

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН
Казахский национальный технический университет
имени К. И. Сатпаева

В. Н. Бавлаков

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Рекомендовано Научно-методическим советом
университета в качестве учебного пособия

Алматы 2014

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.859 я 73
Б13

Б13 Бавлаков В. Н. Промышленная электроника: Учеб. пособие.
– Алматы: КазНТУ, 2014. – 117 с.
Ил. 59. Табл. 1. Библиогр. – 16 назв.

ISBN 978-601-228-628-1

Учебное пособие содержит систематизированное изложение в общедоступной форме основных сведений об элементной базе и схемотехнике аналоговой и цифровой электроники.

Учебное пособие предназначено для студентов вузов специальности 5В071800 «Электроэнергетика».

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.859 я 73

Рецензенты:

Бахтаев Ш. А., д-р техн. наук, проф., каф. «Электроника»
АУЭС;

Айтжанов Н. М., канд. техн. наук, доц., каф. «Инженерная
кибернетика» АУЭС;

Сарсенбаев Н. С., канд. техн. наук, доц., каф. «Автоматика
и управление» КазНТУ

Печатается по плану издания Министерства образования
и науки Республики Казахстан на 2014 г.

ISBN 978-601-228-628-1

© Бавлаков В.Н., 2014
© КазНТУ, 2014

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время современные энергосберегающие технологии в значительной мере базируются на широком применении электронной техники.

Параметры и характеристики современных полупроводниковых элементов позволяют создавать полупроводниковые приборы с высокими значениями преобразуемой частоты, мощности, КПД, надежности и других показателей.

Пособие включает три части. Первая часть (разделы 1–3) содержит материалы по изучению устройств, принципов действия, основных параметров и характеристик и режимов работы полупроводниковых диодов, транзисторов, тиристоров, которые составляют основу всех электронных устройств промышленной электроники.

Во второй части (разделы 4–8) рассмотрены вопросы, связанные с особенностями построения и работы схем усилителей и генераторов электрических колебаний.

Третья часть (разделы 7–9) включает цифровые интегральные микросхемы, сверхбольшие интегральные схемы (СБИС), схемы дешифраторов, триггеров и регистров, которые являются важными составляющими современных электронных и вычислительных устройств и применяются в различных технических средствах обработки, приема-передачи, визуализации информации.

Эффективное применение полупроводниковых устройств неразрывно связано с качеством подготовки специалистов в области разработки и эксплуатации современного электрического оборудования. Решение этой задачи неразрывно связано с методическим и техническим обеспечением учебного процесса по профилирующим дисциплинам. Основной из них является дисциплина «Промышленная электроника».

Учебное пособие разработано с учетом необходимости углубленной подготовки студентов в области электронной техники. В максимальной мере учтены учебные вопросы, приведенные в типовой программе по дисциплине «Промышленная электроника».

1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

1.1. Общие сведения по полупроводниковым приборам

Полупроводниковые приборы не требуют подогрева, потребляют очень мало энергии, имеют малые габариты и вес.

Полупроводники – это вещества, у которых проводимость сильно зависит от концентрации примесей, температуры, электрического поля, света и других факторов: германий Ge, кремний Si, окислы, сульфиды, нитриды, карбиды. Большинство применяемых в настоящее время полупроводников относится к кристаллическим телам, атомы которых образуют пространственную решетку. Взаимное притяжение атомов кристаллической решетки осуществляется за счет ковалентной связи, т. е. общей пары валентных электронов, вращающихся по одной орбите вокруг этих атомов. Каждой орбите соответствует своя энергия электрона. Электрон в атоме обладает только некоторыми, вполне определенными значениями энергии, составляющими совокупность дискретных энергетических уровней атома.

В чистом, беспримесном полупроводнике при $T = 0^{\circ}K$ все валентные электроны связаны, и в зоне проводимости свободных электронов, способных переносить ток, нет. При повышении температуры часть электронов, имеющих энергию, достаточную для преодоления запрещенной зоны, отрывается от своего атома и становится свободными, а полупроводник – электропроводным.

Незаполненный, вакантный, энергетический уровень, который остается в валентной зоне после ухода электрона, называется *дыркой*. Дыркой также называется разорванная ковалентная связь в кристаллической решетке. На вакантное место могут переходить свободные электроны от соседних атомов, создавая дырки в другом месте. Перемещение дырок – вакансий по кристаллу можно рассматривать как движение положительно заряженных фиктивных частиц. Электропроводность беспримесного полупроводника, обусловленная парными носителями зарядов (электронами и дырками), называется *собственной*. Процесс образования пар электронов и дырок – генерация, сопровождается процессом восстановления разорванных связей – *рекомбинацией*, когда электрон "захватывается" дыркой, при этом пара носителей

исчезает. В технике используются примесные полупроводники (1 атом на 10^6 атомов полупроводника). Небольшое содержание примеси существенно изменяют электрические свойства таких полупроводников. Донорные примеси – это 5-валентные элементы (для германия – мышьяк As, сурьма Sb, для кремния – фосфор P). Четыре валентных электрона примесного атома участвуют в межатомных связях, а пятый слабо связан со своим ядром и может легко перейти в зону проводимости, т. е. имеет малую энергию ионизации ΔW_d . При довольно низких температурах все примесные атомы ионизируются, т. е. концентрация свободных электронов гораздо больше, чем вакансий. В этом полупроводнике преобладает электронная электропроводность, и он называется *электронным полупроводником*, или полупроводником n-типа. Электроны являются основными носителями заряда, а дырки – неосновными носителями: $n_n \gg p_n$. Акцепторные примеси – это 3-валентные элементы (для германия – индий In, для кремния – алюминий Al или бор B). Для образования устойчивой 8-электронной оболочки атом примеси захватывает недостающий свободный электрон одного из атомов основного материала. При этом примесный атом с ростом температуры увеличивается, концентрация неосновных носителей заряда – по экспоненциальному закону. После превышения некоторой температуры полупроводник вырождается, так как концентрации неосновных и основных носителей сближаются. Германиевые приборы могут работать до $+85$ °С, кремниевые – до $+150$ °С.

Чтобы примесная электропроводность преобладала над собственной, концентрация атомов примеси N должна превышать концентрацию электронов n_i и дырок p_i в собственном полупроводнике ($n_i = p_i$). Практически всегда N гораздо больше n_i и p_i .

Концентрация неосновных носителей уменьшается во столько раз, во сколько раз увеличивается концентрация основных носителей. Это объясняется увеличением вероятности рекомбинации. Для примесного полупроводника справедливо равенство

$$np = n_i p_i = n_i = p_i,$$

где n , p – концентрация электронов и дырок в примесном полупроводнике.

Число атомов примеси мало по сравнению с числом атомов полупроводника. Если использовать фосфор Р, атомный вес которого примерно равен атомному весу кремния, и добавить в 1 кг расплава кремния только 20 мкг фосфора, то эта добавка увеличит число свободных электронов на 5 порядков. На столько же порядков уменьшится концентрация неосновных носителей.

Концентрация основных носителей определяется концентрацией примеси и практически не зависит от температуры, так как уже при комнатной температуре все атомы примеси ионизированы, а число основных носителей, возникающих за счет генерации пар электрон – дырка, пренебрежимо мало по сравнению с общим числом основных носителей. В то же время концентрация неосновных носителей мала и сильно зависит от температуры, увеличиваясь в 2–3 раза при увеличении температуры на каждые 10°C [13].

1.2. Статические и динамические характеристики электронных приборов и устройств

Электронные приборы, рассматриваемые ниже, образуют различного вида электронные устройства (ЭУ), проводящие ряд операций над сигналами:

- измерительное преобразование сигналов;
- запоминание сигналов программной информации;
- выделение сигнала из входного информационного процесса – смеси сигнала и помех (фильтрация);
- формирование сигналов – формирователями сигналов;
- преобразование формы сигналов;
- сравнение сигналов элементами сравнения, в частности, выполнение программы сравнения сигналов микропроцессором.

Возможны некоторые и другие функциональные операции.

Различают аппаратные и программные функциональные элементы ЭУ. В зависимости от видов входных и выходных сигналов они делятся на элементы с сохранением и изменением формы сигнала [11] .

Из перечисленных операций очевидно, что в простейшем случае выходной сигнал зависит от входного сигнала, помехи и

изменений температуры, особенно ощутимых входными цепями ЭУ для измерительного преобразования сигналов.

В установившемся режиме работы зависимости $X = f(u)$ представляют собой математические модели статических режимов работы или статические характеристики ЭУ. В общем случае статические характеристики являются нелинейными зависимостями выходных переменных \bar{X} от управляемых и неуправляемых входных переменных \bar{U} , \bar{Y} .

Для практического представления статических характеристик на основе исходного экспериментального материала наиболее часто используют степенные полиномы вида

$$x_k = a_0 + \sum_{i=1}^{n+r} a_i u_i + \sum_{i \neq j}^{n+r} a_{ij} u_i u_j + \sum_{i=1}^{n+r} a_{ii} u_i^2, \quad (1)$$

где a_0 – свободный член; a_i , a_{ij} и a_{ii} – коэффициенты, характеризующие влияние параметров, взаимодействий параметров и их квадратов на выходную величину x_k [1, 11].

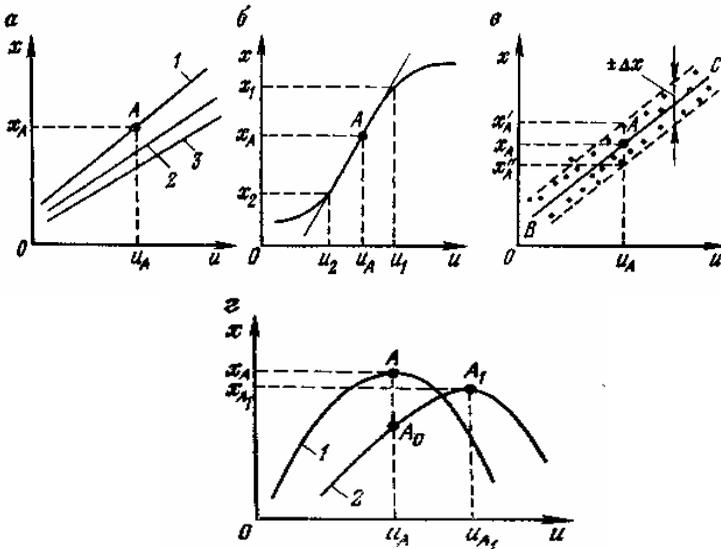


Рис. 1. Статические характеристики ЭУ

В задачах анализа работы ЭУ статические характеристики используют для выбора рабочей точки А, определяющей желательный режим работы ЭУ (см. рис. 1, а). Поэтому существенный интерес представляют локальные линейные статические характеристики, устанавливающие зависимость выходных показателей \bar{X} от управляющих воздействий \bar{U} вблизи выбранной точки А.

Рассмотрим теперь динамические характеристики типовых ЭУ. Под действием управляющих входных переменных \bar{U} объекта рабочая точка на его статической характеристике перемещается, например, из точки а в точку б (рис. 1, а). В точке б возможен новый установившийся режим работы ЭУ. При изменении входного воздействия скачком ($\Delta u = u_b - u_a$) в момент времени t_0 (рис. 1, б) выходная переменная x достигает практически установившегося значения x_b (на 97 %) не мгновенно, а через некоторое время $T_1 = t_1 - t_0$ (рис. 1, в), которое является временем переходного процесса, т. е. временем изменения переменной $x(t)$ от нуля (в точке 1) до величины $\Delta x(t) = x_b - x_a$ (в точке 2). T_1 характеризует динамические свойства объекта. Если $T_1 = 0$, то объект является безынерционным и, наоборот, чем больше время переходного процесса T_1 , тем инерционнее объект, т. е. новое значение выходного сигнала установится через более продолжительный промежуток времени [7].

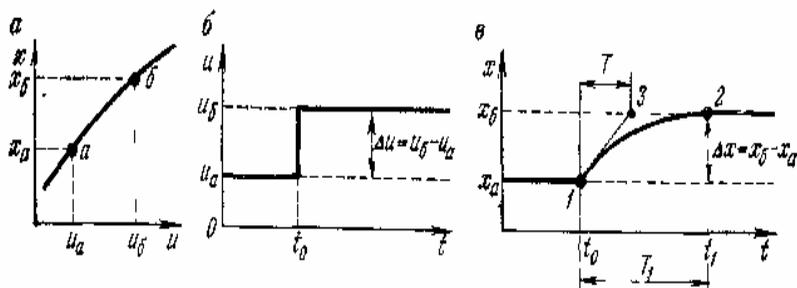


Рис. 2. Статическая (а) и динамическая (в) характеристики ЭУ при ступенчатом входном воздействии (б)

В первом приближении указанное изменение переменной $x(t)$ на интервале от точки a до точки b статической характеристики при подаче на вход объекта скачкообразного управления $\Delta u(t)$ можно описать дифференциальным уравнением

$$\frac{d(\Delta x)}{dt} = \frac{1}{T}(k\Delta u - \Delta x), \quad (2)$$

$$k = \frac{\Delta x}{\Delta u} = \frac{\Delta x(\infty) - \Delta x(0)}{\Delta u},$$

где k – коэффициент передачи.

Таким образом, математические модели, характеризующие статический режим работы технологических операций, будем преимущественно определять в классе алгебраических уравнений вида (1), а динамические характеристики – в классе дифференциальных уравнений (2).

В приложении 1 показаны другие типовые переходные процессы в ЭУ.

2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНОГО, ПОЛЕВОГО И ТРАНЗИСТОРА IGBT (БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ)

2.1. Построение зависимости токов от напряжений

2.1.1. Входные и выходные вольт-амперные характеристики биполярного транзистора

Биполярный транзистор (БТ), являющийся трехполюсным прибором, можно использовать в трех схемах включения: с общей базой (ОБ) (рис. 3, а), общим эмиттером (ОЭ) (рис. 3, б), и общим коллектором (ОК) (рис. 3, в). Стрелки на условных изображениях БТ указывают (как и на рис. 4) направление прямого тока эмиттерного перехода. В обозначениях напряжений вторая буква индекса обозначает общий электрод для двух источников питания. В общем случае возможно четыре варианта полярностей напряжения переходов, определяющих четыре режима работы транзистора. Они получили названия: нормальный активный режим, инверсный активный режим, режим насыщения (или режим двухсторонней инжекции) и режим отсечки [7, 19].

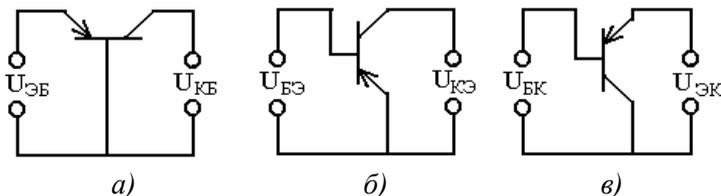


Рис. 3. Схемы включения биполярных транзисторов

Выходные характеристики имеют два участка: линейно нарастающий и горизонтальный (насыщенный). Из характеристик вытекает следующее: глубина насыщения, а, следовательно, и падение напряжение на открытом транзисторе, зависят от величины тока базы, на горизонтальных участках

зависимость тока коллектора от тока базы является линейной, ток коллектора не зависит от величины напряжения $U_{ЭК}$. Зависимость тока базы от напряжения $U_{БЭ}$ является нелинейной.

При работе транзистора в ключевом режиме интервал при закрытом состоянии транзистора называется *режимом отсечки*. Перевод транзистора в этот режим осуществляется путем подачи обратного напряжения во входную цепь транзистора. В режиме насыщения транзистора накапливаются не основные носители, величина их зависит от глубины насыщения. Основное время перехода транзисторов в режим отсечки затрачивается на рассасывание неосновных носителей.

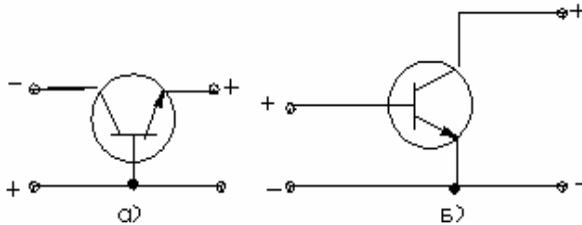


Рис. 4. Схемы включения транзисторов: а — с общей базой; б — с общим эмиттером

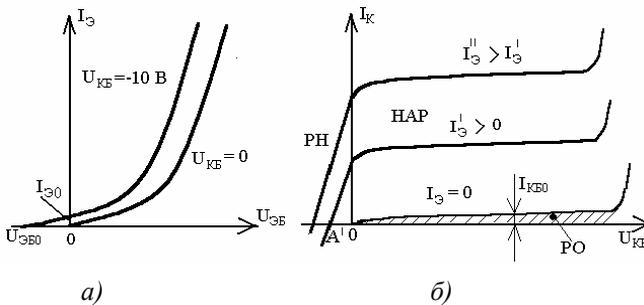


Рис. 5. Входные (а) и выходные (б) характеристики БТ в схеме включения с ОБ

Семейство выходных характеристик схемы с ОБ представляет собой зависимости $I_{К} = f(U_{КБ})$ при заданных значениях параметра $I_{БЭ}$ (рис. 5, б).

Схема с общим эмиттером (ОЭ). Семейство входных характеристик схемы с ОЭ представляет собой зависимости $I_B = f(U_{BЭ})$, причем параметром является напряжение $U_{KЭ}$ (рис. 6, а).

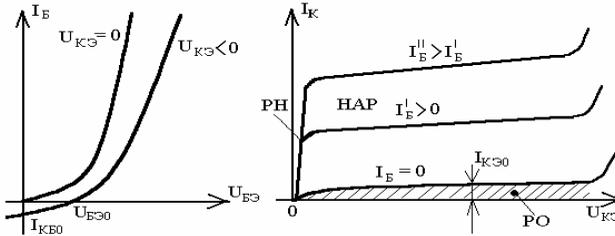


Рис. 6. Входные (а) и выходные (б) характеристики БТ в схеме включения с ОЭ РН – режим насыщения, НАР – нормальный активный режим, РО – режим отсечки

Семейство выходных характеристик схемы с ОЭ представляет собой зависимости $I_K = f(U_{KЭ})$ при заданном параметре I_B (рис. 6, б).

Схема с общим коллектором (ОК). Схема включения с общим коллектором показана на рис.7. Такая схема чаще называется *эмиттерным повторителем*.

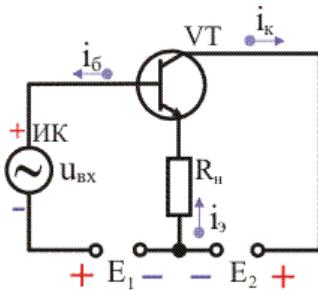


Рис. 7. Схема включения транзистора с общим коллектором

Особенность этой схемы в том, что входное напряжение полностью передается обратно на вход, т. е. очень сильна отрицательная обратная связь. Коэффициент усиления по току почти такой же, как и в схеме ОЭ. В итоге коэффициент

усиления по мощности примерно равен k_p , т. е. нескольким десяткам.

Входное сопротивление схем ОЭ и ОК довольно высокое (десятки килоом), а выходное для ОК – сравнительно небольшое. Это является немаловажным достоинством схемы.

2.1.2. Входные и выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора

Ток стока полевых транзисторов зависит от напряжения на затворе и напряжения на стоке: $I_c = f(U_z, U_c)$. Поэтому они характеризуются двумя семействами статических вольт-амперных характеристик:

$$I_c = f(U_z), \quad U_c = const;$$

$$I_c = f(U_c), \quad U_z = const.$$

Первое из этих уравнений описывает семейство стокзатворных или проходных, статических характеристик полевого транзистора, второе – стоковых или выходных. Семейство выходных вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом и каналом n -типа показано на рис. 8. Верхней из кривых соответствует напряжение на затворе, равное нулю, последующим – отрицательное напряжение на затворе, которое тем больше по абсолютному значению, чем ниже кривая расположена. Когда напряжение на затворе оказывается равным напряжению отсечки, сила тока стока становится равной нулю при любом напряжении на стоке [7, 10].

На каждой кривой рассматриваемого семейства можно выделить три характерные области. На начальном участке (а) зависимость $I_c(U_c)$ почти линейная, ее наклон определяется проводимостью канала при данном напряжении на затворе и $U_c \geq 0$.

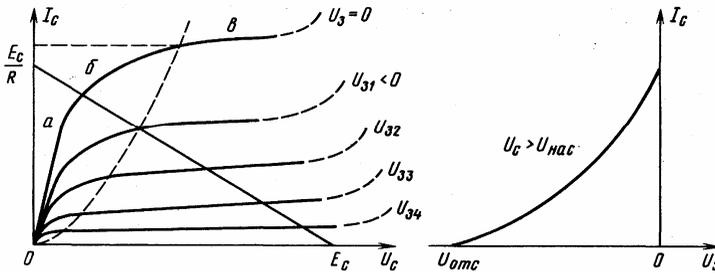


Рис. 8. Семейство выходных вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом и каналом n -типа

Когда напряжение на стоке увеличивается до значения U_{nac} , называемого напряжением насыщения, такого, что $|U_3| + |U_c| = U_{omc}$, ток стока становится практически независимым от U_c : (область δ на рис. 8). При $U_3 = 0$ напряжение насыщения U_{nac} максимально и численно равно напряжению отсечки U_{omc} . По мере увеличения U_3 напряжение насыщения уменьшается.

Максимально допустимое напряжение на стоке полевого транзистора ограничено пробоем $p-n$ -перехода. Это явление возникает, когда разность потенциалов между стоком и затвором превысит напряжение пробоя и приведет полевые транзисторы к резкому возрастанию силы тока стока. Чрезмерное увеличение напряжения U_{cu} вызывает лавинный пробой между затвором и стоком, которые характеризуются статическими параметрами: крутизной проходной характеристики

$$S = \frac{dI_c}{dU_3} \text{ при } U_c = const, \text{ внутренним сопротивлением канала}$$

$$R_k = \frac{dU_c}{dI_c} \text{ при } U_3 = const, \text{ статическим коэффициентом усиления}$$

$$\mu_0 = S \cdot R_k [7, 12].$$

Полевой транзистор может быть включен по схеме с *общим истоком* (ОИ), *общим стоком* (ОС) и *общим затвором* (ОЗ).

Однако две последние разновидности схем включения применяются редко.

Характеристика прямой передачи хорошо описывается формулой

$$I_C = I_{C0} \left(1 - \left(\frac{U_{зи}}{U_{зи0}} \right)^2 \right).$$

На рис. 8 изображено семейство статических выходных характеристик $I_C = f(U_{СИ})$ при различных значениях напряжения затвора $U_{зи}$. Каждая характеристика имеет два участка – омический (для малых $U_{СИ}$) и насыщения (для больших $U_{СИ}$). При $U_{зи} = 0$ с увеличением напряжения U_C ток I_C вначале нарастает почти линейно, однако далее характеристика перестает подчиняться закону Ома; ток I_C начинает расти медленно, ибо его увеличение приводит к повышению падения напряжения в канале и потенциала вдоль канала. Вследствие этого увеличиваются толщина запирающего слоя и сопротивление канала, а также замедляется возрастание самого тока I_C . При напряжении насыщения $U_{СИ} = U_{зи0}$ сечение канала приближается к нулю и рост I_C прекращается. Основным параметром, используемым при расчете усилительного каскада с полевым транзистором, является статическая крутизна характеристики прямой передачи, т. е. отношение изменения тока стока к напряжению между затвором и истоком:

$$S = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{СИ} = const} \frac{mA}{B}.$$

2.1.3. Схема включения и выходная вольт-амперная характеристика транзистора IGBT

Для работы в качестве силовых ключей использовались различные варианты включения транзисторов. Например, схема Дарлингтона, в которой применялись два транзистора, включенных по схеме с общим коллектором. На входе этой схемы стоял БТ средней мощности, а на выходе «в качестве силового ключа» использовался мощный транзистор. Подобные

устройства силовой электроники, содержащие в одном корпусе и силовые и слаботочные элементы, выпускались в интегральном исполнении. Кроме того, применялось последовательное соединение полевого и биполярного транзисторов, как например, технологически было подсказано такое решение при изготовлении полевого транзистора с изолированным затвором (ПТИЗ [14]. Однако только с появлением IGBT удалось получить ключ, удовлетворяющий многим потребностям преобразовательной техники. Он стал заменять некоторые тиристоры, а с появлением высоковольтного IGBT продолжит заменять тиристоры. На рис. 9 а, б изображены схема замещения ПТИЗ и его выходная характеристика. На схеме 9, а присутствует паразитный БТ (Т1) не участвующий в работе ПТИЗа [14].

