



Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»

Кафедра промышленной кибернетики и систем управления

**Ю.С. Артамонов,
В.В. Гребенникова,
И.Г. Самарина**

ПРАКТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

*Учебно-методическое пособие
по дисциплине «Общая электротехника и электроника»
для студентов, обучающихся по направлению 220400
(дневная и заочная формы обучения)*

Магнитогорск
ФГБОУ ВПО «МГТУ»
2011

Рецензенты

Старший преподаватель
АНО КЦПК «Персонал»
Г.Ф. Обухов

Кандидат технических наук, доцент
кафедры электроники и микроэлектроники
ФГБОУ ВПО «Магнитогорский государственный технический
университет им. Г.И. Носова»
Р.С. Пишнограев

Артамонов Ю.С., Гребенникова В.В., Самарина И.Г.

Практические исследования электронных схем [Электронный ресурс]: Учебно-методическое пособие по дисциплине «Общая электротехника и электроника» для студентов, обучающихся по направлению 220400 (дневная и заочная формы обучения) / Юрий Спиридонович Артамонов, Вера Владимировна Гребенникова, Ирина Геннадьевна Самарина; ФГБОУ ВПО «МГТУ». – Электрон. текстовые дан. (2,22 Мб). – Магнитогорск: ФГБОУ ВПО «МГТУ», 2011. – 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования: IBM PC, любой, более 1 GHz; 512 Мб RAM; 10 Мб HDD; MS Windows XP и выше; Adobe Reader 7.0 и выше; CD/DVD-ROM дисковод; мышь. – Загл. с контейнера.

Учебно-методическое пособие написано в соответствии с учебной программой дисциплины «Общая электротехника и электроника» и требованиями к обязательному минимуму содержания основной образовательной программы по направлению подготовки дипломированного специалиста 220400. Рекомендуется при изучении учебных дисциплин, выполнении курсовых проектов по дисциплинам, связанным с вопросами автоматического управления технологическими процессами, непосредственно для студентов, обучающихся по направлению 220400 – «Мехатроника и робототехника» и других специальностей.

В данном учебно-методическом пособии изложены методы измерений параметров и характеристик электронных систем и обработка этих результатов, а также принцип действия и основные характеристики полупроводниковых приборов, усилителей, триггеров, цифро-аналоговых и аналого-цифровых преобразователей. Приведены общие правила и методические рекомендации для проведения опытов.

В пособии содержится необходимый объём теоретических сведений для подготовки к постановке опытов и обработке результатов, позволяющий выполнить все предусмотренные расчёты без привлечения дополнительной литературы и произвести количественную оценку полученных результатов.

УДК 621.3.038(075)

© Артамонов Ю.С., Гребенникова В.В., Самарина И.Г., 2011.
© ФГБОУ ВПО «МГТУ», 2011.

Содержание

Предисловие	6
Принятые обозначения	7
1. Полупроводниковые диоды и тиристоры	8
1.1. Диоды	8
1.1.1. Вольт-амперная характеристика диода	8
1.1.2. Некоторые типы диодов	10
1.2. Тиристоры	12
2. Однофазные выпрямители	15
2.1. Однополупериодный выпрямитель	15
2.2. Двухполупериодный выпрямитель	17
2.3. Коэффициент пульсаций	19
2.4. Управляемый выпрямитель	20
2.5. Сглаживающие фильтры	21
2.6. Фазочувствительный выпрямитель	27
2.7. Стабилизатор напряжения с полупроводниковым стабилитроном	28
3. Транзисторы	31
3.1. Биполярные транзисторы	31
3.1.1. Схемы включения и статические характеристики транзисторов	33
3.1.2. Статические характеристики транзистора в схеме с общей базой	33
3.1.3. Статические характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером	35
3.1.4. Статические характеристики в схеме включения с общим коллектором	37
3.1.5. Параметры транзисторов	38
3.1.6. Мощные транзисторы	46
3.1.7. Установка рабочей точки транзистора	46
3.1.8. Биполярный транзистор как ключ	55
3.2. Полевые транзисторы	56
3.2.1. Устройство и принцип действия	56
3.2.2. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов	58
3.2.3. Основные параметры полевого транзистора	61
3.2.4. Схемы включения полевых транзисторов	63
3.2.5. Ключи на полевых транзисторах	64
3.2.6. Аналоговые коммутаторы на полевых транзисторах	65
3.2.7. Мощные полевые транзисторы	66
4. Операционный усилитель	69
4.1. Свойства операционного усилителя	69

4.2. Схемотехника операционных усилителей	71
4.3. Операционный усилитель, охваченный обратной связью	73
4.3.1. Инвертирующий усилитель	73
4.3.2. Неинвертирующий усилитель	74
4.3.3. Усилитель с дифференциальным входом	75
5. Активные фильтры	77
5.1. Передаточные функции фильтров	77
5.2. Типы частотных характеристик фильтров	80
5.3. Примеры расчёта фильтров	81
6. Гальваномагнитные преобразователи	85
6.1. Преобразователь Холла	85
6.2. Магниторезисторы	89
6.3. Магнитодиоды	92
6.4. Применение гальваномагнитных преобразователей	94
7. Комбинаторные переключательные системы	98
7.1. Основные переключательные (логические) функции	98
7.2. Способы задания переключательных функций	100
7.3. Упрощение переключательных функций	102
7.4. Схемотехническая реализация основных логических функций	103
8. Интегральные триггеры	107
8.1. Принцип работы	107
8.2. Построение схем триггеров	107
8.2.1. И-НЕ-триггер	107
8.2.2. ИЛИ-НЕ-триггер	109
8.3. Входные схемы	110
8.4. Асинхронная и синхронная работа триггеров в переключательных схемах	111
8.5. Виды триггеров	111
8.5.1. RS-триггер (называемый также SR-триггером)	111
8.5.2. Характеристическое уравнение триггера	113
8.5.3. D-триггер	114
8.5.4. T-триггер	114
8.5.5. JK-триггер	115
8.5.6. JK-MS-триггер	115
9. Синтез многотактных синхронных схем с триггерами	117
10. Синтез многотактных схем по таблицам включений	120
10.1. Постановка задачи и определения	120
10.2. Сущность методики синтеза по таблицам включений	121
10.3. Дополнение таблицы включений элементами обратной связи	121
10.4. Анализ некомбинаторных таблиц включений	122
10.5. Анализ комбинаторных таблиц включений и выбор оптимальных	122
10.6. Получение переключательных функций и их упрощение	123

11. Полупроводниковые запоминающие устройства	125
11.1. Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ)	125
11.2. Постоянные запоминающие устройства	126
11.3. Программируемые логические матрицы (ПЛМ)	127
12. Построение многотактной схемы на основе ПЗУ	128
13. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)	132
13.1. ЦАП с двоично-взвешенными резисторами	133
13.2. ЦАП с резистивной цепью R-2R лестничного типа	135
13.3. Коммутация резисторов ЦАП	136
14. Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)	137
14.1. Параллельный АЦП	138
14.2. Последовательный АЦП с единичным приближением	140
15. Устройства цифровой индикации	141
15.1. Статическая индикация	141
15.2. Динамическая индикация	142
16. Методические рекомендации для постановки опытов	143
16.1. Правила успешной постановки эксперимента	143
16.2. Статистическая оценка результатов измерений	144
16.3. Оформление отчёта	146
17. Темы и рекомендуемые планы исследований	148
17.1. Тема 1: исследование характеристик полупроводниковых приборов	148
17.2. Тема 2: исследование параметрического стабилизатора напряжения	153
17.3. Тема 3: градуировка устройства задающего токового ЗУ05	160
17.4. Тема 4: исследование двухполупериодных однофазных выпрямителей	165
17.5. Тема 5: Интегральный операционный усилитель и его применение в схемах инвертирующего, неинвертирующего и дифференциального усилителей	170
17.6. Тема 6: исследование активного фильтра нижних частот второго порядка с характеристикой типа Баттерворта	174
17.7. Тема 7: исследование основных схем триггеров	178
17.8. Тема 8: синтез синхронных счётных схем на триггерах	182
17.9. Тема 9: цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)	186
17.10. Тема 10: аналого-цифровые преобразователи (АЦП)	189
17.11. Тема 11: синтез комбинаторных схем промышленной автоматики	191
17.12. Тема 12: Исследование генератора Холла	202
Предметный указатель	205
Рекомендуемая литература	207

ПРЕДИСЛОВИЕ

Основными элементами, обусловившими развитие современной схемотехники, являются интегральные схемы. Однако все они состоят из сравнительно небольшого числа элементарных схем, построенных на основе ещё меньшего числа полупроводниковых приборов: диодов, биполярных и полевых транзисторов. Для успешной эксплуатации электронных устройств недостаточно обладать лишь теоретическими знаниями, нужно иметь практические навыки работы с электронными схемами, чтобы опытным путём закрепить знания о физических принципах их работы, о предельных возможностях как элементов схем, так и схем в целом. Нужно научиться ставить опыты для получения статических и динамических характеристик полупроводниковых приборов и составленных из них схем. Последнее особенно важно при поиске неисправностей в работе и в наладке устройств.

Настоящее учебное пособие предназначено прежде всего для студентов высших учебных заведений, для которых электроника не является основой их профессиональной деятельности. В то же время в практической работе им приходится применять электронные устройства, поэтому определённый объём знаний им совершенно необходим. Пособие может быть полезным и для других работников интеллектуального труда, повышающих свою квалификацию путём самообразования, и для техников-практиков, работающих в области электроники и желающих углубить свои теоретические знания.

В пособии рассмотрены лишь некоторые вопросы раздела, посвящённого электронике, стандартной дисциплины «Электротехника и электроника» по профилю подготовки «Системы и средства автоматизации технологических процессов» для практического изучения которых просто осуществить постановку эксперимента даже в домашних условиях с использованием минимально возможного набора измерительных приборов. Соответствующие опыты и детальная методика их проведения описаны в последней главе. Поскольку правильно поставленный эксперимент и обработка результатов невозможны без оценки погрешности измерений, там же изложена методика статистической обработки и нахождения доверительных интервалов. В конце описания каждого исследования приведён список контрольных вопросов для самопроверки, а также библиографический список для углублённого изучения материала, содержащий источники, свободные от ошибок и заслужившие всеобщее признание.

Авторы стремились дать достаточно строгое изложение основных положений работы электронных компонентов и устройств без применения сложного математического аппарата, в максимальной степени подчёркивая физическую сущность процессов.

ПРИНЯТЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Прописные буквы применены для обозначения величин, не изменяющихся во времени, строчные – для изменяющихся.

- $b, э, к$ – индексы база, эмиттер, коллектор в режиме малого сигнала.
 $B, Э, К$ – то же в режиме большого сигнала.
 $з, и, с$ – индексы, обозначающие затвор, исток, сток полевого транзистора.
 $вх, вых$ – индексы входных и выходных сигналов.
 $U_{пр}$ – прямое падение напряжения на диоде.
 $U_{обр}$ – обратное напряжение, приложенное к диоду.
 I_k – постоянный ток коллектора.
 $I_{к.макс}$ – максимальное значение коллекторного тока.
 $I_{кэ0}$ – обратный (нулевой) ток коллектора при разомкнутой базе.
 $I_{кб0}$ – обратный ток коллектора при разомкнутом эмиттере.
 $I_{эб0}$ – обратный ток эмиттера при разомкнутом коллекторе.
 $U_{кэ}$ – напряжение на коллекторе при разомкнутом эмиттере.
 $U_{кэ0}$ – остаточное напряжение на коллекторе в схеме с заземлённым эмиттером.
 $U_{си}$ – напряжение между стоком и истоком.
 $U_{зи}$ – напряжение между затвором и истоком.
 $U_{пор}$ – напряжение порога полевого МДП-транзистора.
 $U_{отс}$ – напряжение отсечки полевого транзистора с управляющим рп-переходом.
 U_m – амплитудное (пиковое) значение напряжения.
 U_n – напряжение источника питания.
 P_k, P_c – мощность потерь на коллекторе, на стоке.
 R – статическое сопротивление.
 r – динамическое сопротивление.
 $R_{вх}$ – входное сопротивление.
 $r_{вх.э}, r_{вх.б}$ – динамическое входное сопротивление.
 $r_{вых.э}, r_{вых.б}$ – динамическое выходное сопротивление.
 $R_{балл}$ – балластное сопротивление.
 R_g, r_g – внутреннее сопротивление генератора.
 R_n, r_n – сопротивление нагрузки.
 R_H – постоянная Холла.
 k_i – коэффициент усиления по току.
 k_u – коэффициент усиления по напряжению.
 k_n – коэффициент пульсаций постоянного напряжения.
 S – крутизна характеристики в рабочей точке транзистора.
 T – абсолютная температура.
 α – коэффициент усиления по току в схеме с общей базой при замкнутом выходе.
 β – то же в схеме с общим эмиттером.
 γ – то же в схеме с общим коллектором.
 δ – ошибка.
 t_q – q-процентная точка распределения Стьюдента.
 h – h-параметры биполярного транзистора.
 H – H-параметры последовательного соединения двух четырёхполюсников.
 ϕ_t – термический потенциал.
 f – частота.
 $f_{ср}$ – частота среза фильтра.
 ω – круговая частота.
 $\parallel$ – параллельное соединение сопротивлений.

1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ И ТИРИСТОРЫ

1.1. Диоды

Диод – электропреобразовательный полупроводниковый прибор с одним рп-переходом и двумя выводами. Устройство полупроводникового диода, выполненного по сплавной технологии, схематически показано на рис. 1.1 а. Одна из областей рп-перехода, называемая эмиттером, имеет большую концентрацию основных носителей заряда (это обозначается символом «+» вверху; в данном случае p^+), чем другая, называемая базой. База и эмиттер с помощью базового БЭ и эмиттерного ЭЭ электродов, обеспечивающих омические контакты с р- и п-областями, соединяется с внешними выводами, которыми диод включается в цепь. Символ диода изображён на рис. 1.1 б.

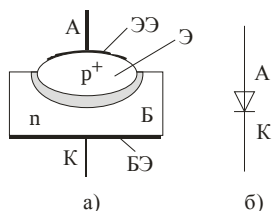


Рис. 1.1. Устройство диода (а) и его символ (б)

По назначению диоды бывают выпрямительные, импульсные, стабилитроны, детекторные, и др.

1.1.1. Вольт-амперная характеристика диода

Идеальная вольт-амперная характеристика диода изображена на рис.1.2. При $U_{AK} > 0$ диод проводит (прямое направление), у идеального диода прямое сопротивление равно нулю (ветвь 1 на рис.1.2), при $U_{AK} < 0$ диод не проводит (обратное направление), у идеального диода обратное сопротивление бесконечно (ветвь 2 на рис. 1.2).

Теоретические вольт-амперные характеристики рп-перехода 1 и полупроводникового диода 2 приведены на рис. 1.3.

В области прямых напряжений характеристика диода отклоняется вправо из-за падения напряжения на объёмном омическом сопротивлении базы и выводов. Из-за этого реальная характеристика линейнее характеристики рп-перехода.

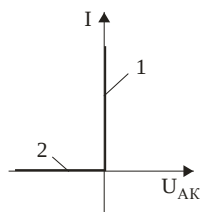


Рис. 1.2. Характеристика идеального диода

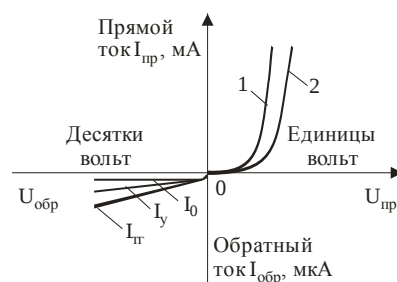


Рис.1.3.Теоретические вольт-амперные характеристики рп-перехода (1) и диода (2)

В области прямых напряжений характеристика описывается выражением

$$I_{np} = I_o \left(e^{\frac{U_{np} - I_{np} r}{m \varphi_T}} - 1 \right),$$

где I_o – теоретический обратный ток насыщения;

U_{np} – напряжение, приложенное к выводам;

r – суммарное сопротивление базы и электродов диода;

m – поправочный коэффициент, $m = 1...2$;

φ_T – термический потенциал, $\varphi_T = \frac{kT}{e_0}$;

k – постоянная Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К;

e_0 – заряд электрона, $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл.

При комнатной температуре $\varphi_T \approx 26$ мВ.

При увеличении обратного напряжения ток диода не остаётся постоянным и равным I_o . Обратный ток, обозначаемый обычно $I_{обр}$, растёт за счёт тока утечки по поверхности кристалла I_y и тока термогенерации носителей I_{mz} ($I_{mz} > I_y$):

$$I_{обр} = I_o + I_{mz} + I_y.$$

Из-за роста $I_{обр}$ и уменьшения r с ростом температуры прямая ветвь характеристики становится круче и сдвигается влево.

Оценкой температурного влияния служит температурный коэффициент напряжения (ТКН) $\gamma_T = \frac{\Delta U}{\Delta T}$, показывающий, как изменится прямое напряжение на диоде с изменением температуры на 1 °С при неизменном прямом токе. В диапазоне температур от -60 °С до +60 °С $\gamma_T \approx -2,3$ мВ/°С.

Дифференциальным сопротивлением диода $r_{диф}$ называют отношение приращения напряжения на диоде к вызванному им приращению тока:

$$r_{диф} = \frac{dU}{dI}.$$

С достаточной для практики точностью можно считать, что для диодов всех типов дифференциальное сопротивление в омах при комнатной температуре равно:

$$r_{диф} = \frac{26 \text{ мВ}}{I_{np} \cdot \text{мА}}.$$

При напряжениях любого знака, близких к нулю, ток через переход пропорционален внешнему напряжению U :

$$I = I_{обр} \frac{U}{\varphi_T},$$

т.е. диод теряет выпрямительные свойства.

Дифференциальное обратное сопротивление диода составляет от нескольких десятков килом до сотен мегаом. Вместо дифференциального часто пользуются величиной обратного сопротивления $R_{обр}$, равного отношению обратного напряжения к величине обратного тока. При увеличении температуры обратный ток насыщения увеличивается примерно в 2 раза у германиевых и в 2,5 раза у кремниевых диодов на каждые 10°C , соответственно уменьшается $R_{обр}$.

При обратном напряжении на диоде свыше некоторого значения резко увеличивается обратный ток – пробой диода. Пробой возникает либо вследствие разогрева перехода при недостаточном теплоотводе – тепловой пробой, либо вследствие сильного электрического поля – электрический пробой. Тепловой пробой необратим, диод разрушается. Электрический пробой обратим, при уменьшении обратного напряжения свойства диода восстанавливаются. Значение допустимого обратного напряжения в справочниках устанавливается на уровне 0,5...0,8 от величины напряжения электрического пробоя.

Диод обладает электрической ёмкостью: барьерной, равной отношению величины заряда на рп-переходе к вызвавшему его приращению напряжения (десятки-сотни пикофарад); диффузионной, включённой параллельно барьерной, вызванной изменением величины объёмного заряда неравновесных носителей заряда при изменении прямого напряжения (сотни-тысячи пикофарад). При прямом напряжении ёмкость диода определяется в основном диффузионной ёмкостью, при обратном напряжении – барьерной.

1.1.2. Некоторые типы диодов

Выпрямительные диоды предназначены для выпрямления низкочастотного переменного тока в устройствах питания. Частотный диапазон: рабочая частота 50 Гц, верхняя граница 500 Гц ... 20 кГц.

По максимально допустимому выпрямленному току диоды разделены на три группы: диоды малой мощности ($I_{пр} \leq 0,3 \text{ А}$), средней мощности ($0,3 \text{ А} < I_{пр} < 10 \text{ А}$) и силовые ($I_{пр} \geq 10 \text{ А}$).

Подавляющее большинство диодов – кремниевые.

Отечественная промышленность производит выпрямительные диоды на предельные токи до 1600 А, повторяющееся импульсное обратное напряжение от 100 до 4000 В; лавинные выпрямительные диоды на предельные токи от 10 до 320 А и повторяющееся импульсное напряжение от 400 до 1500 В; быстродействующие диоды на предельные токи от 80 до 630 А и повторяющееся импульсное напряжение от 500 до 1400 В. Повышению этих параметров препятствуют некоторые физические ограничения.

Одним из параметров диодов средней мощности является импульсный прямой ток в импульсе продолжительностью 10 мс и периодом повторения 10 мин, в 20 ... 50 раз превышающий максимальный средний прямой ток.

Импульсные диоды используются как ключи в импульсных схемах. В состоянии «Открыто» диод имеет малое сопротивление, в состоянии «Закрыто» – большое. Быстродействие определяется временем восстановления $t_{вос}$, представляющим собой интервал времени от момента подачи импульса обратного напряжения до момента, когда обратный ток уменьшается до заданного значения. У быстродействующих импульсных диодов $t_{вос} = 0,1 \dots 10$ мкс, у сверхбыстродействующих $t_{вос} < 0,1$ мкс. Импульсные диоды обычно имеют малую ёмкость при заданном обратном напряжении.

В диодах Шоттки металл напыляют на высокоомный полупроводник с n-проводимостью, на границе возникает обеднённый основными носителями слой, обладающий вольт-амперной характеристикой как у рп-перехода. Условное обозначение диода Шоттки показано на рис.1.4. Маломощные диоды Шоттки изготавливают на основе кремния и арсенида галлия n-типа. Силовые диоды Шоттки изготавливают на основе кремния n-типа; они имеют рабочие токи до нескольких сот ампер, очень высокое быстродействие по сравнению с диодами на основе рп-переходов, но обратные напряжения, не превышающее нескольких десятков вольт.



Рис. 1.4. Условное обозначение диода Шоттки

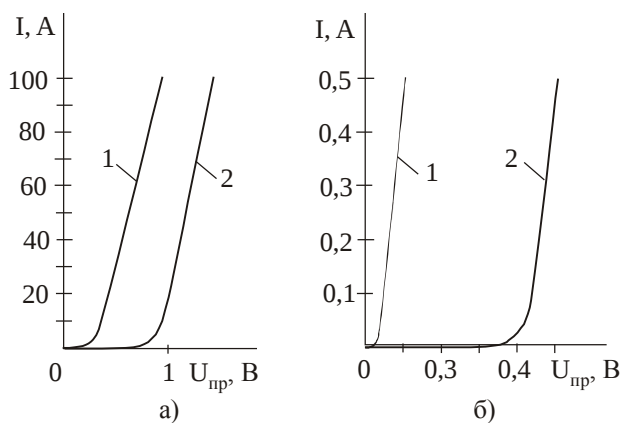


Рис. 1.5. Прямые ветви вольт-амперных характеристик диодов в области больших (а) и малых (б) токов: 1 – диод Шоттки; 2 – диод на основе рп-перехода

Обратные токи диодов Шоттки на 3...4 порядка больше обратных токов диодов с рп-переходами, а прямые падения напряжения значительно ниже. Поэтому они особенно эффективны как низковольтные быстродействующие диоды на большие токи. На рис.1.5. для сравнения показаны вольт-амперные характеристики диодов Шоттки и с рп-переходом.

Стабилитрон представляет собой полупроводниковый диод, обратная ветвь которого имеет крутой излом, обусловленный резким ростом тока при небольших изменениях напряжения. Этот излом

соответствует напряжению стабилизации $U_{см}$. На рис.1.6 показано условное обозначение стабилитрона, а на рис.1.7 приведена его вольт-амперная характеристика.

Диапазон напряжений стабилизации у стабилитронов 2,5...250 В, их прямое напряжение около 0,6 В. Как следует из рис.1.7, при $U_{AK} > U_{см}$ обратное сопротивление стабилитрона велико. При достижении $-U_{см}$ обратный ток резко возрастает. Эффект стабилизации состоит в том, что большое изменение тока ΔI вызывает малое изменение напряжения ΔU . Стабилизация тем лучше, чем круче идёт кривая и, следовательно, чем меньше дифференциальное



Рис. 1.6. Условное обозначение стабилитрона

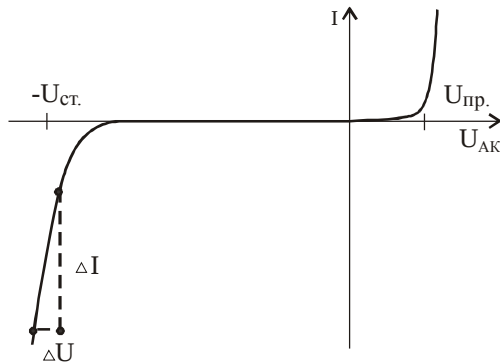


Рис. 1.7. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

сопротивление $r_{дин} = \Delta U / \Delta I$. Стабилитроны с $U_{см.} \approx 8 \text{ В}$ имеют наименьшее дифференциальное сопротивление. С уменьшением и увеличением $U_{см.}$ это сопротивление возрастает. При $U_{см.}$ меньше 5,7 В температурный коэффициент $U_{см.}$ отрицателен, при $U_{см.}$ больших — положителен. Температурный коэффициент напряжения стабилизации составляет примерно $\pm 0,1\%$ на $^{\circ}\text{C}$. У лучших выпускаемых промышленностью стабилитронов температурный коэффициент напряжения составляет $\pm 0,0005\%$ $^{\circ}\text{C}$ при изменении температуры от -50°C до $+150^{\circ}\text{C}$.

1.2. Тиристоры

Тиристор — полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три и более рп-переходов, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и обратно. В каждом из этих состояний тиристор может находиться сколь угодно долго. Переход из одного состояния в другое происходит относительно быстро под воздействием кратковременного внешнего сигнала.

Тиристоры классифицируют по количеству выводов, по виду выходной вольт-амперной характеристики и по другим признакам.

По числу выводов различают:

- диодные тиристоры (динисторы), имеющие два вывода — анод и катод (рис.1.8 а);
- триодные тиристоры, имеющие три вывода — анод, катод и управляющий электрод (рис. 1.8 б, в);
- симметричные тиристоры (двухпроводящие тиристоры, симисторы или триаки), которые могут переключаться в открытое состояние при обоих направлениях тока (рис.1.8 г).

На рис.1.9 изображено семейство выходных вольт-амперных характеристик триодного тиристора. В области 1 дифференциальное сопротивление (отношение прямого напряжения к току через тиристор) $r_{диф.} > 0$, в области 2 $r_{диф.} < 0$, в области 3 $r_{диф.} > 0$.

Точка А — точка перехода из области закрытого состояния в область отрицательного дифференциального сопротивления — называется точкой переключе-

чения тиристора. В этой точке $r_{диф.} = 0$. Соответствующее этой точке напряжение анод-катод называется напряжением переключения $U_{пер.}$.

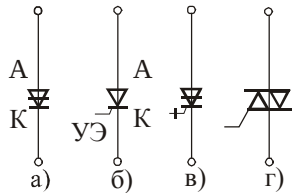


Рис.1.8. Условные изображения тиристорных элементов: а) динистор; б) тиристор; в) запираемый тиристор; г) симистор

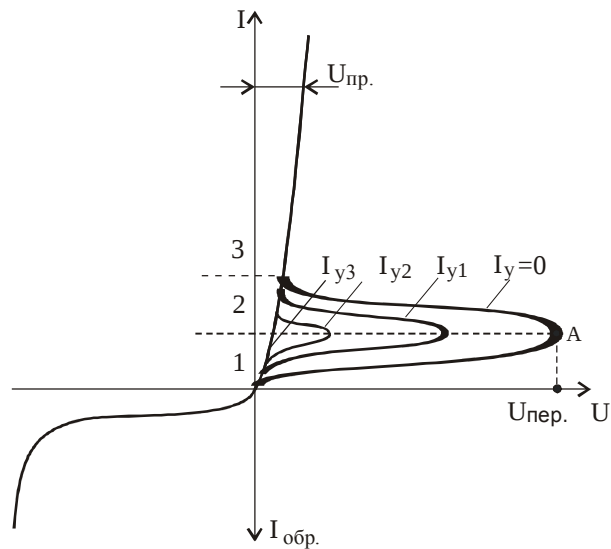


Рис.1.9. Выходная вольт-амперная характеристика при разных токах управления

При увеличении тока управляющего электрода I_y , напряжение $U_{пер.}$ уменьшается.

Пусть тиристор используется в качестве ключа в цепи постоянного тока (рис.1.10). Через нагрузку R_n и тиристор протекает ток I :

$$I = (U_n - U) / R_n.$$

Это выражается графически прямой линией нагрузки (рис.1.11). Ток I графически определяется в точке пересечения выходной вольт-амперной характеристики тиристора и линии нагрузки.

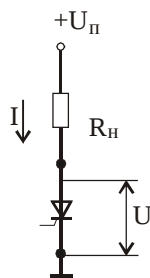


Рис.1.10. Схема тиристорного ключа

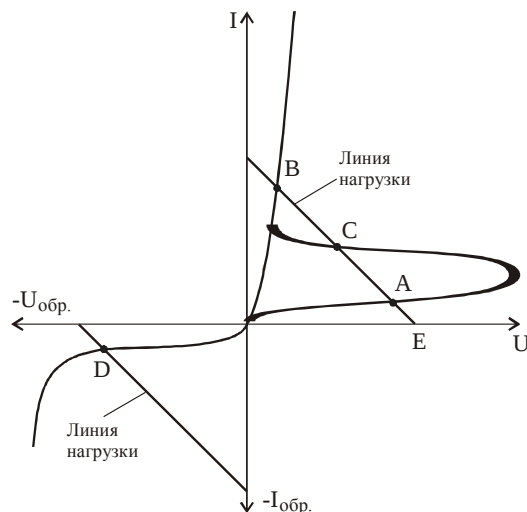


Рис.1.11. Положение рабочей точки на выходной вольт-амперной характеристике тиристора

Закрытому состоянию тиристора соответствует точка А – точка устойчивого равновесия системы нагрузка – тиристор, в которой ток через тиристор минимален, а напряжение U близко к U_n .

Открытому статическому состоянию тиристора соответствует точка устойчивого состояния В. В этом состоянии напряжение на тиристоре мало (около 1 В), а ток велик.

Существует ещё одна точка пересечения – точка С в области отрицательного сопротивления. Однако точка С является временно устойчивой. Любое отклонение от равновесия в точке С приводит к тому, что тиристор перейдёт в закрытое состояние (точка А), либо в открытое (точка В).

Закрытому статическому состоянию в обратном направлении соответствует точка D, когда к тиристору прикладывается обратное напряжение.

2. ОДНОФАЗНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

2.1 Однополупериодный выпрямитель

Схема с одним диодом (рис.2.1), питаемая от сети переменного тока, работает как однополупериодный выпрямитель, так как энергия из сети переменного тока передаётся в нагрузку в течение одной половины периода переменного напряжения, когда анод диода положителен относительно катода.

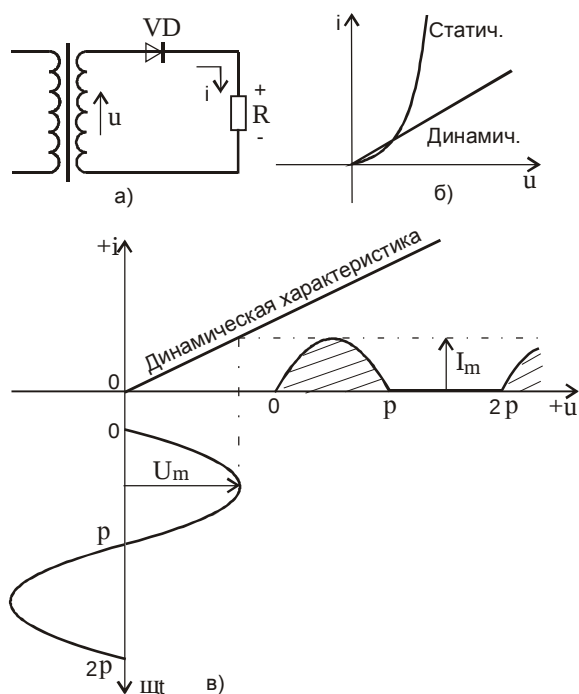


Рис.2.1. Однополупериодное выпрямление:
а) схема однополупериодного выпрямителя;
б) статическая и динамическая характеристики диода;
в) осциллограммы входного напряжения
и выходного тока

Прямое сопротивление диода $R_{np.}$ не является величиной постоянной. Если последовательно с диодом включено сопротивление R , полное сопротивление цепи будет равно $R + R_{np.}$, а её вольт-амперная динамическая характеристика будет значительно более линейна, чем характеристика одного диода. Для упрощения анализа усреднённое сопротивление диода $R_{np.cp.}$ будем считать постоянным, что, конечно, внесёт небольшую ошибку. Величина $R_{np.cp.}$ может быть определена по наклону прямой линии, проходящей через начало координат и точку, соответствующей максимальному току диода.

Ток в цепи диода при напряжении на входе $u = U_m \sin \omega t$ будет равен:

$$i = \frac{U_m}{R_{np.cp.} + R} \sin \omega t \quad \text{при } 0 \leq \omega t \leq \pi,$$

$$i = 0 \quad \text{при } \pi \leq \omega t \leq 2\pi,$$

т.е ток будет иметь вид импульсов в виде половины синусоиды (рис.2.1 в).

Средний ток в цепи может быть найден интегрированием:

$$I_{cp.} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d\omega t = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} \frac{U_m}{R_{np.cp.} + R} \sin \omega t d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} 0 d\omega t \right) = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m}{R_{np.cp.} + R} = \frac{I_m}{\pi},$$

где I_m – амплитудное значение тока в импульсе.

Постоянное напряжение на нагрузке R будет равно

$$U_{\text{ср.}} = \frac{U_m}{\pi} - I_{\text{ср.}} R_{\text{np.ср.}}$$

При отсутствии нагрузки $I_{\text{ср.}} = 0$ и постоянное напряжение на выходе выпрямителя будет равно U_m / π . С увеличением тока нагрузки постоянное напряжение на ней линейно уменьшается из-за падения напряжения на диоде, равного $I_{\text{ср.}} R_{\text{np.ср.}}$.

Мощность переменного тока, снимаемая с трансформатора, равна

$$I_{\text{эфф.}}^2 (R_{\text{np.ср.}} + R),$$

где $I_{\text{эфф.}}$ – эффективное значение импульсов тока в нагрузке, определяемое выражением.

$$I_{\text{эфф.}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_m}{2}.$$

Именно это значение покажет амперметр переменного тока, включённый последовательно с нагрузкой.

Эффективность, с которой переменный ток преобразуется в постоянный, оценивается к.п.д. выпрямителя:

$$\begin{aligned} \text{к.п.д.} &= \frac{P_{\text{пост.вых.}}}{P_{\text{перем.вых.}}} \cdot 100\% = \frac{\left[U_m / \pi (R_{\text{np.ср.}} + R) \right]^2 R}{\left[U_m / 2 (R_{\text{np.ср.}} + R) \right]^2 (R_{\text{np.ср.}} + R)} \cdot 100\% = \\ &= \frac{4R}{\pi^2 (R_{\text{np.ср.}} + R)} \cdot 100\% = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{np.ср.}}}{R}} \cdot 40,6\%. \end{aligned}$$

Таким образом, при однополупериодном выпрямлении присутствие переменных гармоник тока, частота самой большой из которых равна частоте сети, ограничивает максимально возможный к.п.д. величиной 40,6%.

Цепи, которые разделяют постоянную и переменные составляющие тока на выходе выпрямителя и не допускают выделения переменных составляющих в нагрузке, называются фильтрами. Фильтры могут увеличить к.п.д. выпрямителя теоретически до 100% и позволяют получить “сглаженный” постоянный ток в нагрузке с небольшими переменными составляющими.

В однополупериодном выпрямителе в отрицательный полупериод, когда диод не проводит, к нему приложено обратное напряжение, равное $-U_m$ в

схеме без фильтра и до $-(U_m + U_-)$ в схеме с фильтром. Выпрямительный диод должен выдерживать это напряжение.

2.2 Двухполупериодный выпрямитель

Имеется две основные схемы двухполупериодных выпрямителей: со средней точкой и мостовая.

Двухполупериодная схема со средней точкой представляет собой две однополупериодные схемы с общей нагрузкой, которые питаются двумя входными переменными напряжениями, сдвинутыми по фазе на 180° . Для этого на трансформаторе размещают две одинаковые вторичные обмотки, включённые последовательно (рис.2.2). На рис.2.2 точками показаны начала обмоток, намотанных в одну сторону.

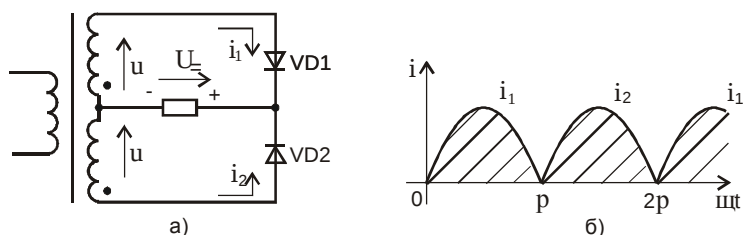


Рис.2.2. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой: а) принципиальная схема; б) форма импульсов тока в нагрузке

Так как каждый диод проводит ток в течение только одной половины периода питающего напряжения, когда его анод положительней катода, диоды $VD1$ и $VD2$ будут находиться в проводящем состоянии в различные полупериоды, благодаря чему ток в общей нагрузке диодов R будет иметь вид, показанный на рис.2.2 б.

Если диоды идентичны, выражения для тока каждого диода будут иметь вид:

$$i_1 = \frac{U_m}{R_{np.ср.} + R} \sin \omega t, \quad 0 \leq \omega t \leq \pi,$$

$$i_2 = 0, \quad 0 \leq \omega t \leq \pi,$$

$$i_1 = 0, \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi,$$

$$i_2 = \frac{U_m}{R_{np.ср.} + R} \sin \omega t, \quad \pi \leq \omega t \leq 2\pi,$$

где U_m – амплитуда переменного напряжения каждой половины вторичной обмотки.

Каждый диод работает так же, как и в однополупериодной схеме, их токи складываются в общей нагрузке. Поэтому ток I_- на выходе выпрямителя будет равен сумме средних значений полусинусоидальных импульсов

$$I_- = \frac{2U_m}{\pi(R_{np.ср.} + R)} = \frac{2I_m}{\pi},$$

а выходное напряжение

$$U_{\text{ср}} = I_{\text{ср}} R = \frac{2U_m}{\pi} - I_{\text{ср}} R_{\text{np.ср.}}$$

В отсутствие нагрузки выходное постоянное напряжение двухполупериодного выпрямителя будет вдвое больше выходного напряжения однополупериодного выпрямителя при прочих равных условиях. Относительное изменение величины выходного напряжения при увеличении тока нагрузки будет меньше, чем у однополупериодного выпрямителя.

Эффективное значение тока $I_{\text{эфф}}$ и мощность, отбираемая от сети переменного тока, равны соответствующим значениям однополупериодной схемы. Полная мощность, потребляемая из сети переменного тока, будет равна

$$P_{\text{ср}} = 2 \left[\frac{U_m}{2(R_{\text{np.ср.}} + R)} \right]^2 (R_{\text{np.ср.}} + R) = \frac{U_m^2}{2(R_{\text{np.ср.}} + R)},$$

а к.п.д. выпрямителя

$$\eta = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{np.ср.}}}{R}} \cdot 100\% = \frac{1}{1 + \frac{R_{\text{np.ср.}}}{R}} \cdot 81,2\%.$$

Низшая частота переменных составляющих в нагрузке равна удвоенной частоте сети, что упрощает сглаживающий фильтр, если он применяется.

Максимальное значение обратного напряжения, приложенного, например, к диоду VD1, будет при $\omega t = \frac{3}{2}\pi$ и составит $-2U_m$ как в схеме без фильтра, так и в схеме с фильтром.

Принципиальная схема мостового двухполупериодного выпрямителя приведена на рис.2.3.

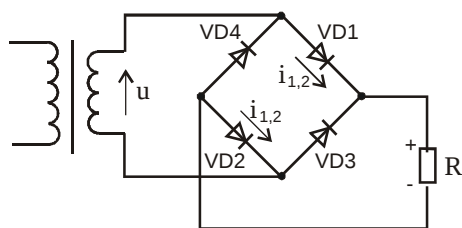


Рис.2.3. Двухполупериодный мостовой выпрямитель

В ней использована только одна вторичная обмотка трансформатора и четыре диода. В один полупериод, когда мгновенное значение переменного напряжения положительно на верхнем по схеме выводе вторичной обмотки относительно нижнего вывода, через нагрузку протекает ток $i_{1,2}$ по цепи

VD1 – R – VD2. В следующий полупериод через нагрузку будет протекать ток прежнего направления по цепи VD3 – R – VD4. Форма импульсов тока в нагрузке будет такой же, как на рис.2.2 б.

Рассуждая аналогично тому, как это сделано для схемы со средней точкой, можно найти напряжение на нагрузке:

$$U_{\text{н}} = \frac{2U_m}{\pi} - 2I_{\text{н}}R_{\text{пр.ср.}},$$

которое при том же напряжении вторичной обмотки трансформатора будет меньше на величину падения напряжения на сопротивлении диода в прямом направлении, что является недостатком мостовой схемы.

Максимальное обратное напряжение на диодах мостовой схемы вдвое меньше, чем в схеме со средней точкой.

2.3. Коэффициент пульсаций

Соотношение между постоянной и переменными составляющими тока в нагрузке одно- и двухполупериодных выпрямителей даётся коэффициентом пульсаций $k_{\text{П}}$, который можно определить как отношение амплитуды переменной составляющей, размаха колебаний переменной составляющей или эффективного значения переменной составляющей к среднему значению, т.е. постоянной составляющей. Последнее определение используется чаще всего:

$$k_{\text{П}} = \frac{\text{эфф. значение всех переменных составляющих}}{\text{постоянная составляющая}}.$$

Ток нагрузки выпрямителя состоит из постоянной составляющей $I_{\text{н}}$ и эффективного значения всех переменных составляющих $I_{\text{эфф.}}$. Эффективное значение полного тока

$$I_{\text{эфф.}} = \sqrt{I_{\text{н}}^2 + I_{\text{~}}^2},$$

откуда

$$I_{\text{~}} = \sqrt{I_{\text{эфф.}}^2 - I_{\text{н}}^2},$$

а коэффициент пульсаций

$$k_{\text{П}} = \frac{\sqrt{I_{\text{эфф.}}^2 - I_{\text{н}}^2}}{I_{\text{н}}} = \sqrt{\left(\frac{I_{\text{эфф.}}}{I_{\text{н}}}\right)^2 - 1}.$$

У рассмотренных выше схем коэффициент пульсаций равен:

у однополупериодного выпрямителя $k_{\Pi} = 1,21$;

у двухполупериодного выпрямителя $k_{\Pi} = 0,48$.

При определении коэффициента пульсаций через амплитуду переменной составляющей получим следующие значения:

у однополупериодного выпрямителя $k_{\Pi} = 1,57$;

у двухполупериодного выпрямителя $k_{\Pi} = 0,67$.

2.4. Управляемый выпрямитель

Применив в схеме выпрямителя тиристор, можно построить регулируемый выпрямитель. Принципиальная схема однополупериодного регулируемого выпрямителя изображена на рис.2.4. Принципиальным отличием этой схемы от схемы, изображённой на рис.2.1, является необходимость для процесса выпрямления подачи на управляющий электрод тиристора импульсов тока управления, создаваемых импульсным источником напряжения u_y , сдвинутых на угол α относительно начала положительного полупериода питающего напряжения u .

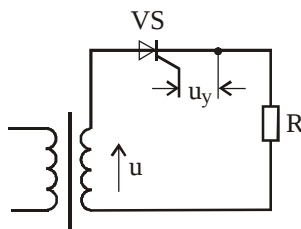


Рис.2.4. Однополупериодный тиристорный регулируемый выпрямитель

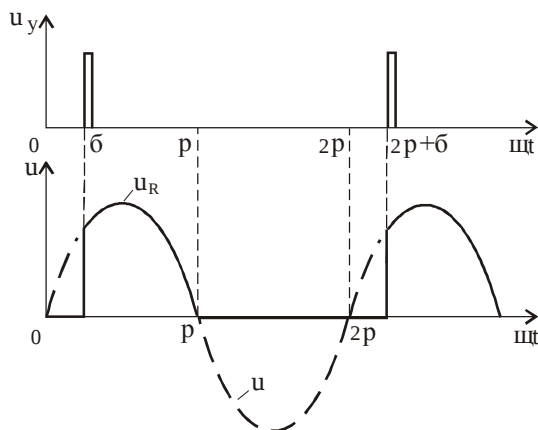


Рис.2.5. Осциллограмма входного u , выходного u_R и управляющего u_y напряжения

После открывания тиристора управляющий электрод теряет свои свойства, и закрывание тиристора произойдёт, когда напряжение на его аноде станет равным нулю. Форма импульсов напряжения на активной нагрузке R показана на рис.2.5.

Положение момента открывания тиристора можно регулировать изменением угла α в пределах $0 \leq \alpha \leq \pi$.

Используя ранее введённые обозначения для схемы однополупериодного выпрямителя, найдём среднее значение напряжения на нагрузке:

$$U_{\text{ср}} = I_{\text{ср}} \cdot R = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{U_m R}{R_{\text{np.ср.}} + R} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} \frac{R}{R_{\text{np.ср.}} + R} (1 + \cos \alpha).$$

Если тиристор открывается при $\alpha = 0$, среднее выпрямленное напряжение на нагрузке будет максимальным, если $\alpha = \pi$, то среднее напряжение будет равно нулю. Такой способ управления тиристором называется импульсно-фазовым.

Аналогично построена и работает схема двухполупериодного тиристорного выпрямителя.

2.5. Сглаживающие фильтры

В большинстве случаев применения источников питания в выпрямленном напряжении на нагрузке не должно быть переменной составляющей или её величина не должна превышать некоторое заданное значение. Поэтому после выпрямителя требуется установка сглаживающего фильтра.

В источниках питания небольшой мощности фильтр состоит из одного лишь конденсатора, включённого параллельно нагрузке – ёмкостный фильтр. Схема выпрямителя с ёмкостным фильтром приведена на рис. 2.6.

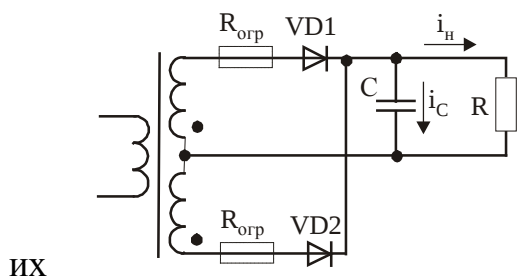


Рис. 2.6. Двухполупериодный выпрямитель с ёмкостным фильтром

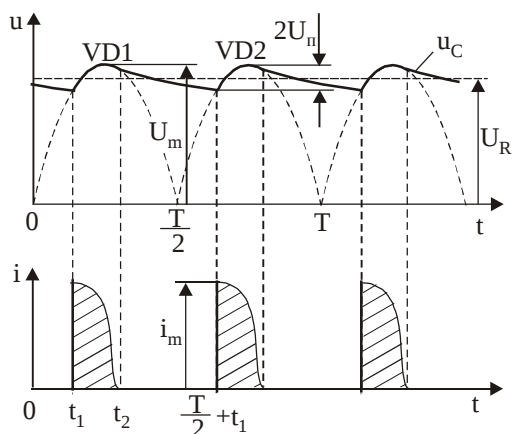


Рис. 2.7. Формы кривых напряжения и тока выпрямительных диодов

Целью расчёта фильтра является определение ёмкости конденсатора для получения заданного коэффициента пульсации напряжения при данной нагрузке. При практическом исполнении фильтра надо учитывать, что применяемые в фильтрах электролитические конденсаторы по условиям технологии изготовления имеют ёмкости, отклоняющиеся в пределах от -20% до 80% от их номинального значения, поэтому расчёт фильтра можно не делать очень точно. Ниже приведён такой расчёт.

При ёмкостном фильтре диоды выпрямителя работают в тяжёлом импульсном режиме. На рис. 2.7. изображены осциллограммы напряжения на нагрузке и токов диодов. Когда напряжение трансформатора перед диодом VD1 превысит напряжение на конденсаторе (точка t_1), через низкоомную цепь вторичной обмотки трансформатора и диод VD1 течёт ток нагрузки и одновременно заряжается конденсатор C. Конденсатор заряжается практически до пикового значения U_m . После того как напряжение на вторичной об-

мотке, уменьшаясь, достигнет напряжения на конденсаторе (точка t_2), анод диода VD1 станет отрицательнее катода, и ток через диод прекратится. От мо-

мента t_2 до момента $\frac{T}{2} + t_1$ ток в нагрузке поддерживается за счёт энергии, запасённой в конденсаторе. Токи диодов протекают короткими импульсами от t_1 до t_2 , тем более короткими и с тем большей высотой импульса, чем больше ёмкость конденсатора.

За интервал времени $\Delta t = t_2 - t_1$, в течение которого происходит заряд конденсатора, количество электричества, запасённое в конденсаторе, равно количеству электричества, расходуемому при разряде конденсатора через нагрузку:

$$I_3(t_2 - t_1) = I_p\left(\frac{T}{2} + t_1 - t_2\right),$$

где I_3, I_p – усреднённые токи заряда и разряда конденсатора.

Средний ток через диод определяется типом выбранного диода и, как правило, высота импульса тока может достигать десятикратного значения по сравнению со средним при сохранении среднего значения тока через диод. Это даёт основание для выбора интервала проводимости диода $t_2 - t_1$:

$$t_2 - t_1 = \frac{I_p}{I_3}\left(\frac{T}{2} + t_1 - t_2\right).$$

Если принять, что $\frac{I_p}{I_3} = \frac{1}{10}$, то можно считать, что $t_2 \approx \frac{T}{4}$, и разряд конденсатора начинается при мгновенном значении напряжения на нём U_m . Мгновенное значение напряжения на конденсаторе и нагрузке при u_t при разряде

$$u_t = U_m e^{\frac{-t}{RC}}.$$

Мгновенное значение напряжения на конденсаторе и нагрузке в конце разряда снижается до $U_m - 2U_{\Pi}$, где $2U_{\Pi}$ – размах напряжения пульсаций.

Зная время разряда, можно найти C :

$$C = \frac{t_p}{R} \cdot \frac{\lg e}{\lg \frac{U_m}{U_m - 2U_{\Pi}}},$$

где $t_p = \frac{T}{2} + t_1 - t_2$.

Для расчёта должен быть задан либо допустимый размах напряжения пульсаций $2U_{\Pi}$, либо коэффициент пульсаций. Если коэффициент пульсаций k_{Π} задан как отношение эффективного значения переменной составляющей к постоянной составляющей выходного напряжения, то $2U_{\Pi}$ можно вычислить по

величине постоянной составляющей, приняв во внимание, что напряжение пульсаций можно считать напряжением треугольной формы, для которого коэффициент амплитуды $k_a = \sqrt{3}$:

$$2U_{II} = 2\sqrt{3}U_R k_{II}.$$

При подключении выпрямителя к сети переменного тока конденсатор может быть полностью разряжен. В случае, когда питание включается в момент максимального значения переменного тока, через выпрямитель протечёт большой импульс тока. Если его не ограничить, диод может быть разрушен. Обычно величину этого однократного тока допускают равной 10...30-кратному значению максимального среднего тока $I_{ср.макс}$ через диод. Для ограничения импульса тока последовательно с диодами (с каждым) надо включить ограничительный резистор $R_{огр}$, величина которого находится так:

$$R_{огр} = \frac{\sqrt{2}U_2}{10...I_{ср.макс}},$$

где U_2 – эффективное значение напряжения вторичной обмотки.

В действительности рассчитанное значение $R_{огр}$ включает в себя сопротивление вторичной обмотки трансформатора, вносимое сопротивление первичной обмотки и динамическое сопротивление диода, так что сопротивление резистора будет меньше рассчитанного.

Наиболее существенным недостатком ёмкостного фильтра является то, что выпрямитель потребляет ток от источника в виде острых импульсов, имеющих высокое эффективное значение. Этот ток нагревает обмотки трансформатора и требует применения диодов с более высокими параметрами.

При переменной нагрузке выходное напряжение выпрямителя с ёмкостным фильтром существенно изменяется. При холостом ходе выходное напряжение равно амплитудному значению напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Численный пример.

Вычислить величину ёмкости конденсатора фильтра после двухполупериодного однофазного выпрямителя (частота сети 50 Гц) для получения напряжения $U_2 = 10\text{ В}$ на активной нагрузке $R = 10\text{ Ом}$ с коэффициентом пульсаций $k_{II} = 5\%$ (отношение эффективного значения напряжения пульсаций к постоянной составляющей).

1. Вычисляем размах напряжения пульсаций $2U_{II}$:

$$2U_{II} = 2\sqrt{3}k_{II}U_R = 2\sqrt{3} \cdot 0,05 \cdot 10\text{ В} = 1,732\text{ В}.$$

2. Вычисляем пиковое значение напряжения после диодов U_m :

$$U_m = U_R + \frac{2U_{II}}{2} = 10\text{ В} + 0,865\text{ В} = 10,865\text{ В}.$$

3. Вычисляем интервал проводимости диодов:

$$t_2 - t_1 = \frac{T}{2\pi} \arccos \frac{U_R - U_{II}}{U_m} = \frac{10 \text{ мс}}{2\pi} \arccos \frac{(10 - 0,865) \text{ В}}{10,865 \text{ В}} = 1,82 \text{ мс},$$

где $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Гц}}$ - период сетевого напряжения.

4. Вычисляем время разряда конденсатора t_p :

$$t_p = \frac{T}{2} + t_1 - t_2 = 10 \text{ мс} - 1,82 \text{ мс} = 8,18 \text{ мс}.$$

5. Вычисляем ёмкость C конденсатора фильтра:

$$C = \frac{t_p}{R} \cdot \frac{\lg e}{\lg \frac{U_m}{U_m - 2U_{II}}} = \frac{0,00818 \text{ с}}{10 \text{ Ом}} \cdot \frac{0,4343}{\lg \frac{10,865 \text{ В}}{10,865 \text{ В} - 1,732 \text{ В}}} = 0,004716 \text{ Ф} \approx 4700 \text{ мкФ}$$

6. Проверяем величину пикового значения тока через диод:

$$i_m = \frac{U_R \cdot t_p}{R(t_2 - t_1)} = \frac{10 \text{ В} \cdot 8,18 \text{ мс}}{10 \text{ Ом} \cdot 1,82 \text{ мс}} \approx 4,5 \text{ А},$$

что значительно ниже допустимого.

Индуктивность, включённая последовательно между выпрямителем и нагрузкой, также работает в качестве фильтра, оказывая большое сопротивление переменным гармоническим составляющим на выходе выпрямителя; постоянная же составляющая без потерь проходит в нагрузку.

Индуктивность можно рассматривать как накопитель магнитной энергии, когда ток в цепи превышает среднее значение, отдающий эту энергию, когда ток стремится уменьшиться ниже этой величины, что приводит к уменьшению пульсаций. Схемы выпрямителей с индуктивностью в качестве фильтра изображены на рис.2.8.

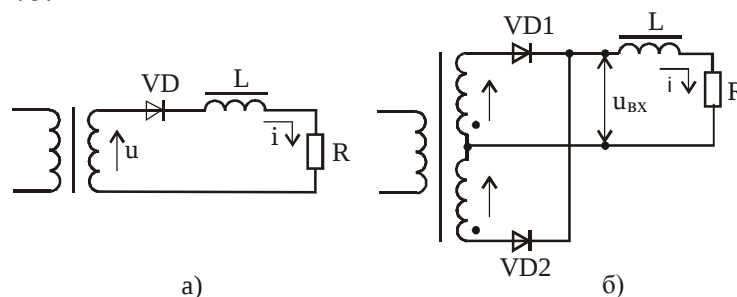


Рис.2.8. Выпрямители с индуктивным фильтром:
а) однополупериодный; б) двухполупериодный

При однополупериодном выпрямлении ток нагрузки имеет вид повторяющихся импульсов продолжительностью от 0 до θ_2 . Положительное напряжение на аноде диода в промежутке от π до θ_2 (рис.2.9 а) сохраняется потому, что в индуктивности L при спадании тока наводится противо-э.д.с., равная $L di/dt$ и

способствующая сохранению тока в цепи. При бесконечно большом $\omega L/R$ момент прекращения тока диода будет при $\theta_2 = 2\pi$.

Это условие технически нереализуемо, при однополупериодном выпрямлении ток не может течь непрерывно, а только в виде импульсов. Поэтому в однополупериодных выпрямителях индуктивный сглаживающий фильтр не применяют.

При двухполупериодном выпрямлении ток одного диода перекрывает ток другого и при достаточной величине L ток в индуктивности фильтра станет непрерывным (рис.2.9 б).

Найдём коэффициент пульсаций k_L на нагрузке после индуктивного фильтра при двухполупериодном выпрямлении. Разложим входное напряжение $u_{вх}$ на входе фильтра (рис. 2.8 б) в ряд Фурье, ограничившись первыми членами ряда:

$$u_{вх} = \frac{2U_m}{\pi} + \frac{4U_m}{3\pi} \cos 2\omega t - \frac{4U_m}{15\pi} \cos 4\omega t + \dots,$$

где первое слагаемое определяет постоянную составляющую на входе выпрямителя, а остальные – переменные составляющие пульсаций.

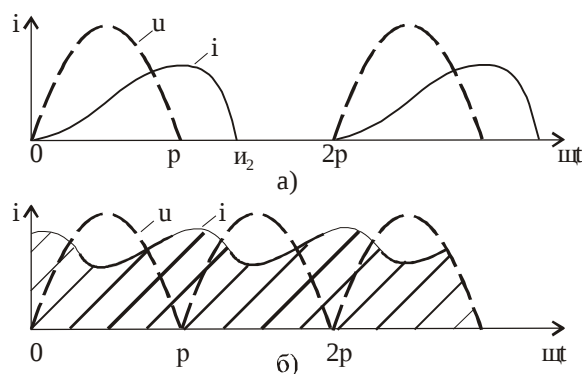


Рис. 2.9. Ток нагрузки в выпрямителе с индуктивным фильтром:
а) в однополупериодном; б) в двухполупериодном

Постоянный ток в нагрузке обусловлен первым членом ряда и равен

$$I_{\text{ср}} = \frac{2U_m}{\pi} \frac{1}{R_L + R},$$

а постоянное напряжение на нагрузке:

$$U_R = \frac{2U_m}{\pi} \frac{1}{1 + R_L / R},$$

где R_L – сопротивление обмотки дросселя.

В отличие от схемы с ёмкостным фильтром в схеме с индуктивным фильтром выходное напряжение меньше даже в режиме холостого хода.

Входной импеданс фильтра для переменной составляющей с наименьшей частотой (для второй гармоники):

$$Z_2 = R + R_L + 2\omega L,$$

а ток этой гармоники (эффективное значение):

$$I_2 = \frac{4U_m}{3\sqrt{2}\pi\sqrt{(2\omega L)^2 + (R_L + R)^2}}.$$

Ток четвёртой гармоники значительно меньше I_2 , поэтому им можно пренебречь.

Коэффициент пульсаций k_{II} по определению равен:

$$k_{II} \approx \frac{I_2}{I_{\Sigma}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt{[2\omega L / (R_L + R)]^2 + 1}}.$$

Если $2\omega L / (R_L + R) \gg 1$, то единицей под знаком корня можно пренебречь:

$$k_{II} = \frac{R_L + R}{3\sqrt{2}\omega L} = 0,235 \frac{R_L + R}{\omega L}.$$

Как следует из этого выражения, коэффициент пульсаций уменьшается с уменьшением сопротивления нагрузки, что противоположно результатам в схеме с ёмкостным фильтром. Поэтому схему с индуктивным фильтром применяют в выпрямителях с большими выходными токами.

При заданной величине k_{II} можно определить требуемую индуктивность дросселя фильтра:

$$L = 0,235 \frac{R_L + R}{\omega k_{II}},$$

где ω — частота сети.

В случае индуктивного фильтра нет значительных импульсных токов через диоды, что является достоинством фильтра. Однако при применении этого фильтра от трансформатора требуется большое напряжение, что является недостатком схемы.

Численный пример.

Требуется вычислить индуктивность дросселя фильтра L для однофазного двухполупериодного выпрямителя (50 Гц) для получения коэффициента пульсаций $k_{\Pi} = 5 \%$ на нагрузке $R = 10 \text{ Ом}$.

1. Задаёмся сопротивлением обмотки дросселя $R_L = 2 \text{ Ом}$.
2. Определяем величину L :

$$L = 0,235 \frac{R_L + R}{2\pi f k_{\Pi}} = 0,235 \frac{(10 + 2) \text{ Ом}}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,05 (1/\text{с})} = 0,1796 \text{ Г} \approx 0,18 \text{ Г}$$

3. После проектирования дросселя и определения получающегося значения сопротивления его обмотки возможно индуктивность придётся пересчитать.

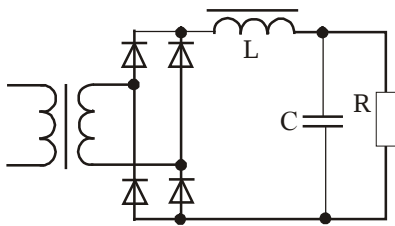


Рис. 2.10. Г-образный LC-фильтр

Если коэффициент пульсаций после индуктивного фильтра велик и нет возможности увеличить индуктивность дросселя, после индуктивного фильтра можно поставить ёмкостный фильтр, получим так называемый Г-образный LC-фильтр (рис.2.10). Расчёт величины конденсатора ёмкостной части этого фильтра производится как описано выше после предварительного вычисления огибающей напряжения после индуктивной части фильтра.

2.6. Фазочувствительный выпрямитель

В фазочувствительном выпрямителе полярность выходного выпрямленного напряжения $U_{\text{вых.}}$ зависит от угла фазового сдвига между входным напряжением $U_{\text{вх.}}$ и вспомогательным опорным напряжением $U_{\text{оп.}}$ той же частоты, а величина $U_{\text{вых.}}$ – от амплитуды входного напряжения $U_{\text{вх.}}$. Фазочувствительные выпрямители бывают одно- и двухполупериодные. Схема однополупериодного фазочувствительного выпрямителя изображена на рис.2.11.

Опорное напряжение на вторичной обмотке трансформатора VT2 должно быть в несколько раз больше входного напряжения на вторичных обмотках трансформатора VT1, обмотки которого должны быть строго симметричны, а диоды VD1 и VD2 и резисторы R_1 и R_2 идентичны.

Если $U_{\text{вх.}} = 0$, то в течение полупериода переменного опорного напряжения $U_{\text{оп.}}$, когда “+” в точке 1, а “–” в точке 2, оба диода открыты, и через них и резисторы R_1 и R_2 протекают одинаковые токи i_1 и i_2 . Поэтому падения напряжений на R_1 и R_2 равны и направлены встречно, а $U_{\text{вых.}} = 0$.

Если на вход выпрямителя подан входной сигнал $U_{\text{вх.}}$, совпадающий по фазе с опорным напряжением (пусть “+” в точке 3, “–” в точке 4), ток i_1 будет больше тока i_2 , поэтому точка 5 будет положительнее точки 6, и среднее значение выпрямленного выходного напряжения $U_{\text{ср}} > 0$ (рис.2.11 б).

При противофазном входном напряжении среднее значение выходного напряжения $U_{\Sigma} < 0$ (рис.2.11 в).

В течение полупериода переменного опорного напряжения $U_{оп.}$, когда “–” в точке 1, а “+” в точке 2, благодаря указанному соотношению величин $U_{оп.}$ и $U_{вх.}$ оба диода закрыты, и $U_{вых.} = 0$.

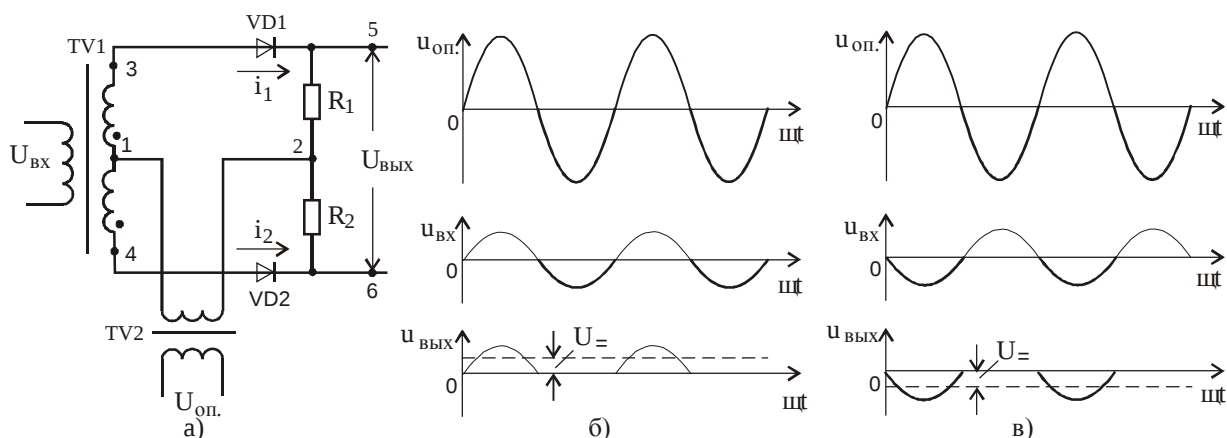


Рис.2.11. Однополупериодный фазочувствительный усилитель:
а) принципиальная схема; б) диаграмма напряжений при совпадении по фазе;
в) диаграмма напряжений при сдвиге фаз 180°

2.7. Стабилизатор напряжения с полупроводниковым стабилитроном

Простейшая схема источника стабилизированного напряжения с полупроводниковым стабилитроном приведена на рис.2.12 а.

