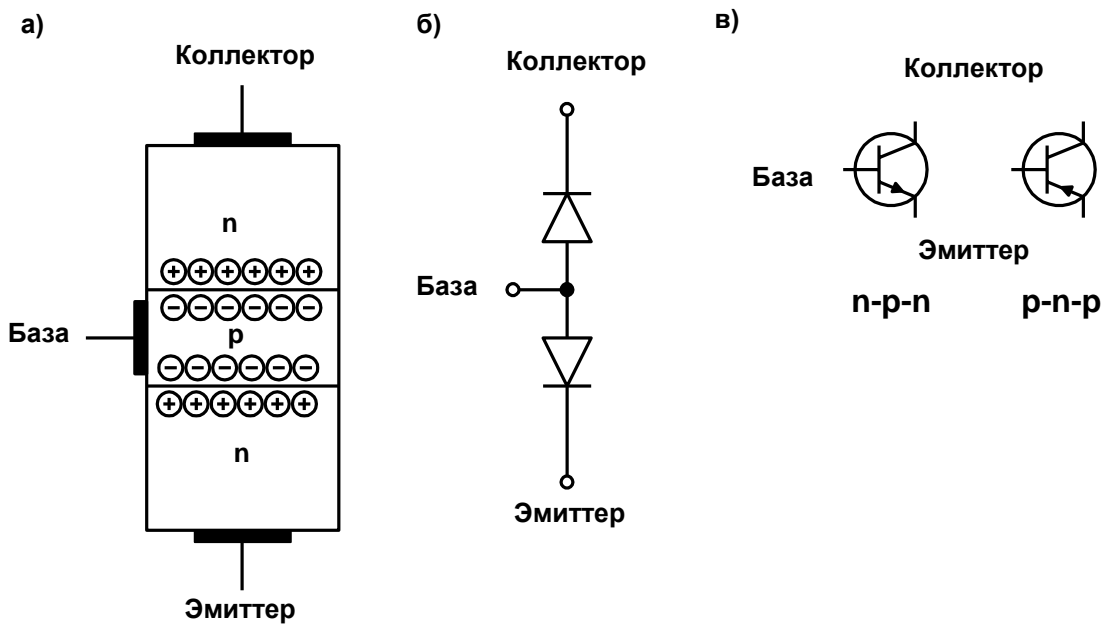


Рис.8.2

Если между коллектором и эмиттером подключить внешний источник питания E_0 , как показано на рисунке 8.3, то переход база-коллектор окажется смещенным в обратном направлении, и имеющийся потенциальный барьер будет препятствовать протеканию основных носителей. То есть, пренебрегая тепловым током (током утечки), можно считать в этом случае коллекторный ток равным нулю.

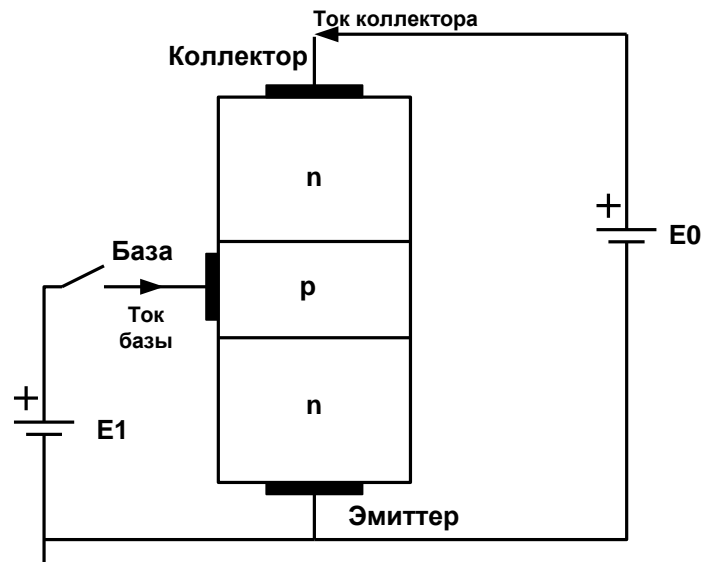


Рис.8.3

Если же теперь подключить второй источник E_1 , как показано на рисунке 8.3, то переход база-эмиттер окажется смещенным в прямом направлении, а переход коллектор-база останется смещенным в обратном направлении. Благодаря смещению перехода база-эмиттер в прямом

направлении электроны из эмиттера посредством диффузии проходят в область базы в направлении обедненного слоя на переходе база-коллектор. Так как, толщина базы очень мала – меньше среднего пути, проходимого основными носителями до рекомбинации, большая часть электронов, эмитированных из эмиттера в базовую область, достигнет обедненного слоя перехода база-коллектор и, минуя потенциальный барьер, попадет в коллектор, создавая коллекторный ток. Этому эффекту способствует еще и то, что область база слабо легирована. Поэтому ток коллектора многократно превышает ток базы, определяемый количеством рекомбинировавших носителей. Восполнение концентрации свободных дырок в базе происходит за счет источника напряжения E_1 .

Отношение коллекторного тока к эмиттерному носит название коэффициента передачи транзистора по току $I_k/I_e = \alpha$. Значение α для интегрального транзистора определяется технологией изготовления, в частности толщиной базы, и составляет $0,95 \div 0,99$. Здесь необходимо отметить, что, судя по рисунку 8.3, область коллектора не отличается от области эмиттера и казалось бы все равно в какой полярности подключать источник напряжения E_0 . Однако конструктивно транзистор обычно выполняется так, что площадь коллекторного перехода всегда значительно превышает площадь эмиттерного перехода. Если использовать коллекторный переход в качестве эмиттерного, поменяв полярность источника E_0 , то получится инверсное включение транзистора, которое иногда применяется на практике. При инверсном включении значение коэффициента передачи α получается значительно меньше, чем при нормальном включении и составляет обычно около 0,5. Значения α для нормального и инверсного включения обычно обозначаются как α_n и $\alpha_{\text{и}}$.

Используя очевидное соотношение $I_k + I_b = I_e$, и учитывая, что $\alpha = I_k/I_e$, можно получить соотношение между базовым и коллекторным токами транзистора:

$$I_k / I_b = \alpha / (1 - \alpha) = \beta. \quad (8.1)$$

Коэффициент β называют коэффициентом усиления транзистора по току. Типичное значение β для транзисторов при нормальном включении составляет от 10 до 200. При инверсном включении значение β обычно не более единицы.

Поскольку работа транзистора основана на взаимодействии двух PN-переходов, модель биполярного транзистора, наиболее полно описывающая связи между токами и напряжениями в нем, может быть представлена в виде двух встречно включенных диодов с дополнением схемы двумя зависимыми источниками тока, как показано на рисунке 8.4.

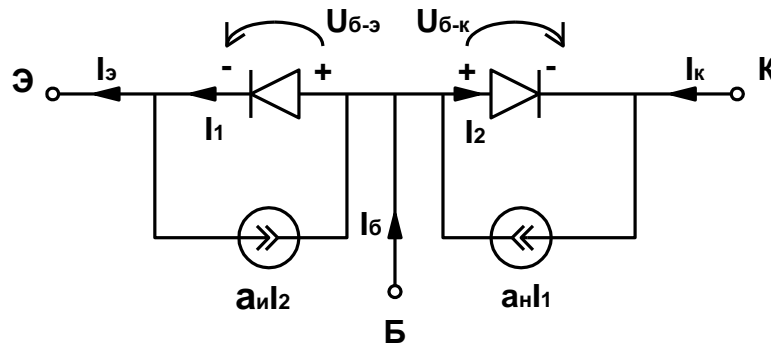


Рис.8.4

Представленная в таком виде модель носит название модели Эберса-Молла. Выражения для токов электродов согласно этой модели и уравнению (7.2) Эберса-Молла для полупроводникового перехода имеют вид: α

$$I_k = \alpha_n I_1 - I_2, \quad (8.2,а)$$

$$I_э = I_1 - \alpha_u I_2, \quad (8.2,б)$$

где:

$$I_1 = I'_{э0} \cdot (e^{U_{бэ}/m\varphi_T} - 1), \quad (8.3,а)$$

$$I_2 = I'_{к0} \cdot (e^{U_{бк}/m\varphi_T} - 1). \quad (8.3,б)$$

Подставляя значения токов I_1 и I_2 из уравнений (8.3) в уравнения (8.2), получим окончательные выражения для системы уравнений Эберса-Молла, полностью описывающей характеристики транзистора:

$$I_k = \alpha_n \cdot I'_{э0} \cdot (e^{U_{бэ}/(m\varphi_T)} - 1) - I'_{к0} \cdot (e^{U_{бк}/(m\varphi_T)} - 1);$$

$$I_э = I'_{э0} \cdot (e^{U_{бэ}/(m\varphi_T)} - 1) - \alpha_u \cdot I'_{к0} \cdot (e^{U_{бк}/(m\varphi_T)} - 1).$$

Полная математическая модель Эберса-Молла широко применяется для анализа статических и ключевых режимов при прямом и инверсном включении транзисторов, но из-за сложности расчетов используется в основном для точных аналитических расчетов с использованием САПР.

Другой подход к модели биполярного транзистора базируется на графической интерпретации уравнений Эберса-Молла. В нем выделяют семейство входных характеристик транзистора, устанавливающих связь между $U_{бэ}$ и $I_б$, (Рис. 8.4,а), и выходных характеристик, устанавливающих связь между $U_{кэ}$ и $I_к$ (Рис. 8.4,б).

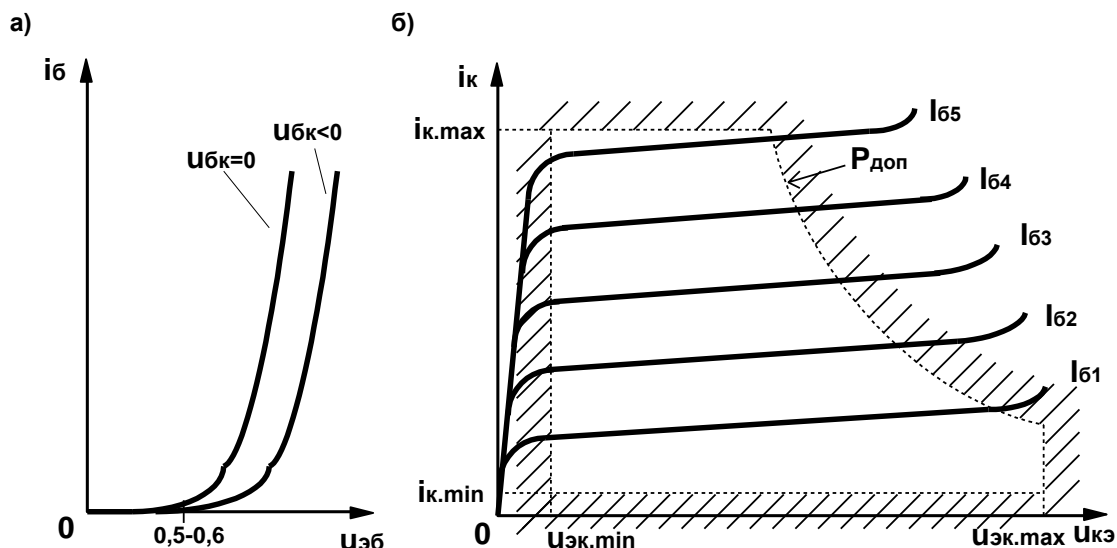


Рис.8.4

Использование таких характеристик позволяет применять графические и графо-аналитические методы расчета транзисторных схем. В них графическими методами решается система, состоящая из линейных уравнений, описывающих внешние по отношению к транзистору цепи, и, собственно, нелинейных уравнений транзистора. Кроме того, они позволяют наглядно охарактеризовать предельные параметры транзистора и допустимые области его работы.

Важнейшими параметрами биполярных транзисторов являются:

- $I_{кmin}$ - минимальное значение коллекторного тока. Этот параметр ограничивает рабочий ток коллектора снизу из-за уменьшения коэффициента усиления β и влияния на работу транзистора неуправляемого теплового тока запятого перехода (Рис.8.4,б).

- $I_{кmax}$ - максимальный ток коллектора (Рис.8.4,б), превышение которого ведет к падению коэффициента передачи и возможному выходу из строя транзистора. В импульсных режимах максимальный допустимый коллекторный ток может быть значительно больше.

- $U_{эк.мах}$ - максимальное напряжение между коллектором и эмиттером (Рис.8.4,б). Превышение этой величины может привести к переходу транзистора в режим обратимого пробоя, а затем и к необратимому тепловому пробую.

- $U_{кэ.мин}$ - минимальное напряжение на транзисторе (Рис.8.4,б), при котором из-за нелинейности выходных характеристик транзистора при расчетах необходимо использовать полную систему уравнений Эберса-Молла, что сильно затрудняет расчеты .

- $P_{доп}$ - максимальная рассеиваемая мощность, превышение которой приводит к перегреву транзистора и выходу из строя (на рисунке 8.4,б приведена гипербола допустимой рассеиваемой мощности).

- β - значение коэффициента усиления транзистора по току – приводится в справочных данных транзистора в виде диапазона возможных значений.

8.4. Полевые транзисторы с управляющим PN-переходом

Полевыми или униполярными транзисторами называют полупроводниковые приборы, в которых управление током, протекающим через транзистор, производится изменением проводимости проводящего канала с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока (из названий следует, что наличие тока обусловлено одним типом заряда, а управление осуществляется полем). Иногда униполярные транзисторы называют канальными.

В зависимости от способа выполнения униполярные транзисторы делятся на два типа - с управляющим PN-переходом и с изолированным затвором. На рисунке 8.5 показаны конструкция и поясняется принцип действия полевых транзисторов с управляющим PN-переходом.

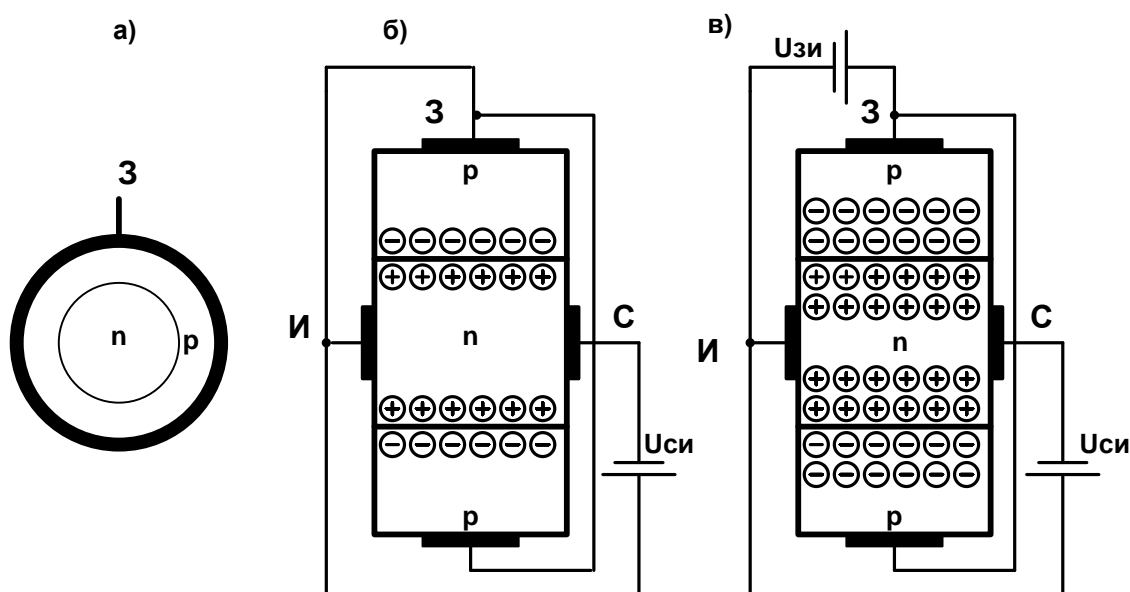


Рис.8.5

Канал, выполненный на основе полупроводника N-типа в виде цилиндра, окружен полупроводником P-типа. Поверх полупроводника P-типа нанесен металлический слой (Рис.8.5,а). Электроды, подключенные с разных сторон канала, называются **истоком (И)** и **стоком (С)**, а управляющий электрод – **затвором (З)**. Управляющее напряжение прикладывается между затвором и истоком.

При нулевом напряжении на затворе (Рис.8.5,б) проводимость канала максимальна. При подаче на затвор положительного управляющего напряжения (Рис.8.5,в) PN-переход смещается в обратном направлении. При этом расширяется область, обедненная свободными носителями

заряда, а проводимость канала соответственно уменьшается за счет уменьшения поперечного сечения канала. Такой режим работы полевого транзистора называют режимом обеднения. При достаточно большом напряжении на затворе канал может быть полностью перекрыт. Примерный вид зависимости тока стока от напряжения на затворе показан на рисунке 8.8. Т.к. PN-переход транзистора находится в режиме обратного смещения, величина тока затвора определяется только величиной обратного, теплового тока и, поэтому, обычно этим током можно пренебречь.

Ввиду линейности характеристик этого типа полевых транзисторов они предназначались в основном для построения усилителей с высоким входным сопротивлением. В настоящее время они широко используются как компоненты аналоговых интегральных микросхем.

8.5. Полевые транзисторы со структурой МДП

В полевых транзисторах с изолированным затвором, электрод затвора изолирован от полупроводникового канала с помощью слоя диэлектрика из двуокиси кремния. Поэтому транзисторы с изолированным затвором называют либо МДП-транзисторы (структура металл-диэлектрик-полупроводник), либо МОП-транзисторы (структура металл-окисел-полупроводник). Конструкция МДП-транзисторов приведена на рисунке 8.6.

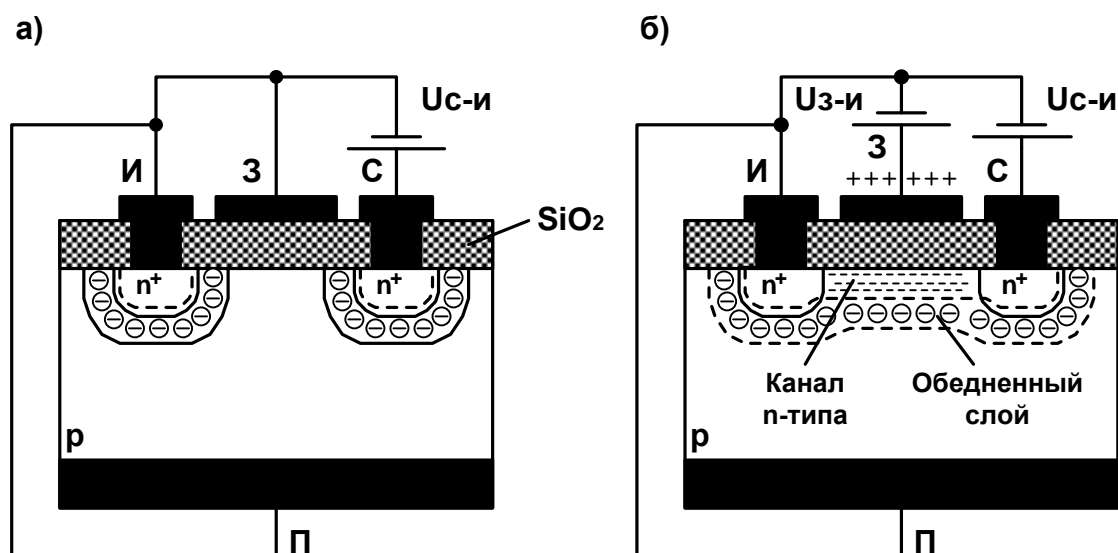


Рис.8.6

В полупроводнике P-типа делают две сильно легированные области N-типа, т.е. концентрация n-примесей в этих областях очень велика (обозначено n⁺ на рисунке 8.6). Как и в обычных PN-переходах при отсутствии напряжения на затворе в зоне переходов создаются объемные заряды, препятствующие как дальнейшей диффузии носителей зарядов,

так и прохождению тока от истока к стоку (Рис.8.6,а). При подаче положительного напряжения на затвор транзистора относительно истока в области затвора начинают скапливаться не основные для данного типа полупроводника носители (электроны на рисунке 8.6). При определенном значении напряжения на затворе, называемом пороговым напряжением- $U_{пор}$, под действием отрицательного объемного заряда в области затвора пространственное распределение объемных зарядов деформируется так, как показано на рисунке 8.6,б. При этом создается проводящий канал n-типа, по которому может протекать ток от истока к стоку.

Полученный таким образом канал называется **индуцированным**, а полевой транзистор при этом работает в режиме обогащения, т.к. при увеличении напряжения на затворе проводимость канала увеличивается за счет увеличения концентрации носителей. Если же заранее при изготовлении канал обогащен носителями зарядов, то он называется **встроенным**. Электрическое поле затвора в этом случае может приводить как к обеднению, так и обогащению канала носителями зарядов. Полевые транзисторы со встроенным каналом разрабатывались для использования в усилительных схемах, как обеспечивающие возможность управления каналом знакопеременным сигналом.

Проводимость канала может быть электронной или дырочной. Канал с электронной проводимостью называют n-каналом, а с дырочной проводимостью – p-каналом. Ток утечки затвора пренебрежимо мал даже при повышенных температурах.

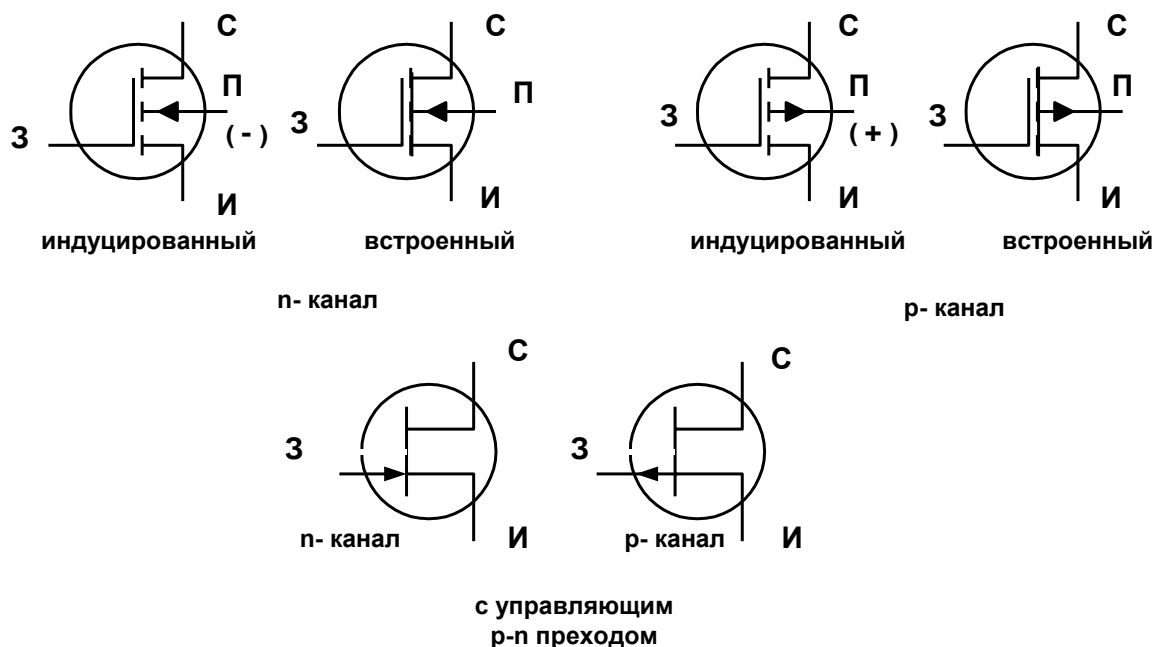


Рис.8.7

На рисунке 8.7 приведены обозначения различных типов полевых транзисторов на принципиальных схемах. Электрод П обозначает

подложку (основу). Иногда этот электрод уже соединен внутри транзистора с истоком. Для каналов р-типа подложка обычно подсоединяется к “ + ” источника питания, а n-типа к “ - ” источника питания транзистора.

Таким образом, полевые транзисторы характеризуются большим разнообразием управляющих напряжений, их диапазоном, направлениями тока в канале. Все разнообразие характеристик полевых транзисторов показано на рисунке 8.8.

Все характеристики транзисторов с каналами n- типа расположены в области положительных питающих напряжений, а направления протекающих токов соответствует положительному напряжению на истоке. Очевидна разница между индуцированным и встроенным каналом.

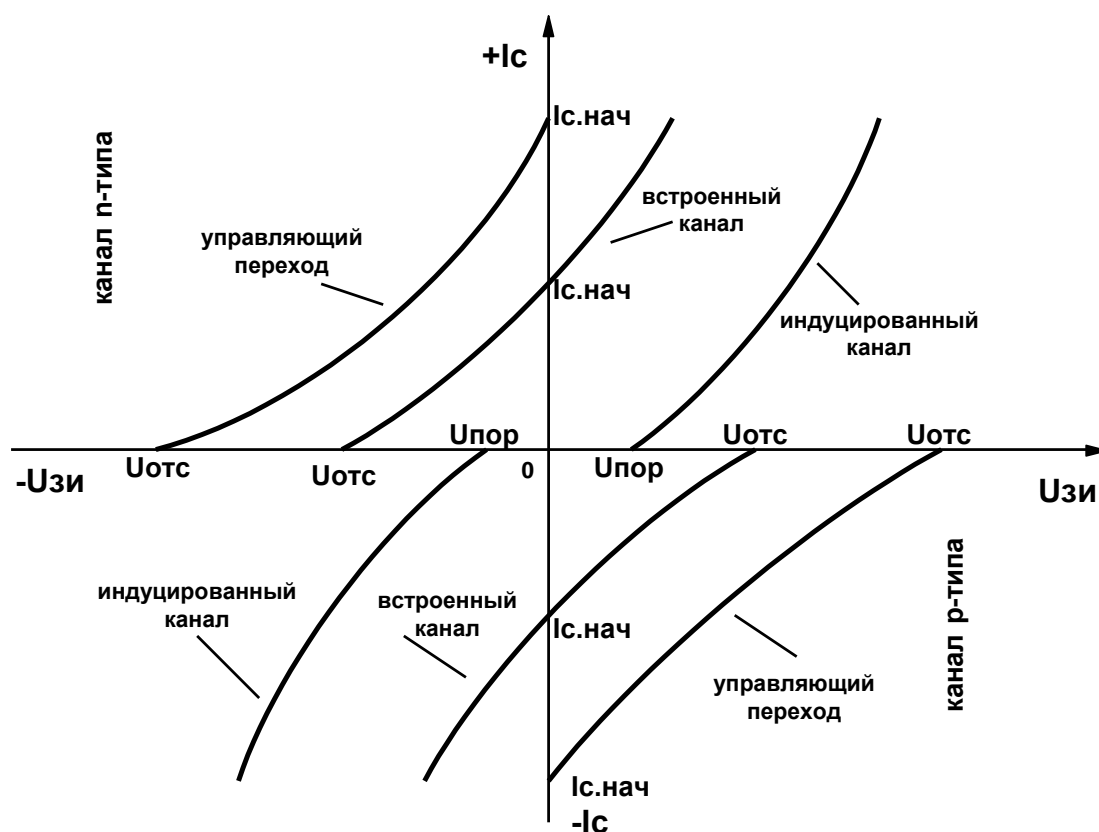


Рис.8.8

На рисунке 8.9 приведены в качестве примера выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора с управляющим PN-переходом и каналом n-типа. Для других типов транзисторов они аналогичны по форме и изменяются только полярности прикладываемых напряжений и направления протекающих токов.

На приведенных характеристиках можно четко выделить два участка: линейную область и область насыщения. В линейной области характеристики имеют разные наклоны, и, следовательно, транзистор

можно рассматривать как сопротивление, управляемое напряжением на затворе.

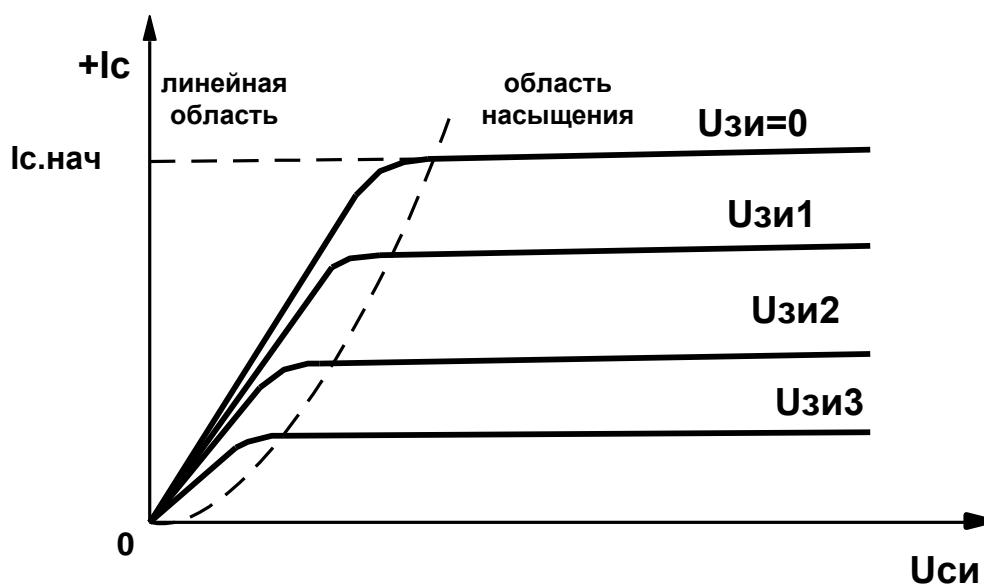


Рис.8.9

Введем понятие сопротивления канала как $R_{кан} = U_{си} / I_c$. Тогда для полевых транзисторов с управляющим PN-переходом в линейной области характеристик сопротивление канала будет практически линейной функцией от напряжения $U_{зи}$. Для МДП-транзисторов с индуцированным каналом при $U_{зи} \leq U_{пор}$ сопротивление канала будет очень велико, т.к. будет определяться только током утечки канала. При $U_{зи} > U_{пор}$ сопротивление канала резко уменьшается. Примерный вид зависимости сопротивления канала от напряжения $U_{зи}$ представлен на рисунке 8.10.

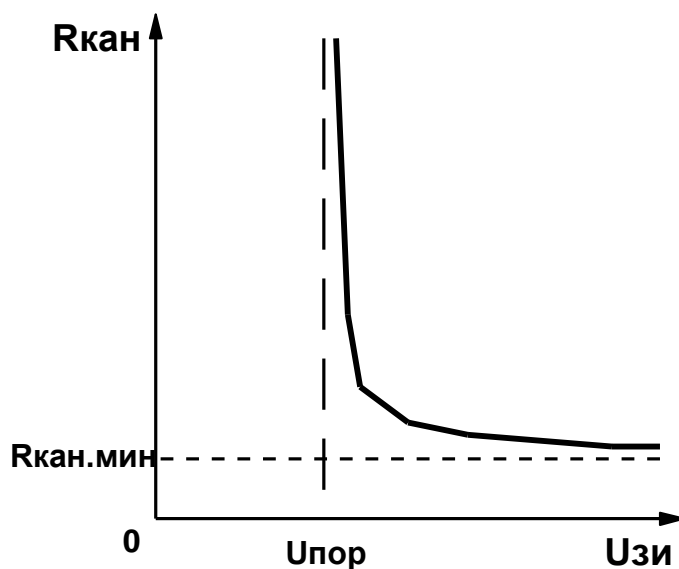


Рис.8.10

Очевидно, что полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом может с успехом моделировать ключ, находящийся либо в замкнутом, либо в разомкнутом состоянии. При этом, в замкнутом состоянии моделируется ключ с эквивалентным сопротивлением в несколько ом, а в разомкнутом состоянии сопротивление ключа практически равно бесконечности.

Таким образом, анализ характеристик различных типов транзисторов показывает, что наиболее подходящими для решения задач усиления являются биполярные транзисторы, полевые транзисторы с управляющим PN-переходом и МДП-транзисторы с встроенным каналом. При этом усилительные свойства полевых транзисторов удобнее характеризовать передаточной проводимостью $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$.

МДП-транзисторы с индуцированным каналом, ввиду ярко выраженных пороговых свойств их характеристик целесообразно применять для построения переключательных схем – различных реализаций схем логических элементов. Такому применению способствует также простота выполнения этих транзисторов в интегральном исполнении и малая площадь, занимаемая транзисторами на кристалле.

9. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ

9.1 Анализ работы транзисторного каскада

Основные режимы работы транзисторов целесообразно рассмотреть на примере анализа работы простейшего транзисторного каскада на биполярном транзисторе, схема которого приведена на рисунке 9.1.

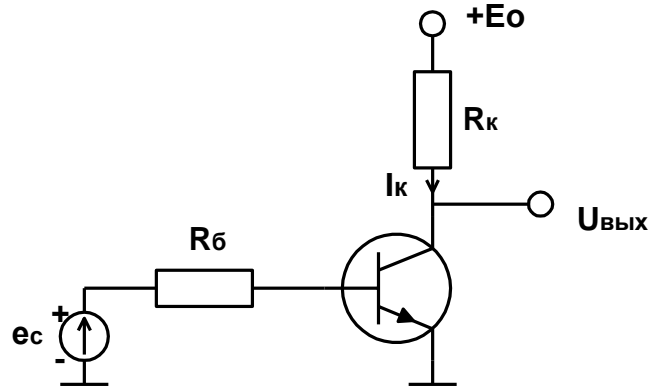


Рис.9.1

На этом рисунке базовый резистор R_b установлен для обеспечения возможности задания величины базового тока транзистора, т.к. задание базового тока путем задания напряжения $U_{бэ}$ обычно затруднено из-за экспоненциальной зависимости $I_b = f(U_{бэ})$.

За счет напряжения, падающего на коллекторном резисторе R_k , при протекании коллекторного тока транзистора I_k формируется выходное напряжение $U_{вых}$.

Базовый ток транзистора можно определить из уравнения, описывающего процессы во входной цепи каскада:

$$e_c = I_b \cdot R_b + U_{бэ}. \quad (9.1)$$

Это уравнение, ввиду экспоненциальной зависимости $I_b = f(U_{бэ})$, является нелинейным. Однако, используя входную характеристику транзистора, величину базового тока можно легко определить графическим методом (Рис.9.2,а). Для этого входную характеристику транзистора надо дополнить характеристикой линейной части уравнения 9.1. Из (9.1) получим:

$$\text{при: } I_b = 0 \quad U_{бэ} = e_c; \quad \text{при } U_{бэ} = 0 \quad I_b = e_c / R_b .$$

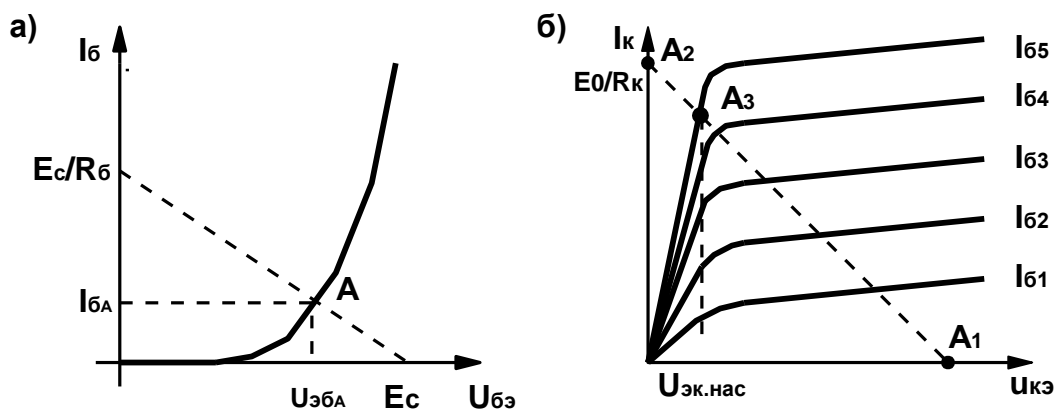


Рис.9.2

Соединив эти две точки прямой, получим искомое решение как точку пересечения характеристик линейной и нелинейной частей уравнения 9.1.

Очевидно, что при $e_c \gg U_{бэ}$ и достаточной величине $R_б$ можно использовать приближенное уравнение $I_б \approx e_c/R_б$.

Для определения зависимостей коллекторного тока транзистора $I_к$ и напряжения $U_{кэ}=U_{вых}$ от величины e_c воспользуемся очевидным уравнением, описывающим выходную цепь каскада:

$$U_{кэ} + I_к \cdot R_к = E_0. \quad (9.2)$$

Это уравнение также является нелинейным и может быть решено графическим методом с использованием выходных характеристик транзистора, как показано на рисунке 9.2,б. Для построения характеристики линейной части уравнения 9.2 получено:

при $I_к = 0$ $U_{кэ} = E_0$ (точка A_1); при $U_{кэ} = 0$ $I_к = E_0/R_к$ (точка A_2).

Прямая A_1 - A_2 является геометрическим местом точек всех решений уравнения 9.2 при любых положительных значениях e_c . Эту прямую обычно называют нагрузочной прямой каскада.

Рассматривая возможные решения уравнения 9.2, можно выделить три характерных состояния, в которых может находиться транзистор (Рис.9.2,б):

1. Состояние, соответствующее точке A_1 . В этом случае говорят, что транзистор находится в состоянии **отсечки**. Для обеспечения этого состояния необходимо выполнить условие $U_{бэ} \leq U_{отп}$. На практике обеспечение этого состояния достигается при $e_c=0$, однако иногда для более надежного перевода транзистора в состояние отсечки, особенно при наличии помех во входном сигнале, обеспечивают $U_{бэ} < 0$. В данном состоянии переход коллектор-база транзистора смещен в обратном направлении. Величина $U_{кэ}=U_{вых}$ немного меньше, чем E_0 за счет

протекания через R_k теплового тока I_0 обратно-смещенного перехода коллектор-база, т.е. $U_{кэ} = E_0 - I_0 \cdot R_k$.

2. Состояние, соответствующее точке A_2 . В этом случае говорят, что транзистор находится в состоянии **насыщения**. Для обеспечения этого состояния необходимо выполнить условие:

$$I_b \geq E_0 / (R_k \cdot \beta). \quad (9.3).$$

Необходимо отметить, что при выполнении условия 9.3 изображающей точкой (решением уравнения 9.2) будет в действительности не точка A_2 , а точка A_3 , находящаяся на выходных характеристиках транзистора. При этом на транзисторе будет оставаться остаточное напряжение, которое называют напряжением насыщения - $U_{эк.нас}$ (Рис. 9.2,б). Величину базового тока, соответствующую равенству в выражении 9.3, называют необходимым или граничным базовым током состояния насыщения транзистора. Однако на практике обеспечить граничное значение базового тока обычно затруднительно из-за большого технологического разброса значения β . При расчетах для обеспечения надежного состояния отсечки транзистора необходимо в выражение 9.3 подставлять минимальное (по справочным данным) значение β . В реальной схеме значение базового тока при этом получается больше граничного. Отношение реального базового тока к граничному называют степенью насыщения транзистора S :

$$S = I_b / I_{б.гр}. \quad (9.4)$$

Для более надежного обеспечения состояния насыщения в условиях помех и возмущающих факторов часто при расчете базового тока задаются начальным значением $S_{нач.} = 1,5 \div 2$, при котором реальное значение S в схеме становится еще больше.

Величина $U_{эк.нас}$ зависит от степени насыщения S и для кремниевых транзисторов не превышает $0,4 \div 0,45$ В. Учитывая, что величина $U_{бэ}$ при этом превышает $U_{отп} = 0,6 \div 0,65$ В, отметим, что в состоянии насыщения оба перехода транзистора смещены в прямом направлении.

3. Это состояние соответствует положению изображающей точки на нагрузочной характеристике между точками A_1 и A_3 . При этом говорят, что транзистор находится в **режиме усиления**, который используется в различных усилительных схемах и рассматривается в следующем разделе. Отметим, что только в режиме усиления справедливо уравнение $I_k = I_b \cdot \beta$.

Кроме режима усиления транзистор может находиться либо в **режиме переключения**, либо в **импульсном** режиме.

В режиме переключения транзистор находится либо в состоянии отсечки, либо в состоянии насыщения, причем в любом из этих состояний он может находиться неопределенно долго. Данный режим используется в схемах логических элементов, на основе которых реализуются все вычислительные устройства. Достаточно часто этот режим называют

ключевым режимом работы транзистора. Учитывая, что в состоянии насыщения напряжение $U_{кэ.нас}$ достаточно мало, допустимый коллекторный ток в режиме переключения может в несколько раз превышать допустимый средний ток транзистора.

В импульсном режиме транзистор все время находится в состоянии отсечки и только на определенное, достаточно короткое время переходит в состояние насыщения. Допустимый коллекторный ток в импульсном режиме, как было отмечено ранее, может значительно превышать допустимый средний ток транзистора, и величина его, как правило, приводится в справочных данных.

Учитывая, что ключевой режим очень широко применяется при построении устройств вычислительной техники, необходимо рассмотреть его более подробно.

9.2 Анализ работы биполярного транзистора в ключевом режиме

Простейшая схема транзисторного ключа на биполярном транзисторе приведена на рисунке 9.3.

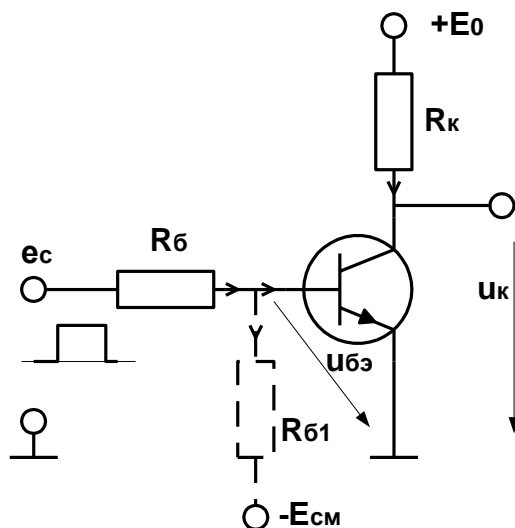


Рис.9.3

Как было показано ранее, в приведенной схеме транзистор может находиться в двух состояниях:

1. Состояние отсечки (ключ разомкнут). Этому состоянию соответствует нулевой уровень входного сигнала. Ток базы при этом равен нулю. Состояние транзистора соответствует точке A_1 (Рис. 9.2,б) на нагрузочной характеристике. При этом через транзистор протекает только ток утечки транзистора, влияние которого обычно несущественно. Напряжение на коллекторе высокое и почти равно E_0 . Иногда, для обеспечения более надежного закрытия транзистора на базу транзистора

через резистор $R_{б1}$ подают дополнительное запирающее напряжение (Рис.9.3).

2. Режим насыщения (ключ замкнут). В это состояние схема переходит при подаче высокого положительного уровня входного сигнала. Возникает ток базы:

$$i_b = (e_c - u_{бэ})/R_b,$$

или, если подключен источник напряжения смещения:

$$i_b = (e_c - u_{бэ})/R_b - (E_{см} + u_{бэ})/R_{б1}.$$

Транзистор открывается, на выходе устанавливается низкий уровень напряжения $u_{кэ,нас}$. (точка A_3 на рисунке 9.2). Ток коллектора при этом равен:

$$i_{к,н} = (E_k - u_{кэ,н})/R_k \approx E_k/R_k.$$

Режим насыщения достигается уже при $i_b = i_{б,н} = i_{к,н}/\beta$. Дальнейшее увеличение тока базы не приводит к увеличению тока коллектора (оба перехода смещаются в прямом направлении). Однако, поскольку реальные транзисторы имеют значительный разброс параметра β , то обычно имеется превышение тока базы по отношению к $i_{б,н}$, характеризующееся коэффициентом насыщения $S_n = i_b/i_{б,н}$.

Переход из линейного режима работы транзистора в состояние насыщения осуществляется путем увеличения тока базы до тех пор, пока напряжение на коллекторе не понизится до значения, при котором отпирается коллекторный переход. То есть, условием границы насыщения является выполнение условия:

$$U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ} = 0.$$

Если $U_{кб} > 0$, то такой режим называют глубоким насыщением. В базе при этом протекает избыточный ток (т. е. больший, чем необходимо для обеспечения имеющегося коллекторного тока). Выполнение равенства $U_{кб} = 0$ обычно называют граничным режимом.

Важной особенностью режима насыщения является процесс накопления в базе большого числа неосновных носителей, которые увеличивают время выхода транзистора из состояния насыщения (время выключения транзистора).

Рассмотрим работу транзисторного ключа в динамике, т.е. охарактеризуем временную зависимость выходного сигнала при импульсном сигнале на входе.

Основными причинами инерционности биполярных транзисторов является накопление избыточного заряда в базе при включении

транзистора и, соответственно, необходимое время на рассасывание этого заряда при выключении и выходе транзистора из режима насыщения. Математические оценки времен можно получить на основе модели Эберса-Молла или так называемой зарядной модели транзистора. Рассмотрим на качественном уровне временные зависимости.

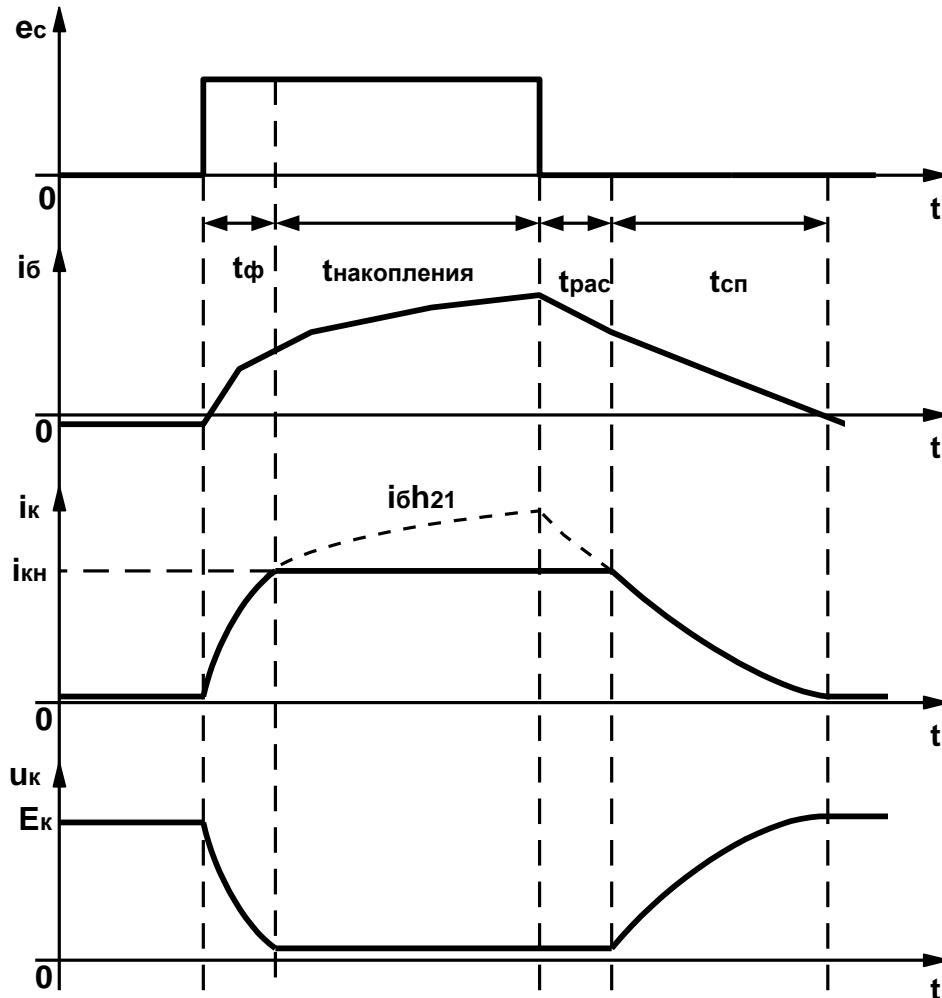


Рис.9.4.

Можно четко выделить четыре временных интервала, в течении которых протекают качественно различные процессы:

t_ϕ – экспоненциальное увеличение тока коллектора, связанное с конечной скоростью движения дырок в базе, и достаточное для получения эффекта насыщения накопление заряда в базе.

$t_{\text{накопления}}$ – последующее накопление избыточного заряда в базе. Ток коллектора при этом не меняется.

$t_{\text{рас}}$ – рассасывание (вывод) избыточного заряда в базе. Ток базы поменял направление, ток коллектора все еще неизменный.

$t_{\text{сп}}$ – уменьшение токов базы и коллектора, вплоть до перехода транзистора в режим отсечки.

Наличие экспоненциальных участков и, в особенности, времени рассасывания можно трактовать как временные задержки в работе ключа, а следовательно, и как задержку в передаче информации, закодированной сигналом. Эти временные задержки приводят к необходимости снижения тактовой частоты работы ключа и соответственно к снижению производительности вычислительных устройств. Различные схемные решения, применяемые для уменьшения времени задержки приведены на рисунке 9.5.

Для уменьшения времени задержки, обусловленной накоплением носителей заряда иногда используют включение так называемого форсирующего конденсатора в цепь базы (Рис.9.5,а). Емкость этого конденсатора должна быть такова, чтобы он успевал зарядиться и разрядиться полностью за время импульса и паузы входного сигнала. При включении транзистора в начальный момент времени форсирующий конденсатор обеспечивает большее по сравнению с установившимся значение тока базы, что приводит к уменьшению времени экспоненциального участка и соответственно к уменьшению t_{ϕ} . При выключении транзистора, будучи заряженным, конденсатор прикладывает к базе отрицательное напряжение, приводящее к ускоренному рассасыванию накопленного заряда и ускоренному запираению ключа.

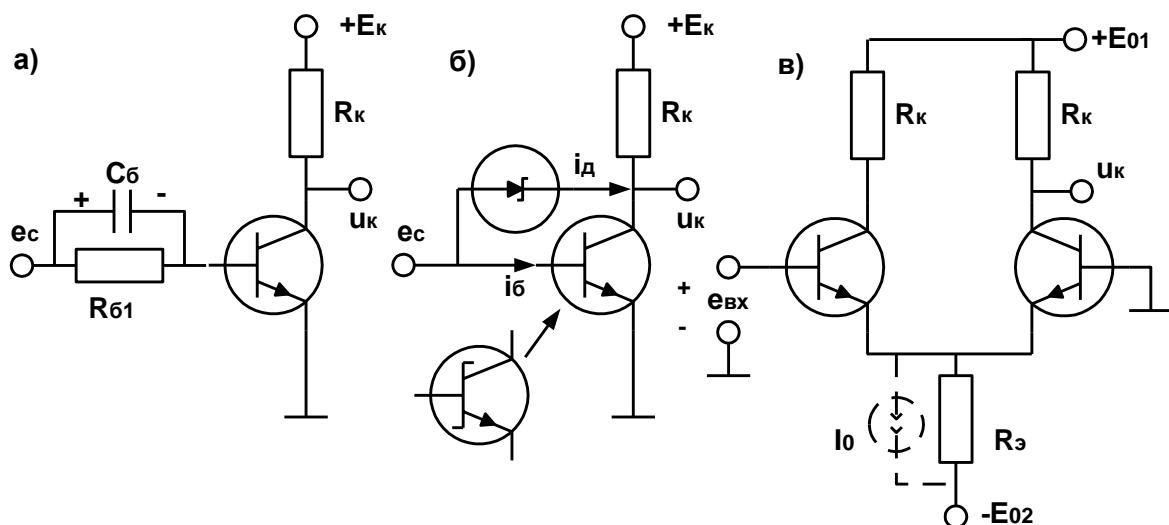


Рис.9.5

Проблему времени рассасывания, можно решить иным схемотехническим путем, обеспечив такой режим переключения транзистора, при котором он гарантированно входит в насыщение без эффекта смещения коллекторного перехода в прямом направлении, т.е находится вблизи границы насыщения (Рис.9.5,б). Эта цель достигается шунтированием коллекторного перехода транзистора диодом Шоттке.

Пока переход заперт (смещен в обратном направлении) закрыт и диод Шоттке, который в таком режиме не влияет на работу ключа. Когда в

процессе переключения потенциал коллектора становится немного меньшим чем потенциал базы, диод начинает отпираться. При этом дальнейшее увеличение суммарного входного тока происходит не за счет увеличения i_b , а за счет увеличения тока диода Шоттке, причем этот ток проходит прямо в коллектор транзистора, минуя базу. Поэтому не происходит увеличение избыточного заряда базы. Транзистор при этом будет практически находиться на границе насыщения. Остаточное напряжение в таком ключе 0,4-0,5В несколько больше, чем в режиме глубокого насыщения, однако это окупается повышением быстродействия ключа в 1,5-3 раза. При реализации этой схемы в интегральном исполнении диод Шоттке реализуется путем расширения металлизированного вывода базы на область коллектора транзистора. Полученная структура носит название транзистора Шоттке, условное обозначение которого на принципиальных схемах показано на рисунке 9.5,б.

Еще один способ реализации ненасыщенного ключа носит название коммутатора тока (Рис. 9.5,в). Поясним принцип его работы. При подаче на базу транзистора достаточного положительного уровня входного напряжения он отпирается. Соответственно увеличивается ток коллектора и эмиттера. Следовательно, увеличивается потенциал эмиттера транзистора из-за падения напряжения на эмиттерном сопротивлении. Избыточное отпирающее напряжение уменьшается, а избыточные заряды не накапливаются. Одновременно уменьшается напряжение на переходе база - эмиттер правого транзистора и он запирается, следовательно, его коллекторный и эмиттерный токи уменьшаются. Величина R_e должна быть достаточно велика, поэтому в некоторых реализациях вместо этого резистора включают источник тока. Таким образом, происходит переключение тока I_0 источника тока между правым и левым транзисторами. Ключи в этой схеме ненасыщенны, и быстродействие максимально. На основе коммутаторов тока были реализованы несколько систем логических элементов, но в последние годы их применение сокращается ввиду сложности интегрального исполнения.

9.3. Ключи на полевых транзисторах

Базовая схема ключа на полевых транзисторах мало отличается от ключа на биполярных транзисторах (Рис. 9.6). Изменения связаны с цепью затвора, управляемого потенциалом, и, как следствие, отсутствием резистора ограничивающего ток. Кроме того, учитывая особенности конструкции полевых транзисторов, следует отметить, что наиболее пригодными для реализации функции ключа, являются транзисторы с индуцированным каналом. Поскольку именно в них, только при превышении порогового напряжения образуется токопроводящий канал, а при напряжениях ниже порогового (с учетом знака или типа

проводимости канала) канал отсутствует, что и обеспечивает реализацию режима переключения.

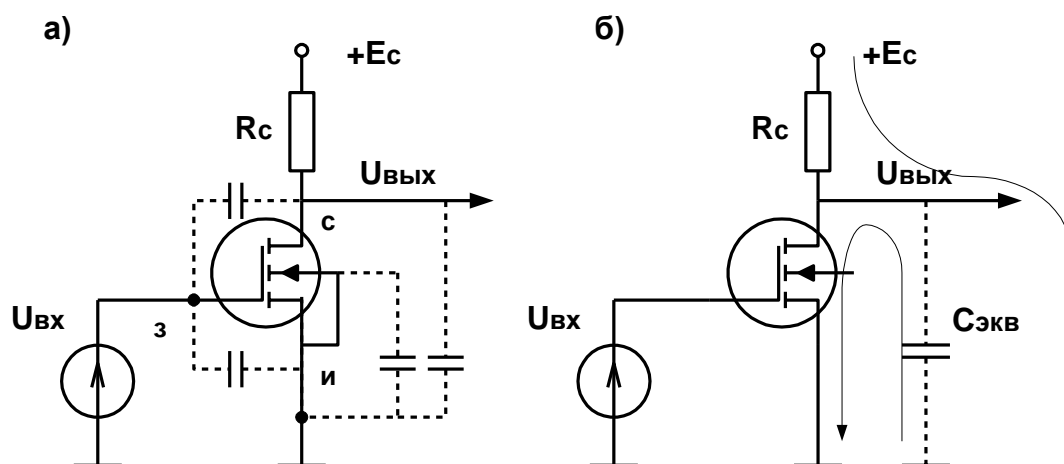


Рис.9.6

В открытом состоянии ключа, когда $U_{вх}$ превышает пороговое, напряжение на транзисторе мало и равно $U_{нас}$, а ток стока

$$I_{си.н} = (E_c - U_{нас}) / R_c \approx E_c / R_c.$$

Это же выражение можно записать в виде

$$I_{си.н} = S(U_{зи.н} - U_{зи.пор}).$$

В закрытом состоянии ключа (при $U_{вх}$ меньше порогового), ток стока практически равен нулю, а напряжение на стоке равно E_c .

Инерционность полевых транзисторов по отношению к быстрым изменениям управляющего напряжения затвор - исток и, соответственно, ключей на их основе, обусловлена наличием паразитных межэлектродных емкостей и входной емкости цепи нагрузки. Если нагрузкой ключа является последующий ключ, то принято эту реактивную составляющую представлять эквивалентной емкостью (Рис.9.6,а).

Типичные временные диаграммы работы ключа представлены на рисунке 9.7.

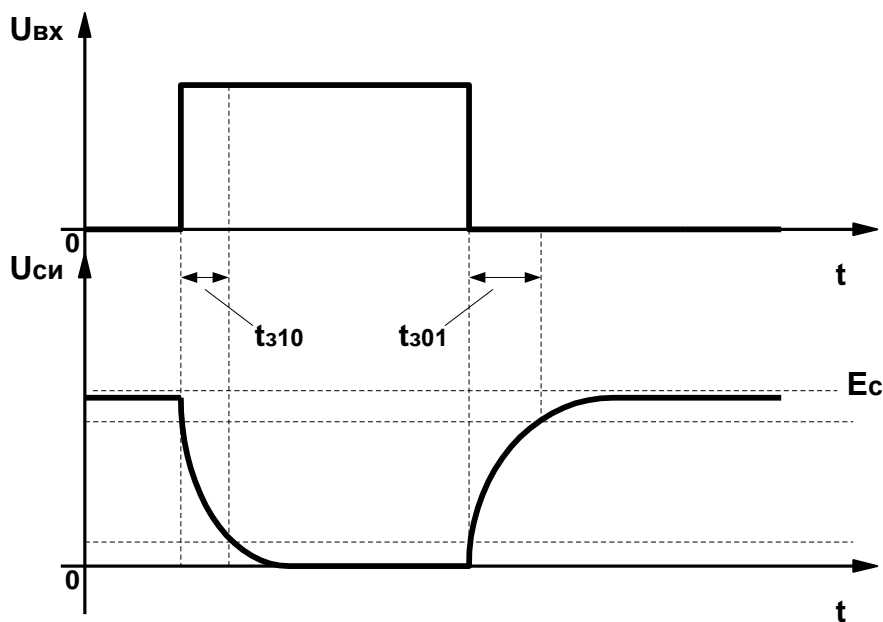


Рис. 9.7

Моменты переключения сопровождаются процессом заряда и разряда эквивалентной емкости (несколько пФ) в диапазоне напряжений от 0 до E_c , и, следовательно, изменение напряжения на стоке транзистора происходит не мгновенно, а по экспоненциальному закону. Экспоненциальный закон изменения напряжения на стоке с учетом постоянной времени заряда и разряда паразитных емкостей является причиной временной задержки ключа на полевых транзисторах. Приведенные соображения показывают, что быстродействие ключа определяется только технологическими факторами - в основном, конструктивными размерами транзисторов в интегральном исполнении. В последние годы была значительно улучшена технология изготовления интегральных схем, благодаря чему размеры транзисторов уменьшились настолько, что по своим частотным свойствам ключи на основе полевых транзисторов стали успешно конкурировать с ключами на биполярных транзисторах.

Различные схемотехнические модификации ключей на полевых транзисторах в основном направлены на решение задачи повышения их технологичности, т.е. ориентацию всех элементов ключа на интегральную технологию.

Эти изменения связаны с заменой резистивных элементов их нелинейными аналогами на основе тех же самых полевых транзисторов (Рис.9.8,а), либо переходу к новому элементному базису - реализации схемы ключа на основе комплементарной (взаимодополняющей) пары полевых транзисторов (Рис.9.8,б).

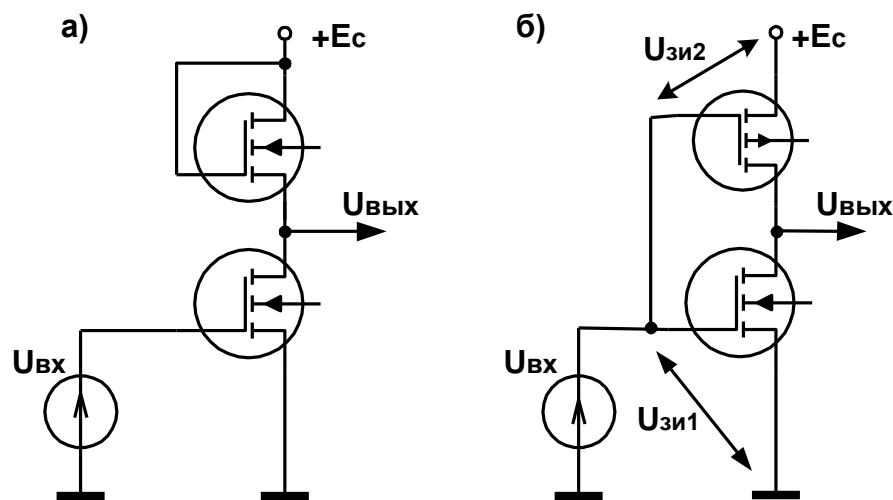


Рис.9.8

Первая из модификаций, позволяет на основе свойств полевого транзистора моделировать сопротивление R_c . Такая схема ключа заменяет сопротивление R_c так называемой динамической нагрузкой (в виде транзистора с соединенными затвором и истоком).

Вторая модификация использует пару однотипных транзисторов, с согласованными (одинаковыми) параметрами, но обладающими разным типом проводимости канала. Такая конфигурация обеспечивает работу верхнего и нижнего транзисторов в противофазе, т.е. при отпирающем воздействии на затворе, нижний транзистор отпирается, а верхний (противоположной проводимости) запирается. В этой схеме в любом состоянии ключа один из транзисторов находится в закрытом состоянии (состояние отсечки). Поэтому через ключ в любом состоянии не протекает ток, что минимизирует потребление энергии от источника питания и обеспечивает возможность повышения степени интеграции интегральных схем. Отметим, что современные вычислительные устройства реализуются в основном на основе комплементарных МОП-структур (системы логических элементов типа КМОП).

10. ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

10.1. Общие положения

Усилителем называется устройство, предназначенное для увеличения интенсивности электрических сигналов за счет использования энергии источника питания (рис 10.1,а).