Перечисленные выше силовые транзисторы нашли свою область применения, но радикально ситуацию в силовой электронике не изменили. Только с появлением силовых полевых транзисторов и IGBT в руках инженеров оказались полностью управляемые электронные ключи, приближающиеся по своим свойствам к идеальным. Это резко облегчило решение самых различных задач по управлению мощными электрическими процессами.

Основным достоинством IGBT транзисторов является значительное снижение последовательного сопротивления и, следовательно, снижение падения напряжения на замкнутом ключе. Последнее объясняется тем, что последовательное сопротивление канала ПТИЗа шунтируется двумя насыщенными транзисторами Т1 и Т2, включенными последовательно. Область безопасной работы IGBT подобна ПТИЗ, т. е. в ней отсутствует участок вторичного пробоя, характерный для биполярных транзисторов. Поскольку в основу транзисторов типа IGBT положены ПТИЗ с индуцированным каналом, то напряжение, подаваемое на затвор, должно быть больше порогового напряжения, которое имеет значение 5...6 В.

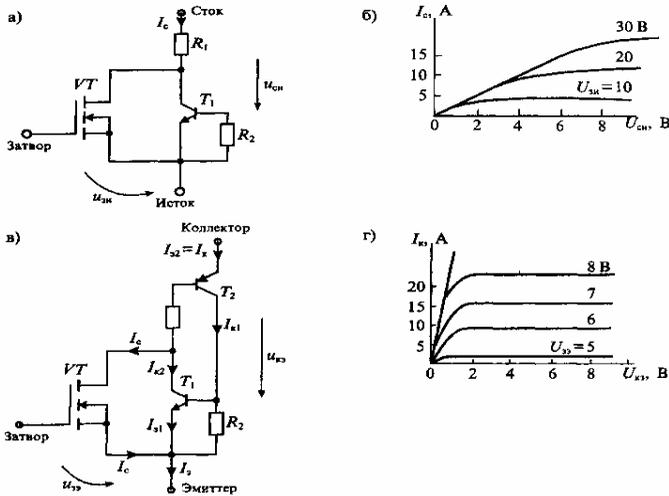


Рис. 9. Схема замещения ПТИЗ с вертикальным каналом (а) и его выходная характеристика (б), схема замещения транзистора типа IGBT (в) и его выходная характеристика (г)

Быстродействие IGBT несколько ниже быстродействия полевых транзисторов, но значительно выше быстродействия биполярных транзисторов.

2.2. Способы снижения зависимости тока от изменения температуры

Правильный выбор электрических и температурных режимов, а также уровень эксплуатационных воздействий (ударов, вибрации, постоянного ускорения, температуры, влажности, давления, радиации) обеспечивают надежную работу транзисторов в электронной аппаратуре [16].

Известно, что одним из недостатков схем, собранных на биполярных транзисторах, является трудность обеспечения температурной стабилизации. Для этого применяются специальные меры. Например, простая схема с введением в цепь эмиттера сопротивления, шунтированного конденсатором и создающего отрицательную обратную связь по току.

Влияние температуры окружающей среды на характеристики и параметры полевых транзисторов с управляющим р–п-переходом объясняется изменениями скорости генерации неосновных носителей в области пространственного заряда, удельного сопротивления канала, величины барьерного потенциала перехода затвор – канал.

Вероятными причинами нестабильности характеристик и параметров МПД-транзисторов являются уменьшение подвижности носителей заряда в канале, дрейф положительного заряда в диэлектрике, сильные механические напряжения в структуре, возникающие из-за разности температурных коэффициентов расширения у кремния и его окисла [10].

Изменение тока стока полевых транзисторов при изменении температуры объясняется двумя эффектами.

Повышение температуры приводит к уменьшению сопротивления канала за счет снижения величины барьерного потенциала перехода затвор – канал. Это явление обеспечивает рост тока стока. С другой стороны, уменьшение подвижности носителей заряда в канале приводит к падению тока стока. Поэтому температурный коэффициент изменения тока стока может иметь как положительную, так и отрицательную величину, а на проходной характеристике имеется точка, где этот коэффициент равен нулю. Эта точка называется термостабильной.

На рис. 10 приведены проходные характеристики полевых транзисторов, снятые при различных температурах окружающей среды. Из рисунка видно, что термостабильная точка лежит на проходной характеристике вблизи от напряжения отсечки (или порогового напряжения), где значение тока стока невелико. Такой режим используется в усилителях с непосредственными связями для снижения взаимного влияния режимов работы каскадов. Известно, что одним из недостатков схем, собранных на биполярных транзисторах, является трудность обеспечения температурной стабилизации. Полевые транзисторы в этом отношении имеют преимущество перед биполярными, так как имеется возможность выбора рабочей точки практически с нулевым температурным коэффициентом или с заранее установленным положительным или отрицательным коэффициентом ее сдвига при изменении температуры. На рис. 10 приведены

зависимости тока стока и крутизны характеристики от температуры окружающей среды МДП-транзисторов типа КП301 и транзисторов типа КП101 с управляющим $p-n$ -переходом. Такой вид зависимостей характерен для большинства типов транзисторов.

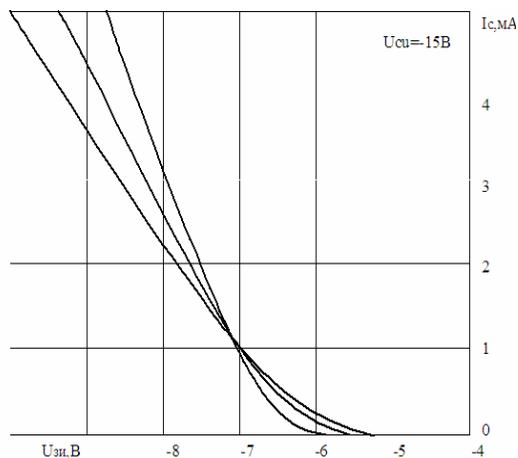


Рис. 10. Проходные характеристики МДП-транзистора типа КП301

Ток затвора транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом также меняется с изменением температуры окружающей среды.

Отметим, что при отсутствии утечек по поверхности ток обратного смещенного $p-n$ -перехода будет в основном определяться процессами генерации и рекомбинации в обедненном слое.

Ток затвора МДП-транзисторов в диапазоне температур от -60 до $+120$ °С практически не изменяется.

Зависимости рабочих токов полевых транзисторов от электрических режимов определяются вольт-амперными (входными, проходными, выходными) характеристиками и соотношениями для них.

Все эти воздействия могут дестабилизировать рабочие точки транзисторных схем, что сопровождается ухудшением их

параметров и в конечном итоге приводит к прекращению выполнения ими предназначенных функций.

Для предотвращения данных явлений в стандартные цепи смещения вводятся дополнительные звенья и применяются специальные элементы, компенсирующие вредные воздействия. Чаще всего используются следующие два метода:

- включение нелинейных элементов, нейтрализующих температурный (и прочий) дрейф параметров транзистора (*метод параметрической стабилизации*);
- создание в каскаде специальных цепей обратной связи по постоянному току или напряжению, обеспечивающих возврат рабочей точки в исходное состояние в случае ее смещения [12].

Из представленных характеристик видно, что для сохранения неизменным выходного тока I_{K0} необходимо по мере роста температуры снижать напряжение начального смещения $U_{ЭБ_0}$. Для этого служат терморезисторы, но очевидной является возможность использования других полупроводниковых приборов с температурной зависимостью падения напряжения на них. Например, можно включить в цепь прямосмещенный эмиттерный переход транзистора.

Когда температура растет и требуется снижение напряжения смещения $U_{ЭБ_0}$, это осуществляется за счет уменьшения падения напряжения $U_{ЭБ_20}$ на эмиттерном переходе транзистора.

Вместо транзистора можно использовать и обычный диод в прямом включении.

При желании метод параметрической стабилизации применим и для нейтрализации других (нетемпературных) внешних влияний. Например, известно, что при низких температурах падают напряжения практически любых широко распространенных химических источников питания.

Заметим, что в схеме вследствие использования цепи ООС по выходному току при изменении температуры окружающей среды происходит непосредственная стабилизация коллекторного тока I_K . Однако такое решение не является единственным. Для стабилизации рабочей точки транзистора могут быть использованы и цепи ООС по выходному напряжению.

Также можно использовать типовую схему усилительного каскада на биполярном транзисторе во включении с ОЭ, в которой применена цепь параллельной ООС по выходному напряжению (так называемая *схема автоматического смещения*). Стабилизирующее действие данного вида обратной связи основано на следующих процессах. Увеличение под влиянием внешних факторов постоянного коллекторного тока I_K транзистора приводит к увеличению падения напряжения на нагрузочном резисторе R_K и, как следствие, к уменьшению падения напряжения на оставшемся участке цепи протекания тока нагрузки ("коллектор – земля" или "коллектор – эмиттер" в схемах без резистора в эмиттерной цепи). Так как коллектор соединен с базой с помощью резистора $R_{ООС_0}$, то одновременно снижается напряжение, подаваемое на эмиттерный переход транзистора $U_{БЭ_0}$, а это автоматически приводит к уменьшению токов $I_{К_0}$, $I_{Э_0}$ и возврату рабочей точки транзистора в прежнее положение.

2.3. Использование справочных и паспортных данных полупроводниковых приборов

В зависимости от предполагаемого назначения прибора, справочных и паспортных данных полупроводниковых приборов, динамических характеристик и необходимого коэффициента передачи, выбирается схема включения, режим работы из статических характеристик, с уточнением режима работы по предельным значениям напряжения, тока и температуры, определяющих область безопасной работы прибора [10].

Предельно допустимые режимы работы транзисторов и тиристоров определяются максимально допустимыми напряжениями и токами, максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой корпуса прибора. Основными причинами, вызывающими выход транзистора из строя или нарушение нормальной работы схемы в результате изменения основных параметров транзисторов, могут быть: слишком высокое обратное напряжение на одном из переходов и перегрев прибора при увеличении тока через р-п-переходы.

В справочных данных на транзисторы обычно оговариваются следующие предельные эксплуатационные параметры:

- максимально допустимое постоянное напряжение коллектор-эмиттер;
- максимально допустимое импульсное напряжение коллектор-эмиттер;
- постоянный или импульсный ток коллектора и такие же значения тока стока полевых транзисторов;
- максимальные постоянный или импульсный ток базы;
- постоянное или импульсное напряжение на затворе;
- постоянная или импульсная рассеиваемая мощность коллектора, предельная температура перехода или корпуса прибора.

Все перечисленные параметры предельных режимов обусловлены развитием одного из видов пробоя: по напряжению – лавинного, по току – токового или теплового, по мощности – вызванного достижением максимального её значения [9].

3. ТИРИСТОРЫ

3.1. Принцип действия тиристоров

Тиристор – это активный прибор, предназначенный для работы в качестве быстродействующего электронного ключа. В выключенном состоянии тиристор обладает большим сопротивлением и ток через него чрезвычайно мал, во включенном состоянии сопротивление тиристора мало и проходящий через него ток может быть большим. На практике при употреблении термина "тиристор" подразумевается именно такой элемент. Его вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение приведены на рис.11.

При положительной полярности напряжения $0 \leq U \leq U_{\max}$ – участок ОА тиристор закрыт.

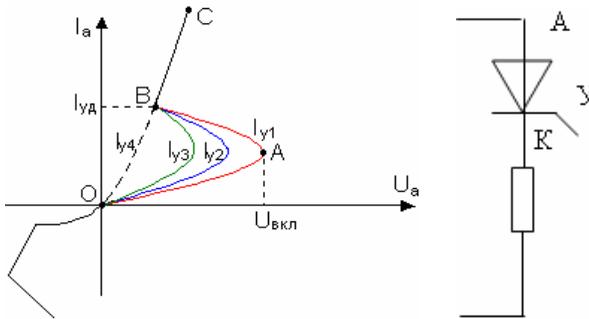


Рис. 11. Вольт-амперная характеристика тиристора и условное графическое обозначение:

A – анод; Y – управляющий электрод; K – катод

$U_{\text{вкл}}$ называется *напряжением включения*. Как только напряжение достигает значения $U_{\text{вкл}}$, оно лавинообразно снижается – участок АВ. Чем больший ток подан на управляющий электрод, тем «колесо ОАВ» меньше.

Если, $I_{\text{упр}} \geq I_{y\partial}$ ($I_{y\partial} = I_{\text{упр отг}}$ – управляющий ток отпирания), то ВАХ тиристора совпадает с ВАХ диода (участок ВС).

Когда тиристор вышел на рабочий участок ВС, можно отключить ток управления. Чтобы закрыть тиристор, необходимо снизить анодный ток через тиристор до тока, меньшего, чем ток удержания $I_{уд}$ (рис. 11), путём понижения питающего напряжения, либо задать в цепи управляющего электрода импульс тока противоположной полярности [7].

Тиристоры бывают двух видов: незапираемые – тиристоры, управляемые при подаче напряжения и тока на управляемый электрод, и запираемые – их исходное состояние – открыт. Как первые, так и вторые могут управляться или по катоду, или по аноду.

В статическом режиме тиристор может находиться в двух состояниях:

- 1) закрытое состояние при положительном напряжении на аноде относительно катода;
- 2) открытое состояние.

Переход из первого состояния во второе называется включением тиристора. Переход из открытого состояния в закрытое называется выключением тиристора. При увеличении тока управления снижается напряжение включения. Таким образом, тиристор является прибором с управляемым напряжением включения.

Тиристор является элементом с четырехслойной полупроводниковой структурой и тремя р – n-переходами (рис. 12).



Рис. 12. Схема подключения и структура тиристора

После включения управляющий электрод теряет управляющие свойства и, следовательно, с его помощью выключить

тиристор нельзя. Тиристор может выключиться самовольно в том случае, когда ток удержания равен нулю. Однако в некоторых случаях для точных расчетов его следует учитывать. Основные параметры тиристора во включенном состоянии повторяют параметры диода (U_m – пороговое напряжение, r_m – динамическое сопротивление во включенном состоянии).

Работа тиристора при прямом напряжении между анодом и катодом с целью перевода его в открытое состояние сопровождается ударной ионизацией носителей заряда и их лавинным размножением. Это приводит к появлению участка характеристики (AB, рис. 11) с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Лавинный пробой – электрический пробой p–n-перехода, вызванный лавинным размножением носителей заряда под действием сильного электрического поля. Он обусловлен ударной ионизацией атомов быстро движущимися неосновными носителями заряда. Движение этих носителей заряда с повышением обратного напряжения ускоряется электрическим полем в области p–n-перехода. При достижении определенной напряженности электрического поля они приобретают достаточную энергию, чтобы при столкновении с атомами полупроводника отрывать валентные электроны из ковалентных связей кристаллической решетки. Движение образованных при такой ионизации атомов пар «электрон – дырка» также ускоряется электрическим полем, и они в свою очередь участвуют в дальнейшей ионизации атомов. Таким образом, процесс генерации дополнительных неосновных носителей заряда лавинообразно нарастает, а обратный ток через переход увеличивается. Ток в цепи может быть ограничен только внешним сопротивлением.

Лавинный пробой возникает в высокоомных полупроводниках, имеющих большую ширину p–n-перехода. В этом случае ускоряемые электрическим полем носители заряда успевают в промежутке между двумя столкновениями с атомами получить достаточную энергию для их ионизации.

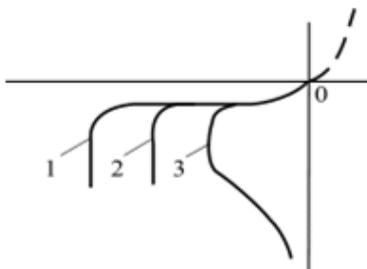


Рис. 13. Виды пробоя р-п-перехода:
 1 – лавинный;
 2 – туннельный; 3 – тепловой

Напряжение лавинного пробоя увеличивается с повышением температуры из-за уменьшения длины свободного пробега между двумя столкновениями носителей заряда с атомами. При лавинном пробое напряжение на р-п-переходе остается постоянным, что соответствует почти вертикальному участку в обратной ветви 1 вольт-амперной характеристики (рис. 13).

3.2. Переходные процессы переключения тиристоров

К динамическим параметрам относятся время включения $t_{вкл}$ и выключения $t_{выкл}$. Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления на начальном участке – его амплитуда $I_{умт}$, длительность и скорость нарастания отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают быстрое и надежное включение тиристора. При включении тиристора после подачи импульса тока на управляющий электрод проходит некоторое время, необходимое для включения тиристора. Кривые мгновенных значений токов и напряжений в тиристоре при его включении на резистивную нагрузку приведены на рис. 14.

Процесс нарастания тока в тиристоре начинается спустя некоторое время задержки $t_{зad}$, которое зависит от амплитуды импульса тока управления $I_{У\ max}$ на начальном участке. В течение времени задержки ток в тиристоре нарастает до значения тока удержания $I_{уд}$. Этот ток обычно принимается равным $I_{уд} = 0,1 I_{н}$. При достаточно большом токе управления время задержки достигает долей микросекунды (от 0,1 до 1...2 мкс).

3.3. Параметры тиристорov

1. Напряжение включения ($U_{\text{вкл}}$) – это такое напряжение, при котором тиристор переходит в открытое состояние.

2. Повторяющееся импульсное обратное напряжение ($U_{\text{обр.мах}}$) – это напряжение, при котором наступает электрический пробой. Для большинства тиристорov $U_{\text{вкл}} = U_{\text{обр.мах}}$.

3. Максимально допустимый прямой, средний за период ток.

4. Прямое падение напряжения на открытом тиристоре ($U_{\text{пр}} = 0,5 \dots 1 \text{ В}$).

5. Обратный максимальный ток – это ток, обусловленный движением неосновных носителей при приложении напряжения обратной полярности.

6. Ток удержания – это анодный ток, при котором тиристор закрывается.

7. Время отключения – это время, в течение которого закрывается тиристор.

8. Предельная скорость нарастания анодного тока $\frac{dI_a}{dt}$. Если анодный ток будет быстро нарастать, то р–n-переходы будут загружаться током неравномерно, вследствие чего будет происходить местный перегрев и тепловой пробой.

9. Предельная скорость нарастания анодного напряжения $\frac{dU_a}{dt}$. Если предельная скорость нарастания анодного напряжения будет больше паспортной, тиристор может самопроизвольно открыться от электромагнитной помехи.

10. Управляющий ток отпирания – это ток, который необходимо подать, чтобы тиристор открылся без «колена».

11. Управляющее напряжение отпирания – это напряжение, которое необходимо подать, чтобы тиристор открылся без «колена».

4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ЦЕПИ

4.1. Общие сведения об электронных усилителях

Усилители предназначены для повышения мощности входного сигнала. Маломощный входной сигнал управляет передачей энергии от источника питания на нагрузку с помощью активных элементов [1, 7]. Активные элементы: транзисторы (биполярные или полевые), электронные лампы. Линейные усилители служат для усиления электрических сигналов (колебаний напряжения или тока) без искажения их формы. Усилитель можно рассматривать как активный четырехполюсник, к входным зажимам которого подключается источник сигнала (генератор напряжения или тока), а к выходным – нагрузка.

Сложный усилитель состоит из отдельных ступеней – каскадов, включенных последовательно. Каждый каскад отвечает специфичным требованиям. Особо выделяют входной, выходной (предоконечный) каскады. Многокаскадные усилители различаются способами связи между каскадами [7].

4.2. Одиночные усилительные каскады на транзисторах

4.2.1. Усилительные каскады на биполярном транзисторе

Статический режим каскада. Режимы работы усилителя.
Точка покоя. В статическом состоянии (в покое) рабочая точка характеризуется током коллектора покоя $I_{к0}$ и напряжением на коллекторе $U_{кб0}$ или $U_{кэ0}$. Эти значения связаны уравнением статической линии нагрузки: $U_{кэ0} = U_n - I_{к0}R_k$ (рис. 15).

Для переменного тока, т. е. сигнала, реактивные сопротивления конденсаторов $C1$ и $C2$ малы, и поэтому сопротивления нагрузки и коллектора включены параллельно: $R_{к.н.} = R_k \parallel R_n$ (рис. 16).

Колебания тока коллектора и напряжения на коллекторе связаны динамической линией нагрузки, которая проходит через точку покоя под большим углом к оси $U_{кэ}$.

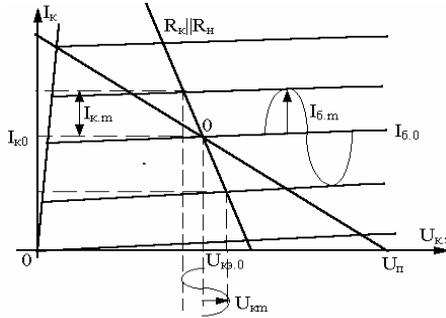


Рис. 15. Семейство выходных характеристик схемы с ОЭ

Анализ работы усилительного каскада с ОЭ на переменном токе. Рассмотрим схему с ОЭ, широко применяемую в устройствах на дискретных компонентах.

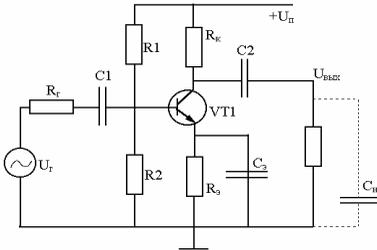


Рис. 16. Схема усилительного каскада с ОЭ

Конденсатор C_1 изолирует источник сигнала по постоянному току и соединяет его со входом каскада по переменному току, конденсатор C_2 – то же по отношению к выходу каскада и нагрузке.

C_3 шунтирует резистор R_3 и устраняет ООС на частоте сигнала.

Анализ работы каскада в области средних частот. Биполярный транзистор – это управляемый источник тока. Источник сигнала – генератор Э.Д.С. Пренебрегаем влиянием разделительных C_1 и C_2 и блокировочного C_3 конденсаторов (так как $X_{C1} \approx 0$, $X_{C2} \approx 0$, $X_{C3} \approx 0$), паразитных емкостей нагрузки C_n и коллекторной цепи C_k^* , а также считаем коэффициент передачи тока $h_{215} = \beta_0$ вещественной величиной.

Найдем коэффициент усиления по напряжению

$$K_{UO} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = - \frac{I_2 (R_K \parallel R_H \parallel R_{\text{вых.Т}})}{I_B R_{\text{вх.Т}}} = - \frac{\beta_0 R_{К.Н.}}{R_{\text{вх.Т}} (1 + \frac{R_{К.Н.}}{R_{\text{вых.Т}}})}$$

Здесь $R_{К.Н.} = R_K \parallel R_H$ – обозначение для краткости параллельной цепи R_K и R_H ; $R_{\text{вх.Т.оэ}} = h_{11э}$ – входное сопротивление транзистора;

$R_{\text{вых.Т}}$ – выходное сопротивление транзистора при $U_{\text{вх}} = 0$ (или $U_r = 0$).