Ко входным клеммам последовательной цепи, состоящей из сопротивления R_0 , ограничивающего ток, и стабилитрона VD подводится напряжение $U_{вх.}$. Стабилизированное напряжение $U_{вых.}$ снимается с клемм, включённых параллельно диоду.

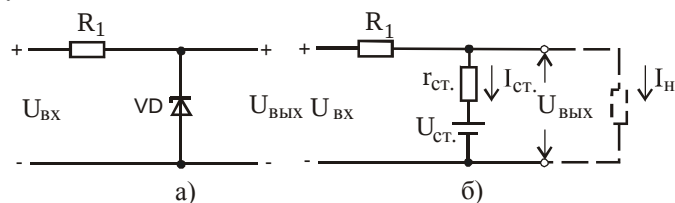


Рис.2.12. Простейший стабилизатор напряжения с полупроводниковым стабилитроном: а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема

Эта схема по действию аналогична схеме делителя напряжения на резисторах, в которой одно из сопротивлений изменяется в зависимости от величины протекающего по нему тока. Эквивалентной схемой стабилитрона является последовательное соединение небольшого динамического сопротивления $r_{дин}$ и источника напряжения $U_{ст}$ (рис. 2.12 б). Найдём, как влияют параметры стабилитрона и схемы на величину выходного напряжения.

Для выходного напряжения $U_{вых}$ можем записать:

$$U_{вых} = \frac{U_{см} + U_{вх} \cdot \frac{r_{дин}}{R_{\delta}}}{1 + \frac{r_{дин}}{R_{\delta}}}.$$

Рассмотрим изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых}$ при ненагруженном выходе при изменениях входного напряжения $\Delta U_{вх}$

$$\Delta U_{вых} \approx \frac{\partial U_{вых}}{\partial U_{вх}} \cdot \Delta U_{вх},$$

или относительную ошибку $\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}$. Частную производную $\frac{\partial U_{вых}}{\partial U_{вх}}$ можно определить из выражения для $U_{вых}$:

$$\frac{\partial U_{вых}}{\partial U_{вх}} = \frac{1}{\frac{R_{\delta}}{1 + r_{дин}}}.$$

Для абсолютной ошибки $\Delta U_{вых}$ тогда получим

$$\Delta U_{вых} \approx \frac{1}{1 + \frac{R_{\delta}}{r_{дин}}} \cdot \Delta U_{вх},$$

а для относительной ошибки

$$\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вх}} \approx \frac{1 + \frac{r_{дин}}{R_{\delta}}}{1 + \frac{R_{\delta}}{r_{дин}}} \cdot \frac{1}{\frac{U_{см}}{U_{вх}} + \frac{r_{дин}}{R_{\delta}}}.$$

Это уравнение можно существенно упростить, если учесть, что динамическое сопротивление $r_{дин}$ в большинстве случаев составляет несколько десятков или даже несколько ом, в то время как сопротивление резистора R_{δ} имеет порядок около 1 кОм. Другими словами, $R_{\delta} \gg r_{дин}$, и можно записать

$$\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{\delta}}{r_{дин}}\right) \cdot \frac{U_{см}}{U_{вх}}} \cdot \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}.$$

По этому выражению можно определить абсолютную и относительную ошибки $U_{вых}$, а также найти параметры элементов схемы стабилизатора. Чтобы иметь $\frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}$ по возможности малым, $\left(1 + \frac{R_{\delta}}{r_{дин}}\right) \cdot \frac{U_{см}}{U_{вх}}$ должно быть как мож-

но больше. При этом надо иметь в виду, что $\frac{U_{см}}{U_{вх}}$ никогда не может быть

больше единицы. На практике величину $\frac{U_{см}}{U_{вх}}$ выбирают в пределах 0,2...0,7.

Поэтому для оптимальной работы схемы нужно выбирать подходящий стабилитрон с возможно малым $r_{дин}$. При этом надо учитывать, что $r_{дин}$ увеличивается с уменьшением $I_{см}$, а именно, у стабилитронов на высокие напряжения может во много раз превышать значения, даваемые в справочниках для номинального тока. При выборе меньшего тока $I_{см}$ приходится выбирать большое значение R_{δ} . При подходящей комбинации можно получить при изменении входного напряжения относительное изменение выходного напряжения в несколько процентов или даже промилле. Ещё один путь улучшения схемы – применение вместо R_{δ} источника тока. Источники тока на полевом диоде или полевом транзисторе имеют внутреннее сопротивление от нескольких десятков килом до нескольких мегаом при падении напряжения в несколько вольт. Отношение $\frac{U_{см}}{U_{вх}}$ может лежать тогда в пределах от 0,5 до почти 1, и отношение $\frac{R_{\delta}}{r_{дин}}$ даже

при не очень хороших стабилитронах может быть более 1000 и даже 10000. В таком случае относительное изменение выходного напряжения может составить доли промилле.

3. ТРАНЗИСТОРЫ

3.1. Биполярные транзисторы

Название прибора «транзистор» является производным английского выражения «transformer of resistance» – преобразователь сопротивления. Биполярный транзистор это прибор, у которого путём изменения тока во входной цепи управляют его сопротивлением в выходной цепи.

Биполярный транзистор имеет два pn -перехода с чередованием слоёв полупроводника pnp или npn и три вывода. На рис. 3.1 показана принципиальная конструкция транзистора с чередованием слоёв pnp . Общий слой в переходах называется базой, нижний (на рисунке) – эмиттером, верхний – коллектором. К базе, эмиттеру и коллектору припаяны выводы, образующие с ним омический контакт.

По технологии изготовления различают сплавные транзисторы, сплавно-диффузионные, диффузионные, эпитаксиальные и другие. На рис.3.2. изображена структура планарного диффузионного или эпитаксиального транзистора структуры pnp , а на рис.3.3. – символические обозначения транзисторов структур pnp и npn и их упрощённые эквивалентные схемы.

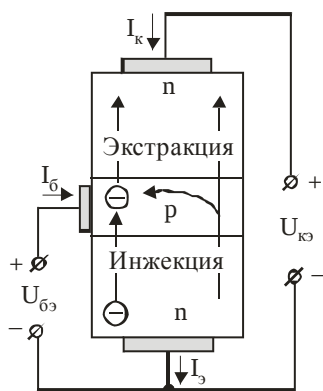


Рис.3.1. Принцип конструкции и подача напряжений на электроды транзистора структуры pnp

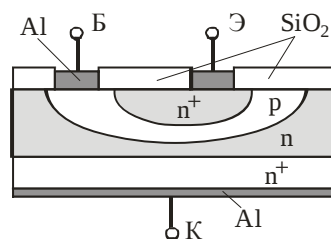


Рис.3.2. Конструкция планарного транзистора структуры pnp

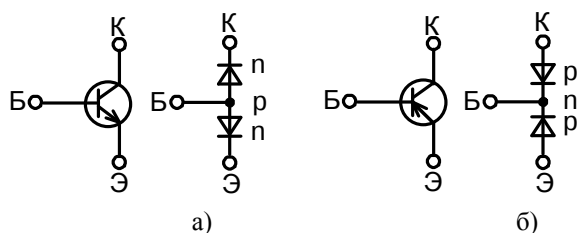


Рис 3.3. Обозначение биполярного транзистора и его эквивалентная схема: а) npn типа; б) pnp типа

При включении транзистора в схему подаются внешние напряжения. В зависимости от их полярности каждый диод может быть включён либо в прямом, либо в обратном направлении. Различают три режима работы транзистора:

- а) режим отсечки, когда оба перехода заперты;
- б) режим насыщения, когда оба перехода открыты;

в) активный режим, когда эмиттерный переход частично открыт, а коллекторный заперт (рис.3.1).

Рассмотрим вкратце работу *nnp*-транзистора в активном режиме. Прямое для эмиттерного перехода напряжение $U_{бэ}$ составляет несколько десятых вольта. Чем больше напряжение $U_{бэ}$, тем ниже потенциальный барьер в эмиттерном переходе, тем больше носителей заряда преодолевает его и попадает в базу. Так как эмиттер является источником носителей заряда, их концентрация в области эмиттера должна быть высокой n^+ , что достигается введением в неё большого количества примесей.

В базе транзистора типа *p* происходит рекомбинация носителей зарядов. Чтобы она была незначительной, уменьшают ширину области базы и концентрацию носителей заряда в ней, что достигается введением малого количества примесей.

Коллекторный переход напряжением $U_{кэ}$, в несколько раз большем $U_{бэ}$, смещён в обратном направлении. Как и в диоде, при смещении перехода в обратном направлении через него будет протекать обратный ток, называемый обратным током коллектора $I_{кбо}$, в зависимости от мощности транзистора составляющий от сотых долей микроампера до сотни микроампер (чем он меньше, тем лучше).

Концентрация примесей в коллекторной области меньше, чем в эмиттере, чтобы можно было получить переход большей площади и с большим напряжением пробоя. При большой площади коллектора (в 1,5...3 раза больше площади эмиттера) собираются даже те неосновные носители заряда в базе, которые движутся не по оси структуры транзистора.

Из эмиттера носители заряда (электроны) инжектируются в базу и вблизи коллектора попадают в ускоряющее поле, создаваемое напряжением $U_{кэ}$, и вытягиваются в коллектор – экстракция неосновных носителей из базы (электронов). Если толщина слоя базы мала, и концентрация основных носителей заряда в ней (дырок) мала, то большинство электронов не успевает в ней рекомбинировать с дырками и проходит в коллектор. Рекомбинирующие в базе дырки компенсируются источником напряжения $U_{бэ}$ и создают ток базы I_b .

Таким образом, ток, текущий через эмиттерный переход, определяет величину тока, текущего через коллектор. Ток эмиттера равен сумме токов базы и коллектора. Увеличение тока базы увеличивает число электронов, инжектируемых из эмиттера, и пропорционально увеличивает ток коллектора.

Как следует из механизма описанного процесса, током коллектора можно управлять, изменяя ток базы, причём ток базы много меньше тока коллектора, на чём и основано применение транзистора для целей усиления. Ведь любой усилитель является переменным управляемым сопротивлением, включённым между нагрузкой и источником питания.

3.1.1. Схемы включения и статические характеристики транзисторов

В зависимости от того, какой электрод является общим для входа и выхода, различают схемы включения в общей базой, с общим эмиттером и общим коллектором (рис.3.4).

В транзисторе структуры *npr* ток проходит от плюса источника питания цепи через соответствующую область транзистора к минусу источника, и во входной цепи действуют напряжения и токи $U_{вх}$ и $I_{вх}$, а в выходной $U_{вых}$ и $I_{вых}$, определяющие режимы работы транзистора и влияющие друг на друга.

Характеристики транзистора представляют собой зависимость одной из этих величин от другой при неизменной третьей.

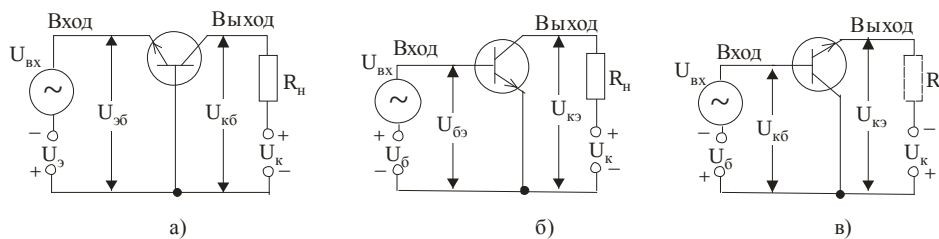


Рис.3.4. Схемы включения транзистора структуры *npr* а) схема с общей базой; б) схема с общим эмиттером; в) схема с общим коллектором

Характеристики, снятые без нагрузки, когда третья величина поддерживается постоянной, называются статическими. Совокупность характеристик, снятых при разных значениях этой постоянной величины, представляют собой семейство статических характеристик.

Входная характеристика – зависимость входного тока от входного напряжения при постоянном выходном напряжении:

$$I_{вх} = f(U_{вх}) \text{ при } U_{вых} = const.$$

Выходная характеристика – зависимость выходного тока от выходного напряжения при постоянном входном токе:

$$I_{вых} = f(U_{вых}) \text{ при } I_{вх} = const.$$

Вид характеристики зависит от способа включения транзистора.

3.1.2. Статические характеристики транзистора в схеме с общей базой

Измерительная схема для построения статических характеристик по точкам в этой схеме включения транзистора изображена на рис.3.5. Процесс этот не очень трудоёмкий, так как для целей применения характеристик не надо иметь их все, а только близ желаемой рабочей точки. По аналогичному принципу могут быть собраны схемы для получения характеристик в схеме с общим эмиттером и с общим коллектором.

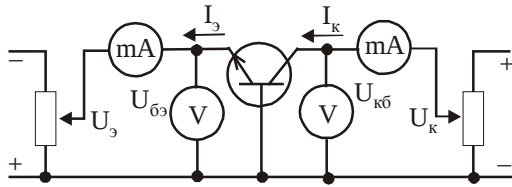


Рис.3.5. Схема для получения статических характеристик транзистора структуры *npn* в схеме включения с общей базой

В схеме с общей базой входным является напряжение $U_{бэ}$, выходным – напряжение $U_{кб}$, входным током является $I_э$, выходным – $I_к$.

Как уже упомянуто, $I_к \approx I_э$, поэтому в схеме с общей базой усиление по току отсутствует, а усиливается только напряжение и во столько же раз мощность сигнала.

На рис.3.6 представлены выходные и входные характеристики.

Выходные характеристики (так называемые коллекторные характеристики) – зависимость тока коллектора $I_к$ от напряжения коллектор – база $U_{кб}$ при постоянном токе эмиттера $I_э = const$ (рис. 3.6 а), т.е. $I_к = f(U_{кб})$ при $I_э = const$. Коллекторные характеристики можно описать так.

1) При $I_э = 0$ ток коллектора равен обратному току коллекторного перехода $I_к = I_{кб0}$.

2) При $I_э > 0$ характеристики располагаются тем выше, чем больше $I_э$, при этом они не выходят из начала координат. Это объясняется тем, что при $U_{кб} = 0$ на коллекторном переходе действует потенциальный барьер, создающий ускоряющее поле для неосновных носителей заряда в базе, инжектируемых из эмиттера в базу. Они переносятся электрическим полем из базы в коллектор и создают ток коллектора, не равный нулю. Этот ток тем больше, чем больше $I_э$.

3) Характеристики идут очень полого, т.е. $I_к$ мало зависит от $U_{кб}$, тангенс угла наклона характеристик представляет собой выходное сопротивление $R_{вых}$:

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_{кб}}{\Delta I_к} \text{ при } I_э = const.$$

Выходное сопротивление велико и может достигать значений 1 МОм.

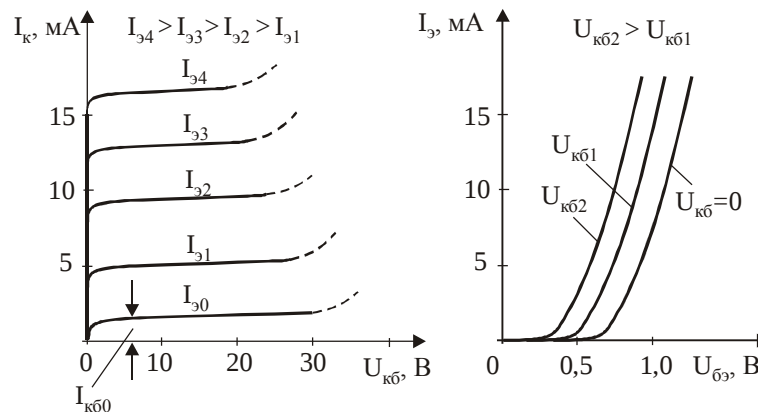


Рис. 3.6. Статические характеристики транзистора в схеме включения с общей базой:
а) выходные; б) входные

Входные характеристики (так называемые эмиттерные характеристики) – зависимости I_ε от $U_{\varepsilon\delta}$ при $U_{\kappa\delta} = \text{const}$, рис. 3.6 б, т.е. $I_\varepsilon = f(U_{\varepsilon\delta})$ при $U_{\kappa\delta} = \text{const}$.

1) При $U_{\kappa\delta} = 0$ включён только эмиттерный переход, причём в прямом направлении, поэтому эта характеристика соответствует прямой ветви вольт-амперной характеристики диода. Этим объясняется очень малое входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ в схеме с общей базой (меньше 100 Ом):

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\varepsilon\delta}}{\Delta I_\varepsilon} \text{ при } U_{\kappa\delta} = \text{const}.$$

2) При большем значении $U_{\kappa\delta}$ входная характеристика немного сдвигается влево и вверх. Это объясняется тем, что под влиянием обратного напряжения на коллекторном переходе удлиняется область коллекторного перехода и укорачивается толщина базы со стороны эмиттерного перехода. В результате укорачивания базы перепад концентрации инжектированных носителей заряда в базе увеличивается, увеличивается их диффузия из эмиттерного перехода и, следовательно, их инжекция из эмиттера. По этой причине становится больше I_ε при том же значении $U_{\varepsilon\delta}$.

3.1.3. Статические характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером

В этой схеме входным является ток базы I_δ , выходным током – ток коллектора I_κ , входным напряжением – $U_{\varepsilon\delta}$, выходным напряжением – $U_{\kappa\varepsilon}$.

Схема с общим эмиттером даёт усиление и по току, и по напряжению и, следовательно, большое усиление по мощности. Схема изменяет фазу сигнала на выходе на 180° по сравнению со входом.

Выходные характеристики – коллекторные характеристики (рис. 3.7 а)

$$I_\kappa = f(U_{\kappa\varepsilon}) \text{ при } I_\delta = \text{const}.$$

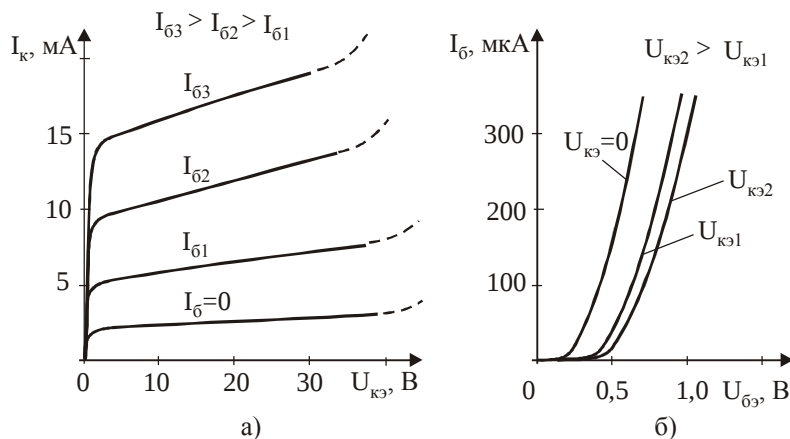


Рис. 3.7. Статические характеристики кремниевого pnp-транзистора в схеме включения с общим эмиттером: а) выходные; б) входные

Семейство коллекторных характеристик в этой схеме включения отличается от соответствующих характеристик в схеме с общей базой в следующем.

1) Все характеристики выходят из начала координат, т.е. при $U_{\kappa\varepsilon} = 0$, $I_\kappa = 0$. Это объясняется вот чем.

При $U_{\kappa\varepsilon} = 0$ переходы эмиттер-база и ба-

за-коллектор соединены параллельно, прямое напряжение смещения $U_{бэ} = U_{кб}$ понижает потенциальный барьер переходов, в результате чего основные носители заряда из коллектора переходят в базу и компенсируют поток таких же носителей, переходящих из эмиттера в коллектор через базу.

2) При $I_{бэ} = 0$ характеристика имеет вид обратной ветви характеристики диода, но величина тока коллектора I_k (при $I_{бэ} = 0$) значительно больше обратного тока коллекторного перехода.

3) Чем больше $I_{бэ}$, тем сильнее инжекция зарядов из эмиттера, тем больше I_k .

4) Начальный круто восходящий участок характеристики является нерабочим, он соответствует $U_{кэ} = 0,5 \dots 1,5 \text{ В}$, соизмеримым с $U_{бэ}$.

5) При дальнейшем увеличении напряжения $U_{кэ}$ характеристика идёт полого, но круче чем в схеме с общей базой. Следовательно, выходное сопротивление в схеме с общим эмиттером меньше, чем в схеме с общей базой (сотни – десятки килоом):

$$R_{вых.ОЭ} = \frac{\Delta U_{кэ}}{\Delta I_k} \text{ при } I_{бэ} = const.$$

6) Ещё большее увеличение $U_{кэ}$ ведёт к пробоею перехода (штриховые участки характеристики).

Входные характеристики $I_{бэ} = f(U_{бэ})$ при $U_{кэ} = const$ (рис. 3.7 б) также отличаются от характеристик в схеме с общей базой:

1) При $U_{кэ} = 0$ это прямая ветвь характеристик диода. Но при увеличении $U_{кэ}$ она немного сдвигается вправо, т.е. при этом напряжении $U_{бэ}$ ток базы $I_{бэ}$ уменьшается. Это связано с тем, что при увеличении обратного смещения коллекторного перехода коллекторный переход удлиняется за счёт базы, уменьшается толщина базы и, следовательно, число рекомбинаций в ней, т.е. уменьшается ток базы.

2) Входные характеристики на рис. 3.7 б начинаются не из начала координат, а при некотором напряжении база-эмиттер, называемым пороговым $U_{пор.}$. В области малых значений $U_{бэ}$, пока не скомпенсирован потенциальный барьер, ток ещё настолько мал и так медленно растёт, что его невозможно отложить на графике. $U_{пор.}$ составляет десятые доли вольта, с повышением температуры $U_{пор.}$ уменьшается.

3) Входное сопротивление $R_{вх.ОЭ}$ в схеме с общим эмиттером значительно больше, чем в схеме с общей базой (сотни и тысячи ом):

$$R_{вх.ОЭ} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{бэ}} \text{ при } U_{кэ} = const.$$

Имеется ещё две важных характеристики – передаточная характеристика и характеристика прямой передачи (рис.3.8).

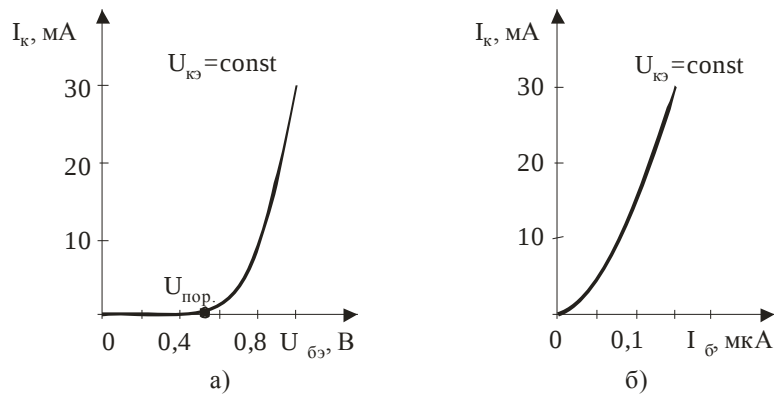


Рис.3.8. Передаточная характеристика кремниевого транзистора (а) и характеристика прямой передачи (б) в схеме с общим эмиттером

Передаточная характеристика (рис.3.8 а) – зависимость выходного тока от входного напряжения при постоянном выходном напряжении $I_K = f(U_{бэ})$ при $U_{кэ} = const$. Её можно построить по точкам, взятым на входных и выходных характеристиках. Она начинается не из начала координат, а при $U_{бэ} = U_{пор.}$. Начальный участок её пологий, а дальше круто восходящий и практически линейный. При $U_{бэ} < U_{пор.}$ транзистор можно считать закрытым.

Характеристика прямой передачи (рис. 3.8 б) есть зависимость выходного тока от входного при постоянном напряжении на коллекторе $I_K = f(I_б)$ при $U_{кэ} = const$. Эта характеристика выходит из начала координат. С увеличением $I_б$ ток I_K возрастает сначала медленно, а затем быстрее и практически линейно.

3.1.4. Статические характеристики в схеме включения с общим коллектором

Входные характеристики – зависимость тока базы $I_б$ от напряжения $U_{кб}$ при постоянном напряжении коллектор-эмиттер: $I_б = f(U_{кб})$ при $U_{кэ} = const$ (рис. 3.9 а). Их основные черты состоят в следующем.

1) До тех пор, пока $U_{кб} > U_{кэ}$, переход эмиттер-база закрыт, тока базы $I_б$ нет. При $U_{кб} < U_{кэ}$, этот переход открывается, и появляется ток базы.

2) При наличии резистора нагрузки R_n напряжение на эмиттере следует за напряжением на базе со сдвигом на величину падения напряжения на переходе эмиттер-база. Таким образом, схема с общим коллектором напряжение не усиливает, а усиливает только ток.

3) Входное сопротивление схемы очень велико, потому что ток базы протекает под действием небольшой разницы напряжений между эмиттером и базой и имеет малую величину; зависимости на рис.3.9 (а) идут почти вертикально:

$$R_{вх.ОК} = \frac{\Delta U_{кб}}{\Delta I_б} \text{ при } U_{кэ} = const \text{ (сотни килоом).}$$

4) Выходное сопротивление схемы с общим коллектором очень мало, значительно меньше, чем в схеме с общим эмиттером, не говоря уже о схеме с общей базой.

Так как при снятии характеристик резистор нагрузки R_n не включают, статические выходные характеристики (рис. 3.9 б) схем с общим эмиттером и общим коллектором одинаковы (с точностью до выполнения приближённого равенства $I_K \approx I_Э$).

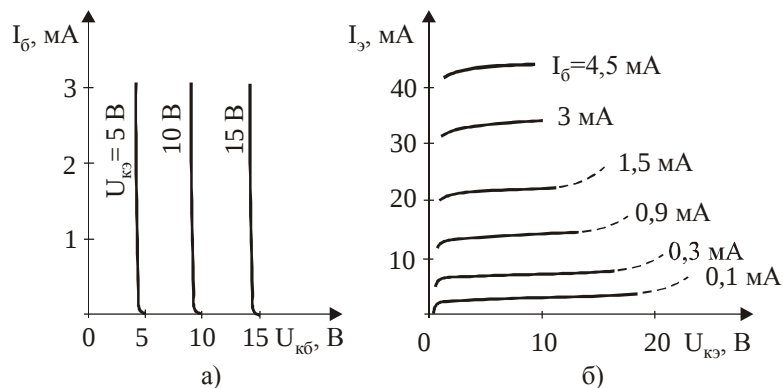


Рис.3.9. Входные (а) и выходные (б) статические характеристики кремниевого транзистора в схеме включения с общим коллектором

Из рассмотрения принципов действия транзистора в разных схемах включения и характеристик можно заключить следующее:

в схеме с общей базой коэффициент усиления по току меньше единицы вследствие 100% обратной связи по току; параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление каскада;

в схеме с общим эмиттером необходимая мощность входного сигнала меньше, чем в схеме с общей базой, выходной ток много больше входного тока;

в схеме с общим коллектором происходит усиление тока почти как в схеме с общим эмиттером, но нет усиления по напряжению.

3.1.5. Параметры транзисторов

Различают две группы параметров: первичные и вторичные.

Первичные параметры это собственные параметры транзисторов, характеризующие их физические свойства и не зависящие от схемы включения (рис.3.10). Их тоже можно разделить на две группы.

Первая группа собственных параметров – сопротивления и ёмкости.

$r_э$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в прямом направлении (единицы и десятки ом);

$r_б$ – объёмное сопротивление области базы (сотни ом);

$r_к$ – дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в обратном направлении (сотни килоом);

$C_э$ – ёмкость эмиттерного перехода (сотни пикофарад);

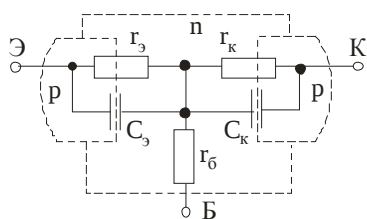


Рис.3.10. Структура npn транзистора и его первичные параметры

C_k – ёмкость коллекторного перехода (десятки пикофарад).

r_{ε} и r_k зависят от режима работы транзистора и могут быть определены по статическим характеристикам в данной рабочей точке в схеме с общей базой:

r_k по выходной характеристике (рис. 3.6 а)

$$r_k = \frac{\Delta U_{k\delta}}{\Delta I_k} \text{ при } I_{\varepsilon} = const,$$

r_{ε} по входной характеристике (рис. 3.6 б)

$$r_{\varepsilon} = \frac{\Delta U_{\delta\varepsilon}}{\Delta I_{\varepsilon}} \text{ при } U_{k\delta} = const.$$

Параметры r_{ε} , r_{δ} , r_k невозможно измерить непосредственно с помощью измерительных приборов.

Вторая группа собственных параметров – дифференциальные коэффициенты усиления тока при усилении переменного сигнала в трёх схемах включения.

Эти параметры зависят от режима работы транзистора. Их определяют как отношение приращения выходного тока к приращению входного тока при данном неизменном выходном напряжении.

Для схемы с общей базой определяют коэффициент усиления тока α :

$$\alpha = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{\varepsilon}} \text{ при } U_{k\delta} = const; \alpha = 0,9 \dots 0,99.$$

Для схемы с общим эмиттером определяют коэффициент усиления тока β :

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{\delta}} \text{ при } U_{k\varepsilon} = const; \beta = 9 \dots 100.$$

Для схемы с общим коллектором определяют коэффициент усиления тока γ :

$$\gamma = \frac{\Delta I_{\varepsilon}}{\Delta I_{\delta}} \text{ при } U_{k\varepsilon} = const; \gamma = 9 \dots 100.$$

Коэффициенты усиления тока в разных схемах включения связаны соотношениями:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}; \quad \alpha = \frac{\gamma - 1}{\gamma};$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad \beta = \gamma - 1;$$

$$\gamma = 1 + \beta; \quad \gamma = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

Коэффициенты усиления тока α и β могут быть определены по выходным характеристикам в схемах с общей базой и с общим эмиттером. Эти параметры отражают физические процессы, происходящие в транзисторе.

Сущность вторичных параметров, характеризующих транзистор в целом, можно объяснить, представив транзистор в виде активного четырёхполюсника, имеющего два входных и два выходных зажима и усиливающего сигнал (рис. 3.11). Входные величины обозначены индексом «1», выходные – «2». Все дальнейшие рассуждения справедливы, если сигналы, т.е. приращения ΔI_1 , ΔU_1 , ΔI_2 , ΔU_2 малы.

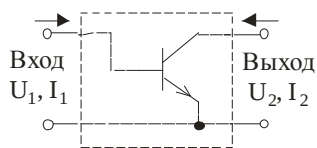


Рис. 3.11. Транзистор в виде четырёхполюсника для определения h -параметров

Эти величины взаимно связаны и взаимно влияют друг на друга. Поэтому выбирают две из них в качестве независимых, а две будут зависимыми. Из них составляется система из двух уравнений, связывающих зависимые величины с независимыми через коэффициенты, которыми могут быть:

либо только сопротивления;
либо только проводимости;
либо разные по размерностям коэффициенты.

В выборе пары независимых переменных есть несколько вариантов, поэтому варианты систем уравнений и совокупности параметров для этих систем называются системой параметров.

Существуют:

система z -параметров (z имеет размерность сопротивления);
система y -параметров (y имеет размерность проводимости);
система h -параметров (сопротивления, проводимости и другие);
и другие системы параметров (ещё две).

Чаще всего используют h -параметры. Их преимущество перед собственными параметрами состоит в том, что их удобно измерять измерительными приборами в разных схемах включения транзистора, причём легко создаются требуемые режимы по переменному току:

короткое замыкание на выходе, соответствующее условию $\Delta U_2 = 0$ (или $U_2 = \text{const}$);

холостой ход на входе, соответствующий условию $\Delta I_1 = 0$ (или $I_1 = \text{const}$).

Для определения h -параметров составляется система уравнений, в которой независимыми переменными являются ΔI_1 и ΔU_2 :

$$\Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2;$$

$$\Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2.$$

В этой системе имеется всего четыре параметра с разной размерностью, а именно:

$$h_{11}, h_{22}, h_{21}, h_{12},$$

у которых индексы обозначают соответствующую цепь:

«11» относится ко входной цепи;

«22» относится к выходной цепи;

«21» отражает зависимость выходной величины от входной;

«12» отражает зависимость входной величины от выходной.

Значения этих параметров следующие.

h_{11} – входное сопротивление транзистора при неизменном выходном напряжении (размерность омы):

$$h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = \text{const.}$$

h_{22} – выходная проводимость транзистора при неизменном входном токе (размерность сименсы):

$$h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = \text{const.}$$

h_{21} – коэффициент усиления тока при неизменном выходном напряжении, величина безразмерная:

$$h_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \text{ при } U_2 = \text{const.}$$

h_{12} – коэффициент внутренней обратной связи по напряжению при неизменном входном токе, величина безразмерная:

$$h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \text{ при } I_1 = \text{const.}$$

Так как в систему h -параметров входят сопротивления, проводимости, безразмерные коэффициенты усиления, их иногда называют смешанными или гибридными параметрами. Эти параметры зависят от схемы включения транзистора, и в разных схемах они имеют разные значения; по этой причине либо добавляют буквы **э**, **б**, **к**, характеризующие схему включения, либо параметры в схеме включения с общей базой снабжают одним штрихом, параметры в схеме с общим коллектором – двумя штрихами, а параметры в схеме с общим эмиттером записывают без штрихов. Примеры: h_{21} или $h_{21э}$, h'_{21} или $h_{21б}$, h''_{21} или $h_{21к}$.

Вычислить значения h – параметров в рабочей точке можно по статическим характеристикам транзистора. При этом участок характеристики должен быть достаточно малым, чтобы считать его отрезком прямой. На рис.3.12 это сделано для схемы с общим эмиттером.

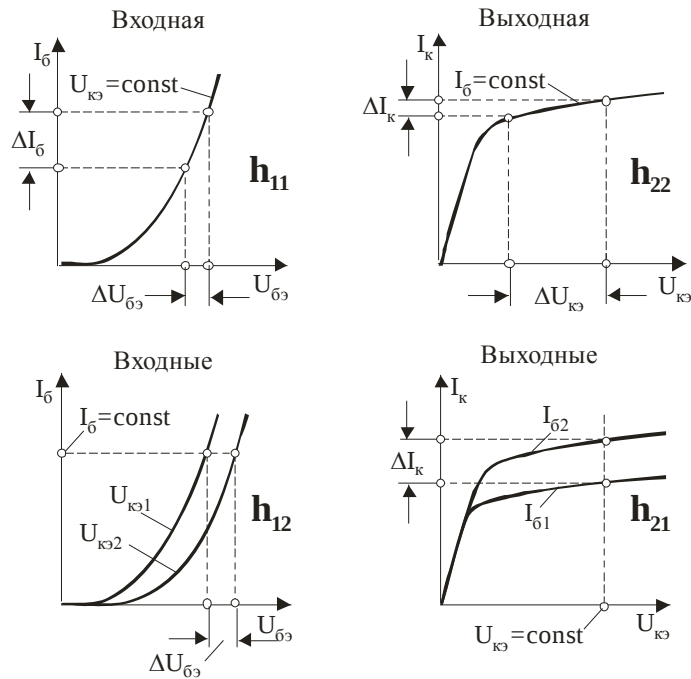


Рис. 3.12. Определение h -параметров по статическим характеристикам транзистора в схеме с общим эмиттером

Простые схемы для измерения h -параметров транзисторов в схеме с общим эмиттером изображены на рис.3.13. Измерения производятся на частоте генератора Γ 1кГц. Амплитуда переменного напряжения должна быть значительно меньше величины приложенных постоянных напряжений, устанавливающих желаемую рабочую точку.

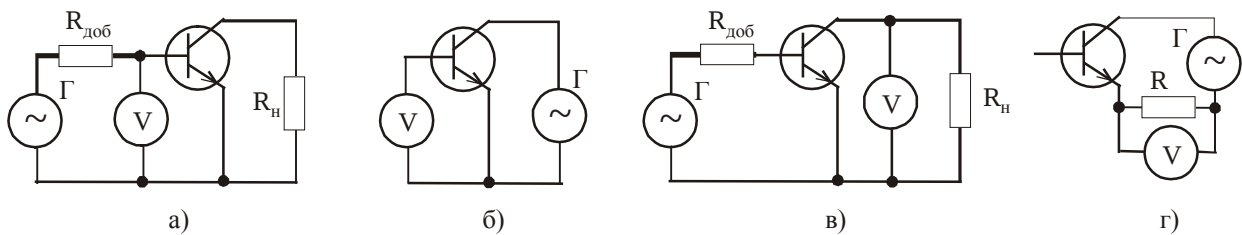


Рис.3.13. Схемы для измерения $h_{11э}$ (а), $h_{12э}$ (б), $h_{21э}$ (в), $h_{22э}$ (г)

С помощью этих схем можно померить h -параметры лишь приблизительно с погрешностью порядка 1 %. Это связано с тем, что холостой ход на входе и короткое замыкание на выходе достигаются лишь «практически», так как в схемах необходимы резисторы, на которых измеряется падение напряжения, и резисторы, устанавливающие рабочую точку.

В схеме по рис. 3.13 а выбирают $R_{доб} \gg h_{11э}$, чтобы получить ток базы 1 ... 2 мкА. Сопротивление резистора нагрузки для обеспечения короткого замыкания на выходе должно подчиняться условию $R_н \ll \frac{1}{h_{22э}}$.

В схеме на рис. 3.13б напряжение генератора должно быть примерно 1 В, а сопротивление вольтметра много большим входного сопротивления транзистора.

В схеме на рис. 3.13в в базе транзистора должен течь ток 1 ... 2 мкА, а сопротивление резистора R_n должно быть много меньше чем выходное сопротивление транзистора.

В схеме рис. 3.13 г напряжение генератора, включённого последовательно с R , должно быть таким, чтобы напряжение между коллектором и эмиттером было около 1 В. Сопротивление R должно быть много меньше выходного сопротивления транзистора. Падение напряжения на нём прямо пропорционально h_{22e} .

Значения h -параметров для разных схем включения взаимосвязаны формулами, приведёнными в таблице.

Таблица

Приближённые выражения зависимостей между h – параметрами для различных схем

С общей базой	С общим эмиттером	С общим коллектором
h'_{11}	$h_{11} \approx \frac{h'_{11}}{1 + h'_{21}}$	$h''_{11} \approx \frac{h'_{11}}{1 + h'_{21}}$
h'_{12}	$h_{12} \approx \frac{\Delta h' - h'_{12}}{1 + h'_{21}}$	$h''_{12} \approx 1$
h'_{21}	$h_{12} \approx \frac{-h'_{12}}{1 + h'_{21}}$	$h''_{12} \approx \frac{-1}{1 + h'_{21}}$
h'_{22}	$h_{22} \approx \frac{h'_{22}}{1 + h'_{21}}$	$h''_{22} \approx \frac{h'_{22}}{1 + h'_{21}}$
$\Delta h'$	$\Delta h \approx \frac{\Delta h'}{1 + h'_{21}}$	$\Delta h''_k \approx \frac{1}{1 + h'_{21}}$
$\Delta h' = h'_{11} h'_{22} - h'_{12} h'_{21}$		

h -параметры можно выразить через первичные параметры транзистора:

$$h'_{11} = r_3 + r_6(1 - \alpha);$$

$$h_{11} = h''_{11} = r_6 + r_3(1 + \beta);$$

$$h'_{22} = \frac{1}{r_k};$$

$$h_{22} = h''_{22} = \frac{1 + \beta}{r_k};$$

$$h'_{12} = \frac{r_{\bar{6}}}{r_k};$$

$$h_{12} = \frac{r_3(1 + \beta)}{r_k}; \quad h''_{12} = 1;$$

$$h'_{21} = \alpha; \quad h_{21} = \beta;$$

$$h''_{21} = \gamma = 1 + \beta = \frac{1}{1 - \alpha}.$$

В справочниках обычно приводится два h – параметра для схемы с общим эмиттером, а именно $h_{21\varnothing} = \beta$ и $h_{22\varnothing}$.

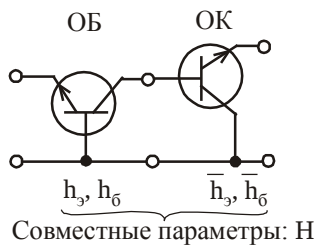


Рис. 3.14. Последовательное соединение двух транзисторов

Если два транзистора четырёхполюсника соединены «цепью», т.е. выход первого транзистора непосредственно соединён со входом второго, то, согласно теории четырёхполюсников, параметры такой схемы можно рассчитать по параметрам отдельных четырёхполюсников. Пусть, например, транзисторы соединены по схеме, показанной на рис. 3.14. Параметры всей схемы определяются так (без вывода):

$$H_{11} \approx \Delta h \cdot \bar{h}_{11} \cdot \frac{1 + \bar{h}_{21}}{\bar{h}_{21}} + \frac{h_{11}}{h_{21}};$$

$$H_{12} \approx \Delta h \cdot \frac{1 + h_{21}}{h_{21}};$$

$$H_{21} \approx -\bar{h}_{21};$$

$$H_{22} \approx h_{22} \cdot \frac{\bar{h}_{21}}{h_{21}} + \bar{h}_{22};$$

$$\Delta H \approx \Delta h \cdot \frac{1 + h_{21}}{h_{21}} \cdot \bar{h}_{21}.$$

При другом способе соединения транзисторов значения H -параметров станут другими, но принцип останется тем же.

Численный пример.

Схема по рис. 3.14 после введения всех элементов, устанавливающих рабочие точки транзисторов, выглядит так, как показано на рис. 3.15. Для упрощения вычислений предположим, что оба транзистора имеют одинаковые h -параметры в схеме включения с общим эмиттером:

$$h_{11} = 5 \cdot 10^3 \text{ Ом}$$

$$H_{11} = 200 \text{ Ом};$$

$$h_{12} = 2 \cdot 10^{-3}$$

$$H_{12} = 4 \cdot 10^{-2};$$

$$h_{21} = 30$$

$$h_{22} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ л/Ом}$$

$$\Delta h = 4 \cdot 10^{-2}$$

$$H_{21} = -30;$$

$$H_{22} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ л/Ом};$$

$$\Delta H = 1,2.$$

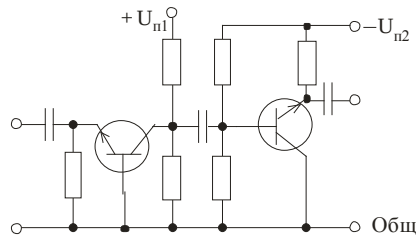


Рис.3.15. Схема усилителя

Пусть сопротивления резисторов, устанавливающие рабочие точки по постоянному току, достаточно велики чтобы считать, что весь выходной ток первого транзистора является входным током второго.

Выходное сопротивление $R_{вых}$:

Оптимальное выходное сопротивление схемы как источника:

$$R_{u.онт.} = \sqrt{\frac{H_{11}}{H_{22}}} \cdot \sqrt{\Delta H} = 2460 \text{ Ом};$$

$$R_{вых} = \frac{H_{11} + R_{u.онт.}}{\Delta H + R_{u.онт.} H_{22}} = 2050 \text{ Ом}.$$

Входное сопротивление $R_{вх}$:

Оптимальное сопротивление нагрузки $R_{н.онт.}$

$$R_{н.онт.} = \sqrt{\frac{H_{11}}{H_{22}}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\Delta H}} = 2030 \text{ Ом};$$

$$R_{вх} = \frac{H_{11} + R_{н.онт.} \Delta H}{1 + R_{н.онт.} H_{22}} = 2450 \text{ Ом}.$$

Усиление по току k_i :

$$k_i = \frac{H_{21}}{1 + H_{22} R_{н.онт.}} = -27,7.$$

Усиление по напряжению k_u :

$$k_u = \frac{-H_{21} R_{н.онт.}}{H_{11} + R_{н.онт.} \Delta H} = +23.$$

Отношение $\frac{R_{у.онт.}}{R_{н.онт.}}$ всегда равно ΔH .

Кроме рассмотренных параметров транзисторы характеризуют величинами номинальных и предельных режимов работы. Чаще всего в справочниках приводят:

- обратный ток коллектора;
- обратный ток эмиттера;
- граничная частота усиления;

ёмкость коллекторного и эмиттерного переходов;

максимально допустимый ток коллектора $I_{к.макс}$;

максимально допустимый ток эмиттера $I_{э.макс}$;

максимально допустимый ток базы $I_{б.макс}$;

максимально допустимые постоянные напряжения $U_{эб.макс}$, $U_{кб.макс}$, $U_{кэ.макс}$;

максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором $P_{к.макс}$.

Частотные свойства транзистора зависят от ёмкостей $C_э$ и $C_к$.

Упомянутая выше граничная частота усиления это частота, при которой коэффициент усиления тока (это α и β) уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с низкими частотами. Поскольку ток базы в $(1 + \beta)$ раз меньше тока эмиттера, граничная частота f_β в схеме с общим эмиттером меньше, чем в схеме с общей базой f_α в $f_\alpha/(1 + \beta)$ раз.

3.1.6. Мощные транзисторы

Мощными считают транзисторы с мощностью, рассеиваемой коллектором, более 1,5 Вт. Мощные транзисторы бывают низковольтные (пробивное напряжение коллектора менее 500 В) и высоковольтные. По технологии изготовления мощные транзисторы являются кремниевыми диффузионными.

Основное назначение мощных транзисторов – работа в ключевом режиме, что требует от них малого падения напряжения в открытом состоянии и малой длительности переходных процессов.

Большие токи требуют создания полупроводниковых структур с большой площадью, вследствие чего коэффициент передачи усиления тока получается не более 10. Поэтому современные мощные высоковольтные транзисторы представляют собой по существу интегральные микросхемы, в которых на одном кристалле изготовлена схема составного транзистора (схема Дарлингтона), в которой эмиттерно-базовые переходы зашунтированы резисторами и обратно включёнными диодами, и весь составной транзистор также зашунтирован диодом. В режиме большого сигнала $h_{21э}$ таких транзисторов достигает 60 ... 80, а напряжение насыщения составляет 2 ... 3 В.

3.1.7. Установка рабочей точки транзистора

Рабочий ток коллектора устанавливается с помощью задания тока базы $I_б$ и соответствующего ему напряжения $U_{бэ}$ согласно входной характеристики транзистора. Ток базы может быть установлен с помощью резистора в цепи питания базы либо с помощью делителя напряжения.

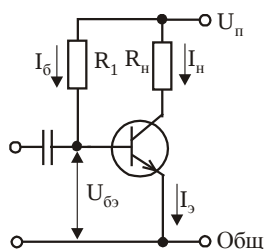


Рис. 3.16. Установка рабочей точки с помощью базового резистора смещения R_1

На рис. 3.16 рабочая точка устанавливается с помощью резистора смещения R_1 . Если согласно входной характеристике известны $I_б$ и $U_{бэ}$, то величина сопротивления резистора R_1 находится так:

$$R_1 = \frac{U_n - U_{бэ}}{I_б}.$$

Для температурной стабилизации схемы в цепь эмиттера включают транзистор R_3 (рис. 3.17), падение напряжения на котором от эмиттерного тока при определении R_1 должно быть учтено:

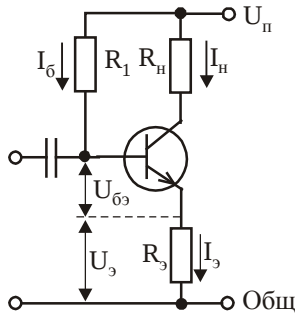


Рис. 3.17. Усилительный каскад с резистором в цепи эмиттера R_3

$$R_1 = \frac{U_n - U_{бэ} - R_3 I_э}{I_б} = \frac{U_n - U_{бэ} - R_3 (I_э + I_к)}{I_б}.$$

Более стабильное положение рабочей точки получают с помощью делителя напряжения в цепи базы (рис. 3.18). Имеем:

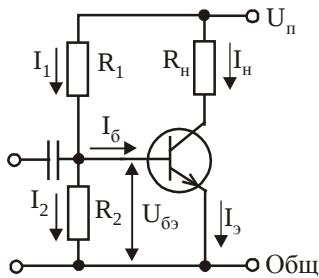


Рис. 3.18. Каскад усилителя, стабилизированный делителем напряжения R_1 / R_2

$$I_1 = I_2 + I_б; \quad (A)$$

$$I_2 = \frac{U_{бэ}}{R_2};$$

$$U_n = U_{бэ} + R_1 I_1,$$

откуда получаем:

$$U_n = U_{бэ} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + R_1 I_б;$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_n - R_1 I_б}{U_{бэ}} - 1.$$

Как следует из этого выражения, нужно задаться величиной сопротивления R_1 , в качестве которой обычно выбирают

$$R_1 = 0,2 \dots 0,5 \frac{U_n}{I_б}.$$

Если в цепи эмиттера включён резистор R_3 (рис.3.19), надо записать:

$$U_n = U_{бэ} + U_3 + R_1 I_1 = U_{бэ} + R_3 I_э + R_1 I_1.$$

Отсюда получим

$$I_1 = \frac{U_n - U_{бэ} - R_3 I_э}{R_1}. \quad (B)$$

Ток I_2 найдём из равенства $R_2 I_2 = U_{бэ} + R_3 I_э$:

$$I_2 = \frac{U_{бэ} + R_3 I_э}{R_2}.$$

Подставив I_2 в уравнение (A), получим:

$$I_1 = \frac{U_{\bar{6}3} + R_3 I_3}{R_2} + I_{\bar{6}}. \quad (B)$$

Приравняв значения I_1 по уравнениям (Б) и (В), получим соотношение плеч делителя напряжения:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_n - U_{\bar{6}3} - R_3 I_3}{U_{\bar{6}3} + R_3 I_3 + R_2 I_{\bar{6}}},$$

из которого следует, что должны быть заданы R_3 и R_2 . R_2 выбирают из тех соображений, чтобы ток делителя был в 2...5 раз больше тока базы.

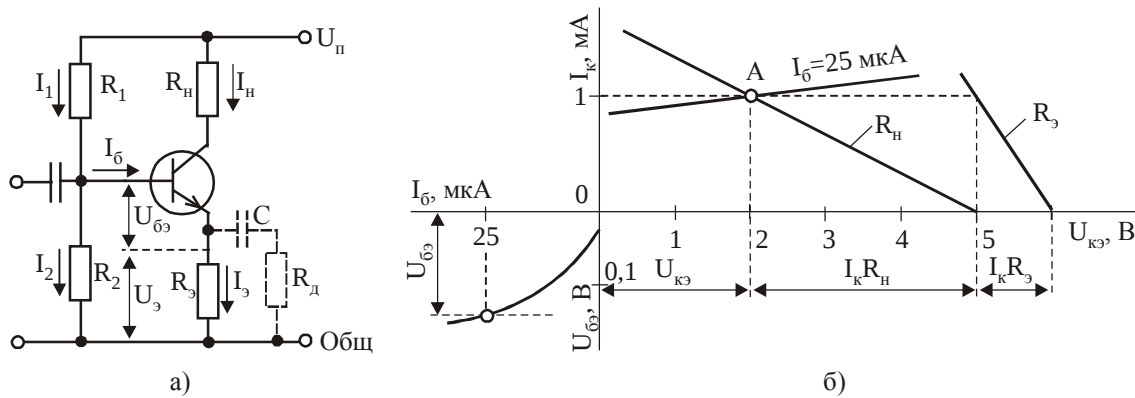


Рис. 3.19. Каскад, стабилизированный с помощью делителя напряжения и эмиттерного резистора, (а) и характеристики транзистора вблизи рабочей точки (б)

Численные примеры.

Пусть в схеме по рис. 3.16 $U_n = 9 \text{ В}$, $U_{\text{ex}} = 0,65 \text{ В}$, $I_{\bar{6}} = 100 \text{ мкА}$.

Находим R_1 :

$$R_1 = \frac{9 - 0,65}{100 \cdot 10^{-6}} = 8,35 \text{ кОм}.$$

Если в схеме по рис. 3.17 $U_n = 9 \text{ В}$, $U_{\bar{6}3} = 0,62 \text{ В}$, $I_{\bar{6}} = 20 \text{ мкА}$, $I_n = 2 \text{ мА}$, $R_3 = 1 \text{ кОм}$, получим:

$$R_1 = \frac{9 - 0,62 - 1 \cdot 10^{-3} (2 + 0,02) \cdot 10^{-3}}{0,02 \cdot 10^{-3}} = 318 \text{ кОм}.$$

Рассчитаем параметры делителя напряжения в схеме по рис. 3.18 при $U_n = 9 \text{ В}$, $U_{\bar{6}3} = 0,62 \text{ В}$, $I_{\bar{6}} = 20 \text{ мкА}$, $I_n = 2 \text{ мА}$. Примем сопротивление резистора $R_1 = 0,2 U_n / I_{\bar{6}} = 0,2 \cdot 9 / (0,02 \cdot 10^{-3}) \approx 91 \text{ кОм}$.

Находим

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{9 - 91 \cdot 10^{-3} \cdot 0,02 \cdot 10^{-3}}{0,62} - 1 = 10,58,$$

откуда получаем $R_2 = 8,6 \text{ кОм}$.

Рассчитаем параметры делителя напряжения в схеме по рис. 3.19. Пусть $R_3 = 1 \text{ кОм}$, а ток через R_2 в 5 раз больше тока базы. Если остальные данные взять из предыдущего примера, получим $R_2 = 27 \text{ кОм}$ и

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{9 - 0,62 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}{0,62 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 + 27 \cdot 10^3 \cdot 0,02 \cdot 10^{-3}} = 2,018,$$

откуда $R_1 = 54,5 \text{ кОм}$.

При фиксированном с помощью делителя постоянном напряжении на базе вследствие падения напряжения на эмиттерном резисторе R_3 возникает последовательная отрицательная обратная связь по постоянному току. Если теперь по какой-то причине ток коллектора будет увеличиваться, то потенциал эмиттера станет выше. Вследствие этого напряжение $U_{бэ}$ и, следовательно, ток базы будут уменьшаться, что приведёт к уменьшению коллекторного тока, чем и достигнется стабилизация. Но при этом, конечно, произойдёт уменьшение усиления каскада.

Согласно теории четырёхполюсников транзистор с эмиттерным сопротивлением можно представить как последовательное соединение двух четырёхполюсников. Если, как сделано в 3.1.5, обозначить новые h-параметры через H_{12} , H_{21} и т.д., то, обозначив через R_3 чисто омическое сопротивление эмиттера, можно получить:

$$\begin{aligned} H_{11} &= \frac{h_{11} + R_3(1 + h_{12})}{1 + h_{22}R_3}; \\ H_{12} &= \frac{h_{12} + h_{22}R_3}{1 + h_{22}R_3}; \\ H_{21} &= \frac{h_{21} - h_{22}R_3}{1 + h_{22}R_3}; \\ H_{22} &= \frac{h_{22}}{1 + h_{22}R_3}; \\ \Delta H &= R_3 h_{22} + \frac{\Delta h + R_3 h_{12} h_{22}}{1 + R_3 h_{22}}. \end{aligned}$$

Абсолютное значение усиления по напряжению равно:

$$|K_U| = \frac{H_{21}R_H}{H_{11} + \Delta H R_H}. \quad (\Gamma)$$

Приведённые соотношения справедливы для всех видов схем (с общей базой, с общим эмиттером, с общим коллектором).

Численный пример.

Пусть транзистор с коллекторной нагрузкой 500 Ом включён по схеме с общим эмиттером без эмиттерного резистора. Пусть параметры транзистора в рабочей точке ($I_b = 0,3 \text{ мА}$, $I_k = 6 \text{ мА}$, $U_n = 10 \text{ В}$, $U_k = 7 \text{ В}$) $h_{11} = 210 \text{ Ом}$, $h_{12} = 2 \cdot 10^{-4}$, $h_{22} = 117 \cdot 10^{-6} \text{ л/Ом}$, $h_{21} = 18,5$, $\Delta h = 20,8 \cdot 10^{-3}$. Усиление по напряжению этого каскада согласно уравнению (Г) будет равно $K_U = 42$.

Включим в эмиттер резистор с сопротивлением $R_e = 50 \text{ Ом}$ и вычислим H-параметры:

$H_{11} = 1185 \text{ Ом}$; $H_{12} = 62 \cdot 10^{-4}$; $H_{22} = 117 \cdot 10^{-6} \text{ л/Ом}$; $H_{21} = 18,5$; $\Delta H = 26,8 \cdot 10^{-3}$.

Усиление по напряжению согласно формуле (Г) будет:

$$K_U = \frac{18,5 \cdot 500}{1185 + 26,8 \cdot 10^{-3} \cdot 500} = 7,7,$$

что составит 18% от коэффициента усиления при $R_e = 0$.

Эмиттерный резистор можно шунтировать конденсатором C_e , чтобы избежать отрицательной обратной связи по переменному току. Можно разделить эмиттерный резистор на два, и шунтировать конденсатором только один из них, введя обратную связь по переменному току.

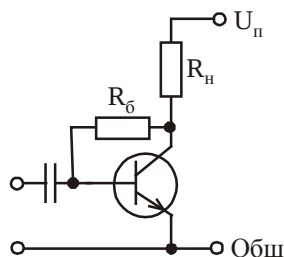


Рис. 3.20. Параллельная отрицательная обратная связь

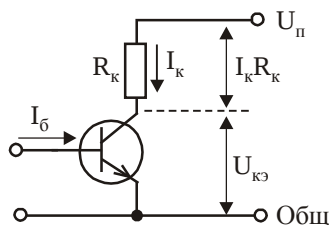


Рис. 3.21. Стабилизация каскада с помощью коллекторного резистора

На рис.3.20 приведена схема с параллельной отрицательной обратной связью. В этой схеме при увеличении коллекторного тока происходит уменьшение напряжения между коллектором и базой. Стабилизация происходит благодаря уменьшению тока базы, протекающего через резистор R_b . Через резистор R_b одновременно осуществляется отрицательная обратная связь по переменному току. Для температурной стабилизации нужно в коллекторную цепь включить коллекторный резистор R_n определённой величины (рис.3.21). Коллекторный ток I_k создаёт на резисторе R_n падение напряжения $I_k R_n$, так что имеющееся в действительности напряжение $U_{кэ}$ меньше чем U_n на величину $I_k R_n$. Следовательно, при возрастании коллекторного тока напряжение на коллекторе будет уменьшаться. Мощность потерь на коллекторе в этом случае будет равна:

$$P_k = (U_n - I_k R_n) I_k = U_n I_k - I_k^2 R_n.$$

Если изменение рассеиваемой мощности dP_K/dI_K при изменении тока коллектора будет равно нулю, это значит, что температура транзистора изменяться не будет, и с этой точки зрения схема будет термически стабильна. Условием стабильности будет:

$$U_n - 2I_K R_H = 0$$

или

$$I_K R_H = \frac{U_n}{2},$$

т.е. схема не будет саморазогреваться, если падение напряжения на R_H будет равно половине напряжения питания.

Из этого условия можно найти ток базы I_B для расчёта величин сопротивлений резисторов в цепи базы по рис. 3.16...3.19. Как известно,

$$I_K = \beta I_B + I_{KЭR},$$

где $I_{KЭR}$ – ток в цепи коллектор-эмиттер при заданном обратном напряжении коллектор-эмиттер и сопротивлении в цепи базы.

У современных транзисторов ток $I_{KЭR}$ очень мал, и им правомерно пренебречь, т.е. записать $I_K \approx \beta I_B$. Подставив это выражение в условие стабильности, можно найти требуемый ток базы:

$$I_B \approx \frac{U_n}{2\beta R_H}.$$

Вновь обратимся к расчёту элементов схемы малосигнального усилителя по рис.3.19а с целью получения значения сопротивления делителя напряжения R_1, R_2 при учёте изменения тока коллектора под воздействием температуры.

Численный пример.

Пусть $U_n = 6$ В, параметры транзистора в рабочей точке $I_K = 1$ мА, $h_{11} = 1$ кОм, $h_{12} = 7 \cdot 10^{-4}$, $h_{22} = 80 \cdot 10^{-6}$ 1/Ом, $h_{21} = \beta = 40$, $\Delta h = 52 \cdot 10^{-3}$. Положим, что в результате изменения температуры изменение обратного тока коллектора составит $\Delta I_{KЭR} = 50$ мкА, а при $I_K = 1$ мА допустимо его изменение на 15% ($\Delta I_K = 0,15$ мА).

Найдём отношение изменения коллекторного тока к изменению тока базы:

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{150 \cdot 10^{-6} \text{ А}}{50 \cdot 10^{-6} \text{ А}} = 3.$$

Обозначим через ξ величину, характеризующую постоянные сопротивления смещения схемы:

$$\xi = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_9}.$$

С другой стороны

$$\xi = \frac{S-1}{S\alpha} = \frac{3-1}{3 \cdot 0,976} \approx 0,68,$$

где $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta} = \frac{40}{1+40} = 0,976.$

Из этих соотношений следует, что при малом сопротивлении R_9 потребуется низкоомный делитель напряжения R_1, R_2 , что, в свою очередь, приведёт к сильной загрузке источника входного напряжения. При большом сопротивлении R_9 на нём будет большое падение напряжения, что очень сузит размах колебаний напряжения на нагрузке. Для малосигнального усилителя обычно достаточно установить рабочую точку так, чтобы получить напряжение $U_{кэ} = 2 \dots 3 \text{ В}$.

Из равенства

$$U_n = I_k R_H + U_{кэ} + I_9 R_9 \approx I_k (R_H + R_9) + U_{кэ}$$

получаем при $U_{кэ} = 2 \text{ В}$

$$R_H + R_9 = \frac{U_n - U_{кэ}}{I_k} = \frac{6 - 2}{1 \cdot 10^{-3}} = 4000 \text{ Ом}.$$

Целесообразно выбирать по возможности большую величину сопротивления нагрузки. Примем $R_H/R_9 = 3$, откуда получим

$$R_H = 3 \text{ кОм}, R_9 = 1 \text{ кОм}.$$

(Если в коллекторной цепи в отличие от нашего примера стоит нагрузка с очень малым омическим сопротивлением, например, трансформатор, то при тех же сопротивлениях можно допустить большее падение напряжения на R_9 . Выбрав большее значение сопротивления R_9 легче выполнить условия стабильности схемы).

После того как установлено значение R_9 , можно найти сопротивление делителя:

$$R_1 \parallel R_2 = R_9 \frac{\xi}{1-\xi} = 1 \cdot 10^3 \cdot \frac{0,68}{1-0,68} \text{ Ом} = 2120 \text{ Ом}.$$

Из характеристик применённого транзистора на 3.19б можно найти положение рабочей точки А:

$$U_{бэ} = 0,14 \text{ В}, I_б = 25 \text{ мкА}.$$

Значения R_1 и R_2 получаем с помощью следующих промежуточных вычислений:

$$R_1 = \frac{U_n - U_{бэА} - I_9 R_9}{I_б + I_2} = R_2 \frac{U_n - U_{бэА} - I_9 R_9}{U_{бэА} + I_9 R_9 + I_б R_2},$$

где $I_2 = \frac{U_{\bar{\sigma} \partial A} + I_9 R_9}{R_2}$.

Так как

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

получаем R_2 :

$$R_2 = \frac{R_1 (R_1 \parallel R_2)}{R_1 - R_1 \parallel R_2}.$$

Подставив R_2 в предыдущее уравнение, получим:

$$R_1 (U_{\bar{\sigma} \partial A} + I_9 R_9) + R_1 \frac{R_1 \cdot (R_1 \parallel R_2)}{R_1 - R_1 \parallel R_2} I_{\bar{\sigma}} = \frac{R_1 \cdot (R_1 \parallel R_2)}{R_1 - R_1 \parallel R_2} (U_n - U_{\bar{\sigma} \partial A} - I_9 R_9),$$

откуда вычисляем R_1 :

$$R_1 = U_n \frac{R_1 \parallel R_2}{U_{\bar{\sigma} \partial A} + I_9 R_9 + I_{\bar{\sigma}} (R_1 \parallel R_2)}.$$

Подставив численные значения, получим:

$$R_1 = 6 \frac{2,12 \cdot 10^3}{0,14 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 + 25 \cdot 10^{-6} \cdot 2,12 \cdot 10^3} \approx 10,5 \text{ кОм},$$

$$R_2 = \frac{10,5 \cdot 10^3 \cdot 2,12 \cdot 10^3}{10,5 \cdot 10^3 - 2,12 \cdot 10^3} \approx 2,6 \text{ кОм}.$$

Вследствие большого значения $R_9 = 1 \text{ кОм}$ в схеме действует сильная динамическая отрицательная обратная связь. Коэффициент усиления по напряжению схемы $|K_U|$:

$$|K_U| = \frac{h_{21} \cdot R_H}{h_{11} + h_{21} \cdot R_9 + \Delta h \cdot R_H} = \frac{40 \cdot 3 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 1 \cdot 10^3 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} \approx 3,$$

а входное сопротивление $r_{\text{вх}}$:

$$r_{\text{вх}} = \frac{h_{11} + h_{21} \cdot R_9 + \Delta h \cdot R_H}{1 + R_H \cdot h_{22}} = \frac{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 1 \cdot 10^3 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3}{1 + 3 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}} \approx 33 \text{ кОм}.$$

Для практики эти результаты неудовлетворительны. Во-первых, очень мал коэффициент усиления. Во-вторых, полученное высокое значение $r_{вх}$ не может быть реализовано для согласования с выходным сопротивлением источника сигнала, потому что суммарное входное сопротивление каскада состоит из параллельного соединения $(R_1 || R_2) || r_{ex}$, а $(R_1 || R_2) \ll r_{ex}$.