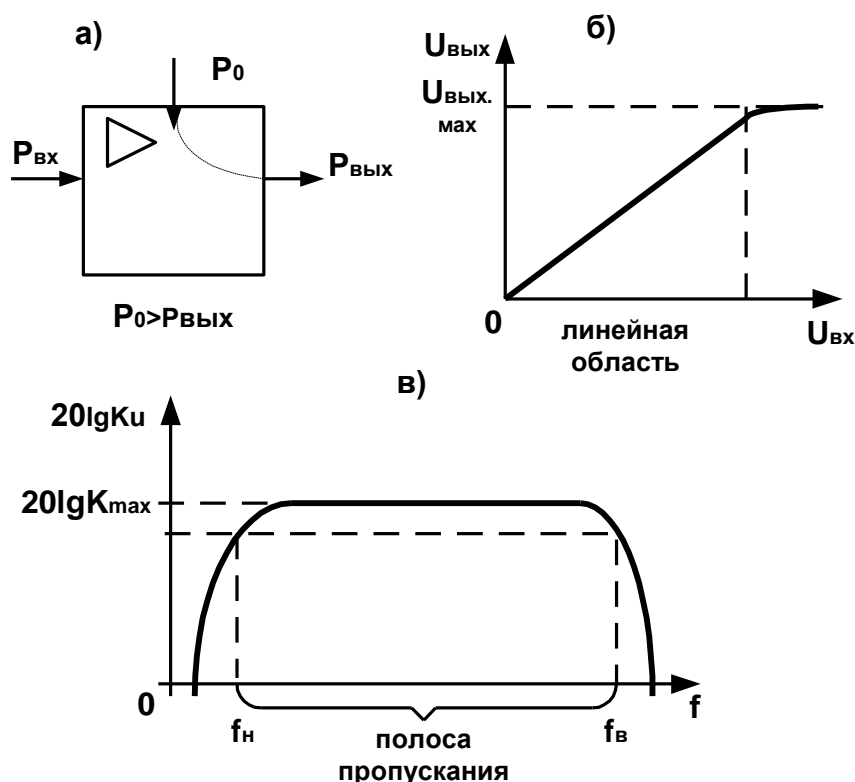


Рис.10.1

Наличие источника энергии P_0 обязательно, причем выходная мощность усилителя (мощность на нагрузке) всегда меньше мощности, потребляемой от источника питания P_0 .

Типичная амплитудная характеристика усилителя приведена на рисунке 10.1,б, а амплитудно-частотная – на рисунке 10.1,в.

По величине коэффициента усиления усилители подразделяют на усилители с конечным коэффициентом усиления ($K_u < 1000$) и так называемые операционные усилители ($K_u > 1000$). Хотя усилители содержат в своем составе нелинейные элементы (транзисторы) на их амплитудных характеристиках можно выделить определенный диапазон уровней входного и выходного сигналов, в котором коэффициент передачи с заданной точностью можно считать постоянным, а преобразование сигнала - линейным (не происходит искажения формы).

По виду АЧХ усилители разделяют на усилители переменного тока, постоянного тока и избирательные.

Важнейшими параметрами усилителей являются: коэффициенты передачи по току, напряжению, мощности, величины входного и выходного сопротивлений, характеризующих свойства усилителя по взаимодействию с источником сигнала и нагрузкой.

10.2. Однокаскадный усилитель переменного тока, типовой транзисторный усилительный каскад

Схема типового транзисторного усилительного каскада приведена на рисунке 10.2.а. На этой схеме источник смещения $+E_{см}$ введен для обеспечения возможности усиления знакопеременных входных сигналов, что иллюстрируется рисунком 10.2,б.

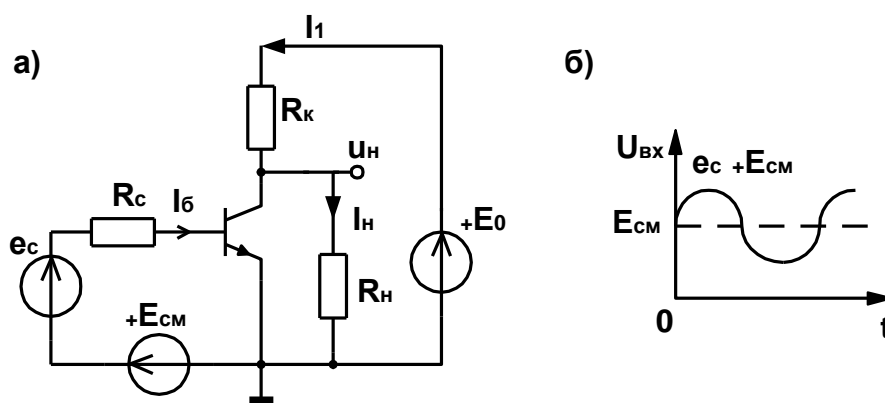


Рис.10.2

На базовую цепь транзистора воздействует совокупный сигнал:

$$E_{вх} = e_c + E_{см} = E_c \sin(\omega t) + E_{см},$$

представляющий из себя смещенный в область положительных напряжений знакопеременный сигнал (Рис.10.2.б.). Как правило $e_c \ll E_{см}$, благодаря чему транзистор все время находится только в усилительном режиме, не переходя в состояние отсечки или насыщения. При этом обеспечивается возможность усиления знакопеременных сигналов.

Уровни напряжения и величины токов в цепях базы и коллектора транзистора описываются уравнениями, полученными на основании законов Кирхгофа:

$$e_c + E_{см} = I_b R_c + u_{бэ};$$

$$E_0 = (I_k + I_H) \cdot R_k + u_{кэ} = I_k R_k + u_{кэ} \cdot (R_k / R_H + 1) = I_k R_k + u_{кэ} \cdot (R_k + R_H) / R_H.$$

Полученные уравнения являются нелинейными ввиду нелинейности зависимостей $I_{\beta} = f(u_{\beta\epsilon})$ и $u_{к\epsilon} = f(I_{к})$, однако характер этих зависимостей определяется семейством входных и выходных характеристик транзистора. Поэтому достаточно часто для определения уровней напряжений и токов в схеме транзисторного каскада используют графо-аналитические методы решения, как показано на рисунке 10.3.

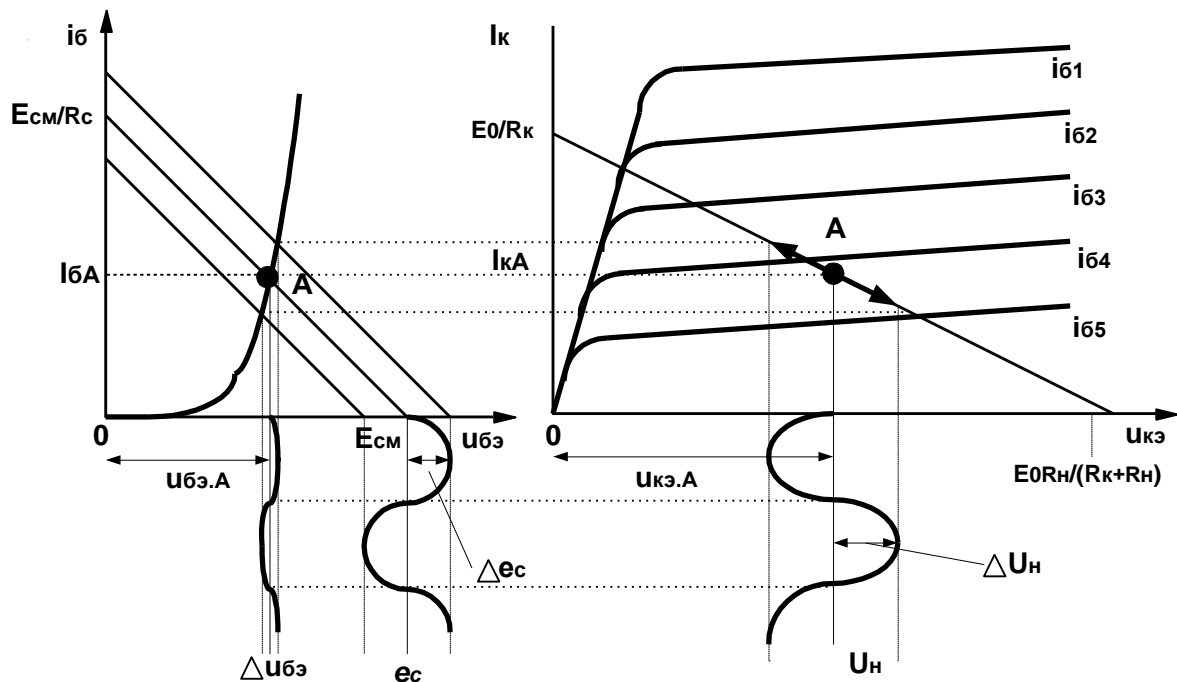


Рис.10.3

На этом рисунке достаточно наглядно отображены уровни постоянного напряжения во всех точках анализируемой схемы и переменная составляющая (наложенная на них), являющаяся полезным, усиливаемым сигналом. Изображающая точка **A**, в которой транзистор находится при нулевом входном сигнале, обычно называется рабочей точкой каскада. На входных характеристиках транзистора положение рабочей точки стараются выбрать, по возможности, в области линейной части характеристики путем выбора величины $E_{см}$. На выходных характеристиках целесообразно выбирать положение рабочей точки примерно в центре нагрузочной прямой каскада, что обеспечивает максимальный динамический диапазон выходного сигнала.

Графо-аналитические методы позволяют достаточно быстро и просто получить необходимые решения, однако точность их не высока. Кроме того, необходимо иметь входные и выходные характеристики транзисторов в графическом виде, которые не всегда приведены в справочных данных. Поэтому графо-аналитические методы, особенно ввиду их наглядности, чаще применяют для проведения предварительных, прикидочных расчетов, позволяющих оценить возможные диапа-

зоны изменения сигналов и приблизительные зависимости параметров схемы от параметров элементов схемы.

Приведенная на рисунке 10.2 схема усилительного каскада является скорее иллюстрирующей принципы построения схем усилителей. На практике обычно применяется схема, приведенная на рисунке 10.4.

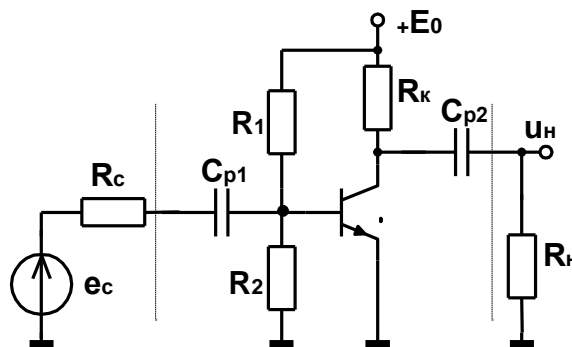


Рис.10.4

В этой схеме для исключения дополнительного источника $E_{см}$ используется резистивный делитель R_1, R_2 , с помощью которого задается положение рабочей точки каскада. Необходимые для установления заданного положения рабочей точки каскада и положения нагрузочной прямой расчеты называются расчетами каскада **по постоянному току**, т.к. эти расчеты производятся для нулевого входного сигнала.

Разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} установлены для отделения переменной составляющей сигнала от постоянного уровня напряжения. Необходимость их включения обусловлена тем, что как на входной цепи каскада, так и на выходе каскада имеются постоянные уровни напряжения, величины которых определяются положением рабочей точки каскада ($u_{бэА}$ и $u_{кэА}$ на рисунке 10.3). Поэтому возникает необходимость изолирования источника входного сигнала и цепи нагрузки от влияния постоянных составляющих. Отметим, что величины разделительных конденсаторов должны быть рассчитаны таким образом, чтобы в области рабочих частот усилителя их эквивалентные сопротивления были настолько малы, чтобы ими можно было пренебречь. Тогда при анализе работы схемы их можно считать замкнутыми.

Как было показано ранее специфика графических методов расчета требует наличия графиков семейств входных и выходных характеристик транзисторов и малопригодна для точных расчетов и их автоматизации. Поэтому в настоящее время для аналитических расчетов транзисторных каскадов используется подход, основанный на замещении транзистора его **линейной малосигнальной моделью**. Обоснование допустимости такого подхода заключается в возможности рассмотрения реальных процессов происходящих в линейной (хотя бы для малых входных сигналов) электрической цепи, как суперпозиции процессов для постоянных и

переменных сигналов. Таким образом, абстрагируясь от постоянных уровней напряжения на выводах транзистора, можно произвести линеаризацию нелинейных характеристик транзистора, используя разложение в ряд Тейлора функции, описывающей входную характеристику транзистора **в области рабочей точки каскада** и учитывая только первый член в разложении. По сути при этом производится замена нелинейной входной характеристики транзистора прямой линией, являющейся касательной к характеристике в рабочей точке.

При линеаризации характеристик транзистора появляется возможность рассмотрения транзистора как линейного, активного четырехполюсника, что позволяет применять для расчетов известные методы расчета электрических цепей.

На практике для замены транзистора четырехполюсником используют две системы параметров: систему **y**-параметров и систему **h**-параметров. При этом система **y**-параметров используется в основном для проведения расчетов, т.к. соответствует расчетам цепей с использованием метода узловых потенциалов, применяемого для автоматизированных расчетов и при расчетах с использованием метода сигнальных направленных графов. Система **h**-параметров используется заводами-изготовителями транзисторов, т.к. эти параметры наиболее удобно измерять на практике. Поэтому в большинстве справочных данных по транзисторам их параметры приводятся в системе **h**-параметров.

При использовании **y**-параметров система уравнений, описывающих четырехполюсник имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_1 &= \mathbf{y}_{11} \cdot \mathbf{u}_1 + \mathbf{y}_{12} \cdot \mathbf{u}_2 ; \\ \mathbf{i}_2 &= \mathbf{y}_{21} \cdot \mathbf{u}_1 + \mathbf{y}_{22} \cdot \mathbf{u}_2 , \end{aligned}$$

где: $\mathbf{y}_{11} = \mathbf{i}_1 / \mathbf{u}_1$ (при $\mathbf{u}_2 = 0$) – входная проводимость; $\mathbf{y}_{22} = \mathbf{i}_2 / \mathbf{u}_2$ (при $\mathbf{u}_1 = 0$) – выходная проводимость; $\mathbf{y}_{12} = \mathbf{i}_1 / \mathbf{u}_2$ (при $\mathbf{u}_1 = 0$) – передаточная проводимость с выхода на вход; $\mathbf{y}_{21} = \mathbf{i}_2 / \mathbf{u}_1$ (при $\mathbf{u}_2 = 0$) – передаточная проводимость с входа на выход.

Для **h**- параметров соответствующая система уравнений имеет вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 &= \mathbf{h}_{11} \cdot \mathbf{i}_1 + \mathbf{h}_{12} \cdot \mathbf{u}_2 ; \\ \mathbf{i}_2 &= \mathbf{h}_{21} \cdot \mathbf{i}_1 + \mathbf{h}_{22} \cdot \mathbf{u}_2 , \end{aligned}$$

где: $\mathbf{h}_{11} = \mathbf{u}_1 / \mathbf{i}_1$ (при $\mathbf{u}_2 = 0$) – входное сопротивление; $\mathbf{h}_{22} = \mathbf{i}_2 / \mathbf{u}_2$ (при $\mathbf{i}_1 = 0$) – выходная проводимость; $\mathbf{h}_{12} = \mathbf{u}_1 / \mathbf{u}_2$ (при $\mathbf{i}_1 = 0$) – коэффициент обратной связи по напряжению; $\mathbf{h}_{21} = \mathbf{i}_2 / \mathbf{i}_1$ (при $\mathbf{u}_2 = 0$) – коэффициент передачи транзистора по току.

Между **y**- и **h**-параметрами имеется следующая взаимосвязь:

$$\mathbf{y}_{11} = 1/\mathbf{h}_{11} ; \quad \mathbf{y}_{21} = \mathbf{h}_{21} / \mathbf{h}_{11} ; \quad \mathbf{y}_{22} = \mathbf{h}_{22} .$$

Отметим еще, что $h_{21} = \beta$, причем в различных справочных изданиях по транзисторам этот параметр может быть обозначен и как h_{21} и как β .

Полная модель транзистора в виде линейного четырехполюсника с использованием системы y -параметров представлена на рисунке 10.5,а.

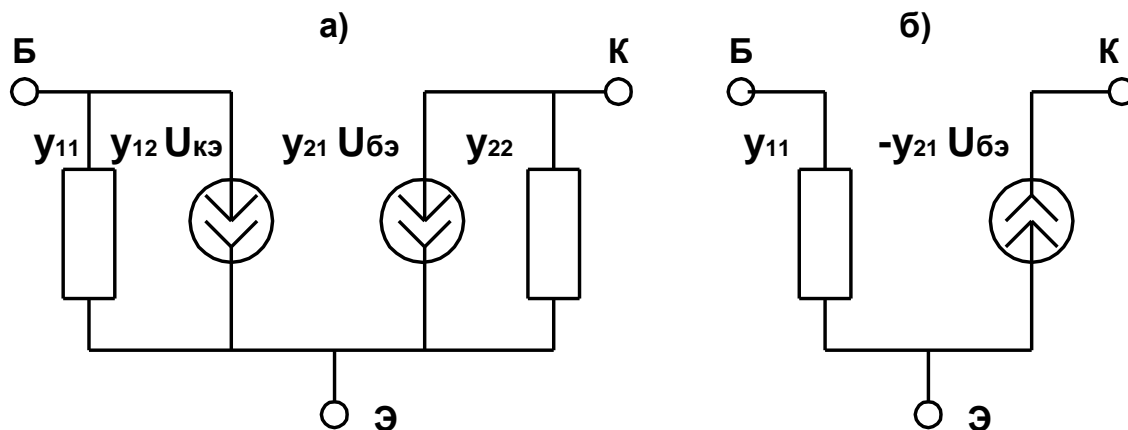


Рис.10.5

Для приближенных расчетов часто пренебрегают параметрами y_{12} и y_{22} , получая более простую модель (Рис.10.5,б). С учетом использования для дальнейших расчетов метода направленных графов необходимо изменить направление управляемого источника тока y_{21} (Рис.10.5,б), соответственно изменив знак u веса данной ветви на минус.

Общая последовательность расчетов транзисторных каскадов с использованием малосигнальной линейной модели транзистора следующая:

1. На основе использования метода суперпозиции и, учитывая, что анализ производится в данном случае по отношению к входному источнику сигнала, сначала закорачивают источник питания каскада E_0 , получая эквивалентную схему, представленную на рисунке 10.6,а. Отметим, что т.к. анализ производится для входного сигнала, разделительные конденсаторы C_{p1} и C_{p2} закорочены.
2. Производят замену транзистора (всех транзисторов в более сложных схемах) его соответствующей линейной моделью (Рис.10.6,б).
3. Производят необходимые расчеты для вычисления нужных параметров схемы. При использовании метода сигнальных направленных графов изображают сигнальный граф, как показано на рисунке 10.6,в.

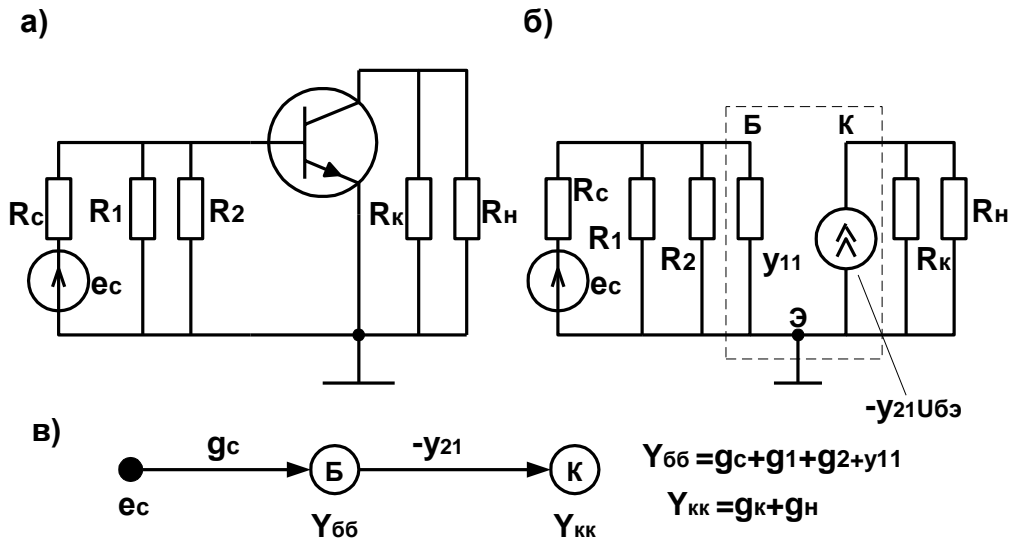


Рис.10.6

Для рассматриваемого каскада основные параметры вычисляются по следующим формулам:

$$K_u = u_n / e_c = -y_{21} \cdot g_c / (g_1 + g_2 + g_c + y_{11}) \cdot (g_n + g_k).$$

$$R_{вх} \approx 1 / (g_1 + g_2 + y_{11}); \quad R_{вых} \approx R_k.$$

Достаточно часто можно считать $R_c \approx 0$. При этом выражения для основных параметров усилительного каскада упростятся:

$$K_u = u_n / e_c = -h_{21} \cdot (R_k \cdot R_n) / h_{11} \cdot (R_k + R_n); \quad R_{вх} \approx h_{11}; \quad R_{вых} \approx R_k.$$

Для анализа частотных свойств усилительного каскада необходимо построить его АЧХ, учитывая влияние разделительных конденсаторов. После добавления в эквивалентную схему разделительных конденсаторов и составления соответствующего графа схемы можно получить итоговое выражение для передаточной функции в следующем виде:

$$K_u(s) = K_u \cdot s^2 \cdot T_1 \cdot T_2 / ((T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)),$$

где: s - оператор Лапласа; K_u – коэффициент усиления каскада в области рабочих частот без учета влияния разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} ; $T_1 = C_{p1} \cdot (g_c + g_{вх}) / (g_c \cdot g_{вх})$; $g_{вх} = g_1 + g_2 + y_{11}$; $T_2 = C_{p2} \cdot (g_k + g_n) / (g_k \cdot g_n)$;

Для построения АЧХ усилителя надо в полученном выражении сделать подстановку $s = j\omega$ и вычислить модуль коэффициента передачи:

$$|K_u(j\omega)| = K_u \cdot \omega^2 \cdot T_1 \cdot T_2 / ((T_1^2 \cdot \omega^2 + 1)^{1/2} (T_2^2 \cdot \omega^2 + 1)^{1/2}),$$

ЛАЧХ усилительного каскада, построенная по этому выражению, приведена на рисунке 10.5. На этой характеристике пунктиром отражено также влияние инерционных свойств транзистора путем подстановки в выражение для коэффициента передачи:

$$h_{21}(s) = h_{21} / (T_{h21} \cdot s + 1),$$

т.к. с ростом частоты, коэффициент усиления по току транзистора падает.

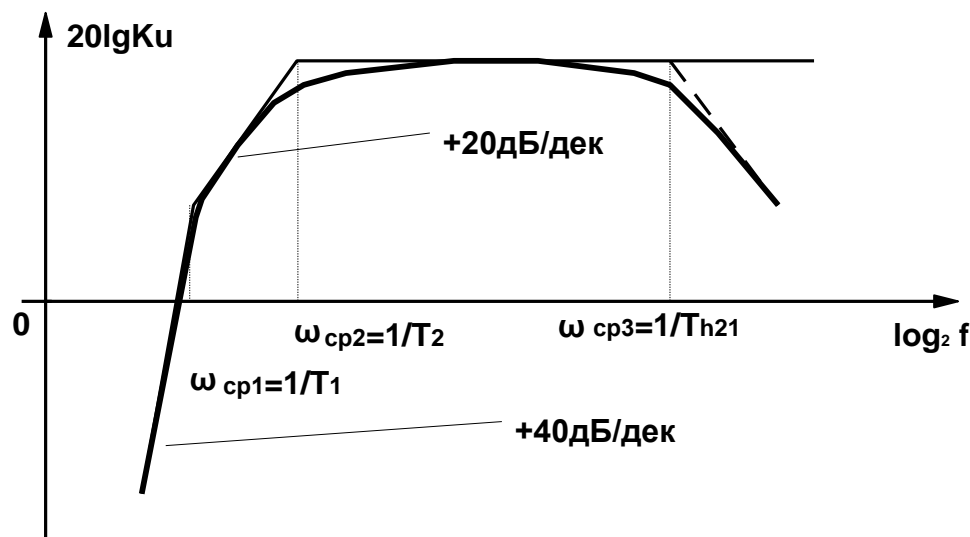


Рис.10.5

Анализируя полученные результаты, можно утверждать, что данная схема усилительного каскада не лишена недостатков. Это обусловлено зависимостью почти всех основных параметров усилителя от параметров конкретного транзистора, которые могут для одного и того же типа существенно отличаться по технологическим причинам. Кроме этого, параметры транзистора существенно зависят от температуры окружающей среды. Также следует отметить, что, с точки зрения взаимодействия усилительного каскада с источником сигнала и нагрузкой, правила согласования каскадов не выполняется, т.к. $R_{вх}$ усилителя мало, а $R_{вых}$ достаточно велико. Это приводит к необходимости в реальных расчетах учитывать внутреннее сопротивление источника сигнала и величину эквивалентной нагрузки.

Тем не менее, в рассмотренной схеме усилителя можно реализовать функцию усиления по напряжению с коэффициентом передачи в диапазоне 20-50.

Для уменьшения влияния параметров транзистора на основные параметры усилителя применяют введение в схему усилителя отрицательных обратных связей.

10.3. Усилительный каскад с отрицательной обратной связью, эмиттерный повторитель

Классическая отрицательная обратная связь (ООС) представляет собой вычитание из входного сигнала выходного сигнала или его части. В ряде электронных схем довольно часто такая связь в явном виде не видна. Примером является усилительный каскад с ООС, схема которого приведена на рисунке 10.6,а, и отличается от типового транзисторного каскада только наличием дополнительного резистора в цепи эмиттера R_3 .

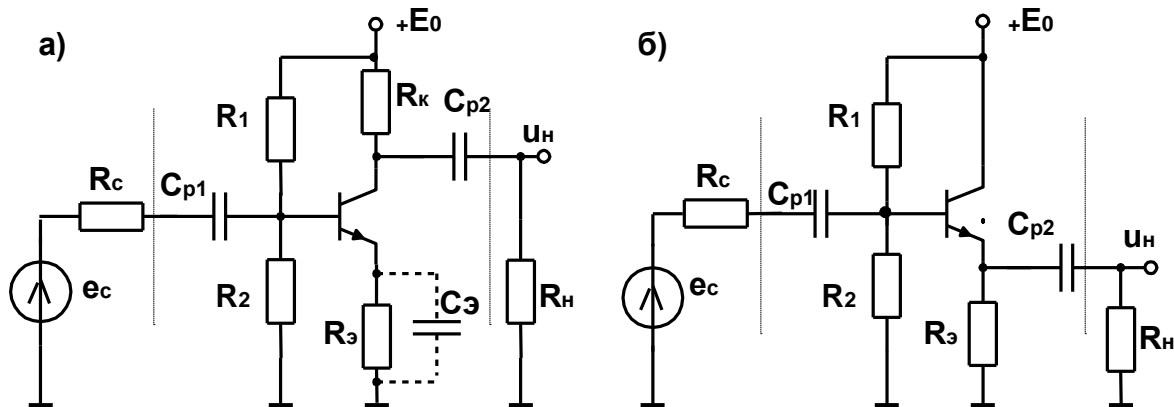


Рис.10.6

Пусть в рассматриваемой схеме $R_k + R_3$ равно коллекторному сопротивлению типового каскада. Тогда для постоянного тока нагрузочная характеристика будет располагаться под тем же углом, что и для типового каскада (т.е. по отношению к режиму на постоянном токе, каскады оказываются поставленными в одинаковые условия).

Рассмотрим поведение рабочей точки A при наличии дестабилизирующих воздействий, например, температуры. Рост температуры скажется в первую очередь на характеристиках транзистора. Возрастет обратный тепловой ток коллекторного перехода $I_{к60}$, увеличится h_{21} и ϕ_T . Все эти факторы в совокупности приведут к увеличению тока коллектора и эмиттера, а значит - к смещению рабочей точки вверх по нагрузочной характеристике. При этом изменится режим работы транзистора, уменьшится величина максимального неискаженного выходного сигнала, а следовательно уменьшится и динамический диапазон выходного сигнала. Эти рассуждения справедливы для типового транзисторного каскада.

В каскаде с ООС отпирающее напряжение база – эмиттер описывается выражением $u_{бэ} = u_6 - u_3 = u_6 - I_3 \cdot R_3$. Поэтому при постоянном потенциале базы рост тока эмиттера приведет к уменьшению $u_{бэ}$. Таким образом, отпирание транзистора под воздействием дестабилизирующего фактора – увеличения температуры будет компенсироваться тенденцией к

запиранию транзистора из-за наличия R_3 . Эффект влияния ООС будет тем сильнее чем больше величина R_3 .

ООС будет также препятствовать изменениям тока коллектора и при воздействии полезного сигнала. Поэтому уменьшится также коэффициент усиления по сравнению с типовым каскадом. Кроме того, можно утверждать, что входное сопротивление увеличится, так как при одном и том же уровне входного напряжения ток базы будет меньше из-за ООС. Выходное сопротивление усилителя останется практически неизменным.

Подробный анализ и ряд допущений позволяют получить следующие выражения для основных параметров каскада с ООС:

$$K_u \approx -R_H/R_3, \quad R_{вх} \approx R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2); \quad R_{вых} \approx R_K.$$

Из приведенных выражений следует, что основные параметры каскада с ООС зависят в основном от номиналов пассивных элементов схемы, которые мало подвержены возмущающим воздействиям (в отличие от параметров транзистора).

В ряде случаев, в рассматриваемой схеме цепь нагрузки подключают к эмиттеру транзистора. При этом исключают сопротивление коллектора для увеличения глубины ООС и увеличения максимальной амплитуды выходного сигнала. Эта схема представлена на рисунке 10.6,б и носит название эмиттерного повторителя.

Коэффициент усиления по напряжению в такой схеме из-за углубления обратной связи еще больше уменьшается и становится близким к единице $K_u \leq 1$. Коэффициент усиления по току определяется коэффициентом усиления по току транзистора - $K_i = h_{21} + 1$. Входное сопротивление каскада увеличивается - $R_{вх} \approx R_3 \cdot (h_{21} + 1)$ при условии $R_1, R_2, R_H \gg R_3$, а выходное сопротивление каскада уменьшается - $R_{вых} \approx h_{11} / (h_{21} + 1)$.

Из приведенных выражений следует, что основное назначение эмиттерного повторителя – согласование высокоомных, т.е. имеющих большое выходное сопротивление, источников сигналов с низкоомной нагрузкой.

10.4. Однокаскадный усилитель постоянного тока, дифференциальный каскад

В системах автоматики достаточно часто возникает задача усиления сигналов медленно меняющихся во времени. Усиление таких сигналов, часто называемых сигналами постоянного тока, возможно только путем внесения существенных изменений в схемотехнику усилительных каскадов. В таких каскадах должны отсутствовать разделительные конденсаторы. Кроме того, в соответствии с амплитудной характеристикой, при нулевом входном сигнале на выходе усилителя должно быть также нулевое напряжение при воздействии любых возмущающих факторов.

Совместное удовлетворение этим требованием можно обеспечить схемной реализацией принципа сбалансированной (дифференциальной) мостовой схемы (Рис.10.7.), в которой выходной сигнал снимается с диагонали моста. Под сбалансированностью при этом понимается идентичность характеристик элементов образующих плечи моста.

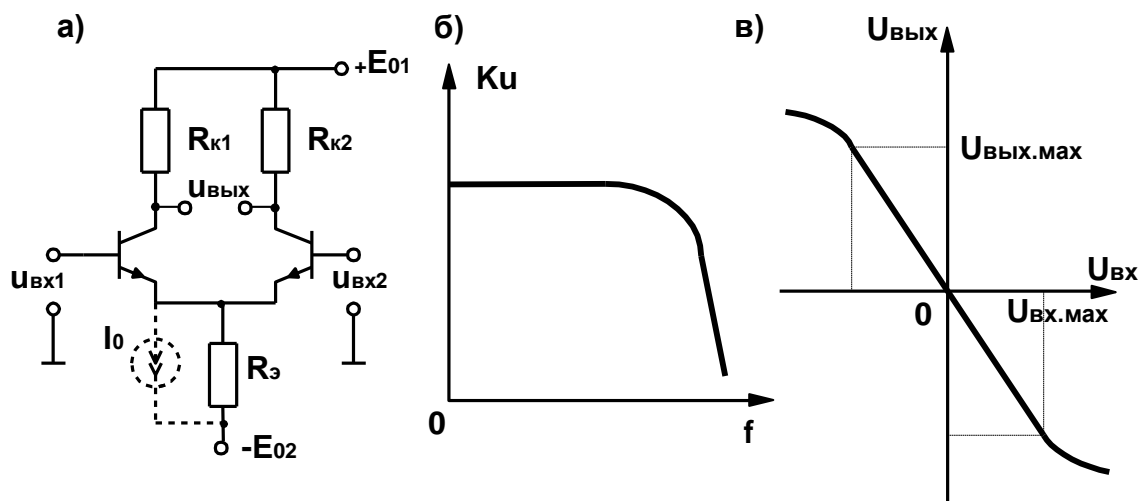


Рис.10.7

Пусть на входы такой схемы подаются одинаковые входные сигналы, т.е. $u_{вх1}=u_{вх2}$. При одинаковых входных сигналах состояния транзисторов будут изменяться одинаковым образом. Потенциалы коллекторов будут одинаковы, а выходной сигнал, равный разности потенциалов коллекторов, будет нулевым. Входные сигналы, равные по величине и одинаковые по знаку, носят название синфазных и данным каскадом не усиливаются. В реальных схемах всегда присутствует некоторая асимметрия плеч моста, обусловленная неидентичностью характеристик транзисторов. Кроме того, дестабилизирующие факторы, например, изменения температуры или напряжения питания, могут привести к дополнительной асимметрии схемы. Для ослабления влияния асимметрии используется отрицательная обратная связь, организуемая с помощью резистора $R_э$. К его номиналу предъявляются двойные требования: с одной стороны, для режима постоянного тока (статического режима) $R_э$ должно быть не велико, т.к. величина $R_э$ определяет положение рабочей точки А транзисторов каскада и при увеличении $R_э$ транзисторы будут находиться в режиме малых токов; с другой стороны, стабилизирующее воздействие ООС (глубина ООС) тем выше, чем больше величина сопротивления в цепи эмиттера.

Выполнение обоих требований достигается путем включения вместо $R_э$ источника тока, обладающего конечной величиной статического сопротивления и большим динамическим сопротивлением (показано на рисунке 10.7,а пунктиром). В реальных схемах для реализации источника

тока используют горизонтальный участок одной из выходных характеристик транзистора. Небольшой наклон реальной характеристики приводит к тому, что динамическое сопротивление не равно бесконечности, но достаточно велико.

Один из примеров реализации источника тока приведен на рисунке 10.8,а, а его вольт-амперная характеристика на рисунке 10.8,б.

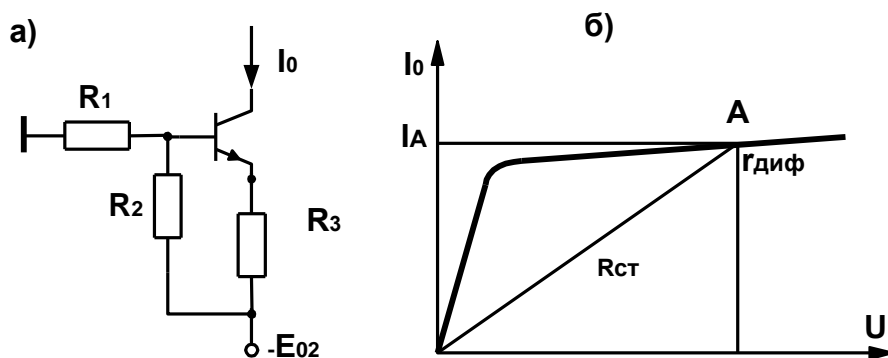


Рис 10.8

При подаче на входы каскада одинаковых по величине и разных по знаку приращения входных сигналов $\Delta u_{вх1} = -\Delta u_{вх2}$ коллекторный ток одного из транзисторов увеличится, а второго уменьшится на такую же величину. На выходе каскада появится разность потенциалов $u_{вых} = u_{вых1} - u_{вых2}$, являющаяся полезным выходным сигналом. Эта разность потенциалов будет пропорциональна разности $u_{вх} = u_{вх1} - u_{вх2}$, являющейся усиливаемым входным сигналом. Отсюда появилось и второе название каскада – дифференциальный каскад (каскад, усиливающий дифференциальный – разностный сигнал).

Дифференциальный каскад характеризуется коэффициентом усиления дифференциального сигнала:

$$K_{диф} = -h_{21} \cdot y_{11} \cdot R_k / (1 + R_c \cdot y_{11}).$$

Степень же усиления синфазных сигналов принято оценивать через коэффициент ослабления синфазных сигналов, выраженный в децибелах:

$$K_{ос.сф} = 20 \cdot \lg K_{диф} / K_{сф}.$$

Дифференциальный каскад характеризуется двумя разными величинами входных сопротивлений в зависимости от типа входных сигналов:

$$R_{вх.диф} \approx 2h_{11}, \quad R_{вх.сф} \approx (h_{21} + 1)r_{диф}.$$

Выходное сопротивление каскада, как и для простейшего усилителя приблизительно равно R_k .

В целом, оценивая характеристики дифференциального каскада, следует отметить, что наряду с относительно высоким коэффициентом усиления, он обладает более широкими функциональными возможностями: усиление как сигналов постоянного, так и переменного токов, наличие двух входов позволяет усиливать разностные сигналы. Кроме того, дифференциальный каскад хорошо реализуется в интегральном исполнении, т.к. при изготовлении транзисторов и резисторов каскада в едином технологическом цикле получают идентичные характеристики компонентов.

11. ОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ, УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Оконечными каскадами называют выходные усилительные каскады электронных устройств, которые предназначены для формирования сигналов для исполнительных механизмов. Обычно это формирование заключается в обеспечении достаточной мощности сигнала. Поэтому оконечные усилительные каскады часто называют усилителями мощности.

Следствием работы с мощными сигналами является то, что транзисторы, составляющие каскад, работают в режимах, как правило, близких к предельным. Это может приводить к искажениям формы выходного сигнала. Однако, в ряде случаев большее значение играют такие параметры, как значение коэффициента усиления по мощности K_p и значение коэффициента полезного действия (КПД) - $\eta = P_{\text{вых}}/P_0$. В связи с миниатюризацией электронной аппаратуры и с проблемами отвода тепла из-за рассеиваемой мощности достаточно часто значение КПД играет определяющую роль при выборе схемы усилителя мощности.

В зависимости от положения рабочей точки на нагрузочной характеристике различают несколько классов усилителей мощности: А, В, АВ.

Рабочую точку в усилителях класса А выбирают так, чтобы она располагалась примерно посередине нагрузочной характеристики транзистора (Рис. 11.1). При этом усилитель класса А характеризуется двумя особенностями:

- при нулевом входном сигнале ток через транзистор не равен нулю;
- средняя мощность, потребляемая от источника питания постоянна и не зависит от уровня входного сигнала.

Примером схемной реализации усилителя мощности класса А может быть типовой транзисторный каскад. Отметим, что для реализации максимального коэффициента усиления по мощности необходимо выполнение условия $R_{\text{вых}} = R_{\text{н}}$, что для низкоомных нагрузок может быть обеспечено только подключением цепи нагрузки через согласующий трансформатор.

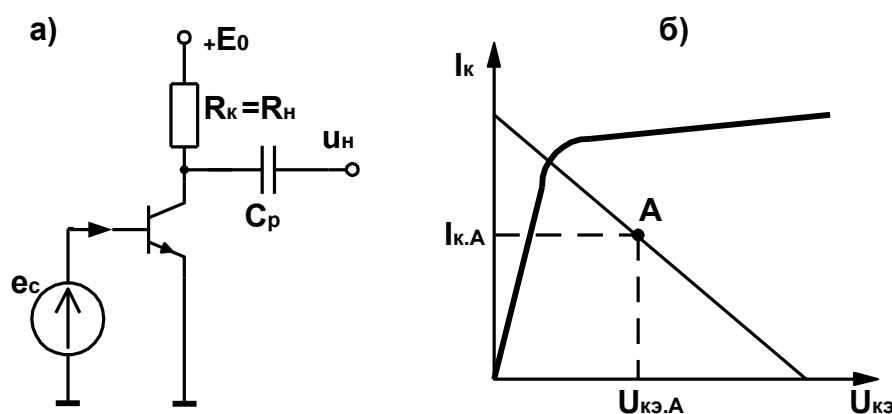


Рис.11.1

Максимально достижимый КПД для усилителей класса А составляет 50%, однако, из-за нелинейности характеристик транзистора и невозможности работы на крайних участках нагрузочной характеристики, реальное значение КПД каскада значительно ниже.

В усилителях класса В рабочая точка располагается на границе нагрузочной характеристики, соответствующей закрытому состоянию транзистора. В этом случае только одна полярность входного сигнала может открывать транзистор и усиливаться. Для усиления сигнала обратной полярности используют второй транзистор с противоположным типом проводимости. При этом необходимо использовать двухполярный источник питания, а параметры и характеристики транзисторов должны быть по возможности идентичными (комплементарная пара транзисторов).

Типовая схема усилителя класса В приведена на рисунке 11.2,а и носит название двухтактного эмиттерного повторителя.

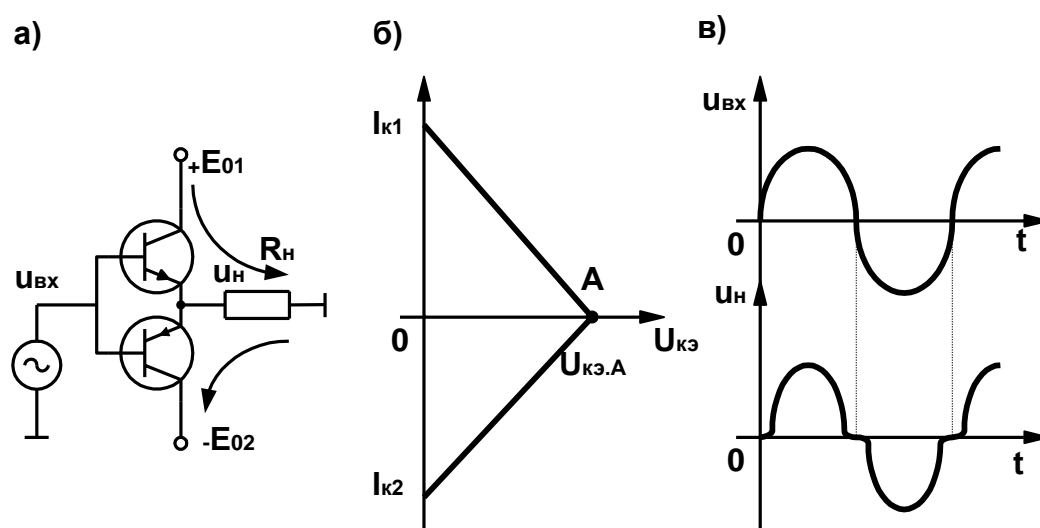


Рис.11.2

В этой схеме усиление по мощности достигается за счет усиления тока. Теоретический максимальный КПД составляет 78%. В реальных схемах он ниже из-за нелинейностей характеристик транзисторов.

Характерной особенностью для этой схемы является наличие нелинейных искажений типа «зона нечувствительности» - (Рис.11.2,в). Их появление связано с тем, что при входных сигналах меньших напряжения отпираания транзисторов, ток в цепи базы транзисторов не протекает. Устранение этого недостатка осуществляется двумя способами. Либо использованием усилителя класса АВ, либо использованием ООС.

В усилителях класса АВ за счет схемы сдвига уровней (Рис.11.3,а) обеспечивается смещение базно-эмиттерных переходов транзисторов при-

лизительно на величину напряжения отпирания. При этом устраняется зона нечувствительности, однако КПД схемы немного уменьшается.

Использование ООС для устранения нелинейных искажений (линеаризации амплитудной характеристики) основано на свойстве ООС, стабилизировать значение коэффициента передачи каскада в широких пределах изменения входного сигнала.

Примеры схемных реализации каскада класса АВ приведены на рисунке 11.3.

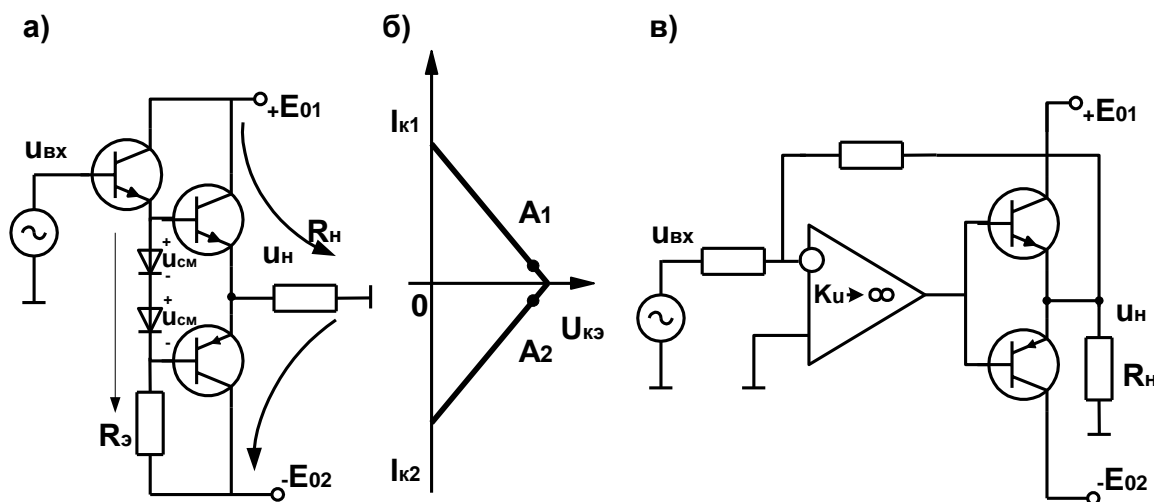


Рис.11.3

Кроме рассмотренных классов усилителей мощности в последние годы начали широко применяться усилители мощности классов С и D. Отличительной особенностью этих усилителей является то, что в них усилительные элементы – транзисторы – работают в ключевом режиме. Благодаря этому резко увеличивается КПД усилителя, достигая 90-98% , и снижается выходное сопротивление каскада. В усилителях класса С используются различные импульсные режимы работы транзисторов, а в усилителях класса D – ключевой режим с использованием широтно-импульсной модуляции.

12. СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Как следует из названия, силовые полупроводниковые приборы применяются в силовых цепях – т.е. в цепях, в которых происходит преобразование не информации (выраженной в виде параметров электрических сигналов), а энергии (большие токи, напряжения и мощности). К таким цепям относятся источники питания, цепи электропривода, мощные преобразовательные установки и т.д. Поскольку в силовых цепях часто фигурируют значительные мощности, силовые полупроводниковые приборы, как правило, работают в ключевом режиме. Это решает проблемы тепловыделения и энергетических потерь. При этом к силовым приборам предъявляются следующие требования:

- малые потери при коммутации;
- высокая скорость переключения из одного состояния в другое;
- малое потребление по цепи управления;
- большие коммутируемые токи и высокие допустимые рабочие напряжения.

Эти требования иллюстрирует промышленный выпуск силовых приборов, рассчитанных на токи до 1000 А и рабочие напряжения свыше 6000 В. Быстродействие современных силовых приборов достаточно для работы на частотах до 1 МГц.

Все силовые полупроводниковые приборы можно подразделить на три основные группы:

1. Биполярные и полевые транзисторы, разработанные специально для применения в силовой электронике.
2. Многослойные полупроводниковые структуры, состоящие, как правило, из четырех слоев полупроводников с чередующимися типами проводимости. К этой группе относятся диодисторы, тиристоры и симисторы.
3. Комбинированные структуры, содержащие транзисторы с разными принципами работы, чаще всего биполярные и полевые.

12.1. Динисторы

Динистор – это двухэлектродный прибор диодного типа, имеющий три PN-перехода. Крайняя P-область называется анодом, крайняя N-область – катодом. На рисунке 12.1 приведены структура динистора и его графическое обозначение на принципиальных схемах. Вывод динистора, к которому необходимо подключить положительный полюс источника питания, называют анодом, а второй вывод – катодом.

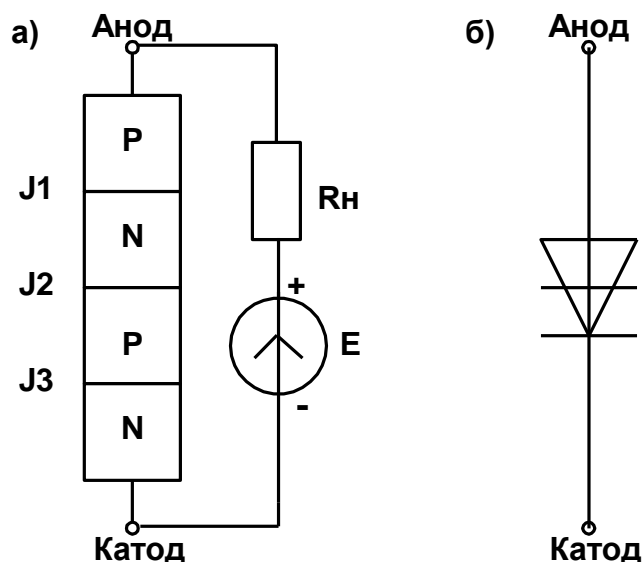


Рис.12.1

Чтобы рассмотреть принципы работы диодистора, воспользуемся его схемой замещения (Рис.12.2,б), которую можно получить, если мысленно разделить диодистор на две триодные структуры (Рис.12.2,а).

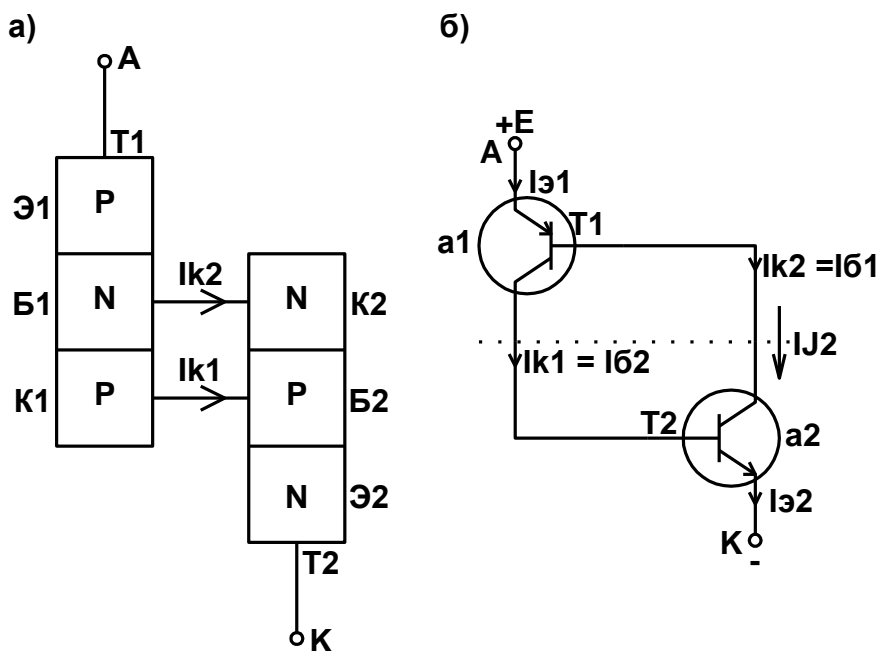


Рис.12.2

На рисунке 12.2,б видно, что коллекторный ток первого транзистора является базовым током второго, и наоборот. То есть, имеется сильная положительная обратная связь.

В исходном состоянии оба транзистора закрыты, а на анод подано положительное напряжение по отношению к катоду. При этом переходы J1, J3 смещены в прямом направлении, а переход J2 – в обратном. Так как

транзисторы закрыты, через динистор протекает лишь ток утечки перехода J2. В таком состоянии динистор выключен. Включение динистора производится путем кратковременного увеличения напряжения на нем. При достижении анодным напряжением некоторого порогового значения, один из транзисторов начинает переход в режим обратимого пробоя и немного приоткрывается. Коллекторный ток этого транзистора, протекая в базовой цепи второго транзистора, открывает его. Второй транзистор, в свою очередь увеличивает ток базы первого. Благодаря положительной обратной связи, оба транзистора быстро переходят в режим насыщения, и динистор включается. Ток, проходящий через динистор, ограничивается только элементами внешней цепи. Падение напряжения на включенном динисторе меньше 1÷2 В. Вольт-амперная характеристика динистора приведена на рисунке 12.3,а, схема импульсного включения – на рисунке 12.3,б.

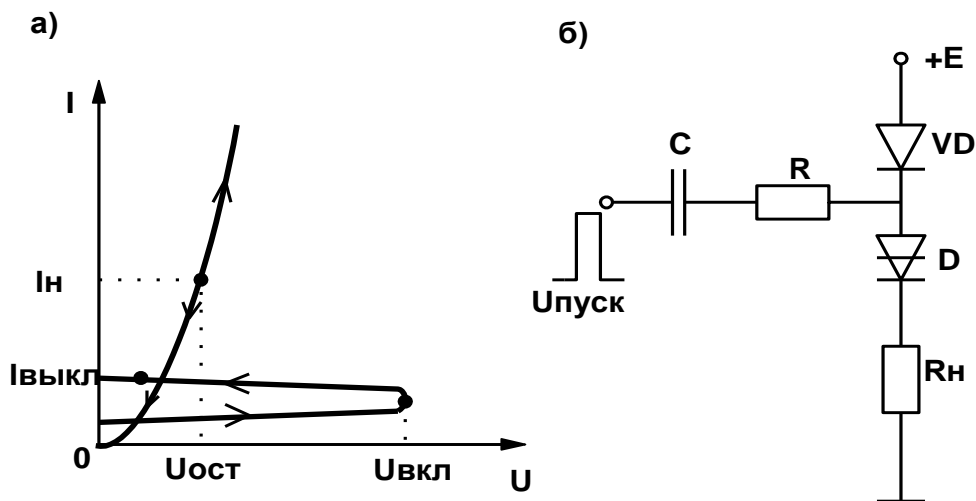


Рис.12.3

Выключить динистор можно только либо снижением тока до порога выключения, либо приложением к динистор напряжения обратной полярности. Различные схемы выключения динистор приведены на рисунке 12.4.

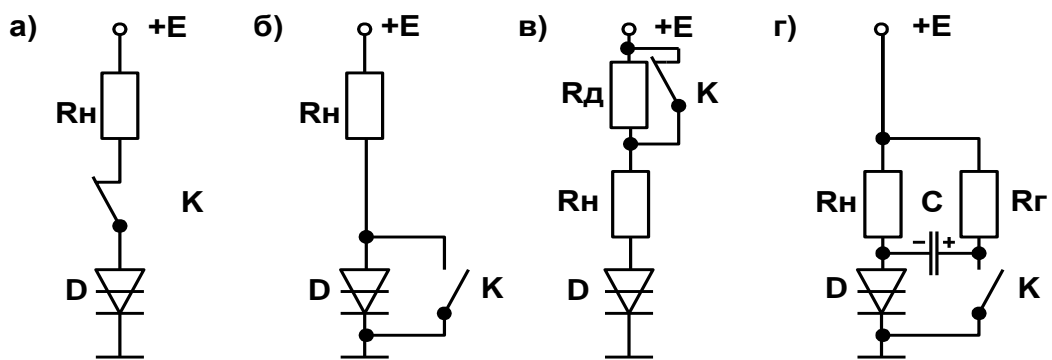


Рис.12.4

В первой схеме производится прерывание тока через динистор, что приводит к его закрытию. Вторая цепь делает нулевым напряжение на динисторе. Третья цепь снижает ток динистора до порога отключения. В последней схеме – при помощи предварительно заряженного конденсатора С на динистор подается обратное напряжение.

Основными недостатками динисторов являются значительный технологический разброс порогового напряжения $U_{вкл}$ и трудности выключения. Поэтому в настоящее время динисторы практически не применяются.

12.2. Тиристоры

Тиристор – это динистор, у которого имеется дополнительно вывод базы одного из эквивалентных транзисторов. В зависимости от расположения этого управляющего электрода различают два типа тиристоров: с катодным управлением, и с анодным управлением. Обе структуры и соответствующие им обозначения приведены на рисунке 12.5.

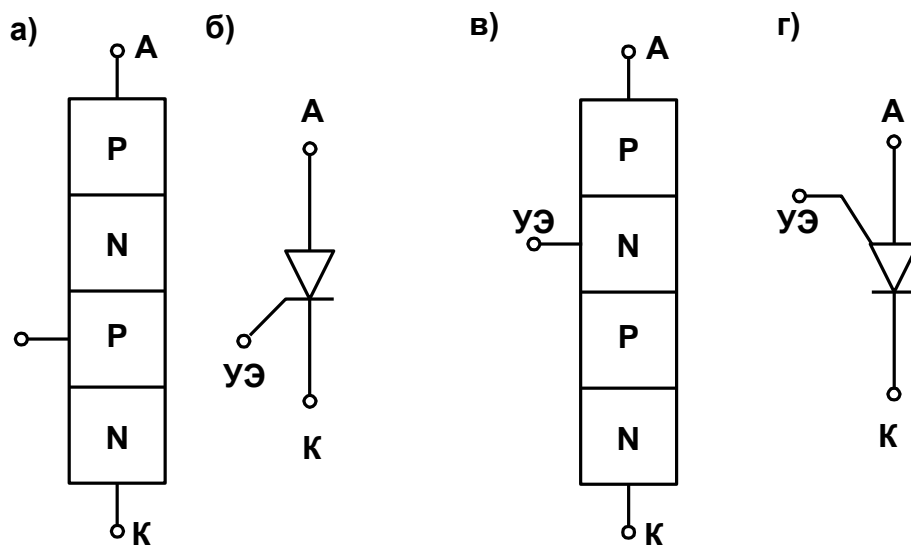


Рис.12.5.

Вольт-амперная характеристика тиристора, приведенная на рисунке 12.6, отражает отличие тиристора от динистора, заключающееся в зависимости порогового напряжения включения от величины управляющего тока.

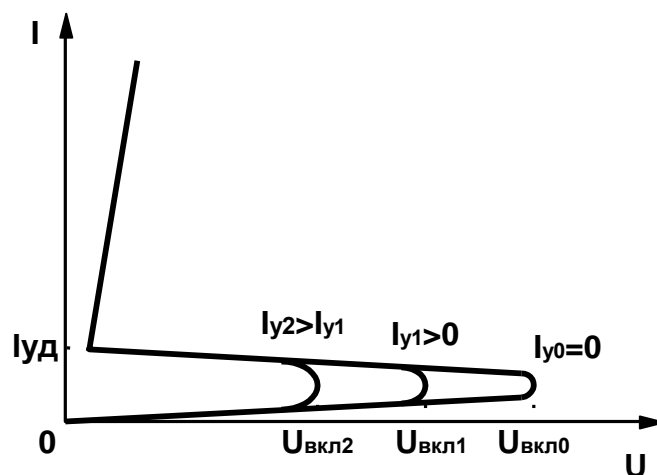


Рис.12.6

То есть, тиристор – это по сути динистор с управляемым напряжением включения. При этом управляющая цепь тиристора представляет собой диод, включаемый в режиме прямого смещения. Соотношение между возможным током, коммутируемым тиристором и необходимым током управления достигает нескольких сотен. Учитывая, что напряжение на управляющем электроде не превышает при этом $1 \div 2$ вольт, мощность управления на несколько порядков меньше возможной коммутируемой мощности. Однако выключить тиристор с помощью управляющего электрода нельзя. Поэтому для выключения тиристора применяют схемы, аналогичные схемам выключения для динисторов (Рис.12.4).

В настоящее время тиристоры применяются очень широко и практически полностью заменили динисторы. Промышленностью выпускаются тиристоры, подразделяющиеся на классы по допустимым напряжениям питания и с различными допустимыми прямыми токами. Особую группу составляют быстродайствующие тиристоры с малыми – единицы микросекунд - временами включения и выключения.

Основными параметрами, по которым выбирают тиристоры для применения в различных схемах, являются:

- допустимый прямой ток $I_{пр}$;
- времена включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$;
- напряжение в открытом состоянии $U_{пр}$ при заданном прямом токе;
- максимальное прямое (обычно питающее) напряжение при нулевом управляющем токе $U_{вкл}$;
- максимальное допустимое обратное напряжение $U_{обр}$.

12.3. Симисторы (триаки)

Симистор – прибор, предназначенный для коммутации в цепях переменного тока. Структура симистора приведена на рисунке 12.7,а, его обозначение – на рисунке 12.7,б, а вольт-амперная характеристика – на рисунке 12.7,в.

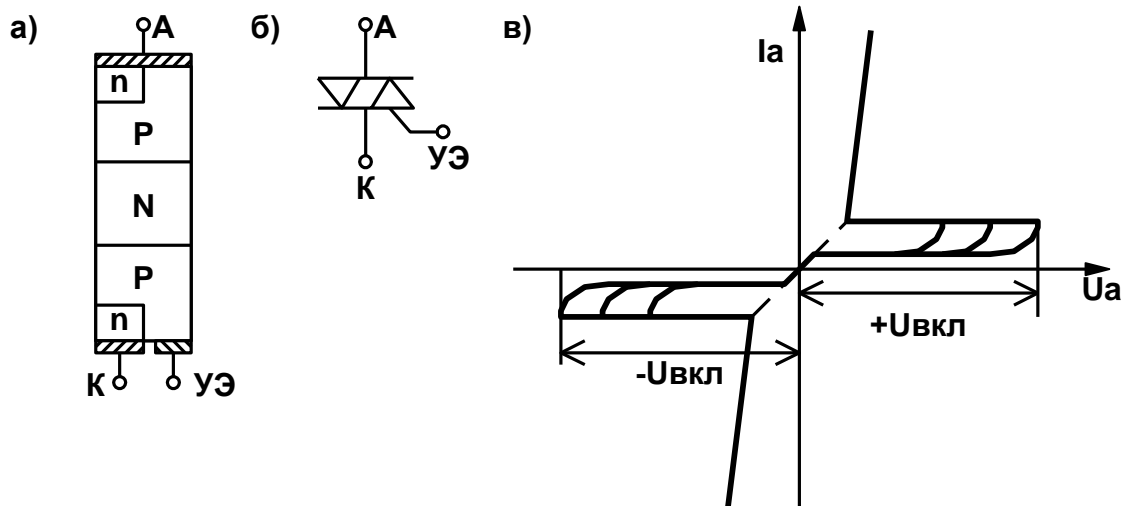


Рис.12.7.

Прибор включается при любой полярности питания при подаче положительного импульса на электрод управления. Это свойство симистора отражено на вольт-амперной характеристике. Симистор можно эквивалентно заменить двумя параллельно включенными тиристорами с общим выводом управления. Основные параметры симисторов аналогичны параметрам тиристоров. В зарубежной литературе симисторы называются триаками.

В последние годы разработаны новые приборы - фототиристоры и фотосимисторы. В этих приборах управляющий электрод заменен фотоприемником. Главное преимущество таких приборов – полная гальваническая развязка цепи управления и коммутируемой цепи.

12.4. Специальные типы транзисторов

В ходе исследований, направленных на усовершенствование силовых полупроводниковых приборов, появились новые разновидности транзисторов, которые теперь широко применяются в силовой электронике.

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) представляют собой сочетание входного полевого транзистора с изолированным затвором и выходного биполярного NPN-транзистора. За рубежом такие структуры называют IGBT (isolated gate bipolar transistor). БТИЗ появились при попытке создания полевых транзисторов с изолированным затвором, имеющих вертикально расположенный канал, называемых ПТИЗ. При изготовлении ПТИЗ образуется паразитный

биполярный транзистор, который ранее не использовался. Эквивалентная схема получавшейся структуры приведена на рисунке 12.8,а, а ее вольт-амперные характеристики – на рисунке 12.8,б. Структура транзистора IGBT похожа на структуру ПТИЗ, но дополнена PN-переходом, который образует еще один транзистор в эквивалентной схеме (Рис.12.8,в).