Входное сопротивление транзистора найдем, используя параметры физической модели транзистора $R_{\text{вх.Т}} = h_{11э} = r_{\bar{\sigma}} + (h_{21э} + 1)r_{\text{э.диф}}$. Входное сопротивление каскада будет меньше $R_{\text{вх}} = h_{11э} \parallel R_{\bar{\sigma}}$.

Выходное сопротивление транзистора $R_{\text{вых.Т}} = U_2/I_2$ при $U_{\text{вх}} = 0$; $R_{К.Н.} = \infty$.

Можно показать, что $R_{\text{вых.Т}} = r_{\text{кдиф}}^* (1 + h_{21э} \gamma_{\bar{\sigma}})$, где $\gamma_{\bar{\sigma}}$ – коэффициент внутренней обратной связи по току.

Выходное сопротивление транзистора зависит от сопротивления источника сигнала R_r во входной цепи. В режиме холостого хода на входе, т. е. $R_r \rightarrow \infty$ $\gamma_{\bar{\sigma}} \rightarrow 0$ $R_{\text{вых.Т}} \rightarrow r_{\text{кдиф}}^*$. В режиме короткого замыкания на входе, т. е. $R_r = 0$ $\gamma_{\bar{\sigma}} \approx 0,1$. $R_{\text{вых.Т}} \approx 5^* r_{\text{кдиф}}$. Если говорить о выходном сопротивлении усилителя, то к нему нужно отнести и R_K : $R_{\text{вых}} = R_{\text{вых.Т}} \parallel R_K$. Если $R_{\text{вых.Т}} \gg R_K$, то $R_{\text{вых}} \approx R_K$.

Коэффициент усиления по току $K_{iо} = I_2/I_r = R_r h_{21э} R_{\text{вых}} / (R_r + R_{\text{вх}}) (R_{\text{вых}} + R_H)$

Множитель $R_r / (R_r + R_{\text{вх}})$ учитывает потери тока во входной цепи, а второй $R_{\text{вых}} / (R_{\text{вых}} + R_{\text{вх}})$ – в выходной. Видно, что коэффициент $K_{iо} < h_{21э}$ и достигает максимума в режиме короткого замыкания по входу $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$ и выходу $R_H \rightarrow 0$ [12].

Работа каскада в области нижних частот

С понижением частоты колебаний входного сигнала возрастает реактивное сопротивление разделительных и блокировочного конденсаторов.

Линейные (частотные) искажения. Для оценки неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) используют коэффициент частотных искажений

$$M(\omega) = \frac{K(\omega)}{K_0},$$

где $K(\omega)$ – коэффициент усиления на рассматриваемой частоте, K_0 – на некоторой "средней частоте" ω_0 . Рабочий диапазон частот с заданной неравномерностью усиления определяют нижней граничной ω_n и верхней граничной ω_b частотами. Обычно допустимый спад усиления принимают равным $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7$, т. е. -3 Дб [12].

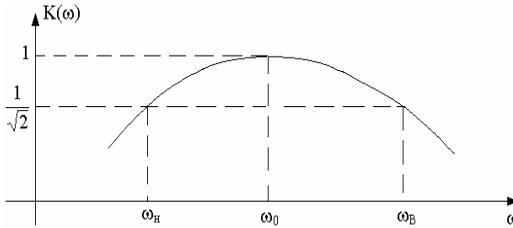


Рис. 17. Амплитудно-частотная характеристика

4.2.2. Усилители переменного тока (напряжения)

Вышерассмотренный каскад может использоваться в качестве предварительного усилителя. Следующие каскады увеличивают уровень сигнала, используя емкостную связь (или RC-связь), трансформаторную связь или оптронную, которая также применяется для гальванической развязки каскадов.

Основные параметры усилителей

Коэффициент усиления по напряжению $K_u = \frac{U_{вых.}}{U_{вх.}}$;

Коэффициент усиления по току: $K_I = \frac{I_{вых.}}{I_{вх.}}$.

В многокаскадном усилителе общий коэффициент усиления равен

$$K_{общ} = K_1 K_2 \dots K_N.$$

Часто коэффициент усиления выражают в децибеллах (Дб):

$$K_U [\text{Дб}] = 20 \lg(K)_U.$$

Тогда в многокаскадном усилителе коэффициенты усиления суммируются

$$K_{общ} [\text{Дб}] = K_1 [\text{Дб}] + \dots + K_N [\text{Дб}].$$

Для усилителей с токовым входом и потенциальным выходом сопротивление прямой передачи $R_n = \frac{U_{вых}}{I_{вх}}$, кОм.

Входное сопротивление: $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$.

Выходное сопротивление:

$$R_{вых} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}} \Big|_{U_{с} = 0; R_{н} = \infty} \quad \text{или} \quad R_{вых} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}} \Big|_{I_{с} = 0; R_{н} = \infty}.$$

Допускается задержка выходного сигнала на время Δt :

$$U_{вых}(t) = K U_{вх}(t - \Delta t).$$

Отклонение формы выходного колебания $U_{вых}$ или $i_{вых}$ от входного называется *искажениями*. В зависимости от причин их появления различают нелинейные и линейные (частотные) искажения.

Нелинейные искажения проявляются в том, что при усилении синусоидального колебания $U_{вх}(t) = U_{вх.m} \cos \omega t$ выходной сигнал отличается от синусоидальной формы: в нем кроме гармонического колебания с частотой ω (первая гармоника), содержатся гармоники с частотами, кратными основной, т. е. 2ω , 3ω , 4ω ... При усилении сложного сигнала, спектр которого содержит различные частотные составляющие, на выходе усилителя может изменяться спектральный состав. Нелинейные искажения возникают из-за нелинейности

передаточной характеристики. Эта нелинейность обусловлена нелинейными вольт-амперными характеристиками элементов схемы. Она сильнее проявляется при увеличении амплитуды усиливаемого сигнала. Нелинейные искажения никак не связаны с частотой сигнала, а зависят от его амплитуды и формы амплитудной характеристики усилителя. В многокаскадном усилителе нелинейные искажения возникают в основном в выходном каскаде.

Принято делить усилители по ширине полосы пропускания на избирательные (узкополосные) усилители $\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}} \ll \omega_0$; широкополосные усилители $\omega_{\text{в}} \gg \omega_{\text{н}}$.

Фазовые искажения, хотя и не изменяют спектрального состава сложного сигнала или соотношения амплитуд гармонических составляющих, но вызывают изменение формы сигнала из-за различных фазовых сдвигов у отдельных составляющих после прохождения через усилитель. Фазовый сдвиг $\varphi(\omega)$ на частоте ω соответствует задержке гармоник на время $\varphi(\omega)/\omega$: $\cos(\omega t - \varphi) = \cos \omega(t - \varphi/\omega)$.

Поэтому фазовые искажения в усилителе будут отсутствовать не только тогда, когда нет фазовых сдвигов, но и в том случае, если фазовый сдвиг пропорционален частоте. При этом весь сигнал, сохранив свою форму, будет задержан на некоторое время. Причины фазовых искажений те же, что и частотных [7, 10].

Фазочастотная характеристика (ФЧХ)

Это зависимость угла сдвига фаз входного и выходного напряжения от частоты.

Амплитудная характеристика

Это зависимость амплитуды первой гармоники напряжения на выходе усилителя от амплитуды входного синусоидального напряжения.

Переходная характеристика

Это зависимость выходного напряжения от времени $U_{\text{вых}}(t)$, когда на вход подается ступенчатый сигнал.

Принцип усиления переменного напряжения

Усилители переменного напряжения (УПН) являются наиболее распространенным типом электронных усилителей.

В зависимости от диапазона частот входных сигналов, для усиления которых предназначены УПН, последние подразделяют на несколько видов.

Для усиления сигналов в диапазоне частот от единиц герц до десятков килогерц используют усилители низкой частоты (УНЧ). УНЧ, усиливающие сигналы в диапазоне частот 15...20 кГц, называют *усилителями звуковой частоты (УЗЧ)*. Для усиления сигналов в диапазоне частот от десятков килогерц до десятков и сотен мегагерц используют *усилители средней (ультразвуковой) частоты (УСЧ)* и *высокой частоты (УВЧ)*. Для усиления импульсных видеосигналов, имеющих спектр частот от десятков герц до сотен мегагерц, применяют импульсные усилители, которые называют также *широкополосными (ШИУ)*.

При необходимости усиления сигналов в узком диапазоне частот применяют узкополосные (избирательные) усилители.

Связь усилителя с источником входных сигналов и нагрузкой, а также между отдельными каскадами в многокаскадных усилителях переменного напряжения в большинстве случаев осуществляется через разделительные *RC*-цепи и реже – с помощью трансформаторов. При таких связях усиливается и передается в нагрузку только переменная составляющая сигнала, несущая полезную информацию. Лишь в интегральных усилителях ввиду сложности изготовления катушек индуктивности и конденсаторов большой емкости применяются гальванические связи, пропускающие как переменные, так и постоянные составляющие усиливаемого сигнала. Общими требованиями, предъявляемыми к цепям межкаскадных связей, являются минимальные потери усиления, минимальные вносимые искажения, достаточная электрическая прочность.

УПН применяются в радиоприемных, телевизионных и радиотрансляционных устройствах, системах автоматики и телеметрии, цифровых и многих других устройствах.

Работа усилителя

Усилители переменного напряжения могут быть выполнены на электронно-управляемых лампах, биполярных или полевых транзисторах. В последнее время очень часто используются УПН на интегральных микросхемах.

В качестве нагрузок в УПН могут использоваться резисторы, трансформаторы, обмотки электродвигателей, динамические головки громкоговорителей и др.

Из транзисторных УПН наибольшее применение получили усилители с общим истоком (ОИ) и общим эмиттером (ОЭ). Это связано с тем, что такие усилители обеспечивают получение большого коэффициента усиления при сравнительно высоком входном сопротивлении. Для уменьшения частотной зависимости технических показателей в транзисторных УПН в качестве нагрузок обычно используют резисторы.

На рис. 18 показана схема простейшего усилителя на полевом транзисторе, включенном по схеме с ОИ и резистивной нагрузкой R_c .

Источник сигнала с ЭДС e_{ex} создает на входе усилителя на зажимах $I-I$ переменное напряжение u_{ex} , изменяющееся по закону $u_{ex} = U_{max} \sin \omega t$.

При неработающем источнике сигнала e_{ex} ($u_{ex} = 0$) усилитель находится в режиме покоя (интервал времени $0 \dots t_1$), который характеризуется постоянными напряжениями затвора $U_{зи0}$ и стока $U_{си0}$ и током I_{c0} . Ток покоя I_{c0} протекает через резистор нагрузки R_c и создает на его сопротивлении напряжение $U_{Rc} = I_{c0} R_c$, поэтому $U_{си0} = E_c - I_{c0} R_c$.

В момент времени t_1 включается источник переменного напряжения, и напряжение затвора начинает изменяться по закону $U_{зи0} = E_c - I_{c0} R_c$.

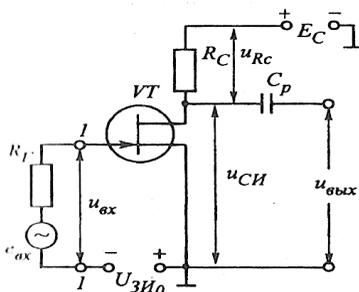


Рис. 18. Упрощенная схема усилителя на ПТ

Режим работы активного элемента, при котором хотя бы один из его параметров изменяется во времени, называется

динамическим. Следовательно, с момента времени t_1 ПТ и усилитель в целом из режима покоя (статического режима) переходят в динамический режим [7].

4.3. Усилители постоянного тока

Это усилители медленноменяющегося сигнала, у которого f_n может быть равна нулю, а f_v определяется назначением, его структурой, элементной базой. Различают два основных типа УПТ: без преобразования сигнала (усилители прямого усиления) и с преобразованием сигнала, т. е. с модулятором и демодулятором (МДМ). Кроме того, они бывают одноктактными и двухтактными.

В УПТ без преобразования сигнала усиливаются сигналы с частотами, близкими к нулю. При усилении таких медленно изменяющихся сигналов, ни трансформаторные связи между каскадами усилителя не в состоянии обеспечить сколь-нибудь удовлетворительную передачу усиливаемого через межкаскадные конденсаторы и трансформаторы в принципе не может проходить усиливаемый сигнал. Потому в УПТ без преобразования сигнала каскады соединяются непосредственно (гальванически) или иногда с помощью оптоэлектронных устройств (оптопар).

Непосредственная связь между каскадами УПТ осуществляется предельно просто. Выход предыдущего каскада через проводник или резистор соединяется с входом последующего каскада, т. е. развязывающие устройства между каскадами не используются. Однако при непосредственной связи между каскадами приходится согласовывать сравнительно большой (по модулю) потенциал на выходе предыдущего каскада с малым потенциалом на входе последующего. Иными словами, в каскадах УПТ происходит повышение постоянного потенциала от его входа к выходу, что создает проблему обеспечения режима питания ЭУ по постоянному току. Кроме того, возникает более серьезная проблема – дрейф нуля (изменение начального уровня выходного напряжения).

Однако такой метод согласования приводит к тому, что глубина местной последовательной ООС по току в каждом

последующем каскаде будет больше, чем в предыдущем. Поэтому коэффициент усиления каждого последующего каскада будет меньше, чем предыдущего. На практике, если таких последовательно включенных каскадов больше трех, то коэффициент усиления последующих каскадов стремится к единице.

Параметры УПТ такие же, что и RC -усилителя, но добавляется немаловажный параметр, определяющий качество усилителя – дрейф нуля ($U_{др}$), – это изменение выходного напряжения при постоянстве входного.

Несмотря на отмеченные серьезные недостатки непосредственной межкаскадной связи, ее простота сыграла определенную роль при распространении в УПТ и других усилителях, изготовляемых по интегральной технологии.

Среди методов согласования каскадов можно выделить четыре наиболее распространенных:

- с дополнительным источником напряжения в цепи связи;
- со стабилитроном в цепи связи;
- с делителем напряжения и дополнительным источником питания;
- с каскадом сдвига уровня (КСУ).

Схема каскада УПТ с дополнительным источником в цепи связи изображена на рис. 19. Как видно из этой схемы, напряжение U_1' больше входного U_1 на величину $U_{кб1}$. С помощью дополнительного источника напряжения $E_{см}$ на сопротивлении нагрузки R_n можно уменьшить напряжение U_2 практически до нуля.

В реальных устройствах с непосредственной связью каскадов источник $E_{см}$ обычно заменяется стабилитроном VD , как это показано штриховой линией на рис. 19, который, как и источник смещения, может уменьшать напряжение на сопротивление нагрузки R_n до нуля. В случае полной компенсации постоянного потенциала ток через источник $E_{см}$ не течет, в то время как через стабилитрон обязательно должен протекать ток $I_{см}$, обеспечивающий режим стабилизации и компенсации постоянного потенциала.

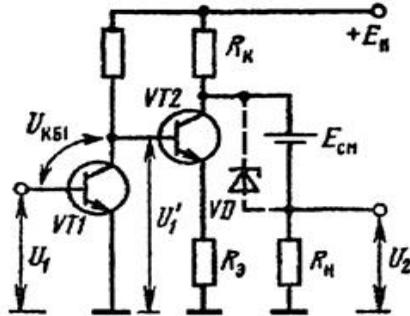


Рис. 19. Схема согласования каскадов усилителя постоянного тока с источником напряжения в цепи связи (со стабилитроном при замещении источника напряжения $E_{см}$ стабилитроном VD)

В связи с этим схема согласования каскадов УПТ со стабилитроном менее экономична, но более удобна для практики.

4.3.1. Дифференциальные усилители

В настоящее время наибольшее распространение получили дифференциальные (параллельно-балансные или разностные) усилители [7, 12]. Их отличает высокая стабильность работы, малый дрейф нуля, большой коэффициент усиления дифференциального сигнала и большой коэффициент подавления синфазных помех.

На рис. 20 приведена принципиальная схема простейшего варианта дифференциального усилителя (ДУ). Любой ДУ выполняется по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами $R_{к1}$ и $R_{к2}$, а два других – транзисторами $T1$ и $T2$. Сопротивление нагрузки включается между коллекторами транзисторов, т. е. в диагональ моста. Можно считать, что резистор $R_э$ подключен к эмиттерам транзисторов. Обращает на себя внимание то обстоятельство, что питание ДУ осуществляется от двух источников, напряжения которых равны (по модулю) друг другу. Таким образом, суммарное напряжение питания ДУ равно $2E$.

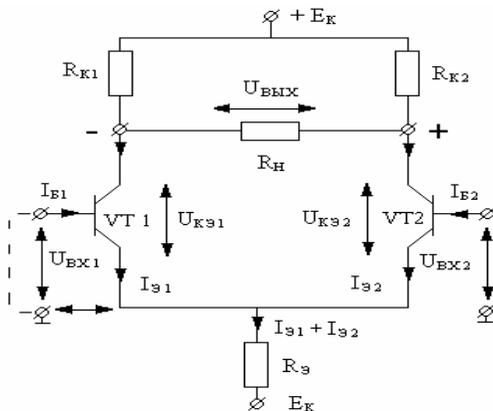


Рис. 20. Принципиальная схема ДУ

Использование второго источника (Е) позволяет снизить потенциалы эмиттеров Т1 и Т2 до потенциала общей шины. Это обстоятельство дает возможность подавать сигналы на входы ДУ без введения дополнительных компенсирующих напряжений. При анализе работы ДУ принято выделять в нем два общих плеча, одно из которых состоит из транзистора Т1 и резистора $R_{к1}$, второе – из транзистора Т2 и резистора $R_{к2}$. Каждое общее плечо ДУ является каскадом ОЭ. Таким образом, можно заключить, что ДУ состоит из двух каскадов ОЭ. В общую цепь эмиттеров транзисторов включен резистор $R_{э}$, которым и задается их общий ток.

4.4. Транзисторные и диодные ключевые схемы. Логические интегральные схемы

Ключи на диодах и транзисторах. Статические характеристики ключевой цепи полностью определяются вольт-амперной характеристикой диода, и зависимостью напряжения на р–n-переходе от пространственного заряда и его распределения в области базы и р–n-перехода, показанной на рис. 21, б [4].

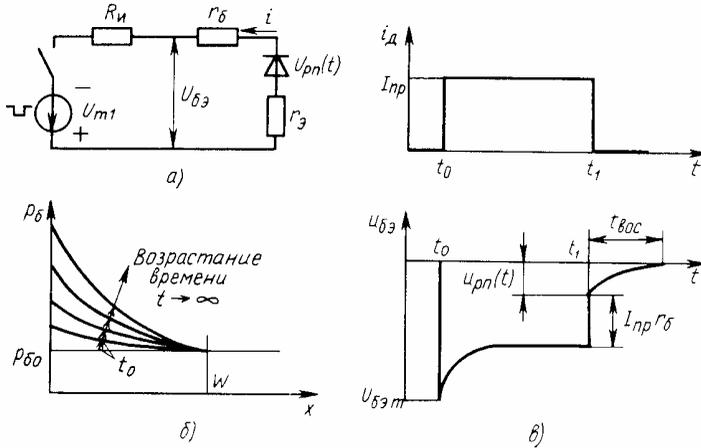


Рис. 21. Схема диодного ключа, включенного в прямом направлении (а); зависимость распределения зарядов в базе от времени (б); характеристика переходных процессов в диодном ключе (в)

Транзисторные ключи (ТК) являются одним из наиболее распространенных элементов импульсных устройств, преобразователей электрической энергии. На их основе создаются триггеры, мультивибраторы, коммутаторы, блокинг-генераторы и т. д.

В зависимости от целевого назначения ТК и особенностей его работы схема ТК может несколько видоизменяться, но, несмотря на это, в основе всех модификаций лежит изображенная на рис. 22, а транзисторная ключевая схема.

В ТК транзисторы работают в несколько качественно различных режимах, которые характеризуются полярностями напряжений на переходах транзистора.

Принято различать следующие режимы работы ключа: режим отсечки РО (ключ разомкнут); режим насыщения РН (ключ замкнут).

Выбор режима ключа изображён на рис. 22, б нагрузочной линией 1–3, отражающей ток и напряжение, действующие между эмиттером и коллектором ТК при режимах РН и РО в зависимости от величины нагрузки.

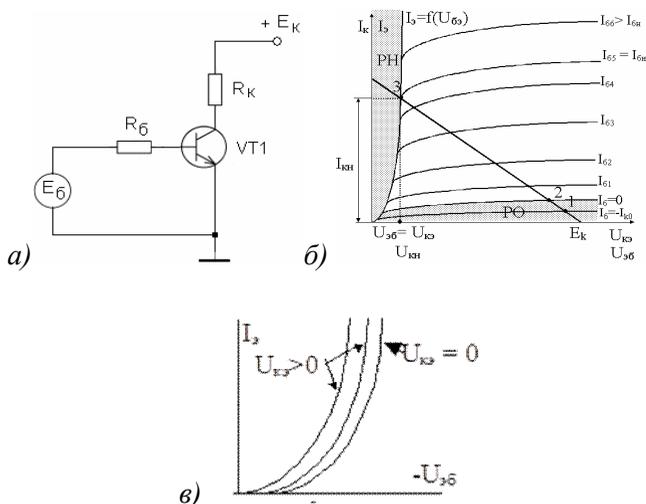


Рис. 22. Ключ по схеме с ОЭ (а); выходная характеристика, выбор режима ключа (б); входная характеристика (в)

При РН оба перехода ТК смещены в прямом направлении, а пересечение линии 1–3 с выходными характеристиками позволяет совместно с входной характеристикой (рис. 22, в) определить параметры входного воздействия $E_б$, позволяющего открыть ТК.

Закрывание ТК происходит при изменении скачком входного тока от положительного значения $I_{б1}$ до отрицательного $I_{б2}$. При отрицательном токе $I_{б2}$ начинается экстракция (отсос зарядов из базы). Процесс запираения включает два этапа: рассасывание избыточного заряда; формирование отрицательного фронта.

Рассасывание избыточного заряда может произойти одновременно у коллекторного и эмиттерного переходов, а также окончиться раньше у коллекторного или эмиттерного перехода. В зависимости от того, где раньше произойдет рассасывание, картина переходного процесса несколько меняется.

Ключи на полевых транзисторах используются для коммутации как аналоговых, так и цифровых сигналов, причем коммутаторы аналоговых сигналов обычно выполняют на

полевых транзисторах с управляющим р–п-переходом или МОП-транзисторах с индуцированным каналом. В цифровых схемах применяются только МОП-транзисторы с индуцированным каналом.

Для ключей на полевых транзисторах характерно:

- 1) малое остаточное напряжение на ключе, находящемся в проводящем состоянии;
- 2) высокое сопротивление в непроводящем состоянии и, как следствие, малый ток, протекающий через транзистор, канал которого перекрыт;
- 3) малая мощность, потребляемая от источника управляющего напряжения;
- 4) хорошая электрическая развязка между цепью управления и цепью коммутирующего сигнала, что позволяет обойтись без гальванической развязки.

По быстродействию ключи на полевых обычно уступают ключам на биполярных транзисторах. Кроме того, у них наблюдается проникновение в коммутирующую цепь дополнительных импульсов, параметры которых зависят от управляющего сигнала. Причиной их появления является наличие межэлектродных емкостей $C_{гс}$ и $C_{гн}$ [7].

Логические элементы

Логические элементы подразделяются по типу использованных в них электронных элементов. Наибольшее применение в настоящее время находят следующие логические элементы:

- РТЛ (резисторно-транзисторная логика);
- ДТЛ (диодно-транзисторная логика);
- ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика);
- КМОП (комплементарная МОП-логика).