Поэтому следует уменьшить глубину обратной связи, частично зашунтирован R_3 цепью из последовательно включённого конденсатора C и добавочного сопротивления R_∂ (на рис.3.19а изображены штриховыми линиями). В результате в эмиттерной цепи будет включено полное сопротивление:

$$X_3 = R_3 || \left(R_\partial + \frac{1}{j\omega C} \right).$$

Если выбрать C достаточно большим (50 мкФ), то дробью в скобках можно пренебречь и считать:

$$R'_3 = R_3 || R_\partial.$$

Примем $R_\partial = 50 \text{ Ом}$ и, так как $R_3 \gg R_\partial$, получим $R'_3 \approx R_\partial$.

Тогда получим коэффициент усиления по напряжению:

$$|K'_U| = \frac{40 \cdot 3 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 50 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} \approx 40,$$

а входное сопротивление

$$r'_{ex} = \frac{1 \cdot 10^3 + 40 \cdot 50 + 52 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3}{1 + 3 \cdot 10^3 \cdot 80 \cdot 10^{-6}} \approx 3,5 \text{ кОм}.$$

Рассмотрим соотношения в схеме при $R_3=0$ (рис.3.18). В этом случае $\xi = 1$ и

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \xi} = \frac{1}{1 - 0,976} \approx 42,$$

откуда получаем изменение коллекторного тока

$$\Delta I_K = S \Delta I_{кбо} = 42 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 2,1 \text{ мА}.$$

Это означает, что рабочая точка сместится до области изгиба характеристики, что неприемлемо.

3.1.8. Биполярный транзистор как ключ.

Схема простого транзисторного ключа (электронного переключателя) показана на рис.3.22. Резистор нагрузки R_n включён в цепь коллектора, импульсы управления поступают в базу от генератора импульсов E_r через резистор R . Нагрузочная прямая на коллекторных характеристиках определяет положение рабочих точек ключа

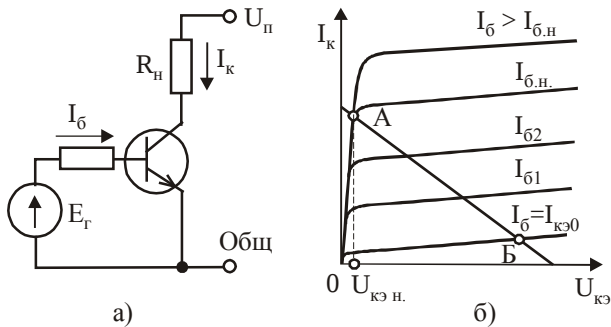


Рис. 3.22. Ключевой каскод на прп-транзисторе (а) и коллекторные характеристики транзистора (б)

(А – ключ открыт, Б – ключ закрыт) и размах тока базы. Точка А включённого состояния ключа соответствует границе режима насыщения. При дальнейшем увеличении тока базы ток коллектора из-за наличия R_n остаётся практически неизменным. Другими словами, чтобы перевести транзистор в режим насыщения, надо иметь ток базы $I_б \geq I_{б.н}$:

$$I_б \geq \frac{I_{к.н}}{\beta} \approx \frac{U_n}{\beta R_n},$$

где $I_{б.н}$ – ток базы на границе режима насыщения;

$I_{к.н}$ – ток коллектора в режиме насыщения;

β – коэффициент усиления тока в нормальном активном режиме.

Чем больше ток базы $I_б$ по сравнению с $I_{б.н}$, тем более глубоко насыщается транзистор, тем меньше остаточное напряжения $U_{кэ.н}$ на нём. При $I_б \gg 2...3 I_{б.н}$ остаточное напряжение уменьшается мало, но растёт мощность, рассеиваемая в транзисторе, и ухудшаются динамические свойства ключа, поэтому $I_б$ больше не делают.

$U_{кэ.н}$ в нормальном режиме составляет десятки-сотни милливольт. В инверсном режиме, когда роль эмиттера выполняет коллектор, а роль коллектора эмиттер, остаточное напряжение составляет доли – единицы милливольт, однако в этом режиме коэффициент усиления тока $\beta' \ll \beta$.

Чтобы перевести транзистор в режим осечки, напряжение на базе должно стать

$$U_{б.обр} \geq U_{б.отс},$$

где $U_{б.обр}$ – напряжение смещения на базе, обеспечивающее закрытое состояние транзистора;

$U_{б.отс}$ – напряжение отсечки данного транзистора.

В закрытом состоянии транзистора через эмиттер, коллектор и базу также текут тепловые токи $I_{к.т}$, $I_{э.т}$, $I_{б.т}$, направления которых противоположны токам

через эти электроды при открытом транзисторе, причём $I_{\delta.m} = I_{\varepsilon.m} + I_{\kappa.m}$. Этот ток, протекая через базовый резистор R , увеличивает напряжение база-эмиттер и препятствует полному закрыванию транзистора. Поэтому напряжение генератора в этом режиме должно быть:

$$E_{\varepsilon} \geq U_{\delta.обр} + (I_{\varepsilon.m} + I_{\delta.m} + I_{\kappa.m}) \cdot R.$$

В схемах, имеющих однополярный источник питания, в режиме отсечки $E_{\varepsilon} = 0$, поэтому полное закрытие транзистора невозможно.

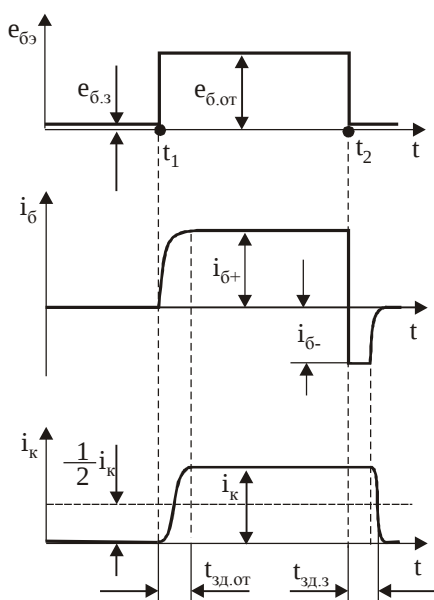


Рис. 3.23. Изменение токов базы и коллектора в ключе

Прямоугольный импульс с генератора на выходе ключа искажается и задерживается во времени. Рассмотрим переходный процесс в ключе в наиболее наглядном случае однополярного импульса с генератора (рис.3.23). В реальном ключе на входе и выходе ключа имеются паразитные ёмкости и сопротивления и резисторы R и R_n , кроме того, скорость изменения тока коллектора ограничена. В момент времени t_1 напряжение на базе $e_{\delta\varepsilon}$ скачкообразно увеличивается, но ток базы i_{δ} увеличивается экспоненциально до величины $i_{\delta+} \approx E_{\varepsilon}/R$. Ток коллектора вначале нарастает до значения $\beta i_{\delta} = U_n/R_n$, но достигнув тока насыщения, больше не увеличивается, и транзистор открывается. В базе накапливается избыточное количество носителей заряда.

При закрывании ключа ($E_{\varepsilon} = 0$) вначале происходит рассасывание носителей заряда из базы. Источником тока базы становится источник питания U_n , поэтому направление тока базы $i_{\delta-}$ меняется. Обратный ток базы уменьшает заряд в базе, и когда он становится близким к нулю транзистор закрывается.

Таким образом, при открывании и закрывании ключа появляются задержки $t_{зд.от}$ и $t_{зд.з}$. Для уменьшения задержек применяют схемы ключей с нелинейными обратными связями, в которых обеспечивается работа транзистора на границе активного режима и режима насыщения.

3.2. Полевые транзисторы

3.2.1. Устройство и принцип действия

Полевой транзистор является униполярным полупроводниковым прибором, в котором количество носителей в токе через проводящую область (канал) определяется электрическим полем. В полевом транзисторе поток носителей заряда одного знака (электронов или дырок) направлен от одного из электродов

(истока) к другому электроду (стоку) через проводящий канал. Канал имеет длину в направлении протекания носителей заряда и сечение в направлении, перпендикулярном току и поверхности. С помощью напряжения, приложенного к третьему электроду (затвору), создаётся электрическое поле между ним и каналом, и осуществляется управление током через изменение удельной проводимости и сечения канала.

По конструкции полевые транзисторы разделяют на транзисторы с управляющим рп-переходом и транзисторы с изолированным затвором.

В полевом транзисторе с рп-переходом затвором является слой полупроводника, тип проводимости которого противоположен типу проводимости канала. Управляющий рп-переход, обратнo смещённый относительно канала, образует обеднённый слой, который, распространяясь в проводящий канал, ограничивает его размеры. Увеличение обратного смещения вызывает сужение канала, уменьшение обратного смещения приводит к расширению канала. При определённом обратном напряжении на затворе, называемом напряжением отсечки, проводимость канала в идеальном случае уменьшается до нуля.

Область полупроводника, в которой образуется канал, может быть n-типа или p-типа, а область затвора соответственно p-типа и n-типа.

На рис. 3.24а показана структура транзистора с управляющим переходом и каналом n-типа, а на рис.3.24б его условное обозначение. Между подложкой p-типа и затвором p-типа образован канал n-типа.

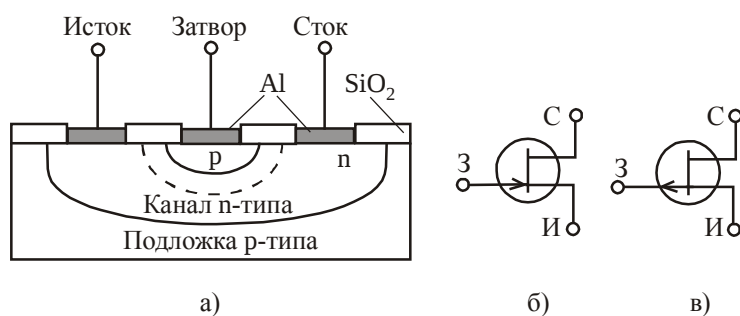


Рис. 3.24. Горизонтальная структура полевого транзистора с управляющим рп-переходом (а), условные обозначения n-канального (б) и p-канального (в) транзисторов

На сток транзистора подают напряжение положительной полярности относительно истока. К затвору подключают отрицательное напряжение, вследствие чего расширяются области, обеднённые носителями заряда (штриховая линия на рис.3.24а), сужается канал и увеличивается его сопротивление.

На рис.3.24в показан символ полевого транзистора с управляющим рп-переходом и каналом p-типа. На сток такого транзистора подают напряжение отрицательной полярности, а на затвор – положительной.

Максимальный ток стока у полевого транзистора с управляющим рп-переходом наблюдается при нулевом смещении затвора. При подаче прямого смещения на затворе транзистора появляется прямой ток через участок затвор-исток, резко уменьшается входное сопротивление и нарушается работа транзистора.

Транзистор с изолированным затвором со структурой металл-диэлектрик-полупроводник (МДП) или металл-окисел-полупроводник (МОП) представляет

собой прибор, в котором металлический затвор изолирован диэлектриком от канала, образованного в приповерхностном слое полупроводника. На рис.3.25а показана структура МДП-транзистора с каналом *n*-типа. В МДП-транзисторе управляющее электрическое поле создается через слой диэлектрика.

Изготавливают эти транзисторы со встроенным и с индуцированным каналами (другие названия соответственно: обеднённого и обогащённого типа). В транзисторе со встроенным каналом канал создается в процессе производства. В этом транзисторе при напряжении затвор-исток, равном нулю, электропроводность канала между истоком и стоком существует. В зависимости от типа электропроводности канала транзистора бывают *n*-типа и *p*-типа. Символы МДП-транзисторов со встроенным каналом изображены на рис.3.25б.

В транзисторах с индуцированным каналом проводимость между истоком и стоком при напряжении затвор-исток, равном нулю, отсутствует, канала нет. Проводящий канал между истоком и стоком индуцируется управляющим напряжением затвора. На рис.3.25а изображена структура именно такого транзистора. Символы МДП-транзисторов с индуцированным каналом показаны на рис.3.25в.

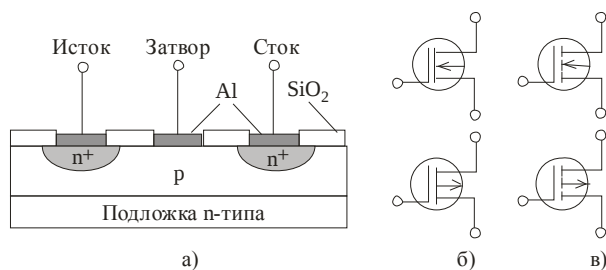


Рис. 3.25. Горизонтальная структура МДП-транзистора с индуцированным каналом (а), символы МДП-транзистора со встроенным каналом *n*-типа (вверху) и *p*-типа (внизу) (б), символы МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа (вверху) и *p*-типа (в) (внизу)

Наиболее распространены МДП-транзисторы с индуцированным каналом.

Для предусмотренной изготовителем нормальной работы полевых транзисторов в канале *n*-типа напряжение на стоке должно быть положительным относительно истока, у транзисторов с каналом *p*-типа – отрицательным.

Входное сопротивление полевых транзисторов с управляющим *pn*-переходом со стороны управляющего перехода составляет

$10^7 \dots 10^9$ Ом, у МДП-транзисторов – $10^{10} \dots 10^{15}$ Ом. Так как входные токи затвора чрезвычайно малы, управление током канала осуществляется входным напряжением, что отличает их от биполярных транзисторов.

3.2.2. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов

На рис.3.26 изображены вольт-амперные характеристики маломощных полевых транзисторов разных типов. На вольт-амперных характеристиках полевого транзистора с управляющим *pn*-переходом (рис. 3.26а) можно выделить следующие характерные точки.

Напряжение отсечки U_{omc} – напряжение на затворе, при котором практически полностью перекрывается канал полевого транзистора, и ток стока при этом стремится к нулю. Полностью перекрыть канал физически невозможно,

поэтому в справочниках $U_{отс}$ определяют как напряжение, при котором ток стока I_c становится равным нескольким микроамперам (1, 10 или 20 мкА).

Ток насыщения I_{c0} в цепи транзистора, включённого по схеме с общим истоком, определяется при $U_{зи}=0$ (затвор накоротко замкнут с истоком).

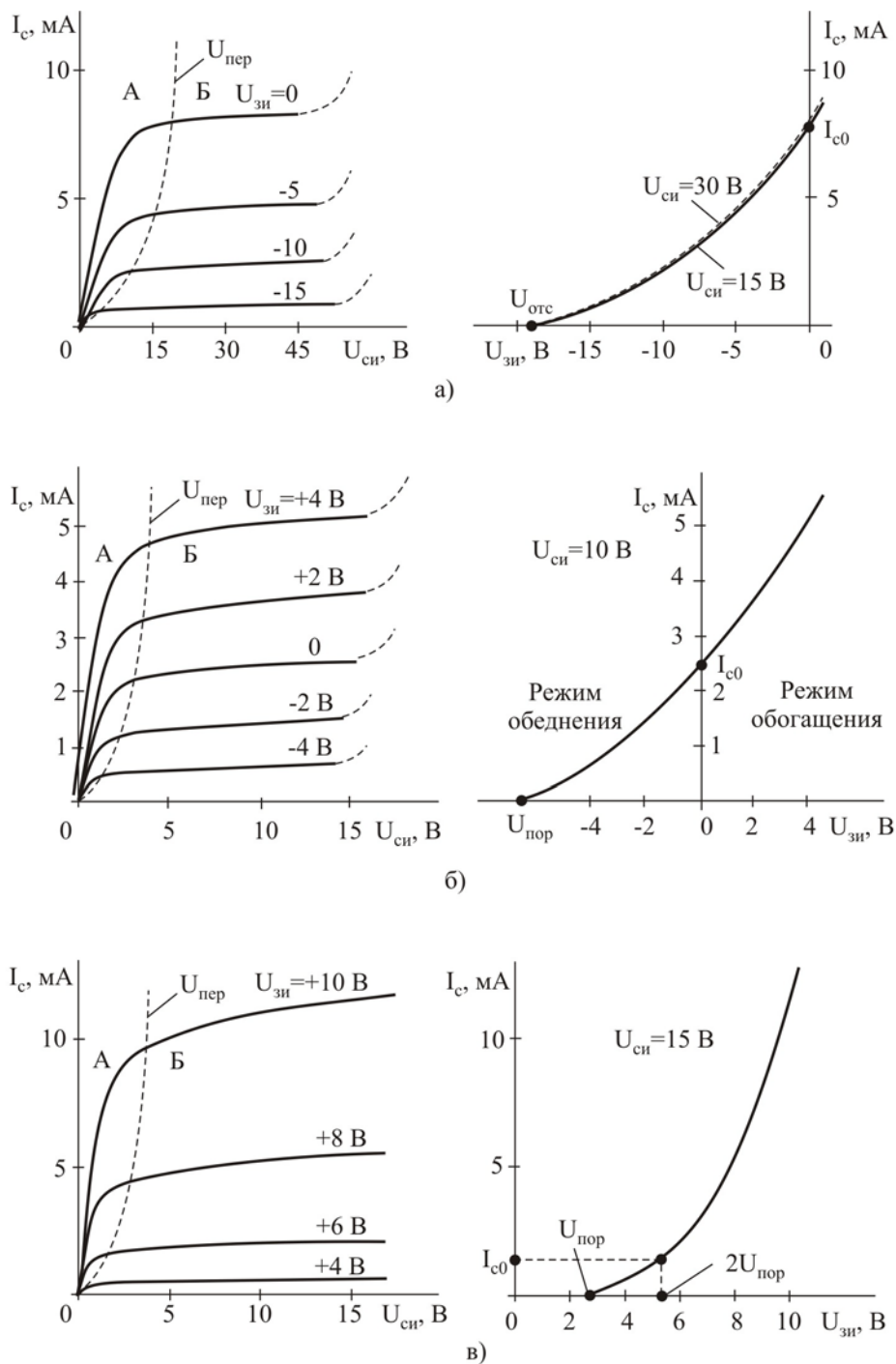


Рис. 3.26. Стоковые и стоко-затворные характеристики n-канальных полевых транзисторов:

- а) с управляющим рп-переходом;
- б) МДП со встроенным каналом;
- в) МДП с индуцированным каналом

На стоковых характеристиках можно выделить две области А и Б:

область А, расположенная левее напряжения перегиба характеристик $U_{пер}$ – область нарастания тока стока при увеличении напряжения (омическая область);

область Б – область активной работы полевого транзистора, в которой канал открыт, и стоковое напряжение U_{cu} превышает по абсолютной величине U_{omc} ; в этой области ток стока почти не зависит от напряжения U_{cu} .

Ток стока в области А при напряжении $U_{cu} < |U_{omc}| - |U_{zu}|$ вычисляется по выражению:

$$I_c = S_{y\partial} [2(U_{zu} - U_{omc})U_{cu} - U_{cu}^2],$$

где $S_{y\partial} = \frac{I_{c0}}{U_{omc}^2}$ – удельная крутизна;

U_{zu} – текущее напряжение на затворе, которое является параметром этого семейства характеристик;

U_{cu} – текущее напряжение на стоке.

В области Б при $|U_{cu}| > |U_{omc}| - |U_{zu}|$ выходные характеристики описываются следующей приближённой формулой:

$$I_c = I_{c0} \left(1 - \frac{U_{zu}}{U_{omc}} \right)^2.$$

Кривая $U_{пер}$ линии перегиба характеристик представляет собой квадратичную параболу.

В МДП-транзисторе со встроенным каналом в процессе изготовления между областями истока и стока создаётся тонкий приповерхностный слой с малой концентрацией примесей, являющийся токопроводящим каналом, поэтому при $U_{zu} = 0$ через транзистор уже протекает ток I_{c0} . Вид стоковой характеристики (рис.3.26 б) при $U_{zu} = 0$ аналогичен соответствующей характеристике транзистора с управляющим *pn*-переходом. По мере увеличения U_{cu} канал к стоку сужается, его проводимость уменьшается, происходит плавный переход к режиму насыщения – к пологому рабочему участку.

При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока $U_{zu} < 0$ канал обедняется основными носителями, его проводимость и, следовательно, ток стока I_c уменьшаются вплоть до почти полного перекрытия канала при некотором напряжении $U_{zu} = U_{пор}$, называемым пороговым.

При подаче на затвор напряжения $U_{zu} > 0$ канал обогащается основными носителями, и проводимость его увеличивается. Чем больше U_{zu} , при котором снимается характеристика, тем выше она располагается. При некотором напряжении U_{cu} происходит лавинный пробой транзистора вследствие пробоя участка сток-затвор вблизи стока. При отрицательном напряжении U_{zu} напряжение

сток-затвор у стока возрастает, поэтому пробой наступает при меньших напряжениях U_{cu} .

Стоко-затворная характеристика снимается при постоянном напряжении U_{cu} и отражает зависимость I_c от напряжения U_{zu} и, как и у полевого транзистора с управляющим pn -переходом она почти квадратична.

Характеристики транзистора со встроенным каналом достаточно точно описываются приведёнными выше формулами, если в эти формулы вместо $U_{отс}$ подставлять $U_{пор}$.

В отличие от МДП-транзистора со встроенным каналом в МДП-транзисторе с индуцированным каналом (рис.3.25а) при изготовлении транзистора канал не делают. Поэтому при $U_{zu} = 0$ транзистор остаётся закрытым вне зависимости от величины и полярности напряжения U_{cu} . С повышением напряжения U_{zu} (у транзисторов с каналом n -типа в положительную сторону, у транзисторов с каналом p -типа в отрицательную) выше напряжения порога $U_{пор}$ появляется проводимость канала. Таким образом, МДП-транзисторы с индуцированным каналом работают только в режиме обогащения (рис. 3.26в).

Для транзистора с индуцированным каналом зависимость I_c от напряжения U_{cu} в области А выглядит так:

$$I_c = S_{y\partial} \left[(|U_{zu}| - |U_{пор}|) |U_{cu}| - \frac{1}{2} U_{cm}^2 \right],$$

где $S_{y\partial}$ - удельная крутизна, зависящая от конструкции транзистора, материала кристалла и размеров проводящего канала, $\frac{A}{B^2}$.

Для тока I_c в области насыщения зависимость такая:

$$I_c = \frac{1}{2} S_{y\partial} (|U_{zu}| - |U_{пор}|)^2.$$

3.2.3. Основные параметры полевого транзистора

Так как управление транзистором со стороны затвора осуществляется напряжением, усилительные свойства полевого транзистора характеризуются крутизной S :

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial U_{zu}}, \text{ при } U_{cu} = \text{const.}$$

Максимального значения крутизна достигает при $U_{zu} = 0$, т.е. при $I_c = I_{co}$. Так как крутизна характеристики полевых транзисторов на 1 ... 2 порядка меньше крутизны биполярных, при малых сопротивлениях нагрузки коэффициент усиления каскада на полевом транзисторе меньше коэффициента усиления аналогичного каскада на биполярном.

Выражение для крутизны характеристики в рабочей точке получается из формулы для I_c в области Б:

$$S = S_{\text{макс}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{омс}}\right),$$

где $U_{зи}$ – напряжение, при котором вычисляется S ;

$$S_{\text{макс}} = 2 \frac{I_{сО}}{|U_{омс}|} \text{ для полевого транзистора с } pn\text{-переходом,}$$

$$S_{\text{макс}} = 2 \frac{I_{сО}}{|U_{нор}|} \text{ для МДП-транзисторов.}$$

Типичные значения параметров маломощных транзисторов:

$$I_{сО} = 1 \dots 50 \text{ мА}; |U_{нор}| = 0 \dots 5 \text{ В}; |U_{омс}| = 0 \dots 12 \text{ В}; S_{\text{макс}} = 2 \dots 20 \text{ мА/В.}$$

Динамическое сопротивление канала r_k определяется так:

$$r_k = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c} \text{ при } U_{зи} = \text{const.}$$

При малом напряжении сток-исток вблизи начала координат полевой транзистор ведёт себя как омическое сопротивление, зависящее от напряжения на затворе. Это справедливо даже в случае изменения полярности напряжения стока.

Для приближённых расчётов имеет место простое соотношение, действительное при $U_{зи} = 0$ при $U_{си} = 0$:

$$r_{k0} \approx 1/S_{\text{макс}}.$$

Самым простым методом получения статических характеристик является снятие характеристик по точкам. Поскольку схема с общим истоком является типовой, обычно при снятии характеристик исток заземляется, а к стоку и затвору подключаются регулируемые источники питания соответствующей полярности и измерительные приборы (рис. 3.27). Резистор R_2 должен быть низкоомным. Ток $I_{сО}$ обычно измеряют при напряжении на стоке $U_{си} = 10 \text{ В}$ и напряжении на затворе $U_{зи} = 0 \text{ В}$.

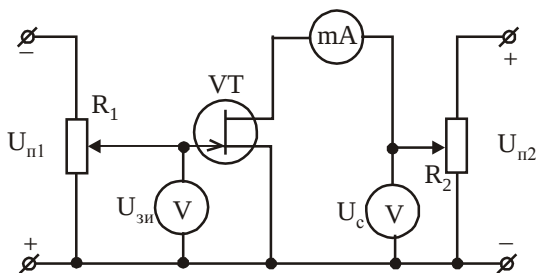


Рис. 3.27. Схема для получения вольт-амперных характеристик полевого транзистора с каналом п-типа

Для измерения крутизны резисторами R_1 и R_2 устанавливают желаемую рабочую точку. После этого несколько изменяют напряжение на затворе $\Delta U_{зи}$ и измеряют изменение тока стока ΔI_c . Это позволяет измерить крутизну:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \cdot \frac{\text{мА}}{\text{В}}.$$

Чем меньше приращения указанных величин, тем ближе результат измерения к крутизне по определению.

Измерение U_{omc} в этой схеме сложно вследствие того, что требуется измерять очень малый ток стока. Самый простой способ измерения – графическое экстраполирование из точки, равной $0,1I_{c0}$.

3.2.4. Схемы включения полевых транзисторов

Различают три схемы включения полевых транзисторов: схема с общим затвором, с общим истоком и с общим стоком.

Схема с общим затвором применяется только в высокочастотных устройствах.

Схема с общим истоком приведена на рис. 3.28. В схеме с полевым транзистором с управляющим pn -переходом смещение на затвор подаётся в запирающем переход направлении.

В схеме с МДП-транзистором с индуцированным каналом напряжение смещения на затворе имеет тот же знак, что и напряжение на стоке. В схеме с МДП-транзистором со встроенным каналом напряжение на затворе может быть такого же знака, как напряжение на стоке (режим обогащения), так и противоположного (режим обеднения).

В схеме по рис. 3.28 получают следующие параметры каскада:

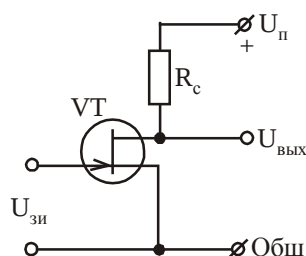


Рис. 3.28. Схема включения транзистора с общим истоком

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = -S \frac{R_c r_k}{R_c + r_k};$$

входное сопротивление $r_{вх} = r_{зи} \approx \infty$;

выходное сопротивление $r_{вых} = \frac{R_c r_k}{R_c + r_k}$.

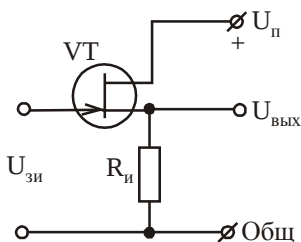


Рис. 3.29. Истоковый повторитель

Коэффициент усиления K_U практически не зависит от тока стока в диапазоне $0,1I_{c0} < I_c < I_{c0}$ и у n -канальных полевых транзисторов составляет

100 ... 300, у p -канальных он примерно вдвое меньше.

В схеме с общим стоком (рис.3.29) выходное сопротивление в отличие от эмиттерного повторителя не зависит от выходного сопротивления источника сигнала R_2 . Параметры схемы:

коэффициент усиления по напряжению;

входное сопротивление: $r_{вх} \approx \infty$;

выходное сопротивление: $r_{вых} = R_u || (1/S)$.

Численный пример.

При $S = 5 \text{ мА/В}$ и $R_u = 1 \text{ кОм}$ получим $K_U = 0,83$ и $r_{\text{вых}} = 1670 \text{ Ом}$.

3.2.5. Ключи на полевых транзисторах

В переключательных схемах полевые транзисторы по сравнению с биполярными имеют несколько преимуществ, главное из которых: устраняется статическая ошибка по напряжению, т.е. при отсутствии внешнего напряжения во включённом состоянии транзистора на выходе нет статического напряжения, что позволяет переключать сигналы порядка нескольких микровольт; упрощается схема цепи управления.

В ключах и аналоговых переключателях используются в основном МДП-транзисторы, так как, во-первых, у них большее входное сопротивление по сравнению с транзисторами с управляющим рп-переходом, во-вторых, большее быстродействие, в-третьих, допускается изменение полярности управляющего напряжения на входе.

Падение напряжения на открытом ключе $U_{\text{отс}}$ зависит от величины нагрузочного резистора R_c , оно определяется по стоковой характеристике, на которой построена нагрузочная характеристика. Графически состояние открытого ключа определяется по точке пересечения линии нагрузки с соответствующей стоковой характеристикой аналогично тому, как это сделано для ключа на биполярном транзисторе (рис. 3.22б, точка А). Ток стока можно найти по выражению:

$$I_c = (U_n - U_{\text{отс}}) / R_c \approx U_n / R_c.$$

Чем стоковая характеристика выше, т.е. чем больше $U_{\text{зи}}$, тем меньше $U_{\text{отс}}$ и сопротивление канала открытого транзистора. Сопротивление открытого канала зависит от напряжения $|U_{\text{зи}}| - |U_{\text{пор}}|$ и у маломощных транзисторов лежит в границах от нескольких сотен ом до нескольких десятков ом, у мощных – до десятков долей ома.

Зная I_c , можно определить $U_{\text{отс}}$:

$$U_{\text{отс}} = I_c r_k = \frac{U_n}{R_c} r_k = \frac{U_n}{R_c} \cdot \frac{1}{S_{\text{уд}}(|U_{\text{зи}}| - |U_{\text{пор}}|)}.$$

Значение остаточного напряжения у разных транзисторов составляет десятки милливольт, не превышая обычно сотни милливольт.

Для запираания МДП-ключа к затвору надо приложить напряжение $|U_{\text{зи зап}}| < |U_{\text{пор}}|$.

Так как $U_{\text{пор}}$ является в значительной мере величиной условной, $U_{\text{зи зап}}$ надо выбирать с некоторым запасом, не превышая, однако, допустимого напряжения $U_{\text{зи доп}}$.

Схема ключа на МДП-транзисторе с индуцированным каналом приведена на рис. 3.30 а. Вывод подложки транзисторной структуры в п-канальном тран-

зисторе должен быть соединён с точкой самого низкого потенциала в схеме (у р-канального – с точкой самого высокого потенциала). Для отпираания ключа на затвор должно быть подано напряжение управления $U_y > U_{пор}$, для закрывания $U_y < U_{пор}$. Как уже отмечено, чем больше R_c , тем меньше $U_{откр}$. Обычно R_c составляет 10 ... 100 кОм, что увеличивает выходное сопротивление разомкнутого ключа. Напряжение на нагрузке R закрытого ключа равно

$$U_{R \text{ закр}} = U_n \frac{R}{R + R_c}.$$

При открытом транзисторе напряжение на нагрузке равно:

$$U_{R \text{ откр}} = U_n \frac{\frac{r_k R}{r_k + R}}{R_c + \frac{r_k R}{r_k + R}}.$$

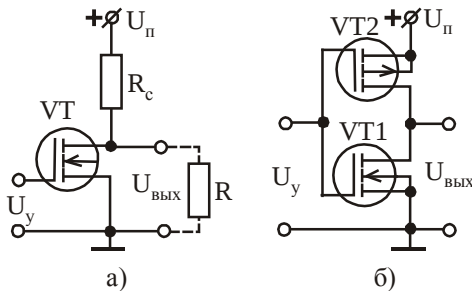


Рис. 3.30. Ключ на n-канальном транзисторе (а) и на комплементарных транзисторах (б)

На рис. 3.30б изображён ключ на комплементарных (с разным типом проводимости) МДП-транзисторах с индуцированным каналом. Транзистор VT1 с каналом n-типа и транзистор VT2 с каналом p-типа соединены стоками, их затворы также соединены и на них подаётся сигнал управления U_y , принимающий два значения: $U_y = 0$ и $U_y = U_n$. Напряжения порогов обоих транзисторов выбраны так, что при любом из указанных значений U_y один из транзисторов закрыт: при $U_y = 0$ закрыт VT1, при $U_y = U_n$ закрыт VT2. Таким образом, выход ключа соединяется либо соответственно с U_n , либо с уровнем 0 В. По действию схема представляет собой инвертор сигнала управления, так как выходное напряжение всегда принимает значение противоположное значению входного сигнала U_y .

3.2.6. Аналоговые коммутаторы на полевых транзисторах

Аналоговый коммутатор предназначен для соединения (или разъединения) между собой двух зажимов 1 – условно назовём его входом, и 2 – назовём его выходом. Если коммутатор включён, $U_{вых} = U_{вх}$, если выключен, то $U_{вых} = 0$.

В аналоговом коммутаторе предпочтительным является применение МДП-транзисторов с индуцированным каналом. Схема простого аналогового коммутатора приведена на рис. 3.31 а.

Пусть $U_{вх}$ положительно. Так как МДП-транзистор с индуцированным каналом не проводит при нулевом и отрицательном напряжении на затворе, сопротивление канала велико, как правило, больше 10 000 МОм, и сигнал через коммутатор не проходит. Если $U_y > U_{вх} + U_{пор}$, транзистор открывается, и напряжение на нагрузке $U_{вых} = U_{вх}$ (если не учитывать падение напряжения на транзисторе).

Если $U_{\text{вх}}$ отрицательно, транзистор будет проводить при $U_y = 0$, а для закрывания транзистора на затвор надо подать напряжение $U_y = -U_{\text{вх}} - U_{\text{пор}}$.

Если, например, надо коммутировать входной сигнал, изменяющийся в пределах $\pm 10 \text{ В}$, а $U_{\text{пор}} = 5 \text{ В}$, то U_y должно меняться в пределах по крайней мере $\pm 15 \text{ В}$, а подложку транзистора надо соединить с точкой -15 В .

Аналоговый коммутатор является двунаправленным устройством, он просто соединяет зажимы 1 и 2 наподобие механического ключа.

Рассмотренная схема имеет тот недостаток, что чем меньше напряжение на затворе превышает $U_{\text{пор}}$, тем больше сопротивление канала. При коммутировании однополярного входного сигнала этот недостаток можно устранить применением схемы по рис. 3.31 б. В ней затворы транзисторов управляются противофазными сигналами, получаемыми с помощью инвертора. На рис. 3.3в показано изменение сопротивления каналов обоих транзисторов при изменении $U_{\text{вх}}$. Так как транзисторы включены параллельно, суммарное сопротивление каналов будет меньше меньшего из сопротивлений, как это показано на рисунке.

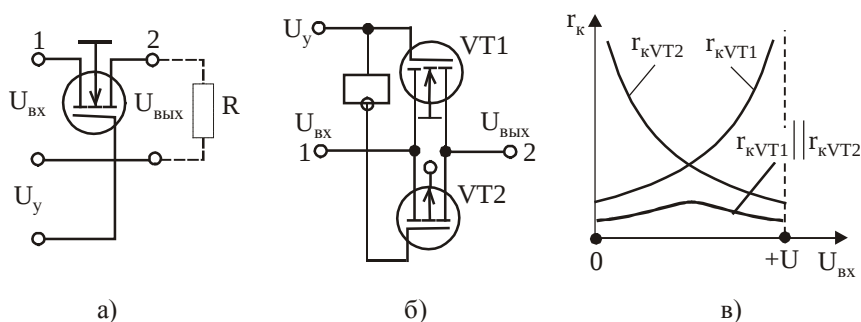


Рис.3.31. Аналоговые коммутаторы на МДП-транзисторах

3.2.7. Мощные полевые транзисторы

При управлении большими мощностями в нагрузке сопротивление канала транзистора должно быть как можно меньше. Для этого в мощных полевых транзисторах канал делают коротким, используя не горизонтальную структуру, как в маломощных транзисторах (рис. 3.24 и 3.25), а вертикальную (рис.3.32), в которой есть единая область стока, и несколько сотен затворов и истоков, соединённых параллельно.

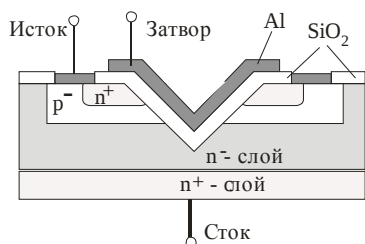


Рис. 3.32. Конструкция МДП-транзистора с вертикальным каналом

Таковыми являются транзисторы, изготовленные методом двойной диффузии – ДМДП-транзисторы, МДП-транзисторы с вертикальным каналом и затвором V-образной формы – VMДП-транзисторы и транзисторы со статической индукцией – СИТ.

Выходные характеристики мощного МДП-транзистора с вертикальным каналом приведены на рис. 3.33, а передаточная – на

рис.3.34. Выходные характеристики подобны характеристика маломощного транзистора, но отличаются от них более крутым подъёмом в области малых значений напряжения сток-исток, что способствует уменьшению потерь в ключевом режиме, и более пологим ходом в области насыщения. Квадратичный участок передаточной характеристики очень короток, а правее точки А характеристика строго линейна, т.е. транзистор имеет постоянную крутизну.

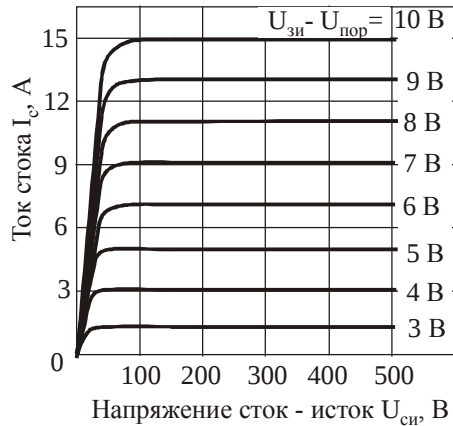


Рис. 3.33. Выходная характеристика МОП-транзистора с вертикальным каналом

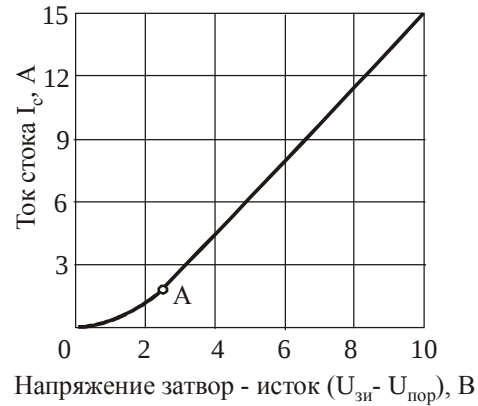


Рис. 3.34. Передаточная характеристика МОП-транзистора с вертикальным каналом

Сопротивление канала открытого транзистора, работающего в режиме ключа, составляет примерно 0,2 ... 0,5 Ом, однако существуют транзисторы, имеющие сопротивление канала 0,1 Ом. Из графика на рис.3.35 видно, что для получения низкого сопротивления канала требуется существенное превышение $U_{зи}$ над напряжением $U_{пор}$. Можно считать, что минимальное напряжение $U_{зи}$ для полного открытия транзистора должно быть порядка 8 В.

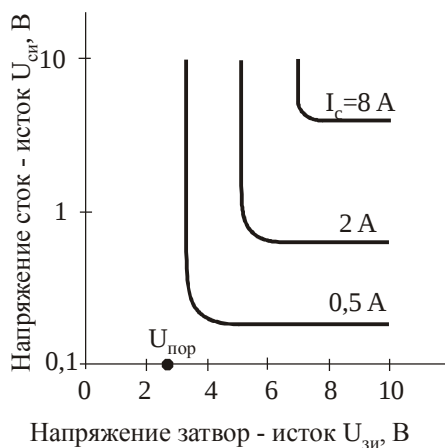


Рис. 3.35. К оценке сопротивления канала в зависимости от напряжения затвор-исток при различных токах стока

Из-за параллельного включения структур в мощном транзисторе его входная ёмкость $C_{зи}$ получается очень большой, порядка 500 пФ и более, а с учётом эффекта Миллера $C_{вх}$ достигает 2000 пФ. Для перезарядки такой ёмкости при переключении обычно между источником сигнала и затвором используют буферный каскад на биполярном транзисторе.

Структура СИТ отличается от ВМДП очень коротким расстоянием от истока до затвора, выполненного в виде решётки из параллельных цилиндрических областей p^+ , так что получается многоканальная параллельная структура.

Выходные вольт-амперные характеристики СИТ отличаются от характери-

стик биполярного транзистора и полевых. Все эти транзисторы имеют пологую характеристику, т.е. эти транзисторы в усилительном режиме по отношению к внешней цепи являются источниками тока (большое внутреннее сопротивление), что невыгодно по отношению к низкоомной нагрузке. У СИТ выходная характеристика не имеет области насыщения тока стока (пологой части).

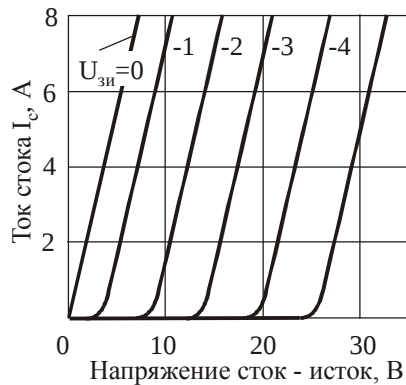


Рис. 3.36. Выходные вольт-амперные характеристики СИТ КП934А

Характеристика СИТ изображена на рис. 3.36. Если $U_{зи} = 0$, сопротивление канала минимально, и с ростом напряжения $U_{си}$ ток стока I_c увеличивается, но ограничение его не наступает. При увеличении отрицательного напряжения $U_{зи}$ характеристики сдвигаются вправо. При малых токах стока характеристики близки к экспоненциальным, при больших приближаются к линейным.

В отличие от ВМДП СИТ по цепи затвора при прямом смещении потребляет ток, причём довольно значительный.

Сопротивление открытого СИТ, например, КП394А при токе $I_c = 5$ А и токе затвора $I_{зи} = 1$ А составляет 0,04 Ом, время включения 1 мкс.

Недостатком МДП-транзисторов является сравнительно низкое допустимое напряжение сток-исток, составляющее 400 ... 500 В. Имеются транзисторы с более высоким напряжением, но их сопротивление в открытом состоянии составляет единицы ом.

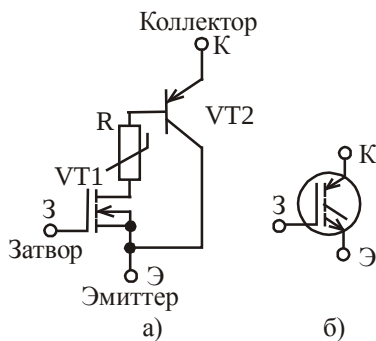


Рис. 3.37. Упрощённая внутренняя структура транзистора IGBT (а) и его символ (б)

Транзистор IGBT (insulated gate bipolar transistor) объединяет высокое напряжение коллектор-эмиттер биполярного транзистора и малую мощность управления МДП-транзистора. На рис. 3.37 изображена упрощённая внутренняя структура IGBT и его символическое обозначение.

Транзисторы IGBT как и СИТ по быстродействию уступают рассмотренным МДП-транзисторам. Напряжение насыщения коллектор-эмиттер составляет 1,3 ... 2 В при токе 50 ... 20 А. Типовые допустимые напряжения коллектор-эмиттер – 600, 1200, 1500 В и до 6500 В.

4. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

4.1. Свойства операционного усилителя

Операционный усилитель (ОУ) сходен по принципу действия с обычным усилителем и предназначен для усиления по напряжению или по мощности входного сигнала. Однако его отличие от обычного усилителя состоит в том, что параметры схемы с его использованием определяются не внутренней схемой усилителя, а преимущественно параметрами цепи обратной связи. ОУ выполняют по схеме транзисторного усилителя постоянного тока с нулевым значением выходного напряжения и напряжения смещения нулевой точки.

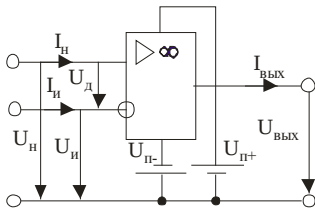


Рис.4.1. Схемное обозначение, токи и напряжения на зажимах ОУ

На рис. 4.1 приведено схемное обозначение ОУ и показаны основные напряжения и токи. Входной каскад выполняется в виде дифференциального усилителя, так что ОУ имеет два входа: неинвертирующий и инвертирующий (отмечен на схеме кружком), на которые относительно земли подаются напряжения U_n и U_u .

Чтобы обеспечить работу ОУ с положительными и отрицательными сигналами на каждом входе требуется два разнополярных источника напряжения питания U_{n+} и U_{n-} . В области низких частот выходное напряжение находится в той же фазе, что и разность входных напряжений $U_o = U_n - U_u$ (дифференциальное напряжение). По обоим входам протекают токи I_n и I_u , а в цепи выхода ток нагрузки $I_{вых}$.

Идеальный ОУ должен обладать следующими свойствами:

дифференциальный коэффициент усиления холостого хода при разомкнутой обратной связи K_o , входное сопротивление для дифференциального сигнала R_o и ширина полосы пропускания бесконечны;

выходное сопротивление $R_{вых}$, входные токи, шумы и сдвиг нуля равны нулю.

Параметры реальных ОУ отличаются от параметров идеального ОУ.

Дифференциальный коэффициент усиления ОУ без обратной связи, часто называемый собственным коэффициентом усиления ОУ,

$$K_o = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_o} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta (U_n - U_u)} = \begin{cases} \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_n} & \text{при } U_u = \text{const} \\ -\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_u} & \text{при } U_n = \text{const} \end{cases}$$

имеет конечную величину, которая лежит в пределах от 10^4 до 10^6 .

На рис. 4.2 показана типовая передаточная характеристика ОУ при напряжениях источников питания +15 В и -15 В. В области усиления при

$U_{\text{вых.мин.}} < U_{\text{вых.}} < U_{\text{вых.макс.}}$ характеристика почти линейна. В области насыщения с ростом U_{δ} соответствующего увеличения $U_{\text{вых.}}$ не происходит. Границы области усиления отстоят приблизительно на 1...3 В от соответствующих положительных и отрицательных напряжений питания и по абсолютной величине могут быть разными.

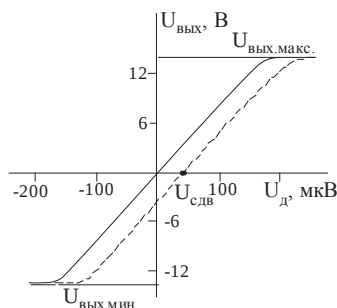


Рис.4.2. Зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от входных напряжений $U_{\text{д}} = U_{\text{н}} - U_{\text{и}}$. Штриховая линия - характеристика, снятая без компенсации напряжения сдвига $U_{\text{сдв}}$ нулевой точки выходного напряжения

У идеального ОУ передаточная характеристика должна проходить через нулевую точку. У реального усилителя эта характеристика сдвинута на *напряжение сдвига нуля* $U_{\text{сдв}}$, типично имеющего величину до 3 ... 10 мВ. $U_{\text{сдв}}$ является следствием неточного согласования напряжений эмиттер – база транзисторов входного дифференциального каскада. Чтобы сделать выходное напряжение равным нулю, надо подать на входы ОУ с противоположным знаком разность напряжений, равную $U_{\text{сдв}}$, либо изменить токи входных транзисторов. Во многих ОУ для этого предусмотрены специальные выводы. В дальнейшем изложении предполагается, что напряжение сдвига нуля скомпенсировано и равно нулю.

Если на инвертирующий и неинвертирующий входы идеального ОУ подать одно и то же относительно земли – общей точки источников питания – напряжение (синфазный сигнал), то $U_{\delta} = U_{\text{н}} - U_{\text{и}}$ окажется равным нулю и, следовательно, $U_{\text{вых}}$ также будет равно нулю. У реального ОУ $U_{\text{вых}}$ будет отличаться от нуля. Параметр *относительное ослабление синфазного сигнала* $K_{\text{ос.сф.}}$ показывает, во сколько раз входное синфазное напряжение больше входного дифференциального напряжения при условии, что оба напряжения вызывают одинаковое выходное напряжение. Типичные значения $K_{\text{ос.сф.}}$ от 1000 до 100000.

Входной ток I_{δ} является результатом неточного согласования коэффициентов усиления по току β входных транзисторов. I_{δ} определяется по току генератора, подключённого к обоим входам ОУ, при котором выходное напряжение становится равным нулю. Этот ток равен полусумме входных токов дифференциального каскада. В схемах на биполярных транзисторах I_{δ} составляет 10 нА ... 10 мкА, на полевых транзисторах – 10 пА ... 1 нА.

Входное сопротивление R_{δ} определяется шунтированием цепи, подключённой ко входным зажимам ОУ, при отключённой обратной связи. Типичные значения колеблются от нескольких до сотен килоом, а у ОУ с транзисторами супер- β или с полевыми транзисторами на входах до сотен мегаом.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ определяется шунтированием цепи, подключённой к выходу ОУ, при отсутствии обратной связи. Типичные значения $R_{\text{вых}}$ от 100 до 500 Ом.

В таблице приведены важнейшие параметры ОУ общего назначения К140УД7 с биполярными транзисторами на входах и К140УД8 с полевыми транзисторами.

Таблица

Типовые параметры интегральных операционных усилителей без внешних обратных связей при напряжениях питания $+15$ и -15 В

Параметр	Тип усилителя	
	К140УД7	К140УД8
Коэффициент усиления без обратной связи K_0	50000	25000
Относительное ослабление синфазного сигнала $K_{oc.cф.}$	3000	10000
Напряжение сдвига нуля $U_{сдв.}$, мВ	4	20
Входной ток I_0 , нА	200	0,05
Коэффициент подавления нестабильности напряжения источников питания $K_{н.л.}$	1500	10000
Ток, потребляемый от источников питания, I_n , мА	3	3
Диапазон напряжений источников питания $ \pm U_n $, В	5...20	15

4.2. Схемотехника операционных усилителей

Интегральные ОУ чаще всего строятся по схемам усилителей постоянного тока без преобразования с дифференциальными равноправными по электрическим параметрам входами и двухтактным двуполярным выходом. Если нет управляющих сигналов, входы и выходы ОУ находятся под нулевым потенциалом, поэтому усилители непосредственно охватываются обратными связями и соединяются последовательно.

Наиболее распространены двухкаскадные ОУ. Структурная и упрощённая принципиальная схемы двухкаскадного усилителя представлены на рис. 4.3.

Первый каскад усилителя выполняет функции входного дифференциального усилителя и малосигнального усилителя напряжения; выходной сигнал первого каскада (точка А на схеме) находится на уровне нуля напряжения питания. Следующий за ним каскад усиления амплитуды построен по схеме с общим эмиттером. На выходе схемы включён двухтактный эмиттерный повторитель.

Входной дифференциальный каскад усиления (транзисторы VT1, VT2) имеет активные коллекторные нагрузки в виде токового зеркала на транзисторах VT3 и VT4. Второй каскад на составном транзисторе VT5–VT6 имеет в качестве нагрузки коллекторную цепь транзистора VT9. Применение активных нагрузок, эквивалентных резисторам с сопротивлением в сотни килоом, позволяет при микроамперных токах эмиттера получать усиление сигнала в сотни раз на каскад.

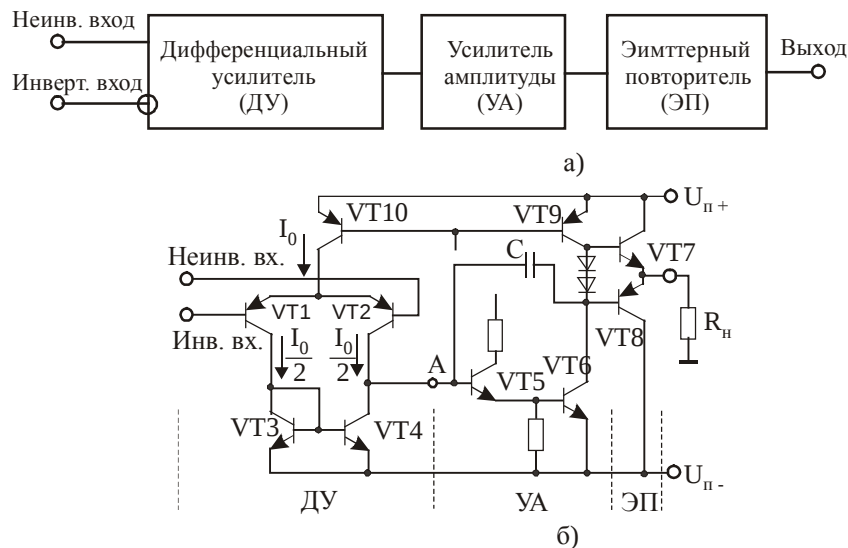


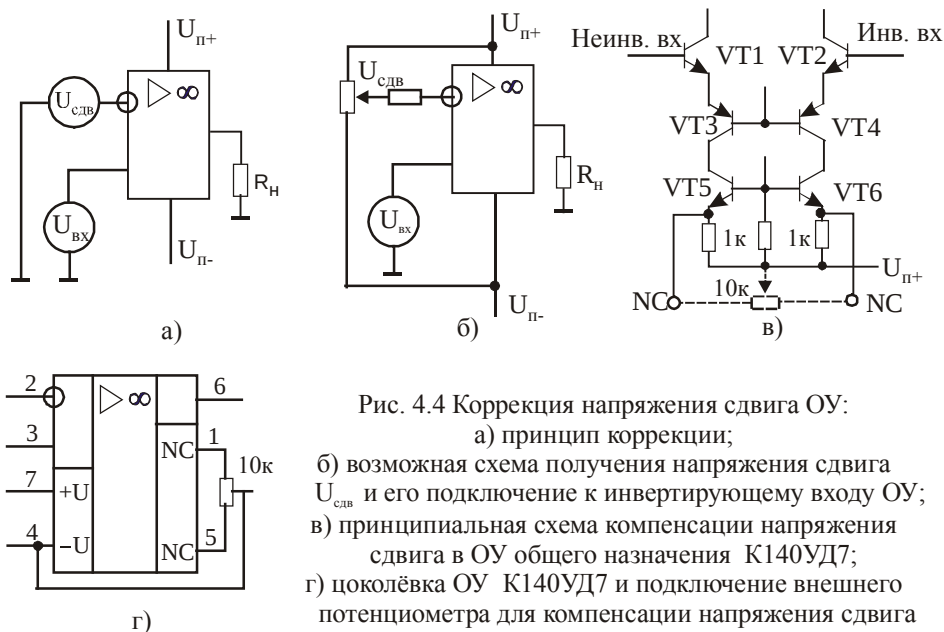
Рис.4.3. Двухкаскадный операционный усилитель: а) структурная схема усилителя; б) упрощённая принципиальная схема

Отличительной особенностью двухкаскадного ОУ является то, что для коррекции его частотной характеристики с целью обеспечения устойчивости при замкнутой петле отрицательной обратной связи требуется лишь один конденсатор C небольшой ёмкости, который часто размещён на подложке ОУ.

Как уже отмечено выше, в реальном ОУ при $U_0 = 0$ наблюдается разбаланс (штриховая линия на рис. 4.2), который может быть устранён подачей на один из входов внешнего напряжения, компенсирующего сдвиг нуля. Принцип коррекции сдвига нуля поясняется на эквивалентной схеме рис. 4.4а, на которой напряжение, компенсирующее сдвиг, подаётся в цепь инвертирующего входа. Это напряжение может быть получено с делителя напряжения, подключённого к источнику питания, как показано на рис. 4.4б.

В некоторых ОУ, в том числе в ОУ К140УД7, для балансировки требуется всего один потенциометр (рис. 4.4в,г). Здесь использована зависимость напряжения база–эмиттер $U_{бэ}$ биполярного транзистора от тока коллектора I_k : с увеличением I_k растёт $U_{бэ}$. Транзисторы VT5, VT6 (рис. 4.4 в) служат источниками стабильного тока для токов эмиттеров транзисторов VT1, VT2. Разбаланс напряжений $U_{бэ}$ транзисторов VT1, VT2 компенсируется подстройкой токов, задаваемых от источников стабильного тока VT5, VT6. Подстройка осуществляется шунтированием резисторов с номиналами 1 кОм в эмиттерах VT5, VT6 сопротивлениями плеч потенциометра 10 кОм, движок которого соединён с отрицательным полюсом напряжения питания $U_{н-}$.

Имеются типы ОУ, у которых движок резистора соединяется с положительным полюсом напряжения питания $U_{н+}$.



4.3. Операционный усилитель, охваченный обратной связью

4.3.1. Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя изображена на рис. 4.5. Чтобы получить выражение для выходного напряжения в схеме с обратной связью будем считать, что используется высококачественный усилитель с полным входным сопротивлением, приблизительно равным бесконечности. Можно составить два уравнения – одно, суммирующее токи на входе усилителя, а второе, связывающее входное и выходное напряжения усилителя:

$$\frac{U_{вх} - U_{\partial}}{R_1} = \frac{U_{\partial} - U_{вых}}{R_{o.c.}};$$

$$U_{вых} = K_{\partial} U_{\partial}.$$

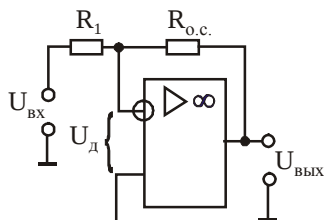


Рис. 4.5. Инвертирующий усилитель

Разрешив уравнения относительно $U_{вых}$, получим:

$$U_{вых} = - \frac{U_{вх} / R_1}{1 / R_{o.c.} - (1 / R_{o.c.} + 1 / R_1) / K_{\partial}}.$$

При типичном значении K_{∂} порядка $10^4 \dots 10^5$ вторым членом в знаменателе можно пренебречь и выражение для $U_{вых}$ упростить:

$$U_{вых} = - \frac{R_{o.c.}}{R_1} U_{вх}.$$

Коэффициент усиления с обратной связью этой схемы равен

$$K_{o.c.} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_{o.c.}}{R_1}.$$

Напряжение непосредственно на инвертирующем входе $U_{\partial} = U_{вых} / K_{\partial} \approx 0$, т.е. R_1 и $R_{o.c.}$ действуют как делитель напряжения между $U_{вых}$ и $U_{вх}$, и $|U_{вых} / U_{вх}| = R_{o.c.} / R_1$. Точку соединения R_1 и $R_{o.c.}$ часто называют точкой виртуальной массы (земли), потому что из-за малости U_{∂} её потенциал почти равен потенциалу земли. В силу этого входное полное сопротивление схемы инвертирующего усилителя равно R_1 , а выходное – практически нулю. Сопротивления R_1 и $R_{o.c.}$ при заданном $K_{o.c.}$ должны выбираться достаточно большими (десятки и сотни килоом), чтобы соответственно не нагружать источник напряжения $U_{вх}$ и выход операционного усилителя.

4.3.2. Неинвертирующий усилитель

Операционный усилитель включается как неинвертирующий усилитель по схеме рис. 4.6. Благодаря отрицательной обратной связи и большой величине K_{∂} дифференциальное напряжение U_{∂} стремится к нулю, в результате чего напряжение U_{R1} на резисторе R_1 практически равно $U_{вх}$. R_1 и $R_{o.c.}$ действуют как делитель напряжения, поэтому можно записать:

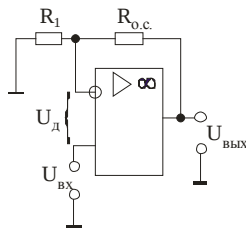


Рис.4.6. Неинвертирующий усилитель

$$U_{вых} = \frac{U_{R1}}{R_1} (R_1 + R_{o.c.}) = U_{вх} \left(1 + \frac{R_{o.c.}}{R_1} \right).$$

Коэффициент усиления с обратной связью этой схемы равен

$$K_{o.c.} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_{o.c.}}{R_1}.$$

Полное входное сопротивление всей схемы равно бесконечности, так как единственным путём для тока между входом и землёй является полное входное сопротивление ОУ. Выходное сопротивление близко к нулю.

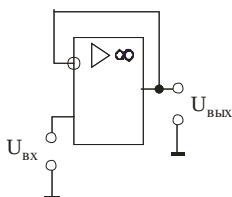


Рис.4.7. Повторитель напряжения

Если положить сопротивление резистора R_1 равным бесконечности, а сопротивление $R_{o.c.}$ – нулю, то получится схема повторителя напряжения (рис.4.7). Коэффициент усиления этой схемы равен единице, входное сопротивление бесконечно большое, выходное равно нулю. Эта схема реализует те же буферные функции, что и эмиттерный повторитель, однако в отличие от последнего в повторителе напряжения отсутствует разность потенциалов между входом и выходом.

4.3.3. Усилитель с дифференциальным входом

Схема этого усилителя приведена на рис. 4.8.

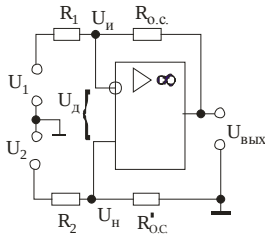


Рис.4.8. Дифференциальный усилитель

Если $U_2 = 0$, то усилитель по отношению к напряжению U_1 действует как инвертирующий, поскольку оба конца делителя напряжения $R_2 - R'_{o.c.}$ заземлены, и входной ток через неинвертирующий вход не протекает. Для выходного напряжения имеем:

$$U_{вых} = -\frac{R_{o.c.}}{R_1} U_1$$

Если $U_1 = 0$, усилитель действует как неинвертирующий усилитель для напряжения U_n , величина которого зависит от U_2 и соотношения сопротивлений плеч делителя напряжения $R_2 - R'_{o.c.}$. Для выходного напряжения имеем:

$$U_n = \frac{R'_{o.c.}}{R_2 + R'_{o.c.}} U_2 ;$$

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{R_{o.c.}}{R_1}\right) U_n = \left(1 + \frac{R_{o.c.}}{R_1}\right) \frac{R'_{o.c.}}{R_2 + R'_{o.c.}} U_2 .$$

Если оба напряжения U_1 и U_2 подаются одновременно, то выходное напряжение установится таким, что напряжение на инвертирующем входе U_u станет равным напряжению U_n (дифференциальным напряжением U_d ввиду его малости можно пренебречь), а не нулю, как было бы в случае обычного инвертирующего усилителя.

Выведем уравнение для выходного напряжения для этого случая. Вследствие того, что ОУ имеет очень высокое входное сопротивление, токи в R_1 и $R_{o.c.}$ равны. Поэтому можно записать:

$$\frac{U_1 - U_u}{R_1} = \frac{U_u - U_{вых}}{R_{o.c.}} .$$

Разрешая уравнение относительно $U_{вых}$, получаем:

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{R_{o.c.}}{R_1}\right) U_u - \frac{R_{o.c.}}{R_1} U_1 .$$

Так как $U_u = U_n$, подставим вместо U_u выражение для U_n и получим окончательную формулу для выходного напряжения $U_{вых}$ в зависимости от величины и знака входных напряжений U_1 и U_2 :

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{R_{o.c.}}{R_1}\right) \frac{R'_{o.c.}}{R_2 + R'_{o.c.}} U_2 - \frac{R_{o.c.}}{R_1} U_1.$$

В случае, когда $R_1 = R_2$ и $R_{o.c.} = R'_{o.c.}$, получим:

$$U_{вых} = \frac{R_{o.c.}}{R_1} (U_2 - U_1).$$

5. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Простейший фильтр есть частотнозависимый делитель напряжения из омического сопротивления и конденсатора. Достижимое ослабление на переходном участке (ОПУ) составляет 20 дБ на декаду (6 дБ на октаву). Для получения большего ОПУ можно скомбинировать два отдельных фильтра. Так как отдельные группы фильтров взаимно влияют друг на друга (нагруженный делитель напряжения), между ними или в обратные связи включают активный элемент.

Активный фильтр – это схема, содержащая активный элемент (это обычно операционный усилитель) и RC-цепи и не содержащая индуктивности. Порядок фильтра n – число его полюсов (число RC-цепей).

5.1. Передаточные функции фильтров

Различают фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ) и полосовые фильтры (ПФ). На рис.5.1 изображена в качестве примера частотная характеристика ФНЧ, на которой обозначены её характерные точки, а именно:

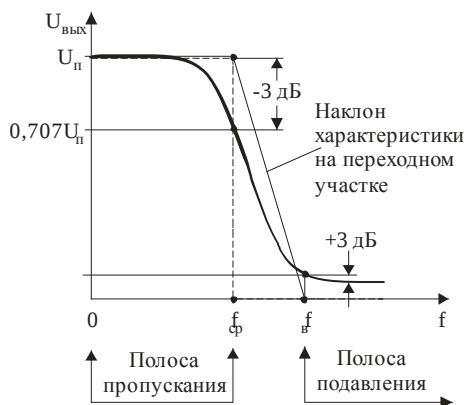


Рис. 5.1. Частотная характеристика ФНЧ

$f_{ср}$ – частота среза, где $U_{вых}$ на 3 дБ меньше, чем $U_{вых}$ в полосе пропускания;

$f_в$ – конец переходного участка, где $U_{вых}$ на 3 дБ больше, чем $U_{вых}$ в полосе подавления.

Частотная характеристика ФВЧ зеркальна характеристике ФНЧ.

Для описания поведения фильтра в частотном диапазоне обычно пользуются понятием нормированной комплексной частоты s :

$$s = \frac{j\omega + \sigma}{\omega_{ср}} = \frac{j2\pi f + \sigma}{2\pi f_{ср}},$$

где f – текущая частота;

$j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Если ограничиться в последующих вычислениях $\sigma = 0$ (что не влияет общность результатов), то получим

$$s = j \frac{\omega}{\omega_{ср}} = j \frac{f}{f_{ср}}.$$

В большинстве случаев применяют фильтры второго порядка, поэтому ограничимся только их рассмотрением.