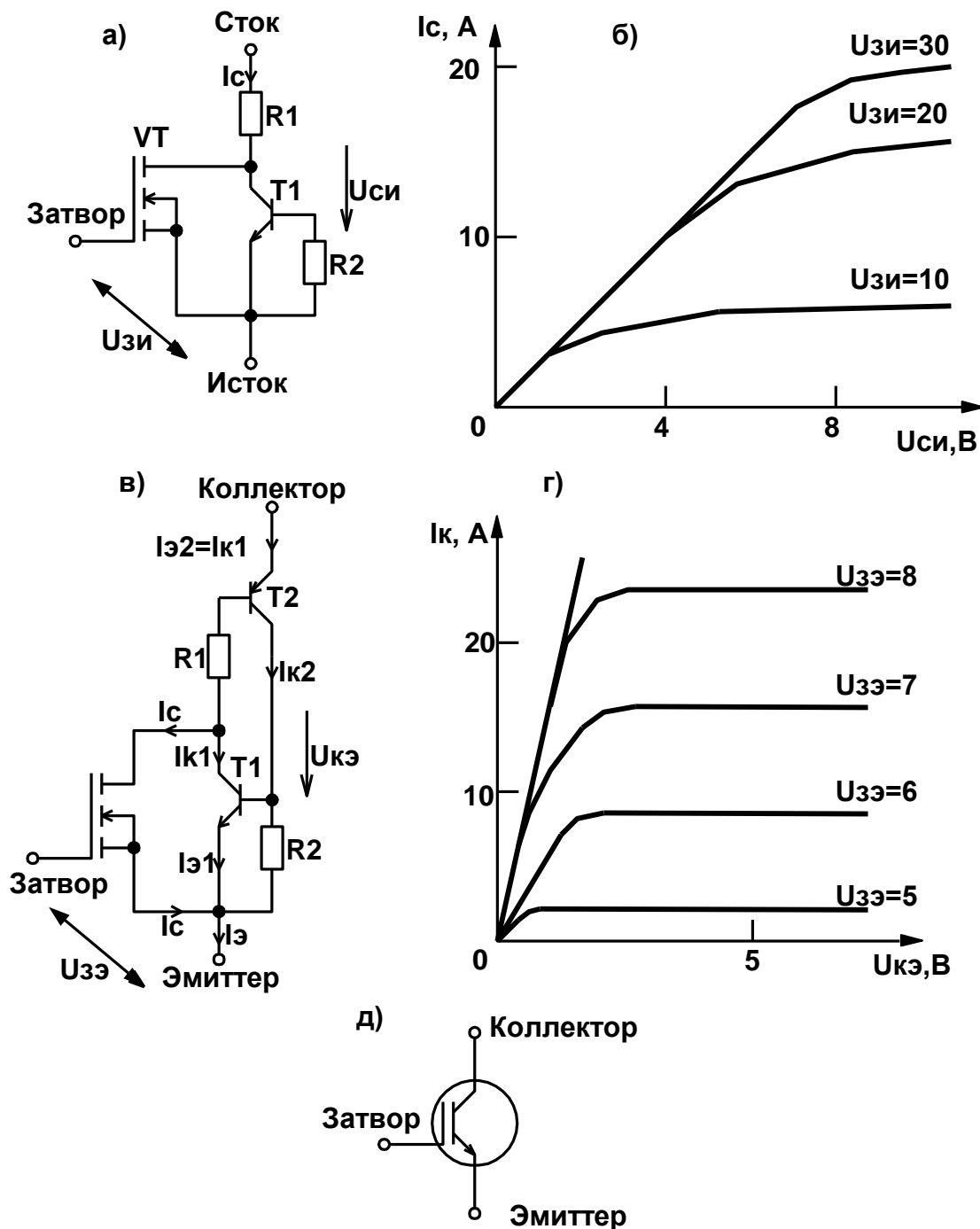


Рис.12.8

Приведенная структура из двух транзисторов T1 и T2 охвачена положительной обратной связью, а подобрав значения сопротивлений R1, R2 (при изготовлении), можно существенно улучшить крутизну вольт-

амперной характеристики S получаемого транзистора (по сравнению с обычным ПТИЗ). Вольт-амперная характеристика IGBT-транзистора приведена на рисунке 12.8,г. Еще одним достоинством IGBT-транзисторов является значительное уменьшение сопротивления в открытом состоянии. Быстродействие БТИЗ ниже быстродействия биполярных транзисторов, но значительно выше, чем у полевых. Условное обозначение БТИЗ приведено на рисунке 12.8,д.

Статический индукционный транзистор (СИТ) – полевой транзистор с управляющим PN-переходом, который может работать как при обратном смещении затвора (полевой режим), так и при прямом (биполярный режим). Открытый транзистор управляется током затвора, а при запираии транзистора – на затвор подается обратное запирающее напряжение (ток при этом не течет). При этом допустимое обратное напряжение на затворе может быть значительно большим (до 30 В), чем у биполярных транзисторов, что ускоряет процесс рассасывания неосновных носителей и, следовательно, укорачивает переходные процессы.

Важнейшим преимуществом СИТ является очень малое сопротивление открытого канала (0.1 ... 0.025 Ом), что делает малыми потери мощности на транзисторе и позволяет ему пропускать большие токи.

Обычный СИТ представляет собой нормально открытый прибор. То есть, для того, чтобы его выключить, необходимо подать на затвор отрицательное напряжение, большее, чем напряжение отсечки. Это затрудняет применение СИТ как ключа. Этому недостатка лишена разновидность СИТ, в которой напряжение отсечки сведено к нулю технологическими способами. Такие транзисторы называются биполярные СИТ (БСИТ).

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Прянишников В.А. Электроника: полный курс лекций: учебное пособие для высш. и сред. спец. учебных заведений / В.А. Прянишников.- Санкт-Петербург: КОРОНА принт, 2004.-416с. :ил.- Библиогр.:41б. – ISBN 5-7931-0018-0.
2. Балтруков Н.Н., Калинин В.А., Кочетков Ю.Д. Электротехника и электроника. Ч.1: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2006. – с.79: ил. – Библиогр.: с.79. –ISBN 5-7422-1359-Х.
3. Балтруков Н.Н., Кочетков Ю.Д., Лавров А.А. Электротехника и электроника. Ч.2: Учеб. пособие. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2006. – с.71.: ил.- Библиогр.:с.71. – ISBN 5-7422-1360-3.
4. Джонс М.Х. Электроника – практический курс : Пер. с англ./ М.х. Джонс – М.: Постмаркет, 2003. – 527 с. – (Библиотека современной электроники). – ISBN 5-901095-01-4.
5. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики: Учебник для вузов. – 3-е изд. перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. – 432 с., ил.

П.1. АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ МЕТОДОМ СИГНАЛЬНЫХ ГРАФОВ

При исследовании сложных линейных цепей применяют графическую форму изображения связей между токами и напряжениями – так называемый сигнальный граф. Сигнальный граф состоит из двух типов элементов – точек, называемых узлами (вершинами), и соединяющих их линий со стрелками – ветвей графа (дуг графа).

Вершины и дуги графов чаще всего помечают. При анализе электронных устройств вершинам присваивают номер и вес, отражающих значение переменной в данной вершине и узловую проводимость узла схемы (**узловая проводимость** – сумма проводимостей пассивных элементов подсоединенных к данному узлу схемы). Дугам присваивают вес, равный или проводимости пассивного элемента, соединяющего соответствующие узлы схемы, или коэффициенту передачи между узлами схемы, определяемому зависимым источником тока или напряжения в схеме.

Путь – это непрерывная однократная последовательность дуг, в которой начало следующей дуги совпадает с концом предыдущей. **Весом пути** называют произведение весов дуг, вошедших в путь. Путь k и его вес обозначим $P^{(k)}$.

Контур – это замкнутый путь, содержащий, по крайней мере, одну дугу. **Весом контура** назовем взятое с обратным знаком произведение весов дуг, вошедших в контур. Контур L и его вес обозначим $M^{(L)}$.

Алгоритм построения обобщенного сигнального графа (ОСГ) таков:

0. Подготовка электрической цепи. Все источники тока и напряжения должны быть одним своим выводом подсоединены к общему узлу схемы. Наиболее часто необходимо так называемый “подвешенный” источник тока (Рис.1) преобразовать в два источника, каждый из которых подсоединен к общему узлу.

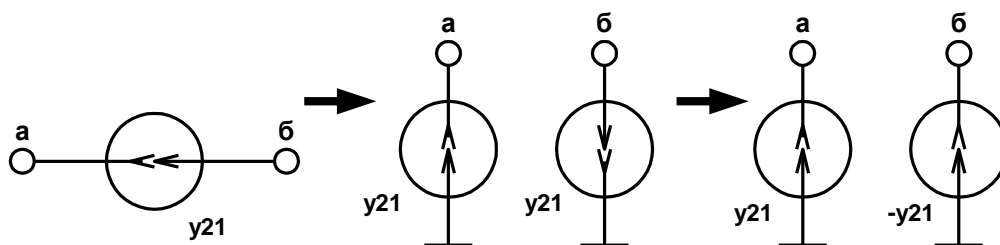


Рис.П1

1. Узлам электронной схемы ставим в соответствие вершины графа, при этом общий узел на графе не отображается (пример построения ОСГ приведен на рисунке 2).

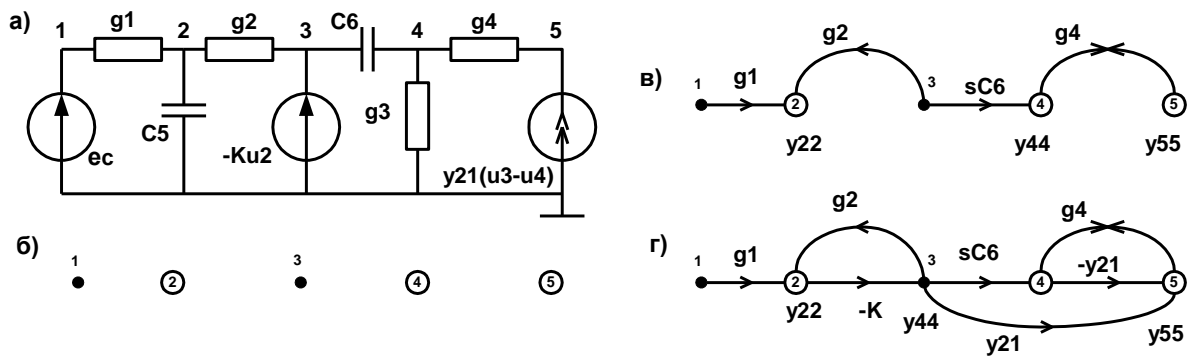


Рис.П2

2. Весу вершины – узловой проводимости, всегда положительной, присваиваем значение, равное сумме проводимостей g , sC , $1/(sL)$ пассивных элементов (s -оператор Лапласа), подключенных к соответствующему узлу схемы, или значение 1 , если к узлу схемы подсоединен источник напряжения.

3. Вершины графа (i, j) соединяем двумя дугами, направленными встречно, когда между узлами схемы (i, j) включен пассивный элемент. Если к одному из узлов схемы (например, i) подсоединен источник напряжения (зависимый или независимый), то в эту вершину (i) из других вершин дуги не заходят, за исключением дуги с весом зависимого источника (рис. в).

4. Зависимые источники отображаем дугой, которая выходит из вершины, соответствующей переменной, управляющей напряжением или током источника, и направляется к вершине, отражающей узел подключения источника (рис.г).

5. Весу дуги, отражающей пассивный элемент, присваиваем всегда положительное значение равное проводимости пассивного элемента (рис.в).

6. Весу дуги, отражающей зависимые источники, присваиваем положительное или отрицательное значение, равное коэффициенту передачи зависимого источника (рис.г). Подчеркнем, что у источников на схеме стрелки должны быть направлены от общего угла. В противном случае знаки у весов их дуг следует поменять на противоположные.

6. В обобщенном сигнальном графе номер вершины записываем внутри кружка, вершины с единичным весом зачерняем и их номер ставим рядом с вершиной. Вес дуг и вершин указываем около дуги и вершины.

Построив ОСГ, на основании модифицированной формулы Мэзона можно найти передачу из l –й вершины в χ - ю:

$$W_{l\chi} = \sum_k P_{l\chi}^{(k)} \Delta^{(k)} / \Delta,$$

где: Δ - определитель обобщенного сигнального графа; $P_{\mathbf{l}\chi}^{(k)}$ – вес k -го пути от вершины \mathbf{l} к вершине χ ; $\Delta^{(k)}$ – определитель подграфа, образованного путем удаления из графа вершин, вошедших в k -й путь; $\Delta^{(k)}$ обычно называют дополнением k -го пути. (Если k -й путь прошел через все вершины графа то $\Delta^{(k)}=1$).

Определители Δ и $\Delta^{(k)}$ определяются по одной и той же формуле, примененной ко всему графу и его подграфам:

$$\Delta = \prod_i y_{ii} + \sum_j M^{(j)} \prod_i y_{ij} + \sum_{j,r} M_r^{(j)} M_j^{(r)} \prod_i y_{ij\bar{r}} + \dots + \prod_l M^{(l)};$$

где $\prod_i y_{ii}$ – произведение весов вершин, равное произведению узловых проводимостей; $\prod_i y_{ij\bar{r}}$ – произведение весов вершин, которые не вошли в j -й, ..., r -й контуры (здесь и далее черта над буквами в индексе узловой проводимости и веса контура означает отрицание, указывая, что в произведении не должны содержаться вершины, вошедшие в j -й, ..., r -й контуры); $\prod_r^{(j)} \prod_j^{(r)}$ – произведение весов двух контуров, не имеющих общих вершин (j -й контур не содержит вершин, вошедших в контур r , и наоборот); $\prod_l M^{(l)} (\prod_l M_k^{(l)})$ – произведение весов всех возможных контуров, не имеющих общих вершин и вместе содержащих все вершины с неединичным весом

*Балтруков Николай Николаевич,
Кочетков Юрий Дмитриевич*

Электротехника и электроника

Часть 1

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

ФАКУЛЬТЕТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КИБЕРНЕТИКИ

Н.Н. Балтруков Ю.Д. Кочетков

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Часть 2

**Санкт- Петербург
2011**

УДК 621.382: 681.335 (075.8)

Балтруков Н.Н., Кочетков Ю.Д. Электротехника и электроника. Ч.2.: Учебное пособие. СПб.: Факультет технической кибернетики СПбГПУ, 2011. 135 с.

Учебное пособие по курсу «Электротехника и электроника» предназначено для бакалавров направлений «Автоматизация и управление» и «Информатика и вычислительная техника». Во второй части рассматриваются вопросы использования операционных усилителей для построения различных электронных устройств автоматики и вопросы проектирования сложных электронных устройств, используемых для построения автоматизированных систем управления технологическими процессами.

Дополнительно в конспекте введен раздел 8, посвященный обзору современных систем автоматизированного проектирования (САПР) электронных устройств.

Печатается по решению методического совета факультета технической кибернетики.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В УСТРОЙСТВАХ АВТОМАТИКИ.....	5
1.1. Понятие и история развития операционных усилителей	5
1.2. Внутренняя структура ОУ	6
1.3. Основные параметры современных ОУ	7
1.4. Линейные схемы на основе ОУ	12
1.4.1 Инвертирующий и не инвертирующий масштабные усилители, повторитель сигналов.....	13
1.4.2 Алгебраический сумматор на основе ОУ.....	17
1.4.3 Интегратор на основе ОУ	18
1.4.4 Источник тока на основе ОУ	19
1.5. Методы расчета и выбора номиналов элементов в схемах на основе ОУ	21
1.6. Нелинейные схемы на основе ОУ	23
1.7. Переключательные и импульсные схемы на основе ОУ	26
1.7.1 Компараторы сигналов на основе ОУ	27
1.7.2 Триггеры Шмидта на основе ОУ	29
1.7.3 Мультивибратор на основе ОУ.....	31
1.7.5 Генератор треугольного напряжения и ШИМ на основе ОУ	34
2. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ.....	37
2.1. Общие положения	37
2.2. Методика проектирования активных RC-фильтров.....	38
2.2. Технические реализации звеньев первого порядка	41
2.3. Основные параметры и технические реализации звеньев второго порядка	41
3. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ	46
3.1. Общие положения	46
3.2. Технические реализации генератора гармонических колебаний.....	49
4. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	50
4.1. Основные типы и параметры первичных источников питания	50
4.2. Основные требования к выходным параметрам ВИП	51
4.3. Основные структуры ВИП.....	52
4.4. Стабилизаторы напряжения.....	55
4.4.1 Классификация и основные параметры СН	55
4.4.2 Принципы работы компенсационных СН.....	58
4.4.3 Линейные компенсационные СН.....	59
4.4.4 Методика расчета и выбора элементов линейных СН.....	61
4.4.5 Методы защиты СН от перегрузок и коротких замыканий.....	62
4.4.6 Современные интегральные СН, схемы включения и основные параметры.....	64
4.4.7 Импульсные стабилизаторы напряжения	66
5 КЛЮЧЕВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ.....	71
5.1. Общие положения и классификация.....	71

5.2 Принципы работы одноктактных КПН	73
5.4 Методика проектирования КПН.....	82
6. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	86
6.1. Основные параметры ЦАП.....	86
6.2. Технические реализации ЦАП	88
6.3. Аналого-цифровые преобразователи, основные параметры, классификация.....	94
6.4 Принципы действия АЦП разомкнутого типа	96
6.4.1 АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow f$	96
6.4.2 АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow T$	97
6.4.3 АЦП с двойным интегрированием	99
6.4.4 АЦП с непосредственным считыванием.....	103
6.4.5 АЦП каскадного типа.....	105
6.5. АЦП замкнутого типа.....	108
6.5.1 АЦП замкнутого типа с последовательным уравниванием	109
6.5.2 АЦП замкнутого типа с поразрядным уравниванием.....	111
6.6 Современные интегральные АЦП.....	113
7. СИНТЕЗАТОРЫ СИГНАЛОВ.....	115
7.1 Методы синтеза формы сигналов.....	116
7.2. Методы построения цифровых синтезаторов частоты	121
7.3. Прямой метод синтеза частоты	124
8. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ.....	126
8.1. Этапы проектирования	126
8.2. Краткий обзор программных средств автоматизации этапа схемотехнического проектирования	128
8.3. Принципы описание электронных устройств на языке PSpICE, модели электронных компонентов	129

1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В УСТРОЙСТВАХ АВТОМАТИКИ

1.1. Понятие и история развития операционных усилителей

Операционным усилителем (ОУ) называется усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и очень высоким коэффициентом усиления по напряжению.

У современных ОУ значение коэффициента усиления K_u превышает 10000. Наличие дифференциального входа подразумевает, что усилитель имеет два отдельных входа – инвертирующий и не инвертирующий и усиливает разность входных напряжений между ними. На рисунке 1.1 приведено условное обозначение ОУ на принципиальных схемах в соответствии с ГОСТ (Рис.1.1,а) и упрощенное обозначение, часто используемое на рисунках, не являющихся конструкторской документацией (Рис.1.1,б).

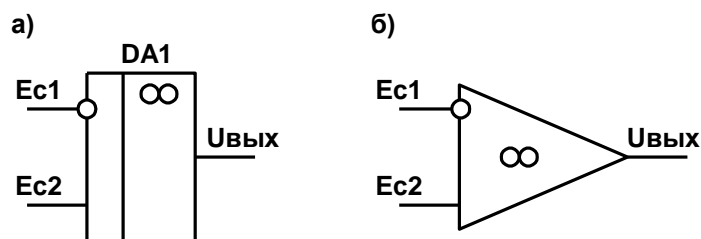


Рис. 1.1

На рисунке 1.1 обозначены два входа ОУ, один из которых является инвертирующим (отмечен кружком). Это означает, что сигнал, подаваемый на инвертирующий вход, при прохождении на выход, изменяет знак. Для приведенной на рисунке 1.1 схемы справедливо следующее уравнение:

$$U_{\text{вых}} = K_u \cdot (E_{c2} - E_{c1}) \quad (1.1)$$

История развития операционных усилителей началась с создания усилителей постоянного тока УПТ, которые разрабатывались для того, чтобы на их основе технически реализовывать различные математические операции над аналоговыми сигналами. К числу реализуемых математических операций относились такие как умножение на константу, алгебраическое суммирование, интегрирование, дифференцирование и др. Такое использование дало УПТ два новых названия - решающий и операционный усилитель, и определило широкое их применение в аналоговых вычислительных машинах (АВМ). Основным применением АВМ было решение систем дифференциальных уравнений (ДУ) путем моделирования. Происходило это следующим образом: оператор на

коммутационной панели АВМ набирал электронную схему, соответствующую решаемой системе уравнений, подавал на вход требуемое воздействие в виде напряжения и на экране осциллографа наблюдал процесс, являющийся решением заданной системы ДУ. Первые УПТ были громоздкими ламповыми устройствами, требующими сложного обслуживания и кропотливой настройки, а получаемая точность решения была не высокой.

Со временем, развитие цифровой вычислительной техники сделало возможным решение тех же задач в цифровом виде со значительно большей точностью, что привело к снижению популярности операционных усилителей. Новым этапом в их истории стало создание интегральных операционных усилителей. Малая цена и многообразие возможностей интегральных ОУ сделали их весьма привлекательными для применения в самых разнообразных системах. Сегодня операционные усилители являются одними из самых используемых аналоговых интегральных схем.

1.2 Внутренняя структура ОУ

Требования реализации усилителя постоянного тока и большой коэффициент усиления предопределяет типовую внутреннюю структуру ОУ. Они построены по двух-трех каскадной схеме. Функциональная структура приведена на рисунке 1.2.

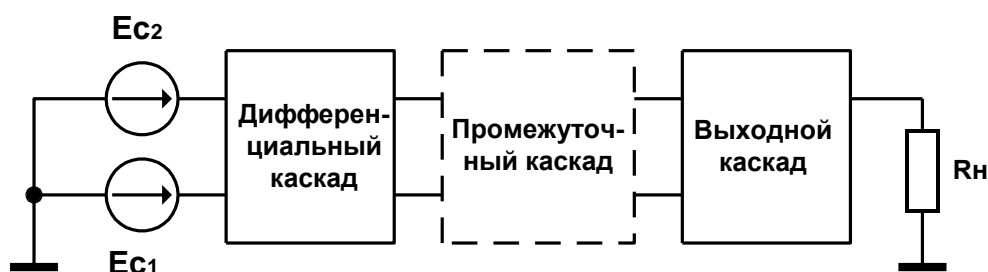


Рис. 1.2

В качестве входного каскада используется дифференциальный каскад, промежуточный каскад был необходим для получения большого значения коэффициента усиления, а выходной каскад, построенный обычно по схеме двухтактного эмиттерного повторителя, обеспечивает низкое выходное сопротивление ОУ для согласования с нагрузкой. Промежуточные каскады в последнее время не применяются, так как количество каскадов влияет на величину задержки сигнала, а, следовательно, и на частотные свойства усилителя. Вместо этого используется один сложный дифференциальный каскад с большим K_u и один выходной каскад.

Питание ОУ осуществляется, как правило, от двух разнополярных источников напряжения, подсоединенных к одному общему проводу и имеющих одинаковую величину напряжения (Рис.1.3).

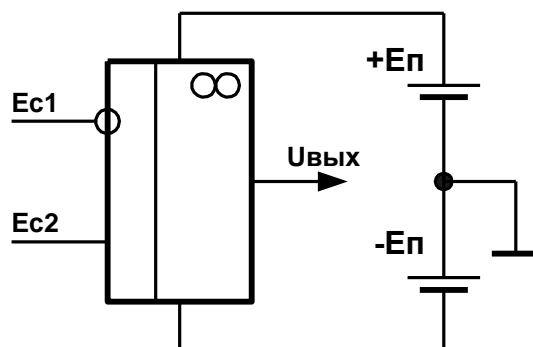


Рис. 1.3

Необходимо учитывать, что выходное напряжение операционного усилителя не может выйти за рамки ($-E_{п}$, $+E_{п}$), а в реальных усилителях эти рамки сужаются на $2 \div 3$ В с каждой стороны. Типовым значением $E_{п}$ для ранее выпускаемых усилителей было напряжение ± 15 В, обеспечивающее стандартную в системах автоматики шкалу сигналов ± 10 В. Современные усилители имеют весьма широкий диапазон допустимых напряжений питания (например, $3 \div 15$ В), в котором ОУ сохраняет заявленные характеристики. Требование наличия двух источников питающего напряжения является одним из неудобств работы с операционными усилителями, однако в последние годы широко применяют так называемые схемы однополярного включения ОУ.

12.3. Основные параметры современных ОУ

В настоящее время промышленностью выпускается большое количество различных типов ОУ. При этом выбор конкретного типа усилителя для решения данной задачи производится по основным характеристикам и параметрам, приводимым в справочных данных на ОУ. Выпускаемые типы ОУ описываются достаточно большим количеством основных параметров и характеристик. В связи с большим разнообразием выпускаемых ОУ их подразделяют на следующие группы: ОУ широкого применения, микромощные ОУ, прецизионные ОУ и быстродействующие ОУ. В таблице 1.1 приведены основные параметры ОУ широкого применения. Для сравнения в таблице приведены также параметры так называемого идеального ОУ.

Табл. 1.1. Основные параметры операционных усилителей:

№	Наименование параметра	Значение для идеального ОУ	Типовые значения для реальных ОУ
1	Коэффициент усиления, K_u	∞	$10^4 \div 10^6$
2	Напряжение смещения нуля, $U_{см}$	0	$10^{-5} \div 10^{-3}$ В
3	Температурный дрейф напряжения смещения, $\Delta U_{смТ}$	0	10^{-5} В/°С
4	Входное сопротивление синфазное, $R_{вх, синф}$	∞	10^6 Ом
5	Входное сопротивление дифференциальное, $R_{вх, дифф}$	∞	$10^4 \div 10^6$ Ом
6	Коэффициент ослабления синфазного сигнала, $K_{осс}$	∞	60 ÷ 120 дБ
7	Входные токи ОУ, $I_{вх}$	0	Менее 10^{-6} А
8	Разность входных токов	0	(0.1 ÷ 0,3) $I_{вх}$
9	Дрейф величины входных токов, $\Delta I_{вхТ}$	0	1 нА/°С
10	Допустимое напряжение питания, +Еп, -Еп	∞	±15 В. Для современных от ±3 до ±15В,
11	Максимальное выходное напряжение, $U_{вых,мах}$	∞	±Еп – (2 ÷ 3)В.
12	Максимальный выходной ток, $I_{вых,мах}$	∞	1 ÷ 10 мА
13	Граничная частота полосы пропускания, $F_{мах}$	∞	1 ÷ 50 МГц
14	Максимальная скорость нарастания выходного сигнала, $V_{u_{вых}}$	∞	1 ÷ 50 В/мкс

Для правильного выбора типа применяемого ОУ необходимо четко представлять назначение каждого из его параметров. Поэтому рассмотрим более подробно параметры, приведенные в таблице 1.1.

Коэффициент усиления ОУ есть отношение выходного напряжения к разности входных напряжений, подаваемых на прямой и инвертирующий входы ОУ:

$$K_u = U_{\text{вых}} / (E_{c2} - E_{c1}) \quad (1.2)$$

Как уже указывалось ранее, максимальное выходное напряжение ОУ не может превышать величину напряжения питания, что и отражено в амплитудной характеристике типового современного ОУ, представленной на рисунке 1.4.

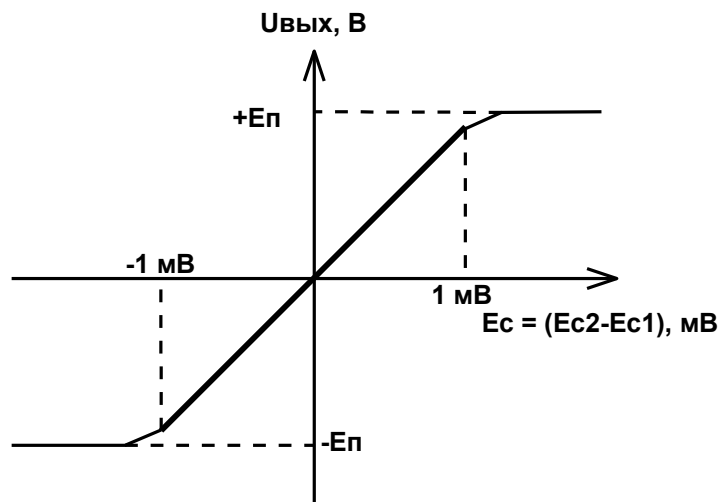


Рис. 1.4

Жирной линией на рисунке 1.4 выделен участок амплитудной характеристики, соответствующий линейному режиму работы ОУ, т. е. такому режиму, в котором выходное напряжение пропорционально разнице входных напряжений и не выходит за пределы максимального выходного напряжения ОУ. В ряде применений, которые будут рассмотрены далее, используются также и нелинейные режимы работы ОУ, возникающие при выходе выходного сигнала за пределы линейного участка амплитудной характеристики.

Значение коэффициента усиления ОУ ранее (при небольших значениях $K_{\text{и}} < 1000$ у ранее выпускаемых усилителей) играло большую роль, т.к. определяло точность работы схем, построенных на основе ОУ. Современные же ОУ имеют настолько большие значения $K_{\text{и}}$, что для большинства устройств автоматики погрешность, определяемая конечным значением $K_{\text{и}}$, достаточно мала, и ею, как правило, пренебрегают, а по значению $K_{\text{и}}$ усилитель считают идеальным.

Входное сопротивление операционного усилителя зависит от того, каким образом на него подаются входные сигналы, поэтому в справочных данных приводятся два значения входного сопротивления: синфазное и дифференциальное. Синфазное входное сопротивление это сопротивление входному синфазному сигналу, т. е. одинаковому сигналу, поданному одновременно на оба входа ОУ. Дифференциальное входное сопротивление – это сопротивление, оказываемое дифференциальному сигналу, т. е. разнице напряжений между прямым и инверсным входом.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ представляет собой отношение коэффициента усиления дифференциальной составляющей входного сигнала (разницы напряжений между входами) к коэффициенту усиления синфазной (одинаковой) составляющей входного сигнала и выраженный в децибелах. Усиление синфазной составляющей входного сигнала обусловлено неидентичностью входных характеристик транзисторов входного дифференциального каскада. При интегральном исполнении схемы ОУ эта неидентичность весьма мала, поэтому современные ОУ имеют очень большие значения $K_{осс}$. Значение этого параметра ОУ используется при оценке точности работы схем, работающих в режиме большого синфазного сигнала.

Напряжение смещения нуля $U_{см}$ это дифференциальный сигнал, имеющийся на входе ОУ независимо от сигналов, поступающих на входы ОУ извне. Величина $U_{см}$ определяется также неидентичностью входных характеристик транзисторов дифференциального каскада ОУ. Наличие $U_{см}$ приводит к появлению ненулевого напряжения на выходе ОУ при подаче на вход схемы нулевого сигнала. Значение $U_{см}$ необходимо учитывать при оценке точности работы схем на ОУ. В некоторых применениях (например, в схемах интеграторов) наличие $U_{см}$ может привести к существенным погрешностям работы схемы. Устранение этой проблемы может осуществляться путем применения прецизионных ОУ (у которых входное напряжение смещения очень мало) или путем применения дополнительных схем компенсации, часто называемых схемами подстройки нуля.

Температурный дрейф напряжения смещения $\Delta U_{смт}$ связан с влиянием на характеристики полупроводниковых компонентов ОУ изменений температуры. Данный параметр определяет зависимость величины $U_{см}$ от температуры, при которой работает усилитель, и численно равен изменению величины напряжения нулевого смещения при изменении температура корпуса ОУ на один градус. Наличие $\Delta U_{смт}$ часто приводит к неэффективности использования схем компенсации величины $U_{см}$.

Входные токи $I_{вх}$ это токи, протекающие через входы ОУ при нулевых входных сигналах. Наличие входных токов определяется необходимостью вывода транзисторов входного дифференциального каскада в рабочую точку по постоянному току. Значения $I_{вх}$ определяются типом транзисторов, на которых реализован входной каскад ОУ. Для биполярных транзисторов входные токи – это базовые токи, протекающие через транзисторы входного каскада. При этом необходимо учитывать, что значения входных токов входов одного ОУ могут различаться. Современные ОУ чаще строятся на основе полевых транзисторов, поэтому входные токи современных ОУ определяются токами утечки затворов и весьма малы. Данные параметры необходимо учитывать при выборе номиналов внешних элементов в схемах на основе ОУ.

Температурный дрейф входных токов также связан с температурными изменениями характеристик полупроводниковых компонентов ОУ и равен изменению величины входного тока при изменении температуры на один градус.

Перечисленные выше характеристики и параметры характеризуют статические свойства ОУ и относятся к точностными характеристиками ОУ, т.к. в первую очередь влияют на точность работы схем на основе ОУ.

Максимально допустимое напряжение питания, максимальное выходное напряжение и максимальный выходной ток являются общими эксплуатационными параметрами ОУ, как и любого другого электронного устройства, и определяются его конструктивными особенностями. Величины максимального выходного напряжения ОУ для различных полярностей выходных сигналов у реальных усилителей могут различаться. Поэтому достаточно часто для них используют обозначения U_{\max}^+ и U_{\max}^- , однако любое из этих значений больше величины U_{\max} , приведенной в справочных данных на ОУ. Необходимо отметить также, что параметр $I_{\text{вых.мах}}$ определяет величину максимально допустимого тока на выходе ОУ, однако при попытке превысить это значение усилитель не выходит из строя (даже при коротком замыкании на выходе), а уменьшается уровень выходного напряжения. Данный параметр необходимо учитывать при выборе номиналов внешних элементов в схемах на основе ОУ.

Кроме статических характеристик и параметров любой ОУ характеризуется также динамическими параметрами, определяющими его частотные свойства и соответственно частотные свойства схем на его основе. В справочных данных на ОУ обычно приводится два динамических параметра.

Граничная частота полосы пропускания $F_{\text{гр}}$ представляет собой частоту, на которой коэффициент усиления ОУ становится равным 1 (Рис.1.5). Для ОУ широкого применения значение $F_{\text{гр}}$ не превышает нескольких единиц мегагерц. Примерный вид частотной характеристики ОУ приведен на рисунке 1.5. Необходимо отметить, что спад частотной характеристики для ОУ широкого применения начинается в районе частот в 100÷300 кГц. Это необходимо учитывать при оценке точности работы схем на основе ОУ в области частот свыше 100 кГц, т.к. там уже не всегда можно считать ОУ с точки зрения величины K_u идеальным, а следует учитывать конкретное значение K_u .

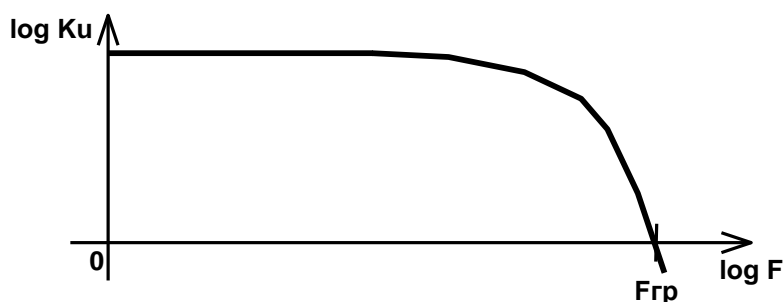


Рис. 1.5

Данный параметр используется в основном для анализа работы схем, в которых ОУ работает в линейном режиме.

Максимальная скорость нарастания выходного сигнала $V_{u_{\text{вых}}}$ представляет собой максимальное значение производной выходного сигнала во времени. Данный параметр используется при анализе работы и расчете различных импульсных и нелинейных схем на основе ОУ.

Кроме вышеперечисленных параметров ОУ характеризуются также и рядом дополнительных параметров и характеристик. К ним относятся, например, фазовая характеристика ОУ, влияние неравенства напряжений питания на величину $U_{\text{см}}$ и т.д. Необходимость учета таких характеристик и параметров определяется особенностями конкретной схемы на основе ОУ.

В настоящее время известно огромное разнообразие схем на основе ОУ. Поэтому по принципу работы и по режимам работы ОУ в схеме принято подразделять все схемы на основе ОУ на следующие классы: линейные схемы, нелинейные схемы и переключательные и импульсные схемы.

1.4 Линейные схемы на основе ОУ

К классу линейных схем относятся схемы, в которых ОУ всегда работает в линейном режиме. Это позволяет при анализе работы и расчете схем на основе ОУ эквивалентно представлять ОУ в виде управляемого источника напряжения и сводить всю схему к обычной электрической цепи. Поэтому для расчета можно использовать все известные методы расчета линейных электрических цепей. Однако, учитывая, что для современных ОУ в большинстве случаев можно считать $K_u = \infty$, наиболее эффективным является использование метода сигнальных направленных графов.

К классу линейных схем на основе ОУ относятся различные схемы линейных усилителей, алгебраические сумматоры, интеграторы, схемы активных фильтров и др.

1.4.1 Инвертирующий и не инвертирующий масштабные усилители, повторитель сигналов

Схема инвертирующего масштабного усилителя представлена на рисунке 1.6,а. Как следует из названия, данная схема осуществляет масштабирование входного сигнала и изменение его знака, и представляет собой одно из множества важных электронных устройств, которые можно получить путем использования ОУ, охваченного обратными связями.

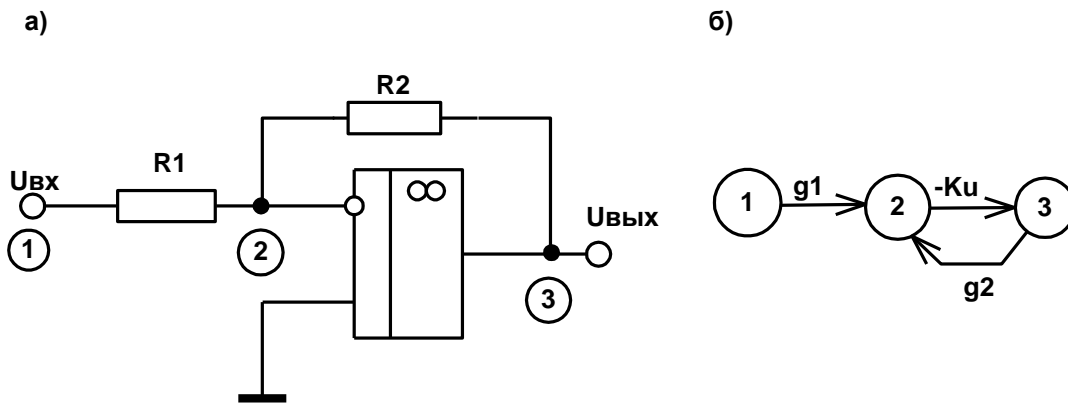


Рис. 1.6

Так как резистор обратной связи R2 подключен к инвертирующему входу ОУ, очевидно, что в данном случае имеется отрицательная обратная связь, что характерно для практически всех линейных схем на основе ОУ. Положительная обратная связь используется только в некоторых схемах.

На рисунке 1.6,б представлен сигнальный граф, соответствующий приведенной схеме. Операционный усилитель эквивалентно представлен в виде идеального источника напряжения (выходное сопротивление равно нулю), управляемого напряжением. Выходу этого идеального источника напряжения соответствует узел 3 на сигнальном графе. Коэффициент передачи данной схемы вычисляется по формуле:

$$Y_{22} = g1 + g2, \quad W_{13} = -\frac{g1 \cdot Ku}{(g1 + g2) + g2 \cdot Ku} \quad (1.3)$$

$$\text{При } Ku \rightarrow \infty, \quad W_{13} \approx -\frac{g1}{g2} = -\frac{R2}{R1} \quad (1.4)$$

Анализируя выражение 1.4 можно сделать очень важный вывод о том, что коэффициент передачи данной схемы в статическом режиме практически не зависит от характеристик ОУ и определяется только значениями номиналов пассивных внешних элементов схемы. Очевидно,

что данный вывод справедлив только при выполнении условия $K_u \rightarrow \infty$, которое для современных ОУ выполняется ввиду большой величины K_u . Однако, если попытаться спроектировать схему масштабного усилителя с достаточно большим масштабным коэффициентом усиления, например, в несколько тысяч, или работающий при высокой частоте входных сигналов ($f_c > 100$ кГц), для расчетов необходимо использовать точную формулу (1.3).

Точность работы схемы, например, точность значения получаемого масштабного коэффициента усиления, при выполнении условия $K_u \rightarrow \infty$, будет определяться только точностью номиналов внешних элементов схемы, в данном случае точностью установленных резисторов R_1 и R_2 .

Данные выводы справедливы не только для этой схемы, но и для большинства далее рассматриваемых схем.

Входное сопротивление инвертирующего масштабного усилителя можно определить с помощью сигнального графа, приведенного на рисунке 1.7.

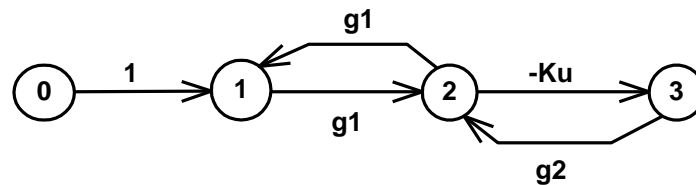


Рис. 1.7

Передаточная функция между узлами 0 и 1, определяющая входное сопротивление схемы имеет вид:

$$W_{01} = \frac{1 \cdot [(g1 + g2) + Ku \cdot g2]}{g1 \cdot (g1 + g2) + Ku \cdot g2 \cdot g1 - g1^2} \approx \frac{1}{g1} = R1. \quad (1.5)$$

Для определения выходного сопротивления схемы необходимо учесть величину выходного сопротивления реального ОУ, т.к. у идеального ОУ выходное сопротивление равно нулю. Для расчета необходимо рассмотреть схему, приведенную на рисунке 1.8,а и соответствующий ей сигнальный граф, приведенный на рисунке 1.8,б.

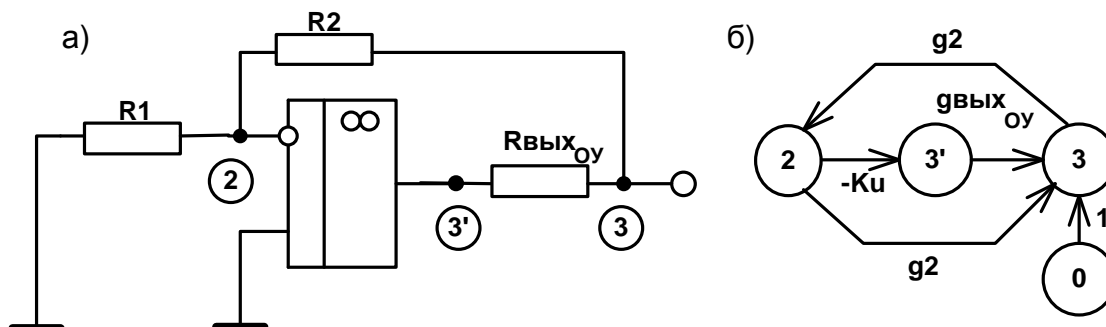


Рис. 1.8

Согласно приведенному сигнальному графу:

$$R_{\text{вых.сх}} = W_{03} = \frac{1 \cdot (g_1 + g_2)}{(g_1 + g_2) \cdot g_{\text{выхОУ}} + Ku \cdot g_{\text{выхОУ}} \cdot g_2 - g_2^2} \approx \frac{R_{\text{выхОУ}}}{1 + Ku}, \quad (1.6)$$

Так как значение $R_{\text{выхОУ}}$ конечно, а K_u стремится к бесконечности, выходное сопротивление инвертирующего масштабного усилителя можно считать нулевым.

Амплитудная характеристика рассматриваемого усилителя приведена на рис 1.9.

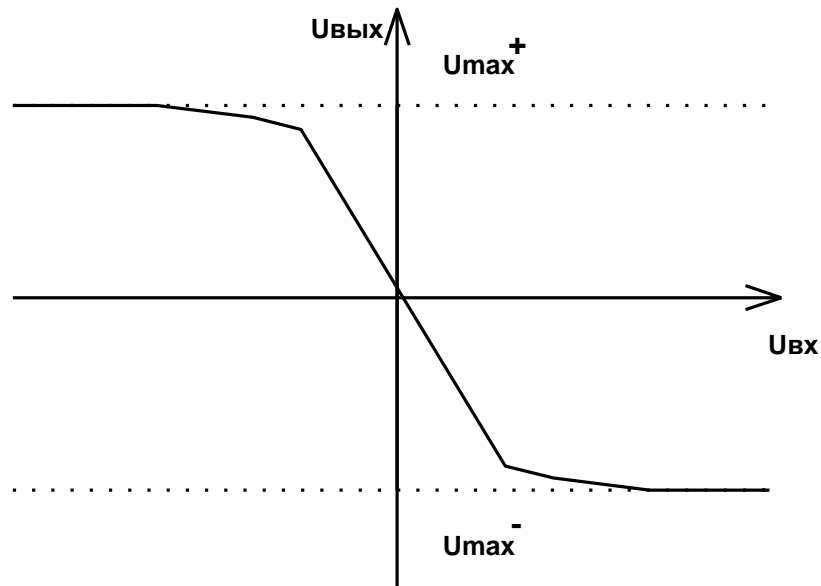


Рис. 1.9

Необходимо обратить внимание на то, что эта характеристика для реальных ОУ не проходит через ноль, так как существует напряжение смещения, которое добавляется к входному напряжению, соответственно умножается на масштабный коэффициент и смещает характеристику по вертикальной оси. Для большинства схем, напряжение смещения мало, его можно не учитывать.

Амплитудно-частотная характеристика инвертирующего масштабного усилителя, приведена на рисунке 1.10.

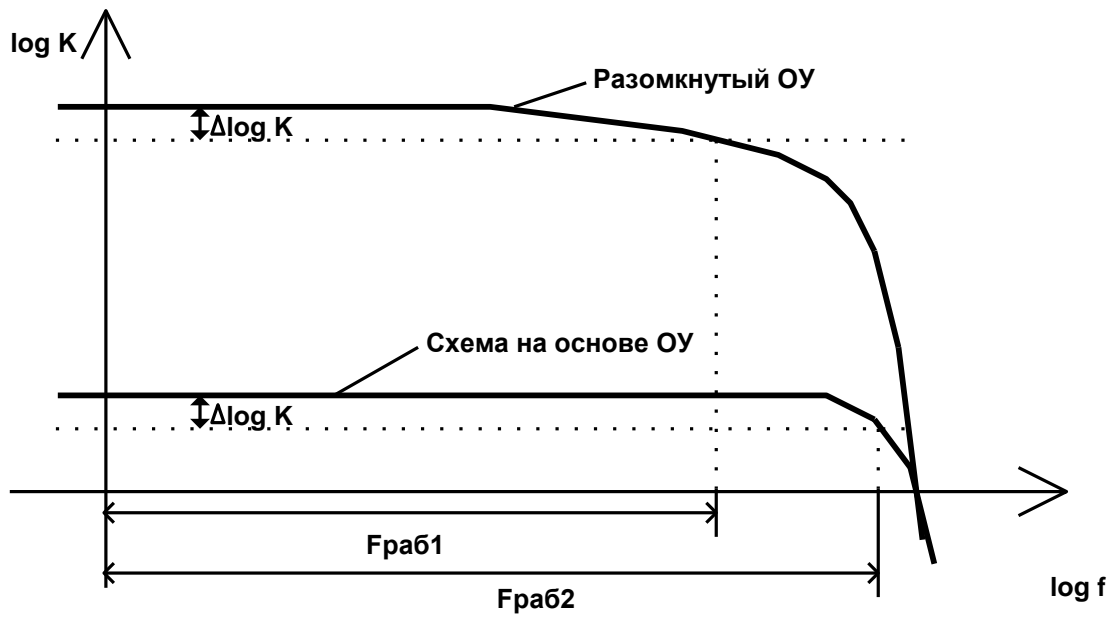


Рис. 1.10

Приведенный рисунок демонстрирует одно важное свойство схем на ОУ, являющееся следствием использования ООС – рабочий частотный диапазон схемы расширяется по сравнению с рабочим частотным диапазоном разомкнутого ОУ.

Схема не инвертирующего масштабного усилителя приведена на рисунке 1.11,а, а соответствующий ей сигнальный граф – на рисунке 1.11,б.

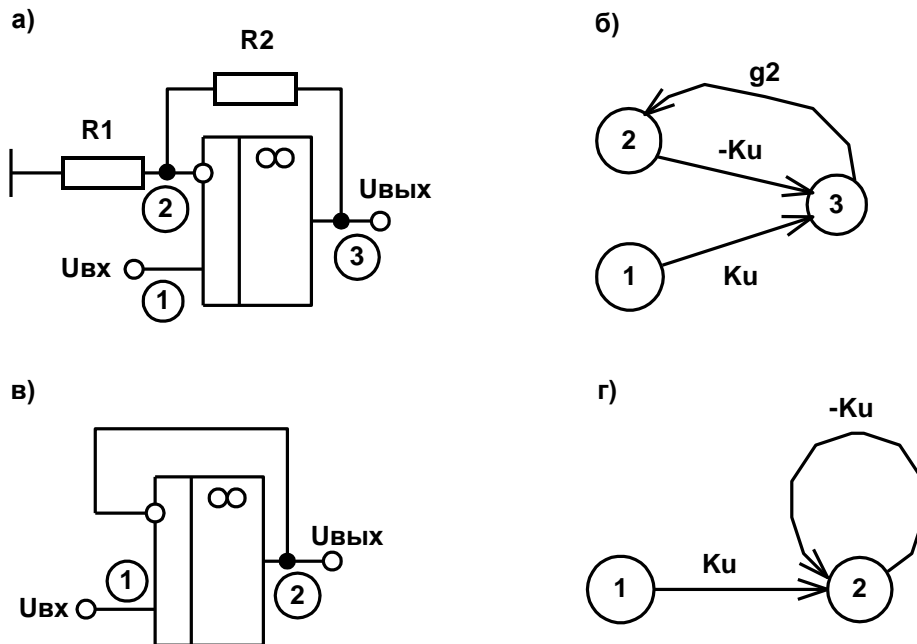


Рис. 1.11.

Выражение для коэффициента передачи схемы имеет вид:

$$K = \frac{Ku \cdot (g1 + g2)}{g1 + g2 + g2 \cdot Ku} \approx 1 + \frac{g1}{g2} \quad (1.7)$$

Для этой схемы справедливы все выводы по поводу точности работы и величины выходного сопротивления схемы, приведенные для предыдущей схемы. Исключение составляет величина входного сопротивления. Для определения $R_{вх}$ необходимо учесть, что у идеального ОУ $R_{вх} = \infty$, а входной сигнал подается непосредственно на вход ОУ. Поэтому необходимо в схеме на входе ОУ поставить резистор, сопротивление которого равно реальному значению $R_{вхОУ}$, и, используя метод сигнальных графов, определить $R_{вх}$ схемы. Выражение для $R_{вх}$ имеет вид:

$$R_{вх} \approx R_{вхОУ} \cdot (1 + Ku) \quad (1.8)$$

Реальное же значение входного сопротивления приблизительно равно величине синфазного входного сопротивления ОУ.

В устройствах автоматики достаточно часто используется схема (Рис.1.11,в), полученная из схемы не инвертирующего масштабного усилителя при $R_2=0$ и $R_1=\infty$. Сигнальный граф схемы приведен на рисунке 1.11,г. Эта схема, получившая название повторителя сигналов на основе ОУ, имеет следующие основные параметры:

$$K_{пер} = \frac{Ku}{1 + Ku} \approx 1, \quad (1.9)$$

$$R_{вх} = R_{вхОУ} \cdot (1 + Ku), \quad (1.10)$$

$$R_{вых} = \frac{R_{выхОУ}}{1 + Ku} \quad (1.11)$$

Повторитель на основе ОУ является идеальным согласующим каскадом и применяется всегда, когда надо согласовать высокое выходное сопротивление источника сигнала, например, высокоомного датчика с низкоомной нагрузкой. В случаях, когда наряду с согласованием необходимо дополнительно усилить или масштабировать входной сигнал, применяют схему не инвертирующего масштабного усилителя.

1.4.2 Алгебраический сумматор на основе ОУ

Схема алгебраического сумматора сигналов приведена на рисунке 1.12.

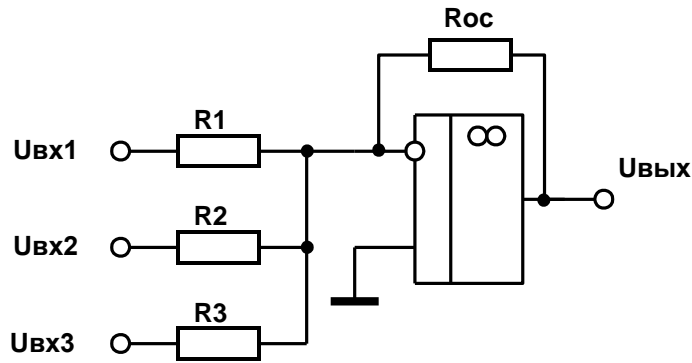


Рис. 1.12

Анализ работы схемы удобнее производить, используя метод суперпозиции. Для этого определяют коэффициенты передачи отдельно от каждого входного сигнала к выходу, считая при этом остальные источники входных сигналов закороченными. После этого можно определить значение выходного сигнала схемы как сумму реакции на каждый из входных сигналов:

$$U_{\text{вых}} = -\left(\frac{R_{oc}}{R_1} U_{\text{вх1}} + \frac{R_{oc}}{R_2} U_{\text{вх2}} + \frac{R_{oc}}{R_3} U_{\text{вх3}}\right), \quad (1.12)$$

Из выражения 1.12 следует, что в данной схеме осуществляется алгебраическое суммирование входных сигналов, причем каждый из сигналов можно суммировать со своим масштабным коэффициентом. Легко доказать, что входное сопротивление по каждому из входов равно сопротивлению подключенного к нему резистора (R_1, R_2, R_3), а выходное сопротивление, как и в предыдущих схемах, можно считать нулевым.

1.4.3 Интегратор на основе ОУ

Принципиальная схема интегратора на основе ОУ приведена на рисунке 1.13,а, а соответствующий ей сигнальный граф – на рисунке 1.13,б.

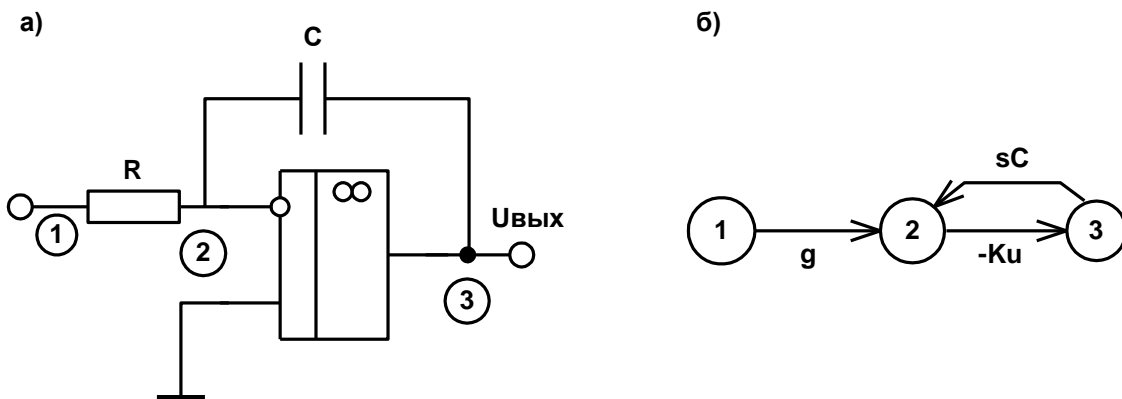


Рис. 1.13

Выражение для передаточной функции схемы имеет вид:

$$K = -\frac{g \cdot Ku}{g + s \cdot C + Ku \cdot s \cdot C} \approx -\frac{g}{s \cdot C} \quad (1.13)$$

В выражении 1.13 s - оператор преобразования Лапласа. Переходя от отображений к оригиналам, легко получить зависимость выходного сигнала схемы, как функции от входного сигнала:

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{T} \int_0^t U_{\text{вх}} \cdot dt, \quad (1.14)$$

где: $T=RC$ – постоянная интегрирования интегратора, т.е. то время, за которое при постоянном входном сигнале выходной сигнал достигнет значения входного (при нулевых начальных условиях).

Как следует из формулы 1.14, в схеме интегратора на основе ОУ реализуется точное интегрирование входного сигнала. Например, при подаче на вход интегратора постоянного напряжения на выходе схемы будет линейно изменяющееся во времени напряжение. Однако существуют следующие факторы, ограничивающие применение интеграторов или влияющие на точность его работы:

1 – Выходное напряжение интегратора не может превысить величину $U_{\text{maxОУ}}$, поэтому время интегрирования сигналов одной полярности всегда ограничено.

2 – При нулевом входном сигнале сигнал на выходе интегратора будет изменяться во времени за счет интегрирования напряжения $U_{\text{см}}$ и интегрирования входного тока ОУ. Для исключения этого эффекта в схему интегратора вводят электронный ключ (показан на рисунке 1.13,а пунктиром), при замыкании которого конденсатор интегратора разряжается до нуля и не происходит интегрирование входного сигнала. Ключ размыкают только на необходимое время интегрирования.

При ненулевом входном сигнале имеется погрешность в работе интегратора, определяемая тем, что к входному сигналу добавляется напряжение $U_{\text{см}}$ и, кроме того, интегрируется входной ток ОУ. Для малых входных сигналов необходимо производить оценку этой погрешности.

1.4.4 Источник тока на основе ОУ

Принципиальная схема управляемого источника тока на основе ОУ приведена на рисунке 1.14,а, а соответствующий ей граф схемы – на рисунке 1.14,б.

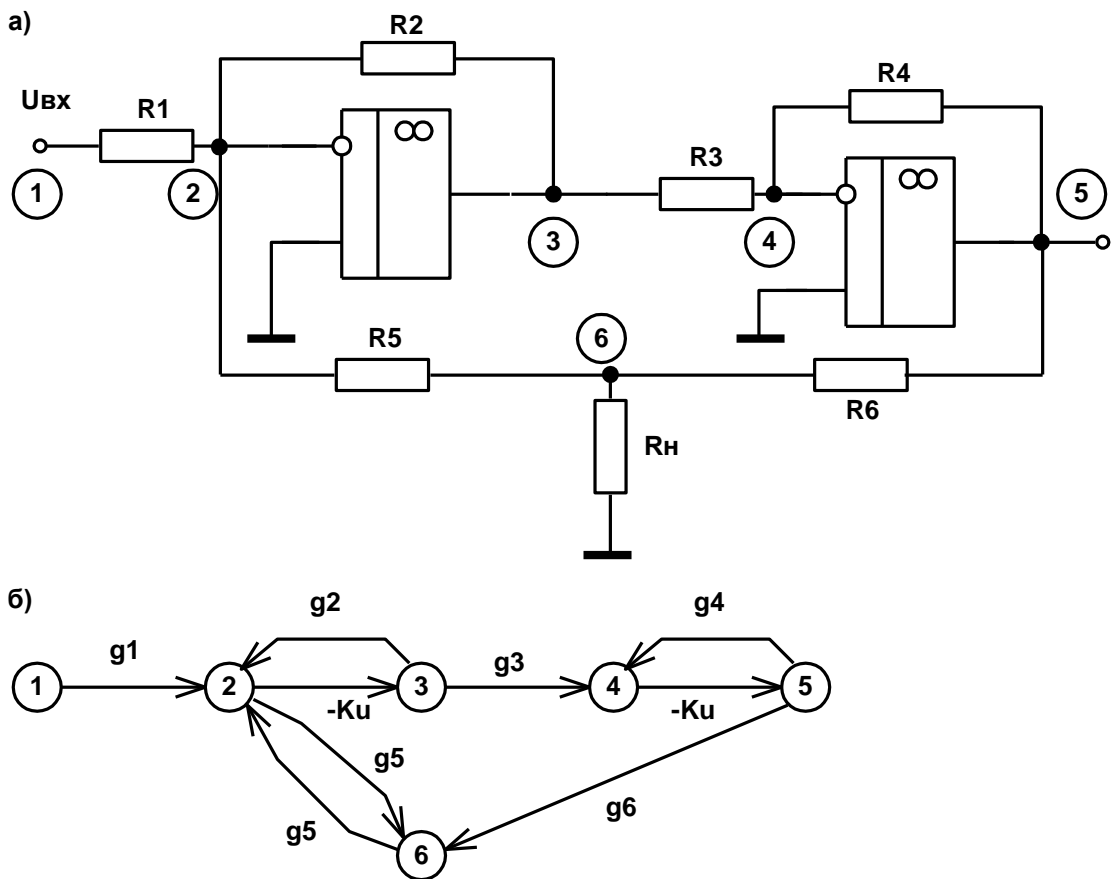


Рис. 1.14

Для реализации источника тока необходимо, чтобы напряжение на выходе схемы (узел 6 на рисунке 1.14,а) было пропорционально величине резистора нагрузки. Поэтому при расчете надо сначала определить коэффициент передачи от входа к выходу схемы, а затем выполнить условия, при которых этот коэффициент будет пропорционален R_n :

$$K = \frac{g_1 \cdot g_3 \cdot g_6}{g_2 \cdot g_4 \cdot (g_5 + g_6 + g_i) - g_3 \cdot g_5 \cdot g_6}, \quad (1.15)$$

$$g_2 \cdot g_4 \cdot (g_5 + g_6) = g_3 \cdot g_5 \cdot g_6. \quad (1.16)$$

При выполнении условия 1.16 схема действительно является источником тока, причем точность работы схемы в основном определяется точностью выполнения условия 1.16, т.е. точностью номиналов резисторов $R_2 \div R_6$. Однако имеется ограничение на пределы возможного изменения величины R_n . Учитывая, что выходное напряжение любого ОУ не может превысить величину U_{\max} , очевидно, что величина напряжения на выходе схемы также ограничена сверху, а, следовательно, имеется ограничение сверху и на величину R_n . Для определения значения $R_{n\max}$ необходимо

определить коэффициент передачи от входа схемы к выходу ОУ2 (узел 5 на рисунке 1.14,а) при выполнении условия 1.16, а затем вывести выражение для зависимости величины напряжения в узле 5 как функции от величины R_n . Подставив в это выражение значение U_{\max} , легко определить $R_{n\max}$. Отметим, что нет ограничений на величину R_n снизу, т.е. вполне допустимо значение $R_n=0$.

Рассмотренная схема обладает широкими функциональными возможностями, т.к. управляющий сигнал может быть любой полярности и как постоянный, так и переменный любой формы. Поэтому данная схема достаточно широко применяется в системах автоматики.

1.5 Методы расчета и выбора номиналов элементов в схемах на основе ОУ

Методы расчета основных параметров схем, основанные на применении сигнальных графов или использовании законов Кирхгофа, применимы только для таких схем на основе ОУ, которые путем эквивалентных преобразований могут быть сведены к электрическим цепям. Отметим, что эти методы могут использоваться не только для линейных схем, но и для таких разновидностей нелинейных схем на основе ОУ, в которых нелинейные зависимости являются монотонными и не имеют разрывов, т.к. в этом случае ОУ также может находиться только в линейном режиме работы. Для импульсных схем на основе ОУ и ряда нелинейных схем данные методы неприменимы, т.к. в этом случае ОУ не может быть эквивалентно представлен в виде управляемого источника напряжения.