На рис. 23 дана упрощённая схема двухвходового элемента И–НЕ серии ТТЛ. Обычно входной каскад логических элементов ТТЛ представляет собой простейшие компараторы, которые могут быть выполнены различными способами (на многоэмиттерном транзисторе или на диодной сборке). В логических элементах ТТЛ входной каскад, кроме функций компараторов, выполняет и логические функции.

В логических элементах КМОП входные каскады также представляют собой простейшие компараторы. Усилителями являются КМОП-транзисторы. Логические функции выполняются комбинациями параллельно и последовательно включенных ключей, которые одновременно являются и выходными ключами.

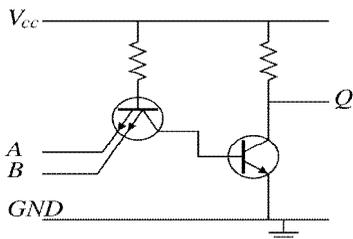


Рис. 23. Упрощённая схема двухвходового элемента

Одним из основных логических элементов является инвертор. Неинвертирующими каскадами являются однотранзисторный каскад с общим эмиттером, однотранзисторный каскад с общим истоком и двухтранзисторный двухтактный выходной каскад на комплементарных парах транзисторов с последовательным включением транзисторов по постоянному току [12].

4.5. Теория обратных связей применительно к усилителям

Усилитель, у которого часть энергии выходного сигнала подается на вход, называется *усилителем с обратной связью*. Обратная связь применяется, например, в автогенераторах на основе усилителей, генерирующих высоко- или низкочастотные колебания. Структурную схему усилителя с обратной связью можно представить в виде двух усилителей (рис. 24)

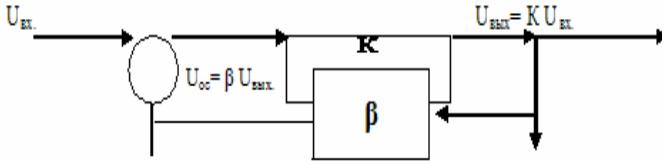


Рис. 24. Структурная схема усилителя с обратной связью

Верхний усилитель имеет в направлении, показанном стрелкой, коэффициент передачи напряжения, равный $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$. Нижний усилитель служит для передачи напряжения обратной связи, его коэффициент передачи в направлении, указанном стрелкой, $\beta = U_{\text{ос}} / U_{\text{вых}}$, где $U_{\text{ос}}$ – напряжение обратной связи (ОС), передаваемое с выхода усилителя на его вход. Это напряжение является частью выходного напряжения. Коэффициент β показывает, какая часть выходного напряжения передается обратно на вход, поэтому его называют *коэффициентом обратной связи* ($\beta < 1$). Реализация обратной связи может быть различной. Различают обратную связь по напряжению; по току; комбинированную.

Цепь обратной связи может быть последовательной, параллельной, последовательно-параллельной.

Существенным во всех перечисленных случаях является знак $U_{\text{ос}}$, с которым оно суммируется с $U_{\text{вх}}$. Если в результате уровень сигнала повышается, получаем положительную ОС, в противном случае ОС становится отрицательной (ООС). Отрицательная ОС повышает входное сопротивление усилителя, делает его более устойчивым в работе. Проанализируем возможные случаи.

Пусть сначала часть выходного сигнала ($\beta < 1$) вычитается из входного сигнала. Сгруппировав входное и выходное напряжения, можно найти их отношение, т. е. коэффициент усиления с обратной связью:

$$K_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$$

Таким образом, видно, что при наличии ООС K_{oc} всегда меньше или равен K_0 (последнее будет, когда $\beta = 0$, т. е. обратной связи нет).

Произведение βK_0 может быть любой величиной, в т. ч. и большой (значительно больше 1), но тогда единицей можно в знаменателе пренебречь. В этом случае K_0 сократится, и останется $K_{oc} = 1/\beta$.

Итак, мы видим, что коэффициент усиления в этом случае совершенно не зависит от исходного коэффициента K_0 , а определяется некоторой случайной величиной β .

Рассмотрим, от чего зависит величина K_0 . Во-первых, она сильно зависит от β – коэффициента усиления транзисторов по току, во-вторых, сильно зависит от температуры, и вообще, довольно нестабильная величина. А β можно сделать специально и довольно точно. Так как $\beta < 1$, то не требуется усилителя в ООС, т. е. можно обойтись, например, точными резисторами. Если сделать обратную отрицательную связь специально, то можно тем самым улучшить точность задания коэффициента усиления за счёт уменьшения самого усиления ($1/\beta$ больше, чем единица, но меньше, чем K_0).

Теперь посмотрим более точно, во сколько же раз можно улучшить точность коэффициента усиления. Для этого нужно продифференцировать выражение для K_{oc} по K_0 . При этом мы получим величину $F = 1 + \beta K_0$.

Величину $F = 1 + \beta K_0$ называют *глубиной обратной связи*. Это именно та величина, на которую уменьшается коэффициент усиления при ООС.

5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

5.1. Общие сведения об операционных усилителях

Интегральные операционные усилители (ОУ) – это многокаскадные УПТ с дифференциальным (симметричным) входом и однотактным (несимметричным) выходом. ОУ в интегральном исполнении являются высокостабильными, широкополосными, имеющие большой коэффициент усиления. Поэтому ОУ рассматривают как самостоятельный компонент с определенными параметрами. ОУ имеет два входа:

- 1) инвертирующий, напряжение на выходе которого сдвинуто по фазе на 180° относительно входного;
- 2) неинвертирующий, напряжение на выходе которого совпадает по фазе с входным.

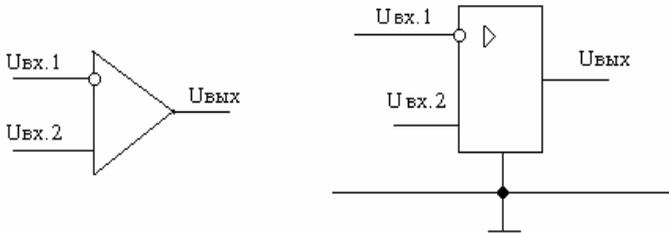


Рис. 25. Условное обозначение ОУ

Входные сигналы подаются относительно единой "общей шины", выходной сигнал снимается также относительно этой же "общей шины". Первый каскад с дифференциальным входом, обладает стабильными параметрами и обеспечивает высокое подавление синфазного напряжения.

Основные параметры ОУ

Коэффициент усиления по напряжению K_u , измеренный на низких частотах, без О.О.С.

$$K_{u, \text{диф}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх, диф}}}, \quad U_{\text{вх, диф}} = (U_{\text{вх.1}} - U_{\text{вх.2}}) K_u \quad \text{на линейном участке}$$

передаточной характеристики составляет $5 \cdot 10^3 \dots 10^6$. За пределами линейного диапазона наступает насыщение

выходного каскада ОУ, и выходное напряжение перестает изменяться (рис. 26).

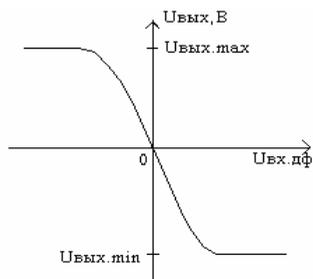


Рис. 26. Передаточная характеристика ОУ

Частота единичного усиления f_1 (рис. 27), на которой модуль K_u равен единице, т. е. 0 дБ.

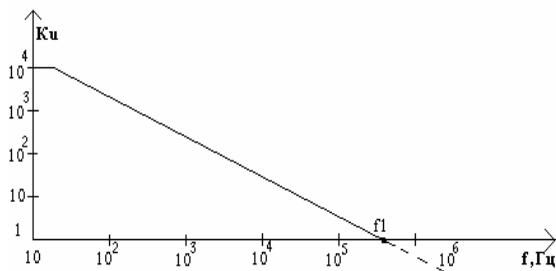


Рис. 27. Амплитудно-частотная характеристика ОУ

Скорость нарастания выходного напряжения $V_{ц-вых.}$, В/мкс — это максимальная скорость изменения выходного сигнала при подаче на вход напряжения прямоугольной формы такой амплитуды, при которой выходной каскад попадает в область насыщения по обеим полярностям. Скорость современных ОУ в пределах от 0,2 до 400 В/мкс. Этот показатель ограничивает частоту синусоидального сигнала, на которой возможно получение на выходе ОУ неискаженного колебания требуемой амплитуды.

5.2. Линейные схемы

Используются две основные схемы включения ОУ с применением отрицательной ОС:

- с подачей сигнала на неинвертирующий вход;
- с подачей сигнала на инвертирующий вход.

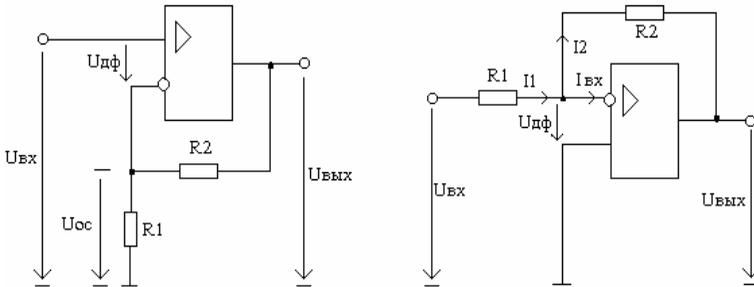


Рис. 28. ОУ охваченные ООС.

Первая схема с последовательной ООС по напряжению, вторая – с параллельной ООС по напряжению.

Если в цепи ОС применяются резисторы, то получаются схемы масштабных усилителей.

Неинвертирующий усилитель

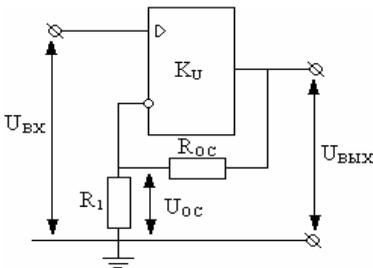


Рис. 29. Схема неинвертирующего усилителя

Отрицательная обратная связь (ООС):

$$U_{\text{ВЫХ.}} = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ОС}}) \cdot K_U = U_{\text{ВХ.}} - U_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.}}}{K_U};$$

При $K_U \rightarrow \infty$, $U_{ВХ.} - U_{ОС} = 0$, $U_{ВХ.} = U_{ОС}$;

$$U_{ОС} = U_{ВЫХ.} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{ОС}}.$$

Коэффициент передачи ($K_{ос}$) схемы с обратной связью:

$$K_{ос} = \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ВХ.}} = \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ОС}} = \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ВЫХ.} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{ОС}}} = \frac{R_1 + R_{ОС}}{R_1}.$$

$K_{ос}$ схемы с ОС не зависит от K_U , исключается зависимость от температуры и разброс K_U , имеющий место на практике.

Инвертирующий усилитель на базе ОУ $U_2 = 0$, так как заземлено.

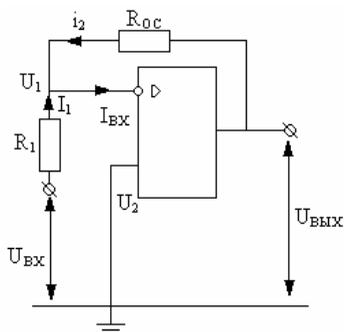


Рис. 30. Схема инвертирующего усилителя

$$i_1 + i_2 = i_{ВХ.} = 0, \text{ значит, } i_1 = -i_2;$$

$$i_2 = \frac{U_{ВЫХ.}}{R_{ОС}}; i_1 = \frac{U_{ВХ.}}{R_1};$$

$$\frac{U_{ВХ.}}{R_1} = -\frac{U_{ВЫХ.}}{R_{ОС}}; U_{ВЫХ.} = -U_{ВХ.} \cdot \frac{R_{ОС}}{R_1};$$

$$K_{ос} = -\frac{R_{ОС}}{R_1}.$$

Связь параллельная, так как складываются не напряжения, а токи. Это лишь теоретическая схема, в ней отсутствуют цепи коррекции. Инвертирующий сумматор на базе ОУ показан на рис. 31.

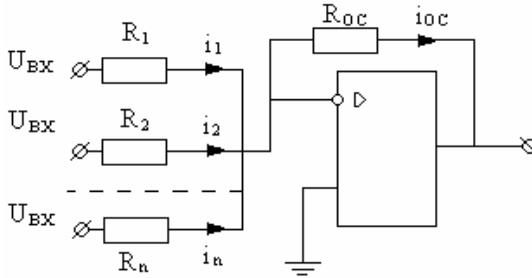


Рис. 31. Схема инвертирующего сумматора

$$i_1 + i_2 + \dots + i_n = i_{OC};$$

$$i_{OC} = -\frac{U_{ВЫХ.}}{R_{OC}} = \frac{U_{ВХ.1}}{R_1} + \frac{U_{ВХ.2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{ВХ.n}}{R_n};$$

$$U_{ВЫХ} = -\left(U_{ВХ.1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} + U_{ВХ.2} \cdot \frac{R_{OC}}{R_2} + \dots + U_{ВХ.n} \cdot \frac{R_{OC}}{R_n}\right).$$

Отношение R_{OC} к R входа можно назвать *весовым коэффициентом*. Если $R_{OC} = R_1 = R_2 = \dots = R_n$, значит, сумматор в чистом виде, иначе получаем сумматор с весовыми коэффициентами.

6. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

6.1. Основные понятия

Питание электрической энергией устройств электроники, ЭВМ и автоматики очень редко удается осуществить непосредственно от первичного источника электроэнергии. Это обусловлено тем, что стандартная электрическая сеть или автономный первичный источник электрической энергии обычно непригодны для питания электронных устройств из-за их несоответствия требованиям по величине напряжения, его стабильности, форме и частоте. Поэтому в большинстве случаев приходится применять источники вторичного электропитания (ИВЭП). Под этим термином обычно понимаются *преобразователи вида электрической энергии*, выполняющие преобразования исходя из требований, предъявляемых к источнику питания конкретного электрического или электронного устройства.

В большинстве случаев с помощью источников вторичного электропитания преобразуется энергия переменного напряжения электрической сети в постоянные напряжения требуемого уровня, которые с помощью электронных устройств стабилизации поддерживаются неизменными. Более редко встречаются источники вторичного электропитания, обеспечивающие получение требуемого значения электрического тока (неизменного или меняющегося по определенному закону).

Мощность источников вторичного электропитания, используемых в маломощных электронных устройствах и установках информационно-измерительной техники и автоматики, как правило, не превышает нескольких сотен – тысяч ватт. Поэтому диапазон мощностей источников вторичного электропитания (ИВЭП), применяемых в маломощной электронике и автоматике, находится в пределах долей – нескольких сотен ватт [7].

Вследствие того, что ИВЭП является массовым функциональным узлом, необходимым для функционирования большинства ЭУ, разработано много способов их построения. Основная задача состоит в том, чтобы заданная мощность была получена при минимальных массогабаритных показателях.

Простейшие структуры ИВЭП, состоящие из силового трансформатора, выпрямителя, сглаживающего фильтра и стабилизатора непрерывного действия, всё больше вытесняются сложными преобразовательными устройствами, работающими на частотах до сотни килогерц.

ИВЭП характеризуется рядом показателей: условиями эксплуатации, выходной мощностью, КПД и др.

Электрические показатели ИВЭП можно разделить на две группы: статические, определяемые при медленном изменении во времени возмущающих факторов; динамические, определяемые при быстром появлении возмущающих факторов.

Статические электрические показатели ИВЭП в общем случае имеют следующие характеристики:

1. Номинальное значение питающего напряжения первичной электрической сети (чаще всего 220 или 380 В).
2. Допускаемые отклонения напряжения первичной сети от номинального значения.
3. Нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки. Обычно оценивается в относительных единицах или в процентах как отношение изменения выходного напряжения к номинальному значению выходного напряжения U_H при изменениях тока нагрузки в заданных пределах. При этом напряжение питания и температура окружающей среды остаются постоянными.
4. Нестабильность выходного напряжения во времени определяется как отношение изменения выходного напряжения в течение заданного промежутка времени к его номинальному значению. При этом постоянными остаются напряжения питания и ток нагрузки, температура окружающей среды.
5. Номинальная частота питающего напряжения.
6. Температурный коэффициент выходного напряжения и др.

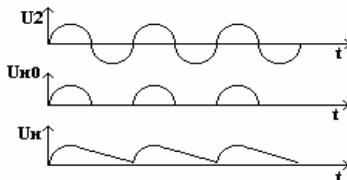
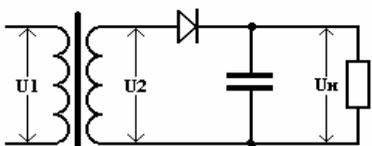
6.2. Схемы выпрямителей

Выпрямители, применяемые для однофазной бытовой сети, выполняются по 4-м основным схемам: однополупериодной, двухполупериодной с нулевой точкой (или просто двухполупериодной), двухполупериодной мостовой (или просто мостовой). Реже применяются схемы удвоения и умножения напряжения. Для многофазных промышленных сетей

применяются две разновидности схем: однополупериодная многофазная и схема Ларионова.

Чаще всего используются трехфазные схемы выпрямителей.

Однополупериодный выпрямитель



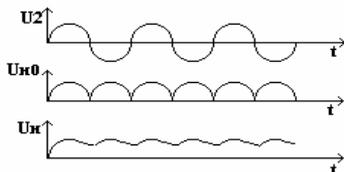
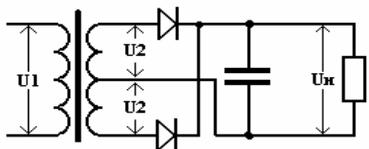
U_2 – напряжение на вторичной обмотке трансформатора;

U_n – напряжение на нагрузке;

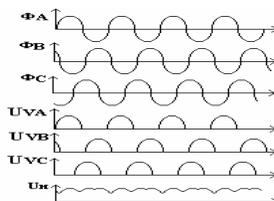
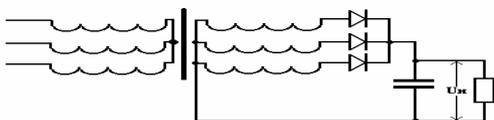
$U_{н0}$ – напряжение на нагрузке при отсутствии конденсатора

Двухполупериодный выпрямитель с нулевой точкой

Принципиальная схема и осциллограммы напряжения в различных точках выпрямителя приведены ниже.



Трехфазный выпрямитель



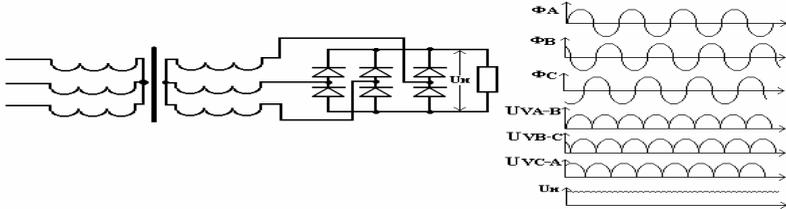
Φ_A, Φ_C, Φ_B – напряжения на вторичных обмотках трехфазного трансформатора;

U_{va}, U_{vb}, U_{vc} – напряжение на нагрузке, получаемое с соответствующего вентиля;

U_n – суммарное напряжение на нагрузке

Схема Ларионова

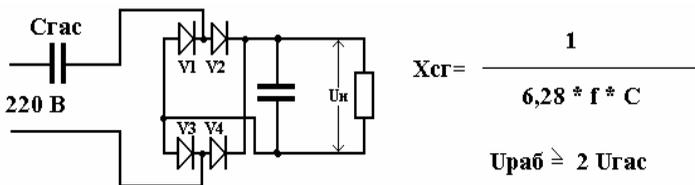
Принципиальная схема и осциллограммы напряжения в различных точках выпрямителя приведены ниже.



Этот выпрямитель представляет собой мостовые выпрямители для каждой пары трехфазных обмоток, работающие на общую нагрузку. Соединяя в себе достоинства мостового выпрямителя и трехфазного питания, он имеет настолько низкий уровень пульсаций, что позволяет работать почти без сглаживающего конденсатора или с небольшой его емкостью.

Выпрямители для безтрансформаторного питания аппаратуры

Безтрансформаторные выпрямители являются простейшими неавтономными источниками постоянного тока. Они применяются при напряжениях, близких к напряжению сети или превышающих его в 1,5–2,5 раза и токах до нескольких десятков миллиампер.



Реактивное сопротивление гасящего конденсатора указано в формуле.

Данная схема может найти применение для заряда малогабаритных аккумуляторов радиоприемников, радиостанций и радиотелефонов.

Основные характеристики различных схем выпрямления.

Сравнение схем выпрямления и ориентировочный расчет выпрямителя можно сделать, используя данные таблицы.

Таблица

Тип схемы	Обр.	$I_{\text{макс.}}$	I_2	U_2	C_0^*	$P_0\%$	$U_{\text{с0}}$
Однополу- периодная	$3 U_0$	$7 I_0$	$2 I_0$	$0,75 U_0$	$60 I_0/U_0$	$600 I_0$ $U_0 \cdot C_0$	$1,2 U_0$
Двухполу- периодная	$3 U_0$	$3,5 I_0$	I_0	$0,75 U_0$	$30 I_0/U_0$	$300 I_0$ $U_0 \cdot C_0$	$1,2 U_0$
Мостовая	$1,5 U_0$	$3,5 I_0$	$1,41 I_0$	$0,75 U_0$	$30 I_0/U_0$	$300 I_0$ $U_0 \cdot C_0$	$1,2 U_0$
Удвоения напряжения	$1,5 U_0$	$7 I_0$	$2,8 I_0$	$0,38 U_0$	$125 I_0/U_0$	$1250 I_0$ $U_0 \cdot C_0$	$0,6 U_0$

* Значение емкости конденсатора рассчитано для $P_0\% = 10\%$.

Задавшись значением напряжения на выходе выпрямителя U_0 и значением номинального тока в нагрузке (среднего значения выпрямленного тока) I_0 , можно без труда определить напряжение вторичной обмотки трансформатора, ток во вторичной обмотке, максимально допустимый ток вентилях, обратное напряжение на вентилях, а также рабочее напряжение конденсатора фильтра. Задавшись необходимым коэффициентом пульсаций, можно рассчитать значение емкости на выходе выпрямителя.

6.3. Импульсные источники питания. Преобразователи напряжения в ток

Импульсные источники вторичного электропитания (ИВЭП) можно разделить на следующие типы:

1) преобразователи постоянного напряжения в постоянное с импульсным преобразователем, питаемым от первичного источника в виде аккумулятора или батареи с гальваническим и без такового разделением, входных и выходных цепей;

2) бестрансформаторные источники с импульсным преобразованием электроэнергии, содержащие питаемый от первичной сети переменного тока выпрямитель, импульсный преобразователь с ВЧ-трансформатором и выпрямители, питающие нагрузку.

В зависимости от требований нагрузки и уровня преобразуемой мощности импульсные преобразователи строятся по одноконтурным и двухконтурным схемам. В первом варианте магнитопровод трансформатора используется в режиме однополярного перемагничивания, ограничивая величину преобразуемой мощности уровнем нескольких сотен ватт. Для преобразования мощности более 500 Вт необходим двухконтурный принцип переключения, позволяющий существенно снижать объем магнитопровода ВЧ-трансформатора. Однако при этом увеличивается число ключевых транзисторов преобразователя (два или четыре). Применение мощных МДП-транзисторов в импульсных преобразователях позволяет получить следующие преимущества:

1) уменьшение динамических потерь;

2) повышение частоты переключения и, как следствие, снижение массогабаритных показателей трансформаторов и фильтров;

3) упрощение схемы управления;

4) повышение нагрузочной способности по току и тепловой стабильности.