Передаточная функция ФНЧ 2-го порядка T описывается выражением

$$T = \frac{K_0}{1 + as + bs^2},$$

где K_0 – коэффициент усиления фильтра на частоте 0 Гц;
 a и b – действительные числа, определяющие свойство фильтра.

Подставив s как она дана выше, получим

$$T = \frac{K_0}{1 + j \frac{a}{f_{cp}} - \frac{b}{f_{cp}^2} f^2}.$$

На рис.5.2 приведена принципиальная схема ФНЧ с однократной обратной связью. Операционный усилитель работает как повторитель напряжения, т.е. его усиление равно 1, входное и выходное напряжения совпадают по фазе.

$$T = \frac{1}{1 + jC_1(R_1 + R_2) \cdot 2\pi f - R_1 R_2 C_1 C_2 \cdot 4\pi^2 f^2}.$$

Сравнением коэффициентов получаем

$$K_0 = 1; \quad \frac{a}{f_{cp}} = 2\pi C_1(R_1 + R_2);$$

$$\frac{b}{f_{cp}^2} = 4\pi^2 R_1 R_2 C_1 C_2.$$

Эти уравнения образуют систему из двух уравнений с четырьмя переменными R_1, R_2, C_1, C_2 , потому что a и b (тип фильтра) и f_{cp} заданы заранее. Для упрощения очень часто полагают $R_1 = R_2 = R$. Тогда получаем

$$C_1 = \frac{a}{4\pi f_{cp} R} \text{ и } C_2 = \frac{b}{\pi f_{cp}^2 a R}.$$

Подставив эти значения, получим

$$T(s) = \frac{1}{1 + jC_1 R \cdot 4\pi f - R^2 C_1 C_2 \cdot 4\pi^2 f^2}.$$

Передаточная функция ФВЧ 2-го порядка имеет вид

$$H(s) = \frac{K_{\infty} s^2}{s^2 + as + b} = \frac{K_{\infty}}{1 + \frac{a}{s} + \frac{b}{s^2}} = \frac{K_{\infty}}{1 - jaf_{cp} \cdot \frac{1}{f^2} - bf_{cp}^2 \cdot \frac{1}{f^2}},$$

где K_{∞} обозначает усиление при «бесконечно» большой частоте, а a и b имеют тот же смысл, что в ФНЧ. Передаточной функцией фильтра по рис.5.3 будет

$$H(s) = \frac{1}{1 - j \frac{C_1 + C_2}{R_1 C_1 C_2 \cdot 2\pi} \cdot \frac{1}{f} - \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 \cdot 4\pi^2} \cdot \frac{1}{f^2}}.$$

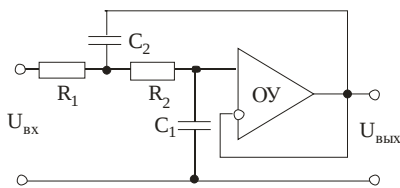


Рис.5.2. ФНЧ 2-го порядка с ОУ

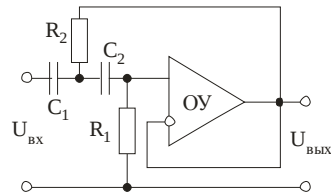


Рис.5.3. ФВЧ 2-го порядка с ОУ

Сравнением коэффициентов получим

$$K_{\infty} = 1; af_{cp} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_1 C_1 C_2};$$

$$bf_{cp}^2 = \frac{1}{4\pi^2 R_1 R_2 C_1 C_2}.$$

В этом случае с точки зрения вычислений выгоднее положить $C_1 = C_2 = C$, а рассчитать сопротивления

$$R_1 = \frac{1}{\pi f_{cp} a \cdot C} \text{ и } R_2 = \frac{a}{4\pi f_{cp} b \cdot C}.$$

Теперь получим

$$H(s) = \frac{1}{1 - j \frac{1}{R_1 C \pi} \cdot \frac{1}{f} - \frac{1}{R_1 R_2 C^2 \cdot 4\pi^2} \cdot \frac{1}{f^2}}.$$

5.2. Типы частотных характеристик фильтров

Типов частотных характеристик фильтров очень много. Рассмотрим частотные свойства лишь некоторых из них.

Фильтр с критическим затуханием с точки зрения наличия волнообразных колебаний коэффициента передачи является наилучшим. Однако он обладает неблагоприятной фазо-частотной характеристикой: сигнал прямоугольной формы на входе фильтра сглаживается на его выходе.

Фильтр Бесселя оптимален для чистой передачи прямоугольного сигнала, но он имеет более пологий ход амплитудно-частотной характеристики на переходном участке, чем фильтр Баттерворта.

Фильтр Баттерворта (часто его называют фильтром с максимально плоской характеристикой) имеет близкую к равномерной частотную характеристику в полосе пропускания, но нелинейную фазо-частотную характеристику, вследствие чего при передаче прямоугольного сигнала в нём возникают выбросы по фронтам.

Так называемый специальный фильтр есть как бы особый вид фильтра с критическим затуханием; он сравним с двумя несвязанными пассивными RC-фильтрами.

В фильтре Чебышева имеются волнообразные зубцы в полосе пропускания, и характеристика равномерна в полосе подавления. Фазо-частотная характеристика ещё более неравномерна, чем в фильтре Баттерворта, но ослабление на переходном участке больше.

При одной и той же конфигурации схемы в зависимости от выбора значений RC-цепей может быть получен фильтр с разными характеристиками в зависимости от принятого коэффициента затухания α . Значения α табулированы и приводятся в книгах, посвящённых фильтрам. Наиболее часто применяемым при гармонических сигналах является фильтр Баттерворта ($\alpha=1,4142$). Фильтр Бесселя ($\alpha=1,732$) обычно применяют при высоких требованиях к верности передачи импульсных сигналов. В табл. 5.1 приведены значения коэффициентов a и b для расчёта фильтров обсуждённых выше типов, а в табл. 5.2 – формулы для расчёта величин не заданных наперёд значений ёмкостей конденсаторов C_1 и C_2 и сопротивлений R_1 и R_2 схем по рис. 5.2 и 5.3.

Таблица 5.1

Коэффициенты для различных типов фильтров

Коэффициенты	Фильтр с критическим затуханием	Фильтр Бесселя	Фильтр Баттерворта	Специальный фильтр
a	1,2872	$\sqrt{\frac{3}{2}}(\sqrt{5}-1) \approx 1,3617$	$\sqrt{2} \approx 1,4142$	2
b	0,4142	$\frac{\sqrt{5}-1}{2} \approx 0,6180$	1	1

Таблица 5.2

Формулы для расчёта конденсаторов и резисторов

Фильтр	Вычисляется	Фильтр с критическим затуханием	Фильтр Бесселя	Фильтр Баттерворта	Специальный фильтр
ФНЧ, задано R	C_1	$0,1024/(f_{cp}R)$	$0,1084/(f_{cp}R)$	$0,1125/(f_{cp}R)$	$0,1592/(f_{cp}R)$
	C_2	$0,1024/(f_{cp}R)$	$0,1445/(f_{cp}R)$	$0,2251/(f_{cp}R)$	$0,1592/(f_{cp}R)$
ФВЧ, задано C	R_1	$0,2473/(f_{cp}C)$	$0,2338/(f_{cp}C)$	$0,2251/(f_{cp}C)$	$0,1592/(f_{cp}C)$
	R_2	$0,2473/(f_{cp}C)$	$0,1753/(f_{cp}C)$	$0,1125/(f_{cp}C)$	$0,1592/(f_{cp}C)$

5.3. Примеры расчёта фильтров

Расчёт схем фильтров с коэффициентом передачи, превышающем единицу, рассмотрим на примерах.

В практике автоматического управления часто стоит задача выделения низкочастотного сигнала с частотой до 10 ... 15 Гц на фоне помехи, имеющей частоту сети 50 Гц. Обычно для этой цели применяют активные фильтры типа Баттерворта второго и более высокого порядка. В последнем случае фильтры соединяют каскадно. Например, для получения фильтра четвёртого порядка соединяют последовательно два фильтра второго порядка.

Замечание: при каскадном соединении фильтров частоты среза каждого каскада должны быть разными, чтобы получить требуемое затухание – 3дБ на частоте среза всего многокаскадного фильтра.

Теоретически величины сопротивлений и конденсаторов могут быть любыми, при которых получается заданное значение RC. На практике для получения приемлемых значений вначале выбирают примерную величину конденсатора C из соотношения

$$C = \frac{k}{2\pi f_{cp}},$$

где $k = 10^{-4} \dots 10^{-5}$ 1/Ом, f_{cp} подставляют в герцах, а C получают в фарадах.

В приведенных ниже расчётных формулах результат получается в фарадах и в омах.

На рис.5.4 а представлена схема ФНЧ на операционном усилителе с одно-контурной обратной связью.

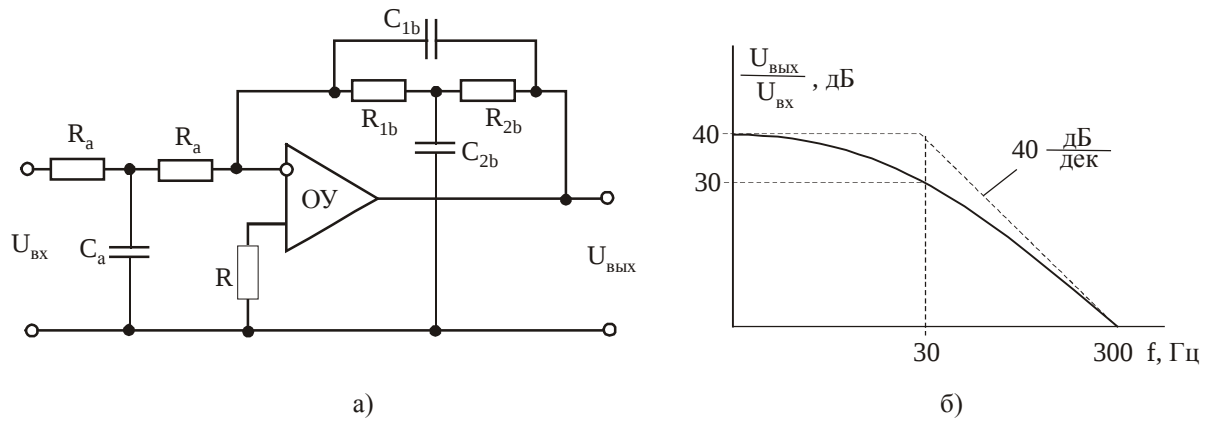


Рис. 5.4. ФНЧ на ОУ с одноконтурной обратной связью (а) и реальная АЧХ ФНЧ (б)

Численный пример.

Задано: коэффициент усиления фильтра $K_\phi = 100$ (40 дБ); частота среза $f_{cp} = 30$ Гц.

Выбираем $\alpha = \sqrt{2}$ (фильтр Баттерворта), $k = 10^{-5}$ 1/Ом.

Положим $b = 2,5 - \alpha$.

Вычисляем

$$C_a = \frac{4K_\phi}{\alpha^2} \cdot \frac{k}{2\pi f_{cp}}; \quad C_{1b} = \frac{k}{2\pi f_{cp}}; \quad C_{2b} = \frac{b^2}{\alpha b - 1} \cdot \frac{k}{2\pi f_{cp}};$$

$$R_a = \frac{\alpha}{2K_\phi k} \text{ (два одинаковых резистора); } R_{1b} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1}{k};$$

$$R_{2b} = \left(\alpha - \frac{1}{b} \right) \cdot \frac{1}{k}.$$

Результаты вычислений: $C_a = 10,62$ мкФ; $C_{1b} = 0,053$ мкФ; $C_{2b} = 0,041$ мкФ; $R_a = 0,75$ кОм; $R_{1b} = 9,17$ кОм; $R_{2b} = 49,26$ кОм; $R = 1,47$ кОм.

На рис. 5.4б показана экспериментальная частотная характеристика рассчитанного фильтра.

На рис.5.5а изображена схема ФНЧ на ОУ с многоконтурной обратной связью, имеющая меньшее число пассивных элементов, чем предыдущая и так же инвертирующая сигнал.

Численный пример.

Пусть задано: фильтр Баттерворта ($\alpha = 1,41$), коэффициент усиления фильтра $K_\phi = 10$ (20 дБ); частота среза $f_{cp} = 30$ Гц.

Определяем k из соотношения $C = k/(2\pi f_{cp})$.

$$\text{Вычисляем } C_2 = C = \frac{k}{2\pi f_{cp}}; \quad C_1 = \frac{4}{\alpha^2} (K_\phi + 1) \cdot \frac{k}{2\pi f_{cp}};$$

$$R_1 = \frac{\alpha}{2K_\phi k}; R_2 = \frac{\alpha}{2k} = K_\phi R_1; R_3 = \frac{\alpha}{2(K_\phi + 1)k}.$$

Выбираем $C = 0,3 \text{ мкФ}$.

Результаты вычислений: $k = 5,652 \cdot 10^{-5} \text{ 1/Ом}$; $C_2 = C = 0,3 \text{ мкФ}$; $C_1 = 6,60 \text{ мкФ}$; $R_1 = 1248 \text{ Ом}$; $R_2 = 12,48 \text{ Ом}$; $R_3 = 1134 \text{ Ом}$; $R_4 = 2,3 \text{ кОм}$.

АЧХ этого фильтра показана на рис. 5.5б.

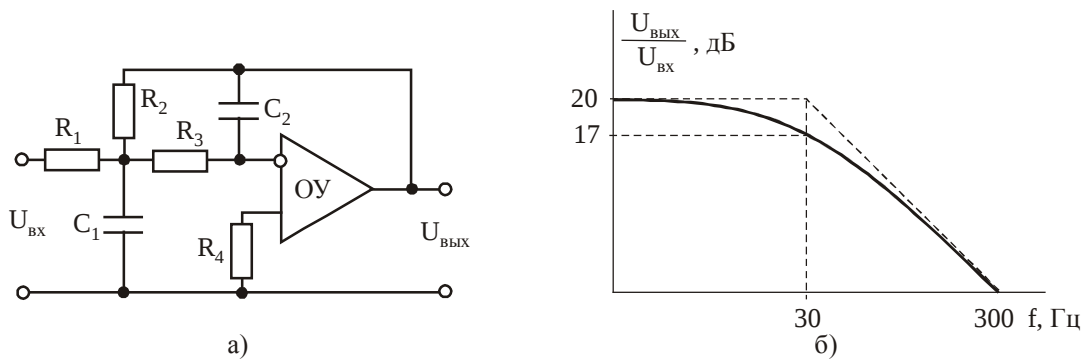


Рис. 5.5. ФНЧ на ОУ с многоконтурной обратной связью (а) и его АЧХ (б)

Схема ФНЧ с усилителем ограниченного усиления изображена на рис. 5.6а. В этой схеме легко изменять коэффициент усиления фильтра K_ϕ изменением величины одного из резисторов, устанавливающих коэффициент усиления неинвертирующего усилителя.

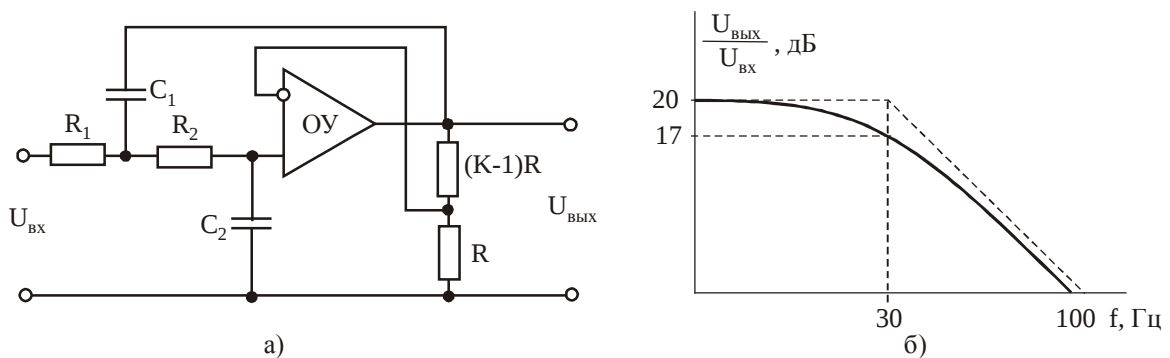


Рис. 5.6. ФНЧ на ОУ ограниченного усиления (а) и его АЧХ (б)

Численный пример.

Задано: фильтр Баттерворта ($\alpha = 1,41$), $K_\phi = 10$; $f_{cp} = 30 \text{ Гц}$.

Определяем k из соотношения $C = k/(2\pi f_{cp})$ (задаёмся C).

Вычисляем $K = K_\phi$; $m = \frac{\alpha^2}{4} + (K - 1)$;

$$C_2 = mC_1 = \frac{mk}{2\pi f_{cp}}; R_1 = \frac{2}{\alpha k}; R_2 = \frac{2}{2mk}.$$

$$\text{Выбираем } R \text{ так, чтобы } R \approx (R_1 + R_2) \frac{K}{K-1}.$$

Результаты вычислений.

Выбираем $C = C_1 = 1 \text{ мкФ}$ и находим $k = 1,884 \cdot 10^{-4} \text{ 1/Ом}$.

Получаем $m = 9,5$; $C_2 = 9,5 \text{ мкФ}$; $R_1 = 7529 \text{ Ом}$; $R_2 = 394 \text{ Ом}$; $R = 9,1 \text{ кОм}$;
 $(K-1)R = 81,9 \text{ кОм}$.

АЧХ фильтра представлена на рис.5.6б.

В фильтрах второго порядка обычно применяют конденсаторы с допуском по точности $\pm 5\%$, резисторы $\pm 2\%$. При каскадном соединении фильтров для получения фильтров более высокого порядка допуски на ёмкость конденсаторов $\pm 2\%$, на сопротивление резисторов $\pm 1\%$. Что касается величин сопротивлений резисторов обратных связей, то они диктуются параметрами применяемого операционного усилителя и обычно не должны превышать $100 \text{ кОм} \dots 1 \text{ МОм}$.

6. ГАЛЬВАНОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В этих преобразователях используют так называемые гальваномагнитные эффекты – явления, возникающие в проводящем теле, по которому проходит электрический ток, при воздействии на тело магнитного поля. Из таких эффектов используют, в основном, эффект Холла и эффект магнитосопротивления (эффект Гауса).

6.1. Преобразователь Холла

Эффект Холла проявляется в том, что в проводнике или полупроводнике, выполненном в виде плоской пластинки (полоски) и расположенном в магнитном поле с индукцией B перпендикулярно линиям индукции, в котором в продольном направлении течёт ток I_1 , в поперечном направлении возникает э.д.с. U_2 (рис. 6.1).

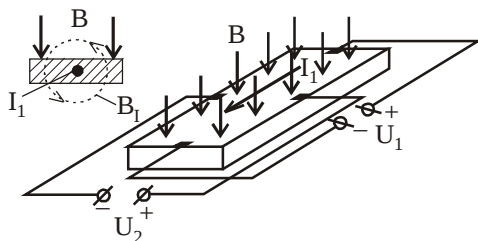


Рис. 6.1. Возникновение поперечной силы и принцип действия преобразователя Холла

Возникновение э.д.с. U_2 , получившей название э.д.с. Холла, упрощённо можно объяснить так.

Магнитное поле, создаваемое движущимися носителями тока, складывается с приложенным внешним магнитным полем, образуя общее магнитное поле (рис.6.1 слева вверху), имеющее меньшую плотность справа от пути тока и большую слева. Это вызывает появление поперечной силы, которая искривляет пути движения носителей заряда. Величину и направление

этой силы (силы Лоренца) можно определить из векторного произведения

$$\vec{F} = e(\vec{v} \cdot \vec{B}),$$

где e – заряд носителя тока в А·с;

$\vec{v}$ – вектор скорости носителя тока, м/с;

$\vec{B}$ – вектор индукции магнитного поля, Тл.

В дальнейшем для определённости будем полагать, что носителями тока являются электроны. Под действием силы Лоренца электроны отклоняются к одной из продольных граней пластинки, благодаря чему она заряжается отрицательно, а противоположная грань – положительно. Так возникает э.д.с. Холла. Процесс образования зарядов продолжается до тех пор, пока действие электрического поля э.д.с. Холла не уравновесит силу Лоренца. После этого направление движения электронов средних скоростей опять будет прямолинейным, как при отсутствии магнитного поля.

Э.д.с. холостого хода U_{20} , возникающая вследствие действия обоих управляющих величин (I_1 и B), определяется так:

$$\dot{U}_{20} = \frac{R_H}{d} I_1 B = k_H I_1 B,$$

где $R_H = \frac{1}{e \cdot n}$ - постоянная Холла, $\text{см}^3/(\text{Ас})$;

e – заряд электрона, $\text{А} \cdot \text{с}$;

n – концентрация носителей заряда, $1/\text{см}^3$;

d - толщина пластины;

k_H – константа преобразователя, $\text{мВ} \cdot \text{м}/\text{А}$.

Знак константы k_H зависит от вида носителей заряда (положительный для материалов с р-проводимостью, и отрицательной при п - проводимости). Для полупроводников с собственной проводимостью знак константы преимущественно отрицательный, так как, как правило, подвижность электронов выше, чем подвижность дырок. Величина константы k_H зависит от концентрации носителей заряда, геометрических размеров пластинки и температуры.

При отсутствии внешнего магнитного поля и, следовательно, электрического поля Холла эквипотенциальные линии падения напряжения вдоль пластины будут перпендикулярны к продольным граням пластинки. При наложении магнитного поля, нормального к плоскости пластинки, эквипотенциальные линии поворачиваются на некоторый угол θ , называемый углом Холла. Тангенс угла Холла определяется выражением

$$\text{tg } \theta = \frac{E_2}{E_1} = \mu B$$

где E_2 – напряжённость поля Холла, $\text{В}/\text{м}$;

E_1 – напряжённость внешнего электрического поля, которое обуславливает управляющий ток I_1 , $\text{В}/\text{м}$;

μ – подвижность носителей заряда.

Подвижностью носителей заряда называется отношение скорости движения носителей v к напряжённости электрического поля E , вызывающего это движение:

$$\mu = \frac{v}{E}, (\text{м}/\text{с})/(\text{В}/\text{м}).$$

Если преобразователь Холла замкнут на внешнее активное сопротивление R , то напряжение на холловских электродах определяется выражением

$$U_2 = U_{20} - I_2 R_2,$$

где I_2 – ток нагрузки преобразователя;

R_2 – сопротивление преобразователя между холловскими электродами.

Для практического использования эффекта Холла необходимо, чтобы преобразователь Холла обладал:

- высокой магнитной чувствительностью;
- возможно меньшей зависимостью чувствительности холостого хода от величины магнитной индукции и температуры;
- возможно меньшим влиянием паразитных эффектов, сопутствующих эффекту Холла.

Для появления значительной силы Лоренца требуется высокая скорость дрейфа носителей заряда и, следовательно, их высокая подвижность. Поэтому для изготовления магниточувствительных приборов применяют вещества с высокой подвижностью носителей заряда μ (табл. 6.1) и концентрацией носителей заряда $n = 10^{16} \dots 10^{17} \text{ 1/см}^3$. В преобразователях на основе арсенида индия *InAs* и антимонида индия *InSb* получают постоянную Холла $R_H = 120 \dots 500 \text{ см}^3/(\text{А} \cdot \text{с})$.

Таблица 6.1.

Подвижность зарядов различных веществ

Материал	Тип	Подвижность электронов μ_n , $\text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$
Cu	Металл	27 ... 43
Si	Полупроводник	1350
Ge	Полупроводник	3900
InAs	<i>III / V</i> - полупроводник	23 000
InSb	<i>III / V</i> - полупроводник	65 000

Антимонид индия *InSb*, несмотря на высокое значение μ , применяется реже арсенида индия *InAs* вследствие значительной температурной зависимости. В диапазоне температур 20 ... 120 °С его постоянная Холла (см. ниже), например, изменяется примерно раз в пять, в то время как у *InAs* остаётся примерно постоянной (рис. 6.2).

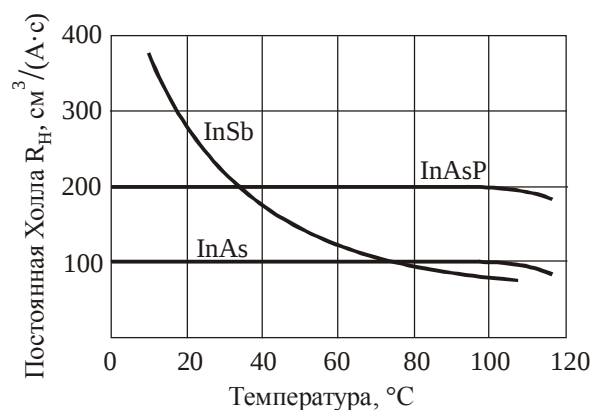


Рис. 6.2. Температурные зависимости постоянной Холла разных полупроводников

Преобразователи Холла изготавливают или в форме тонких пластинок, вытравленных из монокристалла и затем отшлифованных на заданную толщину, или в форме напылённых в вакууме на изоляционную подложку тонких слоёв. В последнем случае получают слои толщиной до 1 ... 5 мкм и процесс напыления ведут так, чтобы кристаллиты слоя не получались меньше некоторого минимального размера. Этим достигается уменьшение влияния краевого эффекта на границе кристаллитов. Обычно периметр

кристаллита делают равным 10 ... 50 мкм, т.е. в несколько раз больше толщины слоя.

В качестве подложки напылённого преобразователя из *InAs* и *InSb* используют сорта твёрдого стекла со средним коэффициентом теплового удлинения $60 \cdot 10^{-7} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, близким к коэффициенту удлинения напылённого слоя. Для изготовления преобразователей, чувствительных к слабым магнитным полям, в качестве подложки используют особые ферриты, благодаря чему получают преобразователи с особенно малыми размерами активной зоны.

Токопроводные контакты также наносят методом вакуумного напыления так, чтобы длина и ширина активного слоя преобразователя относилась как 2:1. Электроды, с которых снимают э.д.с. Холла, должны быть точно расположены на эквипотенциальных линиях управляющего тока I_1 , т.е. электроды А и В должны отстоять от электродов С и Д на равные расстояния (рис. 6.3). Практически же точную симметрию при закреплении электродов соблюсти трудно. Для устранения остаточного напряжения Холла часто применяют схему, изображённую на рис. 6.3.

Взаимосвязь между э.д.с. Холла и магнитным полем до магнитной индукции 0,4 ... 0,6 Тл почти линейна. Выше этой границы наблюдается отклонение от линейности, особенно заметное у напылённых преобразователей (рис.6.4). При $B = 1 \text{ Тл}$ завал характеристики может достигать до 15% что объясняется проявлением эффектов, связанных с толщиной слоя и краевыми эффектами кристаллитов.

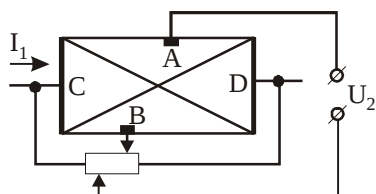


Рис. 6.3. Компенсация ненулевого напряжения преобразователя Холла

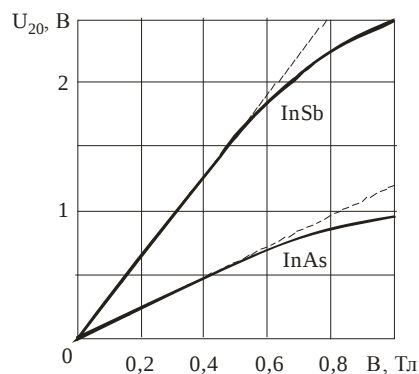


Рис.6.4. Зависимость э.д.с. Холла U_{20} от магнитной индукции B

В табл. 6.2 представлены параметры преобразователей Холла, изготовленных из разных полупроводников и по разным технологиям. В колонке «Относительная чувствительность» приведены значения чувствительности преобразователей с толщиной пластинки 0,2 мм в сравнении с преобразователем из *HgSe*, чувствительность которого принята за единицу. Абсолютное значение чувствительности преобразователя из *HgSe*, изготавливаемого с толщиной пластинки 0,01 мм, составляет 10 мкВ·м/А.

Чтобы получить представление о возможностях преобразователей Холла приведём следующие данные.

С преобразователя Холла, изготовленного из полупроводниковой пластинки из $InAs$ толщиной 0,1 мм при управляющем токе $I_1 = 1\text{ А}$ и индукции магнитного поля $B = 1\text{ Тл}$ можно получить э.д.с. Холла $U_{20} = 1\text{ В}$. Внутреннее сопротивление преобразователя составляет примерно 1 Ом, снимаемая мощность сигнала около 100 мВт.

Таблица 6.2

Параметры преобразователей Холла из некоторых полупроводников

Полупроводниковый материал	Температурный коэффициент R_H , %/°C	Относительная чувствительность $R_H/R_{H(HgSe)}$	Структура материала
Ge	0,3 ... 1,5	110	Монокристалл
InAs	0,05	100	Монокристалл/напыление
InSb	0,05	40	Монокристалл/напыление
HgTe	0,1 ... 2	2	Поликристалл
HgSe	0,1 ... 2	1	Напыление

С напылённого преобразователя Холла при номинальном управляющем токе в поле с индукцией $B = 1\text{ Тл}$ получают э.д.с. Холла от 0, 6 В ($InAs$) до более 2 В ($InSb$). Если слой охлаждается хорошо, например, преобразователь наклеен на хорошо проводящую тепло металлическую поверхность, управляющий ток можно удвоить или даже утроить. Внутреннее сопротивление со стороны управляющего тока лежит между 30 Ом ($InAs$) и 1000 Ом ($InSb$, напылённый на феррит).

Преобразователи Холла в исполнении в виде кристалла дороже, чем напылённые, при одном том же исходном веществе. Преобразователь в кристаллическом исполнении обладает большей температурной стабильностью и большей линейностью. Напылённый преобразователь обладает большей чувствительностью, но и большим выходным сопротивлением.

6.2. Магниторезисторы

При помещении проводящего тела, в частности, плоской полупроводниковой пластинки с n-проводимостью в магнитное поле сопротивление пластинки возрастает. Это явление носит название эффекта магнитосопротивления, а резисторы, в которых эффект проявляется особенно сильно, носят название магниторезисторов. Магнитное поле может быть направлено как перпендикулярно к направлению тока (поперечный эффект магнитосопротивления), так и параллельно направлению тока (продольный эффект магнитосопротивления). В последнем случае эффект незначителен, поэтому используют поперечный эффект магнитосопротивления.

Изменение сопротивления происходит вследствие того, что удлиняются пути, проходимые электронами под влиянием силы Лоренца. Как указано выше, сила Лоренца уравнивается действием электрического поля Холла, и электроны движутся параллельно продольным граням пластинки со скоростью $v = \mu \cdot E_1$. Однако вследствие хаотического теплового движения электронов не все они имеют одинаковую скорость под действием напряжённости поля E_1 .

Поэтому поле Холла не может полностью скомпенсировать силу Лоренца, действующую на отдельные электроны, и их траектории отклоняются в ту или другую сторону от направления, параллельно боковым граням. Другими словами, их пути удлиняются, что эквивалентно возрастанию удельного сопротивления.

Это изменение удельного сопротивления в магнитном поле носит название физического изменения сопротивления. Зависимость удельного сопротивления от индукции определяется выражением

$$\frac{\rho_B - \rho_0}{\rho_B} = A k_\rho (\mu B)^n,$$

где ρ_0 – удельное сопротивление полупроводникового материала в отсутствие магнитного поля;

ρ_B – удельное сопротивление полупроводникового материала в поле с индукцией B ;

k_ρ – коэффициент, зависящий от свойств полупроводникового материала; для $InSb$ $k_\rho = 0,38$.

A – коэффициент, зависящий от формы пластины преобразователя.

В слабых магнитных полях при $\mu B \leq 1$ показатель степени $n \approx 2$, в сильных магнитных полях при $\mu B \gg 1$ обычно $1 \leq n \leq 2$.

Увеличить эффект магнитосопротивления можно выбором геометрической формы полупроводниковой пластинки. Если пластинку сделать такой, чтобы её длина a была значительно меньше её ширины b (рис. 6.5), то при воздействии на пластинку перпендикулярно её плоскости магнитного поля поле Холла оказывается ослабленным за счёт шунтирующего действия токовых электродов. Благодаря этому сила Лоренца оказывается скомпенсированной не полностью, и траектории движения электронов искривляются приблизительно так, как пока-

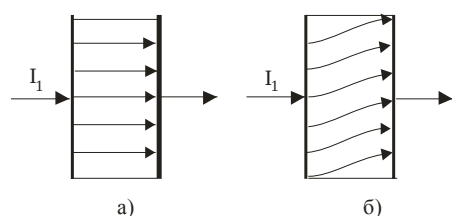


Рис. 6.5. Линии тока в прямоугольной пластинке
а) в отсутствие магнитного поля;
б) при действии поперечного магнитного поля

зано на рис. 6.5б. Геометрический эффект магнитосопротивления проявляется тем сильнее, чем меньше отношение a/b . Этот эффект добавляется к эффекту физического изменения сопротивления. Результирующее изменение сопротивления описывается выражением

$$\frac{R_B}{R_0} = \frac{\rho_B}{\rho_0} k_2$$

где k_2 – величина, зависящая от геометрии пластинки и величины магнитной индукции.

Включив последовательно много таких пластинок, можно получить k_2 до 10 ...15.

Для изготовления магниторезисторов используют обычно *InSb*. У этого материала увеличение удельного сопротивления в нормально направленном магнитном поле величиной 1 Тл составляет приблизительно 2 раза. Вместо последовательного включения нескольких пластинок в магнитрезисторах применяют анизотропный полупроводниковый материал особой структуры.

Основой материала служит антимонид индия *InSb*, к которому добавляется 1,8 % антимонида никеля *NiSb*. Антимонид никеля не растворяется в антимониде индия и после сплавления и остывания выкристаллизовывается в антимониде индия в виде игл, имеющих толщину около 1 мкм и длину от 10 до 50 мкм. Путём особой технологии добиваются того, что иглы располагаются не произвольно, а параллельно друг другу. Расстояние между иглами лежит в пределах от тысячных до десятых долей миллиметра.

Удельное сопротивление игл раз в 100 меньше удельного сопротивления основного материала *InSb*. Таким образом, иглы играют роль электродов, разделяющих основную массу полупроводника на отдельные зоны с малым отношением длины к ширине. Это приводит к сильному подавлению электрического поля Холла и значительному искривлению траектории электронов под действием магнитного поля, т.е. к возрастанию эффекта магнитосопротивления.

Теоретически если бы эффект Холла был полностью подавлен, угол Холла θ , на который повернётся траектория электронов в поле 1 Тл, составлял бы 80°. При этом сопротивление возросло бы в 37 раз. Практически достигается лишь половина этого значения вследствие того, что расстояние между иглами имеет конечное значение, а их проводимость не равна бесконечности.

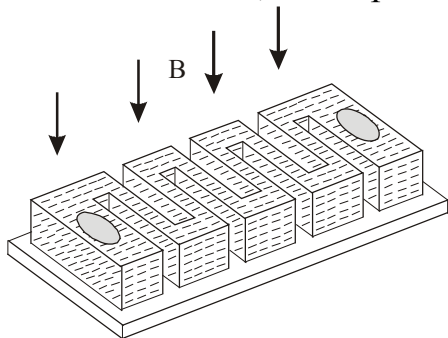


Рис.6.6. Конструктивное исполнение магниторезистора для магнитного поля, нормального к пластине

Магниторезисторы из анизотропного полупроводникового материала изготавливают так (рис.6.6). На керамическую подложку толщиной 0,5 мм приклеивают полупроводниковую пластинку толщиной 20 мкм. Методом фотолитографии в пластинке вытравливают «змейку», к началу и концу которой припаивают выводы.

Готовые одинаковые магниторезисторы могут иметь сопротивление в пределах от

одного ома до нескольких килом. Зависимость сопротивления от магнитной индукции вначале до некоторого значения индукции квадратичная, а далее практически линейная (рис. 6.7).

Показанный на рис. 6.6 магниторезистор предназначен для измерения магнитного поля в плоских воздушных зазорах, у него ориентация игл вдоль подложки. Для измерения магнитных полей в соленоидах, когда поле направлено вдоль подложки, применяют материал с ориентацией игл перпендикулярно подложке.

Сопротивление магниторезисторов в отсутствии магнитного поля лежит в пределах 10 Ом ...1кОм. Большие значения сопротивления относятся к описанной на рис.6.6 конструкции. По чувствительности обычно различают три группы магниторезисторов. Для примера в табл. 6.3. приведены отношения R_B/R_0 для магнитных полей с индукцией B 0,3 Тл и 1 Тл (R_B и R_0 – сопротивление в магнитном поле $B \neq 0$ и $B = 0$ соответственно).

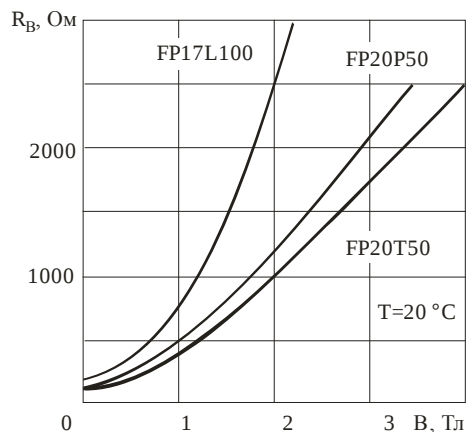


Рис. 6.7. Характеристики некоторых магниторезисторов при 20° С

Температурный коэффициент сопротивления увеличивается с ростом магнитной индукции. Он составляет для двух первых типов в среднем - $4 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$, для остальных примерно - $25 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

Магниторезисторы изготавливают не только на керамической подложке, но и на железной и пластиковой фольге. «Железный» тип требует для установки зазор на 0,06 мм меньший, чем на керамической пластинке (0,24 мм против 0,3 мм).

Таблица 6.3.

Характеристики магниторезисторов фирмы Сименс

Тип	Сопротивление R_0 при 25°С ($B = 0$), Ом	Отношение R_B/R_0 при 25 °С		Температурный коэффициент сопротивления при 25 °С, %/°С		
		$B = \pm 0,3$ Тл	$B = \pm 1$ Тл	$B = 0$	$B = \pm 0,3$ Тл	$B = \pm 1$ Тл
FP17L100	$100 \pm 10\%$	1,8 ... 2,0	7 ... 10	- 0,12	- 0,35	- 0,50
FP28D470	$470 \pm 20\%$	2,9 ... 3,1	12 ... 18	- 1,8	- 2,7	- 2,9
FP30D150	$150 \pm 20\%$	2,9 ... 3,1	13 ... 18	- 1,8	- 2,7	- 2,9
FP30D170	$170 \pm 20\%$	2,9 ... 3,1	13 ... 18	- 1,8	- 2,7	- 2,9
FP30D220	$220 \pm 20\%$	2,9 ... 3,1	13 ... 18	- 1,8	- 2,7	- 2,9

Так как магниторезистор на пластмассовой плёнке диамагнитен, он может устанавливаться в магнитном зазоре свободно, без закрепления. Минимальный потребный зазор для него 0,2 мм. Гибкое пластмассовое основание позволяет устанавливать магниторезистор на изогнутых поверхностях. Изготавливают также цилиндрические зонды для измерения аксиальных полей в отверстиях.

6.3. Магнитодиоды

Магнитодиод представляет собой вентильный элемент с проводящим и запирающим направлениях включения. Запирающее направление не используется, поскольку влияние магнитного поля в этом случае пренебрежимо мало.

Магнитодиод состоит из полупроводниковой пластинки с высокой концентрацией p^+ носителей на одной узкой стороне и n^+ на другой стороне. Между ними находится зона i (intrinsic) (рис.6.8). Следствием такой конструкции явля-

ется вентильное действие. Наличие длинной зоны i приводит к высокому значению сопротивления в проводящем направлении. На одной из длинных сторон расположен продольный рекомбинационный слой r . Если через прибор протекает ток, это значит, что в зону i со стороны n^+ -зоны втекают электроны, а со стороны p^+ -зоны дырки. Если они рекомбинируют в зоне i , это означает, что электроны встраиваются в кристаллическую решётку и, следовательно, теряются как составляющая тока. При действии на пластинку магнитного поля, направленного перпендикулярно пластинке, пути тока в зависимости от направления магнитного поля либо направляются в слой r (более высокое сопротивление), либо минуя слой r (меньшее сопротивление, чем в отсутствии магнитного поля) (рис.6.9а,б).

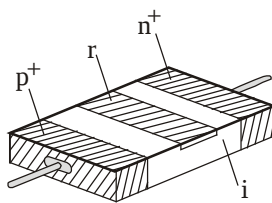


Рис. 6.8. Конструкция магнитодиода (схематически)

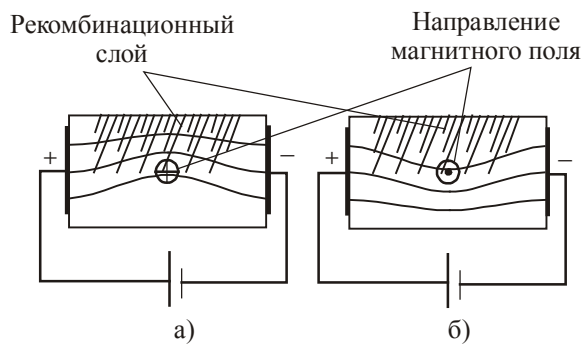


Рис. 6.9. Действие магнитного поля на магнитодиод:
а) поле направлено от наблюдателя;
б) поле направлено на наблюдателя

Магнитодиоды изготавливают или как отдельные изделия, или как пары с отдельными выводами, объединённые в единое изделие (компенсация влияния температуры). В последнем случае их располагают так, что при действии поля на оба диода ток в одном увеличивается, а в другом уменьшается. Их, как и магниторезисторы, включают с добавочным сопротивлением или в потенциометрическую схему, или в схему моста, причём в последнем случае в магнитном поле располагают все четыре магнитодиода.

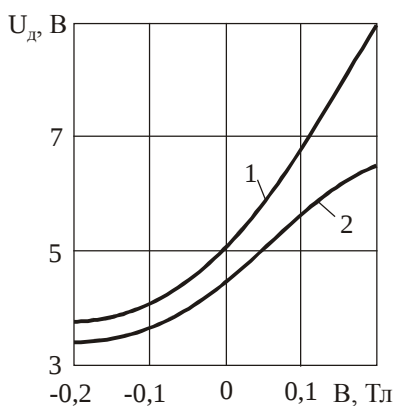


Рис. 6.10. Характеристика магнитодиода:
1 – $U_{\Pi} = 15 \text{ В}$, $R = 5 \text{ кОм}$;
3 – $U_{\Pi} = 9 \text{ В}$, $R = 3 \text{ кОм}$

На рис.6.10 изображены характеристики одного из магнитодиодов, представляющие собой падение напряжения на диоде U_{δ} , включенном на напряжение питания U_{Π} последовательно с добавочным сопротивлением R . Магнитодиод имеет при температуре 25°C сопротивление в прямом направлении 3 кОм , допустимое напряжение в обратном направлении 50 В . Максимальная рассеиваемая мощность у диода типа 20 (Сименс), например, 60 мВт при температуре 25°C .

Преобразователь Холла и магниторезистор могут работать на переменном токе, при этом

выходное напряжение, зависящее от магнитного поля, также будет переменное. В случае магнитодиода дополнительным смещением рабочая точка должна быть установлена на прямой ветви диодной характеристики. Другая возможность – антипараллельное включение двух диодов.

И с преобразователя Холла, и с магнитодиода частота снимаемого выходного напряжения равна частоте переменного магнитного поля. Изменение сопротивления магниторезистора имеет удвоенную частоту.

По чувствительности к магнитному полю магнитодиоды превосходят преобразователь Холла и магниторезистор в области магнитной индукции до 0,2 Тл. С примерно 0,5 Тл большая чувствительность у преобразователя Холла.

6.4. Применение гальваномагнитных преобразователей

Гальваномагнитные преобразователи могут использоваться для измерения параметров магнитного поля, тока, напряжения, произведения величин и др.

Измерение постоянных и переменных магнитных полей является важнейшим применением преобразователей Холла и магниторезисторов. Так, например, с помощью преобразователей Холла можно непрерывно измерять магнитные поля в пределах $10^4 \dots 10$ Тл. Миниатюрные размеры зондов позволяют осуществлять замеры в труднодоступных местах. С использованием магнитных концентраторов с помощью преобразователей Холла можно измерять магнитные индукции до 10^{-6} Тл. Магнитные поля такого же порядка можно измерять и без магнитных концентраторов с помощью магниторезисторов.

Если измеритель магнитной индукции построен на принципе непосредственного измерения напряжения Холла, его характеристика должна быть линейной. Для этого преобразователь изготавливают из тройного соединения $In(As_{0,8}P_{0,2})$, дающего меньшую чувствительность, но обеспечивающего отклонение от линейности около 0,2% при изменении магнитного поля до 1 Тл.

Структурная схема тесламера постоянного поля непосредственного измерения с усилением приведена на рис.6.11.

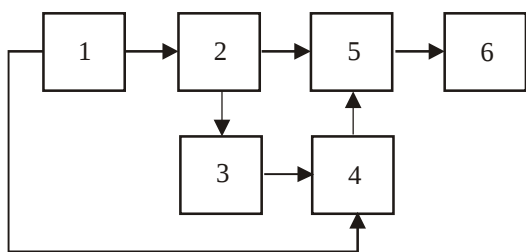


Рис. 6.11. Тесламер непосредственного измерения

Источник стабилизированного напряжения 1 питает генератор 2 стабильного по амплитуде переменного напряжения. Это напряжение подаётся на преобразователь Холла 3, выходное напряжение преобразователя усиливается усилителем 4 и после выпрямления демодулятором 5 управляет отсчётным устройством 6, градуированным в единицах измеряемого магнитного поля. Нижний предел тесламеров, построенных по такой схеме, составляет 10^{-5} Тл при полном отклонении стрелки. При отсутствии термостабилизации преобразователя Холла погрешность доходит до $\pm 2\%$.

Магнитную индукцию можно измерить с помощью магниторезисторов, особенно малые её значения. На рис.6.12а изображена соответствующая мостовая схема. В этом случае используется свойство характеристики магниторезистора сохранять симметрию ветвей при изменении направления магнитного поля (рис. 6.12б). Внешними смещающими магнитными полями $+B_{см}$ и $-B_{см}$ при $B_x = 0$ сопротивления магниторезисторов устанавливаются на линейных участках характеристики. При наложении измеряемого поля B_x сопротивление одного магниторезистора уменьшается, а другого увеличивается, что вызывает разбаланс моста. Схема применима и при постоянном, и при переменном магнитном поле B_x .

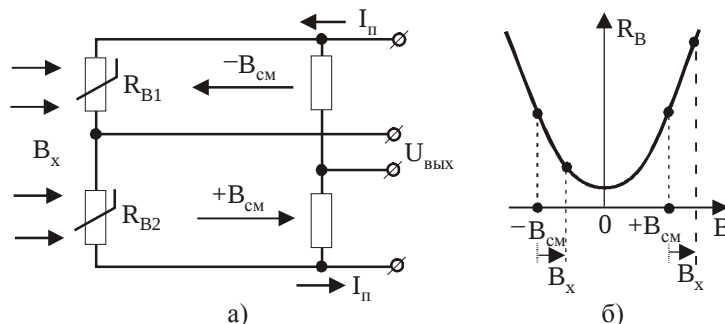


Рис. 6.12. Измерение магнитной индукции с помощью магниторезисторов

Использование гальваномагнитных преобразователей для измерения тока сводится к измерению напряжённости магнитного поля в пространстве, окружающем проводник с током. При этом может быть использован один или несколько преобразователей как при наличии магнитопровода-концентратора, так и без него. Хотя таким способом можно измерять малые токи (по публикациям до 50 мкА), обычно преобразователи применяют для измерения токов от единиц до сотни килоампер. Принципиальная схема такого устройства изображена на рис. 6.13. Достижимая минимальная погрешность измерения составляет 0,2 % при токе 150 кА.

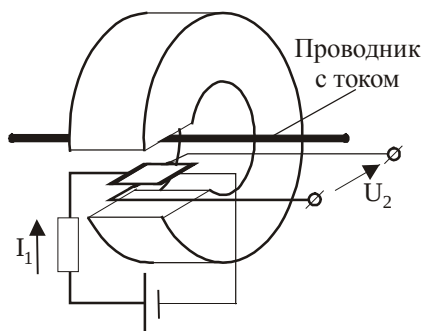


Рис.6.13. Применение преобразователя Холла для измерения больших токов

Кроме измерителей тока преобразователь Холла благодаря своим умножающим свойствам позволяет строить простые схемы для измерения мощности как постоянного, так и переменного тока (рис. 6.14). На магниторезисторах легко осуществить бесконтактный делитель напряжения (рис. 6.15).

Конфигурация схем на магниторезисторах совпадает с конфигурацией схем на магниторезисторах.

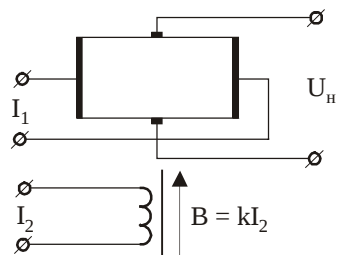


Рис.6.14. Схема умножения двух токов на преобразователе Холла

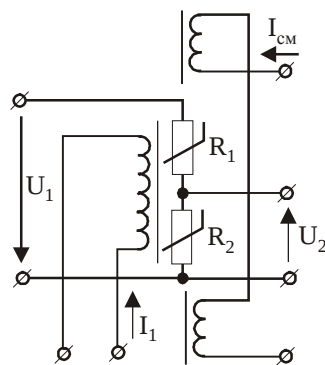


Рис.6.15. Схема умножения двух напряжений на магниторезисторах

На рис. 6.16 изображена схема управления бесколлекторным двигателем, построенная с использованием сдвоенных магнитодиодов. Магнитное поле ротора, выполненного в виде постоянного магнита, через магнитодиоды управляет транзисторными ключами, включенными последовательно с обмотками статора.

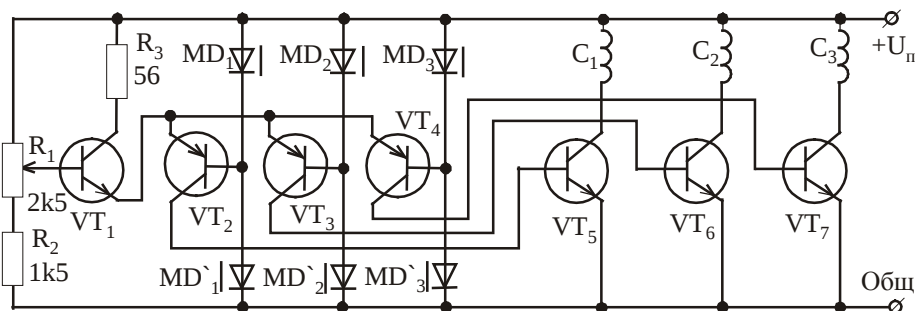


Рис.6.16. Схема со сдвоенными магнитодиодами для коммутирования бесколлекторного двигателя постоянного тока

Сдвоенные магнитодиоды расположены на статоре через 120° (рис.6.17).

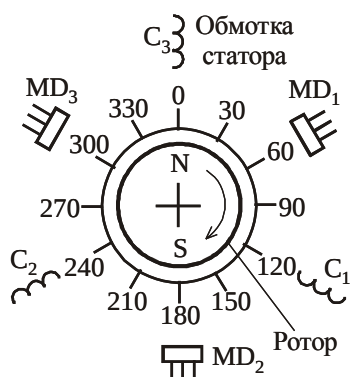


Рис.6.17. Расположение магнитодиодов на корпусе двигателя

Когда ротор вращается, напряжение на средних точках отдельных диодных пар изменяется синусоидально со сдвигом 120° относительно среднего положительного напряжения. Если с помощью R_1 установить потенциал эмиттера VT_1 так, что управляющие транзисторы VT_2, VT_3, VT_4 станут проводить при изменении напряжений на средних точках, то VT_5, VT_6, VT_7 будут коммутировать статорные обмотки C_1, C_2, C_3 также со сдвигом 120° . Если потенциал эмиттера VT_1 через дополнительный транзистор, управляемый от выпрямленной противо-э.д.с. (не показано на схеме), то число оборотов в минуту двигателя можно будет регулировать.

В бесконтактных конечных и путевых выключателях, кнопках и т.п. используют цифровые интегральные схемы с преобразователями Холла, управ-

ляемые магнитным полем. На рис. 6.18а приведены типовая блок-схема такого выключателя, имеющая четыре вывода.

Напряжение источника питания (4,75 ... 18 В) подаётся на вывод 4. на вывод 3 подаётся сигнал разрешения. Выход микросхемы представляет собой инвертор с открытым коллектором (вывод 2), к которому подключается нагрузка.

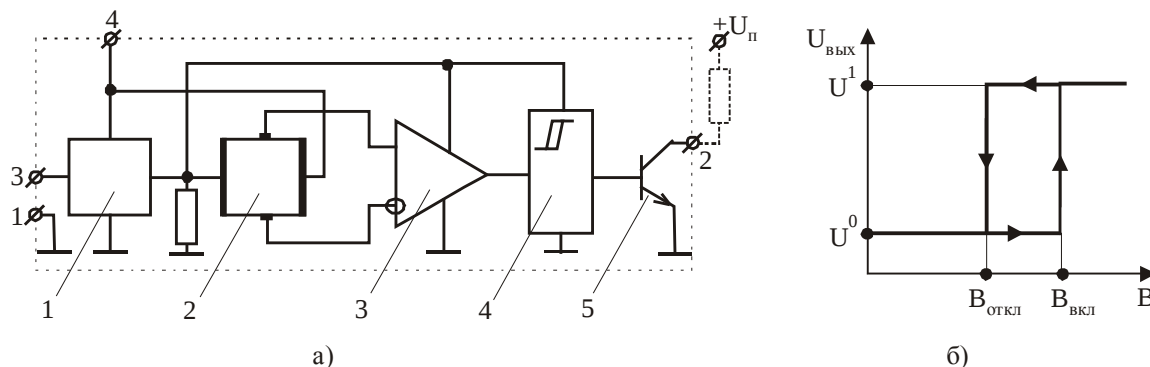


Рис. 6. 18. Цифровой преобразователь Холла: а) блок-схема (1 - источник опорного напряжения, 2 - элемент Холла, 3 - дифференциальный усилитель, 4 - пороговое устройство, 5 - выходной транзистор; цифры у штрихового контура - номера выводов микросхемы); б) переходная характеристика

Если на вход разрешения подан сигнал логической единицы (положительная логика) или, что то же, он не подключен, и имеется достаточно большое магнитное поле ($B \geq B_{\text{вкл}}$), выходной каскад с открытым коллектором переключается с единицы на нуль. Магнитное поле должно быть приложено южным полюсом перпендикулярно поверхности корпуса микросхемы в районе специальной метки.

При управляющем токе преобразователя Холла 1 мА э.д.с. Холла составляет 0,13 мВ/мТл. При этом в идеальном случае, если в отсутствие поля э.д.с. Холла равна нулю, в поле с индукцией $B = 65$ мТл э.д.с. Холла составит 8,5 мВ. Поэтому за преобразователем Холла включён двухкаскадный дифференциальный усилитель и пороговое устройство с характеристикой триггера Шмитта.

При напряжении питания 5 В и температуре 25°C следует ориентироваться на следующие величины (в скобках указан разброс значений в пределах $\pm 2\sigma$):

индукция включения $B_{\text{вкл}} = 40$ мТл (18 ... 65 мТл);

индукция выключения $B_{\text{выкл}} = 25$ мТл (12 ... 43 мТл);

магнитный гистерезис $B_{\text{вкл}} - B_{\text{выкл}} = 16$ мТл (8 ... 25 мТл);

выходное напряжение нуля при токе нагрузки 16 мА и индукции 65 мТл $U^0 = 170$ мВ (120 ... 200 мВ).

В схеме реализуется логическая функция 2И-НЕ, если за один входной логический сигнал считать магнитную индукцию, а за другой – сигнал на входе разрешения.

7. КОМБИНАТОРНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Двоичные переключательные системы перерабатывают последовательность двоичных комбинаций входных сигналов в последовательность двоичных комбинаций выходных сигналов. В комбинаторной двоичной переключательной системе на каждую комбинацию входных сигналов вырабатывается однозначно определённая выходная комбинация. В двоичной переключательной системе с памятью вырабатывается комбинация выходных сигналов в зависимости от текущей комбинации входных сигналов с учётом предыдущих во времени входных комбинаций.

Для синтеза и анализа переключательных систем существенными оказываются структура переключательной системы и её основные части, т.е. элементы системы и связи между ними. К элементам системы должны быть причислены как двоичные элементарные ячейки, так и составленные из них небольшие системы.

Цель синтеза состоит в том, чтобы составить из соответствующих элементов переключательную систему, которая реализовала бы заранее заданные соотношения между входами и выходами. Цель анализа состоит в том, чтобы по соотношениям между элементами системы и по структуре системы определить способ действия системы. Для этого имеются теоретические средства, так называемая переключательная алгебра и теория автоматов.

7.1. Основные переключательные (логические) функции

В переключательной алгебре переменная имеет только два значения, которые обычно называются логическим нулём и логической единицей. *Эти нуль и единица не имеют арифметического значения, они символизируют собой два состояния, которые принимает переменная, в технических реализациях переключательной системы им могут соответствовать два различающихся физических состояния, например, включено – выключено, высокий потенциал – низкий потенциал, высокое сопротивление цепи – низкое сопротивление цепи.* В качестве обозначений этих состояний приняты привычные символы 0 и 1.

Существуют три основные операции между логическими переменными: конъюнкция, дизъюнкция и инверсия. По аналогии с алгеброй чисел в переключательной алгебре используют следующие обозначения операций (знак равенства читается «равносильно»).

Конъюнкция (И): $y = x_1 \wedge x_2 = x_1 \cdot x_2 = x_1 x_2$ (читается «у равносильно x_1 И x_2 »).

Дизъюнкция (ИЛИ): $y = x_1 \vee x_2 = x_1 + x_2$ (читается «у равносильно x_1 ИЛИ x_2 »).

Инверсия (НЕ): $y = \bar{x}$ (читается «у равносильно НЕ x »).

Применительно к логическим операциям существуют следующие основные теоремы.

Коммутативный закон: $x_1 x_2 = x_2 x_1$; $x_1 + x_2 = x_2 + x_1$.

Ассоциативный закон: $x_1(x_2x_3) = (x_1x_2)x_3$;

$$x_1 + (x_2 + x_3) = (x_1 + x_2) + x_3.$$

Дистрибутивный закон: $x_1(x_2 + x_3) = x_1x_2 + x_1x_3$

$$x_1 + x_2x_3 = (x_1 + x_2)(x_1 + x_3).$$

Законы инверсии: $\overline{x_1x_2} = \overline{x_1} + \overline{x_2}$; $\overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1}\overline{x_2}$; $\overline{(\overline{x})} = x$.

Имеют место следующие равносильности.

Правило склеивания: $x_1(x_1 + x_2) = x_1$; $x_1 + x_1x_2 = x_1$.

Правило повторения: $xx = x$; $x + x = x$.

Операции с 0 и 1:

$$x \cdot 1 = x; \quad x + 0 = x;$$

$$x \cdot 0 = 0; \quad x + 1 = 1;$$

$$\overline{0} = 1; \quad \overline{1} = 0;$$

$$x \cdot \overline{x} = 0; \quad x + \overline{x} = 1.$$

Все законы, правила и операции можно распространять на любое число переменных.

Простейшим способом реализации логической переменной является контакт, изображённый на рис.7.1.

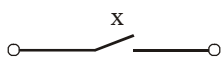


Рис.7.1. Представление логической переменной в виде контакта

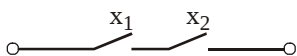


Рис.7.2. Конъюнкция, реализованная на последовательно включённых контактах

Если условиться, что разомкнутый контакт (малая проводимость) эквивалентен логическому нулю, а замкнутый (большая проводимость) – логической единице, то контакт реализует переменную x , если он замкнут при $x = 1$, и переменную $\overline{x}$, если он разомкнут при $x = 1$.

Если два контакта включить последовательно, как на рис.7.2, и проводимость этой цепи обозначить y , то проводимость всей цепи будет большой, если замкнуты оба контакта, т.е. если и x_1 и x_2 будут равносильны единице:

$$y = x_1x_2.$$

Таким образом, последовательное включение замыкающих контактов реализует функцию И. Если контакты включить параллельно, будет получена функция ИЛИ. Оба утверждения легко проверяются с использованием приведённых выше равносильностей.

Если два состояния представлены в виде высокого и низкого напряжения, то этим уровням напряжения можно поставить в соответствие логические состояния 0 и 1. Если высокий уровень = 1, а низкий = 0, такая система обозначает

ний называется позитивной логикой, если высокий = 0, низкий = 1 – негативной логикой.

Основные логические функции могут быть реализованы с помощью электронных схем, так называемых логических элементов. Уровень выходного напряжения определяется уровнями напряжений на входах и реализованной в элементе логической функцией. Для реализации одной и той же функции имеется большое число различных схем. Для упрощения изображения схем используют символы логических схем, показанные на рис.7.3, обозначающие лишь логические функции схем, но не их внутреннее строение. Подключение источников питания условно не показывается.

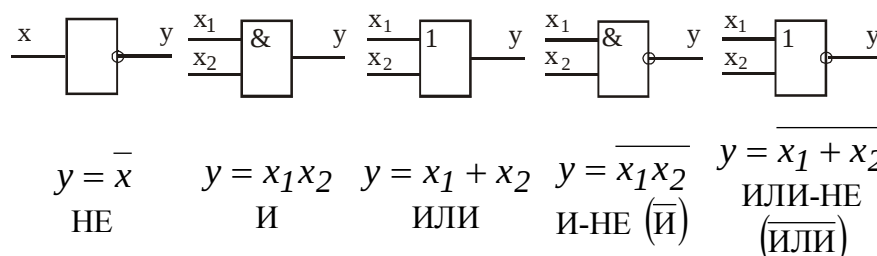


Рис.7.3. Символические обозначения логических схем

7.2. Способы задания переключательных функций

В процессе синтеза переключательных схем задача формулируется в форме таблицы истинности, которая является самым наглядным, но не самым компактным способом задания переключательных функций. Для каждой переключательной функции таблица истинности имеет 2^n строк, где n – число входных переменных, n колонок для входных переменных и колонку для функции. В строках таблицы истинности в колонках для переменной записывают все возможные комбинации этих переменных, а в колонке функции – состояние этой функции, которое она должна принимать при каждой комбинации переменных. Логические функции по таблице истинности записывают, как правило, в совершенной дизъюнктивной нормальной форме – сокращённо СДНФ (нормальная форма – форма записи без скобок).

Для этого поступают следующим образом:

1) Для каждой строки таблицы истинности, в которой функция принимает состояние 1, записывается конъюнкция входных переменных, в которую переменные, имеющие в данной комбинации состояние 1, записывают без инверсии, например, x_i , а переменные, имеющие состояние 0, например, x_j , с инверсией $\bar{x}_j$. Таким образом составляется столько конъюнкций, сколько имеется строк с функцией $y = 1$.

2) Записывается дизъюнкция всех найденных конъюнкций, что и даёт искомую функцию y в виде СДНФ.

Конъюнкции, составляющие СДНФ, называются конституентами.

Рассмотрим пример составления таблицы истинности и переключательной функции для следующей задачи.

Задача. Имеется три независимых входных сигнала x_1 , x_2 и x_3 , выходной сигнал – функция y . Если два любых входных сигнала принимают состояние 1, функция y также должна принимать состояние 1.

Составим таблицу истинности. При трёх входных сигналах число строк таблицы истинности должно быть равно $2^3 = 8$. Запишем таблицу истинности.

Пример таблицы истинности

Строка	x_1	x_2	x_3	y
1	0	0	0	0
2	1	0	0	0
3	0	1	0	0
4	1	1	0	1
5	0	0	1	0
6	1	0	1	1
7	0	1	1	1
8	1	1	1	0

В строках 4,6,7 переменная y принимает состояние 1, в остальных строках – состояние 0. Составим конституенты для строк 4,6 и 7:

строка 4: $x_1 x_2 \bar{x}_3$;

строка 6: $x_1 \bar{x}_2 x_3$;

строка 7: $\bar{x}_1 x_2 x_3$

Искомая функция записывается в виде дизъюнкции этих конституентов:

$$y = x_1 x_2 \bar{x}_3 + x_1 \bar{x}_2 x_3 + \bar{x}_1 x_2 x_3.$$

Более компактной формой записи таблицы истинности является её двухкоординатная запись в виде матрицы Карно. Способ записи матрицы Карно для функции y при двух, трёх и четырёх входных переменных иллюстрируется рис.7.4.

y:	0	x_2	1
0			
x_1			
1			

y:	0	x_3	1
00	0	0	
01	0	1	
$x_1 x_2$			
11	1	0	
10	0	1	

y:	00	01	$x_3 x_4$	11	10
00					
01					
$x_1 x_2$					
11					
10					

Рис.7.4. Матрицы Карно при двух, трёх и четырёх входных переменных; матрица Карно при трёх переменных заполнена для рассмотренной задачи

Порядок размещения различных комбинаций состояний входных переменных по столбцам и строкам матрицы выбран таким образом, чтобы при переходе от одной ячейки матрицы к соседней изменялась лишь одна переменная (состояния размещены в коде Грея). Благодаря этому конституенты, размещённые в геометрически соседних ячейках, отличаются инверсией лишь одной переменной (являются так называемыми логически соседними), что облегчает уп-

рошение переключательных функций. Матрица Карно может быть скручена в трубочку как по горизонтали, так и по вертикали, при этом свойство логического соседства сохраняется.