Существует еще один метод расчета схем на основе ОУ, называемый **методом эквипотенциальных точек**. Этот метод основан на представлении ОУ с точки зрения величины K_u идеальным, т.е. выполняется условие $K_u = \infty$. В этом случае, при условии, что ОУ находится в линейном режиме работы, можно считать равными (эквипотенциальными) напряжения на обоих входах ОУ. Это позволяет значительно упростить анализ работы схемы и многие расчеты. Например, для схемы инвертирующего масштабного усилителя (Рис.1.8,а) можно считать потенциал инвертирующего входа ОУ (узел 2 на схеме) равным нулю, т.к. не инвертирующий вход ОУ заземлен, т.е. напряжение на нем равно нулю. Тогда, пренебрегая входным током ОУ, можно написать следующее выражение, основанное на равенстве токов, протекающих через резисторы R_1 и R_2 :

$$\frac{U_{ВХ}}{R_1} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_2}, K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.17)$$

Отметим, что полученное выражение является приближенным, т.к. при его выводе не учитывалось реальное значение K_u усилителя. Аналогично можно получить выражение для коэффициента передачи не инвертирующего масштабного усилителя (Рис.1.9,а), причем, т.к. напряжения на обоих входах ОУ равно величине $U_{вх}$, в данной схеме ОУ работает в режиме синфазных сигналов.

Достаточно просто с помощью этого метода можно определить и некоторые другие параметры схем. Например, для схемы (Рис.1.8,а) величина $R_{вх}$, определится как $\Delta U_{вх}/\Delta I_{вх} = R_1$. Однако определение некоторых других параметров с помощью метода эквипотенциальных точек, например, величины $R_{вых}$ затруднительно.

Наиболее эффективно применение метода эквипотенциальных точек для большинства импульсных и ряда нелинейных схем.

Из анализа работы рассмотренных схем следует, что основные параметры и характеристики линейных схем на основе ОУ определяются в первую очередь соотношениями значений внешних элементов схемы. Поэтому достаточно часто в технической литературе для пояснения функционального назначения схемы на основе ОУ указывают не конкретные значения номиналов внешних элементов схемы, а их соотношения. Например, для схемы инвертирующего масштабного усилителя (Рис.1.6,а), имеющего коэффициент передачи равный 5, резистор R_1 , будет обозначен как резистор R , а резистор обратной связи R_2 , как резистор $5R$. Однако для конкретной схемы необходимо указать конкретные номиналы этих резисторов из диапазона выпускаемых номиналов резисторов, который весьма широк – от долей Ом, до десятков МОм.

Решение подобных задач осуществляется путем выявления ограничений, накладываемых сверху и снизу на возможные значения номиналов внешних элементов схем на основе ОУ. Так, учитывая, что выходной ток ОУ обязательно протекает через цепь обратной связи и, при этом, не может превышать максимального значения для данного типа ОУ, можно получить условие для ограничения величины резистора обратной связи снизу в следующем виде:

$$R_2 > \frac{U_{вых}}{\left(I_{вых.макс} - \frac{U_{вых}}{R_H}\right)} \quad (1.18)$$

Для определения ограничений сверху необходимо учитывать значения входных токов реальных ОУ, т.к. эти токи, протекая по внешним резисторам схемы, могут создавать на них напряжения, приводящие к недопустимым значениям погрешности работы схем. Условия для ограничения сверху может быть получено в следующем виде:

$$I_{BX_{OY}} \cdot R1 \leq \delta_{доп}, \quad (1.19)$$

где $\delta_{доп}$ – абсолютная величина допустимой погрешности работы схемы.

После определения с учетом ограничений возможного диапазона номиналов элементов для конкретной схемы и конкретного типа ОУ производят выбор номиналов элементов схемы, обычно как среднее геометрическое от верхней и нижней границы допустимых значений.

Необходимо заметить, что для схем, в составе внешних компонентов которых содержатся реактивные компоненты (конденсатор в схеме интегратора), обязательно производят расчет и выбор номиналов резистивных компонентов (величину R). Затем уже по величине R и по требованиям к величине постоянной времени T производят расчет номиналов реактивных компонентов – необходимой емкости конденсатора C в схеме интегратора.

1.6 Нелинейные схемы на основе ОУ

Класс нелинейных схем на основе ОУ можно подразделить на две группы. К первой группе относят такие схемы, в которых в качестве внешних элементов схемы используются нелинейные элементы с монотонными характеристиками, не имеющими разрывов, а ОУ всегда работает в линейном режиме. Примером подобной схемы может быть схема инвертирующего масштабного усилителя, у которого вместо одного из внешних резисторов включен элемент, имеющий нелинейную вольтамперную характеристику. Например, если вместо резистора обратной связи R_2 в схеме включить диод или переход затвор-исток полевого транзистора, имеющего логарифмический вид вольтамперной характеристики (Рис.1.15), то зависимость выходного напряжения схемы от входного будет иметь следующий вид:

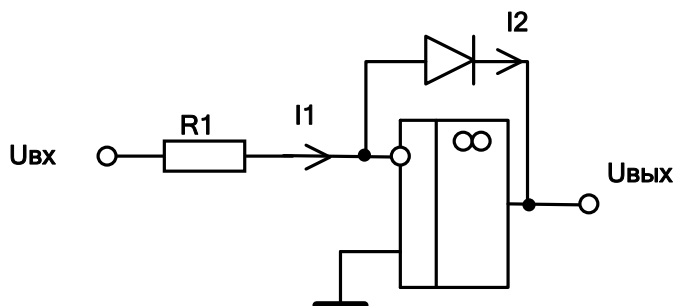


Рис. 1.15

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R1} = -I_{\text{ввых}}, \quad (1.20)$$

$$I_{\text{д}} = I_0 \left(e^{\frac{U_{\text{д}}}{m\phi_T}} - 1 \right), \quad (1.21)$$

$$U_{\text{ввых}} = U_{\text{д}} = K \cdot \ln U_{\text{вх}}. \quad (1.22)$$

Нелинейные схемы этой группы достаточно часто используются в системах автоматики для формирования зависимостей заданного вида. Например, подобные схемы часто применяются для линеаризации характеристик датчиков, имеющих нелинейную характеристику преобразования. Для этой цели сигнал от датчика подают на вход масштабного усилителя с нелинейной характеристикой, обратной характеристике датчика.

Отметим, что нелинейный элемент может включаться как в цепь обратной связи ОУ, так и в прямую цепь, что позволяет при небольшом наличии типов нелинейных элементов получать достаточно большое разнообразие нелинейных схем первой группы.

Вторую группу нелинейных схем составляют схемы, в которых внешние компоненты имеют либо характеристику с разрывами, либо резко различающимися для разных полярностей сигналов. Примером такого нелинейного элемента является полупроводниковый диод, особенно при линейной аппроксимации его вольт-амперной характеристики.

Анализ работы нелинейных схем второй группы целесообразно производить отдельно для различных полярностей сигналов. При этом диод, находящийся в режиме прямого смещения, часто может быть эквивалентно закорочен ($R_{\text{д}}=0$), а диод, находящийся в режиме обратного смещения, эквивалентно изображен разрывом цепи ($R_{\text{д}}=\infty$). Поэтому анализ производится как бы для двух различных схем. Подобные схемы в технической литературе часто называют схемами с переменной структурой. В качестве примера рассмотрим схему идеального однополупериодного выпрямителя, представленную на рисунке 1.16,а.

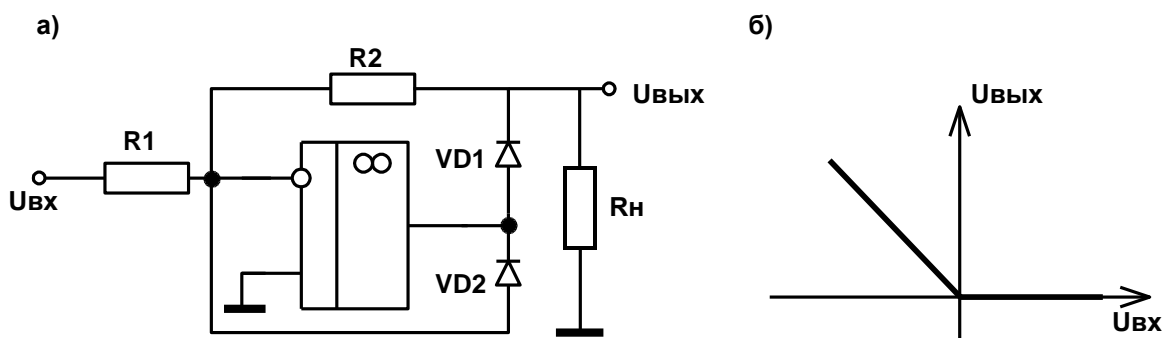


Рис. 1.16

При отрицательной полярности входного сигнала на выходе ОУ появится положительное напряжение, при котором диод VD1 будет находиться в режиме прямого смещения, а диод VD2 – в режиме обратного смещения. Зависимость выходного напряжения от входного сигнала для отрицательной полярности входного сигнала описывается выражением $U_{\text{вых}} = - e_c \cdot R_2 / R_1$ (Рис.1.16,б). Необходимо отметить, что в рассматриваемой схеме выходной сигнал снимается не с выхода ОУ, а после резистора R_2 , поэтому прямое падение напряжения на диоде VD1 не входит в выражение для коэффициента передачи.

При положительной полярности входного сигнала на выходе ОУ появляется отрицательное напряжение, при котором диод VD1 переходит в режим обратного смещения, а диод VD2 – в режим прямого смещения. Теперь через открытый диод VD2 может протекать ток обратной связи $I_{oc} = e_c / R_1$. За счет протекания тока обратной связи ОУ все время находится в линейном режиме, поэтому по методу эквипотенциальных точек напряжение на инвертирующем входе ОУ, а соответственно и на выходе схемы равно нулю. Отметим, что при отсутствии диода VD2 ОУ обязательно перешел бы в нелинейный режим, т.к. была бы разорвана цепь ООС из-за запирающего диода VD1.

Наиболее важной особенностью данной схемы является достаточно высокая точность ее работы, определяемая тем, что реальные параметры диодов практически не влияют на величину выходного сигнала. Поэтому имеется возможность выпрямления малых сигналов, начиная с единиц милливольт, что невозможно в обычных схемах выпрямителей на диодах из-за достаточно большой величины напряжения отпирающего (сотни милливольт). Основную погрешность в работу схемы вносит напряжение смещения ОУ.

Кроме рассмотренной схемы выпрямителя известно несколько схем идеальных двух-полупериодных схем выпрямителей на основе ОУ. Отметим, что при использовании схем двух-полупериодных выпрямителей реализуется математическая операция выделения модуля сигнала.

Еще одной разновидностью нелинейных схем с полупроводниковыми диодами является схема усилителя с переменным коэффициентом передачи (Рис.1.17,а).

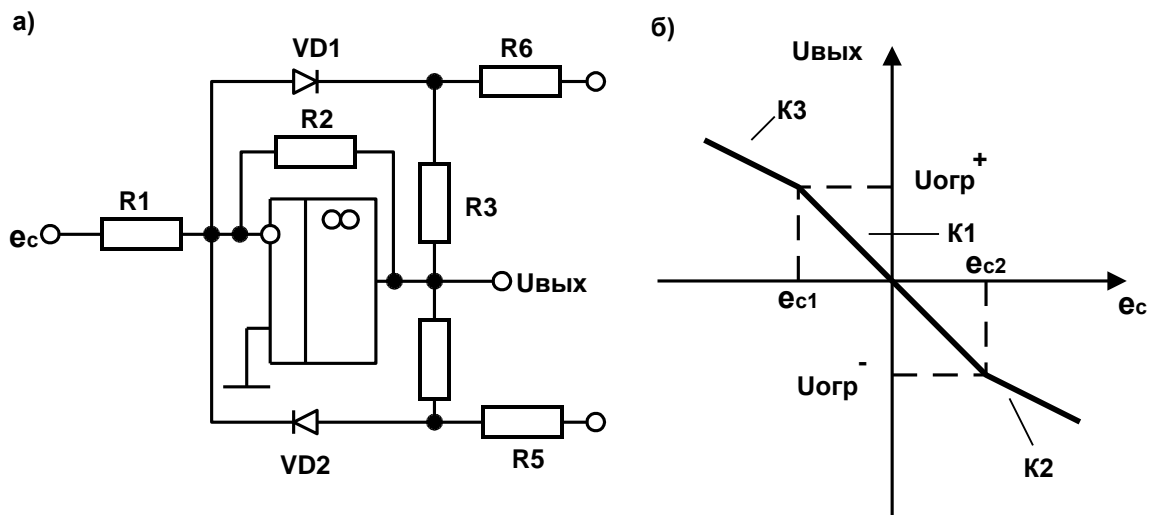


Рис. 1.17

В этой схеме пока уровень выходного напряжения меньше $U_{огр}^+(U_{огр}^-)$ (Рис.1.17,б), диоды **VD1** и **VD2** с помощью источников E_{01} и E_{02} заперты, а выходное напряжение определяется по формуле $U_{вых}=(-R_2/R_1)e_c=-K_1e_c$. При выходном напряжении, достигающем порога срабатывания ограничителя, открывается соответствующий диод и параллельно резистору **R2** включаются резистор **R3** или **R4**. Пренебрегая падением напряжения на открытых диодах, коэффициенты передачи для различных полярностей входного сигнала будут равны:

$$K_2 = -\frac{R_2 \parallel R_3}{R_1}; \quad K_3 = -\frac{R_2 \parallel R_4}{R_1} \quad (1.23)$$

Рассмотренная схема часто применяется в качестве усилителя-ограничителя, т.к. при малых значениях K_2 и K_3 производится ограничение уровня выходного сигнала. Также она может применяться в качестве нелинейной схемы для реализации заданного вида нелинейностей на основе кусочно-линейной аппроксимации функции. При этом, при необходимости количество участков аппроксимации может быть увеличено путем подключения дополнительных диодов к инвертирующему входу ОУ и соответственно дополнительных резистивных делителей к источникам E_{01} и E_{02} .

1.7 Переключательные и импульсные схемы на основе ОУ

Основной особенностью переключательных и импульсных схем на основе ОУ является то, что в этих схемах ОУ все время находится в режиме насыщения (часто даже говорят в режиме глубокого насыщения), причем на выходе ОУ напряжение равно либо U_{max}^+ , либо U_{max}^- . Только в

те моменты времени, когда под действием изменяющихся внешних сигналов ОУ переходит из одного состояния по выходу в другое, усилитель находится в линейном режиме.

В переключательных схемах ОУ может находиться в любом из указанных состояний неопределенно долго, а переход из одного состояния в другое осуществляется, как правило, под воздействием внешних по отношению к схеме сигналов. В импульсных схемах переход из одного состояния в другое часто осуществляется под воздействием сигналов, формируемых внутри схемы за счет включения в схему внешних реактивных компонентов. Поэтому импульсные схемы – это зачастую схемы генераторов импульсов или импульсных последовательностей, временные параметры которых, а, следовательно, и времена нахождения ОУ в каждом из возможных состояний могут быть определены (для конкретной схемы) или заданы, а затем реализованы путем расчета параметров элементов схемы.

Из группы переключательных схем на основе ОУ наибольшее применение в автоматике находят различные схемы компараторов сигналов и группа пороговых схем, часто называемых триггерами Шмидта.

1.7.1 Компараторы сигналов на основе ОУ

Компараторы сигналов применяются для сравнения значений двух сигналов, причем часто один из сигналов является опорным $U_{оп}$ или задающим порог переключения компаратора. На выходе компаратора сигнал может иметь только два значения (обычно U_{max}^+ или U_{max}^-). Достаточно часто эти два значения считают уровнями логических сигналов, т.е. как логический 0 и логическая 1. Поэтому компараторы уже не являются чисто аналоговыми схемами, а с их помощью производится переход от аналоговых сигналов к дискретным сигналам. Основные схемы компараторов сигналов приведены на рисунке 1.18.

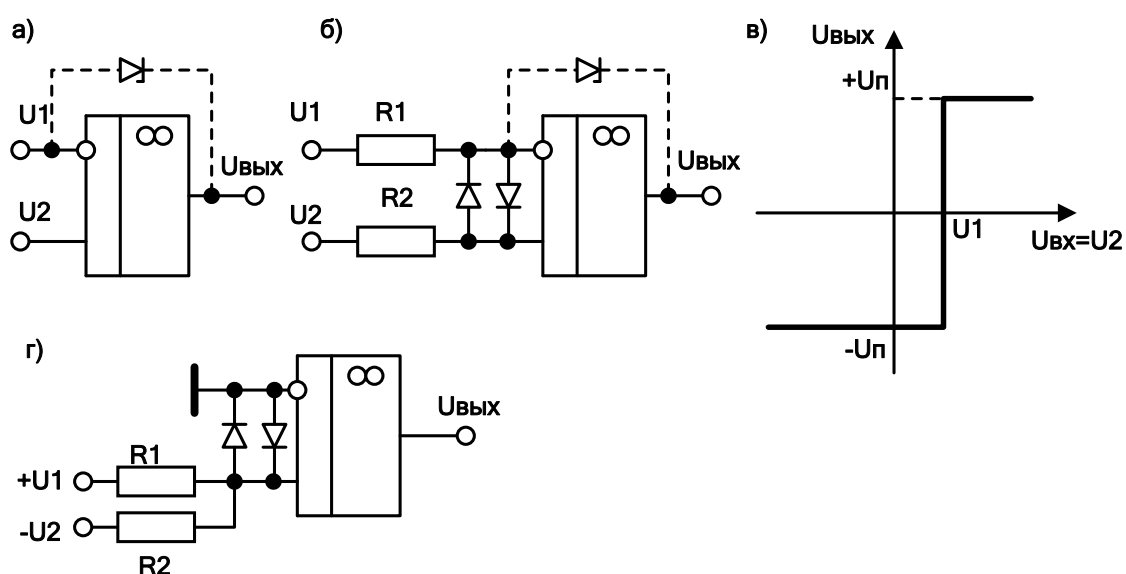


Рис. 1.18

Схема компаратора, приведенная на рисунке 1.18,а, только поясняет принцип его работы, а на практике применяется схема, приведенная на рисунке 1.18,б. По сути данная схема компаратора представляет собой просто разомкнутый ОУ. Амплитудная характеристика компаратора приведена на рисунке 1.18,в. Диоды VD1 и VD2 необходимы для защиты входа ОУ от перенапряжений, а резисторы R1 и R2 защищают источники сигналов от шунтирования их открытыми диодами. Отметим, что входные сигналы могут иметь любые полярности и, кроме того, можно менять местами сигналы, подаваемые на входы ОУ. При этом будет соответственно меняться амплитудная характеристика компаратора. Данная схема компаратора называется **компаратором по схеме сравнения напряжений**.

Иногда в этой схеме принимают $U_{оп} = 0$, т.е. заземляют вход ОУ, на который подается опорный сигнал. Полученную схему часто называют нуль-органом. Нуль-орган применяется для выделения переходов входного сигнала через нулевой уровень, например для преобразования входного синусоидального сигнала в прямоугольный.

Вторая схема компаратора, называемая **компаратором по схеме сравнения токов**, приведена на рисунке 1.18,г. Порог переключения этой схемы $U_{пер} = U_{оп} \cdot R2/R1$ легко определить, используя метод эквипотенциальных точек, т.к. только в момент переключения можно считать потенциал второго входа ОУ равным нулю. Так же, как и в предыдущей схеме, можно менять местами входы ОУ, на которые подаются сигналы, однако опорный и входной сигнал должны быть разнополярными.

Компаратор по схеме сравнения токов является очень универсальной схемой. Используя в качестве опорного напряжения один из источников питания и соответственно рассчитав значения резисторов R1 и R2, можно всегда задать требуемое значение напряжения переключения для любых значений входного сигнала, например, для высоковольтных входных сигналов.

В заключение отметим, что к параметрам ОУ, используемых в схемах компараторов, часто предъявляются требования по величине $U_{см}$, определяющее точность его работы, и по величине максимальной скорости нарастания выходного сигнала $V_{u_{вых}}$, определяющей его быстродействие. Поэтому промышленностью выпускаются специализированные ОУ в интегральном исполнении, предназначенные только для использования в схемах компараторов. Эти специализированные схемы так и называются компараторами и имеют собственную маркировку. Дополнительно интегральные компараторы имеют специализированный выходной каскад, позволяющий формировать выходной сигнал, совместимый с системами TTL и КМОП.

1.7.2 Триггеры Шмидта на основе ОУ

Основной особенностью триггеров Шмидта, относящихся к классу пороговых схем, является гистерезисный вид их амплитудной характеристики. Схема инвертирующего триггера Шмидта на основе ОУ приведена на рисунке 1.19,а, а его амплитудная характеристика - на рисунке 1.19,б.

В схеме триггера введена глубокая положительная обратная связь (ПОС) с выхода ОУ через резистивный делитель R1,R2 на неинвертирующий вход ОУ.

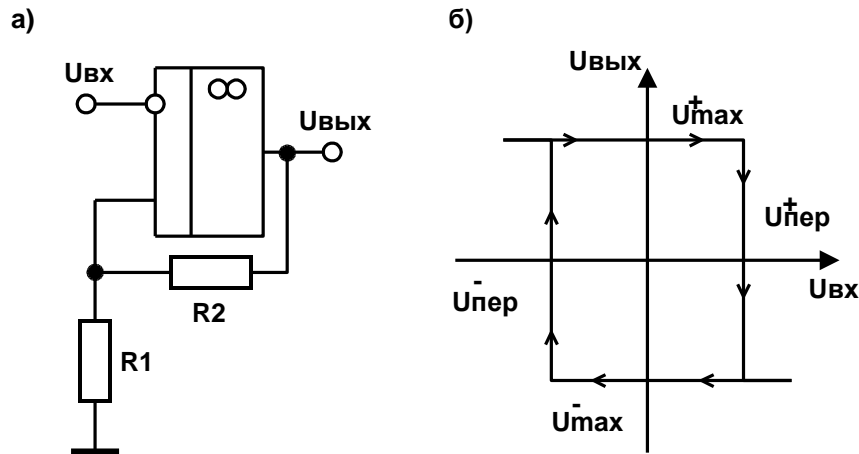


Рис. 1.19

Пороги переключения схемы легко определить методом эквипотенциальных точек с учетом того, что на выходе ОУ за счет глубокой ПОС может быть только напряжение либо U_{\max}^+ , либо U_{\max}^- .

$$U_{\text{пер}}^+ = U_{\max}^+ \cdot \frac{R1}{(R1 + R2)}, \quad (1.24)$$

$$U_{\text{пер}}^- = U_{\max}^- \cdot \frac{R1}{(R1 + R2)}. \quad (1.25)$$

Как и для большинства схем на основе ОУ основные параметры схемы определяются параметрами внешних компонентов, поэтому значения напряжений переключения и соответственно ширина петли гистерезиса могут быть выбраны в очень широких пределах – от нескольких милливольт до практически величины максимального выходного напряжения ОУ путем выбора номиналов резистивного делителя R1,R2.

Схема не инвертирующего триггера Шмидта и его амплитудная характеристика приведены на рисунках 1.20, а и б.

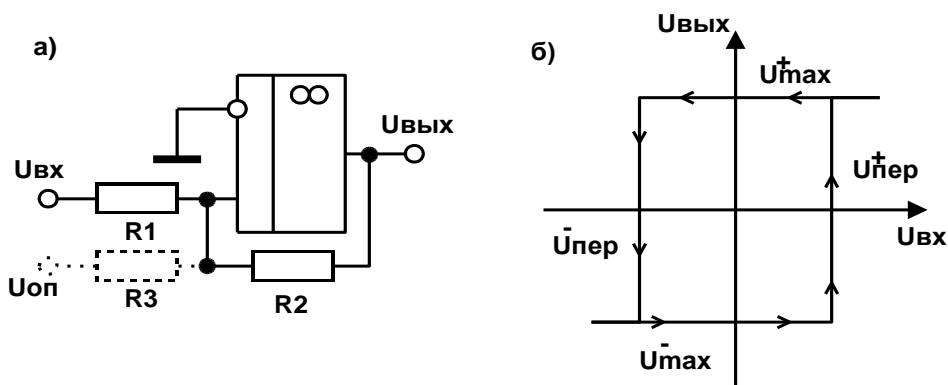


Рис. 1.20

Пороги переключения в этой схеме также определяются методом эквипотенциальных точек, с учетом того, что в момент переключения потенциал не инвертирующего входа ОУ равен нулю:

$$U_{пер}^{+} = U_{max}^{+} \cdot \frac{R1}{R2}, \quad (1.26)$$

$$U_{пер}^{-} = U_{max}^{-} \cdot \frac{R1}{R2}. \quad (1.27)$$

Достаточно часто требуется получить амплитудную характеристику триггера Шмидта смещенной по оси входного сигнала. Для этого через дополнительный резистор R3 (показан на рисунке 1.20,а пунктиром) на вход подключают источник опорного напряжения, в качестве которого обычно используют один из источников питания схемы. Расчет такой схемы по заданным значениям напряжений переключения триггера производят на основе метода эквипотенциальных точек. Сначала задаются величиной одного из резисторов схемы, обычно R1, а затем составляют систему из двух уравнений для заданных значений напряжений переключения, решая которую находят необходимые величины остальных резисторов.

Триггеры Шмидта находят очень широкое применение в системах и устройствах автоматики как в качестве самостоятельных пороговых схем для определения зон, в которых находятся входные сигналы, так и в качестве элементов для построения более сложных устройств. Достаточно часто триггеры Шмидта применяются и в качестве компараторов сигналов. Связано это с тем, что в обычных схемах компараторов при медленном изменении входного сигнала в момент сравнения, т.е. когда входной сигнал практически равен опорному (напряжению переключения), на выходе появляется неопределенное, меняющееся напряжение, определяемое помехами и шумами на входном и опорном сигнале. В тех случаях, когда выходной сигнал компаратора далее подается на дискретные схемы, например, счетчики импульсов, могут возникать

ошибки в работе устройств. Для исключения этого эффекта вместо компаратора применяют триггер Шмидта с шириной петли гистерезиса чуть большей, чем максимальный уровень помех. В схемах интегральных компараторов также предусмотрена возможность введения гистерезиса в амплитудную характеристику.

1.7.3 Мультивибратор на основе ОУ

Мультивибратор – это автоколебательный генератор импульсных сигналов. В устройствах автоматики мультивибраторы применяются для формирования импульсных сигналов с заданными параметрами или тактовых генераторов. Принципиальная схема мультивибратора на основе ОУ приведена на рисунке 1.21,а, а временные диаграммы его работы – на рисунке 1.21,б.

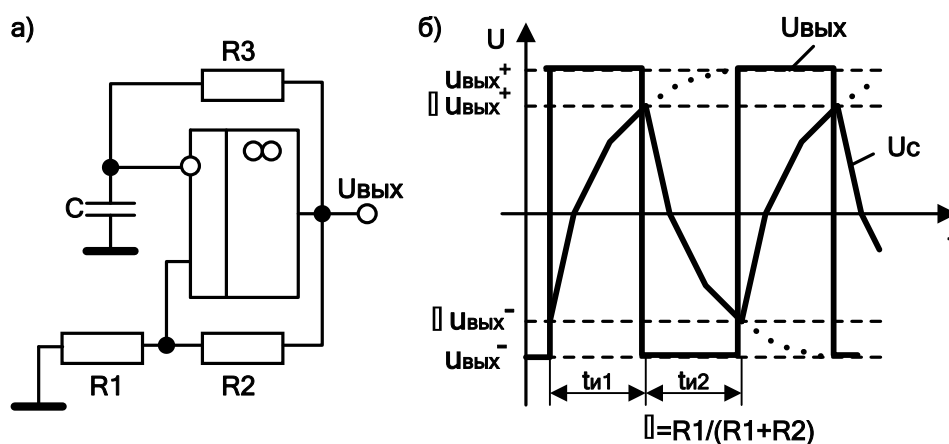


Рис. 1.21

Схема мультивибратора представляет собой инвертирующий триггер Шмидта, на вход которого подается напряжение с конденсатора времязадающей RC-цепочки, подключенной к выходу триггера. На выходе мультивибратора формируется напряжение U_{\max}^+ , или U_{\max}^- . При положительном напряжении на выходе происходит заряд конденсатора C через резистор R по экспоненциальному закону. При достижении напряжения на конденсаторе порога переключения триггера напряжение на выходе ОУ изменяется на обратное и происходит перезаряд конденсатора до второго порога переключения триггера. Далее все процессы повторяются. На выходе мультивибратора формируется импульсная последовательность практически прямоугольной формы со скважностью близкой к двум (Рис.1.21,б).

Расчет временных параметров мультивибратора, т.е. определение длительностей формируемых импульсов и пауз производится на основе формулы для напряжения на конденсаторе в цепи первого порядка при импульсном входном сигнале:

$$Uc(t) = [Uc(0) - Uc(\infty)]e^{-t/\tau} + Uc(\infty) . \quad (1.28)$$

Подставляя в эту формулу в качестве U_0 соответствующее напряжение переключения триггера (от этого значения начинается процесс перезаряда конденсатора), в качестве U_∞ соответствующее напряжение U_{\max} , в качестве U_c – напряжение второго порога переключения и, решая полученные уравнения относительно t , получим следующие выражения для определения длительностей импульса t_1 и паузы t_2 мультивибратора:

$$t_{и1} = R3 \cdot C \cdot \ln[1 + (1 - U_{\text{ВЫХ}}^- / U_{\text{ВЫХ}}^+) \cdot R1 / R2] , \quad (1.29)$$

$$t_{и2} = R3 \cdot C \cdot \ln[1 + (1 - U_{\text{ВЫХ}}^+ / U_{\text{ВЫХ}}^-) \cdot R1 / R2] . \quad (1.30)$$

Как следует из полученных выражений, длительности импульсов и пауз близки по величине, а разница определяется только неравенством положительного и отрицательного максимальных выходных напряжений ОУ. Поэтому данную схему часто называют симметричным мультивибратором. При необходимости получить различные длительности импульсов и пауз можно вместо резистора R в схеме включить параллельно два различных резистора с последовательно включенными и противоположно направленными диодами.

Частота колебаний, формируемых мультивибратором определяется по формуле: $f=1/t_1+t_2$. Форма выходных колебаний близка к прямоугольной, причем длительности фронтов определяются в основном максимальной скоростью нарастания выходного сигнала ОУ. Однако, при попытке сформировать сигнал с частотой превышающей 50÷100 кГц формируемые колебания будут по форме приближаться к трапецеидальным, т.к. длительности фронтов для ОУ широкого применения будут не менее нескольких микросекунд.

При расчете номиналов внешних компонентов мультивибратора всегда сначала задаются значением R времязадающей цепочки, а затем по заданным значениям временных параметров определяют необходимое значение C .

Кроме основных выходных параметров мультивибратора – амплитуды и частоты колебаний достаточно часто необходима оценка стабильности основных выходных параметров при воздействии возмущающих факторов. Как следует из выражений (1.29) и (1.30) одинаковые изменения напряжений источников питания E_1 и E_2 мало влияют на временные параметры схемы, т.к. приводят к изменению максимальных выходных напряжений ОУ, но одновременно и к соответствующим изменениям напряжений переключения триггера Шмидта. Поэтому питание ОУ стараются производить от специализированных источников питания, обеспечивающих равные величины питающих напряжений.

Для задания (формирования) требуемой амплитуды выходных импульсов часто используют параллельный ограничитель – двухсторонний стабилитрон, подключаемый параллельно резистору R . При таком включении стабильность временных параметров также значительно повышается за счет уменьшения влияния изменений напряжений питания схемы. В этом случае стабильность основных параметров мультивибратора определяется в основном стабильностью внешних компонентов схемы и может быть получена достаточно высокой (не хуже 1%).

1.7.4 Заторможенный мультивибратор – одновибратор на основе ОУ

В системах автоматики часто возникает необходимость в формировании по внешнему запускающему сигналу одиночных импульсов заданной длительности. Подобные схемы называются одновибраторами. Принципиальная схема одновибратора на основе ОУ приведена на рисунке 1.22,а, а временные диаграммы ее работы – на рисунке 1.22,б.

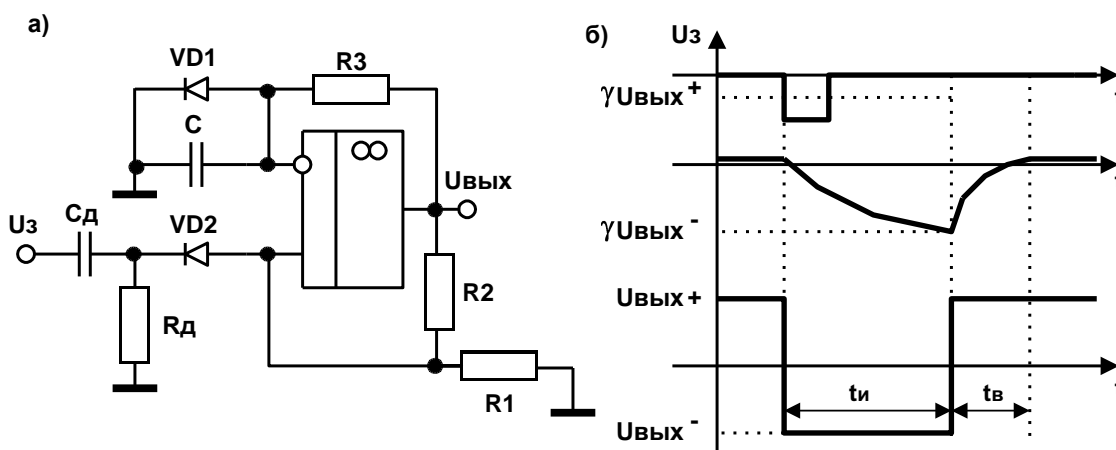


Рис. 1.22

Схема одновибратора получена из схемы автоколебательного мультивибратора путем шунтирования конденсатора C диодом VD_1 (Рис. 1.22,а). При указанном на схеме направлении диода и при отрицательном напряжении на выходе ОУ (U_{max}^-) процесс в схеме будет протекать аналогично процессу в схеме мультивибратора. Однако при переключении выходного напряжения ОУ на положительное (U_{max}^+) напряжение на конденсаторе сможет достигнуть только величины напряжения отпирания диода $U_{\text{отп}} \approx 0,6\text{В}$ и не сможет достигнуть напряжения переключения триггера Шмидта. В таком состоянии схема может находиться сколь угодно долго, т.е. мультивибратор переходит в заторможенный режим. Для запуска схемы необходимо понизить потенциал не инвертирующего входа ОУ до величины, меньшей напряжения отпирания диода VD_1 , т.е. снизить порог переключения триггера. Для этой цели используется

специальная цепь запуска одновибратора, состоящая из дифференцирующей RC-цепочки с малой постоянной времени и диод VD2. Диод пропускает с выхода дифференцирующей цепочки на вход ОУ только отрицательные короткие импульсы. При изменении входного запускающего сигнала с высокого на низкий уровень (отрицательный перепад) произойдет запуск схемы одновибратора и будет сформирован одиночный отрицательный выходной импульс (Рис. 1.22,б). Длительность формируемого импульса можно определить по формуле (1.30), подставив $U_0 = U_{отп}$. Отметим, что длительность выходного импульса не зависит от длительности запускающего импульса при условии, что запускающий импульс короче выходного.

Максимальная частота запускающих импульсов ограничена временем, необходимым на перезаряд конденсатора С до напряжения отпирания диода VD1 после формирования выходного импульса. Это время называют временем восстановления схемы $t_{вос}$ (Рис.1.22,б).

1.7.5 Генератор треугольного напряжения и ШИМ на основе ОУ

В системах и устройствах автоматики достаточно часто используются различные схемы генераторов линейно изменяющихся напряжений. В зависимости от формы выходного напряжения они подразделяются на генераторы пилообразного напряжения и на генераторы треугольного напряжения. Основное назначение таких схем – преобразование величины входного сигнала в пропорциональный временной интервал. Как правило, схемы генераторов линейно изменяющегося напряжения реализуются на основе схемы интегратора, на вход которого подается постоянное напряжение.

Схема генератора треугольного напряжения представлена на рисунке 1.23,а, а временные диаграммы ее работы – на рисунке 1.23,б.

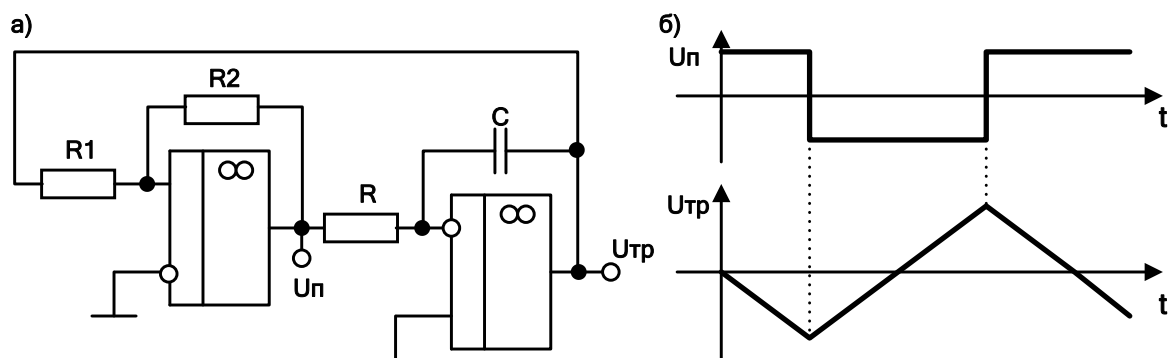


Рис. 1.23

Генератор треугольного напряжения реализован на основе двух уже рассмотренных ранее схем – не инвертирующего триггера Шмидта (ОУ1 и резисторы $R1, R2$) и интегратора (ОУ2 и цепочка RC). При положительном напряжении U_{max}^+ на выходе триггера Шмидта на выходе интегратора за счет постоянства напряжения на входе формируется линейно изменяющееся напряжение, стремящееся к отрицательному напряжению U_{max}^- (Рис.1.23,б). При достижении выходного напряжения интегратора порога переключения триггера Шмидта, происходит переключение триггера, и напряжение на его выходе становится равным U_{max}^- . При этом выходное напряжение интегратора начинает линейно изменяться в сторону положительных напряжений до тех пор, пока не достигнет второго порога переключения триггера. Далее все процессы повторяются (Рис.1.23,б). Таким образом на одном из выходов схемы (выход ОУ1) формируется прямоугольное напряжение с амплитудами U_{max}^+, U_{max}^- , а на втором выходе (выход ОУ2) – треугольное напряжение с амплитудами, равными напряжениям переключения триггера Шмидта. Временные параметры схемы, т.е. длительности положительного и отрицательного выходных импульсов легко определить из уравнения для выходного напряжения интегратора.

Необходимо отметить, что условием работоспособности схемы является выполнение неравенства $R1 < R2$, т.к. в противном случае напряжение на выходе интегратора может не достигнуть порога переключения триггера Шмидта ввиду возможного неравенства максимальных выходных напряжений реальных ОУ. Амплитуду выходного треугольного напряжения можно задавать путем соответствующего выбора соотношения резисторов $R1, R2$, т.е. соответствующим выбором величин порогов переключения триггера.

Примером применения схемы генератора треугольного напряжения является схема широтно-импульсного модулятора (ШИМ), приведенная на рисунке 1.24,а. Работа схемы основана на сравнении с помощью компаратора входного U_y и треугольного сигналов.

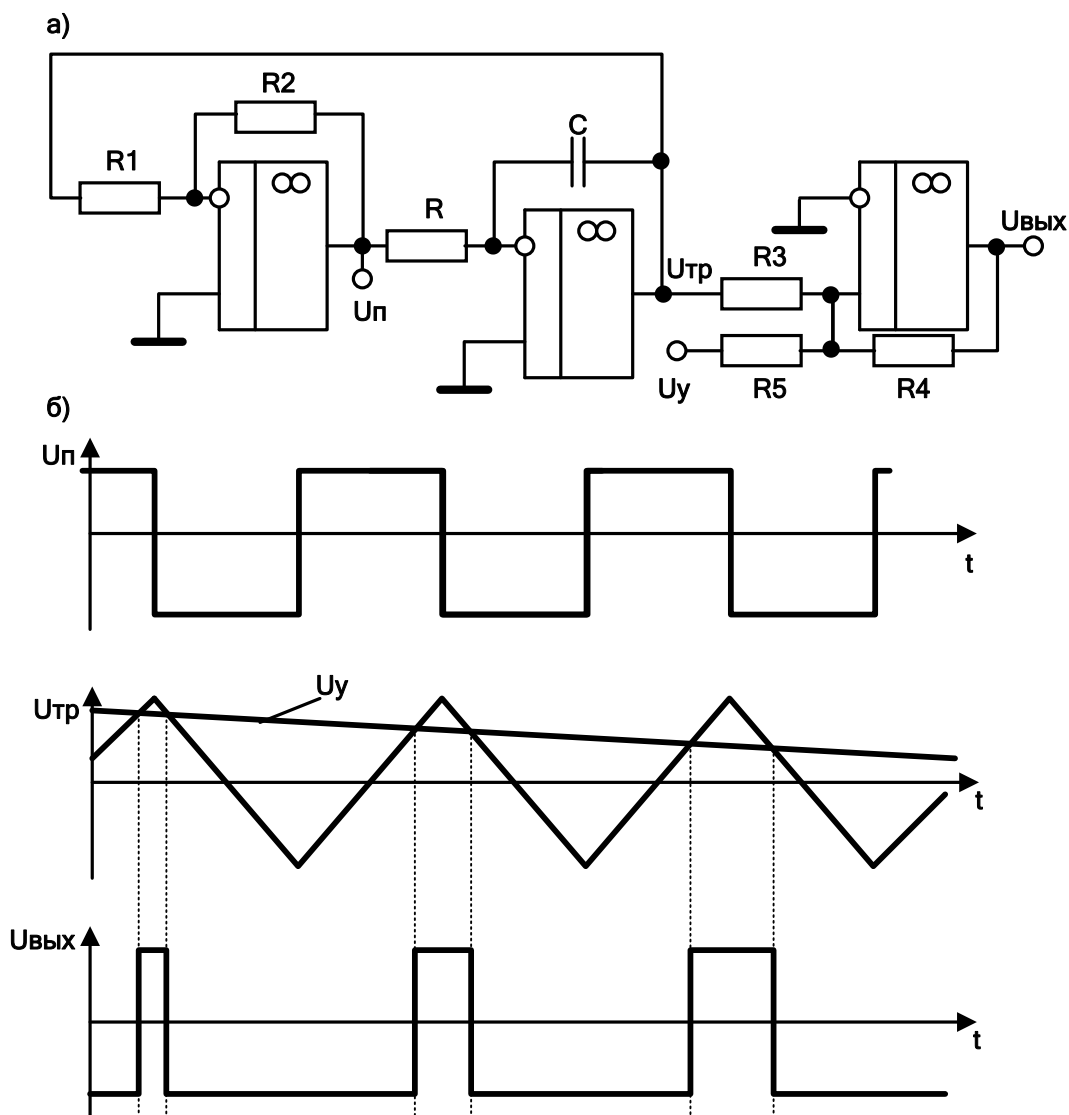


Рис. 1.24

Приведенная схема предназначена для преобразования в пропорциональный временной интервал (ширину формируемого импульса) входного разнополярного сигнала. При необходимости преобразования однополярного сигнала необходимо сместить в соответствующую сторону треугольное напряжение путем сложения с опорным напряжением, соответственно задав амплитуду треугольного напряжения выбором соотношения резисторов R_1, R_2 триггера Шмидта.

В настоящее время ШИМ очень широко применяется в различных устройствах и системах автоматики, т.к. на его основе строятся эффективные схемы усилителей мощности и ключевых преобразователей напряжения. Достаточно часто ШИМ входит в качестве элемента в состав специализированных интегральных схем, предназначенных для управления мощными преобразователями.

2. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

2.1 Общие положения

Фильтром называют четырехполюсник, предназначенный для выделения из состава подведенного к его входу сложного электрического колебания частотных составляющих, расположенных в заданной области, и для подавления частотных составляющих, расположенных во всех других областях частот.

Область частот, где фильтр усиливает или мало ослабляет сигнал, называют полосой пропускания, а область частот, где ослабление сигнала велико, - полосой задержания. Чем больше разница между усилением и ослаблением, тем сильнее выражены фильтрующие свойства цепи.

Низкочастотные (до 100 кГц) активные фильтры находят широкое применение в устройствах автоматики для выделения полезного сигнала из помех, имеющих частотный спектр, отличающийся от спектра сигнала. Для этого диапазона частот ранее использовали различные схемы LC-фильтров. Однако ввиду низкой технологичности изготовления индуктивностей и практической невозможности изготовления индуктивностей в интегральном исполнении в настоящее время преимущественно применяются фильтры, построенные на основе ОУ с внешними пассивными RC-цепями.

В зависимости от взаимного расположения полосы пропускания и полосы задержания различают следующие виды фильтров (Рис. 2.1):

1. Фильтр верхних частот (ФВЧ) – фильтр с полосой пропускания от некоторой частоты ω_1 до бесконечности и полосой задержания от 0 до $\omega_{31} < \omega_1$.

2. Фильтр нижних частот (ФНЧ) – фильтр с полосой пропускания от 0 до некоторой частоты ω_2 и полосой задержания от $\omega_{32} > \omega_2$ до бесконечности.

3. Полосовой фильтр (ПФ) – фильтр с полосой пропускания от некоторой частоты ω_1 до другой частоты $\omega_2 > \omega_1$ и полосами задержания от 0 до $\omega_{31} < \omega_1$ и от $\omega_{32} > \omega_2$ до бесконечности.

4. Режекторный (заграждающий) фильтр (РФ) – фильтр с полосой пропускания от 0 до частоты ω_1 и от частоты $\omega_2 > \omega_1$ до бесконечности и полосой задержания от ω_{31} до $\omega_{32} > \omega_{31}$.

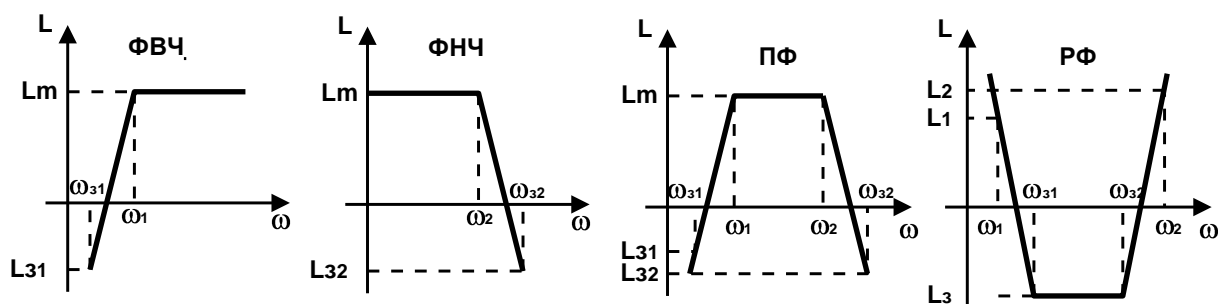


Рис. 2.1

Здесь приведены лишь основные типы характеристик фильтров, комбинируя их можно сформировать практически любую АЧХ.

Кроме формы АЧХ, при проектировании фильтра, учитывают стабильность параметров фильтра, шумы, экономичность, технологичность, массогабаритные показатели, возможность настройки параметров фильтров и возможность электрического управления параметрами фильтра. Перечисленные условия часто противоречивы. Поэтому перед разработчиком обычно стоит задача ранжирования показателей качества между собой и, опираясь на имеющийся опыт, окончательный выбор схемного решения в наибольшей степени удовлетворяющего техническому заданию.

2.2 Методика проектирования активных RC-фильтров

В настоящее время процесс проектирования активных RC-фильтров практически полностью формализован. Имеется достаточно много технической литературы по данному вопросу, используя которую можно чисто формально спроектировать фильтр по техническому заданию на его параметры. Процесс проектирования состоит из следующих этапов:

1. Синтез математической модели фильтра, заключающийся в синтезе его передаточной функции. Этап синтеза математической модели основан на аппроксимации требуемой АЧХ фильтра степенным полиномом определенного порядка.

2. Синтез структуры фильтра по его передаточной характеристике. Этот этап основан на разложении степенного полинома на множители только первого и второго порядка. Далее каждый из множителей технически реализуется в виде звена первого или второго порядка с соответствующей передаточной функцией, а весь фильтр - в виде последовательного соединения этих звеньев.

3. Этап параметрического синтеза, заключающийся в расчете параметров внешних навесных элементов (значений R и C) для технической реализации каждого звена фильтра с учетом реальных параметров активных элементов (ОУ).

4. Этап проверки и при необходимости уточнения значения параметров внешних элементов по требованиям к дополнительным параметрам фильтра, например к чувствительности параметров фильтра к точности номиналов внешних элементов и т.д.

Рассмотрим отдельно этапы проектирования. Очевидно, что первый этап является чисто математической задачей аппроксимации заданной функции (АЧХ) степенным полиномом. Задачами аппроксимации функций занимались многие математики, но на практике наиболее часто применяют аппроксимацию АЧХ фильтров полиномами Баттерворта, Чебышева и Бесселя. Проведя сравнение на качественном уровне различных способов аппроксимации можно сказать следующее:

Полиномы Баттерворта обеспечивают монотонное изменение АЧХ в полосе пропускания и резкий спад ее за граничной частотой.

Полиномы Чебышева дают равноволновое приближение к характеристике в полосе пропускания и более резкий спад за частотой среза, чем полиномы Баттерворта. В обоих этих случаях переходная характеристика имеет колебательный характер.

Полиномы Бесселя обеспечивают более пологий спад АЧХ по сравнению с полиномами Баттерворта, но им соответствует переходная характеристика практически не имеющая колебаний.

На этапе аппроксимации АЧХ фильтра необходимо учитывать, что попытка аппроксимации какой либо АЧХ, приведенной на рисунке 2.1, приведет к получению полинома бесконечного порядка, т.к. функция имеет разрывы первого или второго рода. Поэтому на практике всегда задаются определенными параметрами **реальных** характеристик фильтров, однако, полностью удовлетворяющих требованиям технического задания. К числу основных характеристик фильтров относят ширину полосы пропускания фильтра Δf , допустимую неравномерность в полосе пропускания $\Delta L_{\text{доп}}$ и требования к крутизне АЧХ вне полосы пропускания. Необходимо отметить, что чем жестче будут заданы требования к основным параметрам фильтра, тем выше будет степень аппроксимирующего полинома, а, следовательно, и сложнее техническая реализация.

В общем виде аппроксимирующий полином записывается как:

$$W(s) = \frac{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + \dots + a_n \cdot s^n}{b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2 + \dots + b_m \cdot s^m}, \quad (2.1)$$

где $s = j\omega$ – оператор преобразования Лапласа.

Знаменатель аппроксимирующей функции при приравнении его нулю называют характеристическим уравнением.

Второй этап проектирования сводится к решению характеристического уравнения часто достаточно высокой степени. Это также чисто математическая задача, методы решения которой

разработаны. Так как корни уравнения могут быть только либо вещественными, либо мнимыми комплексно сопряженными, характеристическое уравнение может быть представлено в виде произведения многочленов первого и второго порядка:

$$D(s) = \left[s^n + \xi_{n-1} s^{n-1} + \dots + \xi_0 \right] = \left[\prod_{k=1}^n (s - s_k) \right]^{-1}, \quad (2.2)$$

где $s_k = \sigma_k + j\omega_k$ - корни характеристического уравнения.

Далее необходимо весь аппроксимирующий полином представить в виде произведения полиномов первого и второго порядка с неопределенными значениями коэффициентов в числителе, перемножить сомножители числителя и приравнять коэффициенты при равных степенях переменной s . Решая полученную систему уравнений, находят все неопределенные коэффициенты и представляют аппроксимирующую функцию в виде:

$$W(s) = \prod_{i=1}^l \frac{a_0^i + a_1^i \cdot s}{b_0^i + b_1^i \cdot s} \cdot \prod_{j=1}^k \frac{a_0^j + a_1^j \cdot s + a_2^j \cdot s^2}{b_0^j + b_1^j \cdot s + b_2^j \cdot s^2}. \quad (2.3)$$

Каждый из полученных сомножителей может быть технически реализован в виде отдельного звена первого или второго порядка. Описанный способ синтеза структуры фильтра высокого порядка в литературе называют принципом каскадно-развязанной реализации.

Для унификации общепринято применять нормирование по частоте, приводящее расчет различных типов фильтров (ФВЧ, ФНЧ, ПФ, РФ), работающих на различных частотах, к расчету нормированного фильтра нижних частот (прототипа), у которого нормированная граничная частота полосы пропускания принимается равной единице. Такой подход позволяет относительно быстро решать многие задачи аппроксимации благодаря готовым таблицам и графикам. Поэтому в технической литературе по активным RC-фильтрам часто даются инженерные решения, позволяющим по заданным требованиям к параметрам фильтров по приведенным таблицам и графикам сразу получать готовое решение в виде (2.3) со значениями коэффициентов для нормированного фильтра. Далее остается только пересчитать значения всех коэффициентов для заданных частот фильтра.

Таким образом, после выполнения второго этапа задача проектирования фильтра сводится к задаче проектирования (технической реализации) определенного набора звеньев первого и второго порядков.

2.2 Технические реализации звеньев первого порядка

Техническими реализациями звеньев первого порядка являются RC-цепочки, подробно рассмотренные в Части 1 конспекта. Там же приведены их АЧХ и основные параметры. Однако, при проектировании необходимо обязательно учитывать условия согласования при последовательном включении звеньев, т.к. входное и выходное сопротивления пассивных RC-цепочек имеют конечные значения. Наиболее удобным в этом случае является выполнение условий согласования путем использования развязывающих схем повторителей сигналов на основе ОУ (Рис. 2.2).

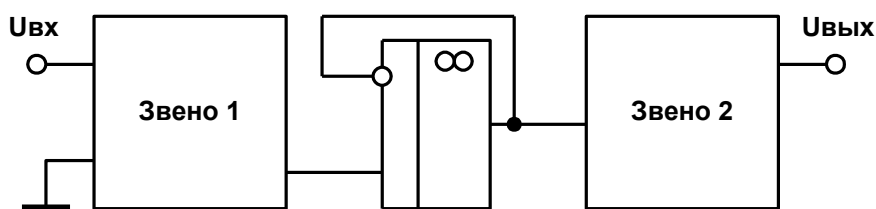


Рис. 2.2

2.3. Основные параметры и технические реализации звеньев второго порядка

Наиболее ярко выраженными избирательными свойствами обладают звенья, имеющие пару комплексно сопряженных корней знаменателя передаточной функции. Именно для таких звеньев можно говорить о явлении аналогичному резонансу в колебательном контуре. В дальнейшем такой эффект будем называть квазирезонансом. Передаточная функция звена второго порядка имеет общий вид:

$$W(s) = \frac{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2}{b_0 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2} \quad (2.4)$$

В зависимости от значений коэффициентов в числителе передаточной функции возможно получение различных видов звеньев второго порядка. Определение типа фильтра по виду передаточной функции легко сделать путем подстановки в передаточную функцию звена значений $s=0$ и $s=\infty$. В первом случае получаем значение модуля коэффициента передачи на нулевой частоте, а во втором – в бесконечности. По полученным значениям можно определить тип фильтра для данного вида передаточной функции.

Основные характеристики АЧХ звеньев второго порядка целесообразно рассмотреть на примере звена полосового фильтра, передаточная функция которого имеет следующий вид:

$$K(s) = \frac{a_1 s}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2.5)$$

После подстановки $s=j\omega$ и нахождения модуля коэффициента передачи можно получить выражение для ЛАЧХ фильтра в следующем виде:

$$L(\omega) = 20 \lg(a_1 \omega) - 10 \lg \left[(b_0 - b_2 \omega^2)^2 + b_1^2 \omega^2 \right] \quad (2.6)$$

Типичный вид ЛАЧХ для полосового фильтра приведен на рисунке 2.3,а.

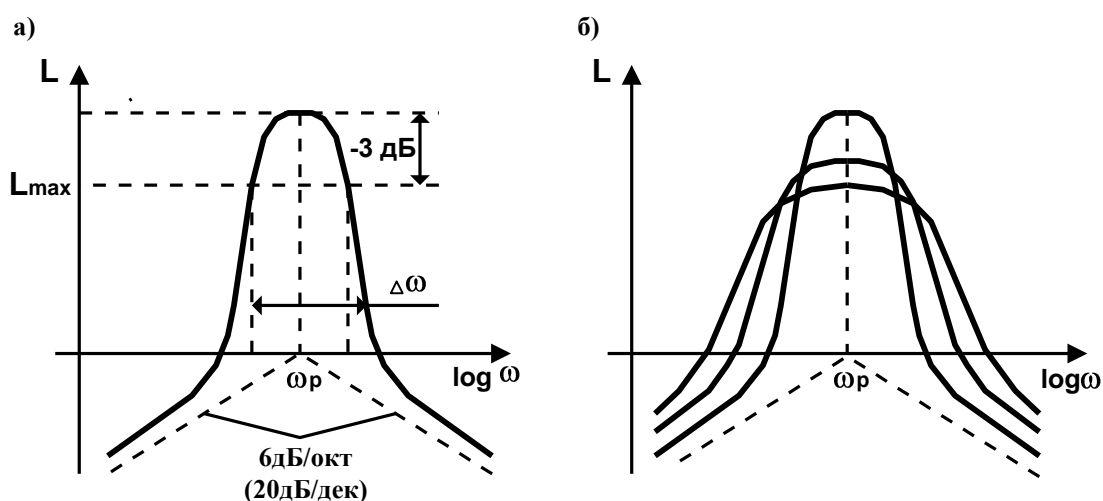


Рис. 2.3

Максимум функции достигается при $\omega_p = (a_0/a_2)^{1/2}$, называемой частотой квазирезонанса. Величина $\Delta\omega = (a_1/a_2)$ определяет полосу пропускания фильтра и находится графически по ЛАЧХ (Рис.2.3) на уровне в -3 дБ относительно максимума функции. Относительная избирательность фильтра характеризуется специальным параметром, называемым добротностью $Q = \omega_p / \Delta\omega$, величина которого определяется по коэффициентам передаточной функции с помощью следующего выражения: $Q = (a_0 \cdot a_2 / a_1^2)^{1/2}$.

Вид ЛАЧХ для различных значений добротности показан на рисунке 2.3,б. Из рисунка следует, что с увеличением значения добротности увеличивается максимальное значение коэффициента передачи фильтра на резонансной частоте L_{max} , т.е. улучшаются его избирательные свойства.

Минимальное значение добротности $Q=1/2$ соответствует граничному случаю равенства нулю дискриминанта характеристического уравнения. При этом корни характеристического уравнения становятся вещественными и равными, а звено второго порядка может быть заменено двумя одинаковыми звеньями первого порядка.

Амплитудные характеристики (Рис. 2.4) и их характерные точки для ФНЧ, ФВЧ, и РФ звеньев фильтра второго порядка могут быть получены из следующих выражений для передаточных функций:

$$K(s) = \frac{b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad \text{ФНЧ} \quad (2.6)$$

$$K(s) = \frac{b_2 s^2}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad \text{ФВЧ} \quad (2.7)$$

$$K(s) = \frac{b_2 s^2 + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad \text{РФ.} \quad (2.8)$$

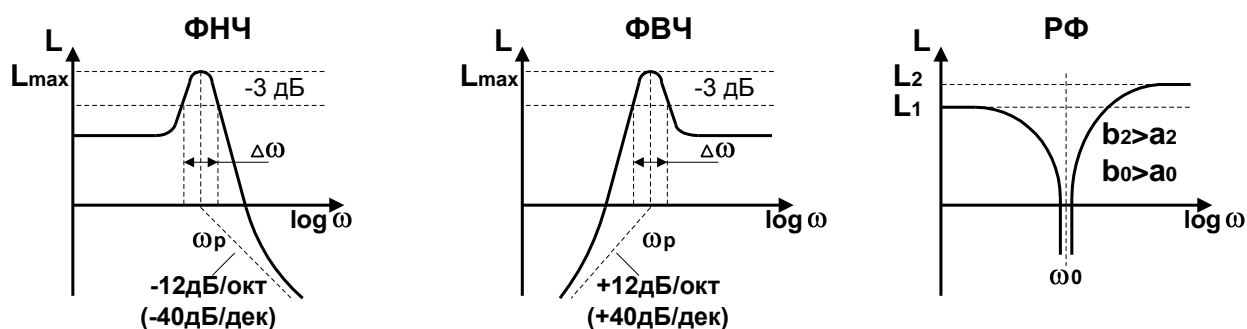


Рис. 2.4

При определении связи характерных точек ЛАЧХ с коэффициентами передаточной функции могут быть использованы выражения для полосового фильтра (за исключением звена РФ, у которого частота нуля передачи определяется выражением $\omega_0 = (b_0/b_2)^{1/2}$). Однако надо помнить, что значения параметров будут иметь приближенный характер. Точное выражение для значения резонансной частоты в этих случаях имеет вид:

$$\omega_\delta = \sqrt{\frac{b_0}{b_2} \left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)}. \quad (2.9)$$

Уже при $Q > 5$ погрешность при использовании приближенного выражения не превысит 5%.

Одна из возможных схемных реализации звена второго порядка приведена на рисунке 2.5,а, а граф для схемы приведен на рисунке 2.5,б.

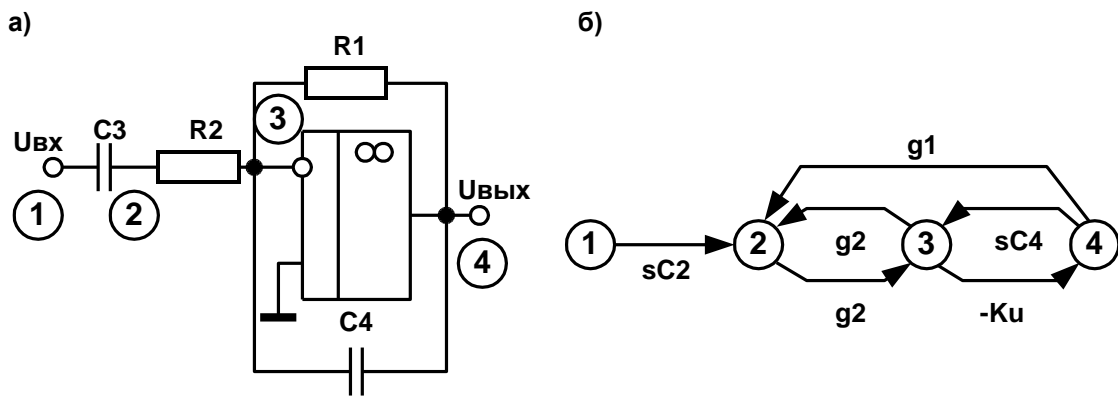


Рис. 2.5.

Передачная функция для фильтра имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{s \cdot C3 \cdot g2}{C3 \cdot C4 \cdot s^2 + s \cdot C4 \cdot (g1 + g2) + g1 \cdot g2} \quad (2.10)$$

Основные параметры для данной схемы следующие:

$$\omega_{\delta} = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{g1 \cdot g2}{C3 \cdot C4}}, \quad Q = \sqrt{\frac{g1 \cdot g2 \cdot C3 \cdot C4}{C4^2 \cdot (g1 + g2)^2}} \quad (2.11)$$

Из анализа полученных выражений следует, что основные параметры фильтра взаимосвязаны, т.к. зависят от значений одних и тех же внешних компонентов. Поэтому при необходимости изменить, например, значение резонансной частоты необходимо изменять значения, по крайней мере, двух внешних компонентов. Иначе изменится значение добротности фильтра. Поэтому на практике часто используют схему фильтра, приведенную на рисунке 2.6,а (граф схемы приведен на рисунке 2.6,б).