5) повышение частоты переключения до сотен килогерц позволяет снизить удельную мощность ИВЭП до 200...500 Вт/кг при эффективности преобразования 80...95 %. В данных

режимах процессы переключения МДП-транзисторов зависят от структуры схемы и характера нагрузки.

МДП-транзисторы в одноктактных схемах импульсных преобразователей

Преобразователи постоянного напряжения обеспечивают гальваническое разделение входных и выходных цепей с помощью трансформаторов, преобразование и регулирование уровней выходного напряжения. Основным достоинством одноктактных схем является отсутствие схем симметрирования работы трансформаторов, малое количество ключей и простота управления. Наиболее широкое применение находят два типа одноктактных преобразователей: с передачей энергии в нагрузку на этапе замкнутого состояния регулирующего ключа (в импульсе) и с передачей энергии на этапе разомкнутого состояния ключа (в паузе), называемых также прямоходовыми и обратногоходовыми преобразователями. Регулирование выходного напряжения возможно только при совместной работе собственно преобразователя, содержащего силовой ключ и разделительный трансформатор, и импульсного регулятора напряжения.

Основные варианты схем регуляторов постоянного напряжения с индуктивным накопителем энергии

Для индуктивной нагрузки возможными режимами работы являются режим непрерывного и разрывного тока. В режиме прерывистого тока для всех типов регуляторов напряжения нагрузка ключевого транзистора может быть представлена по типовой схеме ключа на МДП-транзисторе.

Основные типы регуляторов постоянного напряжения: *понижающий, повышающий и инвертирующий.*

Импульсные стабилизаторы напряжения обычно используются тогда, когда требуется получить большие токи от ИВЭП и достаточно большой КПД стабилизатора. При проектировании ИВЭП используются структуры простейших стабилизаторов напряжения, причем ввиду меньшей величины пульсаций выходного напряжения чаще всего применяются структуры импульсных стабилизаторов понижающего типа.

Рассмотрим вопросы практической реализации импульсных стабилизаторов напряжения. Принципиальная схема

простейшего из них приведена на рис. 32. Транзистор $VT1$ работает в ключевом режиме. При подключении к схеме входного напряжения $U_{ВХ}$ на неинвертирующем входе усилителя $DA1$, работающего в режиме компаратора напряжений, установится опорное напряжение $U_{оп}$. Оно обеспечивается параметрическим стабилизатором напряжения, выполненном на резисторе $R1$ и стабилитроне $VD1$. На выходе усилителя $DA1$ установится большое выходное напряжение, которое откроет транзистор $VT1$.

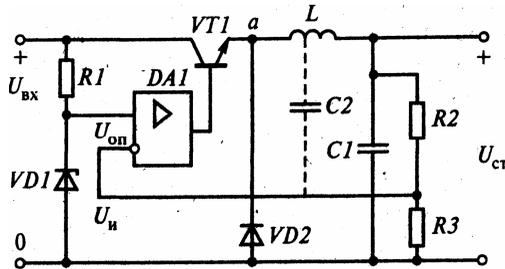


Рис. 32. Импульсный стабилизатор напряжения

Он окажется в режиме насыщения или на границе этого режима. Ключ на транзисторе $VT1$ будет открыт. Через дроссель L начнет нарастать электрический ток. Значение его будет зависеть от напряжения $U_{ВХ}$, сопротивлений нагрузки стабилизатора R_n , внутреннего сопротивления открытого ключа R_T и сопротивлений $R2, R3$. Его значение может быть найдено из уравнения

$$U_{ВХ} = i_L [R_T + R_f 11 (R1 + R2)] + L di_L / dt.$$

Если дроссель представляет собой линейную катушку индуктивности, то ток $i_L(t)$ нарастает по экспоненте.

Ток i_L заряжает конденсатор $C1$ и протекает через сопротивление нагрузки R_n и резисторы $R1, R2$. Как только напряжение на конденсаторе $C1$ достигнет значения, при котором $U_{оп} = U_H$, усилитель $DA1$ выходит в линейную область, и напряжение на его выходе уменьшается. Это приводит к запираанию транзистора $VT1$. При уменьшении его тока в

дросселе L появляется ЭДС самоиндукции, препятствующая изменению тока в цепи. При этом потенциал точки a станет отрицательным относительно земли. Диод $VD2$ откроется и зафиксирует потенциал эмиттера транзистора на уровне падения напряжения на диоде $VD2$ ($\sim 0,5\text{В}$).

В ряде случаев применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) проводимости регулирующего транзистора. Аналогично можно построить импульсный стабилизатор с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ). В нем следует установить одновибратор, частота следования импульсов которого определяет проводимость регулирующего транзистора.

Сегодня уже невозможно представить компьютер, видеокамеру, DVD-проигрыватель, телевизор без компактного и надежного импульсного источника.

6.4. Схемы стабилизации напряжения и тока

Нестабилизированный выпрямитель имеет два существенных недостатка – большое выходное сопротивление, вызывающее нестабильность по выходу и входу, связанную с тем, что его выходное напряжение повторяет все колебания сети. Пульсации выхода нельзя считать неизбежными, так как при должном выборе параметров LC-фильтра они могут быть сведены практически к нулю.

Стабилизатором напряжения называется устройство, автоматически поддерживающее напряжение на нагрузке при изменении в определенных пределах таких дестабилизирующих факторов, как напряжение первичного источника, сопротивление нагрузки, температура окружающей среды.

Существуют два вида стабилизаторов – параметрические и компенсационные. Параметрический стабилизатор использует элементы, в которых напряжение остается неизменным при изменении протекающего через них тока. Такими элементами являются стабилитроны, в которых при изменении тока в очень широких пределах падение напряжения изменяется на доли процента. Параметрические стабилизаторы применяются, как правило, в качестве источников опорного (эталонного) напряжения в мощных компенсационных стабилизаторах.

В зависимости от режима работы регулирующего элемента (РЭ) стабилизаторы разделяют на непрерывные и импульсные (ключевые, релейные). В непрерывных стабилизаторах РЭ (транзистор) работает в активном режиме, а в импульсных – в импульсном. Кроме того, непрерывные стабилизаторы делятся на последовательные и параллельные в зависимости от того, как РЭ соединен с нагрузкой. Ниже будут рассматриваться только последовательные.

Принцип работы компенсационного стабилизатора основан на сравнении фактического напряжения на нагрузке с эталонным и увеличении или уменьшении в зависимости от этого отклонения выходного напряжения. Эталонное напряжение формируется источником опорного напряжения ИОН. В сравнивающем элементе СЭ происходит сравнение напряжения на нагрузке с опорным и выработка управляющего сигнала рассогласования. Этот сигнал усиливается усилителем и подается на регулирующий элемент РЭ, который обеспечивает такое изменение выходного напряжения, которое приводит к приближению фактического напряжения на нагрузке к заданному значению.

Основным параметром стабилизатора является коэффициент стабилизации – отношение относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения на выходе:

$$K_{CT} = \frac{\Delta U_{ВХ.} / U_{ВХ.}}{\Delta U_{ВЫХ.} / U_{ВЫХ.}}$$

Номинальное напряжение стабилизации $U_{вых.}$ – это выходное напряжение стабилизатора при нормальных условиях его эксплуатации (определенное входное напряжение, заданный ток нагрузки, установленная температура окружающей среды). Если стабилизатор позволяет регулировать выходное напряжение, то задается диапазон изменения выходного напряжения $U_{вых.min} - U_{вых.max}$.

Диапазон изменения входного напряжения $U_{вх}$ позволяет установить пределы изменения напряжения на входе стабилизатора, при которых сохраняются точностные свойства стабилизатора.

Диапазон изменения тока нагрузки I_H позволяет установить пределы изменения тока нагрузки, при котором сохраняются точностные свойства стабилизатора.

Коэффициент нестабильности по напряжению K_u – это отношение относительного изменения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых.}}/U_{\text{вых.}}$ к вызвавшему его изменению входного напряжения $U_{\text{вх.}}$:

$$K_u = \Delta U_{\text{вых.}} / (U_{\text{вх.}} \Delta U_{\text{вх.}}), \% / \text{В.}$$

Коэффициент нестабильности по току K_I – это отношение относительного изменения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых.}}/U_{\text{вых.}}$ к вызвавшему его относительному изменению тока нагрузки $\Delta I/I$:

$$K_{HI} = \Delta U_{\text{вых.}} I / (U_{\text{вых.}} \Delta I).$$

Коэффициент сглаживания пульсаций – это отношение амплитудного значения пульсаций входного напряжения к амплитудному значению пульсаций выходного напряжения:

$$K_c = U_{\text{вх.}} \approx / U_{\text{вых.}} \approx.$$

Быстродействие стабилизатора характеризует его способность быстро обрабатывать скачкообразные изменения входного напряжения или тока нагрузки. Обычно быстродействие стабилизатора определяют временем установления выходного напряжения при заданном скачкообразном изменении напряжения на входе или тока нагрузки.

Дифференциальное выходное сопротивление стабилизатора – это отношение приращения выходного напряжения к приращению тока нагрузки:

$$R_{\text{ст.}} = \Delta U_{\text{вых.}} / \Delta I_H.$$

Кроме эксплуатационных используются также расчетные параметры, которые необходимы при проектировании стабилизаторов с заданными свойствами. К таким параметрам относят: дифференциальное выходное сопротивление $R_{\text{ст.}}$, температурный коэффициент напряжения ТКН, напряжение шумов, временной дрейф выходного напряжения и некоторые другие [7].

В простейшем компенсационном стабилизаторе опорным напряжением является напряжение $U_{\text{ст.}}$ стабилитрона VD , а

сравнивающим элементом, усилителем и одновременно регулирующим элементом – транзистор VT (рис. 33, б).

Выходное напряжение, как это видно по знакам «+» и «-», (на схеме) $U_{ВЫХ} = U_{СТ} - U_{ЭБ}$. Ток через резистор R_B образуется сложением двух токов: тока стабилитрона $I_{СТ}$ и тока базы I_B . Режим работы транзистора выбирают таким образом, чтобы исходная рабочая точка p располагалась на середине линейного участка его входной характеристики (рис. 33, в). Напряжение $U_{ЭБ}$ при этом составляет 0,1...0,3 В. Так как транзистор VT включен по схеме эмиттерного повторителя (усилителя с общим коллектором), то $U_{ВЫХ} \approx U_{СТ}$.

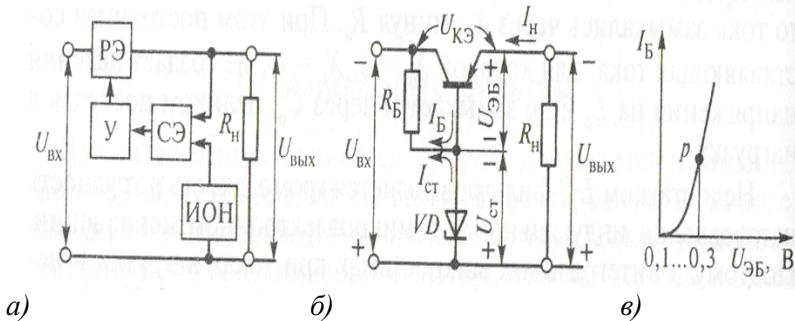


Рис. 33. Структура компенсационного стабилизатора напряжения (а), его простейшая реализация (б) и график, поясняющий выбор рабочей точки (в)

Предположим, что по каким-либо причинам напряжение на нагрузке уменьшилось. Это приведет к увеличению падения напряжения $U_{ЭБ} = U_{СТ} - U_{ВЫХ}$, что, в свою очередь, увеличит степень открытия транзистора. В результате падение напряжения на транзисторе $U_{КЭ}$ уменьшится, а, значит, увеличится напряжение на нагрузке $U_{ВЫХ} = U_{ВХ} - U_{КЭ}$. В итоге напряжение на нагрузке восстановится. Аналогичное восстановление выходного напряжения произойдет и при его увеличении. Только в этом случае произойдет уменьшение степени открытия транзистора и соответствующее увеличение падающего на нем напряжения $U_{КЭ}$.

Транзистор включен по схеме эмиттерного повторителя, входным напряжением которого является $U_{СТ}$. Так как $I_b < I_n$, то схема позволяет отдавать в нагрузку значительную мощность. Коэффициент стабилизации такой схемы составляет $K_{см.} = 150 \dots 300$. В рассмотренной схеме сигнал рассогласования формируется на саморегулирующем транзисторе. Более высокую степень стабилизации обеспечивают схемы, в которых на базу регулирующего транзистора поступает предварительно усиленный сигнал рассогласования. В рассмотренных стабилизаторах напряжения регулирующий транзистор всегда открыт, а саморегулирование осуществляется путем изменения степени его открытия, т. е. линейно. Поэтому такие стабилизаторы называются *линейными*.

На рис. 34 показан стабилизатор с составным эмиттерным повторителем (схема Дарлингтона) на двух транзисторах, что позволяет получить ток в нагрузке до 1А.

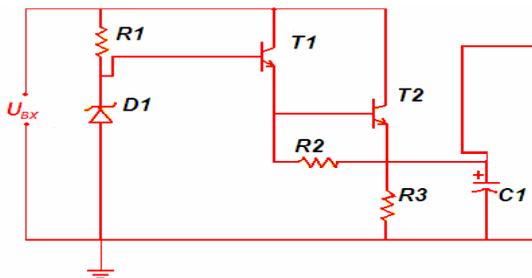


Рис. 34. Стабилизатор с составным эмиттерным повторителем

Стабилизация тока и напряжения – поддержание заданного значения напряжения (или тока) при изменении сопротивления нагрузки, напряжения питания и т. п. Для стабилизации тока и напряжения обычно применяются электронные устройства. Напряжение (ток) нагрузки слабо зависит от её импеданса, если внутреннее сопротивление источника напряжения (тока), подключённого к нагрузке, намного меньше (больше) сопротивления этой нагрузки. Для этой цели в простейших стабилизаторах напряжения (СН) служит эмиттерный повторитель напряжения, а в стабилизаторах тока (СТ) нагрузка

включается в цепь коллектора транзистора биполярного или в цепь стока полевого транзистора. В более сложных стабилизаторах используется отрицательная обратная связь. Напряжение на нагрузке (или напряжение, пропорциональное току в нагрузке) сравнивается с заведомо стабильным, так называемым опорным, напряжением, и усиленный сигнал рассогласования подаётся на элемент, непрерывно регулирующий напряжение (ток) нагрузки таким образом, чтобы уменьшить сигнал рассогласования до нуля (рис. 36). Точность, с которой поддерживается стабильность напряжения (тока), определяется глубиной обратной связи, стабильностью опорного напряжения и точностью сравнивающего устройства. Регулирующий элемент (обычно биполярный транзистор) включается параллельно (СН и СТ параллельного типа) или последовательно (СН и СТ последовательного типа) с нагрузкой. В качестве сравнивающего устройства и усилителя сигнала рассогласования обычно служат операционные усилители. В устройствах стабилизации постоянных напряжений и токов опорное напряжение обычно создаётся полупроводниковым или газоразрядным стабилитроном – прибором, напряжение на котором слабо зависит от протекающего по нему тока. Параллельное соединение стабилитрона и нагрузки широко используется в простейших маломощных стабилизаторах напряжения (так называемый параметрический СН).

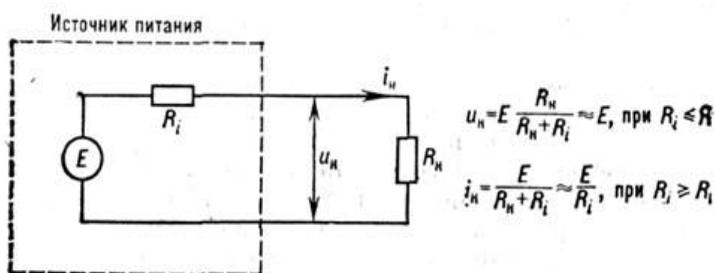


Рис. 35. Эквивалентная схема стабилизатора тока:

R_n – сопротивление нагрузки, R_i , E – внутреннее сопротивление и напряжение источника питания; U_n, I_n – напряжение и ток нагрузки

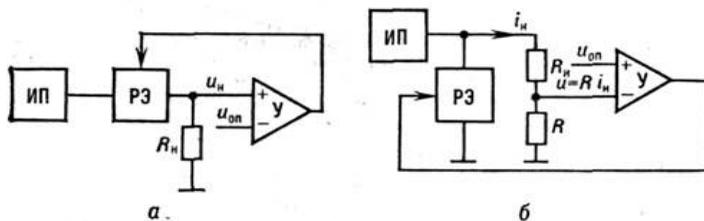


Рис. 36. Блок-схемы стабилизаторов напряжения и тока:
а – последовательный тип; *б* – параллельный;
 (РЭ – регулирующий элемент; У – сравнивающее устройство и усилитель сигнала рассогласования; ИП – источник питания)

СН и СТ с непрерывным управлением регулирующим элементом обладают сравнительно низким КПД из-за постоянного рассеяния мощности на регулирующем элементе. Для увеличения КПД применяются импульсные, или ключевые, СН и СТ (рис. 37). Регулирующий элемент, включённый последовательно с нагрузкой, работает как электронный ключ и быстро переключается между двумя состояниями: разомкнутым (сопротивление ключа очень большое, ток ключа равен нулю) и замкнутым (сопротивление ключа близко к нулю, напряжение на ключе – малое). В таком режиме работы регулирующий элемент рассеивает энергию преимущественно в моменты переключения. Выходное напряжение ключа имеет форму прямоугольных импульсов с амплитудой, равной напряжению источника питания E . Это напряжение сглаживается с помощью фильтра низких частот, состоящего из последовательно включённой катушки индуктивности L и конденсатора ёмкости C , подключённого параллельно нагрузке. Постоянное напряжение, которое получается на выходе фильтра, зависит от соотношения между временем замкнутого и временем разомкнутого состояний. Отношение времён изменяется в соответствии с сигналом рассогласования между напряжением (током) нагрузки и опорным напряжением. Тем самым стабилизируется напряжение (ток) нагрузки. С помощью диода D во время разомкнутого состояния ключа в нагрузку передаётся энергия, запасённая в катушке индуктивности. КПД

импульсных СН и СТ достигает 80 % и более. При стабилизации высоких напряжений СН обычно совмещают с преобразователем напряжения.

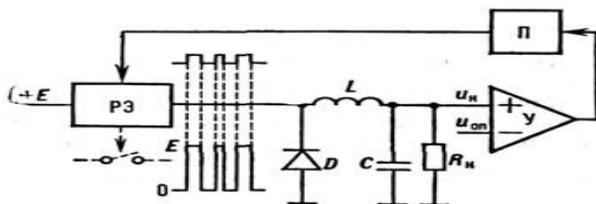


Рис. 37. Блок-схема импульсного стабилизатора напряжения:
П – преобразователь сигнала рассогласования в импульсное
 напряжение управления *РЭ*

7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

7.1. Основные понятия о преобразователях частоты в электроэнергетике

На протяжении последних 10–15 лет в мире наблюдается широкое и успешное внедрение во многие отрасли экономики частотно-регулируемого электропривода для решения различных технологических задач. Это объясняется в первую очередь разработкой и созданием преобразователей частоты на принципиально новой элементной базе, главным образом на биполярных транзисторах с изолированным затвором IGBT.

Преобразователь частоты – это устройство, предназначенное для преобразования переменного тока (напряжения) одной частоты в переменный ток (напряжение) другой частоты.

Выходная частота в современных преобразователях может изменяться в широком диапазоне и быть как выше, так и ниже частоты питающей сети.

Схема любого преобразователя частоты состоит из силовой и управляющей частей. Силовая часть преобразователей обычно выполнена на тиристорах или транзисторах, которые работают в режиме электронных ключей. Управляющая часть выполняется на цифровых микропроцессорах и обеспечивает управление силовыми электронными ключами, а также решение большого количества вспомогательных задач (контроль, диагностика, защита) [6, 10, 12].

7.2. Преобразователь частоты: структура, принцип работы

Современный частотно-регулируемый электропривод состоит из асинхронного или синхронного электрического двигателя и преобразователя частоты.

Электрический двигатель преобразует электрическую энергию в механическую энергию и приводит в движение исполнительный орган технологического механизма [6, 10].

Преобразователь частоты управляет электрическим двигателем и представляет собой электронное статическое устройство. На выходе преобразователя формируется электрическое напряжение с переменными амплитудой и частотой. Название «частотно-регулируемый электропривод» обусловлено тем, что регулирование скорости вращения двигателя осуществляется изменением частоты напряжения питания, подаваемого на двигатель от преобразователя частоты.

В синхронном электрическом двигателе частота вращения ротора n_2 на установившемся режиме равна частоте вращения магнитного поля статора n_1 .

В асинхронном электрическом двигателе частота вращения ротора n_2 на установившемся режиме отличается от частоты вращения n_1 на величину скольжения S .

Частота вращения магнитного поля n_1 зависит от частоты напряжения питания. При питании обмотки статора электрического двигателя трехфазным напряжением с частотой f создается вращающееся магнитное поле. Скорость вращения этого поля определяется по известной формуле

$$\omega_1 = \frac{2\pi f}{p},$$

где p – число пар полюсов статора.

Переход от скорости вращения поля ω_1 , измеряемой в радианах, к частоте вращения n_1 , выраженной в оборотах в минуту, осуществляется по следующей формуле:

$$n_1 = \frac{60}{2\pi} \cdot \omega_1,$$

где 60 – коэффициент пересчета размерности.

Подставив в это уравнение скорость вращения поля ω_1 , получим, что $n_1 = \frac{60f}{p}$.

Таким образом, частота вращения ротора синхронного и асинхронного двигателей зависит от частоты напряжения питания.

На этой зависимости и основан метод частотного регулирования.

Изменяя с помощью преобразователя частоту f на входе двигателя, мы регулируем частоту вращения ротора.

В наиболее распространенном частотно-регулируемом приводе на основе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором применяются скалярное и векторное частотное управления.

При скалярном управлении по определенному закону изменяют амплитуду и частоту приложенного к двигателю напряжения. Изменение частоты питающего напряжения приводит к отклонению от расчетных значений максимального и пускового моментов двигателя, КПД и коэффициента мощности. Поэтому для поддержания требуемых рабочих характеристик двигателя необходимо с изменением частоты одновременно соответственно изменять и амплитуду напряжения.

В существующих преобразователях частоты при скалярном управлении чаще всего поддерживается постоянное отношение максимального момента двигателя к моменту сопротивления на валу, т. е. при изменении частоты амплитуда напряжения изменяется таким образом, что отношение максимального момента двигателя к текущему моменту нагрузки остается неизменным. Это отношение называется *перегрузочной способностью двигателя*.

Скалярное управление достаточно для большинства практических случаев применения частотно-регулируемого электропривода с диапазоном регулирования частоты вращения двигателя до 1: 40.

Векторное управление позволяет существенно увеличить диапазон управления, точность регулирования и повысить быстродействие электропривода. Этот метод обеспечивает непосредственное управление вращающим моментом двигателя.

Вращающий момент определяется током статора, который создает возбуждающее магнитное поле. При непосредственном

управлении моментом необходимо изменять кроме амплитуды и фазу статорного тока, т. е. вектор тока. Этим и обусловлен термин «*векторное управление*».

Для управления вектором тока, а, следовательно, и положением магнитного потока статора относительно вращающегося ротора, требуется знать точное положение ротора в любой момент времени. Задача решается либо с помощью выносного датчика положения ротора, либо определением положения ротора путем вычислений по другим параметрам двигателя. В качестве этих параметров используются токи и напряжения статорных обмоток.