Кроме матрицы Карно для этих целей применяются другие, например, диаграммы Хассе, Аженхурста, Тихонова, вообще-то не имеющие решающих преимуществ перед матрицей Карно.

7.3. Упрощение переключательных функций.

Имеется много способов упрощения переключательных функций, ручных и машинных. Рассмотрим простой и наглядный способ упрощения в матрице Карно.

Пусть переключательная функция задана в виде СДНФ в матрице Карно (рис.7.5).

		$x_3 x_4$			
y:		00	01	11	10
$x_1 x_2$	00	1	1	0	1
	01	1	0	0	0
	11	1	0	1	1
	10	1	0	1	1

Рис.7.5. Матрица Карно к примеру упрощения функции y

В ячейке, стоящей в верхнем левом углу, расположен конституент K_1 :

$$K_1 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4.$$

В стоящей рядом с ней справа ячейке находится логически соседний конституент K_2 :

$$K_2 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4.$$

В СДНФ, являющейся дизъюнкцией всех десяти конституентов, встретится и такой фрагмент:

$$K_1 + K_2 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 + \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4.$$

Он упрощается следующим образом с использованием равносильностей:

$$K_1 + K_2 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 (\bar{x}_4 + x_4) = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 (1) = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

Отсюда следует общее правило упрощения переключательных функций, заданных матрицей Карно.

Если в двух, четырёх, восьми и т.д. соседних ячейках, ограниченных прямоугольным контуром в виде квадрата или прямоугольника, стоят только единицы, все они являются логически соседними по одной, двум, трём и т.д. переменным, и можно записывать непосредственно конъюнкцию для всей этой группы, в которую должны войти лишь те входные переменные, которые остаются неизменными в пределах всех ячеек данной группы.

Таким образом, в этом примере конъюнкция для группы В, состоящей из двух ячеек, будет такая:

$$K_B = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3,$$

что соответствует ранее полученному результату. В одну группу связываются также те ячейки, которые находятся на левом и правом краях одной строки, в верхней и нижней ячейках одного столбца.

Для столбца D, состоящего из четырёх ячеек, можно записать:

$$K_D = \bar{x}_3 \bar{x}_4.$$

Для квадратного контура C из четырёх ячеек получим:

$$K_C = x_1 x_3.$$

Осталась одна неохваченная контуром единица в крайней верхней правой ячейке. Её можно связать, например, с единицей, находящейся в крайней нижней правой ячейке, тогда получим:

$$K_A = \bar{x}_2 x_3 \bar{x}_4.$$

Но можно заметить, что в каждом углу имеется по единице, которые можно связать в квадрат, свернув матрицу одновременно по горизонтали и вертикали, и тогда получим более простую запись:

$$K'_A = \bar{x}_2 \bar{x}_4.$$

Теперь для дизъюнктивной нормальной формы получим максимально упрощённый результат:

$$y = K_B + K_D + K_C + K'_A = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 + \bar{x}_3 \bar{x}_4 + x_1 x_3 + \bar{x}_2 \bar{x}_4.$$

7.4 Схемотехническая реализация основных логических функций

Для реализации основных логических функций имеется много различных электронных схем, различающихся по напряжению питания, потребляемой

мощности, уровням входных и выходных напряжений, скоростью работы и нагрузочной способностью.

Уровни логических сигналов, представляемые напряжением, обозначаются как «высокий» (Н – high) и «низкий» (L – low) в зависимости от того, будет ли рассматриваемое напряжение большое U_H или маленькое U_L . Работа логического элемента описывается таблицей уровней (рис 7.6 а). Однако по ней нельзя установить, какая логическая функция реализуется данным элементом, поскольку ещё не установлено соответствие между уровнем напряжения и логическим состоянием. Это соответствие устанавливается произвольно, но в дальнейшем определяет функцию элемента.

U_1	U_2	$U_{вых}$
L	L	H
H	L	H
L	H	H
H	H	L

а)

x_1	x_2	y
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	1

б)

x_1	x_2	y
1	1	0
0	1	0
1	0	0
0	0	1

в)

Рис. 7.6 Таблица уровней и её связь с таблицей истинности:

а) таблица уровней; б) таблица истинности в случае позитивной логики: И – НЕ;

в) таблица истинности в случае негативной логики: ИЛИ – НЕ

Система соответствия U_H – логическая единица, U_L – логический нуль есть позитивная логика. Применив эти соответствия, получим таблицу истинности на рис 7.6б, из которой следует, что элемент выполняет логическую функцию И – НЕ.

Применив систему соответствия U_H – логическая нуль, U_L – логический единица, называемую негативной логикой, получим таблицу истинности по рис. 7.6в, описывающую логическую функцию ИЛИ – НЕ.

Таким образом, одна и та же схема может выполнять функции элемента И – НЕ и ИЛИ – НЕ. Обычно пользуются позитивной логикой. При использовании негативной логики функции меняются следующим образом:

$$\text{И} - \text{НЕ} \rightarrow \text{ИЛИ} - \text{НЕ},$$

$$\text{И} \rightarrow \text{ИЛИ},$$

$$\text{НЕ} \rightarrow \text{НЕ}.$$

Наиболее распространёнными схемами логических элементов являются схемы с транзисторно-транзисторной логикой и схемы на основе комплементарных МДП-структур, которые и будут рассмотрены ниже.

В транзисторно-транзисторных логических схемах (ТТЛ) логические функции выполняет многоэмиттерный транзистор (МЭТ). Функция И в ТТЛ ключе выполняется в общих для нескольких эмиттеров базовой и коллекторной областях. Основное отличие МЭТ от обычных транзисторов заключается в том, что он имеет несколько эмиттеров, расположенных таким образом, что прямое взаимодействие между ними через разъединяющий их участок пассивной базы

практически исключается. Рассмотрим работу МЭТ на примере схемы И – НЕ (рис. 7.7а) с простым инвертором (однополярным ключом).

Если на все входы МЭТ VT_1 поданы напряжения, имеющие высокий уровень (логическая 1), ток, проходящий через резистор R_1 по открытому в прямом направлении переходу коллектор-база МЭТ течёт в базу транзистора VT_2 и переводит его в открытое состояние. Напряжение на выходе схемы примет уровень логического нуля. Напряжение на коллекторе МЭТ составит примерно 0,6 В. Таким образом, напряжение на эмиттере оказывается больше напряжения на коллекторе. Этот способ включения транзистора называется инверсным, он характеризуется незначительной величиной коэффициента усиления $\beta_{инв.}$. Так как ток эмиттера $I_{э VT1} = \beta_{инв.} I_{б VT1}$, чтобы сделать входной ток схемы малым, применяется особая геометрия рп-перехода, с помощью которой $\beta_{инв.}$ снижается примерно до 0,1.

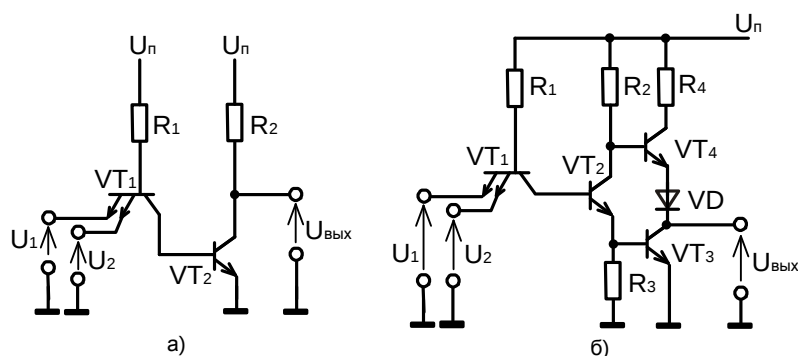


Рис 7.7 Принцип построения элемента И – НЕ типа ТТЛ (а) и принципиальная схема элемента И – НЕ ТТЛ (б)

Если хотя бы на один из входов МЭТ подано напряжение низкого уровня (логический 0), этот переход эмиттер-база смещается в прямом направлении. Ток, задаваемый в его базу через резистор R_1 , течёт в цепь этого эмиттера. При этом коллекторный ток МЭТ уменьшается, транзистор VT_2 выключается, и напряжение на выходе схемы становится высоким (уровень логической 1).

Такие простые схемы элемента ТТЛ применяют как схемы с открытым коллектором для реализации схемы «монтажное ИЛИ» (резистор R_2 подключается снаружи интегральной схемы и является общим для нескольких схем), а также для включения элементов индикации.

В схемах ТТЛ транзистор VT_2 заменяется ключом со сложным инвертором – двухполярным ключом (рис. 7.7 б), что обеспечивает больший выходной ток и более высокий запас помехоустойчивости для логического нуля. Благодаря эмиттерному повторителю VT_4 выход схемы в единичном состоянии также является низкоомным и обладает высокой нагрузочной способностью.

Все интегральные схемы ТТЛ имеют одинаковое напряжение питания $+5\text{ В} \pm 10\%$ и близкие значения логических уровней. На рис. 7.8 изображены передаточная и входная характеристики стандартной схемы ТТЛ И – НЕ при температуре $+25^\circ\text{C}$.

На основе описанного выше ключа на комплементарных МДП-транзисторах обогащённого типа построены логические элементы по компле-

ментарной МОП-технологии (КМОП-логика). Пороговое напряжение обоих транзисторов составляет, как правило, 1,5 В. Напряжение питания поэтому должно быть не ниже 3 В.

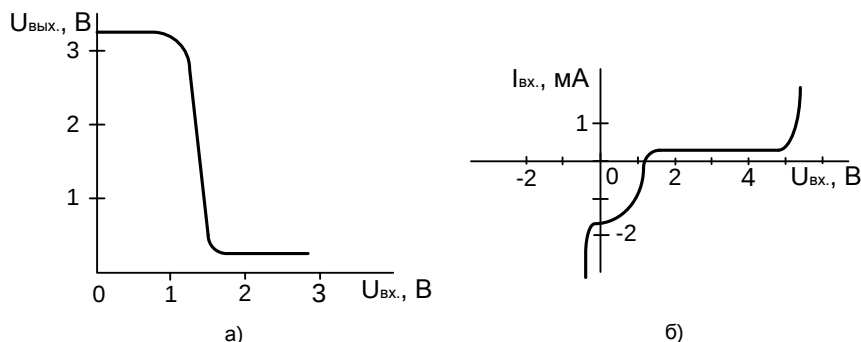


Рис. 7.8 Характеристика стандартного элемента ТТЛ И – НЕ:
а) передаточная; б) входная

На рис.7.9 изображён логический элемент КМОП ИЛИ – НЕ, работающий на том же принципе, что и инвертор, а на рис. 7.10 логический элемент И – НЕ.

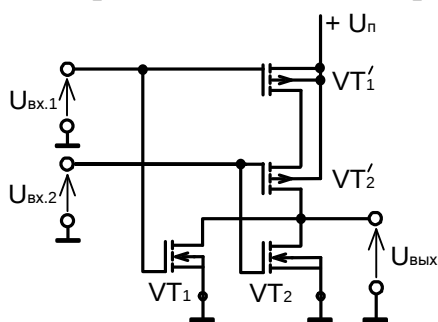


Рис.7.9. Элемент ИЛИ-НЕ типа КМОП

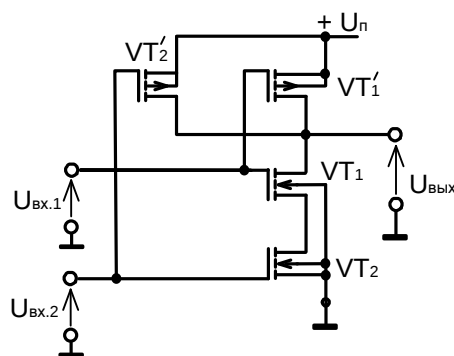


Рис.7.10. Элемент И-НЕ типа КМОП

Несмотря на то, что при увеличении числа входов и соответствующем увеличении числа последовательно включённых транзисторов возрастает выходное сопротивление, уровни выходных сигналов остаются неизменными, поскольку нагрузкой выходов являются входы аналогичных элементов, не потребляющие ток в статическом состоянии.

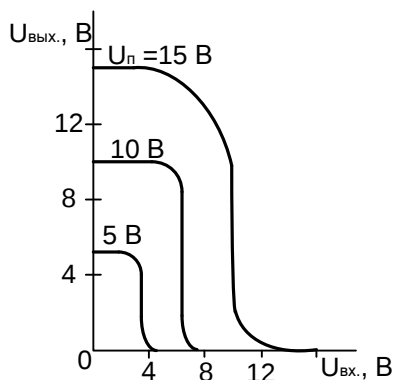


Рис.7.11. Передаточные характеристики инвертора КМОП

Напряжение питания элементов КМОП составляет 5...15 В. Уровни сигналов зависят от напряжения питания. Уровень логической 1 равен примерно $0,8U_n$, уровень логического 0 от 0,3 до 2,5 В. Передаточные характеристики инвертора КМОП при температуре $+25^{\circ}\text{C}$ и различных напряжениях питания показаны на рис. 7.11.

8. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ТРИГГЕРЫ

8.1. Принцип работы

Выходной сигнал основных логических схем И, ИЛИ, И-НЕ, ИЛИ-НЕ и других определён тем, какие сигналы приложены ко входам в рассматриваемый момент времени. В противоположность им бистабильные схемы обладают свойством запоминания. В рассматриваемый момент времени состояние на их выходах может быть определено приложенными входными сигналами и/или состоянием на входах, имевшимся перед этим моментом времени. Другими словами, состояние на выходах, вызванное в момент времени t соответствующими входными сигналами, сохранится и тогда, когда входные сигналы исчезнут или изменятся.

Такие схемы называют схемами последовательностного действия или секвенциальными. Их отличительной чертой является наличие обратной связи с выхода на вход. Простейшей такой схемой является триггер, для которого характерна смена совершенно определённых состояний на выходах.

Триггер характеризуется такими свойствами.

Оба состояния на выходах стабильны. Смена состояний есть следствие появления определённого сигнала или комбинации выходных сигналов. Это означает, что состояние на выходе может остаться неизменным несмотря на изменение входных сигналов.

8.2. Построение схем триггеров

В общем случае для построения триггера применяется или два элемента И-НЕ, или два элемента ИЛИ-НЕ с перекрёстными положительными обратными связями. Такая схема симметрична. Каждый из элементов осуществляет поворот фазы сигнала на 180° , поворот фазы сигнала составляет, следовательно, 360° . Если на выходе Q_1 имеется сигнал 1, то на выходе Q_2 имеется сигнал 0, т.е. выходные сигналы инверсны.

Примечания.

1. Для обозначения выходов равноупотребительны обозначения Q_1 и Q_2 , Q и $\bar{Q}$.
2. В дальнейшем изложении рассматривается исключительно позитивная логика.

8.2.1. И-НЕ-триггер

Триггер построен из двух элементов И-НЕ, рис. 8.1. Для элемента И-НЕ действительно условие: на выходной клемме элемента И-НЕ напряжение, пропорциональное сигналу 0, появляется только тогда, когда ко всем входным клеммам приложены напряжения, пропорциональные сигналу 1.

Для схемы на рис.8.1 это условие выполняется. Так, если на Вых.1 имеется сигнал $+U_n$, диоды VD1 и VD3 заперты, база транзистора VT1 через R1 и VD5

получает положительное смещение, так что транзистор VT1 становится проводящим, и на выходной клемме Вых.2 устанавливается напряжение 0 В.

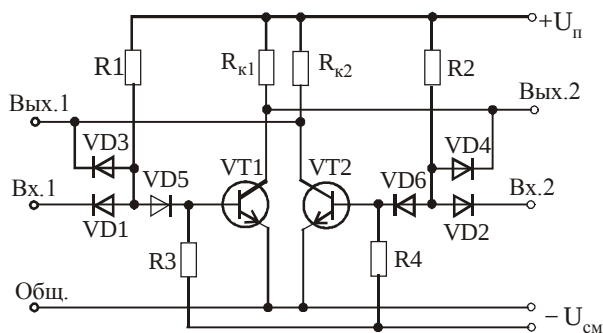


Рис. 8.1. Схема И-НЕ триггера. Входы и выходы на рисунке размещены так, что на 1 на каком-либо входе вызывает появление 1 на выходе с тем же номером

Переключение из одного состояния в другое протекает следующим образом. Пусть в качестве примера исходным состоянием будет уже рассмотренное, а именно, транзистор VT1 проводит, а транзистор VT2 заперт, т.е.

ко входу Вх.1 приложено $+U_{п}$

VT1 проводит

на Вых.2 0 В

ко входу Вх.2 приложено 0 В

VT2 заперт

на Вых.1 $+U_{п}$.

Если теперь приложить ко Вх.1 0 В, а к Вх.2 $+U_{п}$, то VD1 будет проводить, и к базе VT1 будет приложено напряжение смещения $-U_{см}$, вследствие чего VT1 заперётся, и Вых.2 получит напряжение $+U_{п}$. В результате оба диода VD2 и VD4 будут заперты, и через R3, VD6 база VT2 получит положительное смещение. Транзистор VT2 станет проводить, и напряжение на Вых.1 станет равным 0 В.

Следует подчеркнуть, что *И-НЕ-триггер переключается только сигналом 0 на одном из входов* (табл. 8.1).

Таблица 8.1

Таблица состояний И-НЕ-триггера

Вх.2	Вх.1	Вых.1	Вых.2
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	«Память»	
Примечание: «Память» означает, что состояние не меняется, а удерживается предыдущее состояние			

Если транзисторные элементы И-НЕ на рис.8.1 заменить их символами, получится блок-схема, изображённая на рис.8.2.

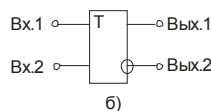
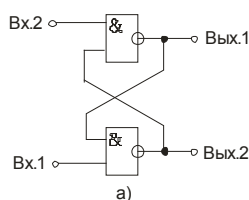


Рис. 8.2. Функциональная блок-схема (а) и символическое обозначение (б) И-НЕ-триггера

8.2.2. ИЛИ-НЕ-триггер

Этот триггер сделан из двух элементов ИЛИ-НЕ (рис. 8.3).

Условия работы схемы ИЛИ-НЕ таковы: напряжение, пропорциональное сигналу 0 на выходной клемме элемента ИЛИ-НЕ, возникает тогда, когда хотя бы на одной входной клемме имеется напряжение, пропорциональное 1. Эти условия выполняются для схемы на рис.8.3. Действительно, если ко Vх.1 приложено напряжение $U_{\text{п}}$, база транзистора VT1 получает положительное смещение, транзистор переходит в проводящее состояние, и напряжение на Vых.2 становится равным 0 В.

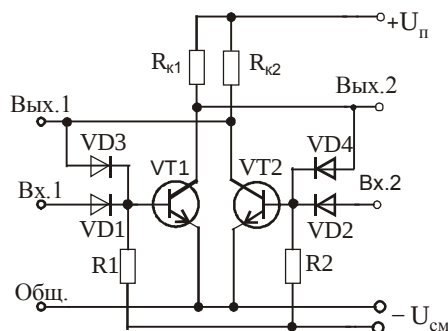


Рис.8.3. Схема ИЛИ-НЕ-триггера.
Расположение входов и выходов на рисунке такое же, что и на схеме И-НЕ-триггера

Переключение во второе стабильное состояние происходит так. Пусть на Vх.1 станет 0 В, на Vх.2 $+U_{\text{п}}$. Транзистор VT2 получит на базе положительное смещение, потому что VD4 заперт, так как на Vых.2 ещё имеется напряжение 0В.

В результате VT2 станет проводить, и напряжение на Vых.1 станет равным 0 В. Теперь напряжение $-U_{\text{см}}$ через R1 действует на

базу VT1 и запирает его, так что на Vых.2 возникает напряжение $+U_{\text{п}}$, пропорциональное сигналу 1.

Подчеркнём, что *ИЛИ-НЕ-триггер переключается только сигналом 1 на одном из входов* (табл. 8.2).

Таблица 8.2

Таблица состояний ИЛИ-НЕ-триггера

Вх.2	Вх.1	Вых.1	Вых.2
0	0	«Память»	
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	0	0

Блок-схема ИЛИ-НЕ-триггера представлена на рис. 8.4.

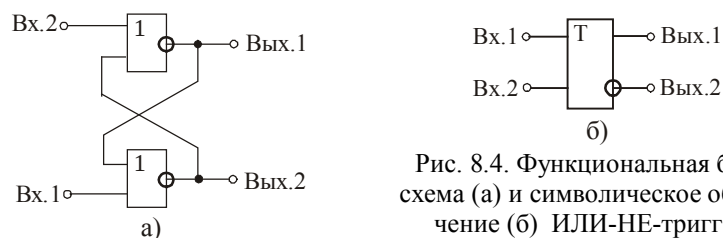


Рис. 8.4. Функциональная блок-схема (а) и символическое обозначение (б) ИЛИ-НЕ-триггера

8.3. Входные схемы

Различают входные схемы, работающие статически и динамически.

В случае статически работающих входных схем имеется связь по постоянному току между источником сигнала и управляемым элементом. Динамически работающая входная схема отзывается на скачок напряжения при переходе из одного состояния сигнала в другое. Эта реакция может вызываться переходом $0 \rightarrow 1$ (нарастающий или передний фронт единичного импульса) или переходом $1 \rightarrow 0$ (спад единичного импульса или задний фронт). Для работы входной схемы существенна скорость такого перехода. Такие динамические входы называются импульсными или триггерными входами. Их задача уже достаточно ясна из самого названия «триггерный», однако лучше всего пояснить её на простом примере.

Динамически работающая входная схема, изображённая на рис.8.5, имеет два входа:

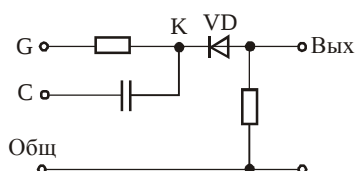


Рис. 8.5. Импульсная входная схема для отрицательного выходного импульса

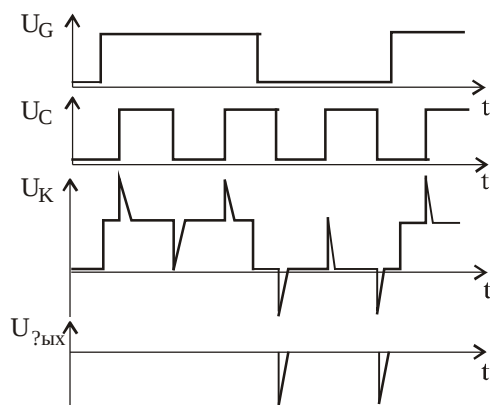


Рис.8.6. Временная диаграмма напряжений (сигналов) в отдельных точках импульсной входной схемы по рис.8.5

статический управляющий или информационный вход G ,

динамический или импульсный вход C . Выходное напряжение схемы зависит от состояния на G и от скорости изменения напряжения, представляющего дискретный сигнал на входе C , т.е. от du/dt . Временные диаграммы напряжений в различных точках схемы приведены на рис. 8.6. Если ко входу G приложен сигнал 1, диод VD заперт; наоборот, диод VD проводит, если на входе G имеется сигнал 0 (0 В). Скачок напряжения на входе C по переднему фронту при переходе $0 \rightarrow 1$ запирает VD , скачок $1 \rightarrow 0$ по заднему фронту вызывает на $Вых.$ (для $G = 0$) переключающий импульс отрицательной полярности.

При иной конфигурации схемы может быть сформирован переключающий импульс по переднему фронту сигнала C .

Импульсная схема входит как составная часть в схемы триггеров и схемотехнически реализуется не обязательно так, как изображено на рис.8.5. Обычно в контуре символа триггера для импульсного С-входа выделяется отдельное поле. Для обозначения этого входа применяют различные специальные символы, наиболее употребительные из которых приведены на рис. 8.7.

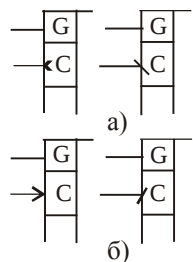


Рис. 8.7. Символы для обозначений входной импульсной схемы:

- а) для переключающего импульса схемы, вырабатываемого по заднему фронту;
- б) для переключающего импульса схемы, вырабатываемого по переднему фронту.

8.4. Асинхронная и синхронная работа триггеров в переключательных схемах

Одиночный триггер без дополнительных входных импульсных схем переключается тотчас же после подачи входного сигнала. В общем случае имеется некоторая, обычно не мешающая временная задержка. Эта задержка, однако, нежелательна, если в переключательной схеме триггеры в цепях должны быть включены последовательно и параллельно. Так, например, в цепи последовательно соединённых триггеров они будут переключаться не одновременно, а только друг за другом (асинхронная работа).

Это затруднение устранимо, если каждый триггер снабжён импульсной входной схемой. Эти схемы должны управляться тактовыми импульсами так, чтобы все триггеры переключались одновременно в заданный момент времени (синхронная работа).

Информационные входы должны обладать ещё и свойством запоминания, т.е. на них информационный сигнал должен запоминаться так надолго, пока тактовый импульс не переключит триггер.

Заметим также, что время между двумя тактовыми импульсами должно быть больше времени задержки срабатывания триггеров в рассматриваемых каскадах.

8.5. Виды триггеров

8.5.1. RS-триггер (называемый также SR-триггером)

Обозначение SR происходит от начальных букв слов set = устанавливать и reset = гасить. Схема этого триггера состоит из двух частей: из И-НЕ-триггера и дополнительной схемы для информационных входов R и S и тактового входа С. Пример такого триггера приведён на рис.8.8а. Триггер запускается отрицательным импульсом, формируемым импульсной входной схемой, следовательно, переключается по срезу единичного тактового сигнала С.

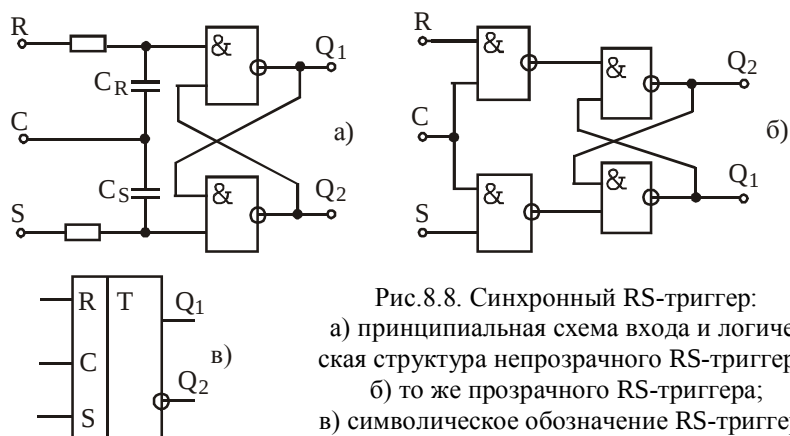


Рис.8.8. Синхронный RS-триггер:
а) принципиальная схема входа и логическая структура непрозрачного RS-триггера;
б) то же прозрачного RS-триггера;
в) символическое обозначение RS-триггера

Резисторы, включённые последовательно со входами R и S, настолько велики, что при подаче на любой из этих входов напряжения 0 В входной ток соответствующей последующей схемы И-НЕ недостаточен для её переключения в состояние 1.

Если ко входу R приложено напряжение 0 В, ко входу S $+U_n$, и импульс на входе C изменяется от 0 В до $+U_n$ (фронт импульса), конденсатор C_R зарядится, а конденсатор C_S разрядится (так как к обеим его обкладкам приложено $+U_n$). При обратном скачке тактового импульса на 0 В (срез импульса) на выходе верхнего элемента И-НЕ кратковременно будет иметься напряжение $-U_n$, и И-НЕ-триггер переключится. Преимущество тактированной работы триггера состоит не только в том, что процесс переключения происходит в определённые моменты времени, как это требуется для синхронного режима работы, но и в том, что уменьшается склонность триггера к переключению от сигнала помехи на информационном входе; помеха может сыграть свою роль, только если она действует в момент переключения.

Синхронная работа триггеров в переключательной системе может быть достигнута не только с помощью импульсной входной схемы, но и с помощью предвключения логической схемы на потенциальных элементах, реализующей для информационного и тактового входных сигналов логическую функцию И или И-НЕ. Пример построения такого RS-триггера приведён на рис.8.8б.

При $C = 0$ И-НЕ-триггер отключается от информационных входов S и R и находится в режиме хранения информации.

При $C = 1$ схема работает как обычный И-НЕ-триггер, однако для инверсных входных сигналов.

В синхронном режиме этот триггер в отличие от схемы по рис. 8.8а переключается по фронту единичного тактового сигнала C.

Особенностью этого триггера является то, что в течение времени, когда $C = 1$, изменение информации на R и S входах приводит к изменению информации на выходах триггера. Говорят, что схема *прозрачна* или *проницаема* по R и S входам при $C = 1$. Соответственно схема по рис. 8.8 а *непрозрачна* (*непроницаема*) по R и S входам.

В рассмотренном RS-триггере по рис. 8.8 б комбинация сигналов $R = S = 1$ должна быть исключена. В случае появления такой комбинации триггер после окончания тактового импульса будет иметь неопределённое состояние (в RS-триггере на элементах ИЛИ-НЕ должна быть запрещена комбинация $R = S = 0$). Для исключения этой неопределённости, если комбинация сигналов $R = S = 1$ всё же возможна, применяют RS-триггеры R-, S-, E-типа (рис. 8.9).

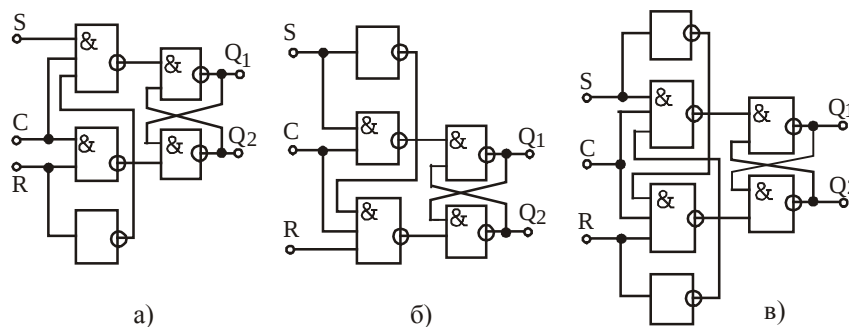


Рис.8.9. Варианты построения RS-триггера: а) RS-триггер R-типа; б) RS-триггер S-типа; в) RS-триггер E-типа;

RS-триггер R-типа представляет собой логическое устройство с памятью и информационными входами R и S, принимающее нулевое состояние при комбинации $R = S = 1$. При всех остальных комбинациях входных сигналов триггер R-типа функционирует как RS-триггер. При поступлении же этой комбинации на вход RS-триггера S-типа он устанавливается в положение 1; триггер E-типа при такой же комбинации не изменяет своё состояние.

8.5.2. Характеристическое уравнение триггера

Характеристическое уравнение триггера данного типа позволяет найти состояние на выходе этого триггера Q_1^* в такте $n+1$ как функцию состояний на его информационных входах и на выходе Q_1 в такте n . Характеристическое уравнение может быть получено на основе таблицы истинности, описывающей поведение триггера.

Для примера составим характеристическое уравнение RS-триггера S-типа, построенного на элементах И-НЕ. Таблица истинности этого триггера приведена в табл.8.3.

Таблица 8.3
Таблица истинности
непрозрачного RS-триггера

Q	R	S	Q^*
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

Заполним по этой таблице матрицу Карно функции Q^*

		RS			
		00	01	11	10
Q	0		1	1	
	1		1	1	

и упростим выражение. Окончательно получим:

$$Q_1^* = S + \bar{R}Q_1$$

8.5.3. D-триггер

Название триггера идёт от английского слова delay = задерживать. У этого триггера имеется только один информационный вход. Как показано на рис. 8.10а, вход D соединён со входом S напрямую, а со входом R через инвертор. Любая информация, поданная на вход D, при ближайшем следующем тактовом импульсе будет запомнена в триггере.

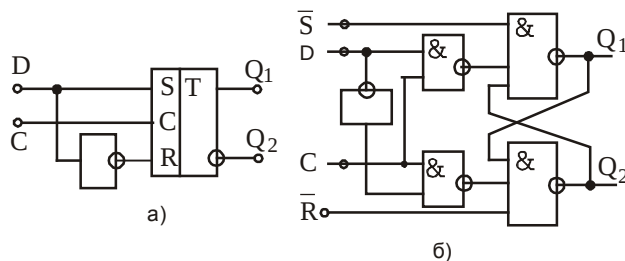


Рис. 8.10. D-триггер:
а) логическая структура;
б) триггер на потенциальных элементах

D-триггер может быть построен как на базе тактированного RS-триггера по рис. 8.8а с дополнительным инвертором на входах (рис. 8.10а), так и на базе логических элементов И-НЕ (рис. 8.10б). Действие D-триггеров по рис. 8.10а и рис. 8.10б различно.

D-триггер по рис. 8.10 а после смены информации на входе D переключается *в момент окончания* импульса на входе C, следующего за моментом смены информации на входе D.

D-триггер по рис. 8.10 б после смены информации на входе D переключается *в момент начала* импульса на тактовом входе C, следующего за моментом смены информации на входе D.

D-триггер работает как счётный триггер, если его инверсный выход Q_2 соединён со входом D. D-триггер находит применение в сдвигающих регистрах, счётчиках, а также в любых случаях, когда требуется создание задержки.

8.5.4. Т-триггер

«Т» в названии триггера происходит от английского слова toggle = пере-скакивающий. Логическая структура Т-триггера приведена на рис. 8.11а, а символическое обозначение – на рис. 8.11б.

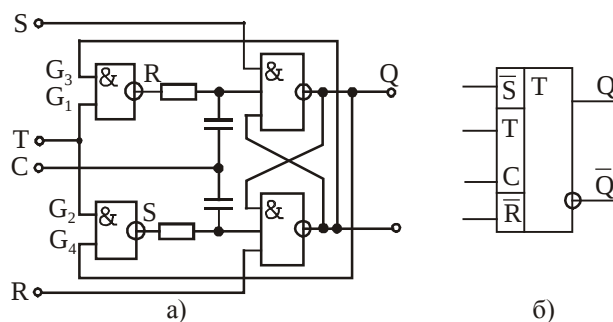


Рис.8.11. Т-триггер: а) логическая структура; б) символ

Работает Т-триггер так. Если на входе Т имеется сигнал 0, выходное состояние не изменяется. Если на Т подать сигнал 1, триггер будет перекидываться из одного стабильного состояния в другое по срезу каждого тактового импульса.

На рис. 8.11 показаны также входы предустановки $\bar{S}$ и $\bar{R}$, воздействующие на окончательный каскад схемы триггера. Входы предустановки имеют наивысший приоритет среди входных сигналов триггера. Подавая логический 0 на $\bar{S}$ или $\bar{R}$, можно устанавливать триггер в состояние соответственно Q или $\bar{Q}$ вне зависимости от состояния на остальных входах. Это используют для задания начальных условий работы триггеров в переключательной схеме. Во время работы схемы на входы предустановки должна быть подана логическая 1. Входами предустановки снабжаются и триггеры других типов, например, D-триггер, изображённый на рис. 8.10б.

Т-триггер используется в счётных схемах. Так как после каждого второго импульса Т-триггер вновь оказывается в исходном состоянии, его применяют также для деления частоты тактовых импульсов на 2.

8.5.5. JK-триггер

Название триггера образовано от начальных букв английских слов jerk = резко толкать и kick = брыкаться.

JK-триггер представляет собой запоминающий элемент с очень широкими возможностями применения. Он построен так же как Т-триггер, с тем отличием, что оба информационных входа G_1 и G_2 не объединены в один вход Т, а выведены порознь. Это даёт возможность получить на базе одного элемента следующие триггеры:

Т-триггер, если объединить входы J и K (рис. 8.12а);

RS-триггер, если входы J и K использовать порознь (рис. 8.12б);

D-триггер, если использовать инвертор (рис. 8.12в).

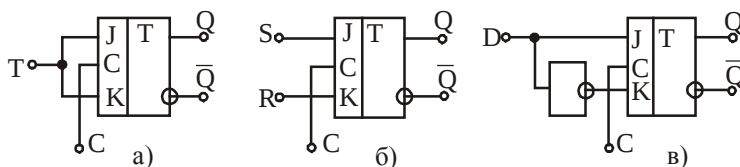


Рис.8.12. JK-триггер, применяемый как: а) Т-триггер; б) RS-триггер; в) D-триггер

8.5.6. JK-MS-триггер

JK-триггер, изготовленный в виде монолитной интегральной схемы, обычно имеет некоторые схемотехнические особенности. В этой технике большие трудности вызывает изготовление конденсаторов для схем триггерных входов. Поэтому для достижения требуемых логических связей между информационными и тактовым сигналами обычно используют другой путь, а именно, применяют схемы триггеров, состоящие из двух ступеней (рис. 8.13):

главный триггер – вспомогательный триггер
или
хозяин (master) – раб (slave).

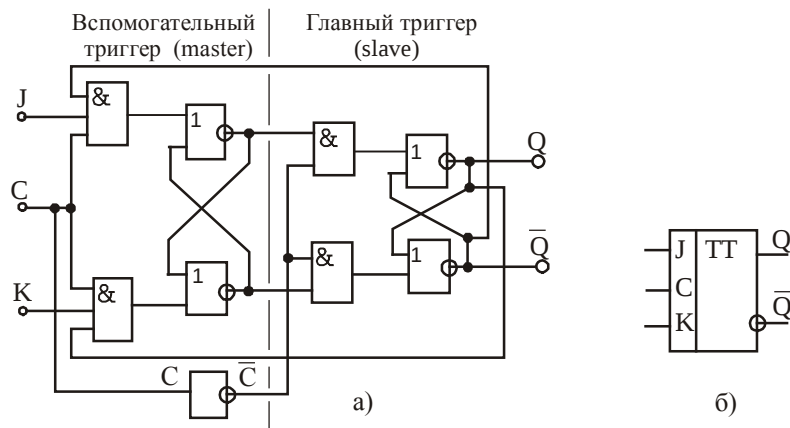


Рис.8.13. JK-MS-триггер: а) функциональная схема; б) символ

В главный триггер информация со входа поступает за два шага. Первый шаг осуществляется при значении тактового импульса 1, и информация записывается во вспомогательный триггер. После того как тактовый импульс сменит своё значение на 0, следует второй шаг, и информация поступает в главный триггер. При этом к крутизне фронтов тактовых импульсов не предъявляется особых требований.

По схеме двухступенного триггера изготавливаются и другие типы триггеров. О таком построении триггеров на принципиальных схемах свидетельствуют две буквы Т в символическом обозначении триггера, как это показано на рис. 8.13б. MS-триггеры непрозрачны.

9. СИНТЕЗ МНОГОТАКТНЫХ СИНХРОННЫХ СХЕМ С ТРИГГЕРАМИ

Состояния на выходах многотактных переключательных систем с памятью зависят не только от комбинации мгновенных значений независимых входных переменных, но и от предшествовавших состояний входных и выходных переменных. Поэтому многотактную схему как комбинаторную схему построить нельзя, а приходится вводить элементы памяти, что проще всего сделать, используя триггеры.

При построении многотактных схем с триггерами используют методы, в которых многотактная логика сводится к последовательности однотоковых логик. В рассматриваемом ниже методе проектирование разбивается на три шага.

Первый шаг. Для каждого триггера схемы запись характеристического уравнения триггера применяемого типа.

Второй шаг. Вывод уравнения применения для каждого из триггеров схемы. Уравнение применения описывает поведение данного триггера в $n+1$ такте как функцию состояний всех триггеров схемы в такте n .

Третий шаг. Сравнение коэффициентов характеристических уравнений и уравнений применения с целью получения переключательных формул, описывающих включение каждого триггера в общей схеме. Переключательные формулы, как правило, подлежат упрощению одним из известных методов, например, с использованием диаграмм Карно. При упрощении надо учитывать то обстоятельство, что полученные в результате упрощения формулы должны соответствовать виду характеристических уравнений триггеров применяемых типов.

Для того чтобы отличить в формулах состояния переменных в такте $n+1$ от состояний в такте n их обычно отмечают звёздочкой; так, например, Q_A^* и Q_A означает состояния на выходе триггера A в тактах $n+1$ и n соответственно.

Другие аспекты проектирования многотактных схем с триггерами, такие, как выбор элементной базы, начальная установка триггеров и т.п., не относятся к проблеме собственно синтеза и в каждом конкретном случае должны рассматриваться особо.

В качестве примера рассмотрим схему, последовательно сменяющую на трёх выходах комбинации 001; 010; 100; 101 и 110 при приходе каждого тактового импульса. Элементная база – микросхемы ТТЛ серии 155 JK-MS-триггеры K155ТВ1, имеющие по три конъюнктивно объединённых входа J и K , входы предустановки $\bar{S}$ и $\bar{R}$, и прямой и инверсный выходы Q и $\bar{Q}$ (рис 9.1).

По условиям задачи должно быть использовано три триггера, на которых можно реализовать восемь различных комбинаций состояний на их выходах, следовательно, три состояния являются избыточными, поэтому потребуется предустановка триггеров в одно из разрешённых состояний, например, в состояние 001.

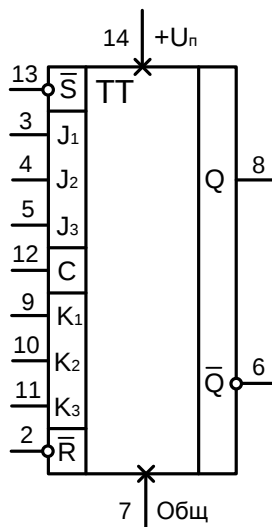


Рис.9.1. Микросхема К155ТВ1

Характеристическое уравнение данного JK-триггера имеет вид

$$Q^* = J_1 J_2 J_3 \bar{Q} + \overline{K_1 K_2 K_3} Q.$$

Составим уравнения применения для триггеров проектируемой схемы. Обозначим триггеры А, В и С. Последовательность состояний триггеров после каждого тактового импульса имеет вид:

Q_A	Q_B	Q_C	Q_A^*	Q_B^*	Q_C^*
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	1	0	1
1	0	1	1	1	0
1	1	0	0	0	1

Уравнения применения триггеров составляются по этой последовательности так же, как СДНФ по таблице истинности. Например, для триггера А надо записать:

$$Q_A^* = \bar{Q}_A Q_B \bar{Q}_C + Q_A \bar{Q}_B \bar{Q}_C + Q_A \bar{Q}_B Q_C.$$

Это выражение похоже на СДНФ, но не является ею, поскольку правая часть выражения относится к состояниям триггеров в такте n , а левая определяет состояние триггера А в $n+1$ такте. Поэтому при дальнейшем упрощении выражения нельзя исключать переменную Q_A .

Для целей дальнейшего упрощения выражений запишем уравнение применения всех трёх триггеров в матрицах Карно (рис. 9.2) и произведём упрощение, записав функции в виде, аналогичном характеристическому уравнению триггера.

$Q_A^*:$	$Q_B Q_C$	00	01	11	10
Q_A 0					(1)
Q_A 1		(1)	(1)		

$Q_B^*:$	$Q_B Q_C$	00	01	11	10
Q_A 0		(1)			
Q_A 1		(1)			

$Q_C^*:$	$Q_B Q_C$	00	01	11	10
Q_A 0					
Q_A 1		(1)			(1)

Рис. 9.2. Уравнения применения триггеров А, В и С, записанные в виде матрицы Карно

$$Q_A^* = Q_B \bar{Q}_C \bar{Q}_A + \bar{Q}_B Q_A;$$

$$Q_B^* = Q_C \bar{Q}_B = Q_C \bar{Q}_B + 0;$$

$$Q_C^* = Q_A \bar{Q}_C = Q_A \bar{Q}_C + 0.$$

Нули, добавленные в выражения для Q_B^* и Q_C^* , не изменяют функции, а лишь представляют их в виде, похожем на характеристическое уравнение JK-триггера.

Сравнивая коэффициенты при переменных Q_A , $\overline{Q}_A$, Q_B , $\overline{Q}_B$, Q_C , $\overline{Q}_C$ и коэффициенты $J_1J_2J_3$ и $\overline{K_1K_2K_3}$ при переменной Q и характеристического уравнения триггера, определяем способ подключения каждого триггера.

Для триггера А получаем:

$$J_1J_2J_3 = Q_B\overline{Q}_C, \text{ откуда } J_1 = Q_B, J_2 = \overline{Q}_C, J_3 = 1;$$

$$\overline{K_1K_2K_3} = \overline{Q}_B, \text{ откуда } K_1 = Q_B, K_2 = K_3 = 1.$$

Для триггера В:

$$J_1J_2J_3 = Q_C, \text{ откуда } J_1 = Q_C, J_2 = J_3 = 1;$$

$$\overline{K_1K_2K_3} = 0, \text{ откуда } K_1 = K_2 = K_3 = 1.$$

Для триггера С:

$$J_1 = Q_A, J_2 = J_3 = 1;$$

$$K_1 = K_2 = K_3 = 1.$$

По этим выражениям можно построить принципиальную схему устройства (рис. 9.3). В ней следует предусмотреть начальную установку в состояние 001 сигналом НУ логического нуля, подаваемым на входы $\overline{R}$ триггеров А и В и на вход $\overline{S}$ триггера С. После предустановки при работе схемы сигнал НУ должен иметь состояние логической единицы. На остальные входы предустановки триггеров и на входы J и K триггеров, на которых в соответствии с уравнениями должна быть логическая единица, нужно подать напряжение +5 В через резистор 1 кОм, соединив их друг с другом.

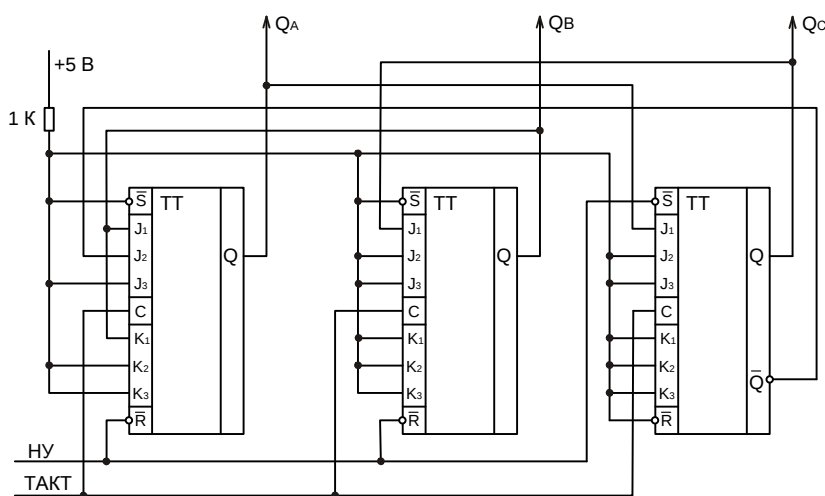


Рис. 9.3. Принципиальная схема устройства

10. СИНТЕЗ МНОГОТАКТНЫХ СХЕМ ПО ТАБЛИЦАМ ВКЛЮЧЕНИЙ

Большинство задач автоматизации являются задачами синтеза многотактных схем. Многотактную схему можно реализовать как аппаратно (на релейных элементах, электронных логических элементах и т.п.), так и программно (различные алгоритмы, работающие на ЭВМ).

10.1. Постановка задачи и определения

Перед проектированием системы автоматического управления объектом следует формализовать условия задачи. Для начала необходимо разделить все параметры в системе на входные и выходные и определить, как должны изменяться выходные параметры при изменении входных. В не очень сложных случаях работу проектируемой схемы удобно представить в виде таблицы включений.

Таблица включений – упрощённая потенциально-временная диаграмма, в которой отмечаются лишь факты наличия или отсутствия сигналов вне зависимости от времени существования каждой комбинации сигналов. Вся последовательность изменений в работе схемы представляется в виде последовательности тактов. Каждый новый такт появляется в результате изменения любого из множества сигналов. Другими словами, любые два смежных такта таблицы включений отличаются состоянием хотя бы одного из сигналов.

Графически таблица включений представляет собой ряд вертикальных колонок равной ширины, символизирующих такты. По строкам этой таблицы располагают сигналы входных, выходных и промежуточных (если они есть) элементов. Наличие сигнала в данном такте удобнее всего отмечать горизонтальной чертой, проходящей через весь такт в строке этого сигнала. Обычно входные сигналы изображают жирной линией, промежуточные и выходные – тонкими.

Все такты нумеруют. Если схема работает циклически, первому и последнему тактам таблицы включений присваивают один и тот же номер. На рис.10.1 изображена исходная таблица включений, описывающая формализованное условие задачи синтеза схемы делителя частоты, вырабатывающего выходной параметр (сигнал) d при каждом третьем появлении входного параметра (сигнала) x .

	0	1	2	3	4	5	0
x		—		—		—	
d						—	

Рис.10.1. Пример исходной таблицы включений для делителя частоты

Формирующий элемент – элемент, осуществляющий управление, схему которого нам и нужно синтезировать.

Одинаковые такты – такты, имеющие одинаковые входные и выходные сигналы (такты 1 и 3; 0, 2 и 4 на рис. 10.1).

Совпадающими тактами называются такты, в которых комбинации входных сигналов одинаковы, а комбинации выходных сигналов различны (такты 1 и 5, 3 и 5 на рис. 10.1).

Парные такты – одинаковые такты, совпадающие с центральным тактом (центральными тактами) – такты 1 и 3 парные с центральным тактом 5 на рис. 10.1.

10.2. Сущность методики синтеза по таблицам включений

После составления таблицы включений в соответствии со словесным описанием последовательности поступления независимых входных сигналов от датчиков или аппаратов ручного управления и срабатывания выходных элементов схемы она проверяется на реализуемость в виде комбинаторной схемы. Условием реализуемости является отсутствие совпадающих тактов.

Если имеется хотя бы два совпадающих такта, схема не может быть реализована как комбинаторная. Возможны два варианта:

пересмотреть словесную формулировку условий задачи так, чтобы получить таблицу включений без совпадающих тактов, однако без изменения сути работы схемы технологической автоматики;

перейти к методам синтеза последовательностных схем (схем с памятью).

Целью излагаемой классической методики является преобразование таблицы включений в комбинаторную, т.е. не имеющую совпадающих тактов. Этого добиваются путём дополнения многотактной схемы элементами обратной связи. Особенностью данной методики является то, что таблица включений преобразуется поэтапно, то есть берётся исходная таблица, которая анализируется, дополняется элементами обратной связи, с получением нескольких вариантов. После этого полученные таблицы рассматриваются как исходные. Преобразование длится, пока не будут получены комбинаторные таблицы. За один этап может быть добавлен только один элемент обратной связи, хотя количество дополняемых тактов не ограничено.

Данная методика довольно просто описывается алгоритмически.

10.3. Дополнение таблицы включений элементами обратной связи

Дополнение многотактной схемы элементами обратной связи (ЭОС) осуществляется путём добавления к выходному сигналу, *формирующего элемента* входного сигнала элемента обратной связи и выходного сигнала элемента обратной связи во входные параметры формирующего элемента с учётом запаздывания между подачей сигнала на вход элемента обратной связи и сигналом на его выходе.

Алгоритм дополнения элемента обратной связи можно представить на примере дополнения центрального такта 5 в таблице на рис. 10.1.

1) В выходные сигналы требуемого такта добавляется входной сигнал ЭОС. Этот ЭОС добавляется в соседний *целый* такт *слева* от требуемого (параметр y_1 в такты 5 и 4 в таблице на рис. 10.1).

2) В группу входных сигналов требуемого такта добавляется выходной сигнал введённого ЭОС (параметр Y_1 в такт 5 в таблице на рис. 10.1.).

3) Такты слева и справа от требуемого *делятся на два такта*. В одну половину в каждом поделённом такте, прилегающем к требуемому, добавляется выходной сигнал ЭОС (такты 4 и 0 на рис. 10.1 делятся пополам и добавляется сигнал Y_1 в такты 4б и 0а).

На рис.10.2 изображён результат этих операций.

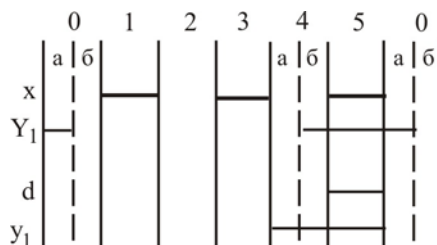


Рис.10.2. Первая исправленная таблица включений:
дополнение центрального такта 5 ЭОС

10.4. Анализ некомбинаторных таблиц включений

В исходной для каждого этапа таблице включений нужно пометить все повторяющиеся и парные такты и выбрать из них те такты, в которые необходимо добавить ЭОС. Последнее требует определённого опыта, чтобы не рассматривать все возможные варианты, как это может делать ЭВМ, если данный алгоритм реализован на ней. Вот несколько рекомендаций по выбору такта для введения в него ЭОС для сокращения числа промежуточных таблиц включений.

1) В совпадающих тактах следует дополнять один из тактов так, чтобы не вводить дополнительный ЭОС (если, конечно, он уже не введён).

2) Следует дополнять такты так, чтобы во входных параметрах не происходило одновременного включения/отключения при смене тактов. Если выполнить последнее условие не представляется возможным, можно дополнить соседние такты (от только что дополненного), но только целые.

3) В случае с парными тактами лучше всего дополнять центральный такт (например, дополнение центрального такта 5 в таблице, изображённой на рис. 10.1; алгоритм дополнения приведён в пункте 10.3, а полученная таблица изображена на рис. 10.2).

10.5. Анализ комбинаторных таблиц включений и выбор оптимальных

После завершения процедуры преобразования получается довольно большое число комбинаторных таблиц. Из них следует сразу исключить таблицы с одновременным включением/отключением входных сигналов при переходе из одного такта к другому. Среди оставшихся таблиц следует отыскать оптимальную таблицу (оптимальные таблицы). Для этого рекомендуется воспользоваться следующими правилами:

1) Полученная таблица включений должна содержать минимум параметров.

2) Линии элементов обратной связи должны иметь максимальную длину.

Рассмотрим алгоритм преобразования таблицы включений, приведённой на рис.10.1, в комбинаторную.

1) В таблице на рис.10.1 такты 1 и 3 парные с центральным тактом 5. Дополняем центральный такт 5 элементом обратной связи Y_1 (рис.10.2).

2) В полученной таблице (рис.10.2) такты 0б и 2 парные с центральным тактом 4а. Нужно дополнить центральный такт 4а элементом обратной связи Y_2 . Так как такт 4а нецелый, а дополнять элементами обратной связи можно только целые такты, дополняем весь такт 4, рис.10.3.

3) Далее в таблице на рис.10.3 такты 1 и 3а совпадающие. Дополняем такт 1 элементом обратной связи Y_3 (рис.10.4).

4) При переходе из такта 0а в такт 0б происходит одновременное включение/отключение ЭОС Y_1 и Y_3 , к тому же такты 0б и 2а совпадающие. Продляем параметр Y_1 элемента обратной связи на один целый такт вправо (см. рис.10.5).

5) Полученная таблица включений (рис.10.5) комбинаторная, следовательно, прекращаем процедуру преобразования.

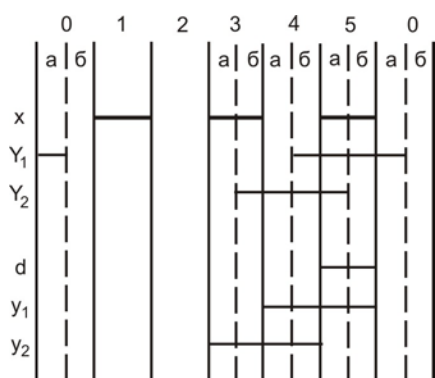


Рис.10.3. Вторая исправленная таблица включений: дополнение такта 4 ЭОС Y_2

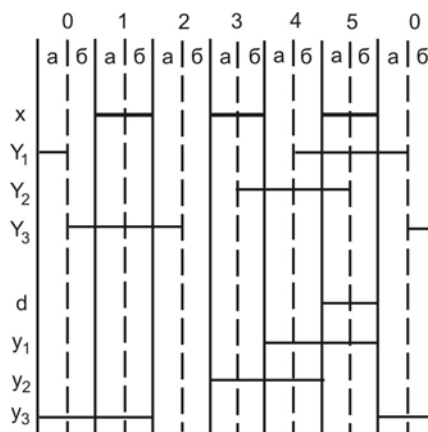


Рис.10.4. Третья исправленная таблица включений: дополнение такта 1 ЭОС Y_3

10.6. Получение переключательных функций и их упрощение

По полученной оптимальной комбинаторной таблице включений получают переключательные функции для каждого выходного параметра, в том числе и для элементов обратной связи.

Полученные по таблице включений (рис.10.5) переключательные функции будут иметь следующий вид:

$$d = xY_1Y_2\bar{Y}_3 + xY_1\bar{Y}_2\bar{Y}_3;$$

$$y_1 = \bar{x}\bar{Y}_1\bar{Y}_2\bar{Y}_3 + \bar{x}\bar{Y}_1\bar{Y}_2Y_3 + \bar{x}\bar{Y}_1Y_2\bar{Y}_3 + \bar{x}\bar{Y}_1Y_2Y_3 + xY_1Y_2\bar{Y}_3 + xY_1\bar{Y}_2\bar{Y}_3;$$

$$y_2 = x\bar{Y}_1\bar{Y}_2\bar{Y}_3 + x\bar{Y}_1Y_2\bar{Y}_3 + x\bar{Y}_1Y_2Y_3 + xY_1Y_2\bar{Y}_3;$$

$$y_3 = \bar{x}Y_1\bar{Y}_2\bar{Y}_3 + \bar{x}Y_1\bar{Y}_2Y_3 + xY_1\bar{Y}_2Y_3 + x\bar{Y}_1\bar{Y}_2Y_3.$$

При необходимости можно упростить полученные переключательные функции и преобразовать их в соответствии с заданной элементной базой.

Искомая схема строится по полученным переключательным функциям известными методами.

	0	1	2	3	4	5	0
	a б	a б	a б	a б	a б	a б	a б
x							
Y ₁							
Y ₂							
Y ₃							
d							
y ₁							
y ₂							
y ₃							

Рис.10.5. Окончательная комбинаторная таблица включений

11. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

11.1. Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ)

ОЗУ представляет собой запоминающее устройство, в котором при подаче кода адреса какого-либо кодового слова, состоящего из группы битов, может производиться запоминание или считывание информации по этому адресу. Отдельные ячейки памяти в ОЗУ образуют квадратную матрицу для каждого бита кодового слова (рис. 11.1). При обращении к определённой ячейке памяти на соответствующие горизонтальную (строка) и вертикальную (столбец) шины подаётся логическая единица. С этой целью заданный вектор адреса $A=(a_0...a_n)$ декодируется с помощью соответствующих дешифраторов столбцов и строк.

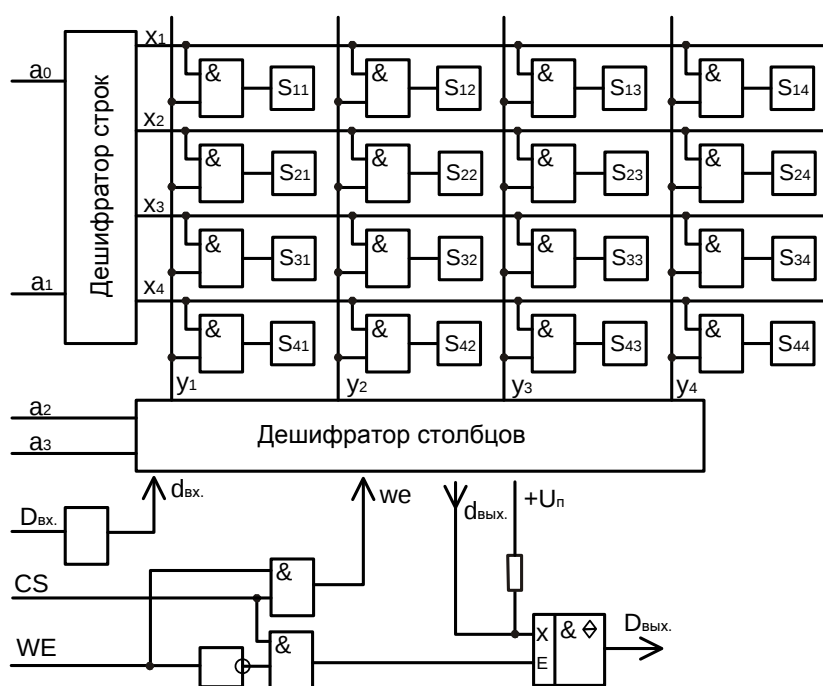


Рис. 11.1 Внутреннее строение ОЗУ ёмкостью 16 бит

В каждой матрице имеется один информационный вход $D_{\text{вх.}}$ (Data), информационный выход $D_{\text{вых.}}$, вход разрешения записи WE (Write Enable) и вход выбора микросхемы CS (Chip Select). Вход CS служит для организации мультиплексной работы нескольких микросхем ОЗУ, передающих информацию на общую шину данных (BUS – System). Если $CS = 0$, информационный выход $D_{\text{вых.}}$ переходит в высокоомное состояние (элемент с тремя состояниями выхода 0,1 или высокоомное), т.е. отключается от шины данных. Когда $CS = 0$ к тому же запрещён переход схемы в состояние “запись”, чем предотвращается ошибочная запись информации, если микросхема не выбрана.

При разрешении записи $WE = 1$ выходной элемент также отключается от шины данных. Этим достигается возможность соединения между собой $D_{\text{вх.}}$ и

$D_{\text{вых.}}$, что позволяет передавать данные по одному проводу как на запись, так и на считывание.

Принципиальная схема ячейки и схема подключения ячейки к внутренним шинам $d_{\text{вх.}}$, $d_{\text{вых.}}$, we показана на рис. 11.2. Элементом, осуществляющим хранение информации, служит триггер.

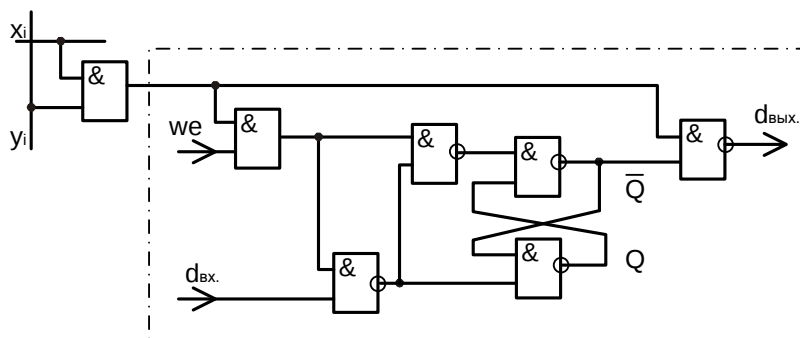


Рис. 11.2 Логическая схема одной ячейки ОЗУ

Иногда информацию хранят в конденсаторе, заменяющем триггер. В такой ячейке информация может храниться только в течение ограниченного времени, поэтому её периодически надо обновлять (регенерировать).

11.2. Постоянные запоминающие устройства

Запоминающие устройства, в которых информация записывается при изготовлении, называются постоянными запоминающими устройствами ПЗУ (ROM – Read Only Memory). Дешифраторы адреса не отличаются от используемых в ОЗУ. Запись каждого бита информации производится введением контакта между выходом соответствующего элемента И – НЕ и общей шиной d , причём наличие контакта соответствует логической единице, а отсутствие – логическому нулю. Для того, чтобы реализовать связь «Монтажное ИЛИ», элементы И – НЕ имеют выход с открытым коллектором.

ПЗУ изготавливают для выполнения определённых стандартных операций и программ обработки данных.

В некоторых ПЗУ программирование осуществляется после изготовления микросхемы самим потребителем. В таких программируемых ПЗУ (ППЗУ) в биполярной технологии осуществляется либо необратимое выжигание перемычек, либо пробой pn -перехода. Для записи информации используют специализированные для данного типа ППЗУ программаторы.

В ППЗУ, выполненных по МОП-технологии, программирование осуществляется инжектированием электрического заряда. Вся записанная информация может быть стёрта электрическим сигналом. Такие ПЗУ называются репрограммируемыми постоянными запоминающими устройствами РПЗУ.

11.3. Программируемые логические матрицы (ПЛМ)

Часто в информации, записываемой в ПЗУ, многие строки заняты нулями или имеются известные логические связи между отдельными кодовыми словами. В этих случаях объём возможной памяти, реализуемой в ПЗУ, становится излишним, и удобнее пользоваться представлением такой информации в виде СДНФ. На таком принципе организована ПЛМ, в которой есть матрица элементов И и следующая за ней матрица элементов ИЛИ, число которых равно числу выходных переменных. Как и у ПЗУ, имеются как программируемые при изготовлении, так и программируемые пользователем ПЛМ. Применение ПЛМ вместо ПЗУ зачастую позволяет уменьшить число микросхем в конструкции.

12. ПОСТРОЕНИЕ МНОГОТАКТНОЙ СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ПЗУ

Как описано в гл. 10 многотактную схему можно представить как комбинаторную схему, в которой имеются внутренние обратные связи. Замыкая обратную связь, т.е. соединяя выход комбинаторной схемы y с её входом x , можно получить следующие ситуации:

а) обратная связь нейтральна, т.е. до её замыкания было $y = x$; такая обратная связь не изменяет числа состояний схемы;

б) обратная связь противоречива, т.е. до её замыкания и после её замыкания $y \neq x$, и работа схемы становится неустойчивой (пример: замыкание обратной связью элемента НЕ);

в) после замыкания обратной связью схема может находиться в одном из двух подмножеств состояний, одно из них соответствует $x = y = 0$, другое $x = y = 1$ при одинаковых входных воздействиях.