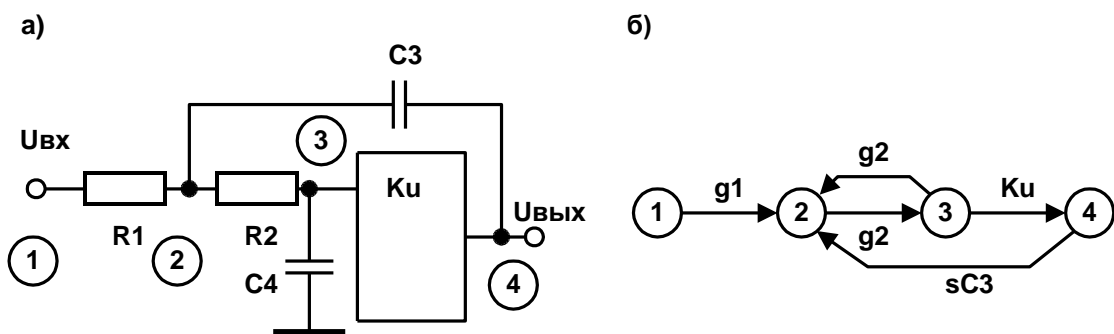


Рис. 2.6.

Отметим, что в этой технической реализации применяется не ОУ, а идеальный усилитель с конечным значением коэффициента усиления K_u , который, однако, чаще всего реализуется по схеме не инвертирующего

масштабного усилителя на основе ОУ. Передаточная функция фильтра имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{g_1 \cdot g_2 \cdot K_u}{s^2 \cdot C_3 \cdot C_4 + s \cdot [C_4 \cdot (g_1 + g_2) - (K_u - 1) \cdot C_3 \cdot g_2] + g_1 \cdot g_2}, \quad (2.12)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \sqrt{\frac{g_1 \cdot g_2}{C_3 \cdot C_4}}, \quad Q = \sqrt{\frac{g_1 \cdot g_2 \cdot C_3 \cdot C_4}{[C_4 \cdot (g_1 + g_2) - (K_u - 1) \cdot C_3 \cdot g_2]^2}} \quad (2.13)$$

В полученном выражении только коэффициент a_1 характеристического уравнения зависит от значения K_u , что позволяет производить независимую настройку добротности фильтра путем изменения значения K_u .

Рассмотренные схемы являются простейшими техническими реализациями резонансных звеньев второго порядка, однако, включая последовательно несколько подобных звеньев, достаточно часто можно получить требуемую АЧХ фильтра. При повышении требований к параметрам звена второго порядка, например, при необходимости получения больших ($Q > 5$) значений добротности или при требованиях независимой настройки или перестройки параметров фильтра используют более сложные технические реализации, как правило, на основе двух ОУ.

В последние годы в связи с развитием САПР электронных схем сделано несколько разработок по автоматизированному проектированию электронных схем по заданной передаточной функции. К сожалению, из-за неоднозначности решения (одной и той же передаточной функции могут соответствовать множество разных схем) формальный синтез структур возможен только при введении дополнительных ограничений (условий выбора из множества), что затрудняет применение предлагаемых разработок на практике.

3. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

3.1 Общие положения

Генераторы гармонических колебаний достаточно часто используются в системах автоматики в качестве генераторов испытательных (тестовых) сигналов и в качестве генераторов несущих колебаний при использовании модулированных сигналов.

Схема любого генератора может быть эквивалентно сведена к структурной схеме, приведенной на рисунке 3.1.

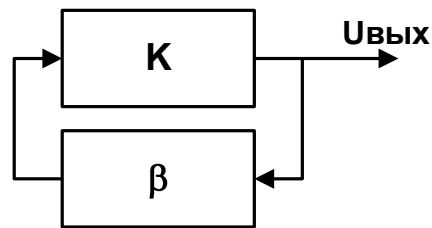


Рис. 3.1

На этой схеме устройство **K** является активным блоком, имеющим коэффициент передачи $K > 1$, а устройство **β** – цепью обратной связи.

Необходимыми и достаточными условиями работоспособности генератора, т.е. условиями генерации колебаний является выполнение следующих условий:

1. Обратная связь должна быть положительной, т.е. фазы сигналов на входе и выходе блока **K** должны совпадать.

2. $K \cdot \beta \geq 1$

В технической литературе эти условия иногда называют балансом фаз -условие 1 и балансом амплитуд – условие 2.

Выполнение данных условий необходимо для любого генератора, независимо от формы выходных колебаний. Для генератора гармонических колебаний дополнительным является требование выполнения условия 2 только на одной частоте – требуемой частоте выходных колебаний. Поэтому в генераторах гармонических колебаний, как правило, цепь обратной связи является частотно зависимой с максимумом АЧХ на требуемой частоте колебаний. Таким образом, требуемую частоту генерируемых колебаний можно обеспечить путем выбора параметров цепи частотно зависимой обратной связи.

Рассмотрим, каким образом можно обеспечить заданную амплитуду выходных колебаний. При выполнении условия $K \cdot \beta = 1$ рассматриваемая система будет так называемой консервативной системой, для которой амплитуда выходных колебаний будет определяться только начальными условиями. В качестве аналога такой системы можно рассмотреть, например, качели, в которых нет никаких потерь (отсутствует

трение в подвеске и сопротивление воздуха). При таких условиях размах колебаний будет определяться только величиной начального отклонения качелей от положения равновесия. Наличие потерь соответствует выполнению условия $K \cdot \beta < 1$. При этом колебания в системе будут обязательно затухающими. Если же при каждом колебании подталкивать извне качели, причем энергия толчка будет больше, чем потери в качелях за одно колебание, то амплитуда колебаний будет увеличиваться, (возрастающие колебания), что соответствует выполнению условия $K \cdot \beta > 1$.

С математической точки зрения процессы в данной системе описываются дифференциальным уравнением второго порядка, решение которого имеет вид:

$$u = U_m e^{\frac{-a_1 \cdot t}{a_2}} \cdot \sin\left(t \sqrt{\frac{a_0}{a_2} - \frac{a_1^2}{4 \cdot a_2^2}} + \varphi\right), \quad (3.1)$$

причем случаю $K \cdot \beta < 1$ соответствует отрицательное значение a_1 , случаю $K \cdot \beta > 1$ положительное значение a_1 , а случаю $K \cdot \beta = 1$ нулевое значение a_1 .

Дифференциальное уравнение, являющееся математической моделью рассматриваемой системы, может быть с помощью прямого преобразования Лапласа приведено к характеристическому уравнению второго порядка, корни которого будут комплексными, но будут иметь соответственно отрицательную, положительную или нулевую вещественную часть.

В реальных технических устройствах обеспечить выполнение условия $K \cdot \beta = 1$ невозможно, т.к. любые возмущающие воздействия (изменения температуры, напряжения питания, шумы или внешние помехи) будут приводить к изменениям в данном соотношении. Для обеспечения устойчивых генераций обязательным является выполнение условия $K \cdot \beta > 1$, причем, чем сильнее влияние внешних возмущений, тем сильнее должно быть данное неравенство.

При выполнении условия $K \cdot \beta > 1$ в реальной технической системе амплитуду выходных колебаний можно определить по виду амплитудных характеристик устройства K и цепи обратной связи β . Обе характеристики приведены на рисунке 3.2 в одной системе координат, но необходимо учитывать, что сигнал $U_{\text{вых}}$ для блока K является входным для цепи обратной связи β и наоборот.

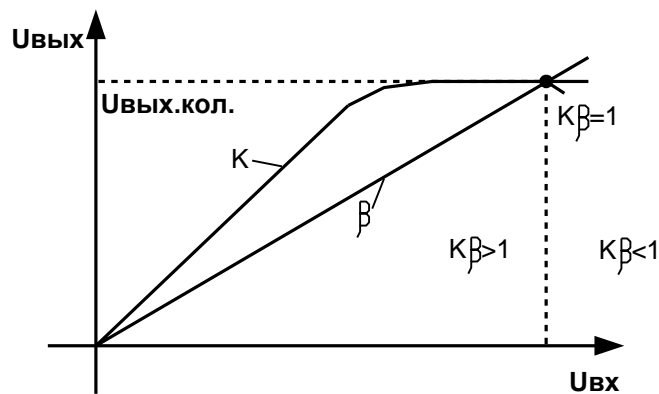


Рис. 3.2

Амплитудная характеристика блока K в принципе должна быть линейной, но т.к. блок K должен быть обязательно активным (чаще всего это линейный усилитель с заданным коэффициентом усиления K_u), при определенном значении выходного сигнала наступит насыщение, т.е. выходной сигнал будет ограничен. Амплитудная характеристика цепи обратной связи на начальном участке должна для выполнения условия $K \cdot \beta > 1$ проходить ниже характеристики блока K , как показано на рисунке 3.2. Цепь обратной связи, как правило, выполняется пассивной, поэтому ее амплитудная характеристика будет линейной без перехода в режим насыщения. Точка пересечения амплитудных характеристик будет точкой устойчивого равновесия системы, параметры которой и будут определять амплитуду выходных колебаний $U_{\text{вых.кол.}}$.

Если из-за внешних возмущений амплитуда колебаний изменится, например, уменьшится, то система перейдет в область сигналов, где выполняется условие $K \cdot \beta > 1$. Поэтому колебания станут расходящимися, и система вернется в точку устойчивого равновесия. Аналогичные процессы будут и при увеличении амплитуды выходного сигнала. Очевидно, что задание требуемой амплитуды выходного сигнала можно осуществить путем задания вида амплитудной характеристики блока K , например, используя внешние цепи ограничения выходного сигнала.

Для генераторов гармонических колебаний выполнение условия $K \cdot \beta > 1$ не должно быть сильным (только для компенсации влияния внешних возмущений). В противном случае будут наблюдаться искажения выходного гармонического сигнала, определяемые работой усилителя в режиме сильного насыщения. В генераторах импульсных сигналов обычно $K \cdot \beta \gg 1$.

3.2 Технические реализации генератора гармонических колебаний

В качестве примера рассмотрим принципиальную схему генератора гармонических колебаний, приведенную на рисунке 3.3, и носящую название генератора Вина.

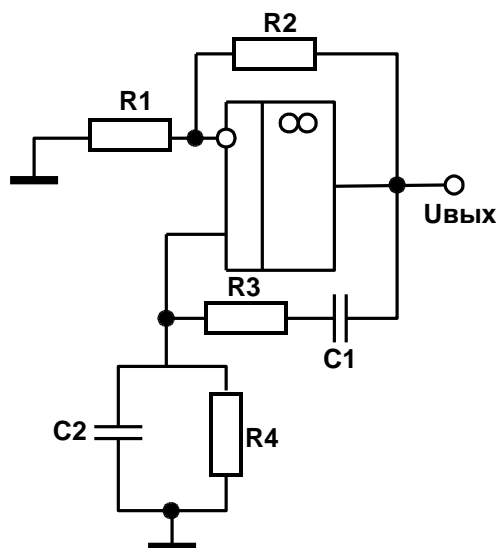


Рис. 3.3

В этой схеме на основе ОУ и резисторов R_1 , R_2 реализован не инвертирующий масштабный усилитель, выход которого является и выходом генератора. Компоненты R_3 , R_4 , C_1 , C_2 образуют цепь частотно зависимой обратной связи. Т.к. использован не инвертирующий усилитель, обратная связь положительна (условие 1).

Выражение для коэффициента передачи цепи обратной связи имеет следующий вид:

$$W(s) = \frac{g_3 \cdot s \cdot C_1}{s^2 \cdot C_1 \cdot C_2 + s \cdot (C_1 \cdot g_2 + C_1 \cdot g_1 + C_2)} \quad (3.2)$$

Данное выражение соответствует пассивному полосовому фильтру, резонансная частота которого равна $\omega_{рез} = 1/(R_3 \cdot R_4 \cdot C_1 \cdot C_2)^{1/2}$. Максимальное значение коэффициента передачи (на резонансной частоте) при $R_3=R_4$, $C_1=C_2$ равно 1/3. Поэтому для выполнения условия 2 необходимо чтобы $R_2 > 2R_1$, т.е. чтобы коэффициент усиления усилителя $K_u > 3$. При неравенстве резисторов или конденсаторов в цепи обратной связи условие работоспособности несколько изменится, но легко может быть определено по выражению 3.1.

Для получения требуемой амплитуды колебаний можно включить в цепь отрицательной обратной связи двусторонний стабилитрон с требуемым напряжением стабилизации.

4. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Вторичным источником питания (ВИП) называется устройство, предназначенное для обеспечения энергией – необходимыми напряжениями питания конкретных электронных устройств, часто называемых радиоэлектронной аппаратурой (РЭА). Необходимую энергию на входе ВИП получают от первичных источников энергии, состав которых в последние годы значительно расширился. Необходимость в ВИП обусловлено тем, что выходные параметры первичных источников питания, как правило, не соответствуют требованиям к источникам питания конкретной РЭА. По сути ВИП являются преобразователями вида электрической энергии и относятся к классу силовых электронных устройств.

4.1 Основные типы и параметры первичных источников питания

Достаточно долго основным первичным источником питания была силовая сеть переменного напряжения 220 В, 50 Гц. В последние годы в связи с микроминиатюризацией РЭА в качестве первичных источников питания широко применяются также различные электрохимические источники постоянного напряжения – батареи и аккумуляторы. К основным типам первичных источников питания относятся:

1. Однофазная силовая сеть переменного напряжения ~ 220 В (+10, - 15)% с частотой $f=50 \pm 0,2\%$ Гц.
2. Трехфазная силовая сеть переменного напряжения ~ 380 В (+10, - 15)% с частотой $f=50 \pm 0,2\%$ Гц.
3. Однофазная бортовая сеть переменного напряжения ~ 110 В, 400 Гц. Этот источник первичного напряжения чаще всего используется на различных судах и самолетах. Источниками энергии являются, как правило, дизельные генераторы.
4. Кислотные аккумуляторы – источники постоянного напряжения 6,3 В, 12,6 В, 24 В, 48 В. Нестабильность выходного напряжения кислотных аккумуляторов зависит от степени разряженности аккумулятора и, как правило, составляет не менее 15÷20% от номинального напряжения.
5. Электрохимические батареи – источники постоянного напряжения, применяемые для питания носимой аппаратуры. Выходное напряжение 1,6 ÷ 1,2 В в зависимости от степени разряженности батареи.
6. Щелочные аккумуляторы различного типа – источники постоянного напряжения, применяемого для питания носимой аппаратуры. Выходное напряжение 1,2 ÷ 0,9 В в зависимости от степени разряженности аккумулятора.

Кроме перечисленных источников первичного питания часто используются монолитные блоки из нескольких, последовательно

соединенных аккумуляторов, например, элементы питания мобильных телефонов.

Необходимо учитывать, что, как правило, не только вид и величина выходного напряжения первичных источников питания не соответствуют требованиям к питанию конкретной РЭА, но и стабильность их выходного напряжения обычно значительно ниже допустимой.

4.2. Основные требования к выходным параметрам ВИП

Основными выходными параметрами ВИП являются:

1. **Вид выходного напряжения.** Для большинства ВИП выходные напряжения должны быть постоянными, однако встречаются ВИП, выходное напряжение которых должно быть по форме переменным. Типичный пример – источники бесперебойного питания, питающиеся от аккумуляторов 24 В или 48 В и формирующие на выходе переменное напряжение 220 В, 50 Гц. Сюда же относятся различные источники переменного напряжения для питания специализированных индикаторов и индикационных панелей.

2. **Количество выходных напряжений,** определяющее количество источников напряжения в составе ВИП. Для питания сложных по составу устройств автоматики могут требоваться, например, источник напряжения +5 В для питания дискретных интегральных схем, источники напряжения ± 15 В для питания схем на основе ОУ и источник напряжения +24 В для питания исполнительных механизмов. В настоящее время промышленностью выпускается достаточно много готовых источников напряжения. Для них существует стандартный ряд выходных напряжений.

3. **Требования к выходным параметрам каждого источника напряжения в составе ВИП.** Эти требования включают в себя:

- требования к форме выходного напряжения;
- требования к величине выходного напряжения;
- требования к величине тока нагрузки и характеру нагрузки;
- требования к стабильности выходного напряжения;
- требования по допустимому уровню пульсаций на выходе.

4. **Требования к массогабаритным показателям ВИП.** Необходимо отметить, что в последние годы в связи с микроминиатюризацией РЭА эти требования часто являются приоритетными и определяющими при выборе готовых ВИП или их элементов или при проектировании ВИП.

5. **Дополнительные требования.** Эти требования не обязательно включаются для каждого источника напряжения ВИП. В их состав входят:

- наличие схем защиты от перегрузок и коротких замыканий;
- порядок включения и выключения отдельных источников напряжений при включении и выключении ВИП;
- наличие сигнализации и индикации состояния источников напряжения;
- требования к КПД;

- требования к экономическим показателям.

Также к дополнительным требованиям относятся еще ряд требований, например, климатические и другие условия эксплуатации, допустимый уровень помех, наводимых схемой ВИП на первичный источник питания. Отметим, что многие из этих требований определены ГОСТ.

4.3. Основные структуры ВИП

Вторичные источники питания строятся только по двум основным структурам. Первая структура, приведенная на рисунке 4.1, является традиционной и ранее применялась всегда, когда в качестве источника первичного питания используется промышленная сеть переменного тока.

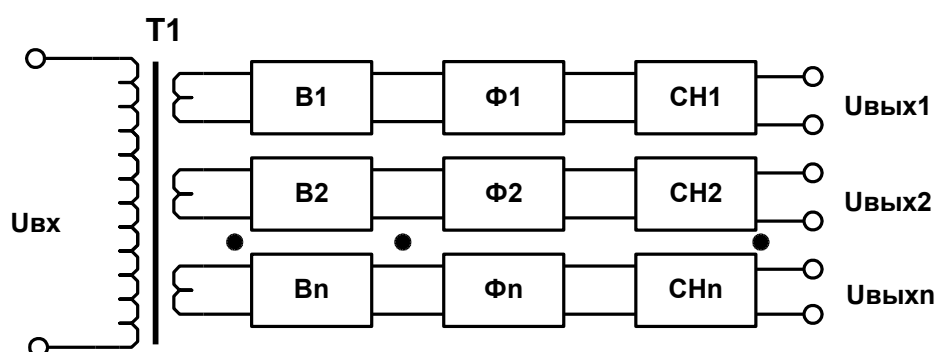


Рис. 4.1

С помощью трансформатора Т1 производится преобразование питающего переменного напряжения 220 В в несколько вторичных напряжений определенной величины. Далее вторичные переменные напряжения выпрямляются с помощью выпрямителей В1÷Вn на полупроводниковых диодах. Полученные пульсирующие напряжения фильтруются с помощью фильтров Ф1÷Фn, как правило, емкостных. С выхода фильтров снимаются постоянные напряжения с заданным уровнем пульсаций. Однако стабильность выходных постоянных напряжений обычно низка, т.к. определяется стабильностью первичного питающего напряжения, и часто не удовлетворяет требованиям. Поэтому на выходе фильтров обычно включены стабилизаторы напряжения СН1÷СНn, формирующие выходные напряжения, полностью удовлетворяющие требования к ВИП.

Основными преимуществами первой структуры является простота в настройке, эксплуатации и при ремонте.

Основным недостатком являются очень плохие массогабаритные показатели и часто высокая стоимость. Наиболее громоздким по габаритам и массе является силовой низкочастотный трансформатор, массогабаритные показатели которого, как и для любого трансформатора, определяются частотой питающего переменного напряжения и величиной

передаваемой на выход мощности. Уже при передаваемой мощности порядка 300 ватт (типичная мощность ВИБ персонального компьютера) необходимый объем трансформатора будет не менее 2-х дм³, а вес - не менее 2÷3 кг. Значительный вклад в массогабаритные показатели вносят и конденсаторы фильтра, т.к. из-за низкой частоты работы уже при токах нагрузки в единицы ампер требуемая их емкость для получения приемлемых значений напряжений пульсации должна составлять не менее десятков тысяч микрофард. Поэтому в качестве конденсаторов фильтров приходится применять только электролитические конденсаторы, обладающие плохими массогабаритными показателями.

Вторым недостатком рассматриваемой структуры является невозможность ее применения в случаях, когда источник первичного питания является источником постоянного напряжения.

Поэтому в последние годы все более широкое применение находят ВИБ, построенные по структуре, приведенной на рисунке 4.2.

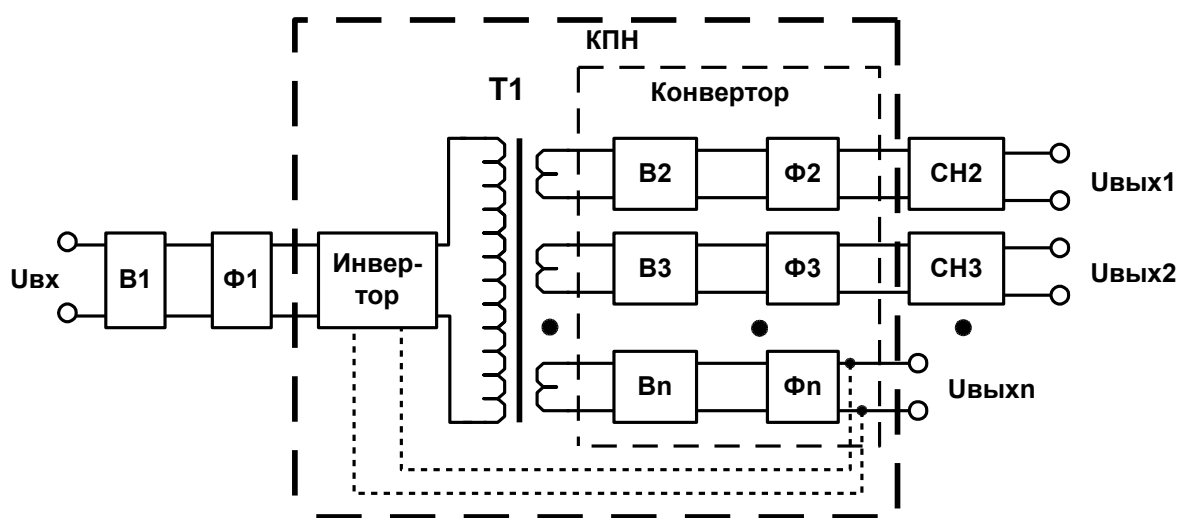


Рис.4.2.

Эта структура носит название ВИБ с безтрансформаторным входом. Питающее переменное напряжение сначала выпрямляется с помощью выпрямителя В1, затем фильтруется с помощью фильтра Ф1. Полученное постоянное напряжение подается на вход ключевого преобразователя напряжения (КПН), состоящего из инвертора напряжения и конвертора напряжения. Инвертор преобразует входное постоянное напряжение в переменное, обычно прямоугольное по форме, напряжение, подаваемое на первичную обмотку трансформатора инвертора Т1. С выходов вторичных обмоток трансформатора Т1 переменные напряжения требуемой величины подаются на выпрямители В2÷Вn, затем на фильтры Ф2÷Фn, а затем при необходимости на выходные стабилизаторы напряжения. Выпрямители и фильтры в составе КПН образуют конвертор напряжений, преобразующий переменные напряжения в постоянные.

В рассматриваемой структуре также имеется трансформатор, который необходим для получения требуемых величин выходных напряжений ВИП. Основным отличием этого трансформатора от трансформатора для структуры по рисунку 4.1 является **частота, на которой он работает**. В современных КПН рабочая частота достигает сотен килогерц, а т.к. необходимые размеры сердечника трансформатора (необходимый объем железа) практически обратно пропорциональны частоте его работы, массогабаритные показатели трансформатора могут быть снижены на несколько порядков. Например, трансформатор, рассчитанный на передачу мощности в 300 ватт, при рабочей частоте $f > 100$ кГц, может быть выполнен на ферритовом кольцеобразном сердечнике с диаметром 25÷30 мм. При этом вес трансформатора может быть менее 200 гр.

Значительно снижаются также массогабаритные показатели используемых конденсаторов фильтров, т.к. на таких высоких частотах работы требуемая их емкость, даже при токах нагрузки в единицы ампер, не превысит нескольких единиц микрофард. Этому способствует также то, что выходные переменные напряжения трансформатора обычно по форме почти прямоугольные, при выпрямлении которых получаются практически постоянные по форме напряжения. Поэтому в качестве конденсаторов фильтров могут быть применены малогабаритные керамические конденсаторы.

Выпускаемые современные ВИП достигли следующих массогабаритных показателей: удельный объем - $\approx 1 \text{ дм}^3 / 0,5 \text{ кВт.}$, удельный вес - $\approx 1 \text{ кг} / 0,5 \text{ кВт.}$ Примером такого ВИП являются выпускаемые ВИП для персональных компьютеров.

Кроме высоких массогабаритных показателей ВИП, выполненные по структуре Рис. 4.2, обладают еще одним преимуществом: как правило, в КПН имеется возможность дополнительной регулировки величины выходного напряжения с помощью внешнего управляющего сигнала. Поэтому достаточно часто вводят сигнал с выхода одного из каналов конвертора на этот управляющий вход (обратная связь должна быть отрицательной). На рисунке 4.2 эта связь показана пунктиром. Благодаря введению обратной связи возможна стабилизация выходного напряжения ВИП по этому каналу, что позволяет не ставить дополнительно стабилизатор напряжения. При этом также стабилизируются выходные напряжения и на остальных выходах КПН, однако компенсируется только нестабильность напряжения, обусловленная нестабильностью напряжения первичного источника питания.

Вторым важным преимуществом ВИП по структуре Рис. 4.2 является возможность работы от первичного источника с постоянным выходным напряжением. При этом схемная реализация ВИП даже упрощается, т.к. не нужны выпрямитель В1 и фильтр Ф1, а питающее напряжение подается непосредственно на вход КПН.

Основными недостатками ВИП, выполненных по структуре Рис. 4.2, являются сложность схемной реализации (схемы КПН) и высокие

требования к параметрам элементов схемы, особенно КПН, т.к. для реализации схемы необходимы силовые элементы – транзисторы и диоды с очень высокими частотными параметрами. Несомненные достижения в последние годы, как в области полупроводниковой электроники, так и области разработки специализированных интегральных схем для построения схем КПН позволили значительно снизить влияние этих недостатков.

4.4 Стабилизаторы напряжения

В составе ВИП, выполненных по любой из рассмотренных структур, как правило, должны быть стабилизаторы напряжения (СН), с помощью которых обеспечиваются требования по стабильности выходных напряжений ВИП при воздействии любых возмущающих факторов. В настоящее время промышленностью выпускается много разнообразных СН в интегральном исполнении. Поэтому основной целью данного раздела является знакомство с принципами работы СН и их основными параметрами для квалифицированного выбора и применения интегральных стабилизаторов в дальнейшем.

4.4.1 Классификация и основные параметры СН

Классификация стабилизаторов напряжения приведена на рисунке 4.3.

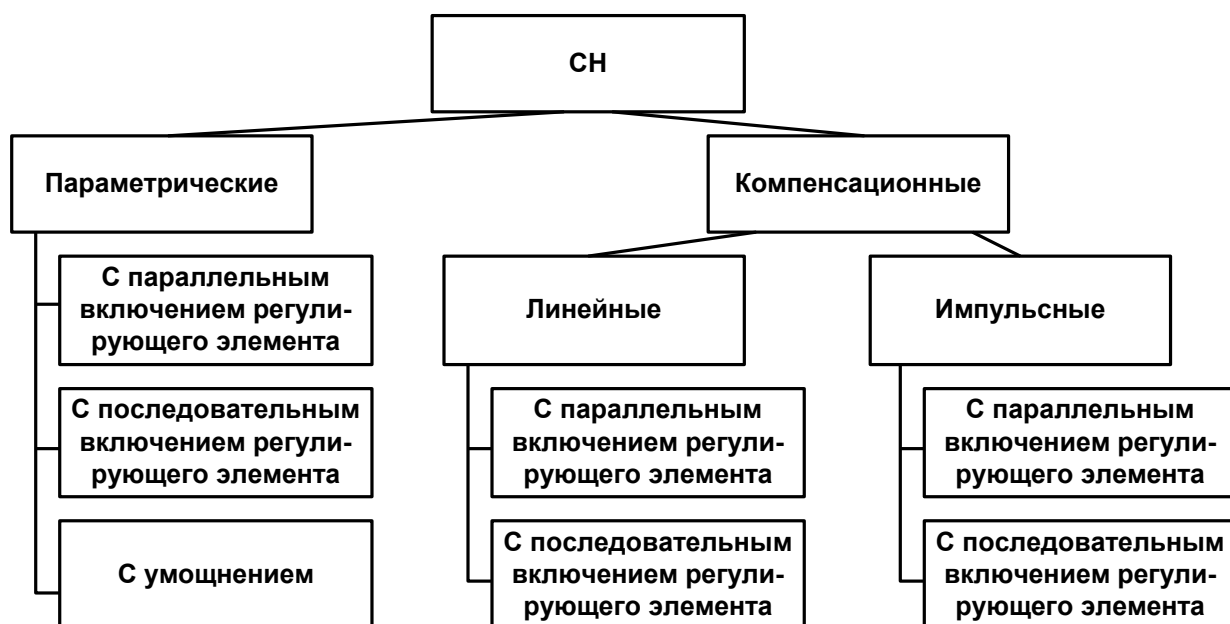


Рис. 4.3.

Поясним понятие последовательного и параллельного включения регулирующего элемента в СН. Схема любого СН может быть

эквивалентно представлена в виде одной из двух структурных схем, приведенных на рисунке 4.4.

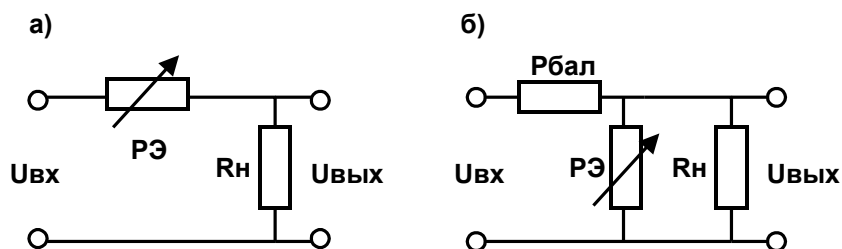


Рис. 4.4.

На структурных схемах регулирующий элемент стабилизатора изображен в виде переменного резистора, изменения сопротивления которого и позволяют поддерживать постоянным напряжение на выходе СН. В схеме Рис.4.4,а регулирующий элемент включен последовательно с цепью нагрузки, причем ток нагрузки протекает через регулирующий элемент. В схеме Рис. 4.4,б регулирующий элемент подключен параллельно цепи нагрузки, однако обязательно необходим дополнительно балластный резистор $R_б$, на котором выделяется разница между входным и выходным напряжением стабилизатора.

Сравнение этих структур показывает, что КПД структуры по Рис.4.4,б обычно ниже из-за мощности, рассеиваемой на резисторе $R_б$, однако в данной структуре не происходит выход из строя РЭ при перегрузках или коротких замыканиях в цепи нагрузки, т.к. ток нагрузки не протекает через РЭ. В структуре же по Рис.4.4,а при перегрузках или коротких замыканиях РЭ, являющийся, как правило, самым дорогим элементом стабилизатора, может выйти из строя. Однако, в настоящее время хорошо разработаны специальные схемы защиты РЭ стабилизаторов от перегрузок и коротких замыканий, поэтому сейчас преимущественно применяют СН с последовательным включением РЭ.

Основные параметры стабилизаторов подразделяются на группу эксплуатационных параметров и группу параметров, характеризующих стабилизирующие свойства стабилизаторов при воздействии возмущающих факторов. К группе эксплуатационных параметров относят:

- величина выходного стабилизированного напряжения $U_{ст}$;
- максимальный уровень пульсаций на выходе $U_{пульс}$;
- допустимые пределы изменения тока нагрузки $I_{н.мах.}$, $I_{н.мин.}$;
- допустимые пределы изменения входного (питающего) напряжения $U_{вх.мах.}$, $U_{вх.мин.}$;
- допустимая рассеиваемая мощность интегрального стабилизатора $P_{мах.}$;
- КПД стабилизатора;
- климатические и другие условия эксплуатации;
- конструктивные параметры – тип корпуса, назначение выводов и т.д.

Некоторые параметры, характеризующие стабилизирующие свойства СН, в частности коэффициент стабилизации - $K_{ст}$, выходное сопротивление - $R_{вых.ст.}$, были рассмотрены в Части 1 конспекта, однако в связи с широким применением зарубежных интегральных микросхем необходимо рассмотреть параметры, принятые за рубежом и теперь уже и в России. Основными возмущающими факторами, влияющими на величину выходного напряжения СН, являются изменения входного напряжения, тока нагрузки и температуры. Поэтому основными параметрами СН являются:

1. Коэффициент нестабильности СН по питающему напряжению $K_{н.У}$ (в зарубежной литературе – Regline), определяемый по формуле:

$$K_{н.У} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot U_{\text{ВХ.НОМ}}}{U_{\text{ВЫХ.НОМ}} \cdot \Delta U_{\text{ВХ}}} \cdot 100\% \quad (4.1)$$

$K_{н.У}$, вычисленный по формуле 4. является приведенным коэффициентом, однако на практике иногда применяют и не приведенный коэффициент, который является величиной обратной коэффициенту стабилизации и выраженной в процентах.

2. Коэффициент нестабильности СН по току нагрузки $K_{н.І}$ (в зарубежной литературе – Regload), вычисляемый по формуле:

$$K_{н.І} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot I_{\text{н.НОМ}}}{\Delta I_{\text{н}} \cdot U_{\text{ВЫХ.НОМ}}} \cdot 100\% \quad (4.2)$$

Данный коэффициент также является приведенным, а его не приведенное значение является выходным сопротивлением СН.

3. Коэффициент температурной нестабильности СН - $K_{н.Т}$, вычисляемой по формуле:

$$K_{н.Т} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}} \cdot T_{\text{НОМ}}}{\Delta T^{\circ} \cdot U_{\text{ВЫХ.НОМ}}} \cdot 100\% \quad (4.3)$$

В справочных данных на интегральные СН приводятся как общий максимальный коэффициент нестабильности $K_{н.маx} = K_{н.У} + K_{н.І} + K_{н.Т}$, позволяющий оценить нестабильность СН при любых допустимых условиях эксплуатации, так и отдельные значения коэффициентов нестабильности, позволяющие оценить влияние отдельных возмущающих факторов.

Параметрические СН были рассмотрены в Части 1 пособия, поэтому перейдем к рассмотрению компенсационных СН.

4.4.2 Принципы работы компенсационных СН

Структурная схема любого компенсационного СН приведена на рисунке 4.5,а.

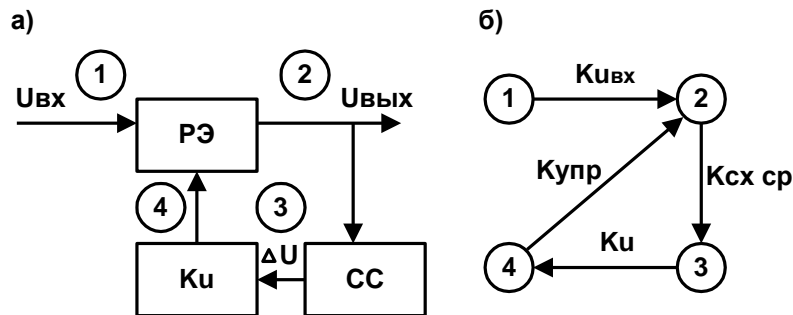


Рис. 4.5.

Все компенсационные стабилизаторы построены на основе структуры так называемой следящей системы стабилизации с ООС. В этой структуре (Рис. 4.5,а) значение выходного параметра системы - $U_{ст}$ сравнивается с заданным, часто называемым опорным, значением параметра - $U_{оп}$. Разность между значениями заданного и выходного параметра ΔU усиливается с помощью усилителя K_u , а затем усиленный сигнал рассогласования подается на управляющий вход регулирующего элемента РЭ. Т.к. введенная в системе обратная связь отрицательная, РЭ будет так менять свои параметры, чтобы компенсировать возникающие рассогласования - уменьшить ΔU .

Для количественной оценки стабилизирующих свойств такой структуры рассмотрим ее направленный граф, приведенный на рисунке 4.5,б. По данному графу коэффициент передачи от узла 1 – вход регулирующего элемента в узел 2 – выход системы определяется по формуле:

$$K_{U_{вх}} = \frac{K_{PЭ.вх}}{1 + K_{CC} \cdot K_U \cdot K_{PЭ.упр}} \quad (4.4)$$

где: $K_{PЭ.вх}$ – коэффициент передачи регулирующего элемента по входному (питающему) напряжению;

K_{CC} - коэффициент передачи схемы сравнения;

$K_{PЭ.упр}$ – коэффициент передачи регулирующего элемента по цепи управления (управляющему воздействию).

Из анализа формулы (4.4) следуют два очень важных вывода:

1. Т.к. значение коэффициента передачи по формуле (4.4) есть по сути значение коэффициента неустойчивости по входному напряжению,

очевидно, что **соответствующим выбором значения K_u** можно всегда обеспечить заданное требование к значению данного коэффициента.

2. В данной системе сигнал рассогласования ΔU выявляется независимо от того, по какой причине он появился (какое из возмущающих воздействий его вызвало). Поэтому в системе будет осуществляться компенсация влияния на значение выходного параметра любого возмущающего воздействия.

Для численной оценки степени влияния на значение выходного параметра конкретного возмущения необходимо составить соответствующий граф схемы, в котором входной узел и будет узлом входного воздействия. Очевидно, что, в основном возмущения будут воздействовать на параметры РЭ. Поэтому необходимо определять соответствующие коэффициенты передачи от узла входного воздействия на выход РЭ. Однако при этом знаменатель общего коэффициента передачи меняться не будет. Поэтому соответствующим выбором значения K_u можно всегда обеспечить заданное требование к величине этого коэффициента неустойчивости.

При необходимости обеспечения заданных требований по нескольким коэффициентам неустойчивости достаточно определить необходимые значения K_u для каждого из коэффициентов и выбрать большее из них.

4.4.3 Линейные компенсационные СН

Одна из возможных схем линейного компенсационного СН приведена на рисунке 4.6.

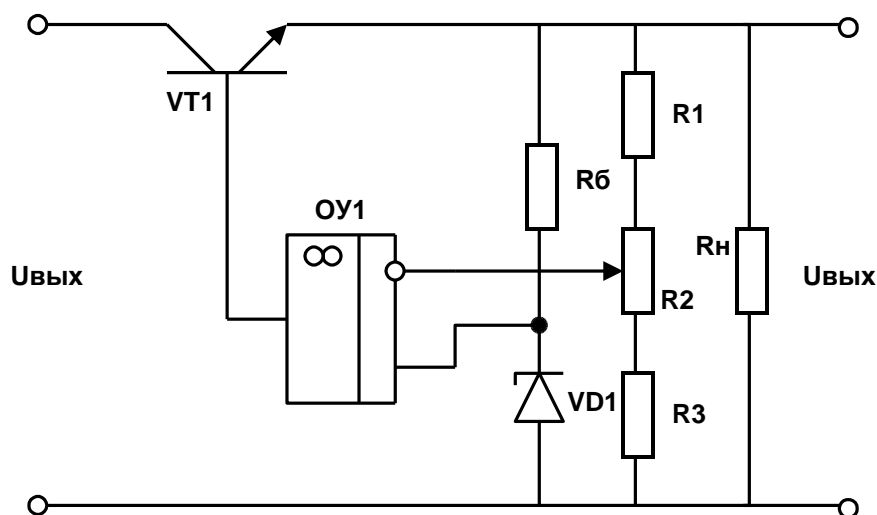


Рис.4.6.

В этой схеме в качестве регулирующего элемента использован транзистор VT1, включенный по схеме эмиттерного повторителя (нагрузка R_n подключена к эмиттеру VT1). Стабилитрон VD1 и резистор R_6 образуют источник опорного напряжения $U_{оп}$. Операционный усилитель

ОУ1 выполняет функции сразу двух блоков структурной схемы СН – схемы сравнения и усилителя. Выходной сигнал $U_{\text{ВЫХ}}$ через делитель из резисторов R1, R2 и R3 подается на инвертирующий вход ОУ, что обеспечивает введение **отрицательной** ОС, т.к. регулирующий элемент – эмиттерный повторитель не меняет фазу выходного сигнала. Резистивный делитель необходим для получения заданного значения $U_{\text{ВЫХ}}$ при выбранном типе стабилитрона. Используя для расчетов метод эквипотенциальных точек легко получить формулы для расчета параметров делителя при заданных $U_{\text{ВЫХ}}$ и напряжении стабилизации стабилитрона:

$$U_{\text{НЕИНВ}} = U_{\text{СТ}} = U_{\text{ИНВ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} (R3 + R2^*)}{R1 + R2 + R3}, \quad (4.5)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{СТ}} (R1 + R2 + R3)}{R2^* + R3}, \quad (4.6)$$

где $R2^*$ - часть сопротивления R2, включенная между резистором R3 и инвертирующим входом ОУ.

С помощью переменного резистора R2 можно установить требуемое значение $U_{\text{ВЫХ}}$ с высокой точностью.

СН, выполненный по схеме Рис.4.6, называется **линейным компенсационным СН**, т.к. в этой схеме регулирующий элемент – транзистор VT1 работает в линейном усилительном режиме.

Для определения значений основных параметров такого СН необходимо определить значения коэффициентов передачи блоков согласно графу по Рис. 4.5,б. Величина $K_{\text{РЭ,ВХ}}$ определяются как отношение изменения выходного напряжения эмиттерного повторителя при изменении коллекторного напряжения (при постоянном напряжении на базе) и составляет $\approx 0,1 \div 0,15$ (изменения коллекторного напряжения влияют только на эквивалентную толщину базы транзистора и рассчитываются через параметр Y_{21}). Величина $K_{\text{РЭ,ВХ}}$ есть коэффициент передачи эмиттерного повторителя, равный ≈ 1 (реально $0,9 \div 0,98$). Значение $K_{\text{СС}}$ для ОУ равно 1, т.к. дифференциальный усилитель выделяет полную разность сигналов, поданных на его входы. Однако здесь необходимо учесть коэффициент передачи резистивного делителя R1-R3. Поэтому с учетом делителя следует считать $K_{\text{СС}} = (0,5 \div 0,7)$.

Подставляя все эти значения в формулу (4.4), получим:

$$K_{\text{УВХ}} \approx \frac{0.15}{1 + 0.5 \cdot K_{\text{У}} \cdot 1} \quad (4.7)$$

Очевидно, что при использовании современных ОУ стабилизирующие свойства СН будут очень высоки за счет больших значений K_u .

4.4.4 Методика расчета и выбора элементов линейных СН

При проектировании СН или использовании интегрального СН необходимо в первую очередь правильно выбрать величину входного (питающего) напряжения стабилизатора. Из принципа работы линейного СН понятно, что входное напряжение должно быть всегда больше выходного стабилизированного напряжения, причем разница между входным и выходным напряжением должна учитывать возможную нестабильность входного напряжения, величину пульсаций на входе, минимально необходимое напряжение на РЭ для его нормальной работы и изменения выходного напряжения при его регулировке (подстройке $U_{\text{вых}}$). С другой стороны увеличение входного напряжения приведет к увеличению рассеиваемой схемой стабилизатора мощности, вычисляемой по формуле:

$$P_{\text{расс}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) \cdot I_{\text{н}} \quad (4.8)$$

Учитывая, что практически вся мощность $P_{\text{расс}}$ рассеивается регулирующим элементом, могут возникнуть трудности по выбору типа транзистора для РЭ. Кроме того, в связи с миниатюризацией РЭА, также появятся проблемы отвода излишнего тепла от аппаратуры. Поэтому выбор входного напряжения стабилизатора проводят во всех случаях очень тщательно, используя формулу:

$$U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вых.мах}} + U_{\text{рэ.мин}} + U_{\text{пульс.мах}} + \Delta U_{\text{вх.мах}} \quad (4.9)$$

Конкретные значения слагаемых в формуле 4. на практике составляют: $U_{\text{рэ.мин}} = (2 \div 3) \text{ В}$, $U_{\text{пульс.мах}} = (0,5 \div 1) \text{ В}$, $\Delta U_{\text{вх.мах}} = 15\%$ от величины $U_{\text{вх}}$ (при питании СН от промышленной сети). Обычно $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ не менее $4 \div 5 \text{ В}$, поэтому КПД линейных компенсационных СН с низким выходным напряжением ($< 10 \text{ В}$), как правило, не превышает 60%.

Выбор типа транзистора, используемого в качестве регулирующего элемента, производится на основе очевидных соотношений:

$$I_{\text{к.доп}} > I_{\text{н}}; \quad U_{\text{кэ.доп}} > U_{\text{вх.мах}}; \quad P_{\text{доп}} > P_{\text{расс.}} \quad (4.10)$$

Однако, при достаточно больших токах нагрузки может возникнуть проблема согласования входной цепи РЭ с выходом усилителя. Выходные токи ОУ, как правило, не превышают нескольких миллиампер, а необходимый входной ток РЭ (базовый ток используемого транзистора), вычисляемый по формуле $I_{\text{б}} = I_{\text{к}} / \beta$ может быть при токах $I_{\text{н}} = I_{\text{к}}$ в единицы ампер значительно больше. В таких случаях применяют включение

составного транзистора по, так называемой схеме Дарлингтона, приведенной на рисунке 4.7.

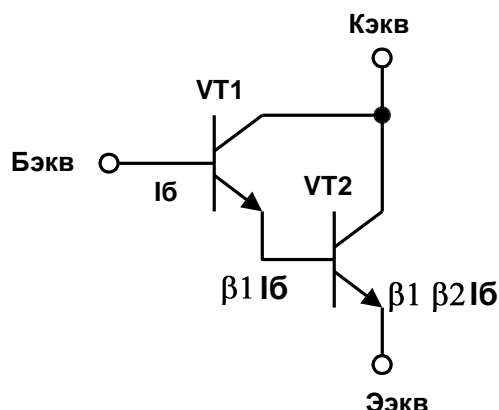


Рис. 4.7.

В этой схеме базовый ток транзистора VT2 является эмиттерным током транзистора VT1. Поэтому эквивалентный коэффициент усиления по току схемы Дарлингтона составляет $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$, где β_1 и β_2 коэффициенты усиления по току транзисторов VT1 и VT2. Отметим, что, как правило, транзисторы VT1 и VT2 выбираются разных типов (VT1 менее мощный, чем VT2), т.к. протекающие через транзисторы токи и соответственно рассеиваемые ими мощности разные.

4.4.5 Методы защиты СН от перегрузок и коротких замыканий

Для защиты СН от перегрузок и коротких замыканий разработано достаточно много различных схемных решений, которые по виду характеристик защиты можно подразделить на две группы:

1. С линейной характеристикой защиты, приведенной на рисунке 4.8,а;
2. С релейной характеристикой защиты, приведенной на рисунке 4.8,б.

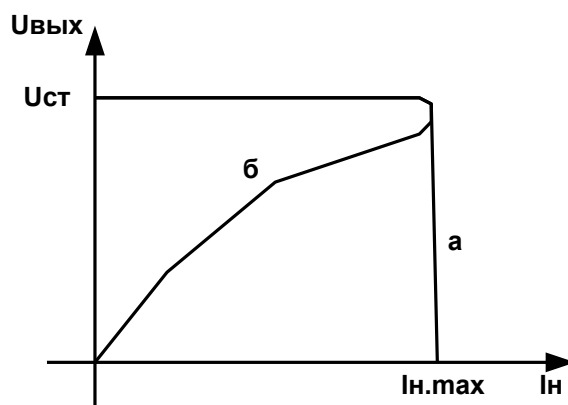


Рис. 4.8

Схемная реализация защиты первого вида приведена на рисунке 4.9,а.

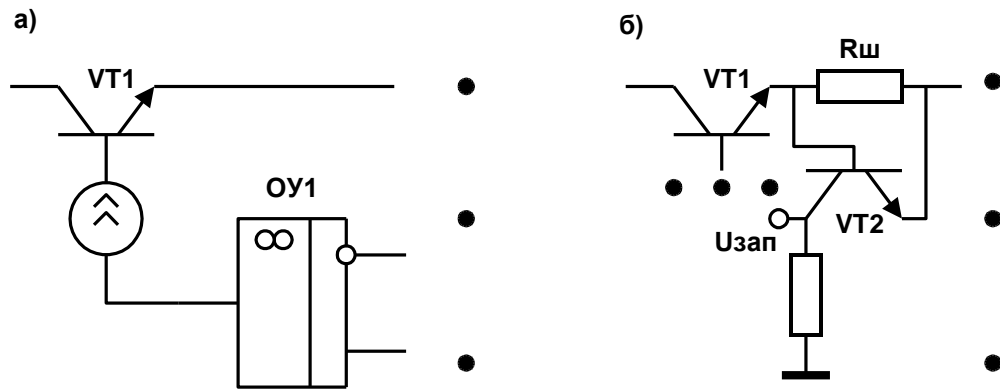


Рис. 4.9.

В этой схеме базовая цепь транзистора РЭ запитывается от источника тока с выходным током $I_{\text{вых}} = I_{\text{н.мах}} / \beta$, где β – коэффициент усиления по току РЭ. При попытке превысить $I_{\text{н.мах}}$ выходной ток СН практически не будет меняться из-за ограничения базового тока РЭ, а выходное напряжение стабилизатора будет уменьшаться.

Схемная реализация защиты второго рода приведена на рисунке 4.9,б. В этой схеме в выходную цепь стабилизатора установлен дополнительный резистор $R_{\text{ш}}$, напряжение с которого подается на переход эмиттер-база дополнительного транзистора защиты VT2. При $I_{\text{н}} \cdot R_{\text{ш}} > U_{\text{отп}} = 0,6$ В транзистор VT2 отпирается, а сигнал с его коллектора переключает пороговую схему (триггер Шмидта). Сигналом с выхода пороговой схемы отключается РЭ (обычно на базу транзистора РЭ при этом поступает нулевой потенциал).

Основные отличия рассмотренных видов защит следующие:

1. При использовании защиты с линейной характеристикой после уменьшения тока нагрузки СН до допустимого схема полностью восстанавливается и на выходе будет стабилизированное выходное напряжение. В схеме же с релейной характеристикой после устранения причин перегрузки стабилизатор останется в выключенном состоянии. Для включения стабилизатора необходимо либо выключить на определенное время входное напряжение, либо с помощью специальной кнопки переключить пороговую схему в исходное состояние.

2. Точность установки величины тока срабатывания защиты в схеме с дополнительным резистором $R_{\text{ш}}$ значительно выше, чем в схеме с источником тока, т.к. величина напряжения отпирания транзисторов достаточно постоянна, а величина β имеет значительный разброс, поэтому приходится при расчете использовать минимальное значение β .

3. Недостатком линейной характеристики защиты является также трудность индикации возникновения режима ее срабатывания, особенно при небольших перегрузках.

На практике релейную защиту используют в лабораторных источниках питания, а защиту с линейной характеристикой - в интегральных стабилизаторах, но более сложные и надежные схемные решения.

4.4.6 Современные интегральные СН, схемы включения и основные параметры

В современной РЭА в настоящее время используют в основном СН, выполненные в интегральном исполнении. Промышленностью выпускается очень много линейных интегральных СН с очень широким диапазоном как выходных напряжений, так и допустимых токов нагрузки. При этом выпускаются стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением, как для получения положительных, так и для получения отрицательных выходных напряжений, стабилизаторы с регулируемым выходным напряжением и сдвоенные стабилизаторы с двумя равными по величине разнополярными фиксированными выходными напряжениями. Система обозначений российских интегральных СН включает в себя сначала номер серии, затем буквы ЕН (обозначение функционального назначения микросхемы), а затем номер и тип разработки в серии. Например -142ЕН5Б – интегральный СН 142-ой серии на выходное напряжение +5В. Система обозначения зарубежных интегральных СН зависит от фирмы-производителя, но чаще всего с указанием только номера серии и дополнительных букв и цифр, определяющих величину выходного напряжения и допустимый ток нагрузки.

Из зарубежных интегральных СН наибольшую известность получили стабилизаторы, разработанные фирмой Motorola. По лицензии этой фирмы подобные стабилизаторы выпускаются очень многими другими фирмами, включая и российские.

Наибольшее применение из СН с фиксированными напряжениями получили стабилизаторы фирмы Motorola 78-ой (для положительных выходных напряжений) и 79-ой (для отрицательных выходных напряжений) серий. В системе обозначений данных СН сначала указан номер серии (78 или 79). Затем либо буква L для маломощных ($I_{\text{вых}} < 100\text{mA}$) стабилизаторов, либо M для мощных ($I_{\text{вых}} \leq 1,5 \text{ A}$) стабилизаторов, либо отсутствие буквы для среднеспособных ($I_{\text{вых}} \leq 1 \text{ A}$) стабилизаторов. Далее стоят две цифры, указывающие величину выходного напряжения стабилизатора. Например, обозначение 78M05 – стабилизатор на положительную полярность с выходным напряжением +5В и допустимым током нагрузки до 1,5А.

Среди российских СН наибольшее применение находят стабилизаторы 142 и 1157 серий. Неудобством в системе обозначений этих стабилизаторов является то, что величина выходного напряжения кодируется буквой, а не цифрами.

Для включения стабилизатора достаточно только три вывода – вход, выход и общий. Поэтому все современные интегральные СН выпускаются в стандартных трехвыводных (транзисторных) корпусах, причем тип корпуса определяет допустимую рассеиваемую мощность и максимальный выходной ток стабилизатора.

Типовая схема включения интегрального СН с фиксированным выходным напряжением приведена на рисунке 4.10,а.

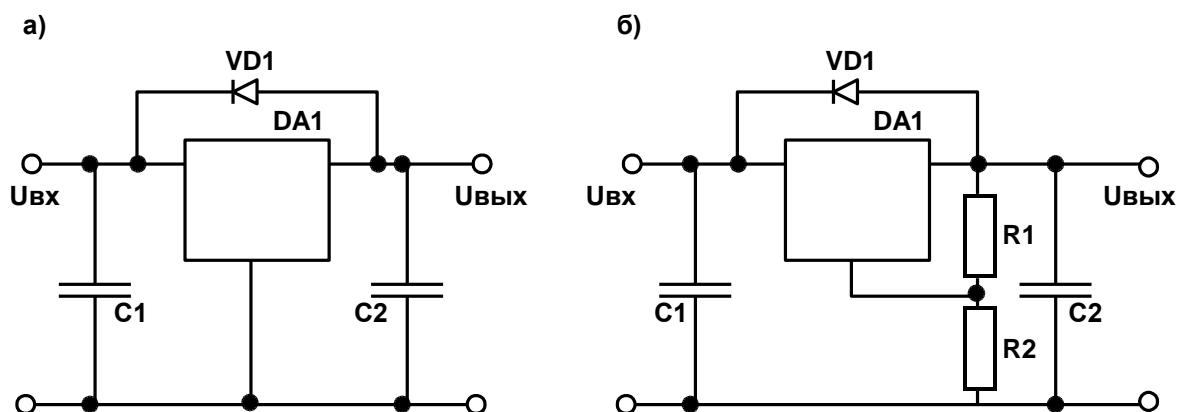


Рис. 4.10.

Конденсаторы С1 и С2 необходимы для фильтрации помех по входу и выходу стабилизатора. В качестве этих конденсаторов обязательно использование высокочастотных керамических конденсаторов с емкостью примерно 1мкФ. Достаточно часто для фильтрации низкочастотных помех на входе и выходе стабилизатора дополнительно включают электролитические конденсаторы емкостью 100÷1000 мкФ в зависимости от тока нагрузки.

Диод VD1 необходим для защиты стабилизатора от обратного напряжения с конденсатора С2 в случае внезапного отключения (обрыва или короткого замыкания) входного напряжения.

Схема включения СН с регулируемым выходным напряжением приведена на рисунке 4.10,б. В этой схеме дополнительно включен резистивный делитель R1,R2 с помощью которого задается величина выходного напряжения стабилизатора. Расчет делителя производится в соответствии с формулой:

$$U_{\text{вых}} = 1,25 \cdot (1 + R2/R1) \quad (4.11)$$

где: 1,25 В – величина выходного напряжения стабилизатора при отсутствии делителя. Суммарное сопротивление делителя R1,R2 должно быть не более нескольких килоом и приводится в справочных данных на стабилизаторы. Наибольшее применение из регулируемых СН получили стабилизаторы 317 серии фирмы Motorola. В принципе, в подобном режиме включения можно использовать и стабилизаторы с

фиксированным выходным напряжением, например 5-вольтовый стабилизатор для получения напряжений больших 5 вольт, однако, в этом случае необходимо в формулу 4.11 подставлять значение выходного напряжения используемого стабилизатора, а суммарное сопротивление делителя выбирать не более сотен Ом.

По своим стабилизирующим свойствам интегральные СН обладают очень высокими параметрами (значения коэффициентов неустойчивости обычно менее 1%).

Все эксплуатационные параметры стабилизаторов приводятся в справочных данных – каталоги по линейным СН. Необходимо учитывать, что кроме перечисленных в данном разделе эксплуатационных параметров для интегральных СН обязательно приводится минимально-допустимое значение напряжения на стабилизаторе. Это напряжение есть по сути минимально-допустимое напряжение на регулирующем элементе $U_{рз.мин}$ и обычно составляет не менее 2,5÷3 В.

При использовании интегральных СН необходимо очень тщательно производить расчет величины входного напряжения, учитывающий как величину $U_{рз.мин}$, так и максимальную рассеиваемую мощность корпусом стабилизатора. Для мощных стабилизаторов часто необходимо устанавливать корпус стабилизатора на теплоотвод-радиатор.

В последние годы ряд фирм начали выпуск интегральных СН с очень низким, практически нулевым допустимым минимальным напряжением на стабилизаторе.

4.4.7 Импульсные стабилизаторы напряжения

В тех случаях, когда либо к КПД стабилизатора, либо к величине рассеиваемой стабилизатором мощности предъявляются жесткие требования применяют импульсные компенсационные СН. Функциональная схема простейшего импульсного СН приведена на рисунке 4.11.

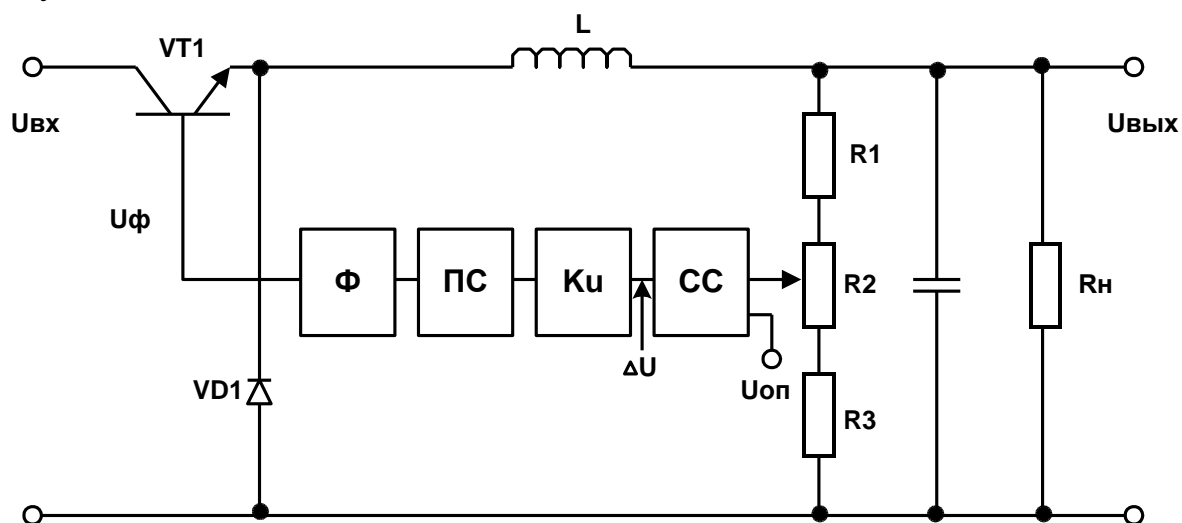


Рис. 4.11.

От схемы линейного компенсационного стабилизатора схема импульсного СН отличается тем, что в ней усиленный сигнал рассогласования $\Delta U \cdot K_U$ подается на вход пороговой гистерезисной схемы ПС (триггер Шмидта). Относительно сигнала рассогласования ΔU с учетом величины K_U можно считать, что эквивалентные пороги переключения пороговой схемы равны поделенным на величину K_U порогам переключения непосредственно пороговой схемы.

Сигнал с выхода пороговой схемы поступает на специальный формирователь Φ , обеспечивающий работу РЭ – транзистора VT1 только в режиме переключения. Если величина выходного напряжения стабилизатора больше чем величина опорного напряжения на величину эквивалентного порога переключения пороговой схемы, то на выходе формирователя формируется сигнал, при котором транзистор VT1 будет находиться в состоянии отсечки. При выходном напряжении меньшем, чем величина опорного напряжения на величину эквивалентного порога переключения пороговой схемы, транзистор VT1 будет находиться в состоянии насыщения.

Дополнительно в схему импульсного СН включены индуктивность L и диод VD1.

Временная диаграмма, поясняющая принципы работы импульсного СН при включении входного напряжения и в установившемся режиме, приведена на рисунке 4.12.

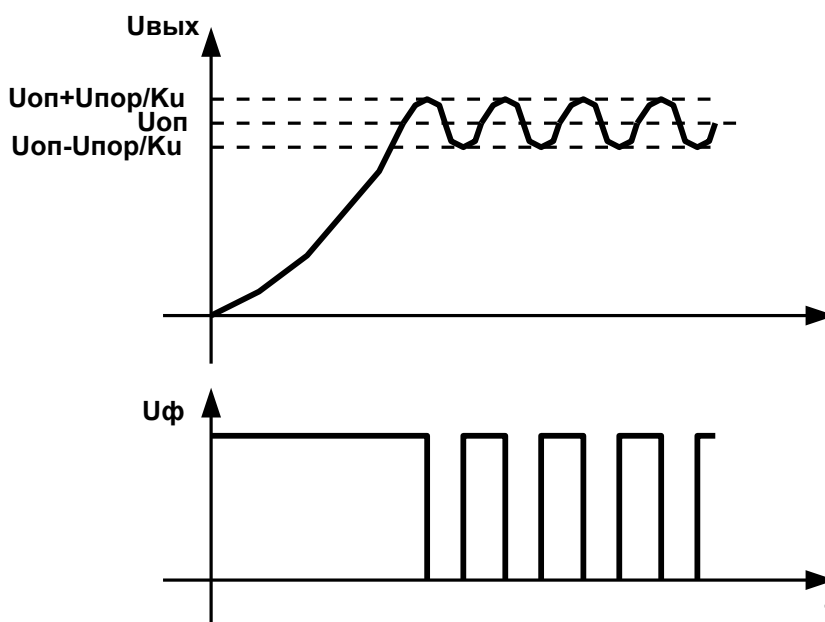


Рис.4.12.