Менее дорогим является частотно-регулируемый электропривод с векторным управлением без датчика обратной связи скорости, однако векторное управление при этом требует большого объема и высокой скорости вычислений от преобразователя частоты.

Кроме того, для непосредственного управления моментом при малых, близких к нулевым скоростям вращения работа частотно-регулируемого электропривода без обратной связи по скорости невозможна.

Векторное управление с датчиком обратной связи скорости обеспечивает диапазон регулирования до 1:1000 и выше, точность регулирования по скорости – сотые доли процента, точность по моменту – единицы процентов.

В синхронном частотно-регулируемом приводе применяются те же методы управления, что и в асинхронном.

7.3. Преобразователи частоты на тиристорах

Преобразователи частоты, применяемые в регулируемом электроприводе, в зависимости от структуры и принципа работы силовой части разделяются на два класса:

- 1) преобразователи частоты с явно выраженным промежуточным звеном постоянного тока;
- 2) преобразователи частоты с непосредственной связью (без промежуточного звена постоянного тока).

7.4. Преобразователи частоты на IGBT

Биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT отличаются от тиристоров полной управляемостью, простая неэнергоёмкая система управления, самая высокая рабочая частота. Вследствие этого преобразователи частоты на IGBT позволяют расширить диапазон управления скорости вращения двигателя, повысить быстродействие привода в целом.

Для асинхронного электропривода с векторным управлением преобразователи на IGBT позволяют работать на низких скоростях без датчика обратной связи.

Применение IGBT с более высокой частотой переключения в совокупности с микропроцессорной системой управления в преобразователях частоты снижает уровень высших гармоник, характерных для тиристорных преобразователей. Как следствие меньшие добавочные потери в обмотках и магнитопроводе электродвигателя, уменьшение нагрева электрической машины, снижение пульсаций момента и исключение так называемого «шагания» ротора в области малых частот. Снижаются потери в трансформаторах, конденсаторных батареях, увеличивается их срок службы и изоляции проводов, уменьшается количество ложных срабатываний устройств защиты и погрешности индукционных измерительных приборов.

Преобразователи на транзисторах IGBT по сравнению с тиристорными преобразователями при одинаковой выходной мощности отличаются меньшими габаритами, массой, повышенной надёжностью в силу модульного исполнения электронных ключей, лучшего теплоотвода с поверхности модуля и меньшего количества конструктивных элементов.

Они позволяют реализовать более полную защиту от бросков тока и от перенапряжения, что существенно снижает вероятность отказов и повреждений электропривода.

На настоящий момент низковольтные преобразователи на IGBT имеют более высокую цену на единицу выходной мощности вследствие относительной сложности производства транзисторных модулей. Однако по соотношению цена/качество, исходя из перечисленных достоинств, они явно выигрывают у тиристорных преобразователей, кроме того, на

протяжении последних лет наблюдается неуклонное снижение цен на IGBT модули.

Главным препятствием на пути их использования в высоковольтном приводе с прямым преобразованием частоты и при мощностях выше 1–2 МВт на настоящий момент являются технологические ограничения. Увеличение коммутируемого напряжения и рабочего тока приводит к увеличению размеров транзисторного модуля, а также требует более эффективного отвода тепла от кремниевого кристалла.

Новые технологии производства биполярных транзисторов направлены на преодоление этих ограничений, и перспективность применения IGBT очень высока также и в высоковольтном приводе. В настоящее время IGBT-транзисторы применяются в высоковольтных преобразователях в виде последовательно соединенных нескольких единичных модулей.

Структура и принцип работы низковольтного преобразователя частоты на IGBT-транзисторах

Типовая схема низковольтного преобразователя частоты представлена на рис. 38. В левой части рисунка изображены графики напряжений и токов на выходе каждого элемента преобразователя.

7.5. Преобразователи частоты с явно выраженным промежуточным звеном постоянного тока

Наиболее широкое применение в современных частотно-регулируемых приводах находят преобразователи с явно выраженным звеном постоянного тока (рис. 38). В преобразователях этого класса используется двойное преобразование электрической энергии: входное синусоидальное напряжение с постоянной амплитудой и частотой выпрямляется в выпрямителе (В), фильтруется фильтром (Ф), сглаживается, а затем вновь преобразуется инвертором (И) в переменное напряжение изменяемой частоты и амплитуды. Двойное преобразование энергии приводит к снижению КПД и к некоторому ухудшению массогабаритных показателей по отношению к преобразователям с непосредственной связью.

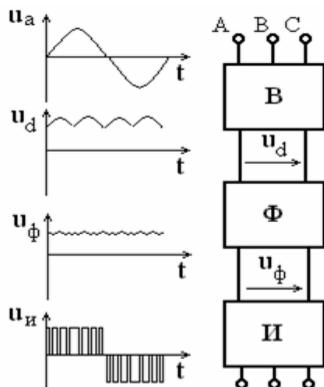


Рис. 38. Преобразователь частоты с явно выраженным промежуточным звеном постоянного тока

Для формирования синусоидального переменного напряжения используются автономные инверторы напряжения и автономные инверторы тока.

В качестве электронных ключей в инверторах применяются запираемые тиристоры GTO и их усовершенствованные модификации GCT, IGCT, SGCT и биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT.

7.6. Преобразователи частоты с непосредственной связью (без промежуточного звена постоянного тока)

Исторически первыми появились преобразователи с непосредственной связью (рис. 39), в которых силовая часть представляет собой управляемый выпрямитель и выполнена на незапираемых тиристорах. Система управления поочередно отпирает группы тиристоров и подключает статорные обмотки двигателя к питающей сети.

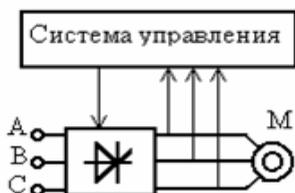


Рис. 39. Преобразователи частоты с непосредственной связью

Таким образом, выходное напряжение преобразователя формируется из «вырезанных» участков синусоид-входного напряжения. На рис. 40 показано формирование выходного напряжения для одной из фаз нагрузки. На входе преобразователя действует трехфазное синусоидальное напряжение u_a , u_b , u_c . Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ имеет несинусоидальную «пилообразную» форму, которую условно можно аппроксимировать синусоидой (утолщенная линия). Из рисунка видно, что частота выходного напряжения не может быть равна или выше частоты питающей сети. Она находится в диапазоне от 0 до 30 Гц и как следствие имеет малый диапазон управления частоты вращения двигателя не более 1:10.

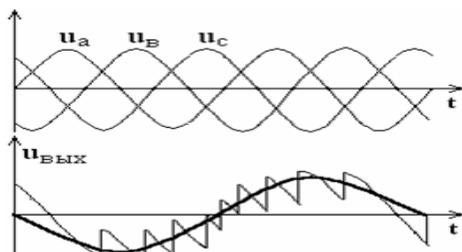


Рис. 40. Формирование выходного напряжения для одной из фаз нагрузки

Это ограничение не позволяет применять такие преобразователи в современных частотно-регулируемых приводах с широким диапазоном регулирования технологических параметров.

Использование незапираемых тиристорov требует относительно сложных систем управления, которые увеличивают стоимость преобразователя.

«Резаная» синусоида на выходе преобразователя является источником высших гармоник, которые вызывают дополнительные потери в электрическом двигателе, перегрев электрической машины, снижение момента, очень сильные помехи в питающей сети. Применение компенсирующих

устройств приводит к повышению стоимости, массы, габаритов, понижению КПД системы в целом.

Наряду с перечисленными недостатками преобразователей с непосредственной связью, они имеют определенные достоинства. К ним относятся: практически самый высокий КПД относительно других преобразователей (98,5 % и выше), способность работать с большими напряжениями и токами, что делает возможным их использование в мощных высоковольтных приводах, относительная дешевизна, несмотря на увеличение абсолютной стоимости за счет схем управления и дополнительного оборудования.

Подобные схемы преобразователей используются в старых приводах, и новые конструкции их практически не разрабатываются [6].

8. ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

8.1. Цифровые устройства: основные понятия и определения.

Общие сведения об импульсных процессах и устройствах

Наиболее часто применяются импульсы прямоугольной формы, основные параметры которых изображены на рис. 41.

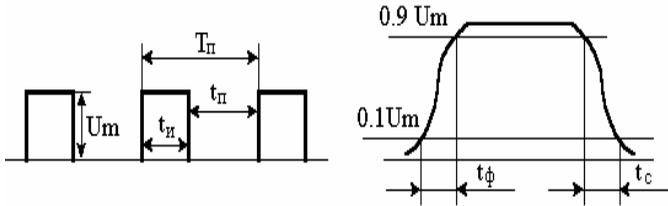


Рис. 41. Основные параметры прямоугольных импульсов

Они характеризуются следующими параметрами: U_m – амплитуда импульса; $t_{и}$ – длительность импульса; $t_{п}$ – длительность пауз между импульсами; t_{ϕ} – длительность фронта (нарастания); t_c – длительность среза (спада); $T_{п}$ – период повторения импульсов; $f = 1 / T_{п}$ – частота повторения импульсов; $Q = T_{п} / t_{и}$ – скважность импульсов.

Часто после среза в общепринятом смысле образуется обратный выброс противоположной полярности. Этот выброс иногда называют *хвостом*. Во многих практически важных случаях нарастание и срез импульса происходят по экспоненциальному закону или закону, который может быть аппроксимирован экспонентой. В этом случае анализ импульсных цепей существенно упрощается, так как текущие значения импульса во время его нарастания и среза описываются уравнениями

$$u = A(1 - e^{-t/\tau}); u = Ae^{-t/\tau},$$

где τ – постоянная времени экспоненты.

Любую периодическую последовательность импульсов произвольной формы можно представить в виде ряда Фурье,

т. е. в виде суммы гармонических колебаний, имеющих разные амплитуды и частоты, кратные частоте повторения импульсов f_0 .

Спектр периодической последовательности импульсов является линейчатым, так как отдельные составляющие его отстоят друг от друга на расстоянии, равном частоте следования импульсов $f_0 = 1/T$. Амплитуды гармоник зависят как от длительности импульсов, так и от частоты их повторения.

Если частота следования импульсов уменьшается, то уменьшаются амплитуды гармоник и расстояние между линиями спектра. Уменьшение частоты следования импульсов обогащает спектр гармониками. В пределе, когда частота следования импульсов мала ($f_0 \sim 0$), расстояние между линиями спектра стремится к нулю, и спектр из линейчатого превращается в сплошной (непрерывный). Амплитуды гармоник также стремятся к нулю.

Одну и ту же цепь, используемую для преобразования импульсных сигналов, можно исследовать различными методами. Наиболее часто получают или переходную характеристику, показывающую, как изменяется выходной сигнал при изменении скачком входного, или частотную характеристику цепи. Так как разными методами исследуют одни и те же цепи, то эти характеристики однозначно связаны между собой. Прохождение импульсного сигнала через простейшую линейную RC-цепь, если на ее вход подана единичная ступенька напряжения, как известно, описывается переходной характеристикой этой цепи

$$h(t) = \exp(-t/\tau), \text{ где } \tau = RC.$$

Из практики известно, что плоская вершина входного импульса на выход точно не передается. При этом, чем больше постоянная времени τ , тем меньше спад вершины M , или искажения ступеньки напряжения увеличиваются с уменьшением постоянной времени τ пассивной цепи.

Устройства, в которых выполняются основные виды преобразований импульсных сигналов или используются эти сигналы, можно подразделить на несколько видов:

1) электрические цепи, обеспечивающие неискаженную передачу импульсов; к ним обычно относят кабели и

трансформаторы для передачи импульсов, линии задержки, усилители импульсов (видеоусилители) и др.;

2) устройства преобразования импульсов, обеспечивающие получение импульсов одной формы из импульсов другой формы или получение импульсов той же формы, но с другими параметрами; в этой группе различают *линейные преобразователи* импульсов (интегрирующие и дифференцирующие устройства и др.); *нелинейные формирующие устройства* (электронные цепи, основное назначение которых – сформировать сигнал нужной формы из сигнала, имеющего форму, не удобную для дальнейшего преобразования), к ним относят: ограничители, фиксаторы уровня, компараторы, триггеры Шмитта; формирователи импульсов из перепадов сигнала и др.; *преобразователи импульсов цифровых устройств* (основное назначение – выполнение логических функций и преобразование по определенным законам одной последовательности импульсов в другие), к ним относят: логические элементы, триггеры, счетчики, различные комбинационные устройства, выполненные на основе логических элементов, и др.;

3) устройства, генерирующие импульсы, или импульсные генераторы [7, 12].

8.1.1. Формирователи импульсов

К формирователям импульсов относят достаточно широкий круг различных устройств, предназначенных для преобразования входных сигналов с целью получения импульсов с требуемыми временными и амплитудными параметрами. К таким устройствам относят устройства увеличения крутизны переднего и заднего фронтов импульса, устройства задержки, «укорачивания» и «расширения» импульсов и ряд других устройств. Рассмотрим некоторые из таких устройств.

Триггер Шмитта – это устройство, передаточная характеристика которого имеет вид, приведенный на рис. 42.

Из характеристики следует, что она имеет значительный гистерезис, обуславливающий ряд положительных свойств триггера Шмитта. При подаче на вход триггера Шмитта входного сигнала, как только он превышает уровень

срабатывания U_c , на выходе устанавливается низкое выходное напряжение, и при уменьшении входного напряжения ниже порога отпускания U_{omn} на выходе устанавливается высокое напряжение.

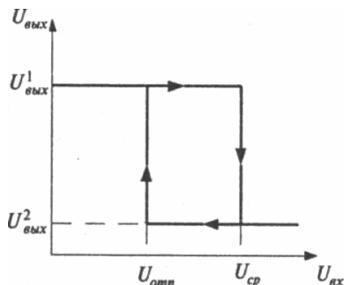


Рис. 42. Передаточная характеристика триггера

Выходной сигнал триггера Шмитта имеет крутые фронты выходного сигнала, длительность которых не зависит от скорости нарастания или спада входного сигнала. Именно это обстоятельство позволяет использовать триггеры Шмитта для восстановления формы сигналов, искаженных в результате прохождения по линиям связи, в результате чего их фронты становятся более пологими, и искажается форма сигнала.

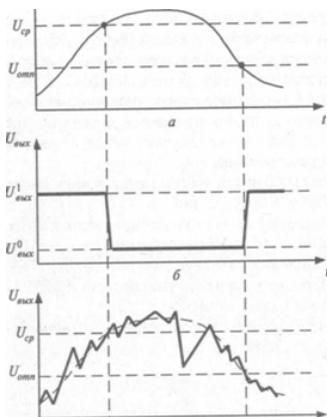


Рис. 43. Формирование сигнала на выходе триггера Шмитта

При подаче на вход триггера Шмитта входного сигнала, как только он превышает уровень срабатывания U (рис. 43, а), на

выходе устанавливается низкое выходное напряжение (рис. 43, б), и при уменьшении входного напряжения ниже порога отпущения U_{omn} на выходе устанавливается высокое напряжение.

В ряде случаев требуется изменить длительность импульса, либо его укоротить, либо расширить, либо стандартизовать, т. е. получить строго определенный по длительности, независимо от длительности существующего импульса. Реализовать это можно используя ранее рассмотренные элементы задержки.

Для получения задержек большей длительности используют интегрирующие LC-цепочки, включаемые в цепь передачи сигнала и другие электронные устройства.

8.2. Логические элементы и синтез комбинационных логических схем

Логическими элементами (ЛЭ) называются *функциональные устройства*, с помощью которых реализуются элементарные логические функции. ЛЭ – основа сложных преобразователей цифровых сигналов комбинационного типа. В комбинационных устройствах отсутствует внутренняя память. Сигналы на их выходах в любой момент однозначно определяются сочетаниями сигналов на входах и не зависят от предыдущих состояний схемы. Такими свойствами обладают последовательностные цифровые устройства [12].

Современные логические элементы выполняются в виде микросхем различной степени сложности.

В алгебре логики оперируют фундаментальным понятием «высказывание», под которым понимают какое-либо утверждение о любом предмете. При этом высказывания оценивают только с точки зрения их истинности или ложности без каких-либо промежуточных градаций.

Цель булевой алгебры – описание поведения структуры логических схем.

Логическая схема, которую можно полностью описать таблицей истинности (булевыми выражениями) – комбинационная схема.

Комбинационная схема – такая схема, в которой значения входных переменных в текущий момент времени определяют значения выходных переменных.

Другой класс логических схем составляют схемы с внутренней памятью, для них значения выходных переменных определяются не только значениями текущих входных переменных, но и их значениями в предыдущий момент времени.

Любую логически сложную функцию, отражающую сложное высказывание, можно реализовать используя три типа логических элементов: И, ИЛИ, НЕ.

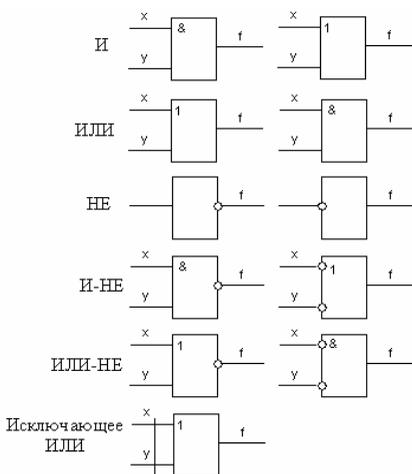


Рис. 44. Логические элементы

Основные параметры логических элементов

К основным параметрам логических элементов (логических микросхем) относятся функциональные возможности элемента, быстродействие, потребляемая мощность, помехоустойчивость.

Функциональные возможности логических элементов определяются коэффициентом разветвления «*n*» по выходу и коэффициентом объединения «*m*» по входу:

а) под коэффициентом разветвления «*n*» логических элементов понимают количество входов аналогичных элементов, которое может быть подключено к его выходу;

б) коэффициентом объединения «*m*» – число входов, которое может иметь элемент.

Иными словами, коэффициент « n » характеризует нагрузочную способность микросхем. Чем выше коэффициенты « n » и « m », тем меньшее количество микросхем потребуется. Препятствием к увеличению коэффициента « n » является ухудшение других показателей логического элемента или нарушение нормального режима его работы.

Существование микросхемы позволяют иметь $n = 4 \div 10$, а с использованием так называемых буферных усилителей $n = 20 \div 50$.

Коэффициент $m = 2 \div 6$, а с использованием логических расширителей $m = 10$ и более.

Быстродействие характеризует время реакции логического элемента на изменение сигналов на входах. Показателем быстродействия является среднее время задержки прохождения сигнала через логический элемент.

$$t_{3,c} = (t_3^+ + t_3^-) / 2.$$

t_3^+ – задержка переключения из состояния «0» в «1»;

t_3^- – задержка переключения из состояния «1» в «0».

8.3. Триггеры, дешифраторы и счетчики

8.3.1. Триггеры

RS-триггеры в зависимости от способа управления делятся на асинхронные и тактируемые.

Асинхронные RS-триггеры являются простейшими, но они служат основой триггеров других типов и весьма широко применяются в импульсной и цифровой технике. Для их построения требуются два двухвходовых логических элемента типа И–НЕ или ИЛИ–НЕ.

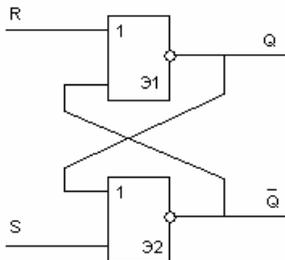


Рис. 45. RS-триггер на основе логического элемента ИЛИ-НЕ:
 вход S – установочный (set – установить), а вход R – вход сброса (reset – вновь установить, сбросить)

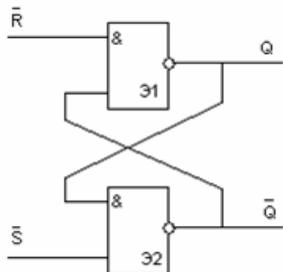


Рис. 46. RS-триггеры на основе логического элемента И-НЕ

Схема имеет два выхода: Q – прямой, \bar{Q} – инверсный. По информационному входу \bar{S} проводится установка триггеров в состояние логической «1», а по информационному входу \bar{R} – установка (перевод) триггера в исходное состояние логического «0».

Этот триггер управляется не прямыми значениями сигналов, а инверсными значениями входных сигналов.

Из двух рассмотренных схем асинхронных RS-триггеров триггер на логическом элементе И-НЕ нашёл наибольшее применение ввиду большей распространённости этих элементов в сериях интегральных микросхем.

Тактируемый RS-триггер на логических элементах И-НЕ

Переключения в тактируемом триггере возможны лишь при наличии разрешающего сигнала (импульса такта), подаваемого на вход «Т». Здесь применяются два дополнительных управляющих элемента И-НЕ ($\mathcal{E}_3, \mathcal{E}_4$).

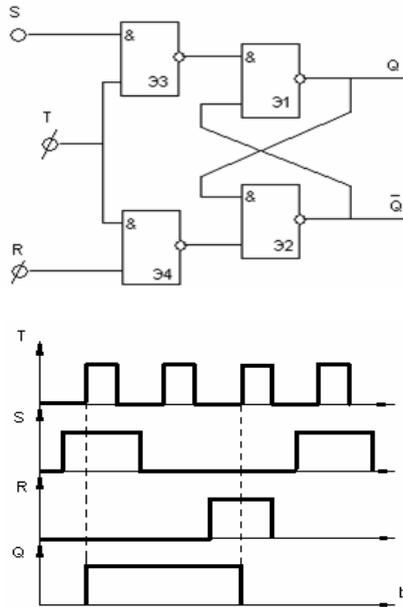


Рис. 47. Схема тактируемого триггера и его графики импульсов

Тактируемые RS-триггеры нашли широкое применение в устройствах цифрового действия для хранения двоичной информации в течение времени, большего её существования в исходном источнике, например, для хранения промежуточной информации, передаваемой от счётчика импульсов и регистра.

D-триггеры имеют один информационный вход. На практике наибольшее применение получили одно- и двухтактные D-триггеры. Их обозначение (delay – задержка) обусловлена свойством сохранять состояние логической «1», после снятия входного сигнала до прихода очередного тактового импульса.

D-триггер широко используют при построении регистров.

Схема одноктактного D-триггера выполняется на основе асинхронного RS-триггера [7, 12].

8.3.2. Счетчики импульсов

Подсчет числа импульсов является наиболее распространенной операцией в устройствах цифровой обработки информации.

В этих устройствах, измеряемый параметр (угол поворота, перемещение, скорость, частота, время, температура и т. д.) преобразуется в импульсы напряжения, число которых в соответствующем масштабе характеризует значение данного параметра. Эти импульсы подсчитываются счетчиками импульсов, и выражаются в виде цифр [7, 12].

По целевому назначению счетчики подразделяют на простые и реверсивные.

Простые счетчики, в свою очередь, подразделяют на суммирующие и вычитающие.

Суммирующие счетчики предназначены для выполнения счета в прямом направлении, т. е. для сложения. С приходом очередного импульса на вход счетчика его показание увеличивается на единицу.

Вычитающий счетчик служит для осуществления счета в обратном направлении, т. е. для вычитания. Каждый счетный импульс, поступающий на вход вычитающего счетчика, уменьшает его показание на единицу.

Реверсивные счетчики предназначены для выполнения операции счета, как в прямом, так и в обратном направлении, т. е. могут работать в режиме сложения и вычитания.

Основными показателями счетчиков являются модуль счета (коэффициент счета K) и быстродействие.

Коэффициент счета определяет число импульсов, которое может быть сосчитано счетчиком.

Быстродействие счетчика характеризуется максимальной частотой $f_{сч}$ следования счетных импульсов и связанным с ней временем $t_{уст}$ установки счетчика. Величина $t_{уст}$ определяет время протекания переходных процессов во всех разрядах счетчика с поступлением на вход очередного счетного импульса.