Число таких обратных связей k определяет число возможных состояний схемы, равное 2^k .

Если на многотактную схему, построенную таким образом, воздействовать любым из возможных входных сигналов, то возникает одна из описанных ситуаций; устойчивыми будут лишь ситуации а) и в).

Комбинаторную часть многотактной схемы можно построить на программируемом ПЗУ. Длина слова ПЗУ должна быть равна числу основных выходных параметров плюс число параметров, входящих в петли обратных связей, если они необходимы.

Применение ПЗУ для построения многотактной схемы проиллюстрируем программированием ПЗУ для реализации D-триггера, срабатывающего по фронту тактового импульса. Здесь достаточно одной петли обратной связи. Соответствующая схема изображена на рис.12.1. Для понятности изложения на рис.12.2 представлена таблица включений для такого триггера, составленная из таблиц А и Б, рассматриваемых совместно. Как известно, не существует переключающих элементов, не вносящих временную задержку между моментом возбуждения и появлением сигнала на выходе элемента. Это отражено в таблице включений, где через D_1^* обозначено появление входного сигнала возбуждения, а через D_1 появление сигнала на выходе, т.е. на адресном входе A_2 . В таблице 12.1 дана таблица программирования ПЗУ, строки которой соответствуют номерам тактов, а в колонках показаны состояния входных и выходных сигналов согласно таблице включений. При этом в колонке D_1 записано состояние сигнала D_1^* .

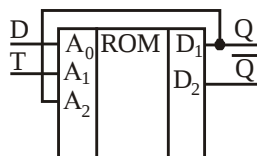


Рис. 12.1. Реализация D-триггера на ПЗУ

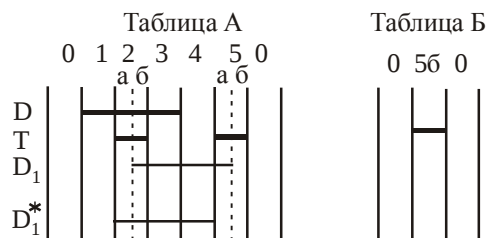


Рис.12.2. Таблицы включений, описывающие работу D-триггера, срабатывающего по фронту тактового сигнала

Таблица 12.1
Таблица программирования ПЗУ для D-триггера

Номер такта	Адрес слова			Разряды слова		Стабильность
	A ₀	A ₁	A ₂	D ₁	D ₂	
0	0	0	0	0	1	с
1	1	0	0	0	1	с
2а	1	1	0	1	0	н
2б	1	1	1	1	0	с
3	1	0	1	1	0	с
4	0	0	1	1	0	с
5а	0	0	1	0	1	н
5б	0	1	0	0	1	с

Обозначения: с - стабильный, н - нестабильный

В строке 2а существует противоречие между сигналами на выходе $D_1(1)$ и $A_2(0)$, выделенными в таблице жирным шрифтом. Это соответствует ситуации в), такт 2а является нестабильным и длится в течение времени задержки, а затем схема переходит в состояние стабильного такта 2б. То же самое происходит в тактах 5а и 5б.

С выхода D_2 получают, если необходимо, инверсный выходной сигнал триггера $\bar{Q}$.

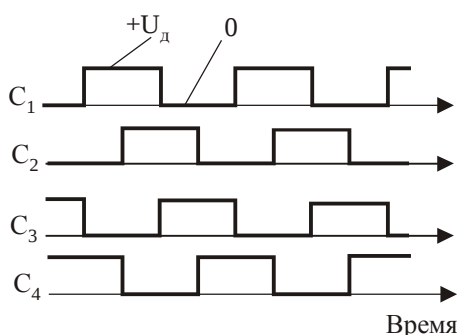


Рис.12.3. Временная диаграмма включения обмоток ШД

Рассмотрим построение более сложной многотактной схемы управления четырёхфазным шаговым двигателем с реактивным ротором. Двигатель имеет четыре статорных обмотки $C_1 \dots C_4$. Пусть будет простейший случай, когда статорные обмотки двигателя включаются попарно в последовательности, определяемой заданным направлением вращения. На рис.12.3 изображена временная диаграмма подачи на статорные обмотки однополярного напряжения питания двигателя U_d . Каждая обмотка подключается к

источнику питания через силовой ключ $K1 \dots K4$. В простейшем случае ключ – это мощный составной транзистор. На рис.12.4 приведена схема управления двигателем. Ключи управляются выходными сигналами ПЗУ, снимаемыми с

информационных выходов $D_5 \dots D_8$. Сигналы на информационных выходах $D_1 \dots D_4$ подаются на адресные входы ПЗУ $A_2 \dots A_5$, чем реализуются внутренние обратные связи. Скорость вращения двигателя определяются частотой импульсов тактового генератора ТГ, подаваемых на адресный вход A_1 . Как следует из схемы, для рассматриваемого применения нужно использовать ПЗУ с пятью адресными разрядами и длиной каждого слова восемь бит (32 восьмиразрядных слова).

В табл. 12.2 приведена таблица программирования ПЗУ. Переключение адресов ПЗУ происходит по фронту тактовых импульсов. В таблице нумерация строк ради понятности происходящих процессов переключения сделана не по порядку возрастания адреса, а согласно тактам работы многотактной схемы.

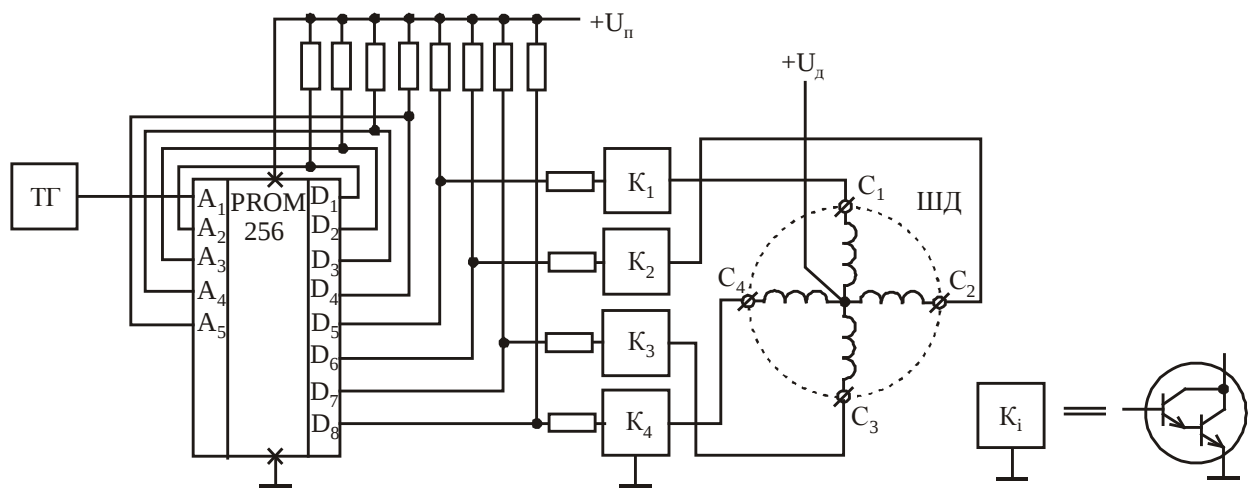


Рис. 12.4. Схема управления нереверсивным шаговым двигателем

Таблица 12.2.

Таблица программирования ПЗУ

Номер строки	Адрес слова					Разряды слова								Стабильность такта
	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6	D_7	D_8	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	с
2	1	<u>0</u>	0	0	0	<u>1</u>	0	0	0	1	0	0	1	н
3	1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	с
4	0	1	<u>0</u>	0	0	1	<u>1</u>	0	0	1	0	0	1	н
5	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	с
6	1	<u>1</u>	1	0	0	<u>0</u>	1	0	0	1	1	0	0	н
7	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	с
8	0	0	1	<u>0</u>	0	0	1	<u>1</u>	0	1	1	0	0	н
9	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	с
10	1	0	<u>1</u>	1	0	0	<u>0</u>	1	0	0	1	1	0	н
11	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	с
12	0	0	0	1	<u>0</u>	0	0	1	<u>1</u>	0	1	1	0	н
13	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	с
14	1	0	0	<u>1</u>	1	0	0	<u>0</u>	1	0	0	1	1	н
15	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	с
16	0	0	0	0	<u>1</u>	0	0	0	<u>0</u>	0	0	1	1	н
Обозначения: с - стабильный такт, н - нестабильный такт														

Строка 1 соответствует первому включению схемы после подачи напряжения питания и до появления первого тактового импульса. Этот такт стабильный и может длиться сколь угодно долго.

В строке 2 изображена ситуация, когда подан первый тактовый импульс. По этому адресу на выходе D_1 записана 1. Переключение адресов со строки 2 в строку 3 происходит не мгновенно, т.е. по адресному входу A_2 на время задержки удерживается 1. Возникает неустойчивое состояние из-за несоответствия сигналов, имеющих на D_1 и A_2 (выделено жирным шрифтом в таблице), поэтому по окончании времени задержки схема переходит к строке 3, где и на D_1 , и на A_2 записана 1, и противоречие устранено как описано в рассмотренной выше ситуации в). Состояние в строке 3 стабильно и длится до исчезновения тактового импульса в строке 4.

При переходе к строке 4 возникает противоречие между D_2 и A_3 , т.е. состояние строки 4 нестабильно (кратковременно), и по окончании времени задержки схема переходит к стабильному состоянию строки 5, где противоречие устранено.

Программирование остальных строк аналогично. После нестабильного состояния строки 16 схема возвращается к стабильному состоянию строки 1.

Управление ключами осуществляется от разрядов $D_5 \dots D_8$, не входящих в петли обратных связей.

Для построения схемы реверсного управления шаговым двигателем схема по рис.12.4 непригодна из-за выбора ПЗУ с организацией 5×8 , т.е. с 32 восьмизрядными словами, потому что для этого случая требуется шестизрядный адрес. На шестой разряд должен подаваться сигнал «вперёд» – «назад». Однако, используя то обстоятельство, что выходы микросхемы памяти реализованы как каскады с открытым коллектором, можно использовать две одинаковые микросхемы памяти 5×8 , соединённых по схеме «Монтажное – ИЛИ», одна из которых запрограммирована для вращения «вперёд», а другая «назад», а для переключения направления вращения использовать входы разрешения $\overline{CS}$, выбирая одну из микросхем.

13. ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ЦАП)

Преобразование двоичного кода в аналоговый сигнал (ток или напряжение) осуществляется статическим методом или методом временного разделения. В статическом методе при фиксированном значении двоичного кода на время до смены значения кода замыкается ряд управляемых этим кодом ключей, коммутирующих токи или напряжения, суммированием которых получается требуемое значение аналогового сигнала. В методе временного разделения ключ замыкается в динамическом режиме в определённые интервалы времени так, что среднее во времени значение тока или напряжения соответствует требуемому значению аналогового сигнала.

На рис. 13.1 показана передаточная характеристика идеального четырёхразрядного ЦАП.

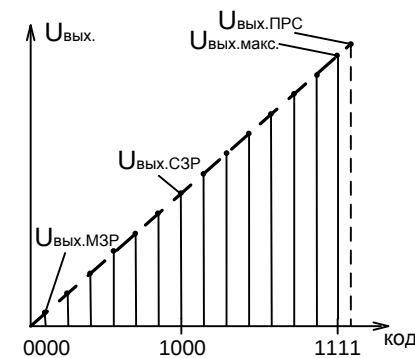


Рис. 13.1. Передаточная характеристика идеального четырёхразрядного ЦАП

Огибающая передаточной характеристики этого ЦАП — прямая линия, проходящая через начало координат (выходное напряжение ЦАП $U_{вых.} = 0$ при управляющем коде 0000) и точку максимального выходного напряжения $U_{вых. макс.}$ при коде 1111. Если n — число разрядов кода, а $U_{вых.МЗР}$ — выходное напряжение, соответствующее коду 0001, т.е. содержащему единицу только в младшем значащем разряде МЗР, то выходное напряжение $U_{вых.СЗР}$, соответствует коду 1000 (содержащему единицу только в старшем значащем разряде СЗР) равно:

$$U_{вых.СЗР} = U_{вых.МЗР} \cdot 2^{n-1}.$$

Номинальное выходное напряжение полной разрядной сетки $U_{вых.ПРС}$ определяется так:

$$U_{вых.ПРС} = 2 \cdot U_{вых.СЗР} = 2^n \cdot U_{вых.МЗР},$$

т.е. оно больше максимального выходного напряжения на 1 $U_{вых.МЗР}$.

Во многих ЦАП выходное напряжение $U_{вых.ПРС}$ устанавливается равным 10,000В. Следовательно, в четырёхразрядном ЦАП

$$U_{вых.МЗР} = U_{вых.ПРС} / 2^4 = 10,000 \text{ В} / 2^4 = 0,625 \text{ В};$$

$$U_{вых.СЗР} = U_{вых.ПРС} / 2 = 5,000 \text{ В}, \text{ а выходное напряжение при коде 1111 составляет } U_{вых. макс.} = 10,000 \text{ В} - 0,625 \text{ В} = 9,375 \text{ В}.$$

Реальная передаточная характеристика ЦАП (рис. 13.2) отклоняется от идеальной характеристики рис. 13.1 из-за присущих ЦАП погрешностей, главными из которых являются погрешность полной шкалы $\delta_{н.ш.}$, погрешность линейности $\delta_{л.}$, дифференциальная нелинейность $\delta_{л.д.}$

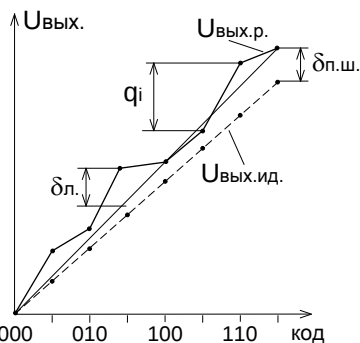


Рис. 13.2. График, поясняющий определение погрешностей ЦАП

Прямая $U_{\text{вых. ид.}}$ соединяет точки, соответствующие идеальной зависимости. Кусочно-линейная кривая $U_{\text{вых. р.}}$ представляет собой реальную зависимость $U_{\text{вых.}}$ от преобразуемого кода. Разность $U_{\text{вых. р.}} - U_{\text{вых. ид.}}$ для максимального кода есть погрешность полной шкалы $\delta_{\text{п. ш.}}$. Наибольшее отклонение $U_{\text{вых. р.}}$ от прямой, соединяющей её крайние точки, характеризует погрешность линейности $\delta_{\text{л.}}$. Дифференциальная нелинейность $\delta_{\text{л. д.}}$

определяется как наибольшая по абсолютной величине разность единичного приращения выходного напряжения q_i и среднего значения этого приращения $q_{\text{ср}}$.

Структурная схема статического ЦАП приведена на рис. 13.3. ЦАП состоит из двух блоков: резистивной схемы и суммирующего усилителя.

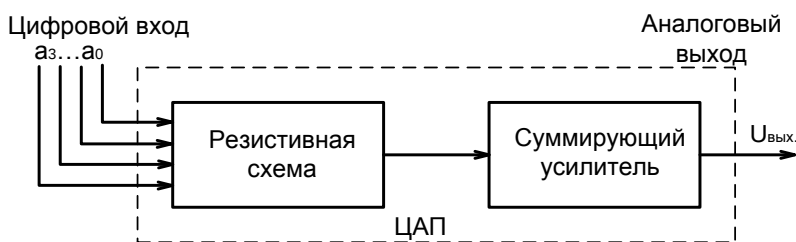


Рис. 13.3. Структурная схема ЦАП

В резистивной схеме устанавливаются весовые коэффициенты для цифровых сигналов на входе ЦАП, так что вес единицы на входе a_1 в два раза больше веса единицы на входе a_0 , вес единицы на входе a_2 в два раза больше, чем на входе a_1 и т.д. Для этой цели можно использовать различные конфигурации соединений резисторов, из которых наиболее простая – с резисторами двоично-взвешиванных номиналов, а наиболее распространённая – с использованием R-2R-цепи лестничного типа.

В суммирующем усилителе суммируются и масштабируются аналоговые сигналы, поступающие на его входы с выхода резистивной схемы.

13.1. ЦАП с двоично-взвешенными резисторами

Схема 4-разрядного преобразователя приведена на рис. 13.4.

Цифрой сигнал имитируется набором состояний ключей K_{a0} , K_{a1} , K_{a2} , K_{a3} . Ключ при срабатывании, когда в соответствующем разряде единица, присоединяет свой резистор к узлу суммирования токов на инвертирующем входе усилителя и к общей нулевой точке в противном случае (это нужно, чтобы источник опорного напряжения был всегда нагружен одним и тем же током). Опорное напряжение $U_{\text{оп.}}$ приложено между общей точкой соединения резисторов и общей нулевой точкой. Вследствие того, что операционный усилитель с помощью резистора $R_{\text{о.с.}}$ охвачен петлей отрицательной обратной связи, а его неин-

вертирующий вход заземлён, узел суммирования токов находится под практически нулевым потенциалом. Этим исключается взаимное влияние составляющих токов при суммировании. Выходное напряжение можно вычислить по выражению

$$U_{\text{вых.}} = -U_{\text{оп.}} \frac{R_{\text{ос.}}}{R} (8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + 1a_0).$$

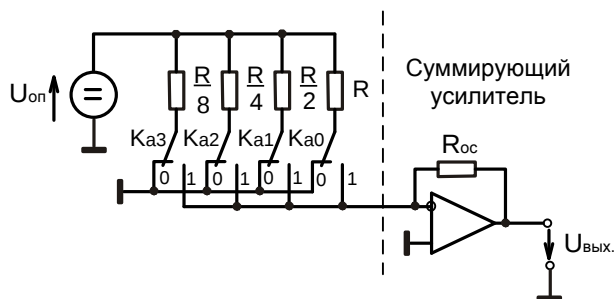


Рис. 13.4. ЦАП с резистивной цепью с двоично-взвешенными резисторами

Так как максимальное преобразуемое двоичное число равно $2^n - 1$ (для четырёхразрядного числа $2^4 - 1 = 15$), то

$$U_{\text{вых.макс.}} = -U_{\text{оп.}} \frac{2^n - 1}{2^n}.$$

Из этих выражений можно найти соотношение между $R_{\text{ос.}}$ и R :

$$\frac{R_{\text{ос.}}}{R} = \frac{1}{2^n},$$

а также найти требуемое значение $U_{\text{оп.}}$ для получения заданного значения $U_{\text{вых.макс.}}$ или $U_{\text{вых.ПРС.}}$.

Чтобы в ЦАП увеличить число разрядов, надо дополнительно подключить соответствующее число резисторов с сопротивлением $R/16$, $R/32$ и т.д. Наиболее строгие требования предъявляются к точности резисторов старших разрядов. Если положить, что разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда, то относительная погрешность сопротивления резистора n -го разряда должна быть меньше, чем $\Delta R/R = 1/(2^{n-1} + 1)$. При этом следует учесть, что номиналы резисторов в МЗР и СЗР отличаются в 2^{n-1} раз, что трудно реализуемо при создании интегральной схемы. Надо также принять во внимание, что сопротивление цепи каждого разряда состоит не только из сопротивления самого резистора, но и сопротивления открытого ключа, что вносит дополнительные трудности при изготовлении ЦАП.

13.2 ЦАП с резистивной цепью R-2R лестничного типа

Если осуществить задание весовых коэффициентов разрядов путём последовательного деления на 2 с помощью резистивной цепи лестничного типа, то потребуется иметь резисторы лишь с двумя номиналами сопротивлений, что упростит изготовление ЦАП. Четырёхразрядный ЦАП с такой цепью изображён на рис. 13.5.

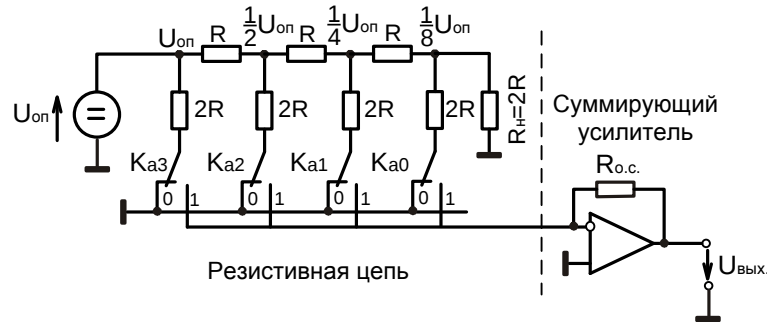


Рис. 13.5. ЦАП с резистивной цепью R-2R лестничного типа

Основным элементом этой цепи является делитель напряжения, удовлетворяющий следующим условиям:

если он нагружен на сопротивление R_n , то его входное сопротивление также должно иметь значение R_n ;

коэффициент ослабления цепи $\alpha = U_2/U_1$ при этой нагрузке должен иметь заданное значение $\alpha = 1/2$ (рис. 13.6)

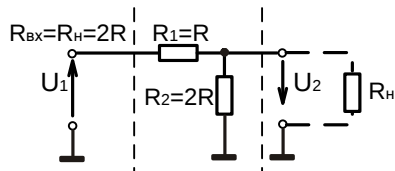


Рис. 13.6. Элемент цепи R-2R

Для выполнения этих условий имеем следующие уравнения для сопротивлений:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 \parallel R_n = R_n, \\ \frac{R_2 \parallel R_n}{R_1 + R_2 \parallel R_n} = \alpha. \end{cases}$$

Решив систему уравнений, получим:

$$2R_1 = R_2 = R_n.$$

Положив $R_n = 2R$, получим

$$R_1 = R; R_2 = 2R,$$

как и показано на рис. 13.5.

Выходное напряжение суммирующего усилителя четырёхразрядного ЦАП находится по выражению:

$$U_{вых.} = -U_{оп.} \frac{R_{о.с.}}{16R} (8a_3 + 4a_2 + 2a_1 + 1a_0).$$

Для получения такого же значения $U_{\text{вых.макс.}}$, что и в схеме по рис. 13.4, надо положить $R_{o.c.} = R$.

13.3. Коммутация резисторов ЦАП

В ЦАП в качестве ключей используют биполярные и МОП-транзисторы и КМОП-инверторы.

При малом числе разрядов ЦАП может быть построен с использованием резистивной схемы с двоично-взвешенными резисторами и КМОП-инверторами, если напряжение питания инверторов сделать равным U_{on} .

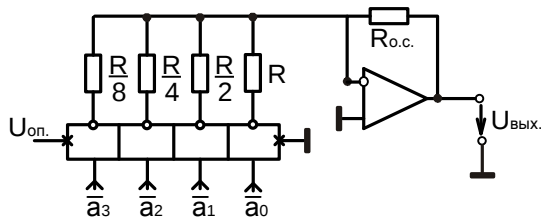


Рис.13.7. ЦАП с КМОП-инверторами в качестве ключей

Управление ключами должно осуществляться обратным кодом $\overline{a_3} \overline{a_2} \overline{a_1} \overline{a_0}$. При этом требуется поправка к величинам сопротивлений резисторов на величину сопротивления открытых КМОП-транзисторов, которое может составить 400 Ом...1,5 кОм. Поэтому погрешность такого ЦАП велика.

Для ЦАП с высоким разрешением используют резистивную цепь R-2R. Подключение узла суммирования к цепи R-2R можно осуществить, как показано на рис. 13.8, с помощью двух n-канальных полевых транзисторов обогащённого типа, управление которыми производится противофазно.

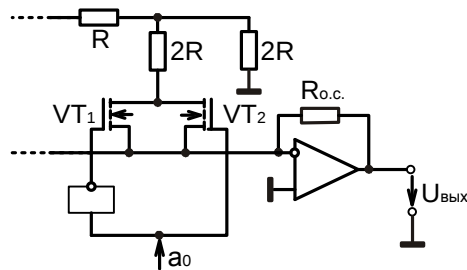


Рис.13.8. Реализация ЦАП с цепью R-2R с МОП-ключами

При поступлении высокого уровня сигнала на вход a_0 транзистор VT_2 открывается, подключая схему R-2R к узлу суммирования, а транзистор VT_1 закрывается (его затвор управляется через инвертор от входа a_0), отсоединяя её от земли. При низком уровне сигнала a_0 , открывается VT_1 и закрывается VT_2 , т.е. пара транзисторов работает как механический перекидной ключ по рис. 13.5.

14. АНАЛОГО–ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (АЦП)

АЦП преобразует входное напряжение в выходной двоичный n -разрядный код. При этом можно выделить два принципиально различных основных метода: параллельное преобразование и последовательное.

В параллельных АЦП входное напряжение $U_{вх.}$ подаётся на входы (2^n-1) схем сравнения (компараторов), на других входах которых имеются (2^n-1) опорных напряжений. В результате сравнения определяется, между какими уровнями опорных напряжений лежит входное напряжение. При этом результат получается за один шаг. Параллельные АЦП обладают самым высоким быстродействием.

В последовательных АЦП результат не может быть получен за один шаг. Основные типы последовательных АЦП: а) с единичным приближением, основанные на уравнивании входного напряжения суммой минимальных по весу эталонов (квантов); б) с двоично-взвешенным приближением, в которых уравнивание входного напряжения осуществляется суммой до n эталонов, взвешенных по двоичному закону; в) с промежуточным преобразованием входного напряжения в интервал времени или частоту; г) с интегрирующим преобразованием, использующим в процессе преобразования интегрирование входного напряжения в течение фиксированного интервала времени.

На рис. 14.1 а показана передаточная характеристика АЦП. Так как выходной цифровой код может принимать только дискретные значения, а входное напряжение любое, в процессе преобразования неизбежны систематические ошибки, которые называются ошибками квантования.

Ошибка квантования δ_k определяется как разность между аналоговым напряжением, которое соответствует выходному цифровому код, и действительным значением входного напряжения. На рис 14.1б приведён график ошибки квантования δ_k , соответствующий передаточной характеристике на рис. 14.1а. Максимальная ошибка квантования δ_k равна весу младшего значащего разряда выходного кода (1 МЗР).

Максимальная ошибка квантования δ_k может быть уменьшена до $\pm 0,5$ МЗР при искусственном смещении входного напряжения на $U_{+0,5МЗР}$ (напряжение, пропорциональное $+0,5$ МЗР) или опорного напряжения $U_{оп.}$, с которым сравнивается входное напряжение, на $U_{-0,5МЗР}$. Передаточная характеристика, полученная при смещении опорных напряжений на $U_{-0,5МЗР}$, показана на рис. 14.1в, а соответствующее этому смещению распределение δ_k – на рис. 14.1г.

Кроме ошибки квантования δ_k имеются ошибки, обусловленные схемой. Если соединить середины ступеней идеальной ломаной линии передаточной характеристики, показанной на рис. 14.1в, то получится прямая, исходящая из начала координат (штриховая линия). В реальных АЦП эта прямая не проходит через нуль (ошибка сдвига $\delta_{сдв.}$), а её наклон отличается от наклона идеальной прямой (ошибка усиления δ_y). Обе эти ошибки можно исключить стабилизаци-

ей нуля и полного отклонения, однако останутся ошибки вследствие дрейфа параметров и их нелинейности.

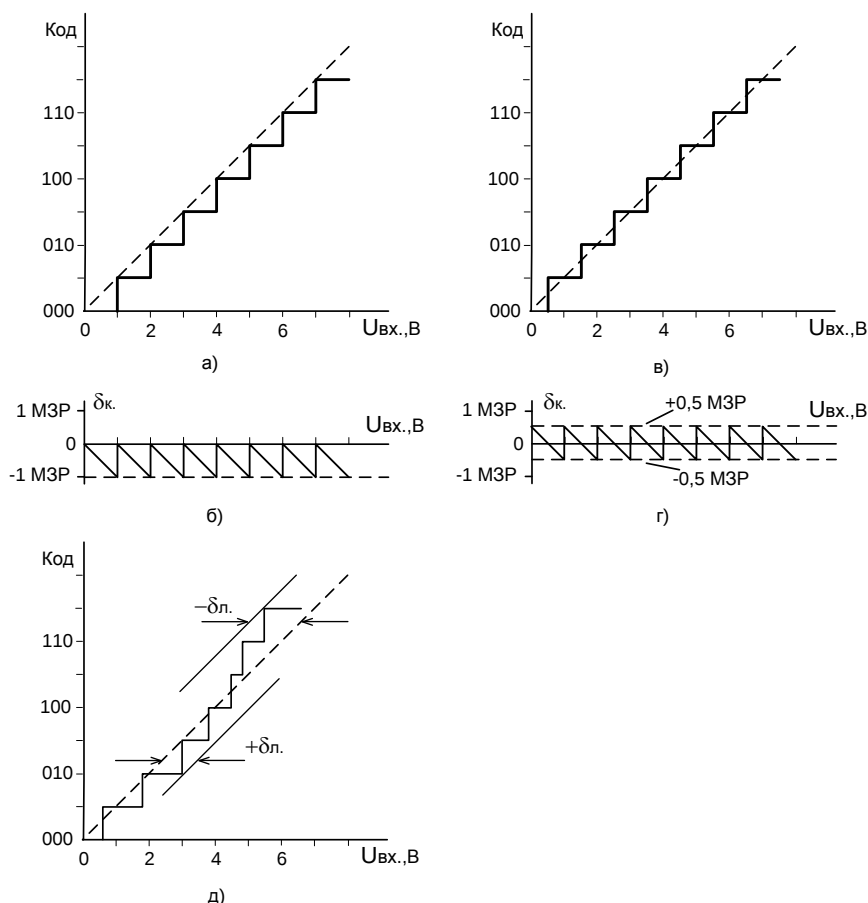


Рис. 14.1. Передаточная характеристика АЦП (а) и ошибка квантования (б) без сдвига $U_{оп.}$ на $U_{-0,5MЗР}$; передаточная характеристика АЦП (в) и ошибка квантования со сдвигом $U_{оп.}$ на $U_{-0,5MЗР}$; передаточная характеристика АЦП с ошибкой линейности $\delta_{л.}$ (д)

Систематическая ошибка квантования может привести к нелинейности в случае, когда ступени не равны. При определении ошибки линейности $\delta_{л.}$ сначала корректируют положение нуля и усиление, а затем находят максимальное отклонение входного напряжения от идеальной прямой (рис 14.1 д). Эта величина за вычетом ошибки квантования $0,5 \text{ МЗР}$ представляет суммарную нелинейность $\delta_{л.с.}$.

Другой мерой ошибки линейности является дифференциальная нелинейность $\delta_{д.}$, отражающая, на сколько в единицах напряжения ширина отдельной ступени отличается от заданного значения напряжения, приходящегося на 1 МЗР. Если эта ошибка превышает 1 МЗР, то при преобразовании некоторые значения кода окажутся пропущенными.

14.1 Параллельный АЦП

На рис. 14.2 показ пример реализации параллельного метода аналого-цифрового преобразования в трёхразрядный двоичный код.

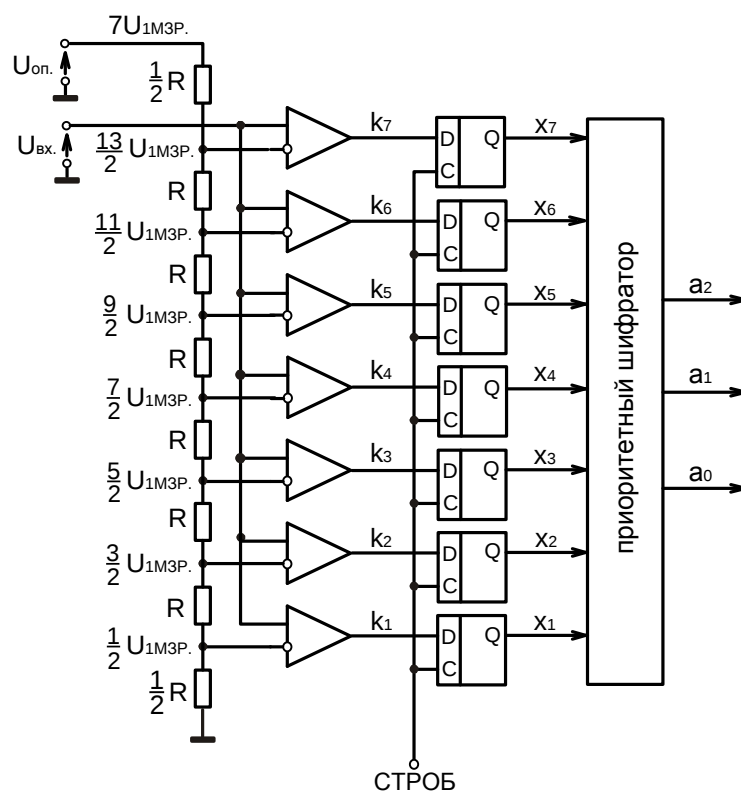


Рис. 14.2. Параллельный АЦП

Тремя разрядами можно представить восемь различных чисел, включая нуль, следовательно, требуется семь компараторов. Семь эквидистантных опорных напряжений образуются с помощью резистивного делителя напряжения, причём каждое из них уменьшено на $U_{0,5МЗР}$. Зависимость между относительным входным напряжением $U_{вх.} / U_{1МЗР}$ и выходным двоичным кодом представлена в таблице.

Необходимое преобразование комбинаций состояний компараторов осуществляется приоритетным шифратором, алгоритм работы которого легко сформулировать по данным таблицы.

Таблица

Переменные состояния в параллельном АЦП в зависимости от величины относительного входного напряжения

Относительное входное напряжение $U_{вх.} / U_{1МЗР}$	Состояния на выходах компараторов							Выходной код		
	k_7	k_6	k_5	k_4	k_3	k_2	k_1	a_2	a_1	a_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Для того, чтобы предотвратить ошибку кодирования, которая может возникнуть в результате разной скорости срабатывания компараторов, в схему введена промежуточная память в виде регистра из срабатывающих по фронту D – триггеров, переключающихся при подаче стробирующего импульса СТРОБ. Стробирующий импульс поступает через время, достаточное для окончания переходных процессов в компараторах. Результат преобразования сохраняется в регистре до прихода следующего стробирующего импульса.

14.2 Последовательный АЦП с единичным приближением

Структурная схема простейшего из последовательных АЦП изображена на рис. 14.3. В этом АЦП имеется цепь обратной связи, в которой используется цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Цифровой выход n -разрядного двоичного счётчика соединён с n -разрядным ЦАП, который вырабатывает выходное напряжение обратной связи ступенчатой формы.

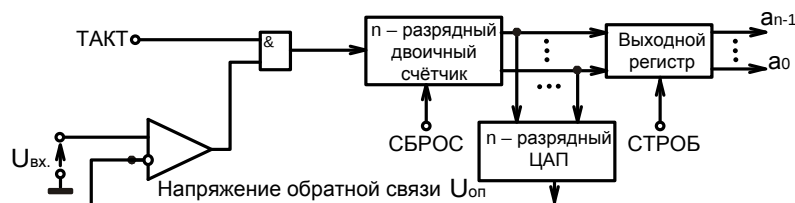


Рис. 14.3. Структурная схема АЦП с единичным приближением

Выходное напряжение ЦАП скачками увеличивается через $U_{1МЗР}$ от нуля до напряжения, равного $(2^n - 1)U_{1МЗР}$, создавая опорное напряжение $U_{оп.}$. В компараторе это $U_{оп.}$ сравнивается с $U_{вх.}$ и, до тех пор пока $U_{оп.}$ с выхода ЦАП ниже $U_{вх.}$, на выходе компаратора имеется высокий уровень. Этот уровень разрешает прохождение через логический элемент И тактовых импульсов на вход счётчика. Увеличение выходного кода счётчика вызывает увеличение $U_{оп.}$. Как только $U_{оп.}$ становится больше $U_{вх.}$, на выходе компаратора устанавливается низкий уровень, запирающий прохождение тактовых импульсов через элемент И на вход счётчика, сигналы на выходах которого представляют собой код преобразуемого входного напряжения. Импульсом СТРОБ информация с выхода счётчика записывается в выходном регистре АЦП. Процесс преобразования на этом заканчивается. Новый цикл преобразования начинается после обнуления счётчика импульсом СБРОС. Для обработки входного напряжения полной разрядной сетки в n -разрядном ЦАП требуется 2^n тактовых импульсов, плюс два импульса на стробирование и обнуление счётчика, поэтому такой АЦП работает медленнее параллельного АЦП, для преобразования в котором требуется только два тактовых импульса.

Погрешности рассмотренных АЦП зависят от погрешностей работы компараторов, а у последовательного АЦП ещё и от погрешности ЦАП.

15. УСТРОЙСТВА ЦИФРОВОЙ ИНДИКАЦИИ

Информация на выходе цифрового устройства обычно представляется в цифровом, как правило, в десятичном коде и отображается на цифровом индикаторе (ЦИ) устройства цифровой индикации (УЦИ).

В общем случае УЦИ содержит:

- устройство памяти для запоминания выходного сигнала цифрового устройства;
- цифровой индикатор (ЦИ);
- дешифратор для преобразования кода на выходе цифрового устройства в код ЦИ;
- согласующие усилители.

В качестве устройства памяти чаще всего используются триггерные регистры. Очень часто вместо устройства памяти используется непосредственно выходное устройство цифрового устройства.

В настоящее время используют люминесцентные, светодиодные и жидкокристаллические индикаторы.

Тип дешифратора зависит от кодов, в которых работают цифровое устройство и ЦИ.

По принципу действия УЦИ делятся на устройства со статической и с динамической индикацией. При статической индикации информация выводится на ЦИ параллельно, независимо для каждой декады, т.е. имеет место пространственное разделение каналов. При динамической индикации осуществляется временное разделение каналов с помощью коммутатора, что позволяет существенно сократить количество оборудования.

15.1. Статическая индикация

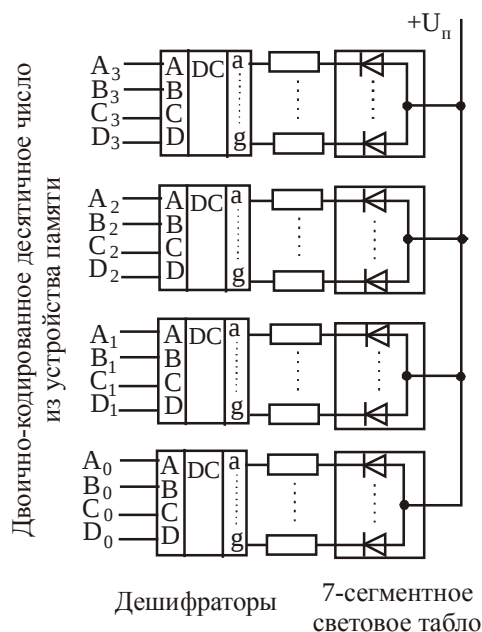


Рис. 15.1. Схема для иллюстрации принципа статической индикации

Схема для иллюстрации принципа статической индикации числа в десятичном коде приведена на рис. 15.1. При параллельной работе табло ЦИ на семисегментных светодиодных индикаторах все цифры числа из устройства памяти подаются на входы схемы одновременно и одновременно индицируются. Для достижения такой работы в канале каждого числа используется свой дешифратор с согласующими усилителями, преобразующий код числа из двоично-кодированного десятичного кода в семисегментный.

Существенным недостатком статического способа индикации является сложность и громоздкость УЦИ, растущие с увеличением числа индицируемых разря-

дов, что ограничивает применение статического способа индикации. Исходя из общих затрат на оборудование и монтаж, считается нецелесообразным применение УЦИ со статическим способом индикации при более чем 5-разрядных числах.

15.2. Динамическая индикация

При динамической индикации нет пропорциональной зависимости между числом разрядов и количеством оборудования, так как одни и те же узлы обслуживают различные индикаторы, поочередно выдавая на них команды для высвечивания заданных сигналов. В результате каждый индикатор работает не непрерывно, а в импульсном режиме. Однако при правильно выбранной частоте зажигания каждого индикатора (не менее 24 раз в секунду) глаз человека не замечает миганий индикатора, воспринимая символ как непрерывно светящийся. Метод динамической индикации числа в десятичном коде иллюстрирует рис.15.2.

Табло ЦИ состоит из семисегментных светодиодных матриц с общим анодом, одноимённые катоды которых объединены и подключены к соответ-

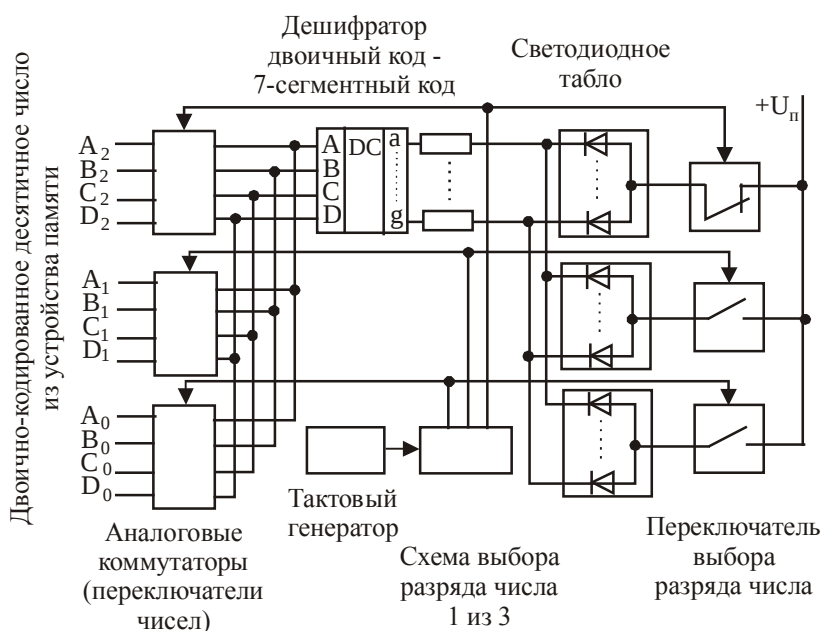


Рис. 15.2. Схема для иллюстрации принципа динамической индикации

вующим выходам дешифратора такого же типа, как использованные в схеме рис. 15.1. Входы дешифратора подключены к выходам переключателя чисел. В анодные цепи индикаторов включён переключатель разрядов. Переключатель чисел и переключатель разрядов управляются синхронно от схемы выбора разряда так, что когда замкнута анодная цепь i -го разряда с помощью переключателя

чисел на входы дешифратора подаётся BCD-код того же i -го разряда числа.

Схема выбора разряда коммутирует разряды поочередно. Цифра высвечивается только тем индикатором, на общий анод которого через переключатель разрядов подаётся напряжение источника питания.

Динамическая индикация обеспечивает значительное упрощение УЦИ при большом числе разрядов. Другим преимуществом УЦИ с динамической индикацией является возможность обойтись лишь четырьмя информационными шинами для соединения разнесённых друг от друга цифрового устройства и УЦИ.

16. МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ДЛЯ ПОСТАНОВКИ ОПЫТОВ

Предлагаемые ниже опыты по практическому изучению работы электронных устройств и их параметров представляют собой небольшие исследовательские работы, целью которых является обучение постановке эксперимента, овладение применением измерительных приборов, грамотная оценка результатов и согласование их с результатами, предсказанными теоретически.

Хотя в настоящее время огромное количество устройств предлагается готовым, выполненными в фабричных условиях на интегральных схемах, мы никогда не расстанемся с дискретными компонентами – с диодами, транзисторами и другими элементами – мы их должны изучать хотя бы потому, что именно из них состоит интегральная схема, и надо понимать, как её грамотно и безопасно использовать.

Предлагаемые опыты могут быть поставлены как в специализированной лаборатории, так и дома, потому что для их реализации достаточно иметь изучаемые компоненты, паяльник и тестер. Собирать исследуемые схемы можно на перфорированных платах из нефольгированного материала, соединяя компоненты объёмным монтажом. Следует аккуратно обращаться с платой в ходе монтажа, чтобы не повредить компоненты и не замкнуть случайно соединения. Нужно придерживаться правила, вытекающего просто из здравого смысла – не приступать к сборке, пока нескольких компонентов ещё нет, иначе в дальнейшей работе что-нибудь обязательно будет пропущено или забыто. Второе правило – перед подачей на исследуемую схему питания с помощью измерений убедиться в правильной полярности и величине питающих напряжений. И третье правило – не надо спешить закончить всю работу, надо обрабатывать результаты по-этапно, проверяя их правдоподобность, чтобы во-время обнаружить возможную ошибку и не тратить время на работу, результаты которой придётся выбросить.

Объём теоретического материала, изложенного в предыдущих разделах, достаточен для постановки опытов и обработки результатов. Для углублённого изучения материала следует пользоваться литературой, приведённой в библиографических списках к каждому исследованию и в конце книги.

16.1. Правила успешной постановки эксперимента

Вначале следует обдумать, какова цель эксперимента и какие должны быть получены результаты, предварительное представление о величинах которых можно составить из теоретического рассмотрения вопроса. Очень важно оценить, какие искажения результатов могут быть получены при подключении к схеме измерительных приборов. Применяемые вольтметры должны иметь высокое входное сопротивление, не ниже 10 ... 20 кОм на вольт шкалы, а применяемые миллиамперметры предельно низкое внутреннее сопротивление. В обоих случаях, зная внутреннее сопротивление приборов, можно вычислить поправку к результатам и тем уменьшить методическую погрешность.

Особенно внимательным надо быть, применяя многопредельные приборы. На каждом пределе надо точно установить цену деления по паспортным данным или инструкции. При использовании осциллографа надо помнить, что *масштаб осциллограммы*, указанной на шкалах ручек управления по осям X и Y, *действителен только в крайнем правом* (по часовой стрелке) *положении ручек плавной регулировки*. В противном случае масштаб должен быть установлен с помощью предварительной калибровки отклонения.

Перед измерениями следует определить диапазоны измеряемых величин, число измерений и значения, которые будет принимать независимая переменная. Число этих значений зависит от вида определяемых зависимостей. Для плавных монотонных зависимостей достаточно иметь 5...6 значений независимой переменной, равномерно распределённых по всему диапазону её изменения. При исследовании зависимостей, имеющих существенно неравномерный ход, число измерений в области большой крутизны кривых должно быть увеличено. В большинстве случаев, если в этом нет необходимости, не производится статистическая обработка результатов измерений, а через экспериментальные точки на глаз наиболее близко к ним проводятся плавные кривые, не выходящие за пределы исследуемого диапазона.

Все измерения, относящиеся к одной исследуемой схеме, должны производиться за короткий промежуток времени без перерыва во избежание появления дополнительной неконтролируемой погрешности в измерениях, обусловленной различными внешними факторами, например, нагревом измерительных и регулирующих приборов, изменением температуры в помещении, колебаниями напряжения питающей сети и т.п.

16.2. Статистическая оценка результатов измерений

Проведя измерения, следует выяснить, насколько результаты могут изменяться при повторных измерениях. Для этого следует построить доверительные интервалы для истинного значения измеряемой величины. Как известно, доверительным интервалом называется интервал, который с заданной вероятностью, называемой доверительной, накрывает истинное значение измеряемой величины.

Обычно доверительные интервалы строят, основываясь на распределении Стьюдента, которым называют распределение случайной величины, вычисленной в предположении нормального распределения,

$$t = \frac{\bar{x} - A}{S_{\bar{x}}},$$

где A – истинное значение измеряемой величины;

$S_{\bar{x}}$ – оценка среднего квадратического отклонения среднего арифметического $\bar{x}$ результатов наблюдений.

Доверительный интервал $[\bar{x} - t_q S_{\bar{x}}, \bar{x} + t_q S_{\bar{x}}]$ отвечает доверительной вероятности

$$\{|\bar{x} - A| \leq t_q S_{\bar{x}}\} = \alpha,$$

где t_q – q -процентная точка распределения Стьюдента; значение t_q находят в таблице, приводимой в книгах по статистике, по числу степеней свободы $k=n-1$ и уровню значимости $q=1-\alpha$;

n – число наблюдений.

Обычно при измерениях доверительную вероятность принимают равной 0,95 или 0,99 и лишь иногда 0,90.

На практике доверительные интервалы строят на основе распределения Стьюдента часто без проверки допустимости этого, поскольку реальные распределения – это обычно более «узкие» распределения, чем нормальное.

В применении к рассматриваемым задачам построения зависимости одной величины от другой следует найти доверительные интервалы для истинного значения вычисленной по результатам опытов величины.

Рассмотрим для примера типичный случай экспериментального изучения зависимости некоторой величины x от параметра z . Для этого измеряют x_1 при некотором значении z_1 , затем x_2 при z_2 и так далее до x_m при z_m . Затем повторяют эти измерения несколько раз, получая n серий измерений. Для дальнейшей статистической обработки находят средние арифметические $\bar{x}_i$ из n измерений x_i при значении параметра z_i , оценку среднего квадратического отклонения $S_{\bar{x}_i}$ и доверительный интервал для каждого из этих средних арифметических.

Вот свод формул для расчётов, обозначения, справочные данные:

n – число отсчётов (число серий измерений);

x_i – значение каждого i -го измерения; $i=1,2,\dots,n$;

$k=n-1$ – число степеней свободы;

α – доверительная вероятность;

$q=1-\alpha$ – уровень значимости;

A – истинное значение измеряемой величины;

t_q – q -процентная точка распределения Стьюдента при заданных k и q ;

$$\bar{x}_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i; \quad S_{\bar{x}_i} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}_i)^2}{n(n-1)}};$$

где $\pm t_q S_{\bar{x}_i}$ – доверительный интервал, такой, что при заданной вероятности α $|\bar{x}_i - A| \leq t_q S_{\bar{x}_i}$.

Примем $\alpha=0,95$, следовательно, $q=0,05$. Выписка из таблицы квантилей распределения Стьюдента приведена в табл. 16.1.

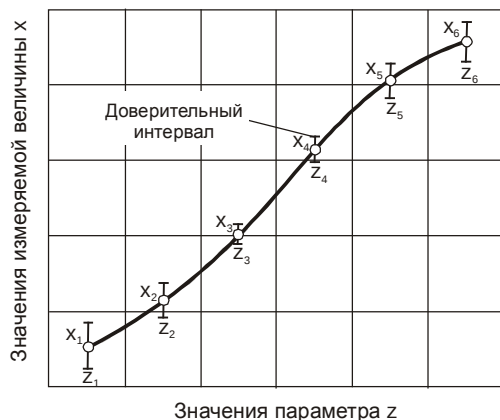
Таблица 16.1

Значения q -процентных точек распределения Стьюдента при $q=0,05$									
Число степеней свободы k	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Значения q -процентных точек	12,71	4,30	3,18	2,78	2,57	2,45	2,36	2,31	2,26

Результаты статистической обработки удобно представить так, как показано в табл. 16.2.

Таблица 16.2

Сводная таблица результатов статистической обработки измерений					
Параметр z_i	z_1	z_2	...	z_{m-1}	z_m
Среднее арифметическое $\bar{x}_i$ результатов измерения			...		
Оценка среднего квадратического результатов измерения $S_{\bar{x}_i}$			...		
Доверительный интервал	$\pm$	$\pm$	...	$\pm$	$\pm$



Рисунок, иллюстрирующий изображение доверительных интервалов

По результатам табл. 16.2 можно построить график изменения x в зависимости от величины z , на котором можно изобразить доверительные интервалы. Обычно доверительные интервалы изображают отрезками прямых длиной $2t_q S_{\bar{x}_i}$, параллельных оси x , середины которых совпадают с $\bar{x}_i$. На рисунке изображена некоторая зависимость измеряемой величины x от параметра z с нанесёнными доверительными интервалами.

16.3. Оформление отчёта

Отчёт о работе – важный этап исследования, от которого зависит польза проделанной работы в будущем. Опытный исследователь не пользуется для черновых записей случайными листками, а всё сводит в единый журнал наблюдений, желательно с бумагой в клеточку, и обязательно отмечает дату и время опыта. Надо выработать у себя привычку правильно оформлять результаты, не применять временных, понятных только в данный момент сокращений, применять только общепринятые символы, сокращения и размерности.

Схемы и графики вычерчивают карандашом с применением чертёжных инструментов. Все элементы схем должны быть выполнены с соблюдением стандартов на графические изображения. Значения аргумента на графиках надо откладывать по горизонтальной оси, значения функции – по вертикальной. На осях координат должны быть приведены названия аргумента и функции и их размерности. Каждый рисунок должен иметь содержательный заголовок, все рисунки должны быть пронумерованы. При изображении на одном графике нескольких кривых их также следует пронумеровать, расшифровку дать в экспликации к рисунку; для большей наглядности кривые дополнительно допускается изображать различными линиями (сплошными, штриховыми, штрихпунктирными).

Примером правильного выполнения рисунков являются рисунки настоящего пособия.

Таблицы должны быть чёткими по содержанию и удобочитаемыми. Каждая таблица должна иметь порядковый номер и название. Все графы головки и боковик должны иметь заголовки, сокращение слов в них не допускается. В заголовках граф (в головке) названия первого яруса надо начинать с прописных букв, названия второго и последующих – со строчных. Размерности цифровых данных, приводимых в таблицах, выносятся в текст боковика, головки или заголовка таблицы в сокращённых условных обозначениях, принятых в СИ. В местах пропусков в графах таблицы за отсутствием данных ставится знак тире. При повторении в последующих строках графы текста предыдущей строки в первой из них ставится «То же», а в остальных – кавычки.

Примеры правильного выполнения таблиц также можно найти в настоящем пособии.

17 ТЕМЫ И РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ПЛАНЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

17.1. Тема 1: исследование характеристик полупроводниковых приборов

Цель исследования:

- 1) экспериментально получить вольт-амперные характеристики полупроводникового диода, стабилитрона, тиристора;
- 2) по полученным характеристикам рассчитать основные параметры исследуемых полупроводниковых приборов

1. Экспериментальная установка

Экспериментальное определение вольт-амперных характеристик лучше производить на специализированных характериографах, собираемых из осциллографа, источников питания, управляющего и калибровочного напряжений, измерительных схем для подключения испытуемых полупроводниковых приборов, вольтметра и миллиамперметра. Возможно построение характеристик по точкам, без осциллографа.

Принципиальные схемы характериографов приведены на рис. 17.1.1...17.1.4. Значения сопротивлений использованных в схемах резисторов и параметры источников напряжений могут быть другими в зависимости от типа применённых полупроводниковых приборов.

2. Дополнительные методические указания

Перед началом экспериментальной части работы следует изучить теоретический материал гл.1.

При измерениях с помощью осциллографа надо знать следующее. При подаче *положительного* напряжения на входы осциллографа Y и X луч отклоняется *вверх* и *вправо*, при этом величина отклонения зависит от положения ручек органов настройки осциллографа, что надо учитывать при расшифровке осциллограмм.

В канале вертикального отклонения Y имеется две ручки регулировки его чувствительности: ступенчатый переключатель коэффициента отклонения, градуированный в вольтах на деление на сетке экрана, и ручка плавного регулирования. Оцифровка ступенчатого переключателя соответствует действительному значению коэффициента отклонения только при крайнем правом (до конца по часовой стрелке) положении ручки плавного регулирования, в противном случае требуется калибровка коэффициента отклонения по известному напряжению, подаваемому на вход Y от внешнего источника. Например, если установлен коэффициент отклонения 5 В/дел., и отклонение луча составляет 3,5 деления, это соответствует измеряемому напряжению $5 \text{ В/дел.} \cdot 3,5 \text{ дел.} = 17,5 \text{ В}$.

Коэффициент отклонения канала горизонтального отклонения X обычно известен лишь приблизительно, поэтому всегда требуется его калибровка. Для этого надо подать на вход X известное напряжение и измерить соответствующую

щее ему перемещение луча по горизонтали. Например, подано напряжение 8 В и луч отклонился на 6 делений. Коэффициент отклонения по каналу X составит $8 \text{ В} : 6 \text{ дел.} = 1,33 \text{ В/дел.}$

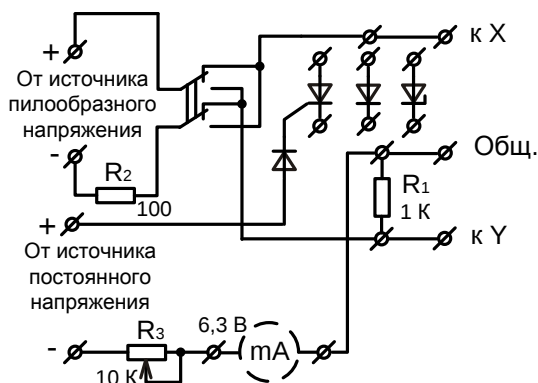


Рис. 17.1.1. Принципиальная схема получения на экране осциллографа вольт-амперных характеристик диода, стабилитрона, тиристора

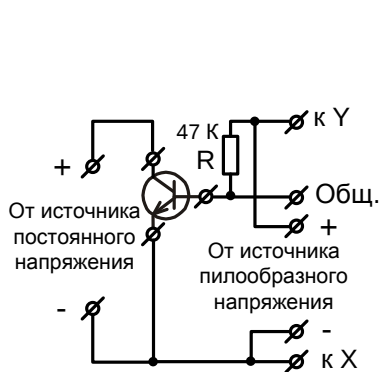


Рис.17.1.2. Принципиальная схема получения на экране осциллографа входных характеристик биполярного транзистора

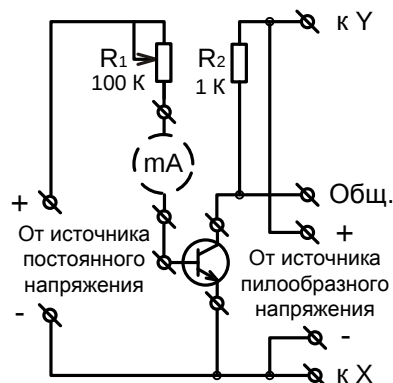


Рис.17.1.3. Принципиальная схема получения на экране осциллографа выходных характеристик биполярного транзистора

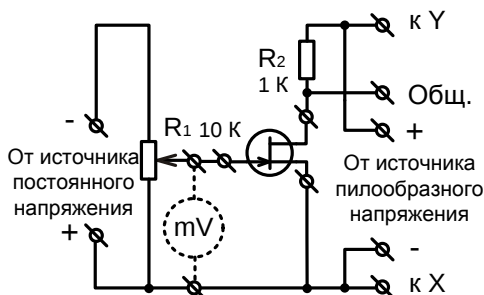


Рис. 17.1.4. Принципиальная схема получения на экране осциллографа выходных характеристик полевого n-канального транзистора с управляющим рп – переходом

У некоторых осциллографов каналы отградуированы в единицах чувствительности дел./В – величине, обратной коэффициенту отклонения. Всё сказанное о вычислении величины напряжения по результатам измерений на осциллограмме остаётся в силе.

В экспериментальной установке ток для построения вольт-амперных характеристик вычисляется по закону Ома по известным значениям напряжения, измеренного осциллографом, и сопротивления резистора, на котором падает

это напряжение. В схеме по рис. 17.1.1 ток анода полупроводникового прибора вычисляется по падению напряжения на R_1 ; в схеме по рис. 17.1.2 ток базы транзистора – по падению напряжения на резисторе R ; в схеме по рис. 17.1.3 ток коллектора – по падению напряжения на R_2 ; в схеме по рис. 17.1.4 ток стока – по падению напряжения на R_2 .

Для обработки осциллограмм полученные на экране кривые следует перерисовать на бумагу в клетку или на миллиметровку по сетке, нанесённой на экран осциллографа, в соответствии с известными коэффициентами отклонения разметить оси координат, а затем производить измерения на этих графиках.

3. Проведение опытов

1) Подключить полупроводниковый диод в установку по рис. 17.1.1, включить пилообразное напряжение с нужной полярностью и получить прямую $I_{пр.} = f_1(U_{пр.})$ и обратную $I_{обр.} = f_2(U_{обр.})$ ветви вольт-амперной характеристики. Вычислить по характеристике прямое и обратное сопротивления диода.

2) Подключить полупроводниковый стабилитрон, получить прямую и обратную ветви его вольт-амперной характеристики. Вычислить по характеристике напряжение стабилизации $U_{ст.}$ и дифференциальное сопротивление $r_{ст.}$.

3) Подключить тиристор и получить прямые ветви его вольт-амперной характеристики при различных значениях тока управляющего электрода от нуля до тока, при котором исчезает участок отрицательного сопротивления. При каждом значении тока управляющего электрода найти напряжение переключения $U_{пер.}$.

Установить ток управляющего электрода равным нулю и получить обратную ветвь вольт-амперной характеристики.

Вычислить прямое и обратное дифференциальные сопротивления тиристора.

4) Установить исследуемый биполярный транзистор в схему по рис. 17.1.2 и получить входную характеристику $I_{б.} = f(U_{бэ.})$ транзистора, включённого по схеме с общим эмиттером, при напряжении $U_{кэ.} = 5 В$.

Вычислить дифференциальное входное сопротивление $r_{бэ.} = \Delta U_{бэ.} / \Delta I_{бэ.}$ при $U_{кэ.} = 5 В$.

5) Установить исследуемый биполярный транзистор в схему по рис. 17.1.3 и получить семейство выходных характеристик $I_{к.} = f(U_{кэ.})$ при $I_{б.} = const$ при трёх значениях тока базы.

Вычислить дифференциальный коэффициент усиления по току $\beta = \Delta I_{к.} / \Delta I_{б.}$ при $U_{кэ.} = 5 В$.

Используя данные полученной ранее входной характеристики, определить крутизну $S = \Delta I_{к.} / \Delta U_{бэ.}$ при $U_{кэ.} = 5 В$.

6) Получить выходные характеристики полевого транзистора по схеме рис. 17.1.4, изменяя $U_{зи.}$ в пределах от $0 В$ до $U_{отс.}$ По горизонтальным участкам выходных характеристик и при некотором значении $U_{си.} = const$ построить передаточную характеристику $I_{с.} = f(U_{зи.})$ и вычислить крутизну этой характеристики для области $U_{зи.} \approx 0$.

На пологом участке выходных характеристик при $U_{зи.} = const$ найти дифференциальные выходные сопротивления $r_{си.} = \Delta U_{си.} / \Delta I_c$ и проверить, действительно ли это сопротивление уменьшается с увеличением тока стока примерно обратно пропорционально величине $\sqrt{I_c}$.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) ключевые вопросы теории, касающиеся определения важнейших параметров и характеристик биполярных и полевых транзисторов, с которыми в дальнейшем будут сравнены опытные данные;
- 2) принципиальные схемы для определения характеристик транзисторов;
- 3) описание и расчёты к определению напряжений по осциллограммам;
- 4) таблицы опытных данных;
- 5) входную и выходные характеристики биполярных транзисторов, передаточную и выходные характеристики полевых транзисторов;
- 6) сводную таблицу результатов расчётов;
- 7) выводы по работе, в которых должна быть отражена близость полученных результатов к ожидаемым.

Контрольные вопросы

1. Нарисовать вольт-амперную характеристику полупроводникового диода и указать на ней примерные значения параметров в характерных точках характеристики.
2. Нарисовать вольт-амперную характеристику стабилитрона.
3. Дать определение дифференциального сопротивления стабилитрона на рабочем участке обратной ветви характеристики.
4. Нарисовать вольт-амперную характеристику тиристора, объяснить её ход, указать примерные значения параметров в характерных точках характеристики.
5. Объяснить, как управлять напряжением переключения тиристора.
6. Объяснить, как закрыть открытый тиристор.
7. Нарисовать входную, передаточную и выходную характеристики биполярного транзистора.
8. Дать определение дифференциальных входного и выходного сопротивлений, коэффициента усиления по току, крутизны и их взаимосвязей.
9. Нарисовать передаточную и выходную характеристики полевого транзистора с управляющим pn -переходом.
10. Нарисовать передаточную характеристику МДП-транзисторов обеднённого и обогащённого типов, дать определение характерных точек характеристик.
11. Дать определение крутизны полевого транзистора.

Библиографический список

1. Тугов Н.М. и др. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов/ Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков; Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.: ил.
2. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.: Бином – Пресс, 2006. – 416 с., ил.
3. Б.Ю. Семёнов. Силовая электроника. – М.: СОЛОН – Пресс, 2005. – 416 с., ил.
4. Мелешкина Л.П. и др. Руководство к лабораторным работам по основам промышленной электроники. Под ред. Л.П. Мелешкиной. Учеб. пособие для втузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Высш. школа, 1977. – 256 с., ил.

17.2. Тема 2: исследование параметрического стабилизатора напряжения

Цель исследования:

- 1) экспериментально получить вольт-амперную характеристику полупроводникового стабилитрона и вычислить его динамическое и статическое сопротивление в различных участках характеристики;
- 2) исследовать параметры параметрического стабилизатора напряжения и определить коэффициенты стабилизации при различных токах нагрузки.