При включении питания транзистор VT1 находится в состоянии насыщения, т.к. напряжение $U_{\text{вых}}$ меньше $U_{\text{оп}}$, а напряжение на выходе будет постепенно увеличиваться за счет заряда конденсатора фильтра $C_{\text{ф}}$

током от источника входного напряжения через индуктивность L . Процесс увеличения выходного напряжения описывается дифференциальным уравнением второго порядка (наличие в системе двух реактивных элементов C и L), т.е. происходит по синусоидальному закону. Как только напряжение $U_{\text{вых}}$ станет больше $U_{\text{оп}}$ на величину эквивалентного порога переключения произойдет переключение пороговой схемы, и транзистор $VT1$ перейдет в состояние отсечки, отключая источник входного напряжения. Напряжение $U_{\text{вых}}$ начнет также по синусоидальному закону уменьшаться до тех пор, пока не станет меньше $U_{\text{оп}}$ на величину эквивалентного порога переключения пороговой схемы. Транзистор $VT1$ опять переключится в состояние насыщения, и процессы в стабилизаторе будут повторяться. Таким образом, на выходе стабилизатора будет поддерживаться практически постоянное напряжение с пульсациями, равными примерно эквивалентной ширине петли гистерезиса пороговой схемы. Очевидно, что соответствующим выбором $K_{\text{ц}}$ можно обеспечить заданные требования по напряжению пульсаций на выходе стабилизатора. Основные параметры, характеризующие стабилизирующие свойства стабилизатора, будут также определяться значением $K_{\text{ц}}$. Поэтому при расчете схемы необходимо выбрать максимальное значение $K_{\text{ц}}$, обеспечивающее выполнение всех требований к параметрам стабилизатора.

Необходимо пояснить назначение диода $VD1$ в схеме. При отсутствии этого диода в момент переключения транзистора $VT1$ в состояние отсечки происходило бы прерывание протекания тока через индуктивность L . При этом на индуктивности возникла бы ЭДС самоиндукции, величина которой пропорциональна скорости изменения тока через индуктивность. Т.к. в схеме в качестве $VT1$ применяются высокочастотные транзисторы, наводимая ЭДС могла бы достигнуть очень больших значений (иногда в несколько киловольт), что может привести к выходу из строя элементов стабилизатора. При включении же в схему диода $VD1$, как только наводимая ЭДС достигнет напряжения отпирания диода ($0,6V$), диод откроется, и ток через индуктивность будет теперь протекать по цепи $VD1-L$ -цепь нагрузки. При переключении транзистора $VT1$ в состояние насыщения диод запирается положительным напряжением от источника $U_{\text{вх}}$.

Подобные включения диода всегда необходимы в схемах, в которых используются индуктивности и полупроводниковые элементы, работающие в режиме переключения или импульсном режиме.

При выборе типа диода необходимо, чтобы по своим частотным свойствам он был не хуже транзистора $VT1$, т.е. включение диода должно происходить быстрее, чем запираение транзистора. Максимальный допустимый ток через диод должен быть не меньше, чем максимальный ток, протекающий через индуктивность, а максимальное допустимое обратное напряжение диода – не менее максимального значения $U_{\text{вх}}$.

Из анализа работы схемы импульсного СН следует, что к величине входного напряжения не предъявляются столь жесткие требования, как в схемах линейных стабилизаторов. Изменения $U_{вх}$ будут только несколько влиять на величину максимального тока, протекающего через индуктивность L , и на частоту пульсации в выходном напряжении. Поэтому величина $U_{вх}$ может выбираться в достаточно широких пределах.

Для оценки КПД схемы необходимо определить потери мощности в данной схеме. Если считать индуктивность L идеальной (омическое сопротивление индуктивности равно нулю), то основные потери мощности в схеме будут происходить в РЭ- транзисторе VT1. Для оценки этих потерь необходимо более подробно рассмотреть процессы, протекающие в транзисторе. Когда транзистор находится в состоянии отсечки, рассеиваемая на нем мощность равна $P_{отс} = I_{ут} \cdot U_{вх}$, где $I_{ут}$ – ток утечки транзистора. Для кремниевых транзисторов, даже мощных токи утечки весьма малы – обычно менее 1 мА, поэтому $P_{отс}$ также обычно весьма мала. В состоянии насыщения мощность, рассеиваемая на транзисторе равна $P_{нас} = U_{кэ,нас} \cdot I_{н}$. Эта мощность также невелика из-за малых значений $U_{кэ,нас} = (0,4 \div 1)В$. Сумму потерь $P_{отс} + P_{нас} = P_{ст}$ называют статическими потерями в ключевом элементе. Кроме статических потерь в транзисторе будут происходить также потери мощности в моменты переключения транзистора. Для оценки этих потерь рассмотрим временные диаграммы работы транзистора, приведенные на рисунке 4.13.

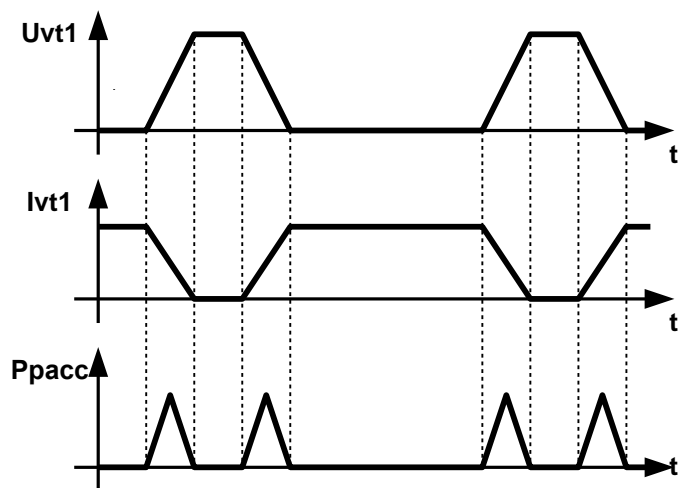


Рис. 4.13

На этом рисунке учтены времена переключения транзистора из одного состояния в другое и приведен примерный вид величины мощности, рассеиваемой в моменты переключения транзистора. Очевидно, что значение этой мощности, называемое динамическими потерями в ключе $P_{дин}$ можно вычислить как интеграл за период переключения от функции мгновенных значений мощности, приведенной на рисунке 4.13.

Полная рассеиваемая мощность в РЭ определится как сумма статических и динамических потерь – $P_{расс} = P_{ст} + P_{дин}$. Уменьшение

значения $R_{\text{расc}}$ в первую очередь достигается выбором типа транзистора, используемого в качестве РЭ, и при использовании современных силовых высокочастотных транзисторов КПД импульсных стабилизаторов может достигать очень высоких значений – (90÷95)%.

Недостатком импульсных СН является то, что частота пульсаций на выходе может изменяться при изменении тока нагрузки и величины входного напряжения, что иногда приводило к сбою в работе аппаратуры, запитываемой от таких стабилизаторов. На практике применяют более сложные схемы импульсных СН, работающие на постоянной частоте. Кроме того, разработанные конструктивные меры по снижению уровня наводок и помех и использование современных помехозащищенных схем позволяют широко применять импульсные стабилизаторы.

Промышленностью широко выпускаются специальные интегральные микросхемы, предназначенные для построения импульсных СН. В составе такой интегральной схемы есть все элементы, необходимые для построения схемы импульсного стабилизатора, кроме индуктивности и диода VD1. Обычно имеются дополнительные выводы для подключения внешнего мощного транзистора, включаемого по схеме Дарлингтона. В системе обозначения этих интегральных микросхем российского производства функциональное назначение указано буквами ЕП, например - 142ЕП1Б.

В последние годы широкое распространение получили также специализированные интегральные микросхемы для построения ключевых преобразователей напряжения, которые также могут с успехом применяться для построения импульсных СН.

5 КЛЮЧЕВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

5.1 Общие положения и классификация

Ключевым преобразователем напряжения (КПН) называется устройство, преобразующее входное постоянное напряжение одного уровня в одно или несколько постоянных выходных напряжений другого уровня. КПН являются преобразователями вида электрической энергии и относятся к классу силовых электронных устройств.

Достоинствами КПН являются высокие массогабаритные показатели, высокий КПД и, соответственно, малые рассеиваемые мощности. В связи с миниатюризацией РЭА ключевые преобразователи находят все более широкое применение не только в схемах ВИП, но и при построении ряда других электронных устройств.

Необходимо отметить, что в настоящее время промышленностью уже выпускаются КПН в виде готовых модулей, предназначенных в основном для построения ВИП. Однако достаточно часто необходимы разработки КПН для конкретных применений.

Классификация КПН приведена на рисунке 5.1.

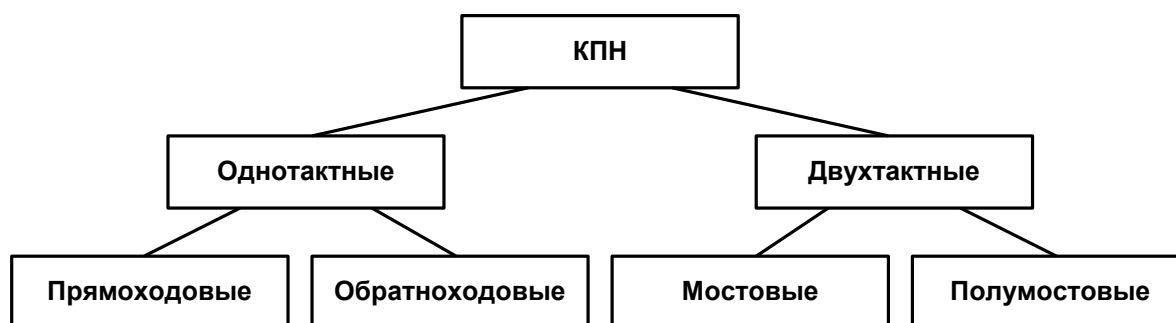


Рис. 5.1

Для пояснения разделения типов КПН на группы рассмотрим обобщенную структуру КПН, приведенную на рисунке 5.2.

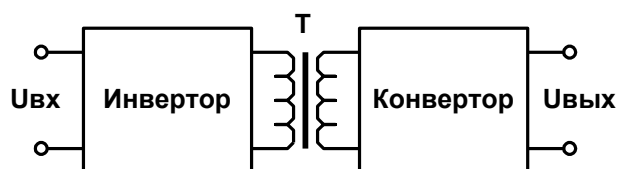


Рис. 5.2

В инверторе производится преобразование входного постоянного напряжения в переменное напряжение, как правило, высокой частоты и обычно прямоугольной формы. Это переменное напряжение подается на первичную обмотку трансформатора T , который входит в состав

инвертора. С одной или нескольких вторичных обмоток трансформатора снимаются переменные выходные напряжения. Необходимая величина выходных напряжений обеспечивается за счет выбора коэффициента трансформации трансформатора T . Далее эти напряжения подаются на выпрямители и фильтры, образующие в совокупности конвертор напряжения, преобразующий переменные напряжения в постоянные.

Трансформатор инвертора выполняется на основе магнитопровода, имеющего типовую гистерезисную характеристику перемагничивания, приведенную на рисунке 5.3.

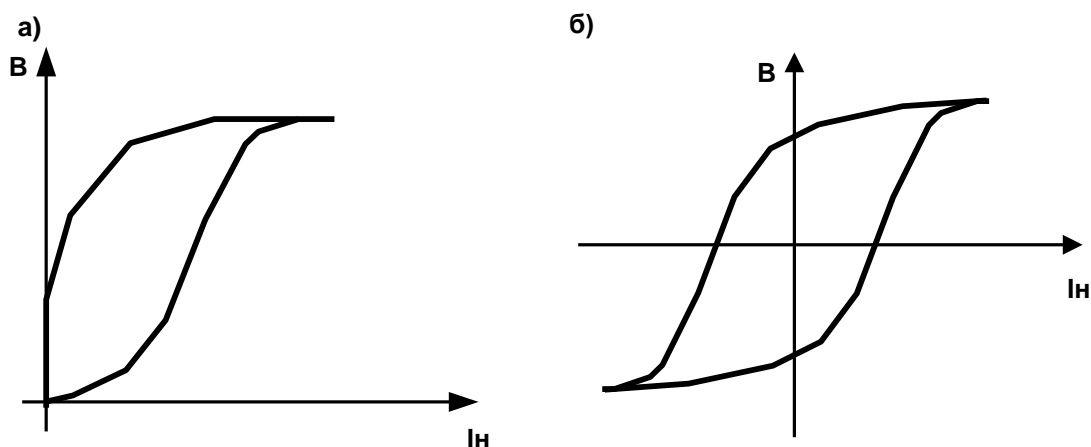


Рис. 5.3

Перемагничивание сердечника трансформатора может производиться как в одноквадрантном цикле (кривая “а” на рисунке 5.3), когда намагничивающий ток имеет только одну полярность (одно направление), так и в полном цикле (кривая “б” на рисунке 5.3), в котором намагничивающий ток меняет свое направление. В зависимости от используемого способа перемагничивания сердечника трансформатора КПН подразделяют на **однотактные**, в которых перемагничивание производится в одноквадрантном цикле, и **двухтактные**, в которых перемагничивание сердечника производится по полному циклу.

Выбор типа КПН при проектировании производится исходя из следующих соображений. Схемные решения однотактных КПН значительно проще, чем двухтактных. Однако, необходимый объем сердечника трансформатора, т.е. его габариты определяются не только передаваемой трансформатором мощностью и частотой работы, но и способом перемагничивания его сердечника. При перемагничивании сердечника в одноквадрантном цикле необходимый для передачи заданной мощности объем сердечника будет в $2 \div 5$ раз больше, чем при перемагничивании по полному циклу. Поэтому для передачи мощности $P > 100$ ватт обычно используют двухтактные КПН, несмотря на то, что они гораздо сложнее однотактных. При передаваемых мощностях $P < 10$ ватт требуемые габариты сердечника трансформатора для двухтактного КПН становятся настолько малы (несколько миллиметров), что трансформатор

трудно выполнить конструктивно. В этом случае обычно применяют более простые в схемном решении одноконтурные КПН. В диапазоне 10÷100 ватт при выборе типа КПН необходимо произвести сравнительный анализ получаемых параметров при применении обоих типов.

Разделение КПН на группы с самовозбуждением и внешним возбуждением производится в зависимости от того, каким образом формируется частота работы КПН. В случае если управляющие сигналы на элементы КПН – электронные ключи подаются от специальной схемы, КПН относится к группе с внешним возбуждением. Если же сигналы на управление ключами формируются самими элементами КПН, они относятся к группе с самовозбуждением.

5.2 Принципы работы одноконтурных КПН

Простейшая схема одноконтурного КПН приведена на рисунке 5.4,а, а временные диаграммы ее работы – на рисунке 5.4,б.

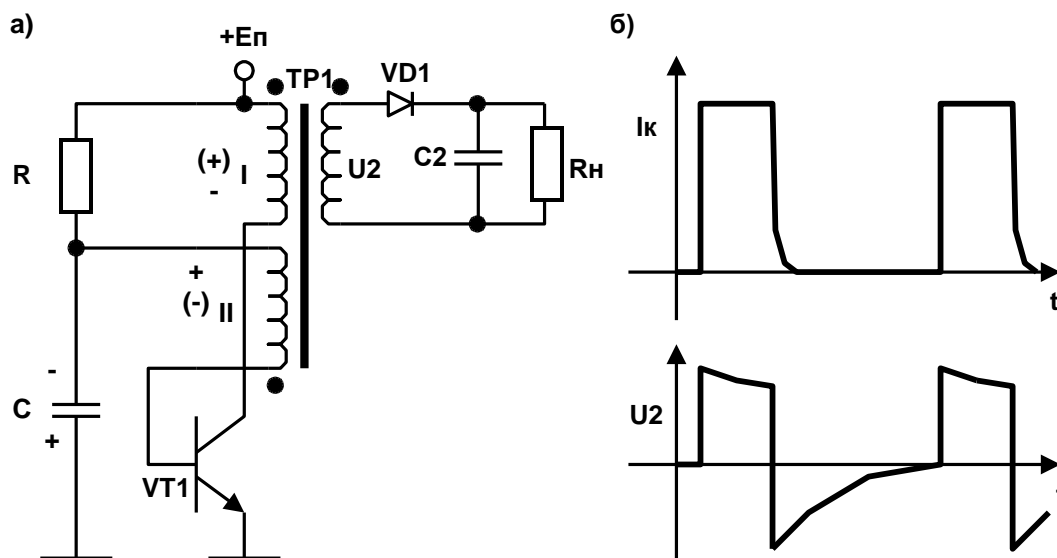


Рис. 5.4

В этой схеме транзистор VT1 выполняет роль электронного ключа, с помощью которого формируется переменное однополярное напряжение прямоугольной формы, подаваемое на первичную обмотку W1 трансформатора T1. С вторичной обмотки W2 снимается выходное напряжение, поступающее на выпрямитель на диоде VD1, а затем на фильтр

- конденсатор C_{ϕ} и на нагрузку. Вторичная обмотка W3 является обмоткой обратной связи.

Для полного понимания принципов работы данной схемы необходимо четко представлять себе как работает трансформатор:

1. Все обмотки трансформатора имеют начало и конец обмотки. При прохождении тока через любую обмотку трансформатора в направлении от

начала к концу в сердечнике трансформатора возникает магнитный поток, направление которого будет одинаково, независимо от того, через какую из обмоток протекает ток.

2. При прохождении тока через первичную обмотку, на всех вторичных обмотках возникает напряжение – ЭДС индукции, величина которой определяется по формуле:

$$E_{\text{инд}} = k \cdot n \cdot dB/dt \quad (5.1)$$

где: **k** – коэффициент пропорциональности

n – коэффициент трансформации для данной вторичной обмотки

dB/dt – скорость изменения значения магнитной индукции в сердечнике

3. Полярность наводимой ЭДС на любой вторичной обмотке такова, что магнитный поток, созданный за счет тока, протекающего через эту обмотку, будет стремиться скомпенсировать любые изменения магнитного потока, возникающие за счет тока, протекающего через первичную обмотку. Другими словами, если в первичной обмотке ток протекает от начала к концу (внешний источник напряжения подключен плюсом к началу обмотки) и **dB/dt** положительно, то во всех вторичных обмотках токи, обусловленные ЭДС индукции, будут протекать от конца к началу. При этом выходное напряжение на вторичных обмотках будет иметь положительный потенциал на начале обмотки, т.к. ток во внешней по отношению к вторичной обмотке будет протекать от плюса к минусу, а по самой обмотке – от конца к началу.

4. При изменении знака **dB/dt** ЭДС индукции на вторичных обмотках также поменяет знак, чтобы за счет тока вторичной обмотки скомпенсировать уменьшение магнитного потока, возникающего за счет тока в первичной обмотке.

Теперь рассмотрим процессы, протекающие в схеме по временным диаграммам (Рис. 5.4,б). При включении питания $+E_0$ транзистор VT1 будет находиться в состоянии отсечки за счет нулевого напряжения на конденсаторе С. При этом ток через первичную обмотку трансформатора протекать не будет. Через резистор **R** начнет протекать ток от источника $+E_0$, постепенно заряжающий конденсатор С. Когда положительное напряжение на конденсаторе С достигнет величины напряжения отпирания транзистора VT1 (≈ 0.6 В) транзистор VT1 начнет открываться, а через первичную обмотку трансформатора начнет протекать ток. При этом на обмотке обратной связи W3 начнет наводиться ЭДС, приложенная плюсом к базе транзистора VT1. За счет этой ЭДС базовый, а соответственно и коллекторный ток транзистора VT1 будет увеличиваться, еще больше увеличивая наводимую ЭДС на обмотке обратной связи. Таким образом, при показанном на рисунке 5.4,а включении обмоток трансформатора, в схеме имеется положительная обратная связь (ПОС), глубина которой определяется коэффициентом трансформации для

обмотки обратной связи, т.е. отношением $W3/W1$, и коэффициентом усиления по току транзистора VT1. Соотношение $W3/W1$ выбирают таким, чтобы обеспечить глубокую ПОС ($K \cdot \beta \gg 1$, см. раздел 3). Поэтому транзистор VT1 практически мгновенно перейдет в состояние насыщения, а к первичной обмотке трансформатора будет приложено полностью напряжение источника питания $+E_0$. Коллекторный ток транзистора будет определяться величиной индуктивности первичной обмотки трансформатора. При этом сердечник трансформатора будет перемагничиваться по частной петле до тех пор, пока значение индукции B в сердечнике не достигнет участка насыщения. На участке насыщения значение dB/dt начнет уменьшаться, а соответственно начнет уменьшаться и значение наводимой ЭДС на обмотке обратной связи $W3$. Как только напряжение на обмотке обратной связи уменьшится настолько, что транзистор VT1 выйдет из состояния насыщения, начнет уменьшаться коллекторный ток транзистора, и соответственно начнет уменьшаться и значение индукции B в сердечнике. При этом изменится знак dB/dt и полярность наводимой ЭДС на обмотке обратной связи $W3$. Наводимое напряжение на обмотке обратной связи будет теперь запирает транзистор, коллекторный ток начнет еще быстрее уменьшаться, уменьшая значение индукции B . Опять таки за счет действия ПОС запираение транзистора (переход в состояние отсечки) произойдет практически мгновенно.

Таким образом, в схеме формируется практически прямоугольный импульс, в течение которого к первичной обмотке прикладывается полностью напряжение питания $+E_0$. Длительность этого импульса определяется временем перемагничивания сердечника трансформатора до состояния насыщения, т.е. конструктивными параметрами трансформатора (размерами сердечника и числом витков первичной обмотки) и величиной $+E_0$. На выходной обмотке $W2$ формируется также прямоугольный импульс, амплитуда которого определяется величиной $+E_0$ и коэффициентом трансформации трансформатора $n = W1/W2$, т.е. $U_{\text{вых}} = +E_0/n$.

За время запираения транзистора и время перемагничивания сердечника от максимального значения B до нулевого на обмотке обратной связи $W3$ наводится запирающее для транзистора VT1 напряжение, которым также заряжается и конденсатор C . По окончании перемагничивания сердечника конденсатор C начнет перезаряжаться от источника $+E_0$ через резистор R . До тех пор, пока напряжение на конденсаторе не достигнет напряжения отпираения транзистора, транзистор будет находиться в состоянии отсечки, т.е. в схеме формируется пауза между импульсами, длительность которой определяется в первую очередь значениями R и C . После паузы все процессы в схеме будут повторяться.

Выходное напряжение с обмотки $W2$ выпрямляется диодом VD1 и фильтруется конденсатором фильтра $C_{\text{ф}}$.

Рассмотренная схема является КПН, преобразующим входное напряжение – напряжение питания $+E_0$ в постоянное выходное напряжение

$U_{\text{вых}} = +E_0/n$. Т.к. сердечник трансформатора КПН переманчивается в одноквadrантном цикле, данная схема относится к группе одноквadrантных КПН. Частота работы данного КПН, определяемая длительностями формируемых импульсов и пауз, определяется только параметрами элементов КПН – конструкцией трансформатора и значениями R и C , поэтому данный КПН относится к группе КПН с самовозбуждением. Отметим, что в КПН с самовозбуждением переманчивание сердечника трансформатора всегда происходит по предельному циклу петли, т.к. значение индукции всегда достигает насыщения.

В технической литературе рассмотренная схема имеет название “блокинг-генератор”. Ранее она часто использовалась в качестве генератора импульсов, а в последние годы широко используется в качестве маломощного одноквadrантного КПН.

Еще одна схема одноквadrантного КПН приведена на рисунке 5.5,а.

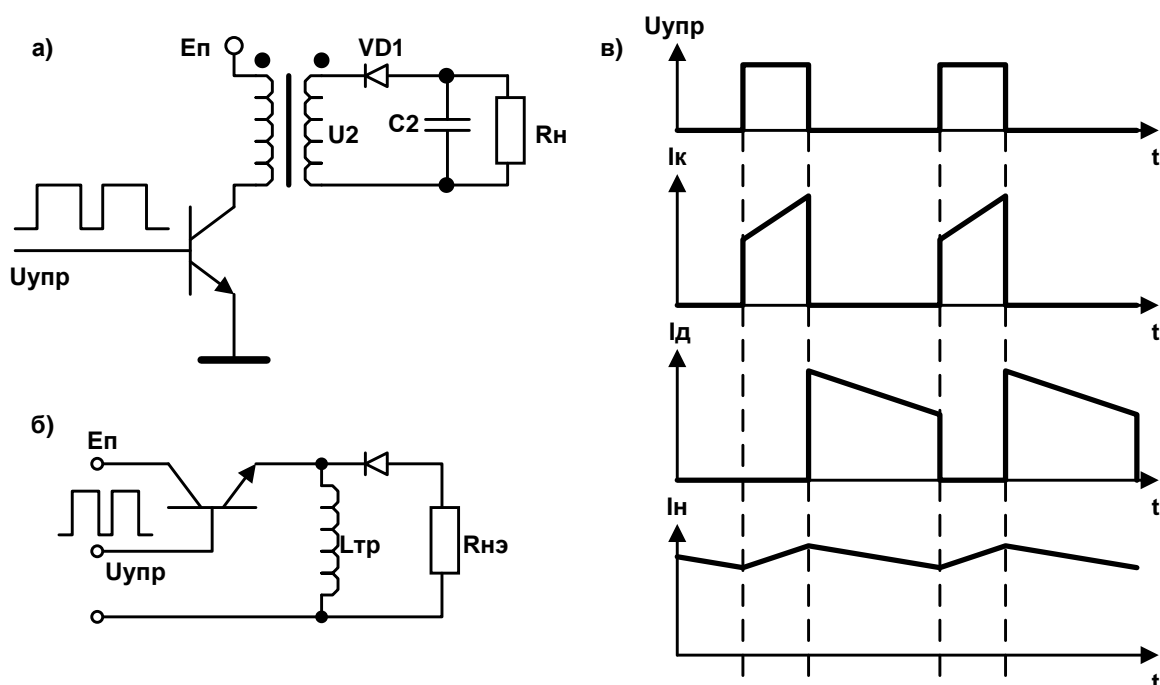


Рис. 5.5

Отличие этой схемы от предыдущей заключается в том, что в ней отсутствует обмотка обратной связи, а сигналы управления ключом на транзисторе $VT1$ формируются внешней схемой. Поэтому данный КПН относится к группе КПН с внешним возбуждением.

Временные диаграммы работы схемы приведены на рисунке 5.5,б. При положительном входном сигнале (импульсе) транзистор $VT1$ переключается в состояние насыщения, а к первичной обмотке трансформатора $T1$ прикладывается напряжение источника питания $+E_0$. Необходимо при этом учитывать, что возможная длительность входного импульса жестко ограничена, т.к. при заходе сердечника в режим насыщения резко уменьшается индуктивность первичной обмотки

трансформатора. Это может привести к значительному увеличению тока через ключ-транзистор VT1 и выходу последнего из строя. Поэтому в КПН с внешним возбуждением перемагничивание сердечника трансформатора всегда происходит по частному, а не предельному циклу.

При нулевом входном сигнале (паузе между импульсами) транзистор VT1 переходит в состояние отсечки. Обратим внимание на полярность включения обмоток трансформатора на рисунке 5.5,а. При отпирании ключа ток в первичной обмотке трансформатора протекает от начала к концу. Поэтому во вторичной обмотке направление тока должно быть от конца к началу обмотки, однако протеканию тока препятствует диод VD1. Поэтому в течение входного импульса (прямой ход) ток во вторичной обмотке не протекает, а происходит только накопление электромагнитной энергии в сердечнике трансформатора T1. В течение паузы между импульсами (обратный ход) наводимое напряжение на выходной обмотке меняет знак, поэтому диод отпирается, а накопленная в сердечнике трансформатора энергия передается в цепь нагрузки. Данный КПН относится к группе **обратноходовых** КПН, т.к. в этой схеме энергия от входного источника передается в цепь нагрузки только во время обратного хода (запертого состояния ключа). Если поменять полярность включения диода VD1 или полярность включения любой обмотки (поменять местами выводы начала и конца обмотки), то схема преобразуется в **прямоходовой** КПН.

На практике применяют обе схемы КПН, однако чаще используют обратноходовые КПН, т.к. эти схемы не выходят из строя при перегрузках и коротких замыканиях в цепи нагрузки. При прямом ходе цепь нагрузки отключена от трансформатора диодом VD1, а при обратном ходе используется только энергия, накопленная в трансформаторе за время прямого хода, которой обычно не достаточно для вывода из строя элементов КПН. Кроме того, в обратноходовых КПН не происходит скачкообразных изменений тока через индуктивность. Просто ток переключается из одной обмотки в другую, а магнитный поток в момент переключения не изменяется. Поэтому в обратноходовых КПН практически отсутствуют перенапряжения в схеме. В прямоходовых КПН при переключении ключа в закрытое состояние ток не может протекать ни в одной из обмоток. Поэтому необходимо создавать дополнительный путь для тока в момент закрытия ключа путем включения дополнительного диода VD2 и последовательного резистора параллельно первичной обмотке, как показано на рисунке 5.5,а пунктиром.

Необходимо теперь проанализировать зависимость величины выходного напряжения КПН не только от значения коэффициента трансформации трансформатора T1, но и от временных параметров входного управляющего сигнала, т.е. от длительностей входного импульса и паузы. Для этого целесообразно сделать эквивалентное приведение параметров схемы к первичной обмотке трансформатора T1, заключающееся в замене вторичной обмотки с числом витков W2 на

обмотку с числом витков $W1$ и соответствующим пересчетом параметров цепи нагрузки ($R_{н.экв} = R_n \cdot n^2$).

После приведения параметров схемы к первичной обмотке схему можно представить в виде эквивалентной схемы, представленной на рисунке 5.5,б, где L – индуктивность первичной обмотки трансформатора $T1$. Диаграммы изменения токов через ключ – транзистор $VT1$ и диод $VD1$ в установившемся режиме приведены на рисунке 5.5,в. В тот момент когда ключ открыт ток через диод $VD1$ не протекает, а ток через транзистор увеличивается за счет энергии источника $+E_0$. В момент паузы ключ закрыт, поэтому ток через транзистор не протекает, а ток через диод постепенно уменьшается за счет расхода энергии в цепи нагрузки. В моменты переключения ключа изменения (скачки) тока через транзистор и диод должны быть одинаковыми, т.к. суммарный ток через индуктивность не может изменяться скачком.

Закон изменения токов через ключ и диод описывается дифференциальным уравнением первого порядка (экспоненциальная зависимость), т.к. в схеме имеется только один реактивный элемент – индуктивность L . Обычно величина L достаточно велика с учетом высокой частоты работы КПН, поэтому изменения токов происходят на начальном участке экспоненты, их можно считать линейными и вычислять по формулам:

$$\Delta I_{кл} = E_0 \cdot t_{имп} / L; \quad \Delta I_D = n \cdot U_{вых} \cdot t_{пауз.} / L. \quad (5.2)$$

В установившемся режиме из закона сохранения энергии следует, что $\Delta I_{кл} = \Delta I_D$. Учитывая, что период колебания в КПН $T = t_{имп} + t_{пауз.}$, а отношение $t_{имп} / T = \delta$, где величину δ называют коэффициентом заполнения, величина выходного напряжения КПН будет вычисляться по формуле:

$$U_{вых} = (\delta / (1 - \delta)) \cdot E_0 / n \quad (5.3)$$

Из (5.3) следует, что величину выходного напряжения КПН можно не только задавать путем выбора коэффициента трансформации n , но и регулировать электронным способом путем изменения временных параметров внешнего сигнала управления.

Отношение $\delta / (1 - \delta)$ называют коэффициентом регулирования $-K_{рег}$. При постоянной частоте работы $K_{рег}$ можно изменять только путем изменения длительности $t_{имп}$, т.е. применяя ШИМ. Зависимость $K_{рег} = f(t_{имп})$ нелинейная, однако при изменениях $\delta = (0,25 \div 0,75)$ $K_{рег}$ достаточно монотонно изменяется в пределах $0,33 \div 3$, т.е. почти в 10 раз, позволяя в таких же пределах регулировать выходное напряжение КПН электронным способом.

Данный вывод справедлив не только для одноктактных КПН, но и для двухтактных. Электронная регулировка очень часто применяется для

стабилизации выходного напряжения КПН при изменениях входного питающего напряжения. Например, в современной, даже бытовой аппаратуре (телевизоры, музыкальные центры и т.д.) ВИП выполняется, как правило, на основе КПН с электронной стабилизацией по входному напряжению, что позволяет использовать ее при изменениях входного переменного напряжения в пределах от 90 до 260 вольт без каких либо переключений в схеме, т.е. практически в любых условиях.

5.3 Двухтактные ключевые преобразователи напряжения

Структурная схема двухтактного мостового КПН приведена на рисунке 5.6,а, а управляющие сигналы для ключей преобразователя – на рисунке 5.6,б.

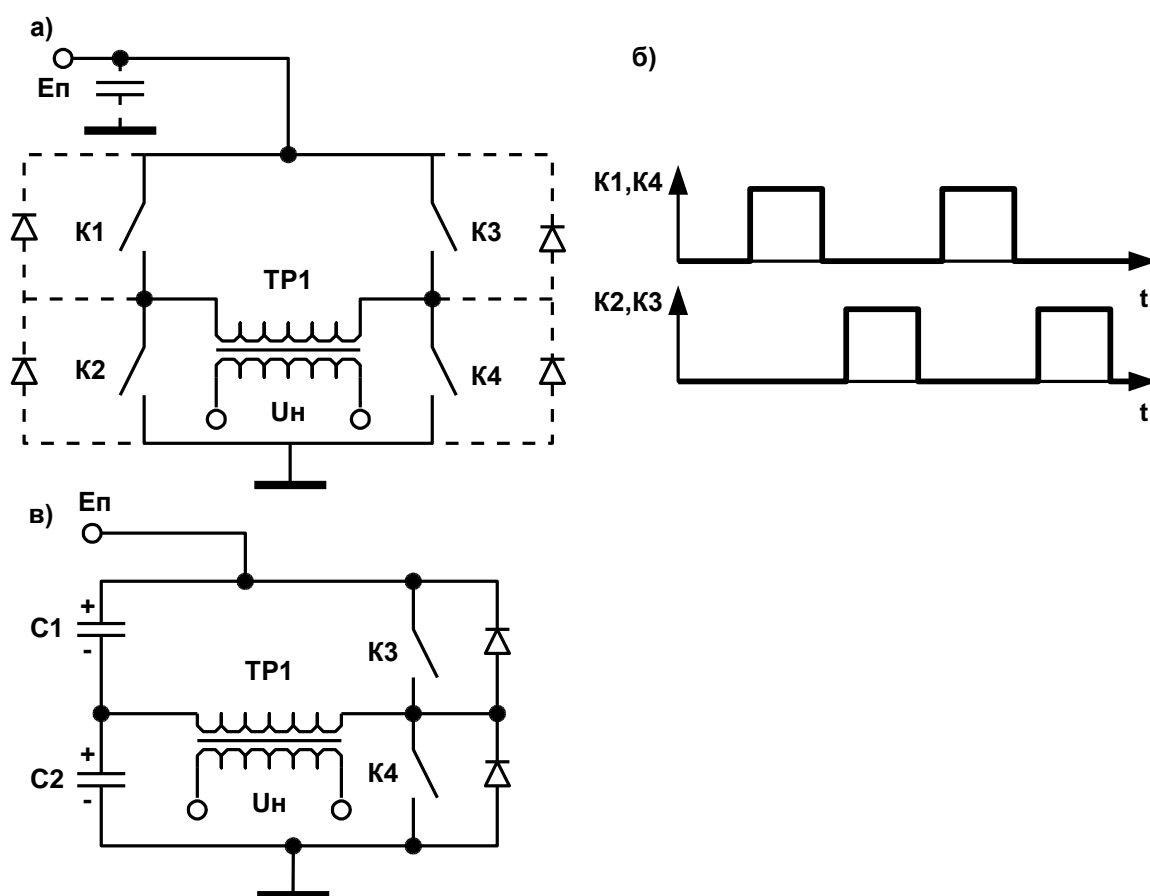


Рис. 5.6

В первый такт работы управляющими сигналами одновременно открываются ключи K1 и K3, и ток от источника питания E_0 протекает через первичную обмотку трансформатора Т в направлении слева направо. Во второй такт ключи K1 и K3 закрываются, открываются ключи K2 и K4, а ток через первичную обмотку трансформатора протекает в направлении справа налево. Таким образом, к первичной обмотке трансформатора прикладывается переменное напряжение с амплитудой равной E_0 и

частотой, определяемой частотой управляющих сигналов. Напряжение с выхода вторичной обмотки выпрямляется и фильтруется, а затем поступает на цепь нагрузки. Теоретически передаваемая мощность определяется по формулам:

$$P = (E_0)^2 / R_{н.экв} = E_0 \cdot I_{кл} \quad (5.4)$$

где: $R_{н.экв}$ – приведенное к первичной обмотке сопротивление цепи нагрузки;

$I_{кл} = E_0 / R_{н.экв}$ - ток, протекающий через ключи КПН.

Для определения реальной передаваемой мощности необходимо учесть КПД работы преобразователя путем определения величины потерь в нем. Расчет потерь производится по методике, изложенной в подразделе 4.4.7 данного пособия. При использовании современной элементной базы для построения схемы преобразователя КПД его, как правило, превышает 90%.

Структурная схема полумостового КПН приведена на рисунке 5.6,в. От схемы мостового преобразователя она отличается тем, что в ней одно из плеч моста заменено делителем питающего напряжения на конденсаторах $C1, C2$. Временная диаграмма управляющих сигналов такая же, как и для мостового преобразователя (Рис 5.6,б).

В первый такт работы открывается ключ $K1$, и напряжение с конденсатора $C1$ прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Во второй такт работы ключ $K1$ закрывается, открывается ключ $K2$, и напряжение с конденсатора $C2$ в противоположной полярности прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Таким образом, по принципу работы полумостовой КПН отличается от мостового только тем, что на первичной обмотке трансформатора формируется переменное напряжение с амплитудой равной $E_0 / 2$. Поэтому для получения такой же мощности, как и в мостовом КПН необходимо, чтобы токи через ключи были вдвое больше.

При проектировании двухтактных КПН выбор мостовой или полумостовой схемы определяется величиной напряжения питания КПН и типами транзисторов, используемых в качестве ключей. При высоких значениях E_0 (>500 В) приходится применять в качестве ключей более высоковольтные биполярные транзисторы. Однако, обычно они позволяют коммутировать меньшие токи, чем полевые транзисторы. Поэтому предпочтение отдается мостовым схемам КПН. При низких значениях E_0 (<500В) в качестве ключей стремятся использовать полевые транзисторы и полумостовые схемы КПН.

Из анализа работы полумостового КПН следует, что во время замкнутого состояния любого ключа происходит разряд соответствующего конденсатора током, протекающим через первичную обмотку трансформатора. Очевидно, что напряжение на конденсаторе при этом будет уменьшаться, а соответственно будет уменьшаться и напряжение на

первичной обмотке. Поэтому емкость конденсатора должна быть достаточно велика, чтобы изменения напряжения на нем было в допустимых пределах. Учитывая, что разряд конденсатора происходит на начальном участке экспоненты изменение напряжения на конденсаторе можно вычислить по формуле:

$$\Delta U_c = I_{кл} \cdot t / C, \quad (5.5)$$

где: t – время замкнутого состояния ключа. Оценим необходимое значение емкости конденсатора для КПН со следующими параметрами: $E_0 = 100\text{В}$, $I_{кл} = 1\text{А}$ ($P = 100\text{ Вт}$), $\Delta U_c = 1\text{ В}$, $f_p = 50\text{ кГц}$ ($t = 10 \cdot 10^{-6}\text{ сек}$). По формуле () получим $C = 10\text{ мкФ}$, т.е. необходимое значение емкости конденсатора даже при не очень высокой для современных КПН частоте работы получается вполне приемлемым.

Отметим основные проблемы, возникающие при проектировании **двухтактных** КПН:

1. При приведенной на рисунке 5.6,б диаграмме управляющих сигналов и использовании в качестве ключей биполярных транзисторов за счет того, что время перехода транзистора в состояние отсечки из-за необходимости рассасывания носителей в базе больше, чем время перехода в состояние насыщения, могут возникать моменты, когда в плече преобразователя одновременно открыты оба последовательно включенных ключа. Это может привести к выходу из строя ключей током короткого замыкания источника питания. Поэтому необходимо так изменить временные параметры управляющих сигналов, чтобы между моментом запирающего ключа в плече и моментом отпирающего второго ключа в этом же плече КПН была сформирована пауза, длительность которой была бы заранее больше, чем максимальное время запирающего ключа (показано на рисунке 5.6,б пунктиром).

2. Из-за необходимости введения паузы между моментами запирающего и отпирающего ключей в плече КПН в схеме могут возникать моменты времени, в течение которых оба ключа плеча находятся в закрытом состоянии. При этом прерывается путь тока через первичную обмотку трансформатора, а, следовательно, будут возникать перенапряжения в схеме. Чтобы исключить этот эффект параллельно каждому ключу необходимо включить диод (показано на рисунках 5.6,а и б). Через эти диоды и источник питания создается путь для протекания тока через первичную обмотку трансформатора при запирающей обоим ключей в плече КПН. Введение этих диодов в схему также необходимо при электронном управлении выходным напряжением КПН, т.к. при этом меняются длительности управляющих импульсов при постоянной частоте работы.

3. В двухтактных КПН электронные ключи в плече всегда включены последовательно. Поэтому возникают проблемы в подаче сигналов управления на ключи, т.к. один из них – верхний по схеме - не заземлен. Кроме того, как правило, необходима гальваническая развязка между

силовой и управляющей частями схемы. Достаточно часто напряжение питания КПН превышает сотни вольт, а питание схемы управления, реализуемой на интегральных схемах, низковольтное. Поэтому при отсутствии гальванической развязки и выходе из строя любого ключа высокое напряжение может попасть на схему управления и вывести ее из строя.

5.4 Методика проектирования КПН

Процесс проектирования КПН целесообразно разделить на этап проектирования силовой части КПН – ключи и трансформатор, и на этап проектирования схемы управления КПН.

Трансформаторы для КПН из-за высокой частоты их работы, как правило, выполняются на основе ферритовых сердечников кольцеобразной, торообразной или Ш-образной формы. При повышенных частотах работы применяются также чашеобразные сердечники, состоящие из двух ферритовых чашек. Обмотки трансформатора наматываются при этом на катушку, помещаемую между двумя чашками. При таком исполнении трансформатора значительно уменьшаются потоки рассеяния в трансформаторе, повышается его КПД и уменьшается уровень электромагнитных помех от трансформатора. Промышленностью выпускается достаточно широкая номенклатура ферритовых сердечников различных типов, имеется много технической литературы, посвященной выбору типов и размеров сердечников и расчету таких трансформаторов.

При выборе типов транзисторов для ключей КПН целесообразно применять современные типы силовых полупроводниковых элементов. В последние годы многими фирмами разработаны и выпускаются не только различные типы силовых транзисторов для ключевых схем, но и специальные силовые модули. Такой модуль представляет собой либо силовой транзистор с подключенным параллельно ему диодом с соответствующими транзистору параметрами (быстродействие, допустимые токи и напряжения), либо два последовательно включенных транзистора (плечо инвертора КПН) с параллельно подключенными диодами. Дальнейшим развитием силовых модулей стал выпуск так называемых интеллектуальных моделей, в которых встроены системы защиты модулей от перенапряжений, перегрузок и от повышенной температуры. Не смотря на высокую стоимость таких модулей, достигающую до сотен долларов, они широко применяются для построения мощных и надежных КПН. В последних разработках таких модулей чаще применяются IGBT-транзисторы и БСИТ- транзисторы.

Необходимо отметить, что многие фирмы, наряду с выпуском силовых транзисторов и модулей для КПН, выпускают специализированные схемы драйверов (согласующих схем) для формирования управляющих сигналов на входах транзисторов. Входными сигналами для таких драйверов могут быть импульсные сигналы со

стандартными уровнями TTL или КМОП, а выходные сигналы гальванически развязаны от входных и согласованы с входами соответствующих типов силовых транзисторов или модулей.

Для реализации схем управления КПН промышленностью выпускается очень широкая номенклатура специализированных схем управления в интегральном исполнении. Выпускаются интегральные схемы управления, предназначенные только для построения одноктактных КПН, и для построения двухтактных КПН. В последние годы с целью сокращения номенклатуры схем управления выпускаются универсальные схемы, позволяющие реализовать схемы управления для любых КПН за счет специализации их включения. Универсальные схемы управления являются многовыводными интегральными микросхемами, позволяющими реализовывать очень много различных функций по управлению КПН, однако их применение требует очень тщательного ознакомления с руководящими материалами по их включению. Техническое описание таких микросхем занимает обычно несколько десятков страниц, где приводится достаточно много рекомендуемых схем включения.

Рассмотрим примерный набор функций, реализуемых типовой универсальной схемой управления и позволяющих выделить отдельные функциональные блоки в составе интегральной микросхемы управления:

1. Для обеспечения возможности электронного управления величиной выходного напряжения КПН в составе схемы управления всегда имеется широтно-импульсный модулятор (схема ШИМ). Вход управления ШИМ выведен на один из внешних выводов микросхемы. Частота работы ШИМ, определяющая и частоту работы всего КПН, задается как внутренними элементами схемы управления, так и всегда имеется возможность задания требуемой частоты работы путем подключения к определенным выводам микросхемы внешнего конденсатора. Формулы для расчета емкости конденсатора для заданной частоты работы приводятся в описании микросхемы. Дополнительно в ШИМ предусмотрено формирование паузы между концом выходного импульса и началом следующего импульса, причем минимальное значение длительности паузы может также задаваться путем подключения внешних элементов к определенным выводам микросхемы.

2. Выходной сигнал с ШИМ подается на внутренний блок формирования выходных сигналов, в котором производится формирование двухтактной последовательности выходных импульсов, подаваемых на два отдельных вывода микросхемы. Для построения одноктактных КПН используется либо только один из выходов, либо предусмотрены специальные схемы коммутации внешних выводов для одноктактных КПН.

3. Ввиду того, что КПН является силовым устройством с часто достаточно большой выходной мощностью, обычно предусматривается режим плавного запуска КПН при включении питающего напряжения. Это позволяет избежать ударных нагрузок на источник питания и возникновения перенапряжений в схеме КПН. Реализация режима

плавного запуска осуществляется специальным внутренним блоком схемы управления путем формирования плавного нарастания сигнала на управляющем входе ШИМ. В ряде схем предусмотрена возможность установки скорости нарастания выходного напряжения КПН путем подключения к специальным выводам микросхемы внешнего конденсатора.

4. В составе схемы управления КПН имеется обычно несколько схем, предназначенных для организации защиты КПН от перегрузок, перенапряжений и других критических режимов. Схемы защиты реализованы на основе либо компараторов, либо усилителей, входы которых выведены на внешние выводы микросхемы управления, а выходные сигналы блокируют либо выходной сигнал ШИМ, либо работу блока формирования выходных импульсов.

При проектировании мощных КПН в их состав должны быть включены еще несколько блоков, обеспечивающих надежность КПН в целом.

При питании КПН от промышленной сети в составе КПН должны быть первичный выпрямитель и фильтр. Отметим, что для полумостовых КПН в качестве фильтра часто используются конденсаторы делителя питающего напряжения $C1$ и $C2$. Т.к. выходное сопротивление промышленной сети достаточно мало, при включении питания могут возникать очень большие токи заряда конденсаторов фильтра, что может привести к выходу из строя диодов выпрямителя. Поэтому в мощных КПН применяют специальные меры по ограничению токов заряда конденсаторов фильтра. Одно из схемных решений приведено на рисунке 5.7.

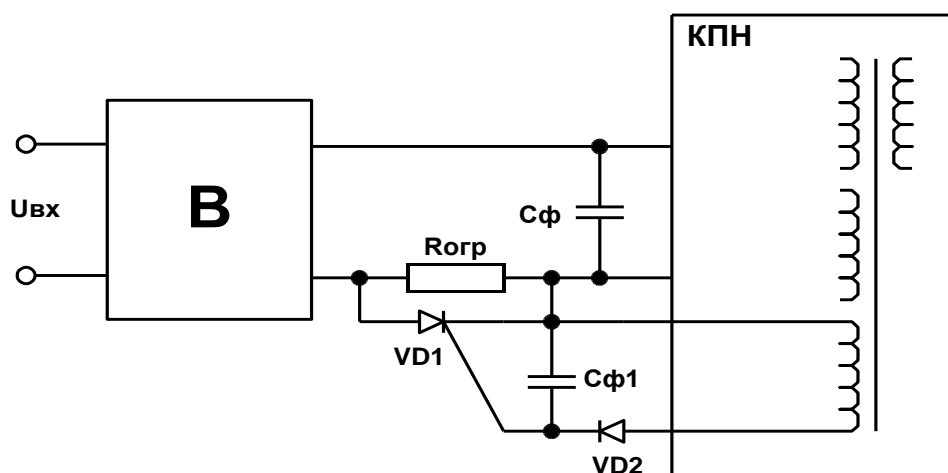


Рис. 5.7

В данной схеме после выпрямителя установлен дополнительный резистор $R_{огр}$, ограничивающий ток заряда конденсатора фильтра при включении питания. Параллельно резистору $R_{огр}$ подключен тиристор VD , управляющая цепь которого подключена через выпрямитель и фильтр к выходу дополнительной обмотки трансформатора инвертора. При

включении питания заряд конденсатора фильтра происходит через ограничивающий резистор $R_{огр}$ до тех пор, пока не начнет работать инвертор КПН, и на дополнительной выходной обмотке не появится достаточное для включения тиристора напряжение. Тиристор включается и шунтирует ограничивающий резистор. Кроме рассмотренной схемы применяются и более сложные схемные решения, основанные на замене контактных выключателей питания электронными, как правило, симисторными выключателями. При этом используются специальные схемы выделения моментов перехода входного переменного напряжения через нулевой уровень. В этом случае включение симистора происходит в момент нулевого уровня питающего напряжения, благодаря чему и ограничиваются токи заряда конденсаторов фильтра.

Ввиду того, что КПН являются мощными импульсными устройствами, содержащими в своем составе электромагнитные элементы – трансформатор, они являются источниками повышенных электромагнитных помех. Наводимые помехи при работе КПН могут проходить и в источник питающего напряжения. Поэтому питание КПН, как правило, производится через специальный фильтр, типовая схема которого приведена на рисунке 5.8. В этой схеме конденсаторы С1, С2 и С3 шунтируют высокочастотные помехи, проходящие как со стороны питающего напряжения, так и от КПН. Дополнительно в фильтре установлен специальный не насыщающийся дроссель Др1, не пропускающий высокочастотные помехи ни в какую сторону.. Промышленностью выпускаются специальные дроссели для фильтров сетевого напряжения, рассчитанные на определенные токи нагрузки.

6. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В современных, особенно в сложных системах управления технологическими процессами в качестве управляющего устройства, как правило, применяют цифровые устройства обработки сигналов – микроконтроллеры, специализированные ЦВМ и т.д. Поэтому в составе таких систем обязательно должны быть преобразователи аналоговых сигналов в цифровую форму – АЦП, необходимые для передачи информации в цифровое устройство обработки, и преобразователи сигналов, представленных в цифровой форме в аналоговые сигналы – ЦАП, необходимые для передачи сигналов с выходов цифрового устройства к исполнительным механизмам. АЦП и ЦАП применяются также в различных измерительных устройствах, системах передачи информации и т.д.

В настоящее время промышленностью выпускается настолько широкая номенклатура АЦП и ЦАП в интегральном исполнении, что проектирование и изготовление этих устройств производится только в исключительных случаях. Поэтому необходимо очень хорошо разбираться в основных параметрах АЦП и ЦАП, т.к. только по ним производится выбор микросхемы для конкретного применения. Кроме того, микросхемы АЦП и ЦАП часто являются универсальными, т.е. позволяющими изменять какие-либо их функции или значения параметров путем изменения их схемы включения. Поэтому для квалифицированного выбора и применения этих микросхем необходимо также хорошо представлять себе принципы работы различных типов этих преобразователей.

Рассмотрение преобразователей целесообразно начать с ЦАП, т.к. они дополнительно применяются для построения некоторых типов АЦП.

6.1. Основные параметры ЦАП

Для ознакомления с основными параметрами ЦАП рассмотрим типовую амплитудную характеристику преобразователя, приведенную на рисунке 6.1.

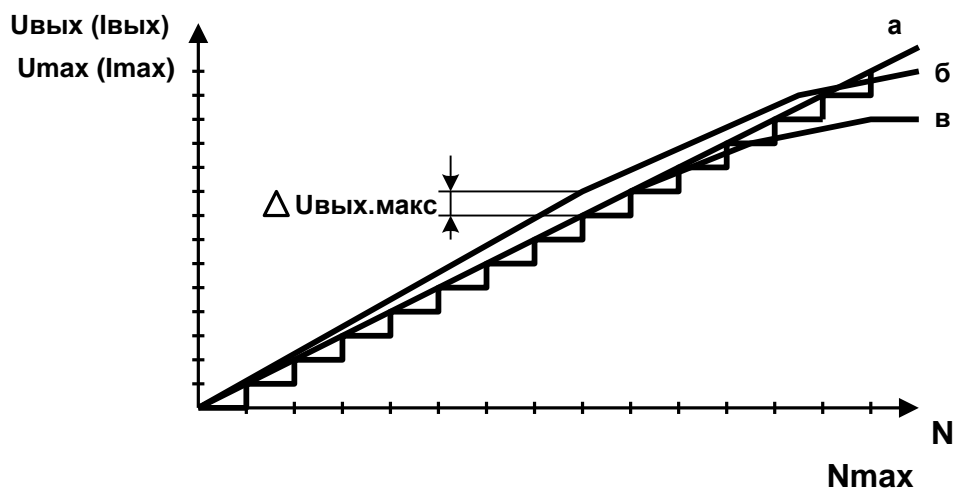


Рис. 6.1

По оси абсцисс отложен входной код $N_{вх}$, поступающий на ЦАП, а по оси ординат выходной параметр ЦАП, чаще всего уровень напряжения – $U_{вых}$ или уровень тока – $I_{вых}$. Ввиду дискретности входного и выходного сигнала амплитудная характеристика ЦАП имеет ступенчатый вид с количеством ступенек равным максимальному значению входного кода – N_{max} и соответствующим ему максимальным значением выходного сигнала – U_{max} (I_{max}).

Если провести линию, соединяющую вершины всех ступенек характеристики, то для идеального ЦАП это будет прямая (линия “а” на рисунке 6.1), т.к. характеристика идеального ЦАП описывается линейным уравнением $U_{вых}(I_{вых})=k \cdot N_{вх}$. Для реальных технических реализаций ЦАП это могут быть кривые различного вида (кривые “б” и “в” на рисунке 6.1). Очевидно, что отклонение реальных характеристик преобразования от идеальной характеризует точность работы ЦАП. В настоящее время принято оценивать точность работы ЦАП по величине максимальной приведенной погрешности, вычисляемой по формуле:

$$\varepsilon = \Delta U_{вых.макс} / U_{max} \cdot 100\%, \quad (6.1)$$

где: $\Delta U_{вых.макс}$ – максимальное отклонение реальной характеристики преобразования ЦАП от идеальной.

Как правило, в справочных данных по ЦАП приведено значение ε , однако иногда точность работы ЦАП характеризуют через величину единицы младшего разряда – ЕМР, где ЕМР – средняя величина высоты ступеньки характеристики преобразования ЦАП:

$$ЕМР = U_{max} / N_{max} \quad (6.2)$$

Для большинства технических реализаций ЦАП погрешность, выраженная в ЕМР, составляет несколько единиц. Поэтому разрядность (количество разрядов, обычно двоичных) входного кода ЦАП не

полностью характеризует точность его работы. И только при выполнении условия $\Delta U_{\text{вых.мах}} \leq \text{EMР}$ оценка точности может быть произведена через его разрядность. Отметим также, что по погрешности, выраженной в EMР, легко вычислить и значение приведенной погрешности ε .

Дополнительно точность работы ЦАП оценивают по значению дифференциальной нелинейности $\delta_{\text{диф}}$, характеризующей различия в высоте ступенек реальной характеристики преобразования ЦАП:

$$\delta_{\text{диф}} = (\mathbf{h}_{\text{мах}} - \mathbf{h}) / \mathbf{h}, \quad (6.3)$$

где: \mathbf{h} – средняя высота ступеньки характеристики преобразования, т.е значение EMР.

Быстродействие ЦАП характеризуют через время установления $T_{\text{уст}}$ выходного параметра ЦАП при скачкообразном изменении входного кода. Типичный вид изменения выходного параметра при изменении входного кода от нуля до $N_{\text{мах}}$ показан на рисунке 6.2.

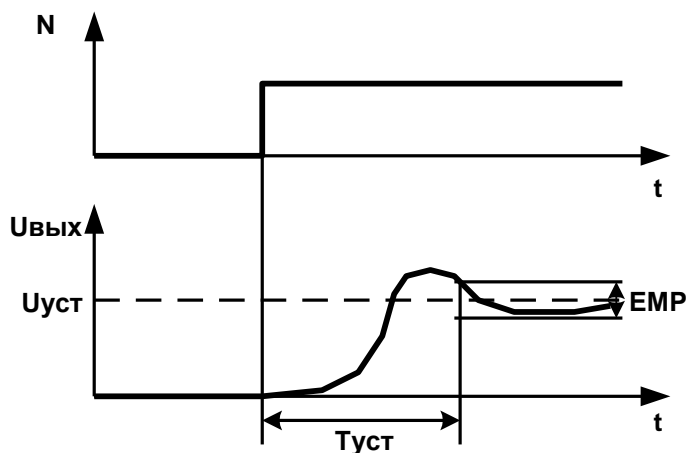


Рис. 6.2

При этом $T_{\text{уст}}$ определяется как время, необходимое для установления требуемого значения выходного параметра с точностью до величины EMР. Т.к. $T_{\text{уст}}$ определяется только временем переходных процессов в схеме, для микросхем ЦАП широкого применения это время обычно не превышает нескольких микросекунд. Для современных быстродействующих ЦАП $T_{\text{уст}}$ составляет несколько наносекунд.

6.2. Технические реализации ЦАП

Простейшая схема ЦАП приведена на рисунке 6.3.

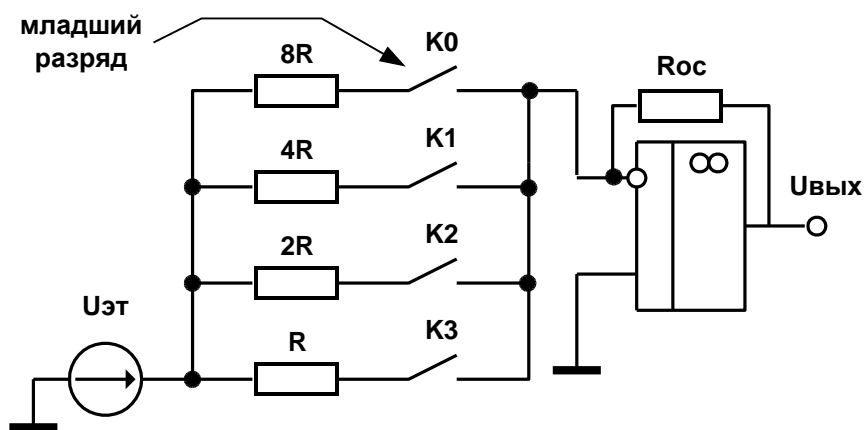


Рис. 6.3

Данная схема представляет собой алгебраический сумматор, в котором на все входы подан одинаковый сигнал $U_{ЭТ}$, но масштабные коэффициенты при суммировании за счет соответствующего подбора значений резисторов в прямой цепи меняются по двоичному закону. Поэтому данную схему иногда называют ЦАП с весовыми резисторами. Электронные ключи $K_3 \div K_0$, выполненные, как правило, на основе МОП-транзисторов, управляются входным двоичным кодом. Если состояние ключей описывать с помощью значений коэффициента a_i , причем считать, что $a_i = 0$, если значение данного разряда входного кода равно нулю (ключ разомкнут), и $a_i = 1$ при единичном значении входного кода в данном разряде (ключ замкнут), то выражение для величины выходного напряжения ЦАП будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = - (U_{\text{ЭТ}} \cdot R_{\text{ос}} / R) \cdot (a_3 \cdot 2^{-3} + a_2 \cdot 2^{-2} + a_1 \cdot 2^{-1} + a_0 \cdot 2^0) = K_{\text{пр}} \cdot N_{\text{вх}} \quad (6.4)$$

Очевидно, что, изменяя значение $R_{\text{ос}}$, можно изменять коэффициент преобразования - $K_{\text{пр}}$ ЦАП.

Точность работы такого ЦАП будет определяться точностью величины $U_{\text{оп}}$, точностью подбора значений резисторов R_i , и соотношением реальных параметров электронных ключей (сопротивлений ключей в замкнутом и разомкнутом состояниях) с величиной R_i . Данная схема ЦАП применялась ранее до появления ЦАП в интегральном исполнении. В настоящее время она практически не используется из-за трудностей подбора весовых резисторов и трудностей получения достаточной точности работы из-за влияния конечных значений сопротивлений электронных ключей.

Из анализа работы рассмотренной схемы ЦАП легко объяснить появление дифференциальной нелинейности в характеристике преобразования. Во-первых, при изменениях входного кода, например, со значения 0111 на значение 1000 изменяются состояния сразу четырех электронных ключей, и конечные значения сопротивлений ключей повлияют на величину ступеньки в характеристике. Во-вторых,

дифференциальная нелинейность определяется еще и конечной точностью подбора значений весовых резисторов R_i .

На практике в настоящее время применяется схема ЦАП, построенная на основе резистивной сетки R–2R, схема которого приведена на рисунке 6.4.

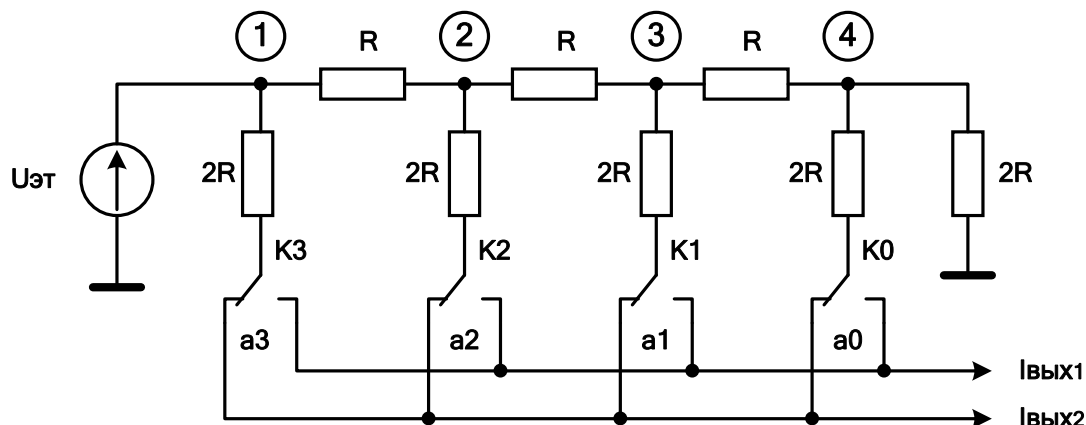


Рис. 6.4

В данной схеме используются резисторы только двух номиналов R и 2R. Электронные ключи $K_3 \div K_0$ должны быть переключателями, как показано на рисунке. Выходным параметром данного ЦАП является не напряжение, а ток $I_{\text{вых}}$, причем для получения минимальной погрешности в работе ЦАП необходимо, чтобы $R_{\text{нагр}} \rightarrow 0$.