Счетчики импульсов выполняются на основе триггеров.

Счет числа поступающих импульсов производится с использованием двоичной системы счисления.

Двоичные суммирующие счетчики с непосредственной связью

Двоичные счетчики проводят счет поступающих импульсов в двоичной системе счисления.

Основным узлом двоичного счетчика является триггер со счетным запуском, осуществляющий подсчет импульсов по модулю 2 (он же является и разрядом).

Многоразрядные двоичные суммирующие счетчики с непосредственной связью, выполняются путём последовательного соединения счетных триггеров.

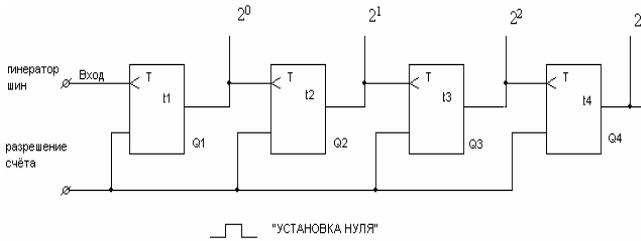


Рис. 48. Асинхронный двоичный суммирующий счётчик

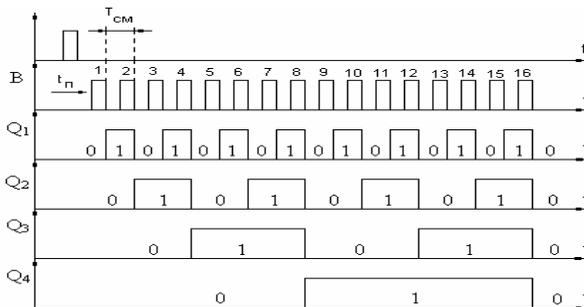


Рис. 49. Диаграмма работы асинхронного двоично-суммирующего счетчика

Состояние триггера изменяется на изменение состояния предыдущего триггера, а не на общий внешний сигнал (асинхронные).

Синхронные – имеют многовходовый элемент, и все триггеры меняют свое состояние одновременно.

Счетные импульсы подаются на счетный вход первого триггера. Счетные входы последующих триггеров связаны непосредственно с прямыми выходами предыдущих триггеров.

Рассмотрим четырёхразрядный счетчик на счетных (T_1) триггерах с внутренней задержкой.

Перед поступлением счетных импульсов все разряды счетчика устанавливаются в состояние «0» подачей импульса «установка 0», приводящего выходы ($Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4$) в нулевое состояние.

При поступлении первого счетного импульса первый разряд подготавливается к переключению в противоположное состояние и после окончания действия входного импульса переходит в состояние $Q = 1$.

В счетчик записывается число 1. Уровень 1 с выхода Q_1 воздействует на счетный вход второго разряда, подготавливая его к переключению.

По окончании второго счетного импульса первый разряд счетчика переходит в состояние «0», а второй – переключается в состояние «1».

В счетчике записывается число 2-е кодом 0010 и т. д.

Модуль счета $K_{сч.} = 2^N$, где N – число разрядов счетчика.

Работа двоичного счетчика отличается тем, что частота следования импульсов на выходе каждого последующего каскада в два раза меньше по сравнению с частотой его входных импульсов.

Это свойство схемы используют для построения делителей частоты.

8.4. Комбинационные схемы. Дешифраторы

При разработке различного рода цифровых управляющих устройств часто необходимо решать задачу, когда управляющее воздействие определяется значениями входных сигналов только в данный момент времени и не зависит от их значений в предыдущие моменты времени, т. е. выходной сигнал зависит только от наличия соответствующей комбинации сигналов на входах устройств. Такие схемы называют *комбинационными* или *автоматами с нулевой памятью*.

Принцип проектирования комбинационных схем заключается в следующем. По требуемому алгоритму работы схемы находят управляющее воздействие (функцию) от входных сигналов (переменных). Затем по найденной функции синтезируют логическую схему её реализации.

Задачу нахождения функции связывают с необходимостью построения схемы с минимальным содержанием в ней логических элементов. Для этого функция предварительно проходит стадию минимизации, т. е. приведения её к наиболее простому виду.

Примером комбинационных схем являются дешифраторы.

Дешифратором называют комбинационную логическую схему, в которой каждой из комбинаций сигналов на входах соответствует сигнал только на одном из его выходов.

Широко распространены дешифраторы для преобразования кодов, например, двоичного или двоично-десятичного в десятичный. Они находят применение и в управляющих системах для удобного представления информации. Один из таких дешифраторов показан на рис. 50.

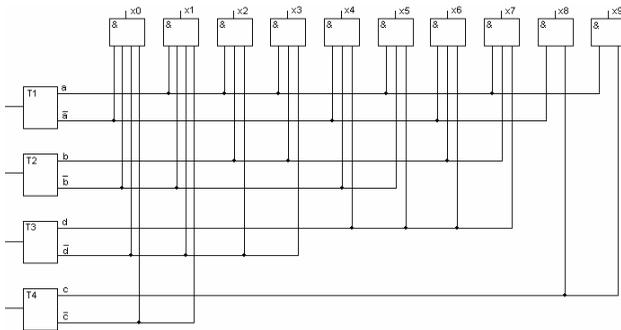


Рис. 50. Схема дешифратора для перевода показаний двоично-десятичного счётчика в десятичную систему счёта

Дешифраторы других типов

Кроме рассмотренного дешифратора «1 из $(2^n - 6) = 10$ » существует много других специальных дешифраторов. Например, преобразователь в семисегментный код.

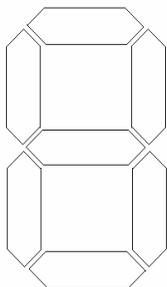


Рис. 51. Семисегментный индикатор

Этот преобразователь получает десятичную цифру в четырехбитовом двоично-кодированном представлении и формирует значения на семи выходных линиях, которые используются для управления семью сегментами светового индикатора.

Задача преобразователя – выбрать нужные сегменты, чтобы получить изображение десятичной цифры, представленной в коде двоичными цифрами.

Преобразователь является схемой, реализующей в своей главной части заданные в таблице функции. Однако реально в неё обычно добавляются компоненты для того, чтобы обеспечить нужный уровень напряжения на выходах для управления индикатором и другие вспомогательные функции.

8.5. Цифроаналоговые преобразователи: типы, способы преобразования, погрешности

Основными узлами цифровых приборов являются цифроаналоговые (ЦАП) и аналогово-цифровые (АЦП) преобразователи.

АЦП, как правило, устанавливаются на входе прибора и преобразуют аналоговый входной сигнал в цифровой код. По мере изменения сигнала изменяется и цифровой код на выходе АЦП. Темп обновления кода определяется интервалом дискредитации Δt . Чем меньше интервал дискредитации, тем больше цифровых слов будет соответствовать данному входному аналоговому сигналу и больше нужно будет ячеек памяти для хранения этой информации.

Выбор интервала дискретизации осуществляется в соответствии с теоремой Котельникова $\Delta t \leq \frac{1}{2F}$.

Цифроаналоговые преобразователи ЦАП выпускаются в различном исполнении. Рассмотрим наиболее распространенные из них.

ЦАП с весовой резистивной матрицей (рис. 52).

Цифровой сигнал, подаваемый на n-разрядный вход изменяет коэффициент усиления и тем самым изменяет напряжение на выходе.

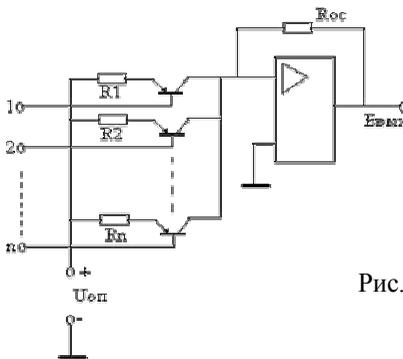


Рис. 52. ЦАП с резистивной матрицей

Второй тип ЦАП – с цепной R–2R матрицей (рис. 53).

$U_{оп}$ – источник образцового опорного напряжения.

Если число разрядов равно N, тогда ЦАП имеет 2^N выходного сигнала, $2^N - 1$ значений входного сигнала. Параметр, который называется разрешающей способностью (весовое значение каждого разряда), определяется как $(2^N - 1)^{-1}$. В качестве примера определим разрешающую способность двенадцатиразрядного ЦАП, если максимальное выходное напряжение равно 10 вольт.

$N = 12$, $U_{max} = 10$. Абсолютная разрешающая способность составит $\frac{10}{2^N - 1} = \frac{10}{2^{12} - 1} = 2.45 мВ$.

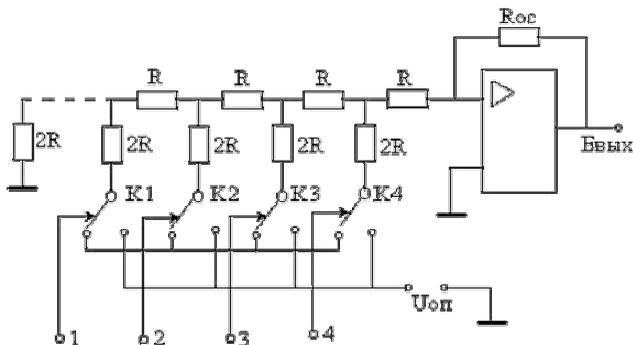


Рис. 53. ЦАП с R–2R матрицей

Цифровые приборы различают по способу преобразования измеряемого сигнала. В основном применяют аналого–дискретное и аналого–цифровое преобразования [11]. Двоичное представление величины N состоит из k -битовой цепочки. Значение величины определяется полиномом:

$$N = a_{k-1}2^{k-1} + a_{k-2}2^{k-2} + \dots + a_12 + a_0.$$

Вычисление полиномом сводится к домножению отдельных битов на весовые коэффициенты, являющиеся степенями двойки и в сложении получаемых членов. Это соответствует вычислению линейной комбинации битов. Подобные линейные комбинации реализуются схемами из резисторов. Если располагаем напряжениями, представленными значениями отдельных битов, то с помощью схемы из резисторов можно получить напряжение, соответствующее значению всего двоичного числа. Одна из таких схем по внешнему виду напоминает «лестницу» (в технической литературе называют *аттенюаторами*), представлена на рис. 54.

Число битов предполагается равным 8, к схеме подключаются 8 идеальных генераторов напряжения, соответствующих отдельным битам a_i , каждый генератор даёт напряжение 0 или 1 В в зависимости от значения соответствующего бита (значение напряжения на генераторе численно равно значению бита).

Выходное напряжение $V_{\text{вых}}$ пропорционально сумме значений напряжения на генераторах, взвешенных по степеням 2. Таким образом, «лестница резисторов» выполняет функцию цифроаналогового преобразования числа N .

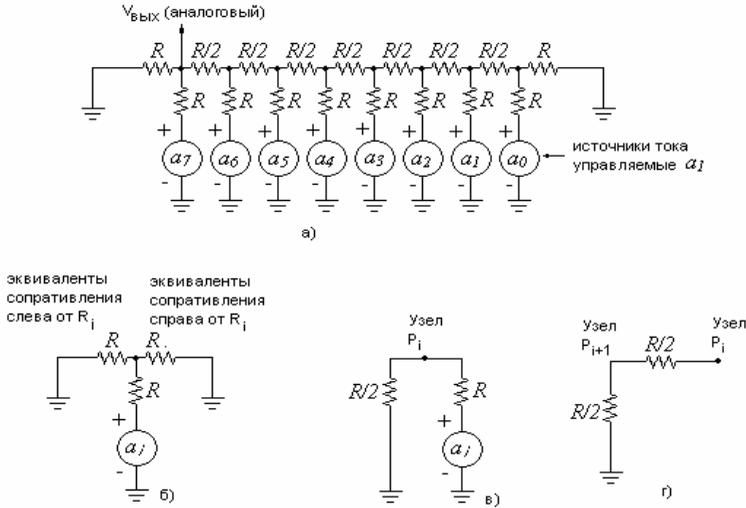


Рис. 54. Цифроаналоговый преобразователь на резисторах: а – «лестница» резисторов; б – эквивалентные сопротивления левой и правой части схемы относительно узла P_i ; в – эквивалентный делитель напряжения, определяющий действие a_i на напряжение в узле P_i ; г – эквивалентный делитель напряжения, определяющий напряжение в узле P_{i+1} в зависимости от напряжения в узле P_i

Напряжение в узле:
$$P_i = \left(\frac{1}{2}\right)^{7-i} \frac{a_i}{3}$$

8.6. Аналогово-цифровые преобразователи: типы, способы преобразования

Существуют два типа АЦП:

Поразрядного кодирования. Принцип работы заключается в том, что входное измеряемое напряжение сравнивается с суммой

эталонных напряжений, вырабатываемых в АЦП. При этом суммарное эталонное напряжение движется к измеряемой величине, по кривой, совершающей затухающие колебания (рис. 55).

Интегрирующего типа. Работа заключается в двухтактном интегрировании входного и эталонного напряжений. Обеспечивает высокие помехоустойчивость и точность [11], общий подход такого преобразования приведен на рис. 55.

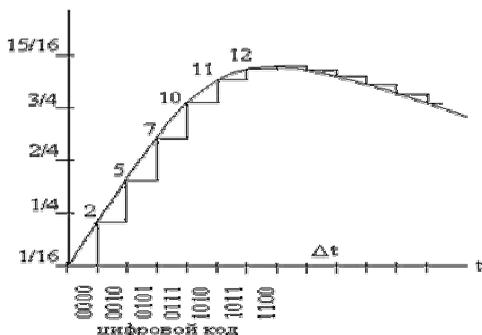


Рис. 55. Принцип аналогово-цифрового преобразования

Любая система счисления основана на представлении числа в виде суммы

$$N = \sum_{i=0}^n k_i p^i,$$

где n — число разрядов; k_i — коэффициент; p — основание системы, равное числу используемых в системе знаков.

Основными параметрами, характеризующими АЦП, являются разрешающая способность, нелинейность, коэффициент преобразования, погрешность полной шкалы, смещение нуля, абсолютная погрешность, дифференциальная нелинейность, монотонность и время преобразования.

Разрешающая способность определяется числом дискретных значений выходного сигнала преобразователя, составляющих его предел преобразования. Чем больше число дискретных значений, тем выше разрешающая способность преобразователя.

При любом способе всё начинается с некоторого исходного испытываемого числа, которое преобразуется ЦАП в аналоговую форму и сравнивается с заданным аналоговым напряжением. По результатам сравнения испытываемое число корректируется, затем попытка повторяется с новым числом и т. д., пока не будет подобрано число, соответствующее заданному напряжению. При этом предполагается, что входное аналоговое напряжение промасштабировано и соответствует диапазону ЦАП. Простейший метод подбора – это начать с наименьшего числа в диапазоне (с нуля – при положительных числах) и последовательно увеличивать его на единицу до тех пор, пока преобразованное напряжение не превысит входное и не сравняется с ним.

На рис. 56 показано, как это можно реализовать с помощью суммирующего счётчика. Выходы счётчика поданы на ЦАП. Аналоговый выход этого преобразователя и заданное входное напряжение поданы на компаратор (схему сравнения), на выходе которого появляется логическая «1», если заданное напряжение превышает полученное ЦАП. Выход от компаратора и сигналы от генератора импульсов подаются на вентиль И, выход последнего подаётся на счётный вход счётчика. Процесс аналогово-цифрового преобразования начинается со сброса счётчика в 0, после этого счётчик начинает увеличиваться, пока на выходе компаратора не появится логический «0». Это произойдёт, когда содержимое счётчика окажется достаточным для того, чтобы выход ЦАП превысил или сравнялся с входным напряжением. Достигнутое к этому моменту содержимое счётчика и берётся в качестве выходного преобразованного числа.

Погрешности ЦАП и АЦП

Разрешающая способность характеризует как ЦАП, так и АЦП. Она может выражаться либо в процентах, либо в долях полной шкалы. Разрешающая способность является скорее расчетным параметром, а не технической характеристикой, поскольку она не определяет ни точность, ни линейность преобразователя [11].

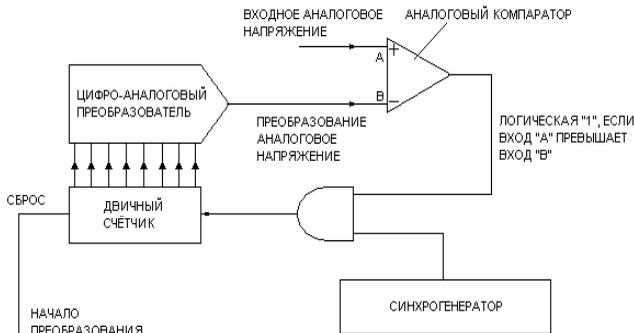


Рис. 56. Аналогово-цифровой преобразователь с суммирующим счётчиком

Нелинейность J , или интегральная нелинейность, характеризуется отклонением $J(x)$ реальной характеристики преобразователя $f_R(x)$ от прямой. При этом значение $J(x)$ зависит от метода линеаризации.

Погрешность полной шкалы $J_{\text{пш}}$ отражает степень отклонения реального коэффициента преобразования от расчетного, т. е. под $J_{\text{пш}}$ понимают разность между номинальным значением полной шкалы преобразователя $U_{\text{п.ш.н.}}$, определяемым соотношением (1), и его фактическим значением $U_{\text{п.ш.ф.}}$.

Можно показать, что для ЦАП относительная погрешность полной шкалы Y определится так:

$$Y = J_{\text{п.ш.}} / U_{\text{п.ш.н.}} = \Delta_n - \Delta_{\phi} / \Delta_n,$$

где Δ_n и Δ_{ϕ} – номинальное и фактическое значения единицы младшего разряда преобразователя.

Следовательно, не зависит от коэффициента преобразования ЦАП.

Погрешность полной шкалы АЦП характеризуется отклонением действительного входного напряжения от его расчетного значения для полной шкалы выходного кода. Она может быть обусловлена погрешностями опорного напряжения многозвенного резистивного делителя, коэффициента усиления усилителя и т. д. Погрешность шкалы может быть

скорректирована с помощью регулирования коэффициента усиления выходного усилителя или опорного напряжения.

Смещение нуля (погрешность нуля) равно выходному напряжению ЦАП при нулевом входном коде или среднему значению входного напряжения АЦП, необходимому для получения нулевого кода на его выходе. Смещение нуля вызвано током утечки через разрядные ключи ЦАП, напряжением смещения выходного усилителя либо компаратора. Данную погрешность можно скомпенсировать с помощью внешней по отношению к ЦАП или АЦП регулировки нулевого смещения. Погрешность нуля может быть выражена в процентах от полной шкалы или в долях младшего разряда.

Абсолютная погрешность преобразования отражает отклонение фактического выходного сигнала преобразователя от теоретического, вычисленного для идеального преобразователя. Этот параметр указывается обычно в процентах к полной шкале преобразования и учитывает все составляющие погрешности преобразования (нелинейность, смещение нуля, коэффициент преобразования).

9. МИКРОПРОЦЕССОРЫ

9.1. Основные понятия

Интегральная схема (микросхема) – микроэлектронное изделие, выполняющее на операционную функцию преобразования и обработки сигналов, имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов (или элементов и компонентов) И (ИЛИ) кристаллов, которые с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации рассматривается как единое целое (ИС) [5, 11].

Цифровая интегральная микросхема (цифровая микросхема) – интегральная схема, предназначенная для преобразования и обработка сигналов, изменяющаяся по закону дискретной функции.

Микропроцессор (МП) – программно-управляемое устройство, непосредственно осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управление им, построенное на одной или нескольких БИС (больших интегральных схемах).

Регистр – функциональный узел, предназначенный для приема, хранения и выдачи короткой последовательности двоичных знаков, объединенных общим признаком.

Память – функциональная часть ЭВМ, предназначенная для запоминания и выдачи данных.

ЗУ (запоминающее устройство) – изделие, реализующее память.

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) – ЗУ с изменяемым в процессе выполнения программы содержимым памяти.

Постоянное ЗУ (ПЗУ) – ЗУ с неизменным содержимым памяти.

Интерфейс – средство стандартного сопряжения (соединения) устройств, отличающихся унификацией способов и средств физического соединения и процедур, установление связи обмена и завершения передачи информации.

Архитектура – совокупность общих принципов построения и характеристик технических и программных средств обработки данных, определяющих функциональные и эксплуатационные

параметры изделия существенных для организации его эффективного применения.

Структура – упорядоченное множество объектов и отношений между ними.

Вычислительная схема (ВС) – совокупность нескольких ЭВМ с обобщенными или индивидуальными периферийными устройствами, взаимно координирующих свою работу при решении одной или различных задач и воспринимаемых каждым из пользователей как функционально единое целое.

Программа – алгоритм преобразования данных в форме последовательности команд ЭВМ.

Команда – указание, определяющее один шаг в общем процессе выполнения программы.

Операнд – часть команды, указывающая адрес, по которым расположены данные, участвующие в операции.

Данные – информация, представленная в формализованном виде и предназначенная для обработки ее техническими средствами (например, ЭВМ) или уже обработанная ими.

Разряд – позиция, которая может быть занята одним знаком.

БИТ – двоичная цифра.

Компилятор (транслятор) – обслуживающая программа, выполняющая перевод на машинный язык программы, записанной на исходном языке программирования низкого уровня (высокого уровня).

Ассемблер – программа, осуществляющая перевод предложений языка ассемблер на машинный язык.

Файл – набор логически связанных данных.

9.1.1. Архитектура МП

Создание интегральных микросхем, состоящих из 10–15 до 25–100 схемных элементов (компонентов), являлось первым этапом на пути существенного расширения функциональных возможностей электронной аппаратуры и улучшение ее количественных и качественных показателей. Дальнейшее развитие микроэлектроники направлено на создание больших

интегральных схем (БИС), состоящих из тысяч и десятков тысяч компонентов [8].

Количество компонентов N в кристалле полупроводника характеризует степень интеграции k микросхемы. Её определяют по формуле

$$k = \lg N.$$

В соответствии с этим к первой степени интеграции относят микросхемы, содержащие до 10 компонентов; ко второй – от 11 до 100 компонентов; к третьей – от 101 до 1000 и т. д.

С появлением БИС началось реальное слияние процесса создания интегральных компонентов с производством электронной аппаратуры.

БИС представляют собою ряд типовых узлов и схем цифровых устройств: счетчики, регистры, дешифраторы и т. д. На их основе реализуются блоки, а также целые электронные устройства.

Микропроцессор (МП), грубо говоря, – это программируемое логическое устройство, изготовленное по БИС-технологии [8].

В конструкцию МП заложена большая гибкость. Сам по себе он не может решить ту или иную конкретную задачу. Чтобы решить задачу, его нужно запрограммировать и соединить с другими устройствами. В их число обычно входят память и устройства ввода–вывода (ВВ).

Вообще говоря, некоторая совокупность соединенных друг с другом системных устройств, включающая МП, память и устройство ВВ, нацеленная на выполнение некоторой четко определенной функции, называется *микрокомпьютером* или *МП-системой*. Хотя микрокомпьютеры обладают свойствами обычных ЭВМ, замечательная их особенность состоит в относительно низкой стоимости и малом размере. Именно этому они обязаны своей популярностью и успехом.

Типовая структура микрокомпьютера (МПС)

Включает 5 функциональных блоков:

Устройство ввода.

Память.

Арифметическое устройство.

Устройство управления.

Устройство вывода.

Физические компоненты схемы, составляющие микрокомпьютер, – это его аппаратура (hardware). Аппаратура способна выполнять только ограниченный набор элементарных операций. Все прочие функциональные возможности МПС достигаются программным путем [5, 8]. Принципиальная организация компьютера показана на рис. 57.