1. Основные теоретические сведения

Питание электронной аппаратуры обычно осуществляется стабилизированным напряжением. Причинами нестабильности питающего напряжения могут быть колебания напряжения и частоты сети, изменения нагрузки, пульсации выпрямленного напряжения. Основными параметрами стабилизаторов является:

коэффициент полезного действия, равный отношению мощности, выделяемой в нагрузке, к входной мощности

$$\eta = \frac{P_H}{P_{вх}} = \frac{U_H I_H}{U_{вх} I_{вх}};$$

коэффициент стабилизации, определяемый или как отношение относительного приращения напряжения на входе стабилизатора $\Delta U_{вх} / U_{вх}$ к относительному приращению напряжения на нагрузке $\Delta U_H / U_H$ при постоянной нагрузке

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} U_H}{\Delta U_H U_{вх}},$$

или просто как отношение величины приращения напряжения на входе стабилизатора $\Delta U_{вх}$ к вызванному им приращению напряжения на выходе стабилизатора $\Delta U_{вых}$

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}};$$

выходное сопротивление, показывающее, во сколько раз изменится напряжение на выходе стабилизатора ΔU_H при изменении тока нагрузки при постоянном входном напряжении

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_H}{I_H}.$$

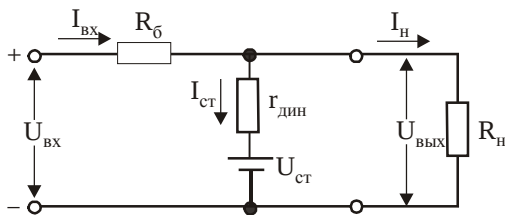


Рис.17.2.1. Параметрический стабилизатор напряжения

Схема простейшего стабилизатора, называемого параметрическим, приведена на рис.17.2.1. Свойства этого стабилизатора определяются, в основном, параметрами стабилитрона VD. В этой схеме колебания входного напряжения $U_{вх}$ или тока нагрузки I_n приводят только к изменению тока через стабилитрон, а напряжение на стабилитроне $U_{ст}$, подключённом параллельно нагрузке, изменяется мало.

Входное напряжение схемы $U_{вх}$ распределяется между балластным резистором $R_б$ и стабилитроном VD:

$$U_{вх} = U_{R_б} + U_{ст},$$

где $U_{R_б} = (I_{ст} + I_n)R_б$ - падение напряжения на резисторе $R_б$ от протекания токов стабилитрона $I_{ст}$ и нагрузки I_n .

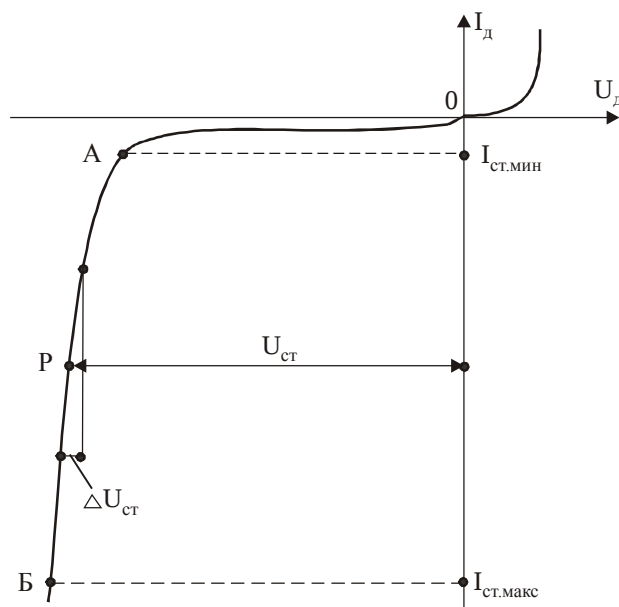


Рис.17.2.2. Типичная вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона: I_d – ток диода; U_d - падение напряжения на диоде

Падение напряжения на стабилитроне $U_{ст}$ определяется вольт-амперной характеристикой стабилитрона (рис.17.2.2) и в пределах рабочего участка от $I_{ст.мин}$ до $I_{ст.макс}$ мало зависит от тока $I_{ст}$. При использовании стабилитрона в схеме параметрического стабилизатора напряжения используется обратная ветвь его характеристики. Рабочим участком AB является её часть, соответствующая обратимому электрическому пробоя и ограниченная максимальным $I_{ст.макс}$ и минимальным $I_{ст.мин}$ токами.

Параметрами стабилитрона являются:

напряжение стабилизации $U_{ст}$ – напряжение на стабилитроне при заданном токе стабилизации $I_{ст}$, в пределах рабочего участка AB изменяющееся мало;

минимальный ток стабилизации $I_{ст.мин}$ – наименьший ток, при котором сохраняется устойчивое состояние пробоя;

максимальный ток стабилизации $I_{ст.макс}$ – наибольший ток, при котором мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает максимально допустимого значения $P_{макс}$:

$$I_{ст.макс} = \frac{P_{макс}}{U_{ст}};$$

превышение $I_{ст.макс}$ приводит к тепловому пробое рп-перехода и разрушению стабилитрона;

динамическое сопротивление $r_{дин}$ – отношение приращения напряжения стабилизации $\Delta U_{ст}$ к вызвавшему его малому приращению тока $\Delta I_{ст}$:

$$r_{дин} = \frac{\Delta U_{ст}}{\Delta I_{ст}};$$

$r_{дин}$ непостоянно в пределах рабочего участка АБ, чем оно меньше, тем лучше осуществляется стабилизация; обычно $r_{дин}$ измеряется на пульсирующем токе;

статическое сопротивление $R_{стат}$ – сопротивление стабилитрона в рабочей точке Р при постоянном токе:

$$R_{стат} = \frac{U_{ст}}{I_{ст}};$$

температурный коэффициент напряжения $\alpha_{ст}$ характеризует изменение в процентах напряжения стабилизации при изменении температуры кристалла стабилитрона на 1 °С.

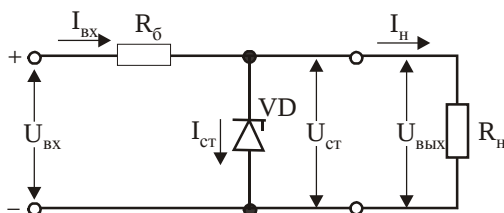


Рис. 17.2.3. Эквивалентная схема стабилизатора для расчёта $K_{ст}$

Для вычисления коэффициента стабилизации заменим принципиальную схему стабилизатора по рис. 17.2.1 эквивалентной ей схемой по рис. 17.2.3, где стабилитрон представлен как источник напряжения $U_{ст}$, включённый последовательно с динамическим сопротивлением $r_{дин}$.

Найдём соотношение между изменениями напряжения на входе $\Delta U_{вх}$ и на выходе $\Delta U_{вых}$ стабилизатора. Для токов имеем соотношения:

$$\begin{aligned} I_{вх} &= I_{ст} + I_{н} \\ I_{ст} &= \frac{U_{вх} - I_{вх} R_{б} - U_{ст}}{r_{дин}}; \\ I_{н} &= \frac{U_{вх} - I_{вх} R_{б}}{R_{н}}. \end{aligned}$$

Отсюда получаем:

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{дин}}} - I_{\text{вх}} \frac{R_{\delta}}{r_{\text{дин}}} - \frac{U_{\text{см}}}{r_{\text{дин}}} + \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}} - I_{\text{вх}} \frac{R_{\delta}}{R_{\text{н}}}.$$

Разрешая относительно $I_{\text{вх}}$ получим:

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{r_{\text{дин}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right) - U_{\text{см}} \frac{1}{r_{\text{дин}}}}{1 + R_{\delta} \left(\frac{1}{r_{\text{дин}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)}.$$

Для выходного напряжения имеем:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - I_{\text{вх}} R_{\delta},$$

или с учётом найденного значения $I_{\text{вх}}$, получаем:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - R_{\delta} \frac{U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{r_{\text{дин}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right) - U_{\text{см}} \frac{1}{r_{\text{дин}}}}{1 + R_{\delta} \left(\frac{1}{r_{\text{дин}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)}.$$

Если подставить в это выражение $U_{\text{вх}} + \Delta U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}} + \Delta U_{\text{вых}}$, а затем вычесть $U_{\text{вых}}$ получим:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{R_{\delta} \left(\frac{1}{r_{\text{дин}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)}{1 + R_{\delta} \left(\frac{1}{r_{\text{дин}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)} \right),$$

откуда после несложных преобразований определяем коэффициент стабилизации $K_{\text{см}}$:

$$K_{\text{см}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} = 1 + \frac{R_{\delta}}{r_{\text{дин}}} + \frac{R_{\delta}}{R_{\text{н}}}.$$

Следовательно, при заданной нагрузке изменение напряжения на выходе по сравнению с изменением напряжения на входе тем меньше, чем больше R_{δ} (и, следовательно, $U_{\text{вх}}$) и чем меньше $r_{\text{дин}}$. Обычно в параметрических стабилизаторах $K_{\text{см}}$ составляет 10 ... 100.

2. Экспериментальная установка

Принципиальная схема предлагаемой установки изображена на рис.17.2.4. В ней использован стабилитрон Д815Д со следующими номинальными данными:

номинальный ток стабилизации	500 мА
минимальный ток стабилизации	25 мА
максимальный ток стабилизации при $t \leq 75^\circ \text{C}$	650 мА
напряжение стабилизации при токе 500 мА	10,8... 13,3В
динамическое сопротивление при токе 500мА при $t=25^\circ\text{C}$	2 Ом
при токе 25мА при $t=25^\circ\text{C}$	20 Ом

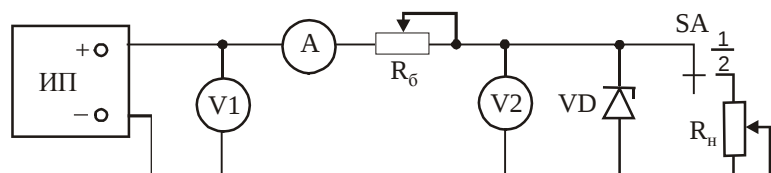


Рис.17.2.4. Схема установки для исследования стабилитрона VD:
ИП – регулируемый источник питания 9 ... 18 В, 500 мА; V1, V2 – цифровые вольтметры;
А – амперметр на 500 мА; VD – стабилитрон Д815Д; SA – переключатель нагрузки;
R_н – переменный резистор нагрузки 25 Ом ... 400 Ом

Для измерения $U_{\text{вх}}$ служит вольтметр V1, для измерения напряжения на стабилитроне и нагрузке – V2. Суммарный ток через стабилитрон $I_{\text{ст}}$ и нагрузку $I_{\text{н}}$ измеряется амперметром А, ток через нагрузку вычисляется по закону Ома как частное от деления показаний вольтметра V2 на сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$. Установкой переключателя SA в положение 1 нагрузка $R_{\text{н}}$ может быть отключена ($R_{\text{н}} = \infty$, холостой ход стабилизатора).

Для получения опытных точек обратной ветви вольт-амперной характеристики именно этого стабилитрона Д815Д рекомендуется устанавливать значения сопротивлений балластного резистора $R_{\text{б}}$ и нагрузки $R_{\text{н}}$, приведённые в таблице (меньшие сопротивления соответствуют большему току). Для уменьшения трудоёмкости опытов рекомендуется в качестве $R_{\text{б}}$ и $R_{\text{н}}$, использовать наборы постоянных резисторов с соответствующей рассеиваемой мощностью и сопротивлением.

Таблица
Рекомендуемые значения сопротивлений резисторов

Сопротивление балластного резистора $R_{\text{б}}$, Ом	Сопротивление резистора нагрузки $R_{\text{н}}$, Ом
$R_{\text{б}1} = 155$ $R_{\text{б}2} = 30$ $R_{\text{б}3} = 7,5$	∞
	$R_{\text{н}1} = 400$
	$R_{\text{н}2} = 130$
	$R_{\text{н}3} = 80$
	$R_{\text{н}4} = 40$
	$R_{\text{н}5} = 30$
	$R_{\text{н}6} = 25$

3. Проведение опытов

1) Опытным путём получить точки и построить статическую характеристику обратной ветви стабилитрона. Для этого:

отключить нагрузку переключателем SA, поставив его в положение 1;

изменяя напряжение источника питания (вольтметр V1), получить точки статической характеристики, измеряя ток стабилитрона амперметром A и напряжение стабилитрона вольтметром V2; обязательно получить точки характеристики при токах стабилитрона 20 мА, 25 мА, 30 мА, 80 мА, 100 мА, 120 мА, 160 мА, 200 мА, 250 мА, 300 мА, 350 мА, 400 мА, 450 мА, 500 мА, установив вначале сопротивление $R_{\delta} = 155 \text{ Ом}$, а затем уменьшая его по мере увеличения тока;

опытные данные свести в таблицу и построить график, аналогичный графику 17.2.2;

вычислить статическое сопротивление стабилитрона $R_{стат}$ в опытных точках статической характеристики, результаты представить в таблице и на графике;

при токах $25 \pm 5 \text{ мА}$, $100 \pm 20 \text{ мА}$, $160 \pm 40 \text{ мА}$, $300 \pm 50 \text{ мА}$, $450 \pm 55 \text{ мА}$ по полученным опытным данным вычислить динамическое сопротивление стабилитрона $r_{дин}$, результаты дать в таблице и на графике.

2) При различных токах нагрузки, изменяя сопротивление нагрузочного и балластного резисторов, измерить коэффициент стабилизации исследуемого параметрического стабилизатора напряжения. Для этого надо выполнить следующие операции.

а) По вольтметру V1 установить входное напряжение стабилизатора равным 16 В;

подключить балластный резистор $R_{\delta 1} = 155 \text{ Ом}$;

подключить резистор нагрузки $R_{н1} = 400 \text{ Ом}$;

измерить входной ток амперметром A и выходное напряжение вольтметром V2, вычислить ток нагрузки и ток через стабилитрон;

по вольтметру V1 увеличить входное напряжение до 17 В;

вновь измерить выходное напряжение вольтметром V2;

вычислить коэффициент стабилизации как отношение изменения входного напряжения к изменению выходного напряжения;

воспользовавшись полученным ранее графиком зависимости динамического сопротивления стабилитрона от тока через него по приведённой выше формуле рассчитать значение коэффициента стабилизации и сравнить его с опытным.

б) проделать такие же операции и вычисления для других значений сопротивления резисторов нагрузки. При этом следует при подключении резисторов нагрузки $R_{н2}$ и $R_{н3}$ включить балластный резистор $R_{\delta 2}$, а при подключении резисторов нагрузки $R_{н4}$, $R_{н5}$, $R_{н6}$ включить балластный резистор $R_{\delta 3}$.

в) Для токов нагрузки, изменяющихся в пределах от 100 до 500 мА, рассчитать выходное напряжение стабилизатора.

г) Полученные опытные и расчётные данные свести в таблицу и построить графики зависимости коэффициента стабилизации от тока нагрузки.

д) Сделать выводы по работе, в которых сравнить полученные в опытах результаты прямого измерения коэффициента стабилизации и результаты расчёта по опытным значениям динамического сопротивления с ожидаемыми из теоретического рассмотрения данного вопроса.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) цель работы;
- 2) основные определения и теоретические сведения, необходимые для осмысления материала, для проведения опытов и расчётов;
- 3) принципиальные схемы параметрического стабилизатора и экспериментальной установки;
- 4) описание и проведение опытов;
- 5) опытные и расчётные данные в виде таблиц и графиков;
- 6) выводы по работе, в которых должны быть оценены погрешность при проведении опытов и близость полученных результатов к ожидаемым из теоретического рассмотрения вопроса.

Контрольные вопросы

1. Перечислить и определить основные параметры стабилизатора напряжения.
2. Нарисовать принципиальную схему параметрического стабилизатора напряжения.
3. Нарисовать статическую характеристику полупроводникового стабилизатора и определить её характерные точки.
4. Дать определение основным параметрам стабилизатора.
5. Вывести формулу, связывающую коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения с параметрами принципиальной схемы и стабилизатора.
6. Объяснить зависимость коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения от параметров стабилизатора и нагрузки.

Библиографический список

1. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.:Бином-Пресс, 2006. – 416 с., ил.
2. Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирование.: Пер. с англ. – Киев.: «МК-Пресс», 2005. – 288 с., ил.
3. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2005. – 528 с.

17.3. Тема 3: градуировка устройства задающего токового ЗУ05

Цель исследования:

- 1) изучить конструкцию, принципиальную схему и схему внешних соединений устройства задающего токового ЗУ05;
- 2) отградуировать шкалу ЗУ05 по внешнему миллиамперметру;
- 3) определить погрешности градуировки шкалы по всему диапазону.

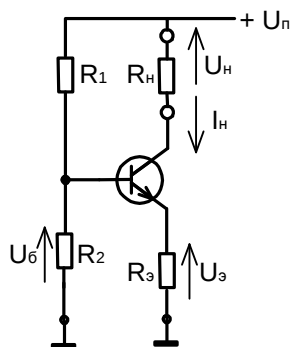
1. Основные теоретические сведения

Для выполнения этой работы нужно предварительно изучить материал гл.3.

Если ЗУ05 нет в наличии, его схему можно собрать на перфорированной плате.

Задающее устройство ЗУ05 систем автоматического управления представляет собой токовый задатчик – источник тока, построенный на биполярном транзисторе по схеме с общим эмиттером. Схема с общим эмиттером с фиксированным напряжением на базе транзистора и нагрузкой в коллекторе представляет собой источник тока. Идеальный источник тока обеспечивает в нагрузке ток, не зависящий от величины сопротивления нагрузки. Для этого надо, чтобы внутреннее сопротивление источника тока было бесконечным, что требует бесконечной величины напряжения источника питания, обеспечивающего этот ток.

Это условие можно обеспечить, если нужно иметь большое внутреннее сопротивление только в определённом интервале входных напряжений. В этом случае большим может быть только дифференциальное внутреннее сопротивление $r_i = dU / dI$, тогда как статическое внутреннее сопротивление может быть малым. Такой является выходная характеристика транзистора. В то время как $U_{кэ} / I_k$ имеет порядок нескольких килоом, выше напряжения насыщения $U_{кэ.нас.}$ дифференциальное сопротивление $dU_{кэ} / dI_k$ составляет сотни килоом и может быть увеличено введением отрицательной обратной связи.



На рис. 17.3.1 изображена простейшая схема источника тока. Нагрузка R_n включена последовательно с транзистором. Пока $U_{кэ} \gg U_{кэ.нас.}$ выходной ток остаётся неизменным.

Для расчёта внутреннего сопротивления запишем следующие соотношения:

$$dI_n = dI_k; dU_{кэ} \approx -dU_n; dI_э = dI_k + dI_б;$$

$$dU_{бэ} = -dI_б(R_1 || R_2) - dI_э R_э.$$

Определив по характеристикам транзистора входное $r_{бэ}$ и выходное $r_{кэ}$ сопротивления, крутизну коллекторного тока S и дифференциальный коэффициент усиления по току β в рабочей точке по выражениям:

Рис. 17.3.1. Источник тока с делителем напряжения

$$r_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} = \left. \frac{\partial U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}}{\partial I_{\bar{\sigma}}} \right|_{U_{\kappa\bar{\sigma}} = \text{const}}; r_{\kappa\bar{\sigma}} = \left. \frac{\partial U_{\kappa\bar{\sigma}}}{\partial I_{\kappa}} \right|_{U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} = \text{const}};$$

$$S = \left. \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}} \right|_{U_{\kappa\bar{\sigma}} = \text{const}}; \beta = \left. \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial I_{\bar{\sigma}}} \right|_{U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} = \text{const}},$$

получим

$$r_i = - \frac{dU_H}{dI_H} = r_{\kappa\bar{\sigma}} + r_{\kappa\bar{\sigma}} \frac{\beta \cdot R_9}{(R_1 \parallel R_2) + r_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} + R_9}.$$

Рассчитаем, например, параметры источника тока для тока 5 мА. Выберем $R_9 = 1 \text{ кОм}$, $U_9 = 5 \text{ В}$ и общее сопротивление делителя напряжения в цепи базы $R_1 \parallel R_2 = 10 \text{ кОм}$. С учётом параметров типичного транзистора $r_{\kappa\bar{\sigma}} = 100 \text{ кОм}$, $\beta = 100$ и $r_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}} = 100 \cdot 26 \text{ мВ} / 5 \text{ мА} = 0,5 \text{ кОм}$ получим $r_i = 969 \text{ кОм}$.

Из формулы видно, что общее сопротивление делителя напряжения $R_1 \parallel R_2$ должно быть низкоомным. Кроме того, r_i зависит от коэффициента усиления β , уменьшающегося с уменьшением тока коллектора. Поэтому в регулируемом источнике тока, выходной ток которого устанавливается изменением $U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}$, зависимость выходного тока от управляющего напряжения отклоняется от линейной, особенно в области малых токов.

2. Устройство задающее токовое ЗУ05 и его технические данные

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 17.3.2.

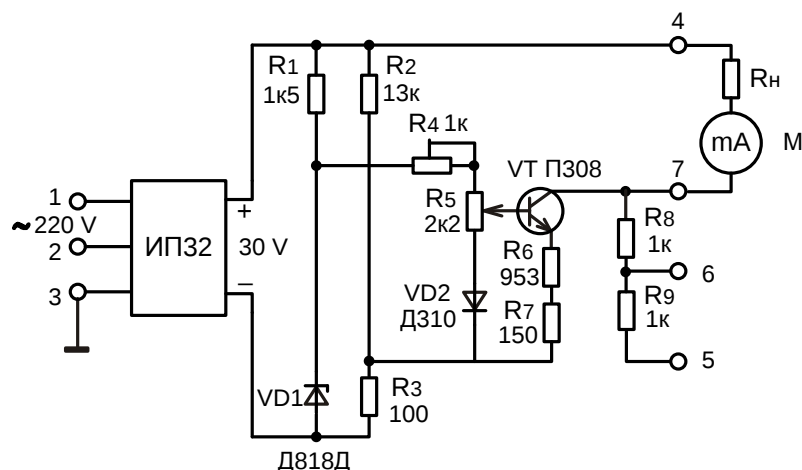


Рис. 17.3.2 Принципиальная схема ручного задатчика ЗУ05 и схема внешних соединений лабораторной установки: ИП32 – встроенный источник питания; $R_{\text{н}}$ - нагрузка задатчика; М – миллиамперметр, предназначенный для градуировки шкалы задатчика (резистора R_5); цифры у выводов – номера контактов штепсельного разъёма

Технические данные ЗУ05.

Параметры питания 220 В (– 15...+10%)

50 ± 1 Гц (60 ± 1 Гц).

Потребляемая мощность 5 ВА.

Диапазон изменения выходного токового сигнала 0...5 мА.

Сопротивление нагрузки может находиться в пределах 0...1 кОм, 1...2 кОм или 2...3 кОм.

Шкала установки выходного сигнала 0...100% с ценой деления 1%, погрешность градуировки шкалы не более 5% от номинального диапазона изменения выходного сигнала.

Вероятность безотказной работы за время 2000 часов не менее 0,97.

Габаритные размеры 80×60×170 мм, масса не более 1 кг.

Устройство состоит из корпуса с передней панелью, на которую выведена ручка «Задание». На задней стороне корпуса расположен штепсельный разъём на 7 цепей.

Устройство питается от одноканального источника постоянного напряжения ИП–32 на 30 В, встроенного в корпус.

Устройство представляет собой источник тока, построенный как однокаскадный усилитель постоянного тока на транзисторе VT по схеме с общим эмиттером и последовательной отрицательной обратной связью (резисторы R_6 и R_7). Нагрузка включается в коллекторную цепь VT при сопротивлении нагрузки 2...3 кОм прямо (между контактами 4 и 7 штепсельного разъёма), через балластный резистор R_8 при сопротивлении нагрузки 1...2 кОм (контакты разъёма 4 и 6) или через резисторы $R_8 + R_9$ при сопротивлении нагрузки 0...1 кОм (контакты разъёма 4 и 5).

Входной сигнал снимается с движка потенциометра R_5 . Если пренебречь током базы VT ввиду его малости, выходной ток в нагрузке I_H равен

$$I_H = \frac{U_{R5} - 0,7 B}{R_6 + R_7}.$$

Питание входных цепей стабилизировано стабилитроном VD1, для компенсации динамического сопротивления которого входная цепь подключена к диагонали моста $R_1 - VD1 - R_2 - R_3$. Температурная стабилизация выходного тока усилителя постоянного тока осуществлена применением в эмиттерной цепи VT медного резистора R_7 , имеющего положительный температурный коэффициент сопротивления, и германиевого точечного диода VD2 в цепи базы.

В схеме задатчика использован кремниевый планарный транзистор П308 структуры n–p–n, имеющий следующие электрические параметры.

Входное сопротивление

при $U_K = 20 В$, $I_9 = 10 мА$ не более

70 Ом

Коэффициент передачи в режиме малого сигнала

при $I_э = 10 \text{ мА}$, $U_к = 20 \text{ В}$	30...90
Сопротивление насыщения коллектор – эмиттер	
при $I_к = 15 \text{ мА}$, $I_б = 3 \text{ мА}$ не более	130 Ом
Обратный ток коллектора при $U_{кб} = U_{кб, макс}$ не более	3 мкА
Обратный ток коллектор – эмиттер при $U_{кэ} = U_{кэ, макс}$, $R_{эб} = 10 \text{ кОм}$ не более:	
при $T = 25^\circ\text{C}$	20 мкА
при $T = 125^\circ\text{C}$	200 мкА
Постоянная рассеиваемая мощность:	
при 20°C	250 мВт
при 120°C	100 мВт

3. Проведение опытов

1) Изучить принцип работы источника тока, определить, какие элементы устройства задающего токового ЗУ05 соответствуют элементам принципиальной схемы источника тока по рис. 17.3.1.

2) Пользуясь справочной литературой и характеристиками транзистора П308, приведёнными на рис. 17.3.3, рассчитать внутреннее сопротивление ЗУ05 при выходных токах от 1 до 5 мА через 1 мА.

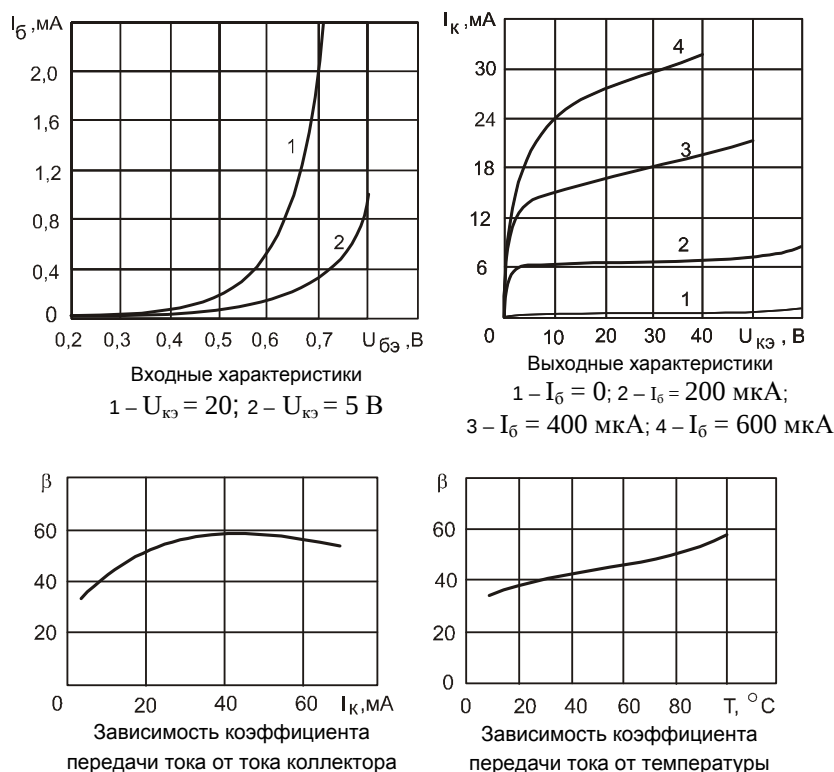


Рис. 17.3.3. Основные характеристики кремниевого планарного *npn* транзистора П308

3) Устанавливая по миллиамперметру выходные токи задатчика от 0 до 5 мА через 0,5 мА, получить зависимость «выходной ток – показания по лимбу задатчика». Результаты представить в таблице и в виде графика.

4) Рассчитать и представить в таблице и на графике абсолютную погрешность установки заданного тока по лимбу задатчика в координатах «показания по лимбу – выходной ток».

5) Рассчитать приведённую погрешность градуировки токового задатчика ЗУ05.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

1) цель работы и краткое описание принципа работы токового задатчика ЗУ05;

2) таблицы результатов и графики;

3) анализ погрешностей токового задатчика ЗУ05;

4) выводы по работе, в которых должны быть обсуждены возможные причины появления погрешности задания тока задатчиком ЗУ05 и приведены максимальная абсолютная и приведённая погрешности.

Контрольные вопросы

1. Объяснить принцип работы источника тока, построенного на биполярном транзисторе по схеме с общим эмиттером.

2. Как влияет на внутреннее сопротивление источника тока коэффициент передачи по току биполярного транзистора?

3. Какие элементы схемы ЗУ05 обеспечивают температурную стабильность тока нагрузки задатчика?

4. Для какой цели в схеме ЗУ05 установлены в цепи коллектора резисторы R_8 и R_9 ?

5. Как повлияет на внутреннее сопротивление источника тока уменьшение сопротивления плеч делителя напряжения R_4 и R_5 ?

6. Как подключить нагрузку сопротивлением 500 Ом?

Библиографический список

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. 3-е изд. – Санкт-Петербург издательство «Пергамент» – 812с., ил.

2. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / К.М. Брежнева, Е.И. Гантман, Т.И. Давыдова и др. Под ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981. – 656 с., ил.

17.4. Тема 4: исследование двухполупериодных однофазных выпрямителей

Цель исследования:

- 1) изучение схем однофазных выпрямителей;
- 2) экспериментальное определение внешних характеристик выпрямителей и параметрического стабилизатора напряжения;
- 3) изучение схем и экспериментальное определение коэффициентов пульсаций L –, C –, LC – и RC – фильтров.

1. Экспериментальная установка

Экспериментальное изучение внешних характеристик выпрямителей и параметров фильтров производится на установке, содержащей двухполупериодные выпрямители, собранные по схеме со средней точкой и по мостовой схеме. В установке с помощью переключателей к выходу выпрямителя можно подключить индуктивный фильтр, ёмкостный, индуктивно-ёмкостный и резистивно-ёмкостный. Установка снабжена регулируемым активным сопротивлением нагрузки и миллиамперметром, измеряющим ток нагрузки. Вольтметры переменного и постоянного тока и осциллограф подключаются к исследуемой схеме внешними соединительными проводами. Принципиальные схемы установки изображены на рис. 17.4.1 и 17.4.2.

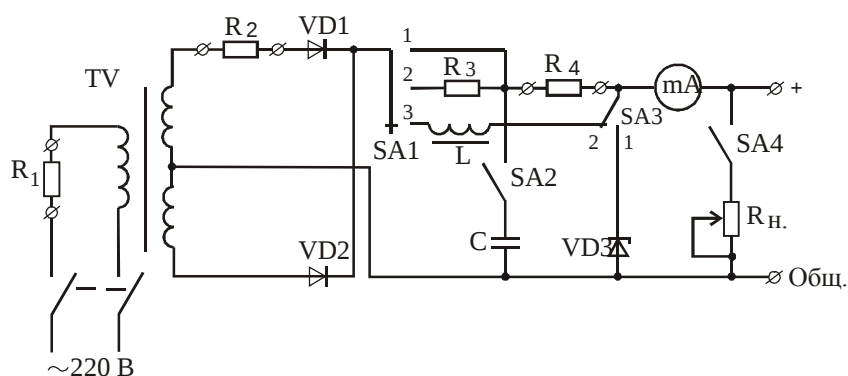


Рис. 17.4.1. Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой с переключаемыми L -, C -, LC -, RC -фильтрами и стабилизатором напряжения с полупроводниковым стабилитроном: VD_1, VD_2 – Д7Г; VD_3 – Д814А; $R_1=20\text{ Ом}$; $R_2=2\text{ Ом}$; $R_3=300\text{ Ом}$; $R_4=200\text{ Ом}$; $R_n=5,6\text{ кОм}$; $C=50\text{ мкФ}$; $L=1,2\text{ Гн}$

В установке по рис. 17.4.1 могут быть собраны следующие схемы.

Переключателем SA_4 к выпрямителю может быть подключена нагрузка R_n , или он переведён в режим холостого хода.

В положении 1 переключателя SA_3 к выходу выпрямителя подключается стабилизатор напряжения с полупроводниковым стабилитроном VD_3 и балластным резистором R_4 ; в положении 2 балластный резистор R_4 замыкается коротко, а стабилитрон отключается.

Переключатели SA_1 и SA_2 позволяют подключить к выходу выпрямителя следующие фильтры.

SA2 включён, SA1 в положении 1 – C-фильтр, в положении 2 – RC-фильтр, в положении 3 – LC-фильтр.

SA2 отключён, SA1 в положении 3 – L-фильтр.

С помощью осциллографа, подключая его к резисторам R_1 , R_2 , R_4 и R_n , можно получить осциллограммы мгновенных значений падения напряжения на этих резисторах и по закону Ома рассчитать мгновенные значения токов соответственно в цепи первичной обмотки трансформатора TV, анода диода VD1, тока в балластном резисторе стабилизатора, тока в нагрузке.

В установке по рис.17.4.2 нагрузка подключается переключателем SA3.

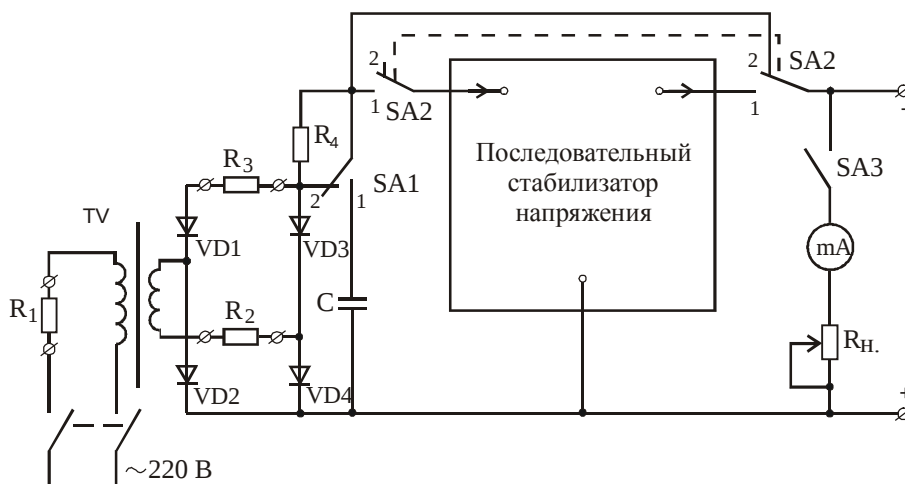


Рис.17.4.2. Двухполупериодный мостовой выпрямитель с RC-фильтром и подключаемым последовательным стабилизатором напряжения:
 $VD_1...VD_4 - Д7Г$; $R_1 = 20 \text{ Ом}$; $R_2 = R_3 = 2 \text{ Ом}$; $R_4 = 82 \text{ Ом}$;
 $R_n = 5,6 \text{ кОм}$; $C = 50 \text{ мкФ}$

Переключателем SA1 в положении 1 к выпрямителю подключается RC-фильтр, в положении 2 фильтр отключается, а его резистор R_4 замыкается накоротко.

Переключателем SA2 выпрямитель с фильтром или без в положении 1 подключается к нагрузке через стабилизатор напряжения, а в положении 2 – напрямую.

Мгновенные значения напряжений и токов измеряются как и в предыдущей схеме с помощью осциллографа.

2. Дополнительные методические указания

Перед началом экспериментальной части работы следует изучить теоретический материал гл.2, а также правила и приёмы работы с электронным осциллографом, изложенные в 16.1.

При построении внешних характеристик выпрямителя надо ориентироваться на теоретические кривые этих характеристик, приведённые на рис.17.4.3 (качественная картина).

Значительные отклонения от хода этих характеристик будут свидетельствовать об ошибках экспериментатора.

При определении коэффициентов пульсаций после фильтра можно воспользоваться следующими упрощающими предположениями.

При использовании индуктивного и индуктивно-ёмкостного фильтра форму мгновенных значений напряжения пульсаций можно приближённо считать синусоидальной, и при ёмкостном и резистивно-ёмкостном фильтрах – треугольной (рис.17.4.4).

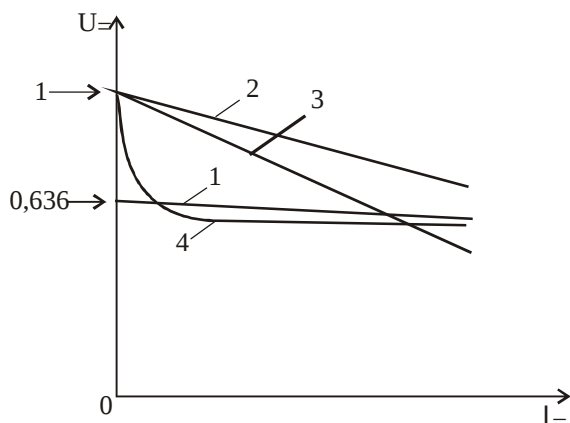


Рис. 17.4.3. Внешние характеристики двухполупериодного выпрямителя: 1 – без фильтра; 2 – с C-фильтром; 3 – с RC-фильтром; 4 – с LC-фильтром

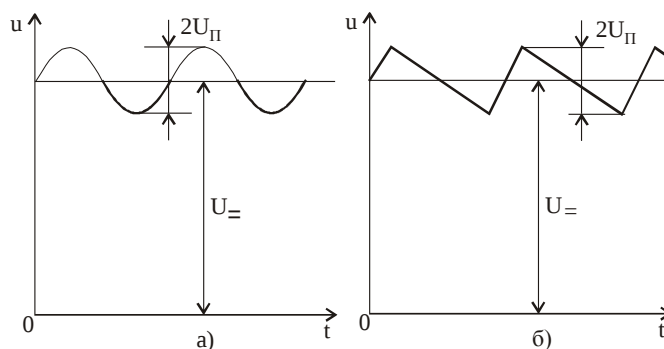


Рис.17.4.4. Упрощенный вид осциллограммы выпрямленного и отфильтрованного напряжения при применении L- и LC-фильтра (а) и R- и RC-фильтра (б)

Как было указано выше в 2.3 коэффициент пульсаций $k_{П}$ определяется так:

$$k_{П} = \frac{\text{эфф. значение всех переменных составляющих}}{\text{постоянная составляющая}}.$$

Эффективное значение синусоидального пульсирующего напряжения можно посчитать по результатам измерения размаха напряжения пульсаций на осциллограмме и коэффициенту амплитуды, который для синусоидального напряжения равен $\sqrt{2}$, а для треугольного $\sqrt{3}$ при любом положении вершины треугольника.

Тогда получим для коэффициентов пульсаций после фильтра $k_{П.Ф.}$:

$$\text{при синусоидальных пульсациях } k_{П.Ф.} = \frac{2U_{н.}}{2\sqrt{2}U_{=}};$$

$$\text{при треугольных пульсациях } k_{П.Ф.} = \frac{2U_{н.}}{2\sqrt{3}U_{=}},$$

где $U_{П}$ – размах напряжения пульсаций;

$U_{=}$ – постоянная составляющая.

При определении коэффициента пульсаций через амплитуду переменной составляющей получим при любой форме напряжения пульсаций:

$$k_{П.Ф.} = \frac{U_{П.}}{U_{=}}.$$

При расчёте коэффициента сглаживания фильтра $k_c = \frac{k_{П\partial.Ф.}}{k_{П.Ф.}}$ в качестве

коэффициента пульсаций до фильтра $k_{П\partial.Ф.}$ надо использовать:

при определении $k_{П\partial.Ф.}$ через эффективное значение $k_{П\partial.Ф.} = 0,48$;

при определении $k_{П\partial.Ф.}$ через амплитуду $k_{П\partial.Ф.} = 0,67$.

3. Проведение опытов

1) К выходным гнёздам установки по рис.17.4.1 подключить вольтметр постоянного напряжения и осциллограф и снять и построить внешнюю характеристику выпрямителя без стабилизатора $U_{=} = f(I_{=})$ по 4 ... 5 точкам, считая точку при отключённой нагрузке. Одновременно в каждой точке зарисовать осциллограммы напряжения и рассчитать по ним мгновенные значения напряжения пульсаций. Переключая вход осциллографа с выхода схемы на резистор R_2 , зарисовать осциллограммы и рассчитать по ним мгновенные значения анодного тока диода VD1.

С помощью нужных переключений выполнить указанные измерения на выпрямителе без фильтра, с С-фильтром, с L-фильтром, с LC-фильтром, с RC-фильтром.

Рассчитать коэффициенты пульсации и коэффициенты сглаживания при разных нагрузках.

2) Подключить стабилизатор напряжения, провести измерения и построить внешнюю характеристику выпрямителя с RC-фильтром. Зарисовать и обработать осциллограммы выходного напряжения.

3) К выходным гнёздам установки по рис.17.4.2 подключить вольтметр постоянного тока и осциллограф и по 4 ... 5 точкам снять и построить внешнюю характеристику выпрямителя

- а) без фильтра и без стабилизатора,
- б) без фильтра и со стабилизатором,
- в) с RC-фильтром и без стабилизатора,
- г) с RC-фильтром и стабилизатором.

Рассчитать коэффициенты пульсаций и коэффициенты сглаживания при разных нагрузках.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) основные теоретические сведения о работе двухполупериодных выпрямителей;
- 2) основные теоретические сведения о работе фильтров;
- 3) основные положения о расчёте коэффициентов пульсаций и коэффициентов сглаживания фильтров;

- 4) основные положения функционирования и расчёта схем параметрического стабилизатора с полупроводниковым стабилитроном;
- 5) таблицы экспериментальных данных, осциллограммы и результаты их расшифровки;
- 6) экспериментально определённые коэффициенты пульсаций и стабилизации;
- 7) обсуждение хода выходных характеристик;
- 8) выводы по работе, в которых следует отразить близость экспериментально полученных результатов к предсказанным теоретически.

Контрольные вопросы

1. Нарисовать схему однополупериодного выпрямителя и объяснить его работу.
2. Нарисовать схему двухполупериодного выпрямителя с выводом от средней точки трансформатора и объяснить его работу.
3. Нарисовать схему мостового двухполупериодного выпрямителя и объяснить его работу.
4. Объяснить, чему равно обратное напряжение на выпрямительных диодах в этих схемах без фильтра.
5. Написать, чему равно средневывпрямленное и эффективное значения выпрямленного напряжения при однополупериодном и двухполупериодном выпрямлении.
6. Дать определение коэффициента пульсаций.
7. Дать определение к.п.д. выпрямителя.
8. Нарисовать схемы С-, L-, LC- и RC-фильтров и объяснить их работу.
9. Дать определение коэффициента сглаживания фильтра.
10. Объяснить, как экспериментально определить коэффициенты пульсаций и сглаживания фильтров.
11. Объяснить ход внешних характеристик выпрямителя без фильтра, с С-, L-, LC- и RC-фильтром.
12. Нарисовать примерный вид изменения мгновенных значений тока через выпрямительные диоды в схемах без фильтра и с С-, L-, LC- и RC-фильтрами.

Библиографический список

1. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.: Бином – Пресс, 2006. – 416 с., ил.
2. Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирования.: Пер. с англ. – К.: «МК – Пресс», 2005. – 288 с., ил.
3. Семёнов Б.Ю. Силовая электроника. – М.: СОЛОН – Пресс, 2005. – 416 с.: ил. (Серия «Библиотека инженера»)
4. Мелешкина Л.П. и др. Руководство к лабораторным работам по основам промышленной электроники. Под ред. Л.П. Мелешкиной. Учеб. Пособие для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Высш. Школа, 1977. – 256 с.: ил.

17.5. Тема 5: интегральный операционный усилитель и его применение в схемах инвертирующего, неинвертирующего и дифференциального усилителей

Цель исследования:

- 1) изучить схемотехнику и параметры операционных усилителей;
- 2) научиться компенсировать напряжение сдвига нулевой точки;
- 3) собрать схемы инвертирующего, неинвертирующего и дифференциального усилителей с заданным коэффициентом усиления и исследовать их статические характеристики.

1. Экспериментальная установка

Лабораторная установка представляет собой макетную панель, подключаемую к внешнему источнику питания с напряжениями постоянного тока +15 и -15 В и переменного тока с напряжением 6,3 В и частотой 50 Гц. В макетную панель вмонтированы операционный усилитель К140УД7 и набор постоянных и переменных резисторов. Постоянные резисторы имеют класс точности не ниже 1,0, требуемые значения сопротивлений переменных резисторов устанавливаются самим экспериментатором по цифровому омметру класса точности 1,0. Выводы операционного усилителя и резисторов подсоединены к гнездам коммутационного поля.

Интегральный операционный усилитель – сложное и, можно сказать, очень нежное микроэлектронное изделие, которое легко разрушить неумелым обращением. При работе с интегральным операционным усилителем надо соблюдать следующие простые правила.

- 1) Нельзя подавать напряжения питания на усилитель с неправильной полярностью.
- 2) Нельзя подавать слишком большое дифференциальное напряжение, например, нельзя один вход ОУ заземлить, а на другой подать напряжение питания любой полярности.
- 3) Нельзя даже кратковременно допускать замыкание выхода на землю или на любой из источников питания.
- 4) Нельзя делать переключения в схеме при включённом питании.

2. Методические указания

Перед началом экспериментальной части работы надо изучить теоретический материал, изложенный в гл. 4. В ней же приведены принципиальные схемы, по которым собираются макетные схемы перечисленных выше усилителей и все требуемые расчётные формулы.

3. Проведение опытов

- 1) Компенсация напряжения сдвига нуля ОУ.

Для компенсации напряжения сдвига нуля ОУ к выводам 1 и 5 ОУ подключите концы потенциометра 10 кОм, движок потенциометра пока ни с чем не соединяйте. По рис. 4.5 соберите схему инвертирующего усили-

теля с коэффициентом усиления $K_{o.c.} = 10$, рассчитав требуемые значения сопротивлений резисторов R_1 и $R_{o.c.}$, вход которой заземлите. Измерьте выходное напряжение усилителя и запишите его величину. Вычислите напряжение сдвига нуля до компенсации по формуле $U_{сдв} = U_{вых} / K_{o.c.}$.

Соедините движок потенциометра с источником питания ОУ -15 В. Перемещайте движок потенциометра, пока выходное напряжения не станет равным нулю, скомпенсировав тем напряжение сдвига нуля.

При последующем исследовании других схем этот потенциометр должен быть подключён, а его движок оставаться в найденном положении.

2) Исследование инвертирующего усилителя.

Отсоедините вход собранной схемы инвертирующего усилителя с установленным расчётным путём коэффициентом усиления $K_{o.c.} = 10$ от земли и измерьте коэффициент усиления сначала на постоянном токе, а затем на переменном. Для этого на вход схемы с одного из делителей напряжения надо подать напряжение порядка полувольта. На постоянном токе определите полярность входного и выходного сигналов. Совпадает ли измеренное значение коэффициента усиления с расчётным значением $K_{o.c.} = -R_{o.c.} / R_1$?

Измените в 10 раз номиналы обоих резисторов в той же схеме при сохранении $K_{o.c.} = 10$ и повторите опыты. Объясните полученные результаты.

Вычислите величину R_1 для получения коэффициента усиления $K_{o.c.} = 20$ при $R_{o.c.} = 200 \text{ кОм}$ и соберите схему. Плавно изменяя входное напряжение от нуля в отрицательную и в положительную стороны и измеряя $U_{вых}$, постройте зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$ вплоть до насыщения, аналогичную зависимости, показанной на рис. 4.2. Найдите значения $U_{вых.мин.}$ и $U_{вых.макс.}$ для экземпляра К140УД7, установленного в макетной панели.

3) Исследование неинвертирующего усилителя.

Вычислите величину R_1 для получения коэффициента усиления неинвертирующего усилителя 11 при $R_{o.c.} = 500 \text{ кОм}$. Соберите схему по рис. 4.6 с этими значениями $R_{o.c.}$ и R_1 и измерьте её коэффициент усиления на постоянном токе. Определите и сравните между собой полярности входного и выходного напряжений.

Вычислите значения $R_{o.c.}$ и R_1 для получения коэффициентов усиления 10 и 100 и соберите соответствующие схемы по рис. 4.6. Измерьте в этих схемах коэффициент усиления на постоянном и переменном токе и сравните его с теоретическим. Зарисуйте на переменном токе осциллограммы входного и выходного напряжений. Объясните искажения формы выходного напряжения, наблюдающиеся на осциллограммах при значительных входных напряжениях.

4) Исследование повторителя напряжения.

Соберите схему повторителя напряжения по рис. 4.7. На постоянном и на переменном токе получите зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$ во всём диапазоне выходного напряжения. Зарисуйте и опишите по осциллограммам форму сигналов переменного тока на входе и на выходе схемы.

Вместо перемычки между выходом усилителя и инвертирующим входом поставьте резистор сопротивлением 30 кОм и вновь получите зависимость $U_{вых}$

от $U_{вх}$ на переменном или на постоянном токе и сравните с уже полученной зависимостью.

5) Исследование дифференциального усилителя.

Соберите схему согласнорис. 4.8, установив $R_{o.c.}=R'_{o.c.}=100 \text{ кОм}$ и $R_1=R_2=10 \text{ кОм}$. Проверьте для неё правильность компенсации напряжения сдвига нуля, заземлив оба входа, если нужно, подкорректируйте движком потенциометра 10 кОм . По приведённым формулам вычислите, а затем измерьте выходное напряжение $U_{вых}$ два раза: при $U_1 = +0,2 \text{ В}$ и $U_2 = -0,3 \text{ В}$ и при $U_1 = +0,2 \text{ В}$ и $U_2 = +0,3 \text{ В}$.

Вычислите $R_{o.c.}$ и $R'_{o.c.}$ чтобы получить $U_{вых} = 20(U_2 - U_1)$ при $R_1=R_2=10 \text{ кОм}$. Соберите схему с вычисленными сопротивлениями и измерьте $U_{вых}$ при $U_1 = +0,1 \text{ В}$ и $U_2 = -0,1 \text{ В}$.

Вычислите значение R_2 , чтобы при $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_{o.c.} = 100 \text{ кОм}$ и $R'_{o.c.} = 30 \text{ кОм}$ выходной сигнал $U_{вых}$ был вдвое больше по отношению к U_1 , чем по отношению к U_2 , т.е. чтобы коэффициент при U_1 в формуле для $U_{вых}$ был вдвое больше коэффициента при U_2 . Соберите схему с заданными значениями R_1 , $R_{o.c.}$, $R'_{o.c.}$ и вычисленным значением R_2 и проверьте результат измерением.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) принципиальные схемы собранных исследуемых усилителей, расчёты к ним, опытные данные и графики;
- 2) по каждому из усилителей сравнение результатов измерений с результатами, предсказанными теоретически, и с анализом причин расхождений, если они есть.

Контрольные вопросы

1. Чему равны коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления идеального операционного усилителя?
2. Что такое напряжение сдвига нуля и чем оно вызвано в усилителе на биполярных транзисторах?
3. Нарисовать схемы для измерения коэффициента ослабления синфазного сигнала.
4. Нарисовать схемы инвертирующего, неинвертирующего, дифференциального усилителей и повторителя напряжения.
5. Нарисовать схемы для компенсации напряжения сдвига в этих схемах.
6. Написать формулы для расчёта коэффициента усиления с обратной связью для перечисленных выше схем.
7. Доказать возможность или невозможность построения дифференциального усилителя, у которого выходной сигнал был бы вдвое больше по отношению к U_2 чем к U_1 .

Библиографический список

1. Лабораторные работы по основам промышленной электроники: Учеб. пособие / О.М. Князьков, А.Е. Краснопольский, П.С. Культиасов и др.; Под ред. В.Г. Герасимова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1989. - 175 с.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Пер. с англ. 5-е изд. Санкт-Петербург: Издательство «Пергамент», 2003. - 710 с.

17.6. Тема 6: исследование активного фильтра нижних частот второго порядка с характеристикой типа Баттерворта

Цели исследования:

- 1) изучить принципы построения активных фильтров;
- 2) рассчитать элементы фильтра для получения частоты среза 150 Гц, построенного с использованием повторителя напряжения на операционном усилителе;
- 3) экспериментально получить амплитудно-частотную характеристику фильтра;
- 4) графическим построением найти действительную частоту среза f_{cp} и частоту f_c конца переходного участка;
- 5) найти величину ослабления на переходном участке.

1. Экспериментальная установка

Схема установки приведена на рис.17.6.1. На вход исследуемого фильтра 3 подаётся переменное напряжение, поступающее от генератора низких частот 1. Это напряжение измеряют вольтметром переменного тока 2. К выходу фильтра подключён милливольтметр переменного тока 4 с закрытым входом.

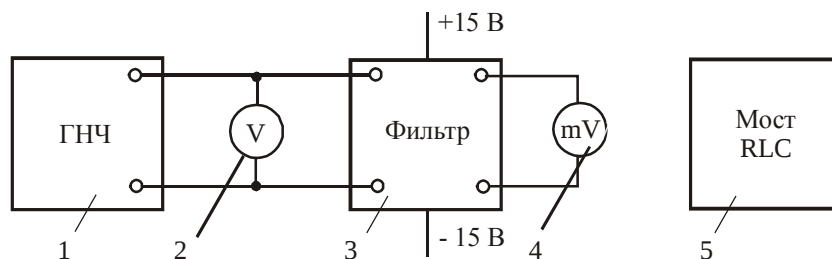


Рис.17.6.1. Лабораторная установка: 1 – генератор низких частот; 2 - вольтметр переменного тока; 3 – исследуемый фильтр; 4 – милливольтметр переменного тока; 5 – измерительный мост

В состав установки входит мост переменного тока 5 для измерения величины ёмкостей и сопротивлений или другие измерительные приборы, выполняющие те же функции и обеспечивающие измерение ёмкостей с погрешностью не более 5% и сопротивлений с погрешностью не более 2 %.

Фильтр нижних частот (рис.17.6.2) собран на стандартном операционном усилителе К140УД7, допускающем короткое замыкание на выходе. Поскольку для измерения выходного напряжения использован милливольтметр переменного тока с закрытым входом, компенсация смещения нуля на выходе операционного усилителя не требуется.

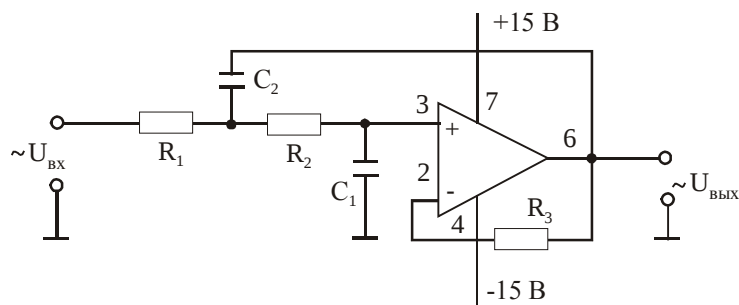


Рис.17.6.2. Активный фильтр второго порядка

В состав установки входит источник питания, дающий два напряжения (+15 В и – 15 В) для операционного усилителя.

2. Методические указания по выполнению исследования

Основные теоретические сведения о параметрах и расчёте компонентов фильтров приведены в гл. 5.

Для расчёта ФНЧ следует задаться величиной резисторов $R_1 = R_2 = R$. Учитывая, что входное сопротивление усилителя К140УД7 составляет примерно 500 ... 750 кОм, R должно быть выбрано порядка десятков килоом, например, $R = 10$ кОм.

После того как выбрано R , из набора резисторов надо отобрать два одинаковых резистора близкой к выбранной величины, измеряя их с помощью моста или цифрового омметра. Пусть найдено два резистора с $R = 9,86$ кОм. С использованием этого значения R по формулам из табл.5.2 следует вычислить значения ёмкостей C_1 и C_2 , а затем подобрать их из набора конденсаторов, измеряя их мостом.

В данном исследовании неравенство входных токов операционного усилителя не существенно, однако лучше использовать в качестве R_3 резистор с сопротивлением $R_3 = R/2$.

Для получения амплитудно-частотной характеристики фильтра надо подать на вход фильтра по возможности большое напряжение, однако такое, чтобы избежать ограничения напряжения, связанного с насыщением операционного усилителя. Для К140УД7 при напряжении питания +15 В входное напряжение составляет $U_{вх} = 8$ В (эффективное значение). Частоту входного напряжения следует изменять в диапазоне 25 Гц ... 25 кГц. На каждой частоте надо измерять входное $U_{вх}$ и выходное $U_{вых}$ напряжения (эффективные значения) и найти коэффициент передачи фильтра K_{ϕ} как отношение $U_{вых}/U_{вх}$; в этом случае постоянство величины $U_{вх}$ не принципиально.

Учитывая, что в вольтметрах и милливольтметрах переменного тока при измерениях на низких частотах имеется завал амплитудно-частотной характеристики, результаты измерения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ надо будет скорректировать по паспортным данным применяемых приборов.

Для получения удобного для дальнейшей обработки графика амплитудно-частотной характеристики фильтра оси графика следует разметить в логарифмических масштабах. По горизонтали должна быть отложена частота f в гер-

цах, размеченная в единицах lgf . По вертикали сверху вниз должен быть отложен коэффициент передачи фильтра (в данном случае коэффициент ослабления) K_ϕ в децибелах, т.е. $K_\phi = 20lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$.

3. Выполнение работы

1) При заданной частоте среза $f_{cp} = 150 \text{ Гц}$ рассчитать компоненты ФНЧ второго порядка с характеристикой типа Баттерворта, а именно, R_1, R_2, C_1, C_2 , построенного с использованием повторителя напряжения, с коэффициентом передачи фильтра $K_\phi = 1$.

2) Подобрать компоненты фильтра из имеющегося набора резисторов и конденсаторов, измеряя их мостом переменного тока с погрешностью не выше
5% для конденсаторов
2% для резисторов.

В случае необходимости можно соединять резисторы и конденсаторы последовательно или параллельно.

3) С полученными компонентами собрать схему фильтра, а затем лабораторную установку.

4) В лабораторном журнале заготовить таблицу результатов

Частота, Гц	$U_{вх}, \text{ В}$	$U_{вых}, \text{ В}$	$U_{вых}/U_{вх}$	$K_\phi = 20lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$

5) Подать на вход фильтра напряжение $U_{вх} = 8 \text{ В}$ с частотой 25 Гц и измерить выходное напряжение $U_{вых}$. Найти коэффициент передачи фильтра на данной частоте по формуле

$$K_{\phi 25} = 20lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

6) Увеличить частоту на 20 Гц, померить напряжение и вычислить $K_{\phi 45}$.

7) Повторять предыдущий пункт до частоты 300 Гц, после которой продолжать увеличивать частоту через 100 Гц до 1000 Гц, а далее до 25 кГц через 1 кГц.

8) Построить график амплитудно-частотной характеристики в координатах « $lgf - K_\phi = 20lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ ».

9) Геометрическими построениями на графике найти частоту среза f_{cp} , частоту f_e и наклон характеристики на переходном участке в дБ на октаву. За коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте считать коэффициент передачи на частоте 25 Гц, т.е. $K_o = K_{\phi 25}$, а за коэффициент передачи на «бесконечной» частоте коэффициент передач на частоте 25 кГц, т.е. $K_\infty = K_{\phi 25000}$.

10) Сравнить полученные результаты с ожидавшимися из теоретического рассмотрения вопроса.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) основные сведения об активных фильтрах нижних и верхних частот;
- 2) схемы ФНЧ и обязательно исследуемую схему ФНЧ;
- 3) таблицу результатов и график, на котором произведены построения для нахождения f_{cp} , f_v и ослабления на переходном участке;
- 4) обсуждение результатов и сравнение их с предсказанными теоретически;
- 5) выводы по работе в целом.

Контрольные вопросы

1. Объяснить, что понимается под термином «активный фильтр».
2. Нарисовать переходную характеристику ФНЧ.
3. Нарисовать переходную характеристику ФВЧ.
4. Определить понятия f_{cp} , f_v .
5. Объяснить, как рассчитывается ослабление на переходном участке.
6. Объяснить, чем отличаются фильтры типа Бесселя, Баттерворта, с критическим затуханием, Чебышева.
7. Нарисовать принципиальные схемы ФНЧ 2-го порядка.
8. Нарисовать принципиальную схему ФНЧ 1-го порядка.
9. Нарисовать принципиальную схему ФНЧ 3-го порядка.
10. Объяснить, как рассчитывать компоненты ФНЧ, использованного в опытах.

Библиографический список

1. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.:Бином-Пресс, 2006. – 416 с., ил.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Пер. с англ. 5-е изд. Перераб. и доп. – СПб.: Издательство «Пергамент», 2003. – 710 с., ил.
3. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1998. – 583 с., ил.
4. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2005. – 528 с.

17.7. Тема 7: исследование основных схем триггеров

Цель исследования:

- 1) изучить функциональные схемы триггеров, построенных на элементах И-НЕ и ИЛИ-НЕ;
- 2) изучить схемы тактированных RS-, D-, JK-триггеров;
- 3) собрать схемы указанных триггеров, экспериментально подтвердить функциональные таблицы триггеров, получить характеристические уравнения триггеров.

1. Экспериментальная установка

Для продуктивной работы установка должна представлять собой набор интегральных логических схем, объединённых между собой цепями питания.

Помимо логических схем на стенде должна быть собрана бездребезговая кнопка «S/R». При нажатой кнопке «S/R» на её выходе S имеется логический сигнал 1, а на выходе R – логический сигнал 0; при отпущенной кнопке «S/R» на выходе S имеется сигнал 0, а на выходе R – сигнал 1. Схема кнопки должна быть снабжена устройством индикации с двумя светодиодами. Каждый светодиод светится, когда на соответствующем выходе имеется логический сигнал 1.

В стенде должна иметься также схема для генерирования единичного тактового сигнала С, снабжённая кнопкой. При нажатии этой кнопки на выходном гнезде появляется положительный импульс напряжения с крутыми фронтами и высотой, соответствующей логическому сигналу 1. Длительность этого тактового импульса должна быть равна времени нажатия кнопки.

Эта схема также должна быть снабжена устройством индикации, светодиод которого светится при наличии тактового импульса на выходе С.

Для сборки тактированного RS-триггера в стенде следует смонтировать импульсную входную схему.

Для определения логических состояний на входах и выходах собранных схем можно пользоваться тестером или индикатором состояния с пороговой схемой и светодиодом. Светодиод светится, если сигнал на входе индикатора не менее минимального уровня, допустимого для логической 1.

Внимание! Запрещается соединять выходы логических схем с выходами кнопок «S/R» и «С», и между собой, это приведёт к разрушению интегральных схем.

2. Методические указания

Теоретический материал, который необходимо усвоить для выполнения экспериментальной части работы, изложен в главах 7 и 8. В гл. 7 рассмотрены основные методы задания и упрощения переключательных функций, с помощью которых можно получить характеристические уравнения изучаемых в настоящем исследовании триггеров. В гл. 8 изложены принципы работы триггеров и приведены логические схемы, по которым строятся схемы синхронных триггеров для экспериментальной части работы.

3. Проведение опытов

1) Изучить схемы И-НЕ- и ИЛИ-НЕ-триггеров (см.рис.8.2 и 8.4).

Набрать схемы триггеров на стенде и, подавая входные сигналы от кнопки «S/R» или иным способом, получить данные для заполнения таблиц состояний И-НЕ- и ИЛИ-НЕ-триггеров из эксперимента. Провести столько опытов, сколько нужно, чтобы убедиться, что при подаче входных комбинаций, вызывающих состояние «Память» на выходах обоих триггеров, действительно запоминается любое из разрешённых выходных состояний.

Опытным путём убедиться, что одновременная подача на оба входа И-НЕ-триггера логических нулей, а на оба входа ИЛИ-НЕ-триггера логических единиц нарушает работу триггеров, и поэтому эти входные комбинации должны быть запрещены.

Результаты оформить в виде таблиц, аналогичных табл. 8.1 и 8.2, сделать выводы.

2) Изучить схемы RS-триггеров.

а) Набрать на стенде схему RS-триггера по рис. 8.8а, подключить ко входам триггера кнопки «S/R» и «С», а к выходу индикатор состояния. Используя все комбинации входных сигналов, составить таблицу истинности RS-триггера.

Опытным путём определить, с каким фронтом тактового сигнала совпадает момент срабатывания триггера.

б) Те же опыты провести с RS-триггером, построенным по рис. 8.8 б.

в) Сформулировать, в чём сходство и в чём отличие в поведении RS-триггеров, построенных по рис. 8.8а и 8.8б.

г) Собрать RS-триггеры R-типа на основе схем по рис. 8.8а и 8.8б, по опытным данным составить таблицы истинности RS-триггеров R-типа, вывести характеристические уравнения этих триггеров, отметить сходство и различие в поведении обоих триггеров.

д) Пользуясь осциллографом, для схемы по рис. 8.8а получить при подаче тактового сигнала осциллограммы напряжений на выходе импульсной входной схемы, подключённой к элементам И-НЕ-триггера, для различной информации на входах R и S.

3) Изучить схемы D-триггера (рис. 8.10).

На схемах прозрачного и непрозрачного D-триггеров опытним путём изучить их реакцию на одну и ту же последовательность сигналов на входах D и C, показанную на рис. 17.7.1, объяснить различия в поведении этих триггеров.

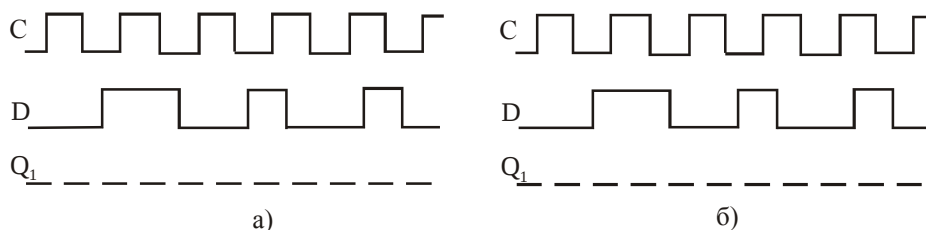


Рис.17.7.1. Временная диаграмма состояний D-триггера:
а) для схемы, построенной на основе непрозрачного RS-триггера;
б) для схемы, построенной на основе непрозрачного RS-триггера

Экспериментально получить данные для заполнения таблицы истинности для D-триггера и вывести характеристическое уравнение этого триггера.