Для пояснения принципа работы ЦАП будем последовательно рассматривать значения токов в ветвях цепочек R-2R, начиная с младшего разряда. Очевидно, что в узле 4 входящий ток I_4 , будет делиться на два равных выходящих тока, т.к. величины сопротивлений в выходящих ветвях одинаковы и равны 2R. То же самое условие справедливо и для всех остальных узлов. Таким образом, токи, протекающие через ключи, имеют значения, соответствующие двоичному закону – уменьшаются точно вдвое в каждом последующем ключе. В выходной цепи суммируются токи только тех разрядов ЦАП, в которых значение входного кода равно 1. Поэтому выражение для выходного тока ЦАП можно записать в следующем виде:

$$I_{\text{вых1}} = U_{\text{эт}} / 2R \cdot (a_3 \cdot 2^0 + a_2 \cdot 2^{-1} + a_1 \cdot 2^{-2} + a_0 \cdot 2^{-3}) = K_{\text{пр}} \cdot N_{\text{вх}} \quad (6.5)$$

Погрешность работы этой схемы ЦАП в первую очередь будет определяться точностью соотношения резисторов R и 2R резистивной сетки. В интегральном исполнении достаточно просто получить очень высокую степень идентичности одинаковых по номиналам резисторов, хотя точность резисторов будет при этом не очень высокой. Учитывая, что

погрешность работы ЦАП определяется именно степенью идентичности резисторов сетки, возможно получение очень малых значений погрешности, определяемых значениями резисторов. Влияние на погрешность ЦАП конечных значений сопротивлений электронных ключей также может быть существенно снижено за счет оптимального выбора номиналов резисторов сетки по конкретным значениям сопротивлений ключей. Как правило, сопротивление резисторов сетки R выбирается как среднее геометрическое от сопротивления ключа в замкнутом и разомкнутом состоянии. Для современных электронных ключей на основе МОП-транзисторов сопротивление замкнутого ключа не превышает нескольких Ом, а сопротивление разомкнутого ключа превышает несколько МОм. Поэтому сопротивление резисторов сетки обычно выбирается в пределах $10 \div 20$ кОм. Согласно формуле (6.5) погрешность значения $U_{\text{эт}}$ будет полностью входить в суммарную погрешность ЦАП, но это справедливо для любой схемы ЦАП.

Необходимо отметить, что данная схема ЦАП имеет в принципе два выхода, т.к. возможно и использование в качестве выходного тока ЦАП тока $I_{\text{вых2}}$. При этом значение выходного тока будет пропорционально не прямому, а дополнительному значению входного тока.

Для минимизации погрешности ЦАП на основе резистивной сетки $R-2R$ необходимо выполнение условия $R_{\text{нагр}}=0$. Кроме того, часто требуется, чтобы выходным параметром ЦАП был не уровень тока, а уровень напряжения. Поэтому значение выходного тока преобразуют в пропорциональный уровень напряжения с помощью схемы представленной на рисунке 6.5,а.

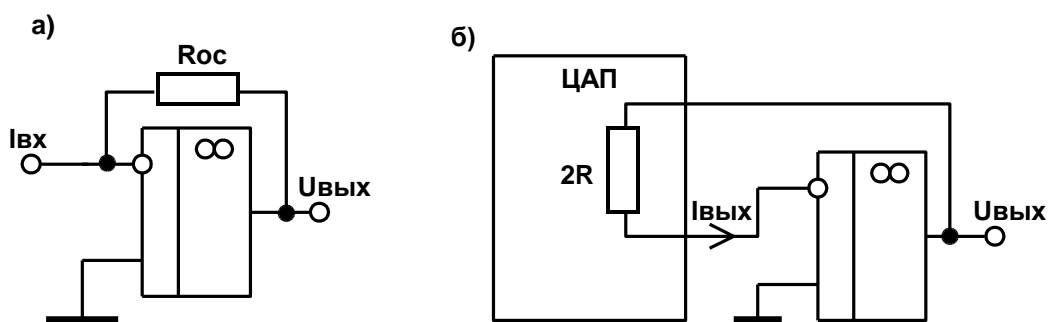


Рис. 6.5

Легко показать, что для этой схемы $U_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} \cdot R_{\text{oc}}$. Кроме того, ввиду эквипотенциальности инвертирующего и не инвертирующего входов ОУ, потенциал инвертирующего входа равен нулю, что обеспечивает выполнение условия $R_{\text{нагр}}=0$. При интегральном исполнении ЦАП достаточно часто резистор R_{oc} также выполняется внутри интегральной схемы, а его значение обычно равно $2R$. Подключение внешнего ОУ для этого случая показано на рисунке 6.5,б. В ряде интегральных ЦАП ОУ

также выполняется внутри интегральной схемы, а выходным параметром такого ЦАП является уровень напряжения.

Рассмотренная схема ЦАП предназначена для преобразования только входного цифрового кода без знака, т.к. выходной аналоговый сигнал может быть только одной полярности. Во многих системах автоматики требуются такие ЦАП, в которых выходной параметр мог бы быть разнополярным. Например, при управлении двигателями часто необходимо не только задавать скорость их вращения, но и управлять направлением вращения. В этом случае применяют схему так называемого двухквadrантного ЦАП, приведенную на рисунке 6.6,а.

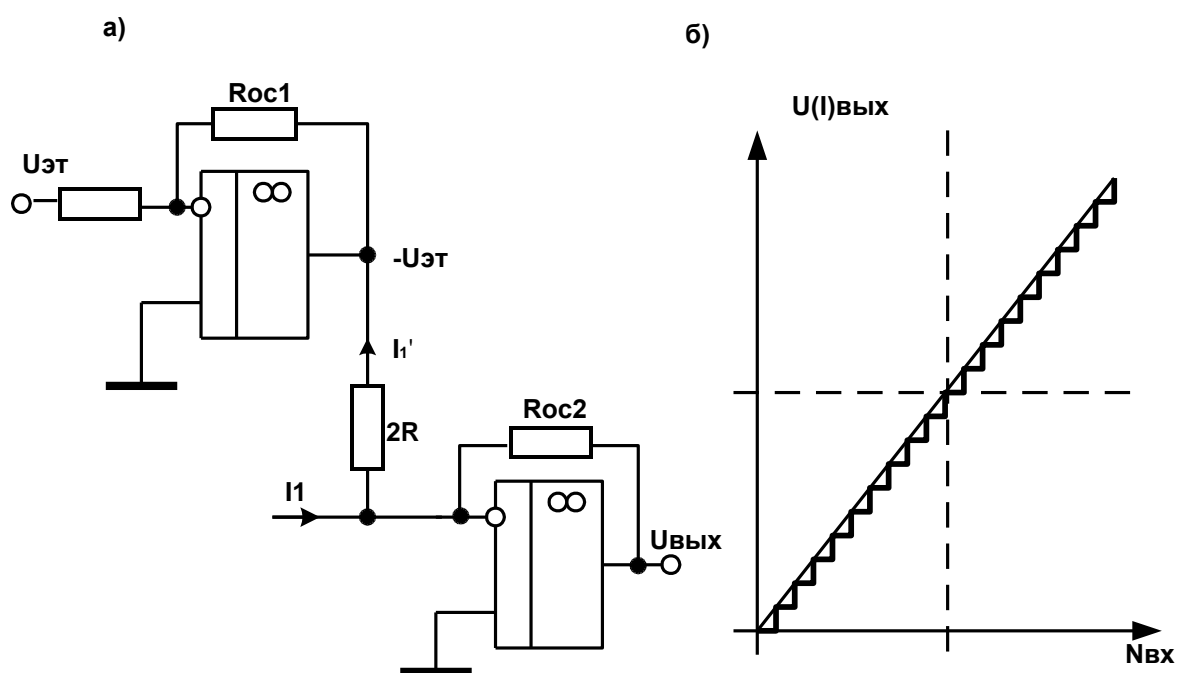


Рис. 6.6

Принцип работы двухквadrантного ЦАП основан на переносе начала координат характеристики преобразования в центр характеристики (показано на рисунке 6.6,б). Для этого при положительных значениях входного кода на вход старшего разряда ЦАП должна поступать логическая 1. Учитывая, что при стандартном представлении чисел в двоичном коде знаковый разряд для положительных чисел должен быть равен 0, необходимо знаковый разряд входного кода инвертировать и подать на вход старшего разряда ЦАП как показано на рисунке 6.6,а. При нулевом положительном входном коде (+0000) выходной ток ЦАП будет равен $I_{\text{вых.мах}}/2 = U_{\text{эт}}/2R$, т.к. это соответствует значению выходного тока при единице в старшем разряде входного кода. Для получения выходного напряжения ЦАП равным нулю необходимо, чтобы входной ток на инвертирующий вход ОУ1 также был равен нулю. Для этого схема ЦАП дополнена инвертором значения $U_{\text{эт}}$, выполненном на основе ОУ2, с выхода которого через дополнительный резистор 2R поступает компенсирующий ток с величиной равной $-U_{\text{эт}}/2R$ на инвертирующий

вход ОУ1. Очевидно, что при данной технической реализации положительные числа должны представляться в прямом коде, а отрицательные – в дополнительном, что соответствует стандартному представлению чисел со знаком в вычислительной технике.

В рассмотренной схеме ЦАП общая шкала значений выходного параметра как бы уменьшается вдвое, т.е. если в одноквадрантной реализации шкала была, например, $0В \div +10В$, то в двухквадрантной реализации шкала станет $-5В \div +5В$.

Отметим некоторые особенности технических реализаций ЦАП в интегральном исполнении. Как и другие сложные универсальные интегральные микросхемы схемы ЦАП в интегральном исполнении принято подразделять на две группы:

1. Функционально законченные интегральные микросхемы, в которых при использовании не требуется вводить какие либо дополнительные внешние элементы.

2. Функционально не законченные интегральные микросхемы, при применении которых необходимо вводить дополнительные внешние элементы.

Отметим, что микросхемы второй группы обладают большими функциональными возможностями, т.к. за счет подключения внешних элементов возможно изменение некоторых их параметров, например, можно осуществить точную подстройку значения $K_{пр}$, дополнив схему переменным подстроечным резистором в цепи обратной связи выходного ОУ. Достаточно просто осуществляется в этом случае и выбор значения шкалы преобразования за счет выбора значения $U_{оп}$ внешнего источника опорного напряжения или значения $R_{ос}$. Однако, общая схема устройства при использовании интегральных схем ЦАП второй группы естественно усложняется.

Современные микросхемы ЦАП, особенно первой группы, делаются, как правило, универсальными, т.е. применяя определенные схемы включения можно также изменять их параметры. Для реализации этого имеются дополнительные выводы микросхем, подключение которых, например, к определенным выводам источника питания микросхемы позволяет переключить микросхему с одноквадрантного режима работы на двухквадрантный.

В микросхемах ЦАП, предназначенных для применения в системах управления, достаточно часто во внутреннюю структуру вводят запоминающие регистры-защелки, в которых хранится входной код. Это позволяет формировать в цифровом устройстве управления необходимый код управления конкретным исполнительным механизмом только на короткое время, необходимое для фиксации этого кода в регистре микросхемы ЦАП. Естественно, что в этом случае у микросхемы должен быть специальный внешний вывод, по сигналу на котором производится запись входного кода в регистр. В некоторых современных интегральных схемах ЦАП имеется также возможность изменять дискретно шкалу

преобразования путем подачи внешнего кода и запоминания его в дополнительных регистрах микросхемы.

В заключение необходимо заметить, что современные интегральные схемы ЦАП, как правило, выпускаются многоразрядными (обычно не менее 10÷12 разрядов). При разрядности входного кода, формируемого устройством управления, меньшей разрядности ЦАП (достаточно часто используются, например, 8- разрядные контроллеры), необходимо подавать входной код на старшие разряды ЦАП, а не используемые младшие разряды рекомендуется заземлять.

6.3. Аналого-цифровые преобразователи, основные параметры, классификация

Ввиду того, что в АЦП производится обратное по сравнению с ЦАП преобразование, амплитудная характеристика АЦП имеет точно такой же ступенчатый вид, как и характеристика ЦАП. Поэтому основные параметры, характеризующие точность АЦП, те же, что и для ЦАП (смотри раздел 6.2). Различие есть только в параметре, характеризующем быстродействие АЦП. Типичная временная диаграмма преобразования в АЦП приведена на рисунке 6.7. Кроме времени $T_{пр}$, необходимого на непосредственно преобразование входной аналоговой величины в цифровой код, необходимо еще время $T_{восс}$, в течение которого схема АЦП подготавливается для проведения следующего преобразования. Поэтому общее время преобразования составляет $T_{общ} = T_{пр} + T_{восс}$, а возможная частота квантования входного сигнала составляет $f_{кв} = 1 / T_{общ}$. Отметим, что для ряда типов АЦП время восстановления $T_{восс}$ сравнимо с временем преобразования $T_{пр}$.

Классификация типов АЦП, реализуемых в современных интегральных схемах АЦП, приведена на рисунке 6.7.

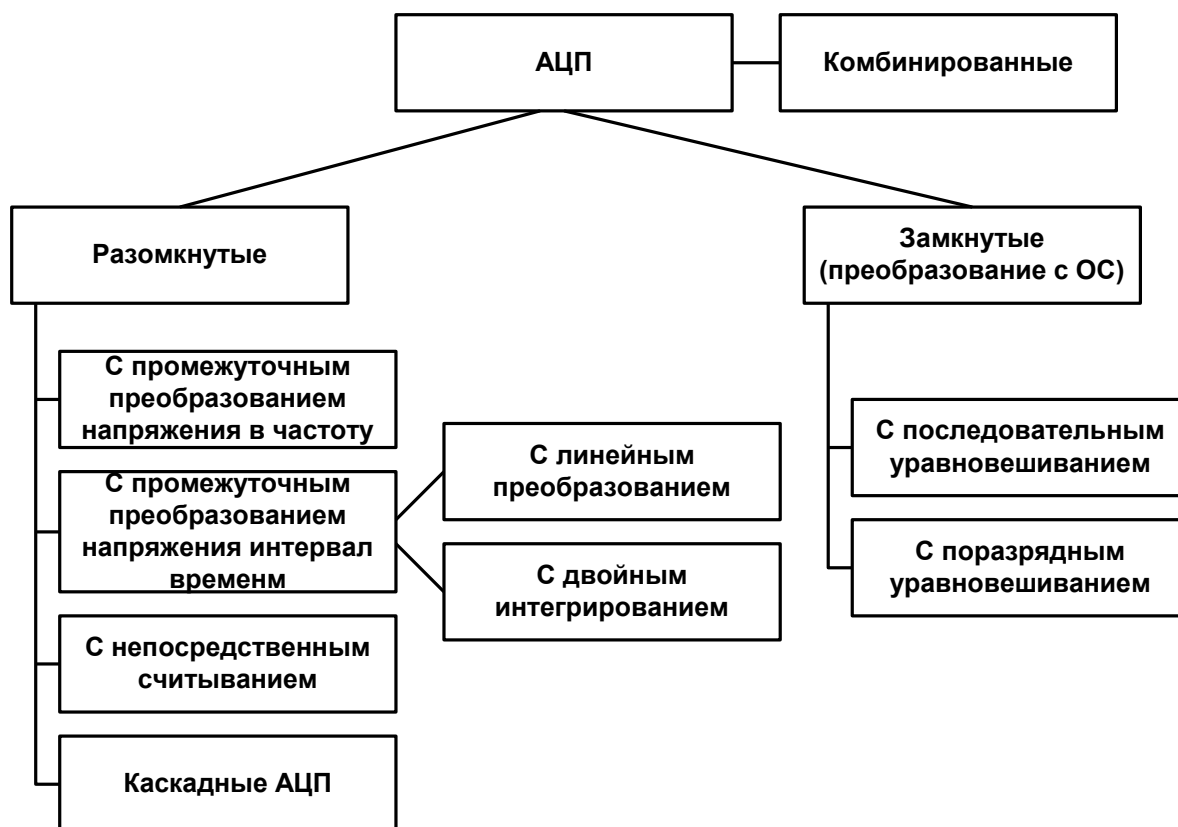


Рис. 6.7

Все типы АЦП подразделяются на две основные группы: АЦП разомкнутого типа (в технической литературе их иногда называют АЦП с прямым преобразованием) и АЦП замкнутого типа, схемы которых реализованы по структуре следящей системы с отрицательной ОС.

Среди АЦП первой группы необходимо дополнительно выделить два типа АЦП – с промежуточным преобразованием $U \rightarrow f$ и АЦП с двойным интегрированием, относящихся к классу интегрирующих АЦП. Отличие интегрирующих АЦП от остальных заключается в том, что если для остальных АЦП $N_{\text{вых}} = K_{\text{пр}} \cdot U_{\text{вх}}$, то для интегрирующих АЦП значение выходного кода вычисляется по формуле:

$$N_{\text{вых}} = K_{\text{пр}} \int_0^{T_{\text{пр}}} U_{\text{вх}} \cdot dt \quad (6.6)$$

Учитывая, что на входной сигнал всегда накладываются помехи, приводящие к увеличению погрешности преобразования, можно представить формулу для вычисления $N_{\text{вых}}$ в следующем виде:

$$N_{\text{вых}} = \int_0^{\Delta t} U_{\text{вх}} \cdot dt = \int_0^{\Delta t} (U_{\text{сиг}} + U_{\text{шум}}) \cdot dt = \int_0^{\Delta t} U_{\text{сиг}} \cdot dt + \int_0^{\Delta t} U_{\text{шум}} \cdot dt, \quad (6.7)$$

где: $U_{\text{пол}}$ – величина полезного, несущего информацию сигнала;
 $U_{\text{пом}}$ – величина сигнала помехи.

В ряде случаев, например, если помеха обусловлена, воздействием на полезный сигнал наводок от промышленной сети ($f=50$ Гц), можно так выбрать время преобразования $T_{\text{пр}}$, чтобы второе слагаемое в формуле (6.7) было равно нулю (для случая наводок от промышленной сети $T_{\text{пр}} = 1/f = 20$ мсек). Поэтому интегрирующие преобразователи необходимо применять всегда, когда на полезный сигнал накладываются большие помехи. Отметим, что даже, когда не известны статистические параметры накладываемых помех, применение интегрирующих преобразователей, как правило, снижает общую погрешность преобразования.

6.4 Принципы действия АЦП разомкнутого типа

6.4.1 АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow f$.

Структурная схема АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow f$ представлена на рисунке 6.7.

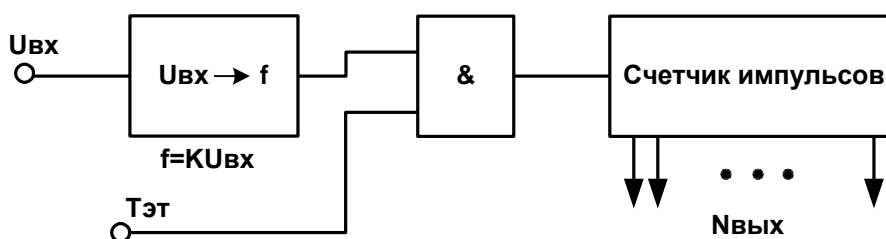


Рис. 6.7

В этой схеме имеется преобразователь входного сигнала $U_{\text{вх}}$ в выходной импульсный сигнал, частота импульсов в котором пропорциональна величине входного сигнала. Далее этот импульсный сигнал поступает на частотомер, реализованный на основе счетчика импульсов, причем подсчет импульсов производится за определенный интервал времени $T_{\text{этл}}$ с помощью логической ячейки “И”. Код с выхода счетчика и является выходным кодом преобразователя.

Преобразователь входного сигнала в частоту импульсов выпускается в виде специализированной интегральной микросхемы (в России – микросхема 572ПА8). Основные параметры этого преобразователя следующие:

- диапазон входного сигнала $U_{\text{вх}} - 0 \div +10$ В;
- диапазон частот выходного импульсного сигнала $0 \div 500$ кГц (подключением внешнего конденсатора к определенным выводам

микросхемы можно изменять диапазон частот выходного сигнала в сторону уменьшения высшей частоты);

- нелинейность преобразования – не более 0,1%.

Очевидно, что погрешность работы такого АЦП будет определяться только погрешностью преобразования $U \rightarrow f$ и погрешностью $T_{\text{этал}}$. Используя для формирования $T_{\text{этал}}$ счетчик импульсов и точный (с кварцевой стабилизацией частоты) генератор импульсов, вполне возможно получить погрешность работы АЦП не выше 0,1%.

Для определения времени преобразования АЦП необходимо учесть, что длительность интервала $T_{\text{этал}}$ должна быть не менее периода выходной частоты преобразователя $U \rightarrow f$, соответствующей минимальному значению входного сигнала $U_{\text{вх}}$. Поэтому время преобразования АЦП будет равно выбранному времени $T_{\text{этал}}$, а время восстановления $T_{\text{восс}}$ – времени, необходимому на обнуление (сброс) выходного счетчика (обычно много меньше $T_{\text{этал}}$).

Данный тип АЦП относится к классу интегрирующих преобразователей, т.к. легко показать, что при подсчете числа импульсов в счетчике производится операция интегрирования значения входной частоты импульсов за время $T_{\text{этал}}$.

В устройствах и системах автоматического управления данный тип АЦП применяется не только благодаря возможности преобразования сильно зашумленных сигналов. Существует класс так называемых распределенных (в пространстве) систем управления, примерами которых являются нефтеперерабатывающие заводы, мощные прокатные станы и т.п. Характерной особенностью распределенных систем управления являются большие (до нескольких сотен метров) расстояния между датчиками сигналов и устройством обработки сигналов. В таких системах часто непосредственно около датчика устанавливается только микросхема преобразователя $U \rightarrow f$, сигналы с выхода которой по двухпроводной линии связи (иногда и по радиоканалу) передаются на центральное устройство обработки. Отметим, что импульсные сигналы с выходов преобразователей $U \rightarrow f$ менее подвержены воздействию помех при передаче по линиям связи, чем аналоговые сигналы. Кроме того, в устройстве обработки часто используют один преобразователь входной частоты в выходной код для нескольких датчиков, используя мультиплексирование во времени.

6.4.2 АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow T$

Структурная схема АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow T$, представлена на Рис. 6.8,а, а временные диаграммы работы на рисунке 6.8,б.

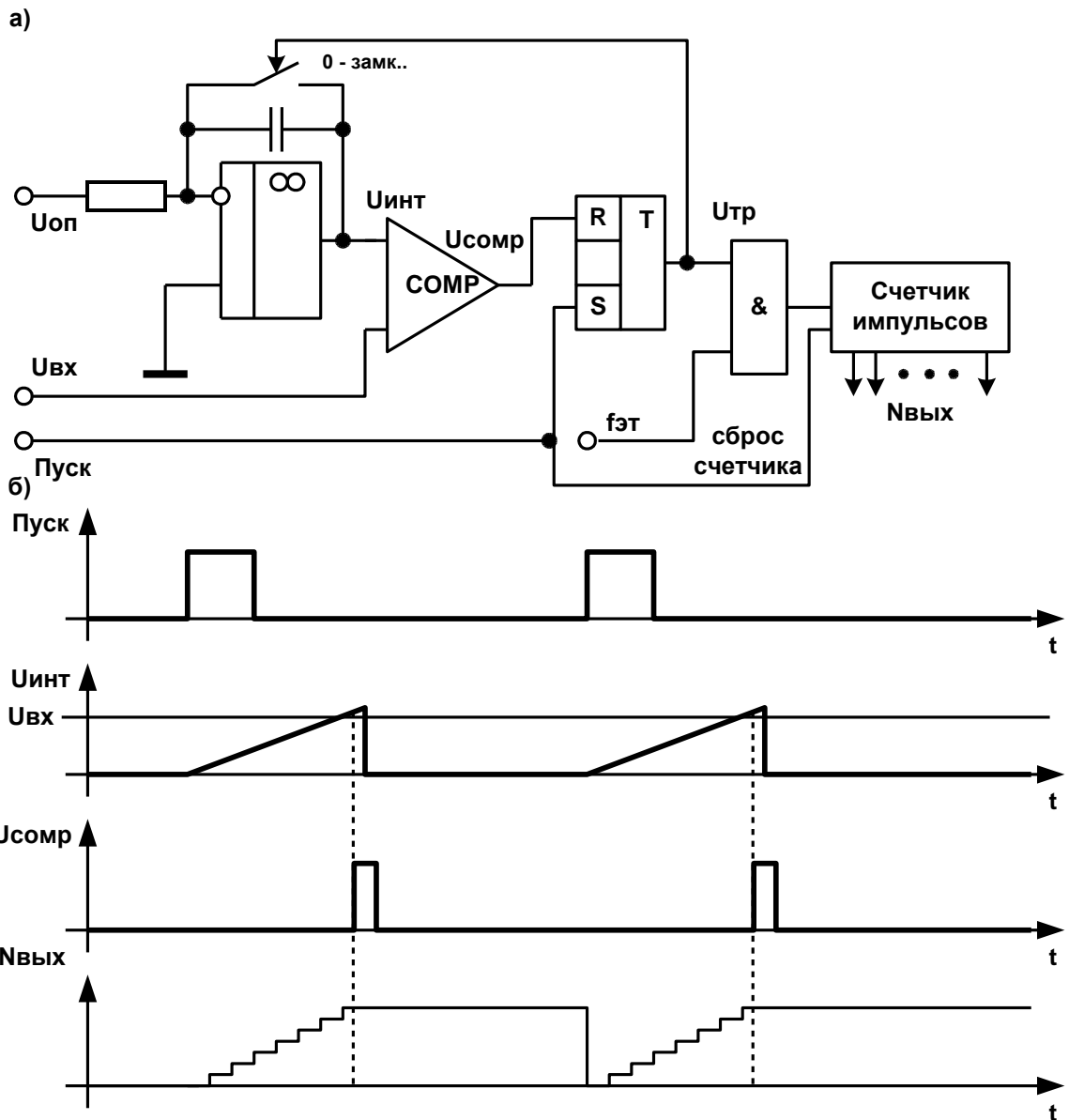


Рис. 6.8

Основу схемы составляет генератор пилообразного напряжения, выполненный на основе интегратора на ОУ. В исходном состоянии ключ К, управляемый сигналом с выхода триггера Т, находится в замкнутом состоянии. Поэтому конденсатор интегратора разряжен, а на выходе интегратора будет нулевое напряжение. По сигналу “ПУСК” (начало преобразования) ключ К размыкается, и интегратор начинает формировать пилообразное напряжение, т.к. на его вход поступает постоянное напряжение $U_{оп}$ (смотри временные диаграммы на рисунке 6.8,б). Пилообразный сигнал с выхода интегратора сравнивается на компараторе с входным сигналом $U_{вх}$. В момент равенства этих сигналов компаратор переключается и своим выходным сигналом переключает триггер Т в исходное состояние. Временной интервал $T_{изм}$, сформированный на выходе триггера Т управляет логической ячейкой И, которая только за

время этого интервала пропускает импульсы эталонной частоты $f_{\text{этал}}$ в выходной счетчик импульсов. Количество импульсов, подсчитанных в счетчике, определяется по формуле:

$$N_{\text{вых}} = T_{\text{изм}} \cdot f_{\text{этал}}, \quad (6.8)$$

где $T_{\text{изм}}$ можно определить из выражения:

$$U_{\text{вх}} = 1/RC \int_0^{T_{\text{изм}}} U_{\text{оп}} dt = 1/RC \cdot U_{\text{оп}} \cdot T_{\text{изм}}. \quad (6.9)$$

Окончательное выражение для $N_{\text{вых}}$ имеет вид:

$$N_{\text{вых}} = RC / U_{\text{оп}} \cdot f_{\text{этал}} \cdot U_{\text{вх}} = K_{\text{пр}} \cdot U_{\text{вх}}. \quad (6.10)$$

Необходимо отметить, что погрешность работы такого АЦП будет определяться не только точностью величин, входящих в $K_{\text{пр}}$ ($R, C, U_{\text{оп}}$ и $f_{\text{этал}}$), но и величиной шумов, наложенных на входной сигнал. Это объясняется тем, что момент окончания формирования интервала $T_{\text{изм}}$ определяется моментом переключения компаратора. При наличии шумов, как показано на рисунке 6.8,б, этот момент может варьироваться в пределах, определяемых конкретным уровнем шумов.

Время преобразования такого АЦП равно $T_{\text{изм}}$ и зависит от величины входного сигнала. Отметим, что $T_{\text{восс}}$ определяется временем полного разряда конденсатора C и, с учетом конечного значения сопротивления замкнутого ключа, может достигать $(0,1 \div 0,3) T_{\text{изм}}$.

АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow T$ ввиду простоты их схемной реализации широко применялись до появления интегральных микросхем. В настоящее время они практически не применяются, т.к. по основным параметрам уступают другим типам АЦП.

6.4.3 АЦП с двойным интегрированием

По принципу действия АЦП с двойным интегрированием относятся к группе АЦП с промежуточным преобразованием $U \rightarrow T$. Структурная схема АЦП приведена на рисунке 6.9, а временные диаграммы его работы – на рисунке 6.10.

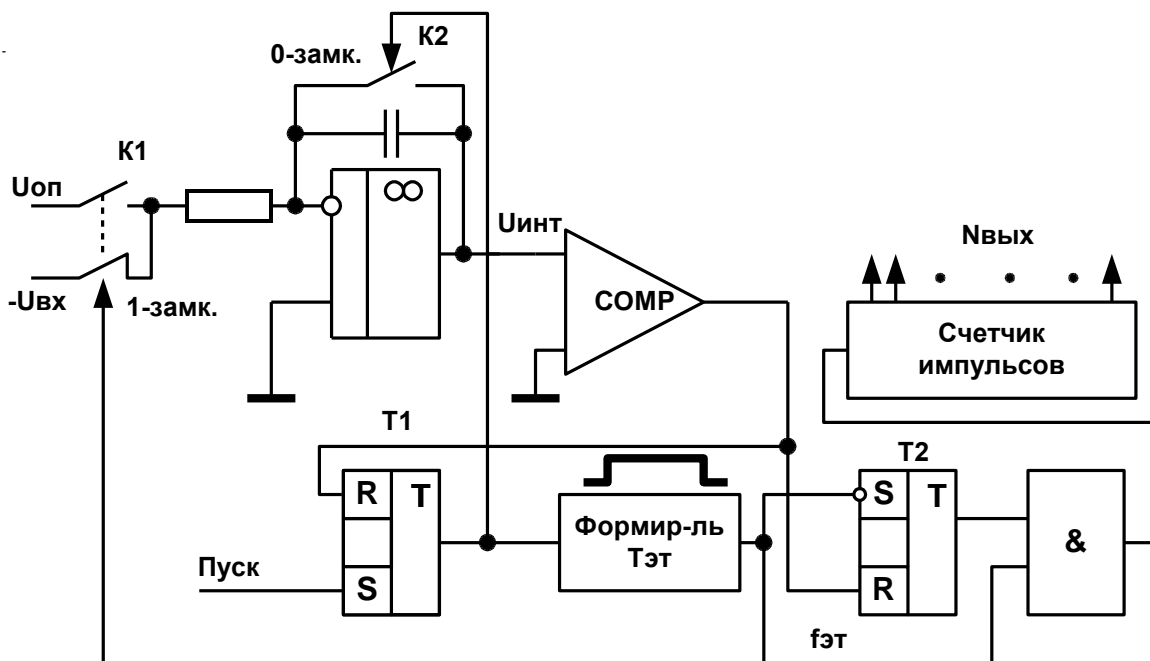


Рис. 6.9

Основу схемы также составляет интегратор на ОУ, на вход которого через переключающий ключ К1 может подаваться либо эталонный сигнал $U_{оп}$, либо входной сигнал $U_{вх}$. Для правильной работы преобразователя необходимо, чтобы полярности входного и эталонного сигналов были разными. В исходном состоянии ключ К2 замкнут, поэтому конденсатор С интегратора разряжен, а на выходе интегратора будет нулевое напряжение. Также в исходном состоянии ключ К1 находится в положении, при котором к входу интегратора подключено напряжение $U_{вх}$ (для определенности будем считать, что $U_{вх}$ отрицательно).

По сигналу “ПУСК” переключается триггер Т1, и сигналом с его выхода размыкается ключ К2. Одновременно запускается схема формирования эталонного интервала времени $T_{этал}$, например, одновибратор.

Интегратор начинает интегрирование входного сигнала в течение времени $T_{этал}$ (смотри временные диаграммы на рисунке 6.10).

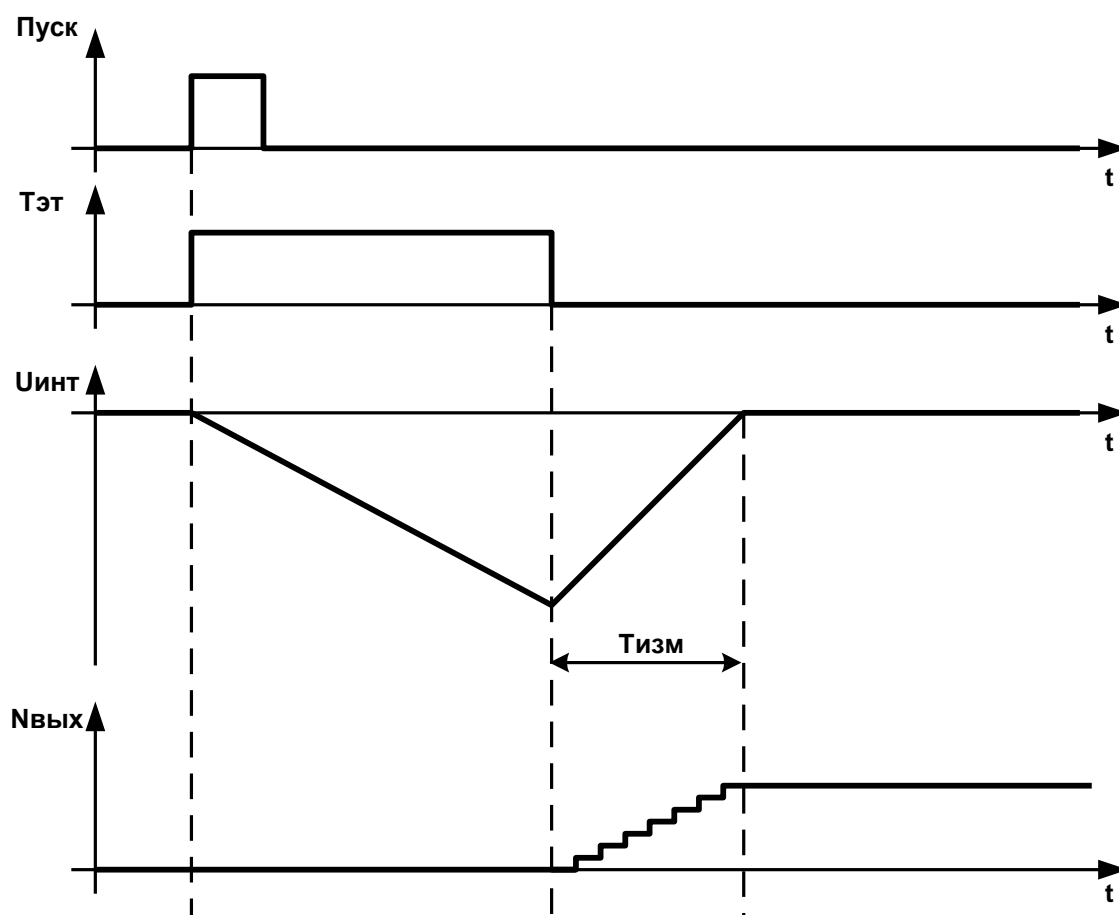


Рис. 6.10

По окончании формирования интервала $T_{\text{этл}}$ переключается триггер Т2, и сигналом с его выхода переключается ключ К1, подключая к входу интегратора сигнал $U_{\text{оп}}$. Т.к. полярность сигнала $U_{\text{оп}}$ обратная полярности сигнала $U_{\text{вх}}$, интегрирование будет происходить в обратную сторону. При этом на выходе триггера Т2 формируется временной интервал $T_{\text{изм}}$, длительность которого определяется временем интегрирования сигнала $U_{\text{оп}}$ до нулевого уровня на выходе интегратора, при котором переключается компаратор, включенный по схеме нуля-органа. Сигналом с выхода компаратора переключаются в исходное состояние триггеры Т1 и Т2. Сигналом с выхода триггера Т2 открывается на время $T_{\text{изм}}$ ячейка И, через которую на вход счетчика поступают импульсы с частотой $f_{\text{этл}}$.

Для определения зависимости выходного кода от величины $U_{\text{вх}}$, учтем что изменения напряжения на выходе интегратора за первый и второй этапы интегрирования равны, т.к это напряжение меняется от нуля до величины, определяемой значением $U_{\text{вх}}$, а затем опять до нуля. Поэтому справедливо следующее равенство:

$$1/RC \cdot \int_0^{T_{\text{этл}}} U_{\text{вх}} dt = 1/RC \cdot \int_0^{T_{\text{изм}}} U_{\text{оп}} dt, \quad (6.11)$$

откуда при постоянных $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{оп}}$ получаем:

$$T_{\text{изм}} = T_{\text{этал}} U_{\text{вх}} / U_{\text{оп}}; \quad N_{\text{вых}} = T_{\text{изм}} f_{\text{этал}} = (T_{\text{этал}} f_{\text{этал}} / U_{\text{оп}}) U_{\text{вх}} = K_{\text{пр}} U_{\text{вх}}. \quad (6.12)$$

Отметим, что в данном случае сигнал $U_{\text{вх}}$ поступает на вход интегратора. Поэтому АЦП с двойным интегрированием относятся к классу интегрирующих АЦП.

Из полученных выражений следует, что погрешности в работе интегратора не влияют на общую погрешность преобразования, т.к. эти погрешности взаимно компенсируются на первом и втором этапе интегрирования. Поэтому основными источниками погрешности являются погрешности параметров, входящих в коэффициент $K_{\text{пр}}$. Для повышения точности работы этого преобразователя часто для формирования интервала $T_{\text{этал}}$ используют имеющийся в схеме выходной счетчик импульсов, подсчитывая в нем импульсы с частотой $f_{\text{этал}}$. Сигнал переноса с выхода счетчика является в этом случае сигналом окончания формирования интервала $T_{\text{этал}}$. При такой модификации схемы преобразователя получаем $T_{\text{этал}} = N_{\text{мах}} / f_{\text{этал}}$, где $N_{\text{мах}}$ – емкость выходного счетчика. При подготовке к экзамену студентам предлагается самим модифицировать схему преобразования, учтя, что выходная ячейка И должна открываться сразу по началу преобразования, а состояние счетчика после формирования импульса переноса нулевое. Выражение для выходного кода в этом случае имеет вид:

$$N_{\text{вых}} = (N_{\text{мах}} / U_{\text{оп}}) \cdot U_{\text{вх}}. \quad (6.13)$$

Т.к. источником погрешности преобразователя теперь является только погрешность величины $U_{\text{оп}}$, принимая соответствующие меры по минимизации этой погрешности (термостатирование схемы формирования $U_{\text{оп}}$, точная настройка его величины), можно получить преобразователь с очень малой погрешностью преобразования. Дополнительно для повышения точности работы преобразователя применяют меры по компенсации погрешностей второго порядка малости, например, влияние смещения нулевого уровня компаратора. Для этого непосредственно перед основным преобразованием производят преобразование нулевого входного сигнала, а полученный код вычитают из результата, полученного при основном преобразовании. Модификация схемы в этом случае сводится к установке дополнительного электронного ключа, с помощью которого сначала подключают вход преобразователя к нулевому потенциалу, а затем к источнику входного сигнала.

Учитывая высокие точностные характеристики АЦП с двойным интегрированием, а также возможность преобразования сильно зашумленных сигналов (преобразователь интегрирующего типа), их применяют всегда, когда к точности преобразования предъявляются повышенные требования. Принято преобразователи, погрешность которых менее 0,1%, относить к классу так называемых метрологических

преобразователей (иногда их называют еще инструментальными преобразователями). С применением вышеуказанных мер по снижению погрешности преобразования возможно получение погрешности не превышающей 0,01%.

АЦП с двойным интегрированием в настоящее время широко выпускаются в интегральном исполнении. При этом они, как правило, имеют погрешность не более 0,1% без применения специальных мер при эксплуатации. Достаточно часто в интегральном исполнении выходной счетчик преобразователя выполняется не двоичным, а двоично-десятичным (обычно 3,5 декады), а выход счетчика подключается к встроенному в схему дешифратору двоично-десятичного кода в семисегментный код для управления жидкокристаллическим или светодиодным цифровым индикатором. Подобные микросхемы являются основой для построения цифровых измерительных приборов – мультиметров и выпускаются миллионными тиражами.

Основным недостатком АЦП с двойным интегрированием является низкое быстродействие. Обычно время преобразования их составляет не менее нескольких десятков миллисекунд. Однако этот недостаток компенсируется их высокой точностью.

6.4.4 АЦП с непосредственным считыванием

Структурная схема АЦП с непосредственным считыванием приведена на Рис. 6.11.

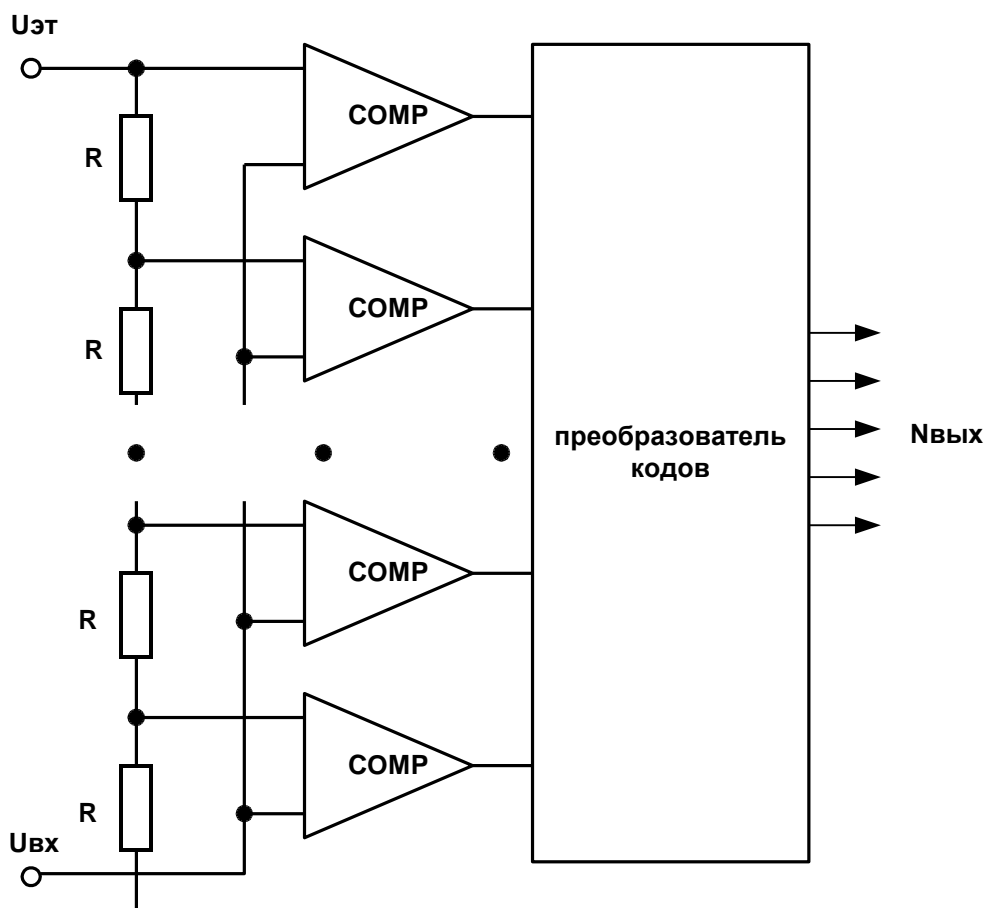


Рис. 6.11

Основу преобразователя составляет набор одинаковых компараторов, количество которых определяется разрядностью преобразователя – n . Часто используют термин – количество градаций преобразования - N , понимая под этим общее количество ступенек в характеристике преобразования. Необходимое количество компараторов должно быть равно количеству градаций преобразования N , причем $N=2^n - 1$. Отметим, что для реализации, например, 8-разрядного преобразователя потребуется 255 компараторов.

Один из входов всех компараторов подключен к источнику входного сигнала $U_{вх}$, а вторые входы компараторов - к соответствующим точкам резистивного делителя напряжения $U_{оп}$, состоящего из N одинаковых, последовательно включенных резисторов R . Очевидно, что напряжения с делителя, поступающие на входы соседних компараторов различаются на величину $U_{оп}/(N \cdot R)$, равную величине ступеньки характеристики преобразования.

При определенной величине входного сигнала $U_{вх}$, та (нижняя на рисунке 6.11) часть компараторов, для которой величина $U_{вх}$ будет больше, чем величина напряжения, поступающего с соответствующей точки делителя $U_{оп}$, переключится в состояние “1” по выходу, а оставшаяся часть компараторов останется в нулевом состоянии. Таким образом, на выходах компараторов сформируется N -разрядный код, в котором количество единиц будет пропорционально величине $U_{вх}$. Этот код иногда называют

“кодом по старшинству“, т.к. номер старшего из переключившихся компараторов и есть результат преобразования. Полученный код подается на вход схемы преобразования кодов, с выхода которой уже снимается обычный двоичный код. Преобразователь кодов – это обычная комбинационная схема. Отметим, что иногда преобразователь кодов выполняется с выходным кодом в коде Грея.

Основным достоинством АЦП с непосредственным считыванием является очень высокое быстродействие. Т.к., время преобразования определяется только временем переключения одного компаратора (все компараторы по отношению к входному сигналу подключены параллельно) и временем задержки в схеме преобразования кодов, для современных преобразователей в интегральном исполнении $T_{пр} < 20$ наносекунд. Уже рекламируются такие АЦП с $T_{пр} < 5$ наносекунд. Для достижения такого быстродействия применяется ряд мер по снижению времен задержки путем увеличения рабочих токов в схемах компараторов и логических элементов, что уменьшает время перезаряда паразитных конденсаторов в схемах. Поэтому микросхемы таких АЦП, потребляют, как правило, большую мощность ($>1Вт$), что является их недостатком.

Вторым недостатком АЦП с непосредственным считыванием является обычно не высокая точность, определяемая трудностями изготовления очень большого числа компараторов на одном кристалле. Разрядность выпускаемых в интегральном исполнении АЦП обычно не выше $6÷8$. Необходимо отметить также достаточно высокую стоимость таких АЦП.

АЦП с непосредственным считыванием применяются в основном в различных цифровых устройствах обработки очень высокочастотных сигналов, к которым, в первую очередь, относятся радиолокационные и телевизионные сигналы. Развитие цифрового телевидения и повышение требований к параметрам радиолокационных станций обусловили в настоящее время их очень широкое применение.

6.4.5 АЦП каскадного типа

Структурная схема АЦП каскадного типа приведена на рисунке 6.12,а.

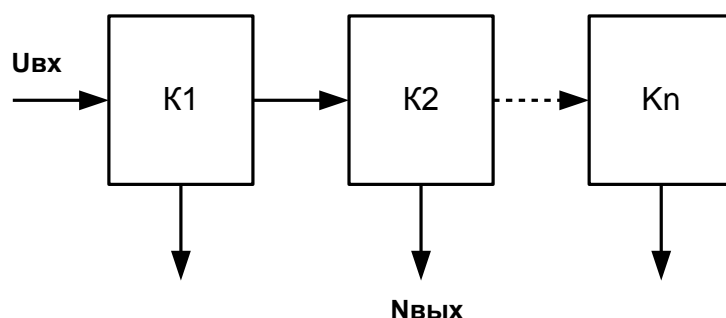


Рис. 6.12

АЦП состоит из n одинаковых, последовательно включенных каскадов, причем количество каскадов равно необходимой разрядности преобразования. Структура одного каскада приведена на рисунке 6.12,б. Каскад имеет аналоговый вход, аналоговый выход и дополнительный цифровой выход – выход компаратора.

Для пояснения принципа работы преобразователя рассмотрим амплитудные характеристики отдельного каскада и последовательного соединения трех каскадов, приведенные на рисунке 6.13.

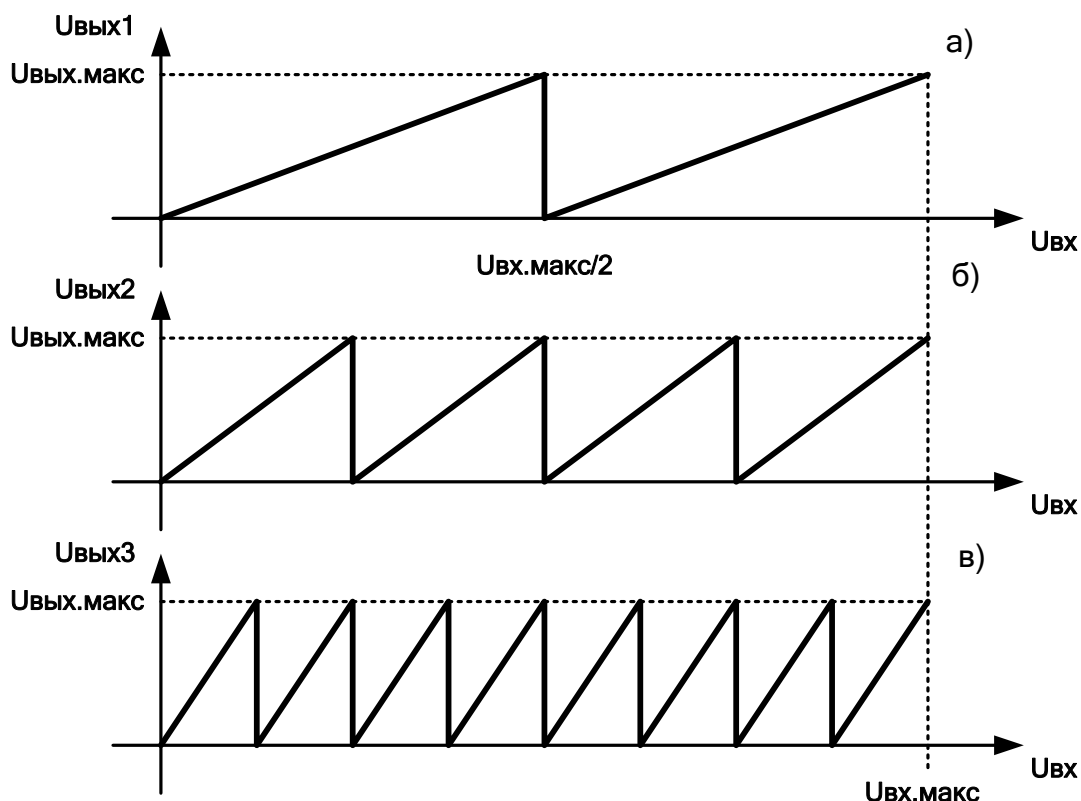


Рис. 6.13

Амплитудная характеристика одного каскада имеет вид, показанный на рисунке 6.13,а. Входной сигнал $U_{вх}$ поступает на вход усилителя с коэффициентом усиления равным 2. Поэтому при изменении входного сигнала от нуля до величины $U_{оп}/2$ выходной сигнал меняется от нуля до $U_{оп}$. При дальнейшем увеличении $U_{вх}$ переключается компаратор, сигналом с выхода компаратора замыкается электронный ключ K , и из входного сигнала теперь вычитается $U_{оп}/2$, поэтому выходной сигнал опять изменяется от нуля до $U_{оп}$, а на цифровом выходе появляется 1.

Т.к. выходной сигнал предыдущего каскада является входным для последующего, при последовательном соединении каскадов количество пиков характеристики удваивается по сравнению с предыдущим каскадом,

что и отражено на рисунке 6.13. Дополнительно на рисунке 6.13 показаны значения на цифровых выходах для каждого каскада при изменении входного сигнала от нуля до максимального, равного $U_{оп}$. Цифровой сигнал при этом меняется от значения 000 до значения 111 по двоичному закону, т.е. $N_{вых} = K_{пр} \cdot U_{вх}$.

Очевидно, что точность работы такого преобразователя будет определяться, в первую очередь, точностью коэффициента усиления усилителя ($K=2$) и точностью работы компаратора. Реализуя схему усилителя по схеме масштабного усилителя на основе ОУ, в интегральном исполнении вполне достижима точность преобразования порядка $0,5 \div 1$ %.

Время преобразования в таком преобразователе будет определяться временем переходных процессов в последовательно соединенных каскадах при ступенчатом изменении входного сигнала. Точная оценка этого времени достаточно сложна, однако проведенные исследования показали, что возможно получение достаточно высокого быстродействия.

Из характеристик, приведенных на рисунке 6.13, видно, что в амплитудной характеристике каскада имеются разрывы второго рода, что увеличивает время переходных процессов в каскаде из-за конечной скорости изменения выходного сигнала в ОУ. Поэтому было предложено изменить схему каскада так, чтобы его амплитудная характеристика имела вид, показанный на рисунке 6.14,а.

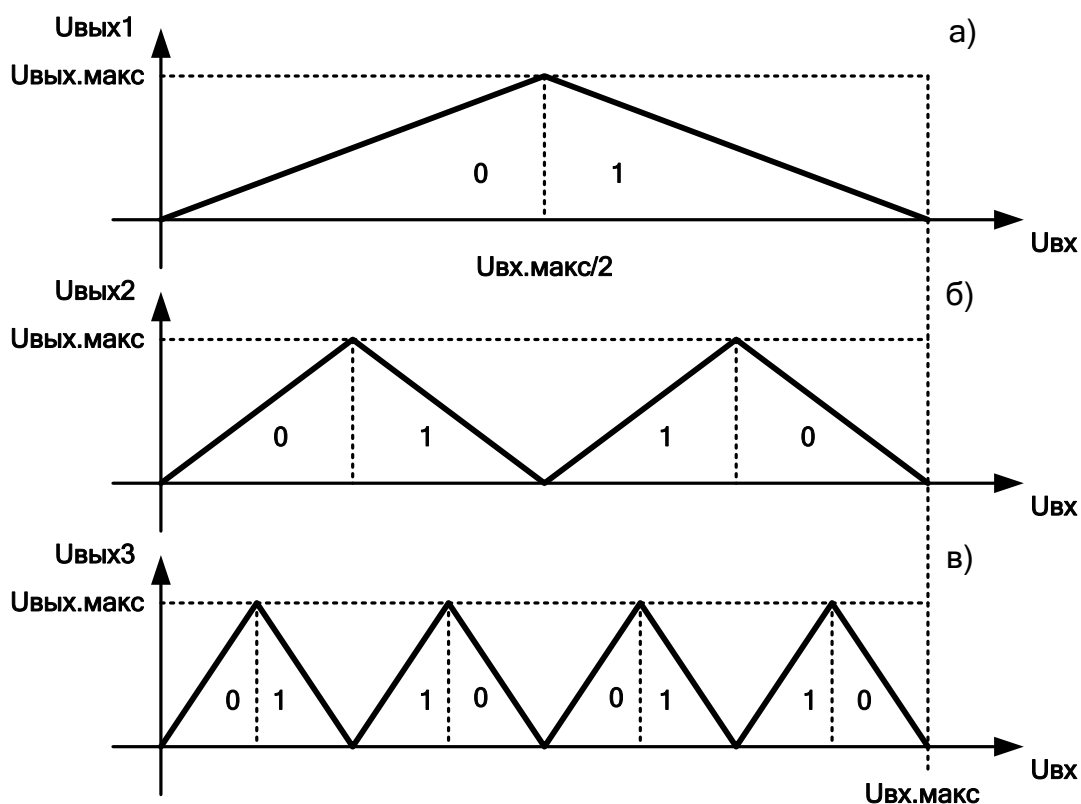


Рис. 6.14

При подготовке к экзамену студентам рекомендуется самим разработать структурную схему каскада с указанным видом амплитудной характеристики.

На рисунке 6.14 приведены также значения выходного цифрового кода при изменении входного сигнала от нулевого до максимального. При этом видно, что в данном случае выходной код является кодом Грея. Отметим, что код Грея не является искусственным кодом, и как выяснилось, используется при передаче информации в биологических объектах.

Проведенные экспериментальные исследования показали, что в семиразрядном АЦП с каскадами с амплитудной характеристикой, приведенной на рисунке 6.14, возможно получение частоты квантования до 20 МГц, что соответствует $T_{пр}=50$ наносекунд.

В интегральном исполнении каскадные АЦП в чистом виде не выпускаются, однако они широко применяются в составе интегральных комбинированных АЦП. В комбинированных АЦП старшие разряды (обычно два разряда) выполняются по схеме каскадного АЦП, а младшие разряды – обычно 6÷8 – по схеме АЦП с непосредственным считыванием. Это позволяет значительно упростить изготовление интегральной микросхемы АЦП за счет уменьшения (в четыре раза) количества компараторов на кристалле, не увеличивая существенно время преобразования АЦП.

6.5. АЦП замкнутого типа

Обобщенная структура АЦП замкнутого типа приведена на рисунке 6.15.

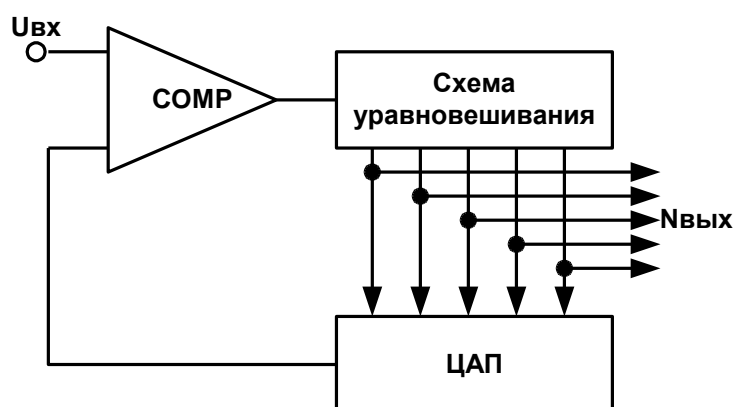


Рис. 6.15

В составе схемы АЦП имеется цифровая схема формирования выходного кода, имеющая название схемы уравнивания. Выходной код подается на вход обратного преобразователя – ЦАП, аналоговый сигнал $U_{ос}$ с выхода которого сравнивается на компараторе с входным

сигналом $U_{вх}$. Сигналом с выхода компаратора так управляется схема уравнивания, чтобы разность между сигналом $U_{вх}$ и сигналом обратной связи $U_{ос}$ стремилась к нулю. Таким образом, схема любого АЦП замкнутого типа реализуется по структуре следящей системы с ООС. Различия в схемах определяются только принципом работы (алгоритмом уравнивания) схемы уравнивания.

Оценивая точность работы АЦП замкнутого типа, легко показать, что погрешность АЦП будет определяться только погрешностью ЦАП и погрешностью сравнения в компараторе. Как было показано ранее, в интегральном исполнении схем обе эти погрешности могут быть достаточно малы, поэтому АЦП замкнутого типа, как правило, характеризуются достаточно высокой точностью. В настоящее время такие АЦП находят очень широкое применение и выпускаются в интегральном исполнении большими тиражами многими производителями.

6.5.1 АЦП замкнутого типа с последовательным уравниванием

Структурная схема АЦП замкнутого типа с последовательным уравниванием приведена на рисунке 6.16. Иногда эту схему называют АЦП с единичными приращениями.

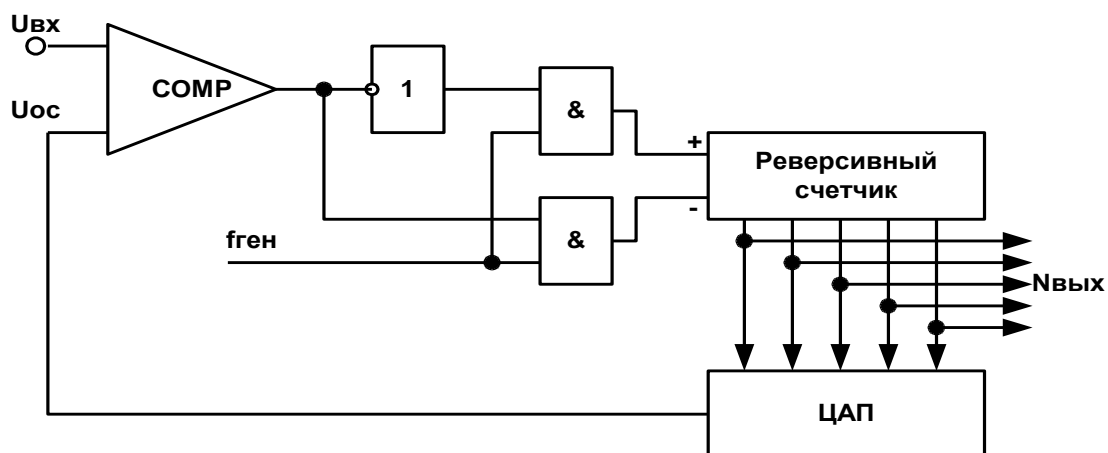


Рис. 6.16

Схема уравнивания в этом АЦП реализована на основе двоичного реверсивного счетчика, направление счета в котором управляется сигналом с выхода компаратора. Для пояснения работы схемы на рисунке 6.17 приведены временные диаграммы работы схемы при ступенчатом изменении входного сигнала и далее при изменяющемся входном сигнале.

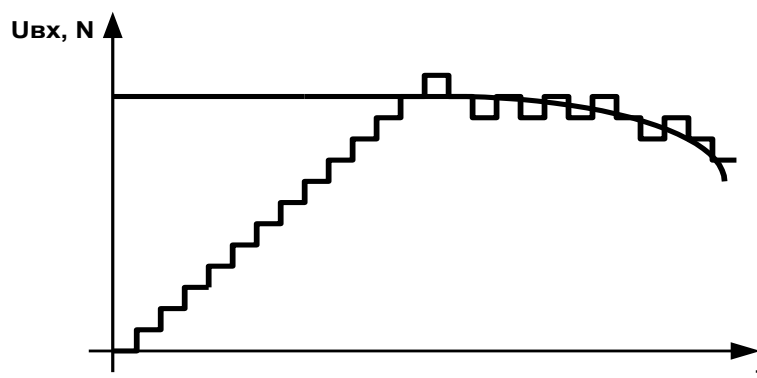


Рис. 6.17

Оценим быстродействие такого АЦП. Очевидно, что максимальное время преобразования при скачкообразном изменении $U_{вх}$ от нуля до U_{max} будет равно: $T_{пр} = N_{max} / f_{ген}$. Поэтому такие АЦП не являются быстродействующими. Однако, когда сигнал обратной связи с выхода ЦАП достигнет величины $U_{вх}$, преобразователь входит в следящий режим, и частота считывания выходного кода (частота квантования) может быть выбрана значительно выше чем $f_{кв} = 1/T_{пр}$. При этом следует учитывать, что, если входной сигнал будет изменяться достаточно быстро, может возникнуть дополнительная составляющая погрешности в несколько ЕМР, называемая динамической погрешностью преобразования.

В интегральном исполнении такие АЦП как метрологические преобразователи практически не выпускаются, но в последние годы стали очень широко выпускаться так называемые интегральные Δ - Σ (дельта-сигма) преобразователи, реализованные по структуре аналогичной структуре, приведенной на рисунке 6.16. Дельта-сигма преобразователи выпускаются, как правило, многоразрядными с $n > 12 \div 16$, причем ряд фирм выпускают преобразователи с разрядностью до $20 \div 24$. Необходимо четко понимать основное назначение и возможности применения дельта-сигма преобразователей. С точки зрения погрешности преобразования значащимися у них являются только $10 \div 12$ старших разрядов преобразования, т.к. погрешность преобразования зависит также и от точности и стабильности величины $U_{оп}$, подаваемого на ЦАП преобразователя и других факторов. Однако существуют много применений, когда интересует не точное значение $U_{вх}$, а характер (динамика) его изменения, особенно при широком диапазоне входного сигнала. Таким примером являются аудиосигналы (звуковые сигналы), имеющие очень широкий динамический диапазон (оркестровые произведения имеют динамический диапазон до $100 \div 120$ dB). При цифровой записи или воспроизведении аудиосигналов необходимо точно передать все изменения сигнала, как при максимальной, так и при минимальной громкости. Абсолютное же значение сигнала не играет большой роли, т.к. человеческое ухо воспринимает уровень (громкость) звуковых сигналов в логарифмическом диапазоне. Поэтому для цифровой

обработки звуковых сигналов используют многоразрядные дельта-сигма преобразователи.