Программа – это определённым образом организованная совокупность элементарных машинных операций, называемых командами или инструкциями, с помощью которых осуществляется обработка информации, или данных.

Программы, написанные для компьютера, образуют его программное обеспечение (software).



Рис. 57. Принципиальная организация компьютера

Программа и данные сначала накапливаются в памяти, куда они поступают через устройство ввода. Затем отдельные команды программы одна за другой автоматически поступают в устройство управления (УУ) которое их расшифровывает и выполняет.

Для выполнения операции обычно требуется, чтобы данные поступили в арифметическое устройство (АУ), содержащее все необходимые для их обработки схемы.

В процессе вычислений или после их завершения полученные результаты направляются в устройство вывода.

АУ и УУ вместе обычно называются *центральным процессорным устройством (ЦПУ)* или *центральным процессором (ЦП)*.

ЦП в микрокомпьютерной системе – это и есть МП.

Запоминание больших объемов информации происходит в памяти или, точнее, в запоминающем устройстве (ЗУ). Этот функциональный блок компьютера подразделяется на подблоки, называемые *регистрами*, каждый из которых способен хранить одно машинное слово. Каждый такой регистр, или ячейка памяти, имеет свой адрес.

Адрес – это просто целое число, однозначно идентифицирующее ячейку.

Слово, хранящееся в ячейке, называют *содержимым* этой ячейки.

Итак, как данные, так и программа хранятся в памяти. Это важное обстоятельство приводит к двум основным концепциям проектирования компьютера [8].

Первая заключается в том, что компьютер имеет два отдельных и четко различающихся вида памяти. Программа находится всегда в одной памяти (ЗУП – запоминающее устройство памяти), а данные – в другой (ЗУД – запоминающее устройство данных).

В соответствии со второй концепцией различие между программной памятью и памятью для данных не проводится. В них программа может размещаться в любом месте общей памяти и задача программиста – следить за тем, чтобы данные и программа обрабатывались по-разному.

Преимущество второй концепции заключается в возможности трактовать программу как данные, что позволяет компьютеру изменять свои собственные команды. И во втором случае возможно два вида памяти:

1) память, из которой возможно только считывание (ROM – read – only – memory) или постоянная память;

2) память со считыванием и записью (RWM – read – write – memory – память с произвольной выборкой).

Изменить информацию, однажды записанную в постоянную память, сложно, если вообще возможно.

Память этого типа, благодаря своей низкой стоимости, используется для хранения программ и постоянных данных; изменяющаяся информация хранится в памяти со считыванием и записью.

Русский аналог: ЗУПВ ЗУ с произвольной выборкой (RAM); ОЗУ – оперативное ЗУ (RWM);

ПЗУ и АЗУ

Арифметическое устройство (АУ) осуществляет обработку данных, выполняя операции вычитания, сложения, сравнения, операции И, ИЛИ над двумя числами (операндами) с выдачей результата по одному выходу. Вид операции задается программными командами.

Обычно главный регистр в АУ называется *аккумулятором*. В нем, как правило, находится один из операндов перед выполнением операции, и в него же помещается её результат.

АУ часто содержит еще несколько вспомогательных регистров, названных *рабочими*; они упрощают составление программ.

АУ содержит также признаковые Биты или флажки. Эти Биты содержат информацию, характеризующую состояние МП, которая важна для выбора дальнейшего пути вычисления.

Устройство управления (УУ)

УУ управляет работой компьютера. Оно автоматически, последовательно по одной, получает команды из памяти, декодирует каждый из них и генерирует необходимые сигналы [5, 8].

Для того, чтобы получить команду из памяти, УУ, прежде всего, должно знать её адрес. Обычно команды выбираются из последовательных ячеек памяти, и их адреса указываются программным счетчиком, находящимся в УУ.

Чтобы иметь возможность декодировать и выполнять текущую команду, ее нужно где-то запомнить. Этой цели в УУ служит регистр команды.

Для того, чтобы быть правильно проинтерпретированной УУ, команда должна иметь определенную структуру, которую называют *форматом команды*.

У разных МП форматы команд различны.

Следующая функция УУ – это синхронизация работы отдельных блоков компьютера. Она осуществляется с помощью генератора тактовых импульсов или тактового генератора.

Обработка команды занимает несколько периодов тактового генератора. Команду нужно выбрать из памяти, декодировать и затем выполнить. Выборка, декодирование и выполнение распадаются на несколько временных интервалов. Каждый из этих интервалов, включающих один или более число периодов тактового генератора, представляет собой так называемый машинный цикл. Совокупное время для выполнения одной команды (выборка, декодирование и выполнение) образует командный цикл.

Код операции – это совокупность двоичных цифр, которая однозначно определяет операцию, выполняемую в процессе интерпретации команды.

Адресная часть команды (если она присутствует) указывает на ячейке (например, в памяти), в которую надо обратиться выполняя команду.

Устройства Ввода/Вывода (УВВ)

Устройства, осуществляющие контакт компьютера с внешним миром, преобразуют информацию с тех языков и тех скоростей, на которой работает компьютер, к тем, которые воспринимает человек или другая связанная с компьютером система.

9.2. Применение МП систем для обработки данных от датчиков разных типов

Развитие цифровой вычислительной техники позволило создать дешевые микропроцессоры, функции которых определяются не жесткой электрической схемой, а специальной программой, которая легко может быть изменена оператором.

Микропроцессорный комплекс служит аппаратурной основой цифровых контроллеров (МПК), предназначенных для распределительного (по отдельным аппаратам, технологическим операциям) управления технологическими процессами. Наличие запасных каналов, блоков памяти и специальной программы проверки нормальной работы оборудования значительно

повысило как надежность системы управления, так и ее функциональные возможности [7].

Устройство входа-выхода ПМК содержит блоки гальванической развязки (ГР), мультиплексор (МПКС), блоки аналого-цифрового, цифро-аналогового, дискретно-цифрового, цифроимпульсного и цифродискретного преобразований (соответственно АЦП, ЦАП, ДЦП, ЦИП, ЦДП). Гальваническая развязка одновременно обеспечивает защиту от промышленных помех. Мультиплексор – коммутатор аналоговых сигналов – поочередно опрашивает входы-выходы ПМК. Панель оператора ПМК содержит органы управления (клавиши, кнопки), устройства индикации, мнемосхему. Панель позволяет выбрать режим работы ПМК, составить схему включения, задать ее параметры и т. п. в зависимости от назначения ПМК и объекта управления [7].

Перечисленный состав ПМК делает его автономным устройством автоматики. В зависимости от области применения физическая структура ПМК может претерпевать изменения относительно типовой структуры.

При этом ИУ – исполнительные устройства, ПИП – первичные измерительные преобразователи (рис. 58).

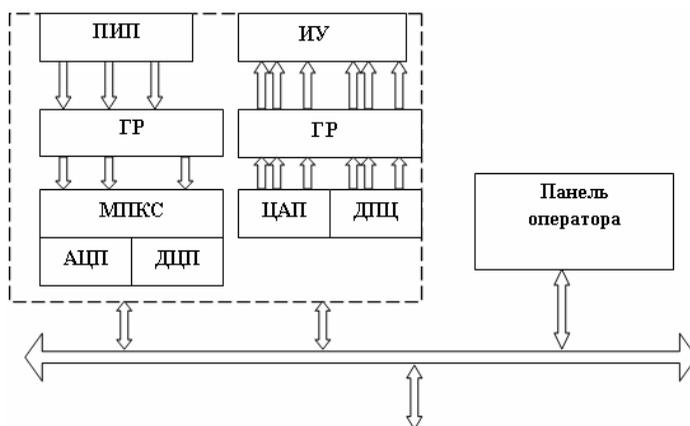


Рис. 58. Обобщенная блок-схема программируемого микропроцессорного контроллера

Внутрисистемная магистраль МП устройства

Микропроцессор и некоторые шины устройств ввода-вывода генерируют управляющие сигналы, предназначенные для синхронизации и определения операций устройств. Эти сигналы передаются по совокупности однонаправленных шин, в целом образующих магистраль сигналов управления (МУ). Все сигналы управления в электронной системе согласованы с системными сигналами синхронизации. Эти сигналы задают начало и последовательность срабатывания как различных устройств системы, так и различных блоков и узлов внутри всех кристаллов БИС. Для задания главной последовательности синхронизирующих импульсов, как правило, применяется внешний кварц или генератор на его основе. Выдаваемые микропроцессором сигналы синхронизации бывают однофазными, реже – двухфазными.

Каждый микропроцессор имеет уникальную систему сигналов управления. Поэтому конкретное описание всех шин МУ так же, как и цоколевки выводов корпуса, дается в технической документации на конкретный микропроцессор. Тем не менее, практически все микропроцессоры имеют общие сигналы. Среди них – сигнал "Сброс" – входной сигнал, вырабатываемый на пульте управления системы. Он приводит к сбросу всех внутренних регистров микропроцессора и загрузке счетчика команд – узла, определяющего последовательность выполнения команд программы, начальным значением адреса, где записана первая команда программы.

Важнейшая управляющая функция микропроцессора – определение потоков данных в системе [7]. Микропроцессор вызывает слова команд из памяти в процессе их чтения, обращается в память за операндами или к внешним устройствам за новыми данными, может записать результат операции в память или, сформировав массив данных, определить необходимость их вывода на внешние устройства. Когда микропроцессор посылает данные какому-то устройству, происходит операция записи данных, а когда получает данные от какого-то устройства, то считывает данные из его информационного регистра и выполняет операцию чтения данных. Чтобы задать направление передачи данных по МД,

микропроцессор генерирует сигналы "Чтение/запись", передаваемые по одной из шин МУ.

Специфика устройств ввода–вывода данных такова, что информация может быть потеряна, если МП своевременно не осуществит операцию с устройством. Поэтому эти устройства генерируют сигналы "Запрос прерывания процессора", обращающие внимание микропроцессора на состояние готовности (или неисправности). Микропроцессор имеет вход для приема, по крайней мере, одного сигнала "Запрос прерывания процессора". Если же запрос принимается, то МП информирует систему, вырабатывая ответный сигнал "Запрос прерывания удовлетворен" [7].

Разная скорость работы устройства ввода–вывода и микропроцессора порождает необходимость приостановки процессора на время подготовки данных во внешнем устройстве. Поэтому режим работы "ожидание микропроцессора" определяется внешним сигналом "Данные подготовлены (данные не подготовлены)". Всего в МУ передается до десятка (и более) разнообразных сигналов управления.

9.3. Применение микропроцессорного комплекта для управления, диагностики и защиты оборудования

Выше рассмотренный состав ПМК может быть интегрирован в технологический объект, образуя тем самым, например, автоматизированную систему управления (АСУТП).

Технологический объект управления и взаимодействующая с ним АСУ ТП составляют автоматизированный технологический комплекс (АТК). АСУ ТП включает техническое, программное, информационное обеспечение как совокупность средств сбора, переработки технологической информации и преобразования ее в управляющее воздействие.

Техническое обеспечение – комплекс технических средств (КТС) включает устройства: получения информации о технологических параметрах и состоянии технологического оборудования; формирования и передачи информации в системе, локального регулирования и управления; вычислительной техники; представления информации обслуживающему

персоналу; передачи информации в смежные и вышестоящие АСУ; а также исполнительные устройства, в основном АСУ ЭП, гидравлические и пневматические системы.

Программное обеспечение состоит из общего программного обеспечения, поставляемого вместе со средствами вычислительной техники (организующие программы, транслирующие программы, библиотека стандартных подпрограмм и др.); специального программного обеспечения, представляющего собой совокупность программ, которые реализуют функции данной АСУ ТП и обеспечивают заданное функционирование комплекса технических средств.

АСУ ТП рассматривается как сложное целое со свойствами, не всегда присущими ее составляющим, структура и состав которых описаны выше. При системной разработке идут от общего к частному. Общей задаче, сформулированной для системы в целом, подчиняются задачи, решаемые отдельными ее составляющими.

Эффективности АСУ ТП достигается в процессе комплексного проектирования, при котором обеспечивается увязка функционирования всех подсистем в интересах поставленной цели – автоматизации технологического процесса.

На МПК возлагается также задача непрерывного и периодического контроля технологических параметров и сигнализации их отклонений.

Измерение небольшого количества наиболее важных параметров, например, тепловой электростанции (электрическая мощность генератора и частота сети, давление, расход и температура перегретого пара и др.) проводится приборами, не зависящими от МПК.

Независимой выполнена также система аварийно-предупредительной сигнализации. Такой принцип контроля позволяет выполнить удобный, легко обозримый щит управления с минимальным числом измерительных приборов. Программы управления (например, автоматического пуска, подсчета ТЭП, критериев оптимизации процессов). Следящие устройства МПК в зависимости от знака отклонений (плюс или минус) регулируемого параметра от установки воздействуют на пусковое устройство ИУ до тех пор, пока значение параметра, которое он регулирует, не сравняется с заданным [7, 8].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Характерными чертами современной информационной электроники являются сложность и многообразие решаемых задач, высокое быстродействие и надежность. Информационная электроника в настоящее время неразрывно связана с применением интегральных микросхем, развитие и совершенствование которых в главной мере определяет уровень развития этой отрасли электронной техники.

Использование базовых матричных кристаллов и программируемых логических матриц является другим способом расширения функциональных возможностей интегральных схем. В массовом количестве изготавливаются единые матрицы нескоммутированных (не соединенных между собой) элементов. Электрические связи между ними выполняют индивидуально на этапе формирования разводки, исходя из требований заказчика. На основе базовой или программируемой логической матрицы одного типа можно создать сотни разнообразных функциональных узлов различного назначения.

Материал по компонентам и устройствам промышленной электроники, определяющий главное в содержании, дается с точки зрения выяснения структуры, принципов действия приборов, устройств; выявления важнейших их характеристик и параметров, а также уяснения основ анализа. Материал по полупроводниковым приборам, составляющим элементную базу современной промышленной электроники, излагается с позиции изучения их принципов действия и необходимости учета влияния параметров этих приборов на работу рассматриваемых устройств.

Подробно рассматриваются элементы электронных устройств, элементы интегральных микросхем, основы цифровой и аналоговой техники. Рассматриваются физические основы и принцип работы, характеристики и параметры полупроводниковых приборов, а также принцип работы различных цифровых комбинационных устройств.

В перспективе развития промышленной электроники намечается функциональное укрупнение ИМС за счет использования новых физических явлений, позволяющих с

помощью простых нерасчленяемых структур осуществлять функции, обычно реализуемые с помощью многоэлементной сложной цепи или устройства. Реализация такого принципа соответствует появлению новых изделий микроэлектроники, которые называют *функциональными*. Они представляют собой новый этап развития электроники – функциональную микроэлектронику, которая будет создаваться на основе физической интеграции в отличие от технологической интеграции, по которой изготавливаются современные микросхемы. Особенностью схем с физической интеграцией является то, что в них невозможно выделить область в твердом теле микросхемы, выполняющую роль транзистора, диода, резистора и т. д. Подобные функциональные свойства реализуются за счет атомарных, молекулярных и других связей, создающих различные эффекты. Примером такого функционального прибора является пьезокристалл. Применение полупроводниковых приборов в электронике, вычислительной технике, энергетике приобрело массовый характер, что определялось их большими достоинствами: высоким КПД, долговечностью, надежностью, небольшими габаритами, массой и т. д.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Основы теории электрических цепей и электротехники: Учебник для вузов / В. П. Бакалов, А. Н. Игнатов, Б. И. Крук. – М.: Радио и связь, 1989. – 528 с.: ил.
2. Герман – Галкин С. Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб: Корона, 2007.
3. Карлацук. Электронная лаборатория на IBM PC. EWB. – М.: Солон – Р, 2000. – 512 с.
4. Гольденберг Л. М. Цифровые устройства и микропроцессорные системы. – М.: Радио и связь, 1992.
5. Гивоне Д., Россер Р. Микропроцессоры и микрокомпьютеры. Вводный курс. – М.: Мир, 1983. – 464 с.
6. Розанов Ю. К. Силовая электроника и микропроцессорная техника. – М.: Издательский дом. – М.: МЭИ, 2009..
7. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника. – М.: Высшая школа, 2006. – 799 с.: ил.
8. Бесекерский В. А., Изранцев В. В. Системы автоматического управления с микро-ЭВМ. – М.: Наука, 1987.
9. Жеребцов И. П. Основы электроники. – Л.: Энергоатомиздат, 1989.
10. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. – М.: Высшая школа, 1982.
11. Овчаренко Н. И. Аппаратные и программные элементы автоматических устройств энергосистем. – М.: ЭНАС, 2004.
12. Лачин В. И., Савелов Н. С. Электроника. – М.: Высшая школа, 2007.
13. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы: Учеб. пособие. – СПб.: Лань, 2009. – 480 с.: ил.
14. Прянишников В. А. Электроника. – СПб: Учитель и ученик, 2003.
15. Фриск В. В. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 2002.
16. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / Пер. с англ. – 3-е изд. – Т. 1. – М., 1986.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	3
1. Характеристики электронных приборов.....	4
1.1. Общие сведения по полупроводниковым приборам..	4
1.2. Статические и динамические характеристики электронных приборов и устройств.....	6
2. Статические характеристики и параметры биполярного, полевого и транзистора IGBT (биполярный транзистор с изолированным затвором).....	10
2.1. Построение зависимости токов от напряжений.....	10
2.1.1. Входные и выходные вольт-амперные характеристики биполярного транзистора.....	10
2.1.2. Входные и выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора.....	13
2.1.3. Схема включения и выходная вольт-амперная характеристика транзистора IGBT.....	15
2.2. Способы снижения зависимости тока от изменения температуры.....	17
2.3. Использование справочных и паспортных данных электронных приборов.....	21
3. Тиристоры.....	23
3.1. Принцип действия тиристорov.....	23
3.2. Переходные процессы переключения тиристорov.....	26
3.3. Параметры тиристорov.....	28
4. Электронные цепи.....	29
4.1. Общие сведения об электронных усилителях.....	29
4.2. Одиночные усилительные каскады на транзисторах....	29
4.2.1. Усилительные каскады на биполярном транзисторе....	29
4.2.2. Усилители переменного тока (напряжения).....	32
4.3. Усилители постоянного тока.....	37
4.3.1. Дифференциальные усилители.....	39
4.4. Транзисторные и диодные ключевые схемы. Логические интегральные схемы.....	40
4.5. Теория обратных связей применительно к усилителям.....	44
5. Интегральные операционные усилители.....	47

5.1.	Общие сведения об операционных усилителях.....	47
5.2.	Линейные схемы.....	49
6.	Источники электропитания электронных устройств.	52
6.1.	Основные понятия.....	52
6.2.	Схемы выпрямителей.....	53
6.3.	Импульсные источники питания. Преобразователи напряжения в ток.....	57
6.4.	Схемы стабилизации напряжения и тока.....	60
7.	Преобразователи частоты.....	68
7.1.	Основные понятия о преобразователях частоты в электроэнергетике.....	68
7.2.	Преобразователь частоты: структура, принцип работы.....	68
7.3.	Преобразователи частоты на тиристорах.....	71
7.4.	Преобразователи частоты на IGBT.....	72
7.5.	Преобразователи частоты с явно выраженным промежуточным звеном постоянного тока.....	73
7.6.	Преобразователи частоты с непосредственной связью (без промежуточного звена постоянного тока).....	74
8.	Цифровые устройства.....	77
8.1.	Цифровые устройства: основные понятия и определения. Общие сведения об импульсных процессах и устройствах.....	77
8.1.1.	Формирователи импульсов.....	79
8.2.	Логические элементы и синтез комбинационных логических схем.....	81
8.3.	Триггеры, дешифраторы и счетчики.....	83
8.3.1.	Триггеры.....	83
8.3.2.	Счетчики импульсов. Двоичные суммирующие счетчики с непосредственной связью.....	86
8.4.	Комбинационные схемы. Дешифраторы.....	88
8.5.	Цифроаналоговые преобразователи: типы, способы преобразования, погрешности.....	90
8.6.	Аналогово-цифровые преобразователи: типы, способы преобразования.....	94
9.	Микропроцессоры.....	98
9.1.	Основные понятия.....	98

9.1.1. Архитектура МП.....	99
9.2. Применение МП-систем для обработки данных от датчиков разных типов.....	104
9.3. Применение микропроцессорного комплекта для управления, диагностики и защиты оборудования....	107
Заключение.....	109
Библиографический список.....	111
Приложения.....	115

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

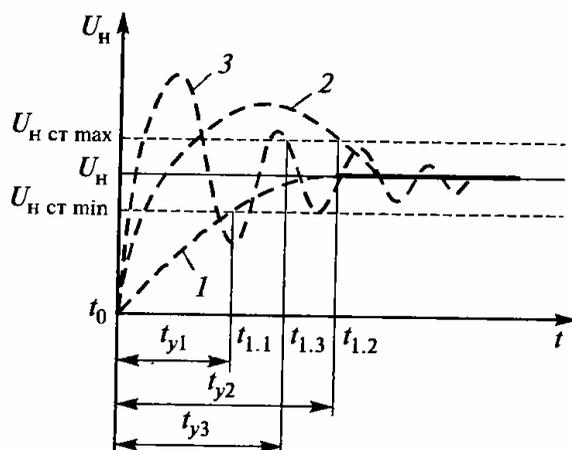


Рис. П1. Кривые процессов установления выходного напряжения:
1 – монотонный процесс установления; 2 – с перерегулированием и апериодическим процессом установления; 3 – колебательный процесс

Входные параметры ОУ

Напряжение смещения нуля $U_{см-0}$ – это потенциал на выходе ОУ при нулевом входном сигнале, поделенный на K_u . Значение $U_{см-0}$ – единицы–десятки мВ. Во многих ОУ имеются выводы для подключения дополнительных цепей коррекции нуля (НС).

Входные токи – это токи баз транзисторов входного дифференциального каскада $I_{вх}$ – сотые доли–единицы мкА. В случае использования полевых транзисторов – доли нА. Входные токи $I_{вх.1}$, $I_{вх.2}$ создают падения напряжения на сопротивлениях, подключенных между источниками сигналов и входами ОУ. Поэтому даже в идеальном случае следует брать эти сопротивления одинаковыми.

Разность входных токов $\Delta I_{\%0} = I_{\%0.1} - I_{\%0.2}$ может иметь любой знак.

Входное сопротивление $R_{вх.диф}$ для дифференциального сигнала от нескольких десятков кОм до сотен Мом. Входное сопротивление для синфазного сигнала на несколько порядков выше $R_{вх.диф}$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{ос.сф} = \frac{K_{и.дф}}{K_{и.сф}}$$

Составляет от 60 до 110 дБ, наиболее типичные – от 70 до 80 дБ.

Выходные параметры

Выходное сопротивление $R_{вых}$ – сотни Ом.

Выходной ток $I_{вых.маx}$ или минимальное сопротивление нагрузки $R_{н.мин}$. В большинстве ОУ $R_{н.мин} = 2\text{кОм}$. Максимальное выходное напряжение $U_{вых.маx}$ привязано к напряжению питания.

Учебное издание

Бавлаков Вячеслав Николаевич

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Нач. РО УИЦ
Редактор
Компьютерный набор
и верстка

З. А. Губайдулина
З. А. Губайдулина
Д. Тажиева

Подписано в печать 28.05.2014 г.

Тираж 300 экз. Формат 60x84x 1/16. Бумага типогр. № 1.
Уч.-изд.л. 10,5. Усл. п.л. 9,8. Заказ № 34. Цена договорная.

Издание Казахского национального технического университета
им. К. И. Сатпаева
Учебно-издательский центр КазНТУ,
г. Алматы, ул. Сатпаева, 22

ISBN 978-601-228-628-1