4) Изучить Т-триггер.

Собрать схему Т-триггера по рис. 8.11 и проверить её работу. Сформулировать временные соотношения между тактовым сигналом и моментом переключения Т-триггера. Экспериментально получить таблицу истинности для составления характеристического уравнения Т-триггера и вывести это уравнение.

5) Изучить JK-триггер.

На основе схемы Т-триггера по рис. 8.11 собрать схему JK-триггера. Сформулировать временные соотношения между тактовым сигналом и моментом переключения JK-триггера. Экспериментально получить таблицу истинности для составления характеристического уравнения JK-триггера и вывести это уравнение.

На основе схемы JK-триггера собрать схемы по рис. 8.12б и 8.12в. Сопоставляя эксперимент с полученными ранее таблицами истинности, проверить соответствие работы этих схем условиям работы RS- и D-триггеров.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) краткое содержание ключевых вопросов теоретического введения;
- 2) схемы триггеров всех типов;
- 3) теоретически и экспериментально полученные таблицы состояний И-НЕ- и ИЛИ-НЕ-триггеров, выводы по их сходству и отличию;
- 4) анализ сходства и различий в работе прозрачных и непрозрачных RS- и D-триггеров;
- 5) временные диаграммы состояний для прозрачного и непрозрачного D-триггеров, анализ их сходства и различия;
- 6) осциллограммы напряжений в импульсной входной схеме, связанные между собой во времени;
- 7) таблицы истинности и вывод характеристических уравнений RS-, D-, Т- и JK-триггеров;
- 8) анализ возможности построения схем RS- и D-триггеров на основе схемы JK-триггера;
- 9) выводы по отдельным этапам работы и по работе в целом.

Контрольные вопросы

1. Что такое триггер?
2. Нарисовать логические структуры И-НЕ- и ИЛИ-НЕ-триггеров и сформулировать условия их функционирования.
3. Нарисовать логическую структуру RS-триггера R-, S- и E- типа и вывести их характеристические уравнения.
4. Нарисовать логическую структуру D-триггера и вывести характеристическое уравнение.

5. Объяснить, чем отличается функционирование прозрачного и непрозрачного триггера.

6. Нарисовать логическую структуру Т-триггера и вывести характеристическое уравнение.

7. Нарисовать логическую структуру JK-триггера и вывести характеристическое уравнение.

8. Объяснить, как функционирует JK-MS-триггер.

Библиографический список

1. Электронные промышленные устройства: Учеб. для студ. вузов спец. «Пром. электрон.» / В.И. Васильев, Ю.М. Гусев, В.Н. Миронов и др. – М.: Высш. шк., 1988. – 303 с.: ил.

2. Потёмкин И.С. Функциональные узлы цифровой автоматики.– М.:Энергоатомиздат, 1988.– 320 с.: ил.

3. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.: Бином – Пресс, 2006. – 416 с., ил.

17.8. Тема 8: синтез синхронных счётных схем на триггерах

Цель исследования:

- 1) синтезировать на JK-триггерах схемы делителей частоты поступающих импульсов в отношении 3:1 и 7:1;
- 2) синтезировать реверсивный двухразрядный и кольцевой трёхразрядный двоичный счётчик;
- 3) набрать на лабораторном стенде синтезированные схемы и шаг за шагом убедиться в соответствии их работы заданным условиям.

1. Экспериментальная установка

Экспериментальная установка должна представлять собой набор логических интегральных схем и триггеров серии К133 или 155 ТТЛ, расположенных на плате и объединённых между собой цепями питания. Собственного источника питания стенд может не иметь, а подключаться к внешнему источнику напряжения постоянного тока 5 В.

Для индикации состояния триггеров на выходе каждого из них должен быть горящий светодиод, когда на выходе Q триггера имеется состояние 1.

Для подачи сигнала 1 на все неиспользуемые входы элементов ТТЛ И и И-НЕ их надо соединить с положительным полюсом источника питания +5 В через резистор 1 кОм, подключая к одному резистору не более 20 входов. Для подачи сигнала 0 на неиспользуемые входы элементов И-ИЛИ-НЕ используется нулевая шина источника питания.

Для установки триггеров в начальное состояние можно применить специальную схему, состоящую из инвертора, резистора сопротивлением 10 кОм, конденсатора ёмкостью 1 мкФ и кнопки, снабжённой гравировкой «Нач. уст.». К схеме следует подключить светодиод, который горит, когда на выходе инвертора имеется состояние 1.

Входные импульсы на счёт в счётных схемах, собранных на тактируемых триггерах, подаются на общий тактовый вход «С», полученный соединением тактовых входов всех триггеров. Все тактовые входы триггеров следует соединить, и тактовый сигнал на них подаётся от бездребезговой кнопки, собранной на RS-триггере и перекидной кнопке. Схема кнопки должна быть снабжена устройством индикации. При нажатии кнопки подаётся сигнал на тактовые входы всех триггеров, и загорается светодиод.

Внимание! Нельзя соединять между собой и с обеими шинами источника питания выходы логических схем и триггеров, это неминуемо приведёт к выходу интегральных схем из строя.

2. Методические указания по выполнению работы

Перед выполнением расчётной и экспериментальной частей работы следует изучить материал гл. 8 и 9, в которых изложены условия срабатывания синхронных триггеров применяемых в работе типов и вывод уравнения применения каждого из триггеров проектируемой схемы. В гл. 9 разобран пример синтеза схемы, аналогичный заданиям данной работы.

3. Программа опытов и порядок их выполнения

1) Собрать на лабораторном стенде схему по рис. 9.3, приведённую на рисунке в рассмотренном примере синтеза.

а) Нажав кнопку «Нач. уст.», установить триггеры в состояние 000. Отметить, по какому фронту импульса – переднему или заднему – произошла установка триггеров в заданное состояние. Нажав кнопку «Нач. уст.» ещё раз, отметить реакцию схемы на этот сигнал.

б) Нажать кнопку «С». Зафиксировать в журнале реакцию триггеров на нажатие этой кнопки. Отпустить кнопку «С», отметить реакцию на это триггеров.

Повторить нажатие кнопки «С» ещё четыре раза, записывая каждый раз состояния всех триггеров. Сравнить полученные результаты с правой и левой частями приведённой таблицы состояний триггеров и удостовериться в правильности работы схемы.

в) Определить иерархию тактового входа и входов начальной установки состояний триггеров. Для этого, пользуясь кнопкой «С», записать в схеме комбинацию 010. Согласно таблице, следующей комбинацией должна быть комбинация 100. Проверить, какая комбинация будет получена, если нажать кнопку «С» и, не отпуская её, нажать кнопку «Нач. уст.», затем отпустить кнопку «С», после чего отпустить кнопку «Нач. уст.». Видоизменить опыт, выполнив ещё две последовательности действий:

- нажать «С» - нажать «Нач. уст.» - отпустить «Нач. уст.» - отпустить «С»;
- нажать «Нач. уст.» - нажать «С» - отпустить «С» - отпустить «Нач. уст.».

Зафиксировать в журнале все наблюдаемые изменения состояний, сформулировать соотношение между приоритетами тактового сигнала и сигнала начальной установки.

г) Изменить набором на стенде комбинацию, в которую устанавливаются триггеры сигналом «Нач. уст.», на комбинацию 100. Подавая кнопкой «С» тактовые импульсы, записать последовательность комбинаций состояний триггеров и сравнить результаты с исходной таблицей. Сделать выводы.

2) Составить таблицу истинности и синтезировать схему делителя частоты поступающих импульсов в отношении 7:1. Собрать схему этого делителя частоты с цепями начальной установки на стенде. По-тактно получить таблицу истинности собранной схемы, сравнить её с составленной исходной таблицей истинности, убедиться в правильности работы схемы.

3) Составить таблицу истинности реверсивного двухразрядного двоичного счётчика. В левую часть таблицы истинности, относящуюся к такту n , кроме состояний триггеров А и В ввести сигналы V – разрешение на счёт «вперёд» и R – разрешение на счёт «назад», утя, что комбинация $V = R$ невозможна. Синтезировать схему. Набрать на стенде. Такт за тактом получить таблицу истинности собранной схемы, сравнить её с исходной таблицей истинности, убедиться в правильности работы схемы.

4) Составить таблицу истинности кольцевого трёхразрядного счётчика, передающего одну 1 по кольцу из трёх триггеров при каждом тактовом импульсе. Синтезировать схему, сформулировать условия начальной установки состояний триггеров. Набрать схему на стенде. Поступая, как описано выше, убедиться в правильности работы схемы.

5) Составить таблицу истинности кольцевого трёхразрядного счётчика, передающего 0 по кольцу из трёх триггеров при каждом тактовом импульсе. Синтезировать схему, сформулировать условия начальной установки. Набрать схему на стенде и убедиться в правильности её работы.

6) Исследовать работу схемы начальной установки состояний триггеров. Ко входу инвертора подключить осциллограф, откалиброванный по входу вертикального отклонения с помощью источника напряжения и вольтметра. Получить и зарисовать с известными масштабами по вертикальной оси и по оси времени осциллограммы напряжения на входе инвертора при нажатии и отпускании кнопки «Нач. уст.». Получить аналогичные осциллограммы на выходе инвертора. Сопоставить осциллограммы между собой и с характеристиками интегральных схем ТТЛ. Объяснить перегибы на осциллограммах.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) цель работы и этапы синтеза синхронных схем с триггерами;
- 2) исходные таблицы истинности, уравнения, диаграммы Карно, результаты упрощения, синтезированные схемы, экспериментальные таблицы истинности, выводы по всем пунктам для делителя 7:1, двоичного реверсивного двухразрядного счётчика, кольцевых счётчиков;
- 3) схему устройства начальной установки, схему калибровки осциллографа или описание этого процесса, осциллограммы работы схемы начальной установки, анализ результатов, выводы;
- 4) выводы по работе в целом.

Контрольные вопросы

1. Перечислить этапы синтеза синхронных схем с триггерами.
2. Объяснить способ составления уравнения применения.
3. Как осуществляется согласование уравнения применения и характеристического уравнения триггера.
4. Синтезировать на D-триггерах схему для примера, рассмотренного в гл. 9.
5. Сформулировать соотношения приоритетов сигналов начальной установки, тактового и информационных.
6. Объяснить, в каких случаях требуется подача сигнала начальной установки, а в каких нет.
7. Какой логический уровень сигнала должен быть на входах предустановки триггеров во время работы схемы?
8. Как подаётся тактовый сигнал на отдельные триггеры схемы.

Библиографический список

1. Артамонов Ю.С. Исследование основных схем триггеров: Методические указания к лабораторным работам по дисциплине «Электроника» для студентов специальности 2102. Магнитогорск: МГТУ, 2000, 18 с.
2. Артамонов Ю.С. Синтез схем на триггерах: Методическая разработка. – Магнитогорск: МГМИ, 1979, 20 с.
3. Потёмкин И.С. Функциональные узлы цифровой автоматики.– М.:Энергоатомиздат, 1988.– 320 с.: ил.

17.9. Тема 9: цифро–аналоговые преобразователи (ЦАП)

Цели исследования:

- 1) изучить принцип действия ЦАП;
- 2) научиться рассчитывать параметры резистивных цепей ЦАП и суммирующего усилителя;
- 2) собрать и исследовать работу схем ЦАП.

1. Экспериментальная установка

Экспериментальная установка должна представлять собой макетную панель с набором элементов схем ЦАП, выводы которых подключены к гнездам наборного поля. Установка подключается к внешнему источнику питания с напряжениями +15 В и -15 В с общей средней точкой.

В макетной панели следует использовать операционный усилитель К140УД7, источник регулируемого опорного напряжения $U_{on.}$, механические и КМОП-ключи и набор переменных резисторов, из которых собираются резистивные схемы ЦАП. Установка требуемых рассчитанных сопротивлений резисторов должна производиться по цифровому омметру класса точности 1,0, а величина $U_{on.}$ – по цифровому вольтметру класса точности 0,5.

2. Методические указания

Перед выполнением экспериментального раздела работы необходимо изучить материал гл. 13, в котором изложены принципы работы ЦАП с двоично-взвешенными резисторами и резистивной цепью R-2R и приведены формулы для расчёта сопротивлений резисторов. Подбор сопротивлений резисторов на макетной панели следует делать с наивысшей точностью, достижимой с применяемым с комплектом измерительных приборов.

Сопротивления открытых КМОП-ключей в схеме ЦАП с двоично-взвешенными резисторами определяются расчётным путём по результатам двух опытов. В первом опыте собирается схема с механическими ключами, сопротивления которых в замкнутом состоянии пренебрежительно малы, и измеряются выходные напряжения ЦАП при подаче двоичных чисел 0001, 0010, 0100, 1000, т.е. при замыкании ключа только в одном разряде. Во втором опыте механические ключи заменяются КМОП-ключами, на их входы подаются комбинации 1110, 1101, 1011, 0111 (сигналы на входах КМОП-ключей инверсны!), т.е. также при срабатывании ключа только при одном разряде, и вновь измеряются выходные напряжения ЦАП. Эти напряжения будут меньше напряжений в предыдущей серии опытов, поскольку последовательно с резисторами резистивной цепи теперь включены значительные сопротивления КМОП-ключей.

По этим выходным напряжениям можно рассчитать сопротивления ветвей резистивной схемы, и по разности рассчитанных и установленных сопротивлений можно найти сопротивления КМОП-ключей.

Сопротивления КМОП-ключей могут оказаться неодинаковыми, поэтому в таблице результатов следует привести все четыре полученных значения.

3. Проведение опытов

3.1. Исследование ЦАП с двоично-взвешенными резисторами

Вначале исследуется ЦАП, собираемый по рис. 13.4.

По выбранному значению $U_{\text{вых.макс.}}$ рассчитайте требуемые значения $U_{\text{оп.}}$ и $R_{\text{о.с.}}$. Рассчитайте величины сопротивлений резистивной схемы, установите эти значения по омметру и соберите схему с механическими ключами.

Измерьте выходные напряжения ЦАП при всех значениях управляющего кода. Постройте передаточные характеристики идеального и реализованного ЦАП и определите погрешности полной шкалы $\delta_{\text{н.ш.}}$, линейности $\delta_{\text{л.}}$ и дифференциальную нелинейность $\delta_{\text{л.д.}}$.

Замените механические ключи КМОП-ключами по рис. 13.7 и, не изменяя сопротивления резисторов, вновь измерьте выходные напряжения ЦАП при всех значениях управляющего кода и постройте передаточную характеристику. Используя выборки из данных предыдущего опыта и опыта с КМОП-ключами, рассчитайте сопротивления открытых КМОП-ключей.

3.2. Исследование ЦАП с резистивной цепью R-2R

Исследуется ЦАП по рис. 13.5.

По выбранному ранее значению $U_{\text{вых.макс.}}$ рассчитайте требуемые значения $U_{\text{оп.}}$, $R_{\text{о.с.}}$ и сопротивления резисторов R-2R. Установите требуемые значения резисторов и соберите схему ЦАП.

При всех значениях управляющего кода измерьте выходные напряжения ЦАП, постройте его передаточную характеристику и определите погрешности $\delta_{\text{н.ш.}}$, $\delta_{\text{л.}}$ и $\delta_{\text{л.д.}}$.

Сравните результаты, полученные в данном опыте и в обоих предыдущих, и объясните причины расхождений, если они имеются.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) необходимые теоретические положения для объяснения принципов работы ЦАП;
- 2) принципиальные схемы собранных ЦАП;
- 3) расчёты элементов схем ЦАП;
- 4) опытные данные в таблицах и на графиках;
- 5) сравнение результатов измерения с предсказанными теоретически с анализом причин расхождения.

Контрольные вопросы

1. Рассчитать коэффициент усиления по напряжению ОУ в схеме по рис. 13.4, когда в положение, соответствующее логической единице, установлен только ключ K_{a2} , а $R_{\text{о.с.}} = R$.
2. Назовите два недостатка ЦАП по рис. 13.4.
3. Какому условию должен удовлетворять элементарный делитель напряжения резистивной цепи R-2R?

4. В чём недостаток ЦАП с КМОП-инверторами в качестве ключей?
5. Нарисовать элементарную ячейку R-2R с МОП-ключами и объяснить функционирование ключей.
6. Почему при переходе между соседними комбинациями может меняться единичное приращение выходного напряжения q_i ?

Библиографический список

1. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.: Бином – Пресс, 2006. – 416 с., ил.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Пер. с англ. 5-е изд. перераб. и доп. – СПб.: Издательство «Пергамент», 2003. - 710 с., ил.
3. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.: ил.

17.10. Тема 10: аналого–цифровые преобразователи (АЦП)

Цели исследования:

- 1) изучить принципы аналого-цифрового преобразования;
- 2) исследовать работу параллельного и последовательного АЦП.

1. Экспериментальная установка

Экспериментальная установка должна иметь собой две макетные панели: параллельного АЦП (рис. 14.2) и последовательного АЦП с единичным приближением (рис. 14.3). Панели подключаются к внешнему источнику питания с напряжениями +15 В и -15 В относительно общей точки.

В параллельном трёхразрядном АЦП уровни опорных напряжений каждого из компараторов могут устанавливаться независимо от всех остальных с помощью регулируемых потенциометров по цифровому вольтметру класса точности 0,5.

В трёхразрядном АЦП с единичным приближением выходы двоичного счётчика подключены к светодиодным индикаторам, что упрощает процесс определения его состояния. Внутренний трёхразрядный ЦАП собран по схеме с резистивной цепью R-2R лестничного типа. Состояние компаратора определяется по светодиодному индикатору, входное напряжение и напряжение обратной связи измеряются внешним цифровым вольтметром.

Сигналы ТАКТ, СТРОБ, СБРОС подаются вручную от бездребезговых кнопок, выдающих сигнал 1 при нажатии, а сигнал 0 при отпускании кнопок.

2. Методические указания по выполнению работы

Основные теоретические положения работы АЦП и схемы АЦП изложены в гл. 14. Дополнительно надо знать следующее.

Для иллюстрации влияния сдвига опорного напряжения на напряжение $U_{-0,5МЗР}$ рассмотрим работу трёхразрядного параллельного АЦП. Пусть напряжение, соответствующее кванту младшего разряда $U_{1МЗР}$, равно 1,0 В, входное напряжение полной разрядной сетки $U_{ПРС}$ тогда составляет 8,0 В, а напряжение старшего значащего разряда $U_{СЗР}$ будет 7,0 В. Без сдвига на $U_{-0,5МЗР}$ опорные напряжения семи компараторов будут равны 1,0; 2,0; ...; 7,0 В. Цифровой выходной код будет соответствовать табл. 17.10.1.

Максимальный цифровой выходной код равен 111, а максимальная систематическая ошибка квантования в каждом одновольтовом (1 МЗР) поддиапазоне входного напряжения составит 1 В.

Если все опорные напряжения уменьшить на $U_{0,5МЗР}$, то они будут равны 0,5; 1,5; ... 6,5 В, в результате чего передаточная характеристика будет определяться по табл. 17.10.2, а максимальная систематическая ошибка квантования составит $\pm 0,5$ В.

Из этих примеров можно понять, как назначать уровни квантования для формирования заданного вида передаточной характеристики при исследовании работы АЦП в ходе выполнения экспериментальной части исследования.

Таблица 17.10.1

Работа АЦП без сдвига $U_{оп.}$ на $U_{-0,5МЗР}$

Входное напряжение, В	Цифровой выходной код	Аналоговый эквивалент выходного кода, В
$0 < U_{вх.} < 1,0$	000	0
$1,0 < U_{вх.} < 2,0$	001	1,0
$2,0 < U_{вх.} < 3,0$	010	2,0
$3,0 < U_{вх.} < 4,0$	011	3,0
$4,0 < U_{вх.} < 5,0$	100	4,0
$5,0 < U_{вх.} < 6,0$	101	5,0
$6,0 < U_{вх.} < 7,0$	110	6,0
$7,0 < U_{вх.} < 8,0$	111	7,0

Таблица 17.10.2

Работа АЦП со сдвигом $U_{оп.}$ на $U_{-0,5МЗР}$

Входное напряжение, В	Цифровой выходной код	Аналоговый эквивалент выходного кода, В
$0 < U_{вх.} < 0,5$	000	0
$0,5 < U_{вх.} < 1,5$	001	1,0
$1,5 < U_{вх.} < 2,5$	010	2,0
$2,5 < U_{вх.} < 3,5$	011	3,0
$3,5 < U_{вх.} < 4,5$	100	4,0
$4,5 < U_{вх.} < 5,5$	101	5,0
$5,5 < U_{вх.} < 6,5$	110	6,0
$6,5 < U_{вх.} < 7,5$	111	7,0

3. Проведение опытов

3.1. Исследование работы параллельного АЦП

По выбранному значению напряжения полной разрядной сетки $U_{ПРС}$ рассчитайте значения опорных напряжений для каждого из компараторов для получения передаточной характеристики по рис. 14.1 г. Установите по вольтметру требуемые опорные напряжения. Изменяя $U_{вх.}$ от 0 до $U_{СЗР}$ и измеряя сигналы на выходах компараторов, постройте передаточную характеристику АЦП и определите по ней ошибку линейности $\delta_{л.}$, суммарную нелинейность $\delta_{л.с.}$ и дифференциальную нелинейность $\delta_{д.}$. Результаты измерений представьте двумя таблицами. В одной из них отразите измеренные значения входного напряжения в моменты срабатывания компараторов, состояния компараторов, выходной код и аналоговый эквивалент выходного кода. В другой таблице для каждого из кодов приведите значения ошибок $\delta_{л.}$ и $\delta_{д.}$.

После каждого срабатывания очередного компаратора с помощью сигнала СТРОБ передавайте результат преобразования в выходной триггерный регистр.

Обратите внимание, по какому фронту стробирующего импульса (по переднему или заднему) осуществляется запись кода в регистр.

3.2. Исследование последовательного АЦП с единичным приближением

Измерьте $U_{СЗР}$ АЦП. Для этого подберите такое минимальное входное напряжение, при котором выходной код может ещё принимать значение 1111. Управление АЦП производите вручную от кнопок СБРОС и ТАКТ.

Плавно изменяя $U_{вх.}$ в пределах от 0 до $U_{СЗР}$, постройте передаточную характеристику АЦП. В этом опыте измеряйте также напряжение обратной связи, соотнося его по времени с изменением состояния компаратора; постройте его зависимость в функции выходного кода.

Определите $\delta_{л.}$, $\delta_{л.с.}$, $\delta_{д.}$.

Результаты измерений представьте в виде таблиц и графиков.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) принципиальные схемы АЦП, расчёты к ним, опытные данные в таблицах и графиках;
- 2) сравнение результатов измерений с предсказанными теоретически и анализом причин расхождений;
- 3) соотношения между моментами подачи сигналов СБРОС, ТАКТ, СТРОБ при управлении АЦП и изменениями сигнала обратной связи, входного напряжения и срабатывания компаратора.

Контрольные вопросы

1. Перечислить методы аналого-цифрового преобразования.
2. Указать назначение выходных регистров АЦП.
3. Написать переключательную функцию, описывающую работу приоритетного шифратора.
4. Сформулируйте условия работы выходного регистра на D-триггерах.
5. Какой уровень принимает сигнал на выходе компаратора в последовательном АЦП, когда напряжение на его инвертирующем входе превысит напряжение на неинвертирующем?
6. Чему равно напряжение обратной связи в последовательном АЦП, если счётчик сброшен в состояние 000?

Библиографический список

1. Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. – СПб.: КОРОНА принт; М.: Бином – Пресс, 2006. – 416 с., ил.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Пер. с англ. 5-е изд. перераб. и доп. – СПб.: Издательство «Пергамент», 2003. – 710 с., ил.
3. Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.: ил.

17.11. Тема 11: синтез комбинаторных схем промышленной автоматики

Цели исследования:

- 1) освоить методику описания работы схем технологической автоматики таблицами включений;
- 2) синтезировать схемы управления механизмами прокатного стана;
- 3) изготовить макет схемы на интегральных микросхемах ТТЛ серии 155 и убедиться в правильности работы схемы

1. Экспериментальная установка

Установка представляет собой макетную панель, желательна в виде печатной платы, заключённой в рамку, снабжённую разъёмом. На печатной плате устанавливаются микросхемы серии К155, четыре датчика (кнопки) входных сигналов уровня ТТЛ, два индикатора логических сигналов уровня ТТЛ со светодиодами. В наборе интегральных схем должны быть К155ЛА1, К155ЛА2, К155ЛА3, К155ЛА4, К155ЛА6, К155ЛР1. Цоколёвка этих интегральных схем изображена на рис.17.11.1, а схемы датчиков и индикаторов на рис.17.11.2.

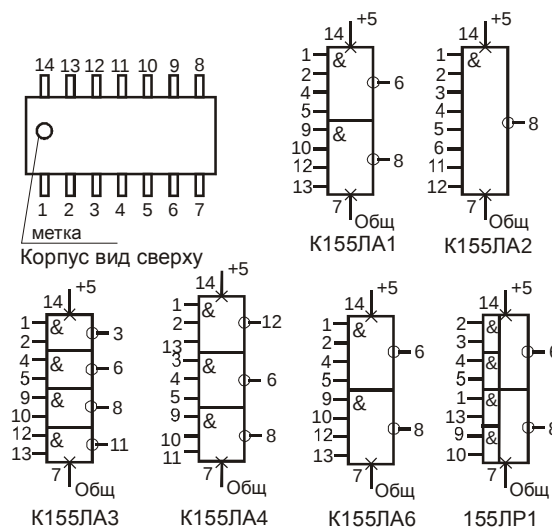


Рис.17.11.1. Цоколёвка интегральных схем, устанавливаемых в макетной панели

Сборка схем осуществляется пайкой, этим же способом комбинаторная схема соединяется своими входами с выходами датчиков, а выходами – со входами индикаторов.

Питание стенда осуществляется от внешнего источника питания $5\text{ В} \pm 0,2\text{ В}$ через разъём.

Каждый из четырёх датчиков представляет собой контактное устройство, состоящее из кнопки с перекидным контактом и двух резисторов по 560 Ом . При ненажатом состоянии кнопки, например, SA1 верхнее по схеме гнездо датчика соединено с шиной Общ., а нижнее гнездо через 560 Ом соединено с $+5\text{ В}$ источника питания. Если принята положительная логика, т.е. логической 1 соответствует высокий уровень напряжения, а логическому 0 – низкий, то на

верхнем гнезде датчика будет сигнал 0, а на нижнем 1. В соответствии с этим верхнее гнездо имеет обозначение x_1 , а нижнее $\bar{x}_1$.

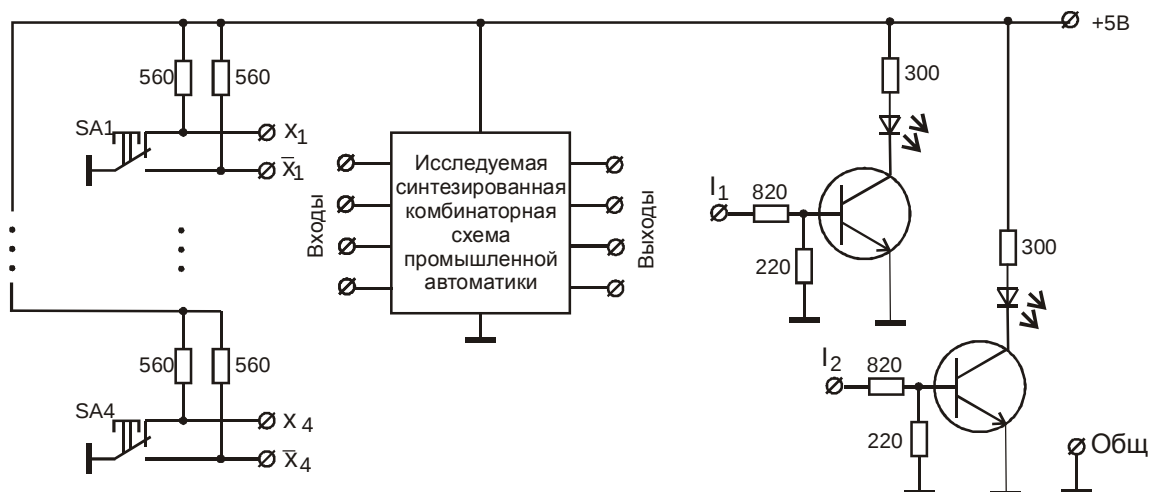


Рис.17.11.2. Схема макетной панели: SA1...SA4 – датчики, $I_1...I_4$ – индикаторы логического состояния.

Индикаторов логических сигналов два. Каждый индикатор представляет собой транзисторный однокаскадный усилитель мощности со светодиодом в коллекторной цепи и делителем напряжения в цепи базы. При подаче на вход индикатора логической единицы транзистор открывается и загорается светодиод.

2. Методические указания по выполнению исследования

Синтез схем промышленной автоматики в данной работе осуществляется по таблицам включений, описание пользования которыми изложено в гл.10. Для предлагаемых простых задач автоматизации исходные таблицы включений уже являются комбинаторными, поэтому надобности во введении элементов обратной связей нет, и прямо по исходным таблицам можно получить переключательные функции для выходных параметров (сигналов).

После получения таблицы включений без совпадающих тактов по ней можно получить переключательные функции для всех выходных сигналов.

Последовательность операций при синтезе комбинаторной схемы можно уяснить из приведённого ниже примера.

Задача

Спроектировать схему управления подъёмно-поворотным столом и рольгангом перед уширительной клетью стана горячей прокатки листа. План участка подъёмно-поворотного стола со схемой размещения приводов и датчиков наличия металла и положения механизмов изображён на рис.17.11.3.

Механизм подъёма стола $M_{\text{под}}$ представляет собой пневмоцилиндр, воздух в который подаётся и сбрасывается пневматическим клапаном с электрическим управлением. При подаче тока в катушку клапан соединяет полость пневмоци-

линдра с нагнетающей магистралью, при отключении тока воздух из цилиндра сбрасывается.

Механизм поворота стола $M_{пов}$ приводится во вращение от нереверсивного электродвигателя, управляемого электромагнитным контактором.

Рольганг имеет групповой привод от электродвигателя. Все ролики рольганга снабжены редукторами с коническими шестернями, ведущие шестерни которых сидят на общем валу, через цилиндрический редуктор соединённом с валом двигателя. Двигатель управляется электромагнитным контактором.

Условия работы схемы.

Слябы, имеющие длину, в два с половиной раза превышающие ширину, поступают на вращающийся рольганг у подъёмно-поворотного стола. После того как сляб продвинется над столом так, что центры сляба и стола совпадут, рольганг останавливается, в цилиндр механизма подъёма $M_{под}$ подаётся сжатый воздух, и стол поднимается до конечного верхнего положения. По окончании подъёма включается двигатель механизма поворота $M_{пов}$, и стол поворачивается на 90° , после чего двигатель $M_{пов}$ отключается и одновременно стравливается воздух из пневмоцилиндра $M_{под}$, что вызывает опускание стола. После того как стол опустится в исходное положение, включается двигатель рольганга, и сляб боком транспортируется к уширительной клетки. Рольганг остаётся включенным для приёма следующего сляба.

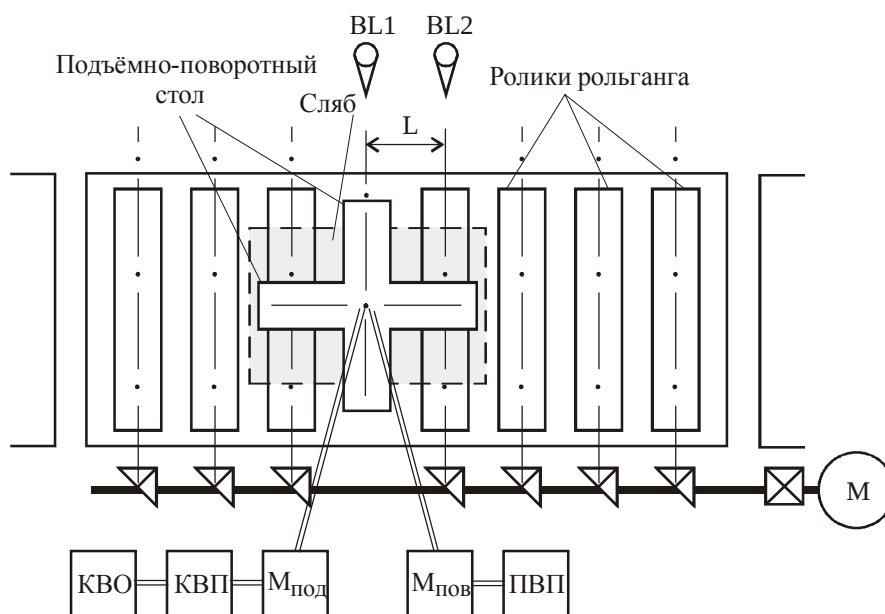


Рис.17.11.3. Расположение механизмов и датчиков в районе подъёмно-поворотного стола: КВО – конечный выключатель нижнего положения стола; КВП – конечный выключатель верхнего положения стола; $M_{под}$ – механизм подъёма; $M_{пов}$ – механизм поворота; BL1 и BL2 – фотодатчики

Выбрать и разместить датчики, составить таблицу включений, найти СДНФ выходных сигналов, упростить их и построить комбинаторную схему на логических элементах серии 155.

Выходными сигналами считать сигналы на выходах логических элементов, подаваемые на схемы силовой электроники, управляющие контакторами и пневмоклапаном.

Решение

1. В качестве датчиков положения сляба используем фотореле, реагирующие на излучение горячего металла. Разместим оптическую головку фотореле BL1 против центра подъёмно-поворотного стола, а головку фотореле BL2 – на расстоянии L по ходу движения сляба, равном половине длине сляба. Примем, что при освещении оптической головки фотореле сигнал на её выходе имеет уровень логической единицы.

В качестве датчиков положения механизмов стола используем конечные выключатели нижнего SQ1 и верхнего SQ2 положений стола, срабатывающие в крайних положениях при опущенном и поднятом столе, а также путевой выключатель поворота SQ3, срабатывающий при повороте стола про углах поворота $0^\circ(360^\circ)$, 90° , 180° и 270° .

Примем, что при нахождении стола в нижнем положении сигнал SQ1 имеет уровень логической единицы, в верхнем положении сигнал SQ2 имеет уровень логической единицы, а в положениях стола в точках 0° , 90° , 180° и 270° сигнал SQ3 имеет уровень логического нуля. Во всех остальных положениях сигналы SQ1, SQ2, SQ3 инверсны. (Такой выбор уровней сигналов вполне произволен и диктуется лишь соображениями удобства при использовании).

2. Составим таблицу включений (рис.17.11.4). Для упрощения начертания формул примем обозначения:

- x_1 – срабатывание фотореле центра стола BL1;
- x_2 – срабатывание фотореле переднего конца сляба BL2;
- x_3 – путевой выключатель поворота стола SQ3;
- x_4 – конечный выключатель нижнего положения стола SQ2;
- x_5 – конечный выключатель верхнего положения стола SQ1;
- $z_{нов}$ – выходной сигнал управления поворотом, принимающей уровень логической единицы для включения механизма поворота;
- $z_{нод}$ – выходной сигнал управления пневмоклапаном (единица соответствует включению клапана);
- z_p – выходной сигнал управления двигателем рольганга (единица соответствует включению рольганга).

В такте 0 стол находится в нижнем положении ($x_4 = 1$) и повернут в исходное положение, скажем, в 0° ($x_3 = 1$). Рольганг вращается ($z_p = 1$), появился сляб и в такте 1 осветилось фотореле BL1 ($x_1 = 1$). Рольганг продолжает вращаться для дальнейшего продвижения сляба ($z_p = 1$).

Когда центр сляба совпадёт с центром стола, осветится фотореле BL2 ($x_2 = 1$ в такте 2). Это приведёт к отключению рольганга ($z_p = 0$ в такте 2). В результате начавшегося движения стола при уходе его из нижнего положения сработает SQ1 ($x_4 = 0$ в такте 3). Такт 3 будет длиться так долго, пока механизм подъёма стола не достигнет верхнего положения, в котором сработает SQ2

($x_5 = 1$ в такте 4) и включится механизм поворота ($z_{нов} = 1$ в такте 4). После начала этого движения при выходе стола из исходного положения 0° в такте 5 сработает путевой выключатель SQ3 ($x_3 = 0$ в такте 5). В процессе поворота передний конец сляба выйдет из поля зрения фотореле BL2 (в такте 6 $x_2 = 0$), но это не приведёт к изменению выходных переменных. За такты 5 и 6 стол повернётся на 90° , и в такте 7 вновь сработает путевой выключатель поворота SQ3 ($x_3 = 1$), двигатель поворота остановится ($z_{нов} = 0$) и отключится клапан подачи воздуха в пневмоцилиндр ($z_{под} = 0$). После начала перемещения стола вниз при его уходе из верхнего положения сработает конечный выключатель SQ2 ($x_5 = 0$ в такте 8), а когда стол достигнет нижнего положения, сработает конечный выключатель SQ1 ($x_4 = 1$ в такте 9). Привод рольганга включится ($z_p = 1$ в такте 9) для транспортировки теперь уже повернутого сляба к уширительной клетки. При его движении он выйдет из поля зрения фотореле BL1 ($x_1 = 0$ в такте 10) и осветит на некоторое время фотореле BL2 ($x_2 = 1$ в такте 11). Поскольку схема работает циклически, следующим тактом будет такт 0, сигналы в котором описаны выше.

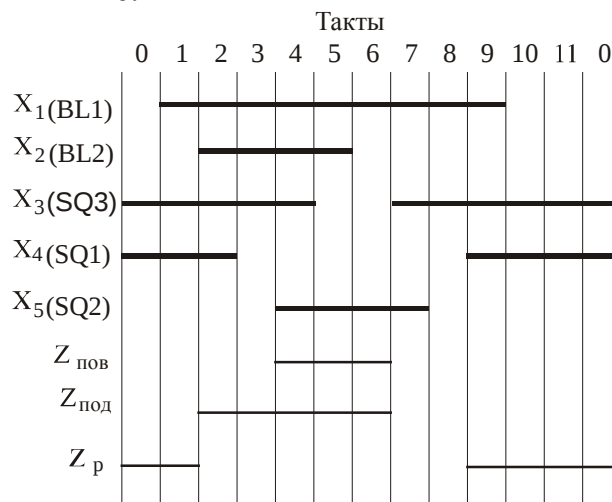


Рис.17.11.4. Таблица включений, описывающая работу механизмов подъёмно-поворотного стола

3. Таблица включений не содержит совпадающих тактов, поэтому схема может быть реализована как комбинаторная. Составим совершенные дизъюнктивные нормальные формы (СДНФ) для выходных функций (сигналов $z_{нов}$, $z_{под}$, z_p)

$$z_{нов} = x_1 x_2 x_3 \bar{x}_4 x_5 + x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5;$$

$$z_{под} = x_1 x_2 x_3 x_4 \bar{x}_5 + x_1 x_2 x_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5 + x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5 + x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 x_5;$$

$$z_p = x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 x_5 + x_1 \bar{x}_2 x_3 x_4 x_5 + x_1 x_2 x_3 x_4 x_5.$$

Конъюнкции входных переменных $\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5$, $\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$, $\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 \bar{x}_5$, $\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 x_5$, $\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5$, $\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$, $\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 x_4 \bar{x}_5$, $\bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3 x_4 x_5$, $x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5$, $x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$, $x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 \bar{x}_5$, $x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 x_4 x_5$, $x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5$, $x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$, $x_1 x_2 \bar{x}_3 x_4 \bar{x}_5$, $x_1 x_2 \bar{x}_3 x_4 x_5$,

$\overline{x_1}\overline{x_2}\overline{x_3}\overline{x_4}x_5$, $\overline{x_1}x_2\overline{x_3}\overline{x_4}x_5$, $\overline{x_1}\overline{x_2}\overline{x_3}x_4x_5$, $x_1\overline{x_2}\overline{x_3}x_4x_5$, $\overline{x_1}x_2\overline{x_3}x_4x_5$, $x_1x_2\overline{x_3}x_4x_5$, $\overline{x_1}\overline{x_2}x_3\overline{x_4}x_5$, $\overline{x_1}\overline{x_2}x_3x_4x_5$, $x_1\overline{x_2}x_3\overline{x_4}x_5$, $x_1\overline{x_2}x_3x_4x_5$ не встречаются в таблице включений, поэтому могут быть использованы для увеличения подкубов при упрощении переключательных функций в качестве условных конstituентов.

4. Упростим переключательные функции в диаграммах Карно.

		$X_3 X_4 X_5$							
		000	001	011	010	110	111	101	100
$Z_{пов}:$	00	$\sim$	$\sim$	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	$\sim$	$\sim$
	01	$\sim$	$\sim$	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	$\sim$	$\sim$
$X_1 X_2$	11	$\sim$	1	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	1	0
	10	$\sim$	1	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	0	0

$$z_{нов} = x_3 + x_2x_5.$$

		$X_3 X_4 X_5$							
		000	001	011	010	110	111	101	100
$Z_{под}:$	00	$\sim$	$\sim$	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	$\sim$	$\sim$
	01	$\sim$	$\sim$	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	$\sim$	$\sim$
$X_1 X_2$	11	$\sim$	1	$\sim$	$\sim$	1	$\sim$	1	1
	10	$\sim$	1	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	0	0

$$z_{нод} = x_3 + x_1x_2.$$

		$X_3 X_4 X_5$							
		000	001	011	010	110	111	101	100
$Z_p:$	00	$\sim$	$\sim$	$\sim$	$\sim$	1	$\sim$	$\sim$	$\sim$
	01	$\sim$	$\sim$	$\sim$	$\sim$	1	$\sim$	$\sim$	$\sim$
$X_1 X_2$	11	$\sim$	0	$\sim$	$\sim$	0	$\sim$	0	0
	10	$\sim$	0	$\sim$	$\sim$	1	$\sim$	0	0

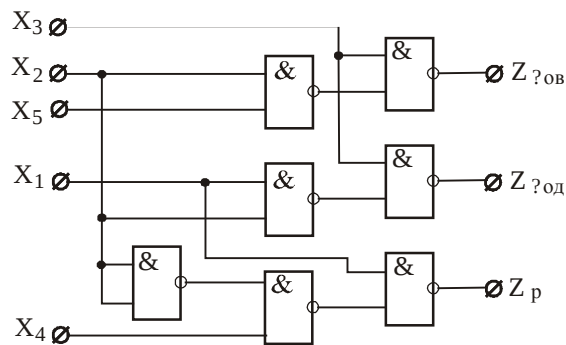
$$z_p = x_1 + x_2x_4.$$

5. Преобразуем полученные функции к виду, удобному для реализации на наборе интегральных схем И-НЕ, И-ИЛИ-НЕ, имеющихся в лабораторном стенде.

$$\begin{aligned}
Z_{нов} &= \overline{x_3} + x_2x_5 = \overline{\overline{\overline{x_3}} + \overline{\overline{x_2x_5}}} = \overline{\overline{\overline{x_3}} \cdot \overline{\overline{x_2x_5}}} ; \\
Z_{нод} &= \overline{x_3} + x_1x_2 = \overline{\overline{\overline{x_3}} + \overline{\overline{x_1x_2}}} = \overline{\overline{\overline{x_3}} \cdot \overline{\overline{x_1x_2}}} ; \\
Z_p &= \overline{x_1} + \overline{x_2}x_4 = \overline{\overline{\overline{\overline{x_1}}} + \overline{\overline{\overline{x_2}x_4}}} = \overline{\overline{\overline{\overline{x_1}}} \cdot \overline{\overline{\overline{x_2}x_4}}} .
\end{aligned}$$

6. Построим комбинаторную схему на интегральных схемах К155ЛА3 (см. рис.17.11.1), реализующих функцию 2И-НЕ.

7. Осталось лишь выбрать корпуса интегральных схем, назначить входы и выходы логических элементов и соединить входы элементов с датчиками, а выходы со входами схем силовой электроники, управляющей контакторами.



3. Программа работы и порядок её выполнения

Для каждой из приведённых ниже задач:

составить словесную формулировку логических соотношений, описывающих работу каждого из механизмов;

в случае обнаружения совпадающих тактов пересмотреть описание условий работы механизмов и таблицу включений, поскольку задачи составлены так, что для их решения достаточно комбинаторной схемы;

составить СДНФ для всех выходных сигналов, выявить условные конъюнкты и упростить функции любым известным способом;

привести полученные функции к виду, удобному для реализации на макете, и вычертить получившуюся схему;

выбрать интегральные схемы и согласно цоколёвке назначить номера ножек входов и выходов;

собрать получившиеся схемы на макете;

проверить правильность работы схемы, подавая входные сигналы в соответствии с таблицами включений; если условия таблицы не выполняются, вернуться к составлению СДНФ.

Задача 1

Спроектировать логическую часть схемы управления гидравлическим приводом кантующей втулки, расположенной между 2 и 3 черновыми клетями сортового стана. Размещение оборудования и датчиков показано на рис.17.11.5.

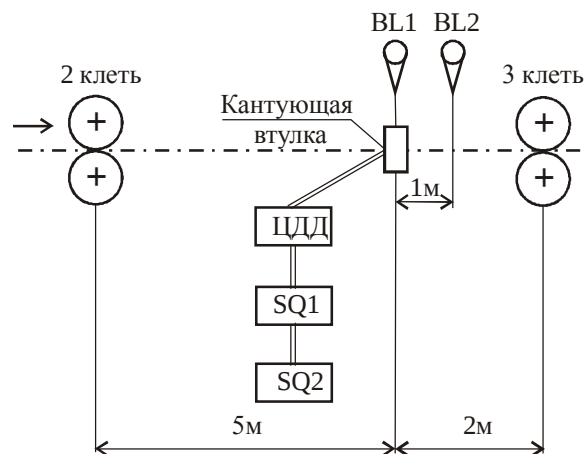


Рис.17.11.5. Размещение оборудования и датчиков наличия металла BL1 и BL2 и положения кантующей втулки исходного SQ1 и конечного SQ2.

Привод кантующей втулки представляет собой гидравлический цилиндр двойного действия (ЦДД), шток которого соединён через тягу с кантующей втулкой (рис.17.11.6).

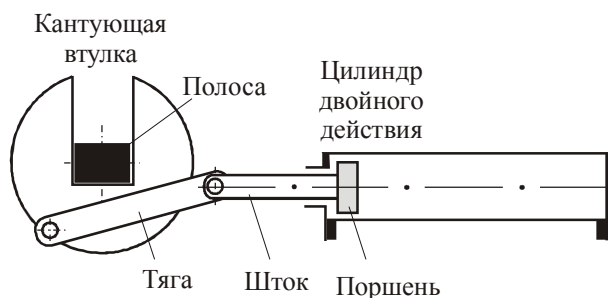


Рис.17.11.6. Привод кантующей втулки

Гидравлическая жидкость в ЦДД подаётся через две пары клапанов с электромагнитным управлением (рис.17.11.7). Клапаны работают попарно. При движении «вперёд» (втулка поворачивается против часовой стрелки) клапан К1 подключает цилиндр к нагнетающей магистрали, а клапан К2 – к магистрали слива. При движении «назад» аналогично работают клапаны К3 и К4. Если все клапаны отключены, гидравлическая жидкость заперта в обеих плоскостях цилиндра, и шток его неподвижен

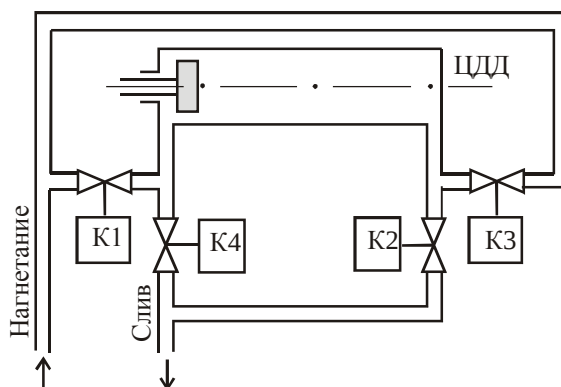


Рис.17.11.7. Подключение ЦДД к магистралям нагнетания и слива

Датчиками исходного и конечного положений служат конечные выключатели SQ1 и SQ2 соответственно. В качестве датчиков наличия металла использованы фотореле BL1 и BL2, свизированные соответственно на металл во втулке и на рольганг на расстоянии 1 м за втулкой.

Условия работы схемы.

Прокатываемые заготовки длиной 4,5 м подаются в стан с интервалами, так что расстояние между полосами в промежутке между 2 и 3 клетями не меньше 2 м. Скорость заготовок в этом промежутке 0,5 м/с.

В отсутствие полосы втулка находится в исходном положении. После входа головного конца полосы во втулку (засветилось BL1) и продвижения его на 1 м, чем обеспечивается надёжная кантовка (засветилось BL2) должен сработать привод в направлении «вперёд» (включиться K1 и K2), кантующая втулка повернуться на 90° до конечного положения, где привод останавливается (фиксируется). После выхода заднего конца полосы из втулки привод должен включиться в направлении «назад» и повернуть втулку в исходное положение, где зафиксировать её. Время поворота втулки из одного конечного положения в другое составляет 1 с.

Выходами логической схемы считать логические функции z_v и z_n , принимающие состояние 1 только тогда, когда должен включиться привод в направлениях «вперёд» и «назад».

Задача 2.

Синтезировать логическую часть схемы управления шлеппером, передающим раскат с одного рольганга на другой. План участка с расположением оборудования и датчиков и схематический разрез шлеппера приведены на рис.17.11.8.

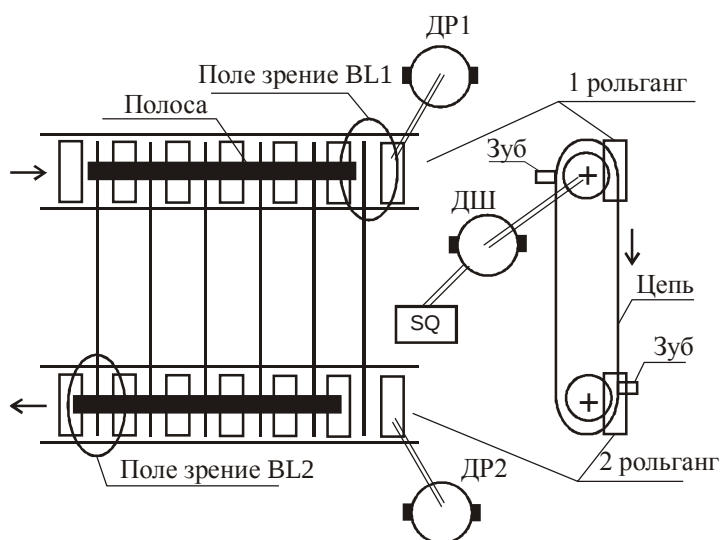


Рис.17.11.8. Расположение оборудования и датчиков на участке шлеппера

Цепной шлеппер, имеющий два зуба для захвата полосы, расположенных в диаметральных точках цепи, может двигаться только от рольганга 1 к рольгангу 2. На разрезе (см. рис.17.11.8) шлеппер показан в исходном положении.

Привод рольгангов – групповой от двигателей ДР1 и ДР2, привод шлеппера – от двигателя ДШ. Датчиком положения шлеппера служит путевой выключатель SQ, через вспомогательный (кинематический) редуктор соединённый с приводом шлеппера. Путь выключатель замыкается каждый раз, когда цепь шлеппера с зубьями оказывается в исходном положении. Датчиками наличия металла служат фотореле BL1 и BL2, оптические головки которых свизированы на рольганги.

Условия работы схемы.

Рольганг 2 вращается непрерывно.

После прихода полосы на рольганг 1, который при этом вращается, и засветки фотоголовки реле BL1 рольганг 1 останавливается, включается шлеппер и переводит полосу на рольганг 2. Рольганг 1 включается вновь после ухода полосы из поля зрения BL1. Далее цикл работы повторяется.

Если новая полоса приходит на рольганг 1 и засвечивает фотоголовку BL1 до ухода полосы из поля зрения фотоголовки BL2 на рольганге 2, шлеппер приводиться в движение не должен, полоса «ожидает» на неподвижном рольганге 1; шлеппер включится только после ухода полосы с рольганга 2.

Выходами логической схемы считать логические функции z_p и $z_{ш}$, принимающие состояние 1 только тогда, когда должны быть включены соответственно контакторы включения двигателей ДР1 и ДШ.

4. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) цель работы;
- 2) описание работы схем технологической автоматики;
- 3) таблицы включения и комбинаторные схемы;
- 4) вычерченные получившиеся схемы;
- 5) выводы по работе.

Библиографический список

1. Методы логического синтеза комбинаторных двоичных переключательных систем. Части первая и вторая: Методические разработки/Сост. Ю.С. Артамонов. – Магнитогорск, изд. МГМИ, 1977. 71 с.

2. Г.Р. Грейнер, В.П. Ильмиенко, В.П. Май, Н.П.Первушин, Л.К. Токмакова. Проектирование бесконтактных управляющих логических устройств автоматики. – М.: Энергия, 1977. 384с.

17.12. Тема 12: Исследование генератора Холла

Цели исследования:

- 1) изучить свойства преобразователя Холла;
- 2) экспериментально получить зависимость напряжения преобразователя Холла от величины управляющего тока и магнитной индукции;
- 3) вычислить значение постоянной Холла.

1. Экспериментальная установка

Основные теоретические и практические сведения о преобразователе Холла и его применение изложены выше в гл. 6.

На рис.17.12.1 изображена схема замещения преобразователя Холла. Номинальный управляющий ток I_{In} обычно выбирается таким, чтобы при работе

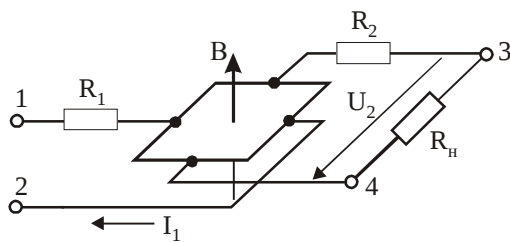


Рис. 17.12.1. Схема замещения преобразователя Холла: R_1 - внутреннее сопротивление со стороны управляющего тока; R_2 - внутреннее сопротивление со стороны выхода; R_n - сопротивление нагрузки; I_1 - управляющий ток; U_2 - напряжение Холла на нагрузке

преобразователя Холла в спокойном воздухе температура перегрева преобразователя составляла 20°C . Диапазон управляющего магнитного поля простирается от $B = 0$ до номинального значения $B = B_{ном}$ при достижении которого преобразователь не повреждается. Э.д.с. холостого хода при номинальных значениях $I_{Inом}$ и $B_{ном}$ обозначают U_{20} и измеряют при $R_n = \infty$.

Внутреннее сопротивление R_1 со стороны управляющего тока представляет собой сопротивление между зажимами 1 и 2, измеренное при $R_n = \infty$. Оно указывается в паспорте преобразователя Холла при $B = 0$.

Внутреннее сопротивление R_2 со стороны напряжения Холла измеряют при разорванной цепи управляющего тока. В паспорте преобразователя оно дается при $B = 0$. R_2 существенно зависит от величины управляющего тока.

В соответствии со схемой замещения преобразователя собирают установку, примерная схема которой показана на рис.17.12.2.

Магнитное поле создаётся электромагнитом с зазором длиной $1 \dots 1,5$ мм и линейными размерами полюсов, в $1,5 \dots 2$ раза превышающими длину и ширину исследуемого преобразователя Холла, что обеспечивает неизменность величины магнитной индукции B по площади преобразователя (рекомендуемые размеры 15×25 мм²). Обмотка электромагнита получает питание от источника постоянного тока ИПТ1. Взаимосвязь между величиной магнитной индукции B и током в обмотке электромагнита предварительно должна быть получена экспериментально, например, с помощью индукционной измерительной катушки.

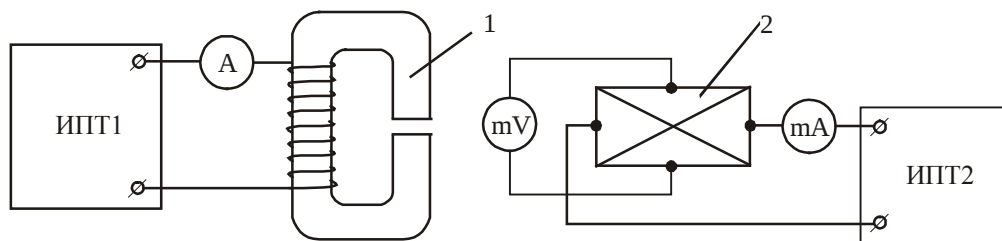


Рис. 17.12.2. Экспериментальная установка: ИПТ1 - регулируемый источник постоянного тока для электромагнита 1; ИПТ2 - регулируемый источник постоянного тока для преобразователя Холла 2; A, mV, mA - цифровые измерительные приборы

Управляющий ток I_1 преобразователя Холла подаётся от ИПТ2 и устанавливается по миллиамперметру в соответствии с паспортным значением для применяемого преобразователя Холла. Так как внутреннее сопротивление преобразователя Холла R_2 зависит от величины магнитной индукции B , в этом исследовании рекомендуется измерять э.д.с. Холла U_{20} , применив милливольтметр со входным сопротивлением не менее 10 Мом.

2. Проведение опытов

Закрепить преобразователь Холла в зазоре электромагнита посередине полюсов.

Установить управляющий ток:

$$I_1 = I_{\text{ном}}/4,$$

где $I_{\text{ном}}$ – номинальный управляющий ток.

Размагнить магнитопровод электромагнита одним из способов, например, подав в обмотку электромагнита от автотрансформатора постепенно уменьшающийся до нуля переменный ток с частотой сети.

Плавно повышая постоянный ток электромагнита для получения значений магнитной индукции $B = 0,05; 0,10; 0,15; 0,20$ и $0,25$ Тл, измерить э.д.с. Холла U_{20} .

Провести этот опыт пятикратно, получив по 5 значений э.д.с. Холла U_{20} при каждой дискретной величине магнитной индукции B . Перед каждым из этих опытов необходимо проводить размагничивание магнитопровода. Результаты каждого из опытов занести в рабочую таблицу и отобразить на графике в координатах «Магнитная индукция B , Тл» - «Э.д.с. Холла U_{20} , мВ».

Провести те же измерения при токах управления $I_1 = I_{\text{ном}}/2$ и $I_1 = I_{\text{ном}}$.

Для результатов каждого опыта найти нормированную э.д.с. Холла U_{20}/I_1 , мВ/мА, результаты отобразить в таблице и на графиках «Магнитная индукция B , Тл» – «Нормированная э.д.с. Холла U_{20}/I_1 , мВ/мА».

Для полученных значений нормированной э.д.с. Холла провести статистическую обработку результатов и найти доверительные интервалы. Результаты статистической обработки представить как показано в таблице.

Сделать выводы по работе, в которых сравнить полученные результаты с ожидаемыми из теоретического рассмотрения вопроса; обсудить причины и величину полученной погрешности измерений.

Таблица

Сводная таблица результатов

Магнитная индукция В, Тл	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25
Среднее арифметическое $\bar{X}$ результатов измерений, мВ					
Оценка среднего квадратического результатов измерений $S_{\bar{X}}$, мВ					
Доверительный интервал для э.д.с. Холла, мВ					

3. Оформление отчёта

Отчёт должен содержать:

- 1) цель работы;
- 2) краткое изложение теоретического изучения параметров преобразователя Холла;
- 3) схему экспериментальной установки, составленную по её описанию и изучению в процессе работы с ней;
- 4) описание проведённых опытов;
- 5) результаты, представленные в виде таблиц и графиков;
- 6) выводы по работе.

Контрольные вопросы

1. Объяснить, в чём состоит эффект Холла.
2. Как определить полярность напряжения Холла?
3. Почему для преобразователей Холла применяют полупроводниковые материалы?
4. Какие примерно можно получить напряжения Холла?
5. Как с помощью преобразователя Холла измерить величину магнитной индукции между полюсами электрической машины?
6. Объяснить как зависит линейность получаемого напряжения Холла от величины нагрузочного сопротивления генератора Холла?
7. Как с помощью преобразователя Холла определить, какой из полюсов постоянного магнита является северным, а какой южным?
8. Как с использованием преобразователя Холла найти произведение двух электрических величин?

Библиографический список

1. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2005. – 528 с.
2. Рабинович С.Г. Погрешности измерений.–Л.: Энергия. 1978.–262 с., ил.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Анализ переключательных схем 97
- Аналоговый коммутатор 65, 66
- АЦП – передаточные характеристики 187
 - погрешности 138
- База 8, 34, 55, 70, 105, 117
- Выпрямитель – двухполупериодный 17, 167
 - мостовой 18, 19, 167
 - однополупериодный 15, 20
 - управляемый 19
 - фазочувствительный 26
- Гальваномагнитные преобразователи 85,94
- Диод – выпрямительный 14
 - импульсный 10
 - Шоттки 11
- Дрейф носителей заряда 35
- Диаграмма Карно 100, 116, 183, 196
- Законы переключательной алгебры 97
- Затвор 56-68, 136
- Зона проводимости 21,22
- Инжекция неосновных носителей заряда 35,36
- Исток 55-62, 66
- Источник тока на биполярном транзисторе 160
- Ключ – на биполярном транзисторе 55
 - на МДП-транзисторе 64
- Коэффициент – передачи тока базы 56
 - передачи тока эмиттера 56
 - пульсаций 19, 22, 25, 167
 - усиления о мощности 35
 - усиления по напряжению 53, 54, 63, 160
 - усиления по току 38, 150, 160
- Крутизна характеристики 61
- Логический элемент ТТЛ 104-106, 117, 182, 184
- Логический элемент КМОП 105,136, 186
- Магнитодиод 92-94, 96
- Магниторезистор 89, 91-94, 96
- МДП-транзистор
 - с индуцированным каналом 66
 - со встроенным каналом 59, 60, 63
- МОП-транзистор 67
- Параметры гибридные (h-параметры) 40, 43, 50
- ПЗУ 126, 128, 131
- Переход электронно-дырочный 8,31, 34,57,151
 - база-коллектор 35
 - Шоттки 11
 - эмиттер-база 35, 37, 105
- Преобразователь Холла 85, 86, 93, 97, 203

Режимы работы транзистора

- активный 32
- ключевой 67
- насыщения 31, 55
- отсечки 31

Синтез – комбинаторной схемы 192

- многотактной схемы 117, 120
- на ПЗУ 126, 128
- по таблицам включений 120, 193
- схем на триггерах 182

Стабилизатор напряжения 28, 154, 166

Стабилитрон 8, 11, 12, 28, 149, 151, 154, 162

Сток 56, 57, 63

Структура полупроводникового прибора 31, 38, 57, 67

Схемы включений УПТ как

- дифференциального усилителя 75, 97
- инвертирующего усилителя 73
- неинвертирующего усилителя 74
- повторителя напряжений 75, 78

Таблица включений 120-123, 128, 196

Тиристор запираемый 14

- симметричный (симистор) 12

Транзистор – биполярный 31, 150

- биполярный мощный 46
- полевой 56, 61-64
- составной 46, 129
- с индуцированным каналом 58-61, 64, 65
- со встроенным каналом 58-60, 63
- со статической индукцией 67
- с управляющим рп-переходом 57-60, 63

Триггеры 107, 111, 113, 115-117, 179, 183

Установка рабочей точки транзистора 46

Устройства цифровой индикации 141

Фильтры активные 77, 81

Фильтр – сглаживающий индуктивный 25, 165

- ёмкостный 21, 27, 165

Характеристики – биполярного транзистора 33, 35, 37

- полевого транзистора 58

Характеристическое уравнение триггера 113

ЦАП – передаточная характеристика 132

- погрешность 132-134

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

- 1) Прянишников В.А. Электроника: Полный курс лекций. – 5-е изд. СПб: КОРОНА принт; М.: Бином-пресс, 2006. – 416 с.
- 2) Тугов Н.М. и др. Полупроводниковые приборы Учебник для вузов/Н.М.Тугов, Б.А.Глебов, Н.А.Чарыков; Под ред. В.А. Лабунова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
- 3) Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В трёх томах. Т.1 – М.: Мир, 1998. – 413 с.
- 4) Аваев Н.А. и др. Основы микрoeлектроники: Учебное пособие для вузов/ / Н.А. Аваев, Ю.Е. Наумов, В.Т. Фролкин. – М.: Радио и связь, 1991. – 288 с.
- 5) Фолкенберри Л. Применения интегральных операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
- 6) Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 583 с.
- 7) Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983. – 128 с.
- 8) Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние, 1988. – 304 с.
- 9) Федорков Б.Г., Телец В.А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
- 10) Бахтиаров Г.Д., Малинин В.В., Школин В.П. Аналого-цифровые преобразователи. – М.: Советское радио, 1980. – 280 с.
- 11) Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: Издательский дом «Додэка - XXI», 2005. – 528 с.
- 12) Пейтон А.Дж, Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. – М.: БИНОМ, 1994. – 352 с.
- 13) Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1996. – 376 с.

Авторы: Артамонов Юрий Спиридонович
Гребенникова Вера Владимировна
Самарина Ирина Геннадьевна

ПРАКТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

*Учебно-методическое пособие
по дисциплине «Общая электротехника и электроника»
для студентов, обучающихся по направлению 220400
(дневная и заочная формы обучения)*

Издается полностью в авторской редакции

г. Магнитогорск, 2011 год
ФГБОУ ВПО «МГТУ»
Адрес: 455000 Челябинская область, г. Магнитогорск,
пр. Ленина 38

ФГБОУ ВПО «Магнитогорский государственный
технический университет им. Г.И. Носова»
Кафедра промышленной кибернетики и систем управления
Центр электронных образовательных ресурсов и
дистанционных образовательных технологий
e-mail: ceor_dot@mail.ru