Подобные же задачи встречаются и при построении систем автоматики, в которых используют точную настройку (установку) какого-либо параметра с помощью следящих систем с обратной связью. Однако применение таких преобразователей в качестве метрологических, т.е. при заданных требованиях к погрешности преобразования требует тщательного анализа. Например, использование дельта-сигма преобразователя для построения высокоточного цифрового вольтметра недопустимо, т.к. показания такого прибора будут сильно зависеть от окружающей температуры, напряжения питания и других возмущающих факторов.

6.5.2 АЦП замкнутого типа с поразрядным уравниванием

Структурная схема четырехразрядного АЦП с поразрядным уравниванием приведена на рисунке 6.18.

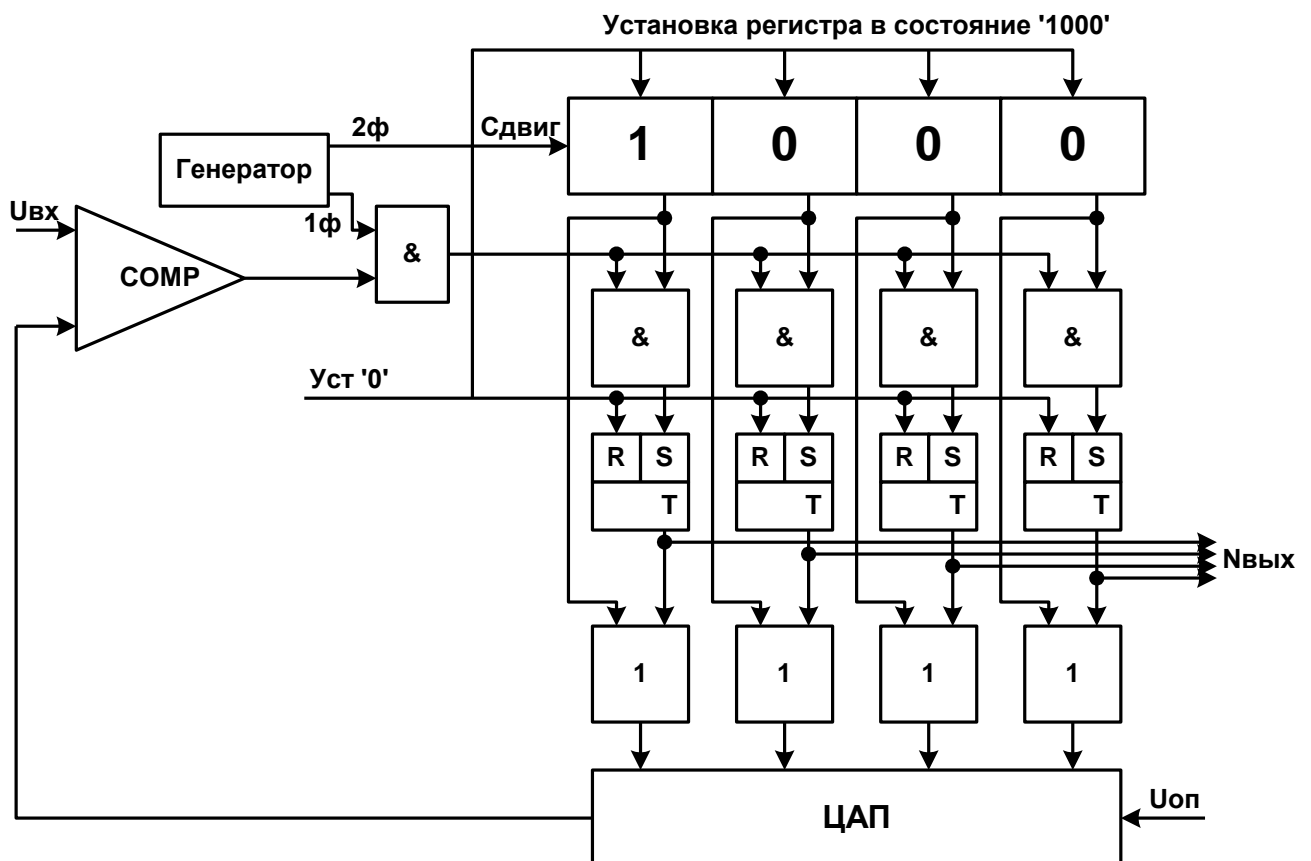


Рис. 6.18

Принцип работы такого преобразователя основан на последовательной установке значения каждого разряда преобразования

начиная со старшего. Алгоритм работы реализует решение задачи нахождения искомой величины из $N=2^n$ возможных значений путем последовательного деления значений пополам и выделения той половины, в которой находится искомая величина. Абсолютно аналогично решается, например, задача нахождения фальшивой (отличающейся по весу) монеты из N монет минимальным числом взвешиваний. Для этого сначала все монеты делят на две кучки и взвешиванием находят ту кучку, в которой находится фальшивая монета. Затем эту кучку делят на две и т.д.

В преобразователе имеется n -разрядный сдвиговой (развертывающий) регистр, информация в котором по каждому такту генератора сдвигается на один разряд вправо, и n -разрядный выходной регистр, состоящий из RS-триггеров. В исходном состоянии выходной регистр обнулен, а в сдвиговой регистр записывается единица только в старший разряд, а все остальные разряды также обнулены. При этом единичный сигнал из старшего разряда проходит через ячейку ИЛИ на вход ЦАП, на выходе которого формируется сигнал обратной связи U_{oc} , равный $U_{вх.маx}/2$, что соответствует единице в старшем разряде. Сигнал U_{oc} сравнивается на компараторе с входным сигналом и, если $U_{вх} > U_{oc}$, то первый такт двухфазного тактового генератора проходит через соответствующую ячейку И и устанавливает старший разряд выходного регистра в единичное состояние. В противном случае старший разряд выходного регистра остается в нулевом состоянии. По второму такту генератора происходит сдвиг на один разряд вправо в сдвиговом регистре, причем в старший разряд записывается ноль. Далее в зависимости от значения $U_{вх}$ устанавливается значение второго разряда, и процесс повторяется до тех пор, пока не будет установлено значение младшего разряда выходного регистра. Для пояснения принципа работы преобразователя на рисунке 6.19 приведена временная диаграмма уравнивания для четырехразрядного преобразователя при $U_{оп}=16$ В и $U_{вх}=11,5$ В.

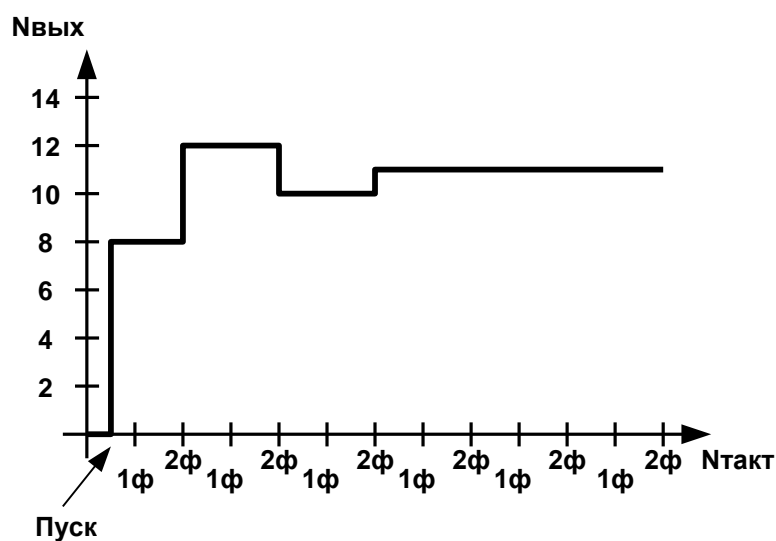


Рис. 6.19

Из принципа работы АЦП с поразрядным уравниванием следует, что время преобразования для него составит $T_{пр} = n/f_r$, где f_r – частота работы двухфазного тактового генератора. Т.к. для современных цифровых интегральных микросхем допустимая частота работы составляет десятки мегагерц, вполне возможно получение $T_{пр} < 1$ микросекунды. Отметим также, что в схеме преобразователя может быть использован однофазный тактовый генератор, но триггеры, на основе которых построены развертывающий и выходной регистры, должны быть динамического типа, причем переключение триггеров развертывающего и выходного регистров должно происходить по различным фронтам тактового генератора.

Таким образом, АЦП с поразрядным уравниванием обладают достаточно высокой точностью при достаточно высоком быстродействии. Ранее их применение ограничивалось сложной схемной реализацией, однако развитие интегральной микроэлектроники позволило исключить данный недостаток. В настоящее время АЦП с поразрядным уравниванием выпускаются очень многими фирмами и применяются наиболее широко по сравнению с другими типами преобразователей. Только в случае очень высоких требований по точности или по быстродействию применяют АЦП с двойным интегрированием или АЦП с непосредственным считыванием. Необходимо только отметить, что АЦП с поразрядным уравниванием не относятся к классу интегрирующих, поэтому необходимо тщательно проанализировать возможность применения этих АЦП в случаях сильно зашумленных входных сигналов.

К сожалению, в ряде технической, особенно зарубежной литературы АЦП этого типа называют АЦП с последовательным уравниванием, что требует анализа принципов работы при применении конкретных интегральных микросхем АЦП.

6.6 Современные интегральные АЦП

Как уже отмечалось, номенклатура выпускаемых АЦП в интегральном исполнении очень широка. Поэтому необходимо отметить некоторые особенности выпускаемых интегральных АЦП.

В настоящее время интегральные АЦП выпускаются, как правило, в виде функционально законченных универсальных микросхем. Поэтому обычно не требуется дополнение микросхемы навесными элементами, но имеется ряд дополнительных выводов микросхемы, с помощью которых возможно специализировать микросхему АЦП. Поэтому при применении конкретного интегрального АЦП необходимо правильно выбрать схему его включения.

В ряде интегральных АЦП встроен входной мультиплексор аналоговых сигналов, что позволяет использовать такой АЦП для преобразования нескольких входных сигналов (обычно 4 или 8 каналов).

Для управления мультиплексором имеются специальные адресные выходы микросхемы АЦП. Дополнительно в интегральных АЦП может иметься один или несколько выходных регистров, в которых возможно хранение результатов преобразования. Для управления работой этих регистров также имеются дополнительные выходы микросхемы.

В большинстве интегральных АЦП результат преобразования представлен в виде параллельного выходного кода, однако в последние годы начат выпуск АЦП с последовательным выходным кодом. Это позволяет значительно уменьшить количество выводов микросхемы. Для вывода информации используются стандартные двухпроводные интерфейсы (SPI, I²S и др.), что требует в системе организации требуемых интерфейсов.

При использовании интегральных АЦП в системах автоматики требуется организация определенных протоколов обмена информацией. Поэтому в микросхемах интегральных АЦП, предназначенных для применения в системах автоматики, имеются дополнительные выходы для подключения входных сигналов, например, сигнал ПУСК, по которому начинается преобразование входного сигнала. Кроме того, обязателен ряд выходных сигналов, к которым относятся сигнал ГОТОВНОСТЬ (преобразователь готов к преобразованию) и сигнал КОНЕЦ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, по которому возможно считывание результата преобразования.

Во многих системах автоматики в качестве цифрового устройства управления используются программируемые микроконтроллеры. В большинстве современных микроконтроллеров имеются встроенные, как правило, многоканальные АЦП. Поэтому не требуется установка микросхем АЦП в систему, а все задачи сопряжения АЦП с системой управления решаются при программировании микроконтроллера. Отметим, что встроенные АЦП являются обычно АЦП с поразрядным уравниванием.

В ряде последних интегральных и встроенных АЦП имеется возможность путем отправки специальных управляющих кодов или при программировании контроллера выбирать шкалу преобразования АЦП.

В заключение следует отметить, что в последние годы начат выпуск так называемых цифровых датчиков сигналов (температуры, давления, влажности и т.д.). В этих датчиках встроен интегральный АЦП с последовательным выходным кодом. Применение таких датчиков позволяет обходиться без АЦП, но необходимо обеспечить в системе требуемый интерфейс связи. Кроме того, обычно требуется отправка специальных управляющих кодов в микросхему датчика для его инициализации выбора параметров преобразования.

7. СИНТЕЗАТОРЫ СИГНАЛОВ

Синтезаторами сигналов называются устройства, формирующие на своем выходе периодические или однократные сигналы определенной формы и частоты.

В основном синтезаторы сигналов используются при тестировании различных автоматизированных систем управления путем подачи на входы системы сигналов заданной частоты и формы и определения (анализа) выходных сигналов в системе. В частном случае это могут быть синусоидальные или прямоугольные сигналы, однако в ряде случаев могут потребоваться периодические или однократные сигналы любой формы.

Кроме указанного применения синтезаторы сигналов могут использоваться и в качестве генераторов сигналов, особенно, если к параметрам выходных сигналов генератора предъявляются жесткие требования по частоте или качеству формы выходных сигналов.

К параметрам выходных сигналов синтезаторов сигналов обычно предъявляются следующие требования:

по форме:

- генерация любых периодических и однократных функций, включая разрывные функции, с требуемой точностью (качеством формы), соответствующих каждой задаче.

по частоте:

- возможность формирования сигналов в определенном (часто достаточно широком) диапазоне частот;

- требование по заданной дискретности перестройки частоты, то есть возможности формирования на выходе частоты сигнала из определенного набора дискретных значений. В зависимости от требуемого диапазона выходных частот, а также аппаратных ресурсов, выбирается квант изменения выходной частоты, определяющий разность между двумя соседними частотами.

- точность задания частоты. При этом требуемая частота может задаваться пользователем не только с помощью переключателей, но и в цифровом виде по каналу связи. Точность ее задания определяется обычно разностью между двумя соседними генерируемыми частотами, т.е. взаимосвязана с дискретностью перестройки частоты. Достаточно часто к точности задания частоты и, соответственно к стабильности частоты, предъявляются очень высокие требования, достигающие 0,001%.

Исходя из требований, предъявляемых к синтезаторам сигналов, при проектировании таких устройств должны решаться две отдельные задачи: синтез формы сигнала и синтез частоты. Если учесть, что один период выходного сигнала необходимо воспроизводить с различной частотой, в

качестве первичной задачи целесообразно рассмотреть задачу синтеза формы сигнала.

7.1 Методы синтеза формы сигналов

Задача синтеза формы сигнала представляет собой генерацию некоторой периодической функции. Она может решаться несколькими способами. Первым и достаточно очевидным способом является использование разложения требуемого сигнала в ряд Фурье. Так как одним из требований к синтезатору является генерация периодических сигналов, эта задача математически решается просто.

Как известно, любой периодический сигнал может быть разложен в ряд Фурье:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1,2,\dots}^{\infty} B_k \sin \frac{2\pi k}{T} t + \sum_{k=1,2,\dots}^{\infty} C_k \cos \frac{2\pi k}{T} t, \quad (7.1)$$

где:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt; B_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin \omega_k t dt; C_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos \omega_k t dt; \quad (7.2)$$

В данной формуле $f(t)$ - исходная функция, A, B, C – коэффициенты ряда Фурье.

Таким образом, любой сигнал (как функция от времени) может быть представлен в виде суммы синусоидальных гармоник различной частоты и постоянной составляющей (A_0). В случае, когда сигнал является четной функцией от времени, в его разложении в ряд Фурье отсутствуют нечетные гармоники и, наоборот, если сигнал – нечетная функция, коэффициенты C_k будут нулевыми, что упрощает вид ряда Фурье для этого сигнала. Поэтому синтез сигнала любой формы можно свести к синтезу составляющих его гармоник различной частоты. Однако, для сигналов, имеющих разрывы первого или второго рода, чтобы получить сигнал по форме с достаточной точностью (то есть сигнал, мало отличающийся от требуемого задачей), необходимо синтезировать большое число гармоник, что заметно усложняет задачу синтеза.

Можно заметить, что обычно в разложении Фурье с увеличением номера гармоники ее амплитуда, а, следовательно, и влияние на суммарный сигнал уменьшается, то есть каждая последующая гармоника вносит в суммарный сигнал вклад меньший, чем предыдущая. Начиная с некоторого номера N амплитуды гармоник, присутствующих в разложении исходного сигнала, практически не будут оказывать влияния на форму выходного сигнала. Это позволяет не учитывать высшие гармоники,

однако для обеспечения необходимой точности значение N должно быть обосновано.

В качестве примера рассчитаем число гармоник N, достаточное для получения 5% точности при разложении в ряд Фурье прямоугольного сигнала (Рис.7.1).

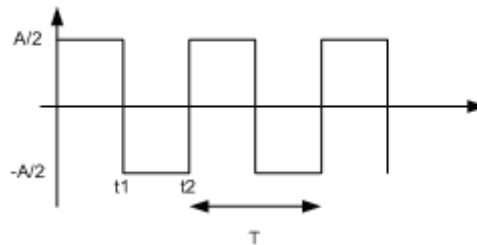


Рис. 7.1.

При разложении в ряд Фурье прямоугольного сигнала получим:

$$\begin{aligned}
 B_k &= \frac{2}{2t_1} \int_0^{2t_1} f(t) \sin \frac{2\pi k}{2t_1} t dt = \frac{2}{2t_1} \left(\int_0^{t_1} \frac{A}{2} \sin \frac{2\pi k}{2t_1} t dt - \int_{t_1}^{2t_1} \frac{A}{2} \sin \frac{2\pi k}{2t_1} t dt \right) = \\
 &= \frac{At_1}{2t_1 \pi k} (-\cos(\pi k) + 1 + \cos(2\pi k) - \cos(\pi k)) = \frac{A}{\pi k} (1 - \cos(\pi k))
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

При $k=2n$ $B_k=0$

При $k=2n+1$ $B_k=A/(\pi k)$

В данном разложении учитываются только синусоидальные гармоники (функция нечетная) с нечетными номерами. Амплитуда каждой следующей гармоники уменьшается в “к” раз. Поэтому, чтобы получить сигнал с точностью не хуже 5% необходимо сформировать не менее $N = 1/0.05 = 20$ гармоник, что делает проектирование устройства очень трудоемким, а схемную реализацию объемной. Кроме того, для тестирования систем часто необходимо несколько различных вариантов форм выходных сигналов, что делает задачу проектирования устройства крайне сложной. Поэтому возникает необходимость в универсальном методе синтеза формы сигнала, позволяющем при небольших схемных затратах синтезировать различные формы сигналов.

Представление требуемого по форме сигнала в виде суммы синусоидальных гармоник не является единственным средством синтеза формы сигнала. Задачу синтеза формы можно значительно упростить, заменив исходный сигнал аппроксимирующей функцией. Несмотря на то, что при аппроксимации сигнала необходим анализ точности формирования сигнала, практически всегда можно подобрать вид

аппроксимации так, чтобы аппроксимированный сигнал достаточно точно соответствовал исходному. Плюсом такого метода является то, что при правильном выборе метода аппроксимации аппаратная реализация синтеза формы аппроксимированного сигнала значительно упрощается.

На практике обычно используется либо кусочно-линейная аппроксимация исходного сигнала (рис.7.2,а), либо ступенчатая аппроксимация (рис.7.2,б).

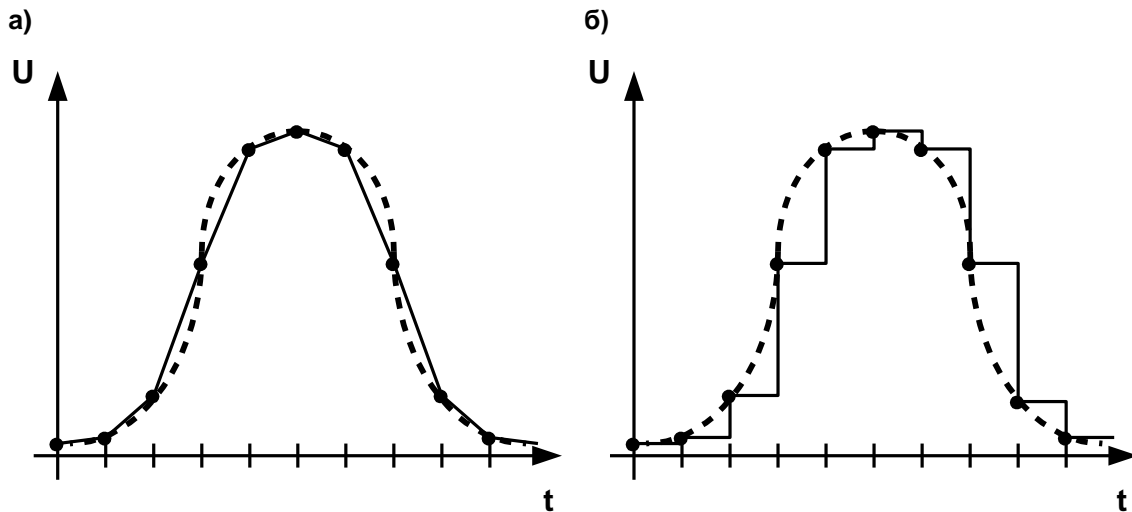


Рис.7.2.

Аппаратная реализация ступенчатых аппроксимирующих функции, особенно при широком диапазоне частот генерируемых сигналов, значительно проще аппаратной реализации кусочно-линейно аппроксимации. Однако качество формы выходного сигнала при этом получается хуже. С другой стороны понятно, что путем увеличения числа точек аппроксимации функции (увеличения числа ступенек в аппроксимирующей функции) можно повысить качество формы выходного сигнала, т.е. приблизить по форме аппроксимирующий сигнал к требуемому. Поэтому необходимо выявить взаимосвязь между количеством точек аппроксимации и качеством воспроизводимой формы сигнала. Для этого необходимо рассмотреть разложение в ряд Фурье ступенчатой аппроксимирующей функции при аппроксимации типового сигнала.

На рисунке 7.3 представлен спектр аппроксимирующей ступенчатой функции, содержащей M точек (ступенек) при аппроксимации синусоидального сигнала.

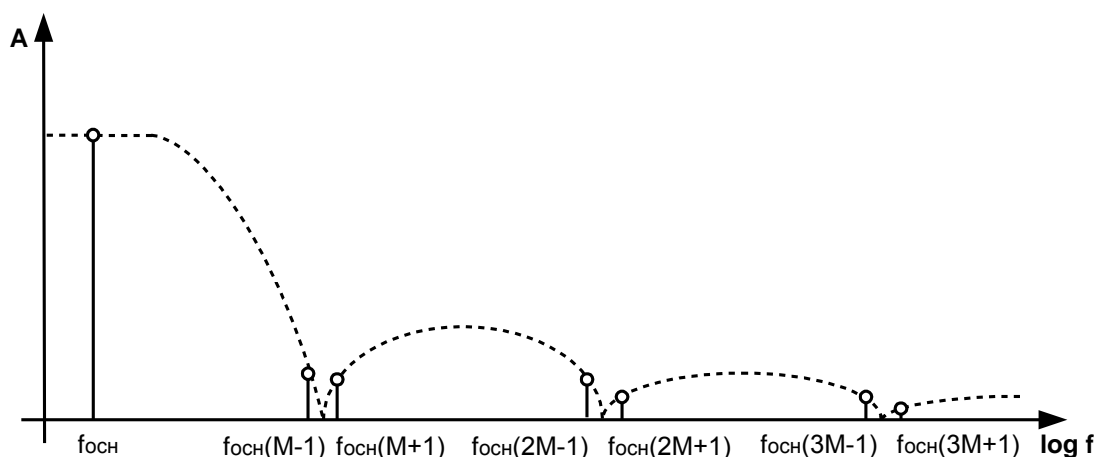


Рис. 7.3

Из рисунка 7.3 следует, что кроме основной гармоники, являющейся требуемым сигналом, спектр аппроксимирующей функции содержит высшие гармоники, наличие которых и приводит к отличию по форме аппроксимирующей функции и требуемой. Однако, первая высшая гармоника имеет частоту в $M-1$ раз выше, чем частота требуемого сигнала, а ее амплитуда в $M-1$ раз меньше, чем амплитуда требуемого сигнала (математические выкладки ввиду их объемности не приведены).

Очевидно, что при достаточном числе M – числе точек аппроксимации и использовании простейших фильтров (ФВЧ), например даже первого порядка, возможно получение достаточно высокого качества выходного сигнала.

Ступенчатая аппроксимация (Рис.7.2,б) удобна тем, что сигнал остается постоянным на всей длине ступеньки. Поэтому для технической реализации достаточно на определенных интервалах времени формировать выходной сигнал, равный по амплитуде значению требуемой функции в данной точке аппроксимации.

Структурная схема синтезатора формы, основанного на замене требуемой функции ступенчатой аппроксимирующей функцией, представлена на рисунке 7.4.

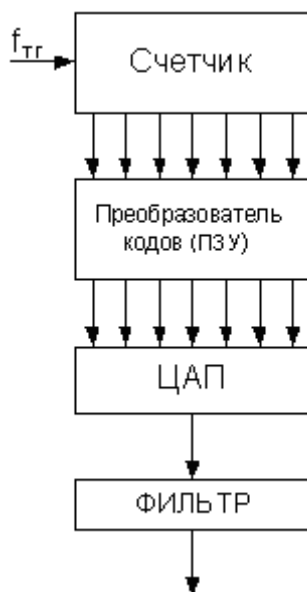


Рис. 7.4.

В данной схеме по сигналам тактового генератора, частота которого определяет частоту выходного сигнала, работает счетчик, на выходе которого формируется последовательность кодов – номеров точек аппроксимации требуемой функции. С выхода счетчика код с номером точки аппроксимации поступает на вход преобразователя кодов, на выходе которого для каждого кода номера точки аппроксимации формируется код, соответствующий значению требуемой функции в данной точке аппроксимации. Далее с помощью ЦАП код значения функции преобразуется в соответствующий уровень напряжения. С помощью фильтра ослабляются высшие гармоники в сформированном сигнале для получения требуемого качества формы выходного сигнала.

Отметим основные особенности данной структурной схемы:

1. Схема позволяет формировать как однократные, так и периодические сигналы. Для формирования периодических сигналов необходимо чтобы емкость счетчика была равна M – числу точек аппроксимации требуемой функции, а сигналы от тактового генератора поступали на вход счетчика непрерывно.
2. В качестве преобразователя кодов может быть использовано любое постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), причем код с выхода счетчика должен поступать на адресные входы ПЗУ, а в соответствующих ячейках памяти должны быть предварительно записаны требуемые значения функции в данной точке аппроксимации. Т.к в настоящее время выпускаются ПЗУ достаточно большой емкости, имеется возможность в одной микросхеме ПЗУ записать сразу несколько требуемых форм выходных сигналов (синусоидальная, треугольная, колоколообразная, тангенциальная и т.д.), а выбор требуемой формы сигнала производить путем установки значений старших адресных разрядов ПЗУ.

3. Частота выходного сигнала, ее точность и стабильность будут определяться только частотой и стабильностью тактового генератора – синтезатора частоты. При этом требуемая частота тактового генератора должна быть в M раз выше требуемой частоты выходного сигнала. Поэтому при формировании высокочастотных сигналов целесообразно по возможности уменьшать число точек аппроксимации требуемой функции. Снижение качества формы выходного сигнала в ряде случаев может быть скомпенсировано улучшением параметров используемого фильтра.

4. При изменении частоты выходных сигналов необходимо соответственно изменять параметры фильтра. Это является недостатком данной структуры, т.к. необходимо использование фильтра с перестраиваемыми параметрами, что может вызвать затруднение при задании требуемого значения частоты генерации по линиям связи (цифровым кодом).

7.2. Методы построения цифровых синтезаторов частоты

Основные требования к синтезатору частоты были выявлены в предыдущем подразделе. Синтезируемый сигнал по форме должен быть импульсным, т.к. подается на вход обычного счетчика импульсов. Частота этого сигнала должна быть в M раз выше требуемой частоты выходного сигнала. Требования по точности, стабильности и диапазону перестройки частоты определяются общими требованиями к данному синтезатору сигналов.

Основные структурные схемы цифровых синтезаторов частот были разработаны уже достаточно давно. Они основаны на использовании цифровой автоматической системы стабилизации выходного параметра, приведенной на рисунке 7.5.

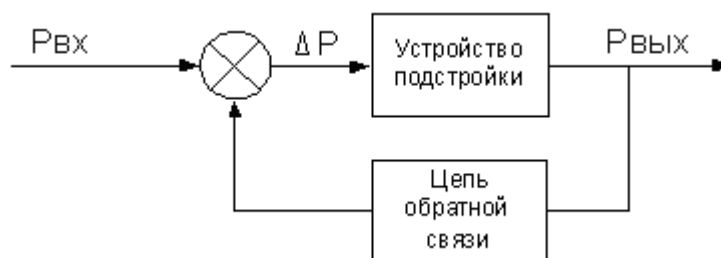


Рис. 7.5

В этой системе значение выходного параметра – частоты сигнала сравнивается с значением задающего параметра, а разность между ними (сигнал рассогласования) так воздействует на устройство подстройки выходного параметра, чтобы разностный сигнал стал равным нулю.

Наиболее часто используется схема цифрового синтезатора частоты, построенного по так называемой схеме синтезатора с частотомером в цепи

обратной связи. Структурная схема этого типа синтезатора приведена на рисунке 7.6.

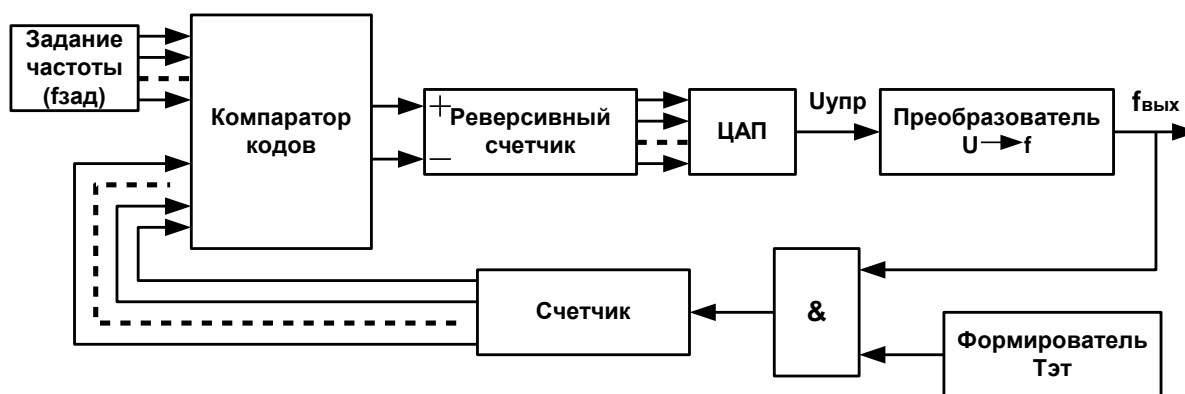


Рис. 7.6

Работа схемы основана на измерении частоты выходного импульсного сигнала и представлении ее в цифровом виде путем подсчета числа импульсов за эталонный промежуток времени $T_{эт}$. Далее этот код сравнивается с входным кодом заданной частоты с помощью компаратора кодов. Сигнал с выхода компаратора кодов управляет работой реверсивного счетчика импульсов, на выходе которого постепенно формируется цифровой код, соответствующий требуемому значению частоты выходного импульсного сигнала. Через ЦАП этот код подается на управляющий вход управляемого напряжением импульсного генератора.

Отметим, что в рассматриваемой структурной схеме точность и стабильность частоты выходного импульсного сигнала определяется только длительностью и стабильностью интервала $T_{эт}$. Поэтому схему формирования эталонного интервала выполняют, как правило, на основе высокостабильного (с кварцевой стабилизацией частоты) генератора и счетчика импульсов с необходимой для получения заданной длительности интервала емкостью. Внешние воздействия на схему управляемого генератора импульсов никак не влияют на стабильность работы синтезатора, т.к. сравнение значений выходной и заданной частоты производится в цифровой форме.

Недостатком рассмотренной структуры синтезатора является трудность формирования импульсных сигналов низкой частоты, т.к. в этом случае интервал $T_{эт}$ должен быть очень длинным. Поэтому для формирования низкочастотных колебаний применяют синтезатор частоты, построенный по структурной схеме с периодомером в цепи обратной связи, приведенной на рисунке 7.7.

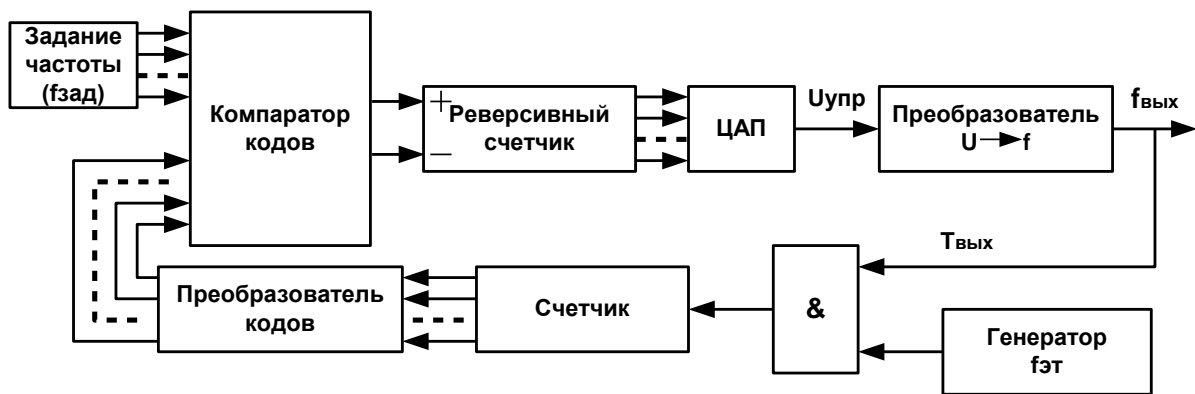


Рис.7.7

Эта схема отличается от схемы на Рис.7.6 тем, что в ней производится измерение не частоты, а периода генерируемого импульсного сигнала путем подсчета числа импульсов эталонного (высокостабильного) тактового генератора за время периода. Полученное число, пропорциональное длительности периода выходной частоты с помощью преобразователя кодов, в качестве которого, как правило, ПЗУ. С помощью преобразователя кодов осуществляется преобразование $T \rightarrow f$, то есть в ПЗУ предварительно заносится обратная функция $f=1/T$ для возможных значений кодов набора заданных частот. Полученное на выходе преобразователя кодов значение частоты сравнивается с заданным при помощи компаратора кодов, который выдает сигнал на инкрементацию или декрементацию реверсивного счетчика.

При необходимости генерирования широкого диапазона выходных частот можно применить комбинированную структуру синтезатора частоты, включающую в себя как бы обе рассмотренные структуры. Учитывая, что часть блоков структур на рисунках 7.6 и 7.7 одинаковы (компаратор кодов, реверсивный счетчик, преобразователь и т.д.) одинаковы, комбинированная схема получится только немного сложнее, чем схема на рисунке 7.7 за счет введения дополнительного мультиплексора для коммутации кода на входе компаратора кодов и небольшого набора логических элементов для переключения от одной структуры к другой. Автоматический выбор требуемой структуры может быть осуществлен по значению кода требуемой выходной частоты (по значению старшего разряда кода $f_{зад}$).

Общим недостатком обеих рассмотренных структур является низкое быстродействие их по цепи управления, т.е. достаточно большое время, необходимое на изменение значения выходной частоты при изменении значения $f_{зад}$. Это объясняется необходимостью соответствующего изменения кода на выходе реверсивного счетчика при единичных приращениях за время одного измерения выходной частоты или периода выходной частоты. Поэтому достаточно часто используют структуру синтезатора частоты, реализующую прямой метод синтеза частоты.

7.3. Прямой метод синтеза частоты

Структурная схема синтезатора частоты, реализующего прямой метод синтеза частоты приведена на рисунке 7.8.

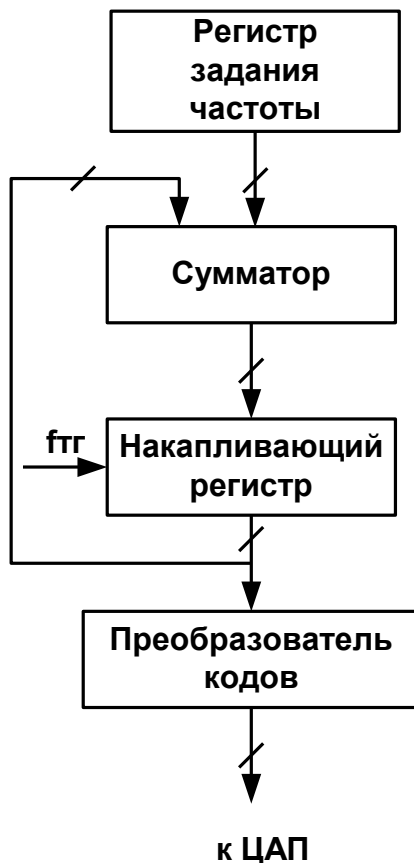


Рис. 7.8

В этой схеме сумматор и накапливающий регистр образуют накапливающий сумматор, т.е. устройство, выходной код которого по каждому импульсу тактового генератора увеличивается на величину значения кода с выхода регистра задания частоты. Для построения накапливающего сумматора используется обычная комбинационная схема многоразрядного сумматора, а в качестве накапливающего регистра – регистр построенный на основе двухфазных триггеров типа M-S.

По положительному фронту тактового импульса сумма предыдущего кода с выхода регистра и кода входной частоты записывается в первый триггер двухфазного триггера регистра, а по отрицательному фронту тактового импульса новое значение выходного кода передается на выход регистра.

Код с выхода накапливающего регистра и является выходным кодом синтезатора частоты и далее поступает на вход преобразователя кодов (ПЗУ), являющегося входным блоком синтезатора формы выходного сигнала.

Проанализируем работу рассматриваемого синтезатора частоты. Очевидно, что если в регистр задания частоты занести число “1”, то по каждому тактовому импульсу код на выходе накапливающего регистра будет увеличиваться на одну единицу. При емкости регистра равной N , переполнение накапливающего регистра произойдет через N тактов (периодов) тактового генератора. Длительность периода формируемой частоты составит $N \cdot t_{\text{тг}}$, а частота выходного сигнала будет равна $1 / N \cdot t_{\text{тг}}$. Количество же ступенек в аппроксимирующей функции будет N .

Легко показать, что если в регистр задания частоты занести число “2”, то длительность периода формируемой частоты уменьшится вдвое, выходная частота увеличится вдвое, а количество ступенек в аппроксимирующей функции будет $N/2$. В общем виде частота выходного сигнала определяется по формуле:

$$f_{\text{вых}} = \frac{F_{\text{зад}}}{N \cdot t_{\text{тг}}} \quad (7.4),$$

где $F_{\text{зад}}$ – код заданной частоты.

Можно показать, что даже, при не кратных числах N и $F_{\text{зад}}$ с учетом влияния ФВЧ на форму генерируемого сигнала частота выходного сигнала будет требуемой.

Для данной схемы синтезатора особенностью является то, что для различных синтезируемых частот число ступенек в аппроксимирующей функции будет также различным, причем с увеличением частоты выходного сигнала количество ступенек будет уменьшаться. Поэтому расчет необходимой емкости накапливающего регистра N производят для случая высшей частоты синтезируемого сигнала, задаваясь необходимым (минимальным) числом ступенек в аппроксимирующей функции по требованиям к точности формы выходного сигнала. Для всех других – более низких частот количество ступенек будет больше минимально-необходимого.

Другой важной особенностью данного способа синтеза частоты является то, что положение высших частот в спектре аппроксимирующего сигнала на оси частот постоянно и не зависит от частоты синтезируемого сигнала. Действительно, с увеличением частоты будет увеличиваться частота основной гармоник, но во столько же раз будет уменьшаться число ступенек в аппроксимирующей функции M . Поэтому значительно упрощается реализация ФВЧ, т.к. он может быть не перестраиваемым и заранее рассчитывается на нужное ослабление частот выше чем $f_{\text{тг}}$.

8. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

8.1. Этапы проектирования

С точки зрения содержания решаемых задач процесс проектирования электронных устройств можно разбить на следующие этапы:

1. **Системотехническое проектирование**, при котором выбираются и формулируются цели проектирования, обосновываются исходные данные и определяются принципы построения системы. При этом формируется структура проектируемого объекта, его составных частей, которыми обычно являются функционально завершенные блоки, определяются энергетические и информационные связи между составными частями. В результате формулируются частные технические задания на проектирование отдельных составных частей объекта.

2. **Функциональное проектирование**, применительно к электронным устройствам называемое также **схемотехническим**, имеет целью аппаратурную реализацию составных частей системы (комплексов, устройств, узлов). При этом выбирают элементную базу, принципиальную схему и оптимизируют ее параметры, осуществляя, как правило, многовариантный анализ или оптимизационные процедуры параметрического синтеза, учитывая при этом, выполнение требований наилучшего функционирования и эффективного производства.

3. **Конструирование**, называемое также техническим проектированием, решает задачи компоновки и размещения элементов и узлов, осуществления печатных и проводных соединений для электронных устройств всех уровней (модулей, ячеек, блоков, шкафов), а также решение задач теплоотвода, электрической прочности, защиты от внешних воздействий и т.п. При этом стремятся оптимизировать принимаемые решения по конструктивно-технологическим, экономическим и эксплуатационным показателям. Кроме того, на этом этапе проектирования разрабатывают техническую документацию, необходимую для изготовления и эксплуатации электронного устройства.

4. **Технологическая** подготовка производства обеспечивает разработку технологических процессов изготовления отдельных блоков и всей системы в целом. На этом этапе проектирования создается технологическая документация на основе предшествующих результатов.

Этапы проектирования состоят из отдельных проектных процедур, которые заканчиваются частным проектным решением. Типичными для проектирования электронных устройств являются процедуры анализа (поскольку процедура синтеза достаточно полно формализована только для отдельных классов электронных устройств).

Процедура анализа состоит в определении свойств заданного (или выбранного) описания электронного устройства, например, принципиальной схемы. Примерами такой процедуры могут служить

расчет частотных или переходных характеристик электронных схем, определение реакции схемы на заданное воздействие и др. Анализ позволяет оценить степень удовлетворения проектного решения заданным требованиям и его пригодность.

Маршрут проектирования может начинаться как с нижних иерархических уровней описаний частных проектных решений, так и с верхних. В первом случае предполагается процедура восходящего проектирования, во втором – нисходящая. Типичным является принцип нисходящего проектирования, т.е. путь от общего к частному.

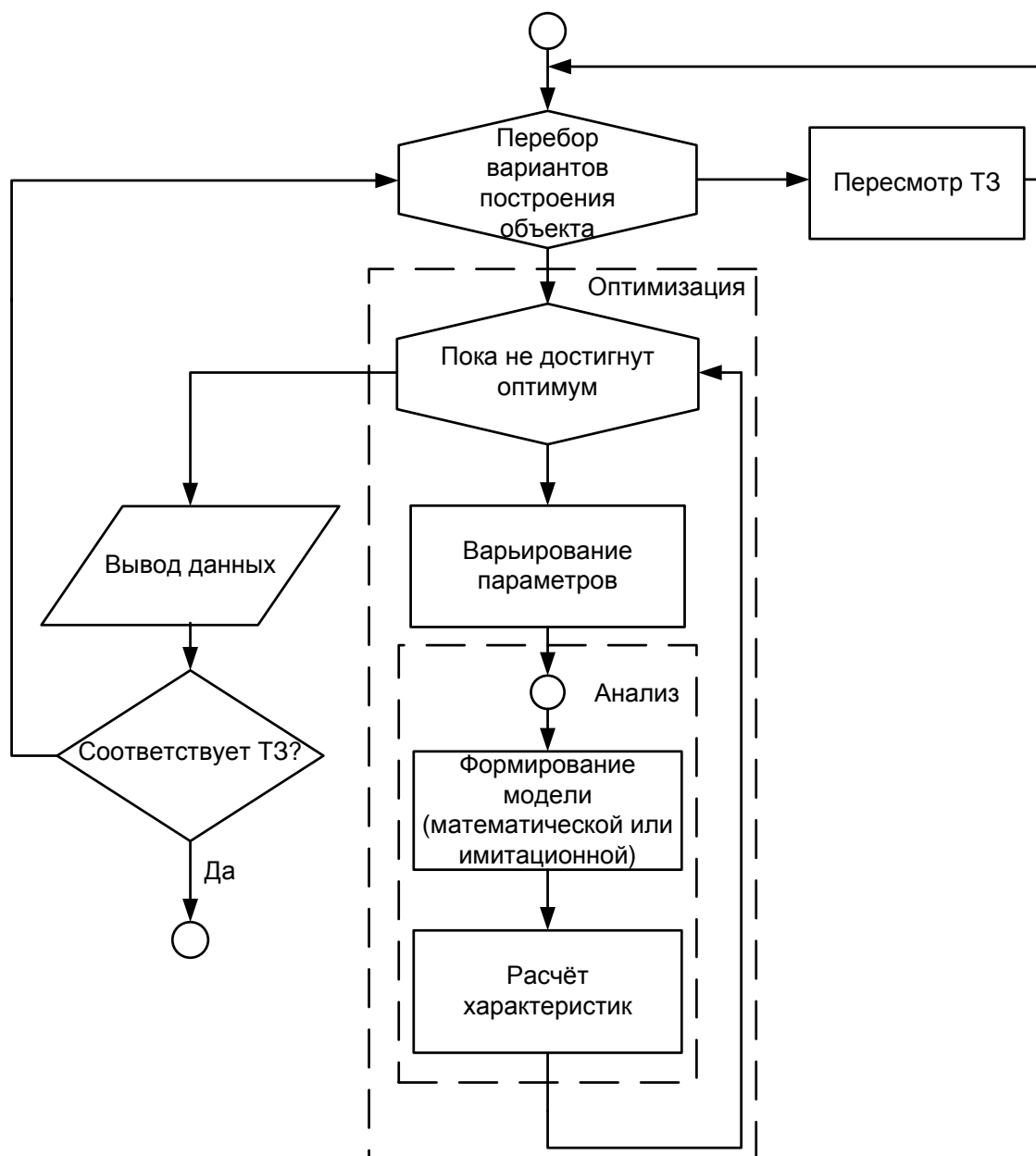


Рис. 8.1

Следует особо подчеркнуть, что между всеми этапами проектирования существует глубокая взаимосвязь. Так, определение окончательной конструкции и разработка всей технической документации часто не могут

быть выполнены до окончания разработки технологии. В процессе конструирования и разработки технологии может потребоваться коррекция принципиальных схем, структуры системы и даже исходных данных. Поэтому процесс проектирования является не только многоэтапным, но и многократно корректируемым по мере его выполнения, т.е. процесс проектирования, носит итерационный характер (Рис.Х.1.).

Главным средством автоматизации проектирования являются ЭВМ, управляемые ими другие технические средства, а так же программные системы, которые создают необходимую основу для автоматизации всех этапов проектирования электронных устройств.

Далее проведем обзор и рассмотрим некоторые ключевые моменты организации процесса автоматизации этапа функционального - схемотехнического проектирования.

8.2. Краткий обзор программных средств автоматизации этапа схемотехнического проектирования

В настоящее время наиболее распространены следующие системы сквозного автоматизированного проектирования аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств: ORCAD, ALLEGRO компании Cadence; PCAD с подсистемой PROTEL DXP компании Altium, MICRO-CAP фирмы Spectrum Software, Electronics WorkBench (Multisim) и ряд других программных средств.

Большинство программных систем САПР можно условно разделить на “простые” и “сложные”. Степень “сложности системы” определяется характеристиками типового проекта для данной системы, способом его реализации (однопользовательский и много пользовательский), возможность использования системы для проектирования иных электронных устройств (например, программируемых логических матриц, микросборок и т.д.).

Программа MICRO-CAP используется при моделировании сравнительно не сложных устройств и, хотя по мере развития расширяет свои возможности, в основном ориентирована на учебные цели.

Система Electronics WorkBench, представляет собой прекрасный конструктор, обеспечивающий не только автоматизацию процедуры анализа электронных устройств, но и возможность имитации электронной лаборатории, оснащенной стандартным набором электронных приборов.

Система PCAD в силу ряда причин получила наибольшее распространение и известность на отечественном рынке САПР. Это связано в первую очередь с мощными средствами автоматизации конструкторского и технологического этапов проектирования электронной аппаратуры, возможностью использования отечественной элементной базы, соответствия выпускаемой конструкторской и технологической документации отечественным стандартам. Включение в комплекс

проектирования дополнительной подсистемы PROTEL DXP создает предпосылки для ее широкого использования для проектирования аналого-цифровых электронных устройств.

В последние годы активную политику на рынке программных продуктов САПР демонстрирует фирма Cadence, которая включила в свой состав наиболее удачные разработки фирм MicroSim и ORCAD Systems Corp. Именно по этой причине последние версии известной системы проектирования аналого-цифровых устройств ORCAD именуются ORCAD Cadence. Линия систем ALLEGRO Cadence в различных модификациях (X, XL), кроме того, обеспечивает выполнение сложных проектов коллективом разработчиков, за счет сетевой организации проекта, использования в рамках одного проекта при выполнении проектных процедур различных лингвистических средств описания электронного устройства PSPICE, VHDL, VERILOG, и соответствующих модулей анализа.

Среди многочисленных реализаций классического алгоритма моделирования аналоговых и аналогово-цифровых устройств наиболее популярна программа PSpice A/D (первоначально созданная компанией MicroSim для моделирования только аналоговых электронных устройств). PSpice A/D фактически стала эталонной программой моделирования аналоговых и смешанных аналого-цифровых электронных устройств. Фирмы производители электронных компонентов считают своим долгом предоставление широкому кругу пользователей PSpice-модели транзисторов, операционных усилителей, тиристоров, устройств оптоэлектроники и т.п.

Большинство систем САПР электронных устройств, либо включают в свой состав модуль PSpice или его модификации, либо поддерживают формат PSpice, обеспечивая обмен данными между собой.

Учитывая тот факт, что “профессиональные” системы (PCAD, PROTEL DXP, ORCAD, ALLEGRO), кроме того, содержат или легко интегрируют в свою среду модули позволяющие автоматизировать анализ чисто цифровых электронных устройств, синтезировать устройства программируемой логики, обеспечивать решение задачи размещения и трассировки печатных плат, принято считать, что они реализуют процедуру сквозного проектирования электронных устройств.

8.3. Принципы описание электронных устройств на языке PSPICE, модели электронных компонентов

Современные системы схемотехнического проектирования содержат в своем составе модули, существенно упрощающие ввод описания (принципиальной схемы) анализируемого электронного устройства и задания на его моделирование. Первое реализуется за счет так называемых графических редакторов ввода информации, второе за счет совокупности

вложенных меню – проектных процедур (или вариантов анализа) с последующей детализацией допустимых установок на моделирование.

В результате работы данных подсистем САПР реализуется описание схемы, задание на моделирование которое может быть отображено в виде текстового файла записанного на так называемом входном языке (языке описания электронного устройства). Для систем САПР аналого-цифровых устройств используется язык описания PSpice одноименный с названием основного вычислительного модуля PSpice (PSpice A/D и прочих его подмножеств).

Знание принципов описания на языке PSpice при автоматизированном графическом вводе схемы не обязательно, но желательно, так как:

- значительно облегчает поиск ошибок при отладке;
- позволяет создавать шаблоны (модели) новых электронных компонентов;
- позволяет составлять текстовые описания макромоделей электронных устройств (иногда это проще, чем рисовать их схемы замещения).

Предложения входного языка программы PSpice делятся на описания компонентов и директивы.

Описанием компонента считается любая строка, не начинающаяся с символа «.» (кроме первой строки и строк комментариев и продолжений). Описание компонента имеет следующую структуру:

*<имя компонента> <номера двух или более узлов> [<имя модели>]
<числовые данные>*

При использовании стандартной библиотеки имя компонентов – есть его общепринятое обозначение, например R1 – резистор, КТ315 – транзистор. Числовые данные содержат числовые значения, при их отсутствии используются значения принятые по умолчанию.

Директивы моделирования начинаются с символа “.” в первой позиции.

Программа PSpice рассчитывает следующие характеристики электронных цепей:

- режим цепи по постоянному току в «рабочей точке» (Bias Point);
- режим по постоянному току при вариации источников постоянного напряжения или тока, температуры и других параметров цепи (DC Sweep);
- чувствительность характеристик цепи к вариации параметров компонентов в режиме по постоянному току (Sensitivity);
- малосигнальные передаточные функции в режиме по постоянному току (Transfer Function);
- характеристики линеаризованной цепи в частотной области при воздействии одного или нескольких сигналов (AC Sweep);
- спектральную плотность внутреннего шума (Noise Analysis);
- переходные процессы при воздействии сигналов различной формы (Transient Analysis);
- спектральный анализ (Fourier Analysis);

- статистические испытания по методу Монте-Карло и расчет наихудшего случая (Monte Carlo/Worst Case);
- многовариантный анализ при вариации температуры (Temperature) и других параметров (Parametric).

Каждому виду расчета соответствует определенная директива. Их основной перечень приведен в таблице.

Директивы моделирования

Имя	Назначение
.AC	Расчет частотных характеристик
.DC	Расчет режима по постоянному току
.FOUR	Спектральный анализ
.NOISE	Расчет уровня внутреннего шума
.OP	Передача в выходной файл параметров схемы, линеаризованной в окрестности рабочей точки
.SENS	Расчет малосигнальных чувствительностей в режиме по постоянному току
.TF	Расчет малосигнальных передаточных функций в режиме по постоянному току
.TRAN	Расчет переходных процессов

Кроме выше перечисленных, существуют и специальные директивы обеспечивающие, например, многовариантный анализ и прочие специальные операции или управляющие процессом вывода результатов моделирования. Последние предназначены для организации вывода результатов моделирования в виде текстового файла. Поскольку современные системы САПР оснащены специальными подсистемами отображения результатов моделирования (PROBE, Simulation Base Graph и т.д.), выполняющими функцию – отображение результатов моделирования, то такие директивы управления вывода и отображения результата применяются редко.

Подсистемы отображения результатов моделирования в современных системах САПР обеспечивают полный комплекс операций, включающих постпроцессорную обработку результатов моделирования:

- выполнение стандартных математических операций над зависимостями и переменными;
- формирование и редактирование состава анализируемых зависимостей;
- проведение всевозможного масштабирования результатов анализа.

Системы встроенных курсоров позволяющих получить численные значения диапазонов, как функции, так и аргумента результатов моделирования.

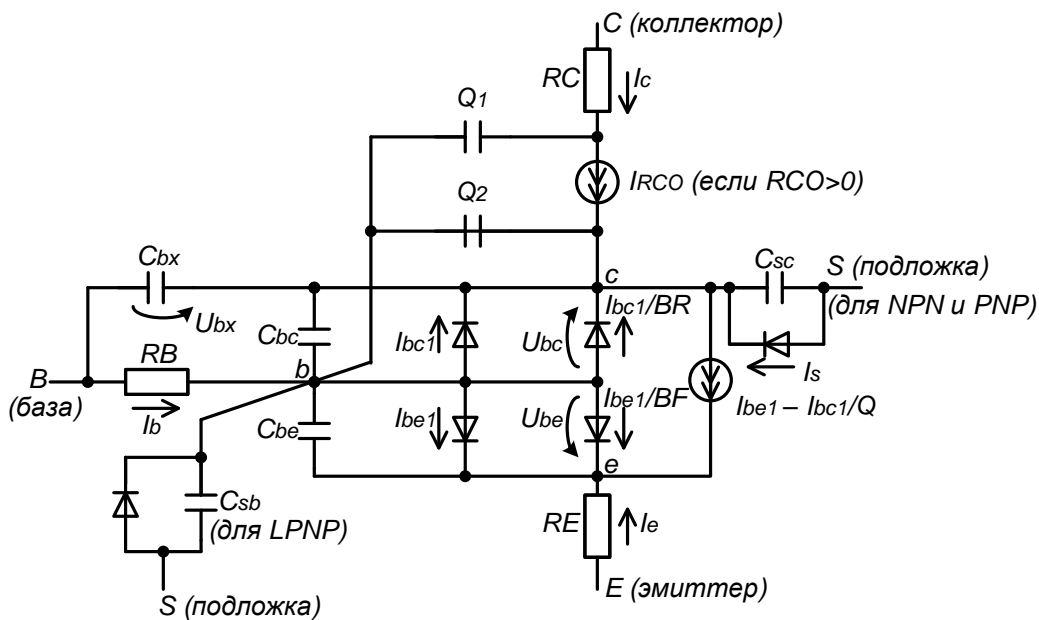
САПР, поддерживающие формат описания PSpice, содержат полный перечень встроенных моделей пассивных, активных аналоговых

компонентов, цифровых и смешанных электронных устройств, источников сигналов различного вида.

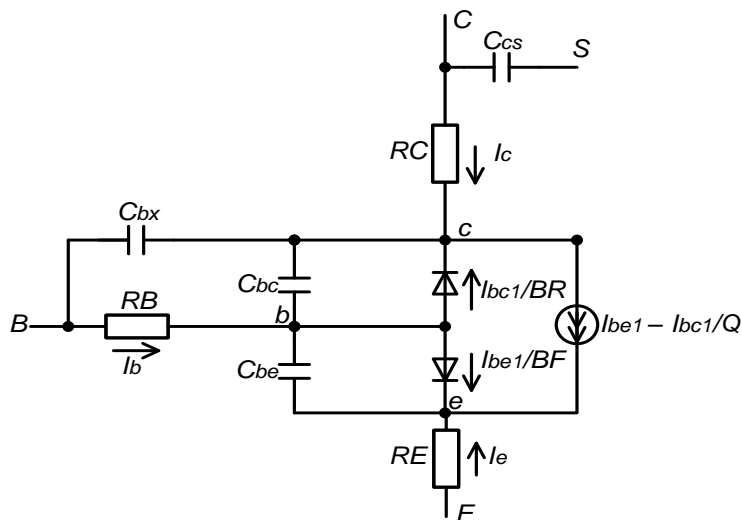
Для сложных электронных устройств существует несколько уровней базовых моделей, содержащих различную степень детализации свойств конкретного электронного устройства.

В простейшем случае, например, для задания параметра (сопротивления) резистора достаточно указать его значение в принятом в данной системе формате.

Для более сложных электронных компонентов, например биполярного транзистора, необходимо указать более 30-ти входных параметров в соответствии с используемой моделью Гуммеля-Пуна (Рис. 8.2,а) или, в частном случае, при равенстве нулю некоторых значений, меньшее количество - согласно известной модели Эберса-Молла (Рис. 8.2,б)



а)



б)

Рис. 8.2

В большинстве практических случаев определение параметров моделей электронных компонентов в явном виде не требуется, поскольку даже так называемые “несложные” системы САПР содержат достаточно обширные библиотеки (десятки тысяч) электронных компонентов в формате PSpice, поставляемые фирмами производителями. Вызов требуемой модели компонента обеспечивается поиском в соответствующей библиотеке моделей.

Особо отметим, что сложность описания аналоговых моделей компонентов (определяемая размерностью системы дифференциальных уравнений) приводит к тому, что использование, например, стандартной встроенной макромоделли ОУ (Рис. 8.3) при расчете схем, состоящих даже из небольшого количества ОУ, приводит к существенным затратам вычислительных ресурсов. Поэтому, в тех случаях, когда не требуется высокая точность воспроизведения динамических или прочих характеристик ОУ, целесообразно применять ранее рассмотренные в курсе упрощенные модели ОУ (Рис. 8.4).

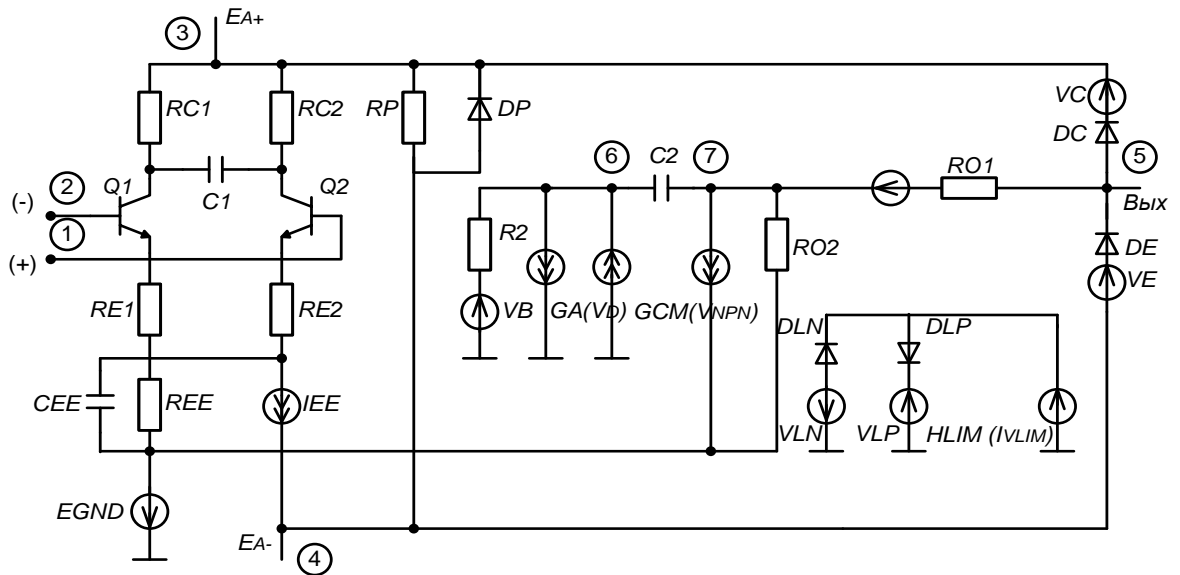
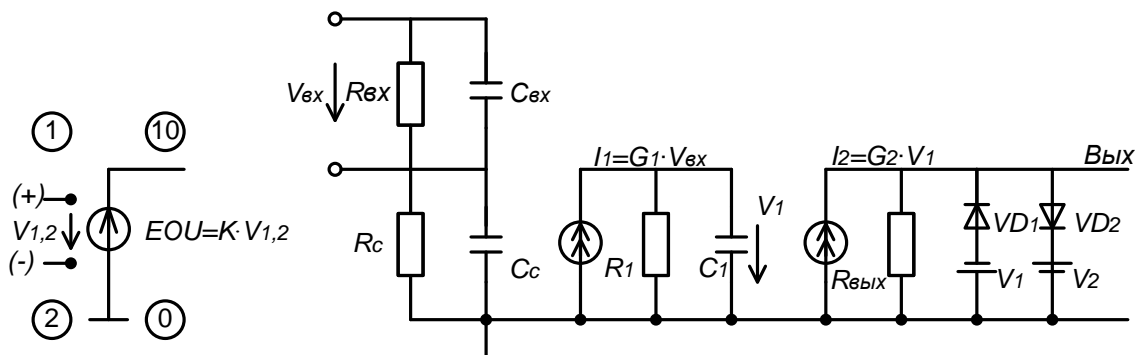


Рис.8.3



модель идеального ОУ
учетом инерционных свойств.

нелинейная модель с упрощенным

Рис.8.4

Более подробное описание моделей в формате PSpice, принципы организации основных проектных процедур анализа аналоговых и смешанных аналого-цифровых электронных устройств (на примере системы MicroCap), приведено в методических рекомендациях к лабораторным работам по данному курсу.

*Балтруков Николай Николаевич,
Кочетков Юрий Дмитриевич*

Электротехника и электроника

Часть 2