

В.Н. Ашанин, С.Г. Исаев, В.В. Ермаков

Схемотехника. Аналоговая схемотехника

Учебное пособие

Рекомендовано в качестве учебного пособия УМО вузов РФ по образованию в области энергетики для студентов, обучающихся по специальности 180800 «Электрооборудование автомобилей и тракторов»

Пенза 2007

Схемотехника: учебное пособие: в 2-х ч./В.Н. Ашанин, С.Г. Исаев, В.В. Ермаков.-Пенза: Информационно-издательский центр ПГУ, 2007.- Часть 1: Аналоговая схемотехника.-268 с.

В учебном пособии рассмотрены вопросы курса "Схемотехника", касающиеся схемотехнического проектирования аналоговых электронных узлов электрооборудования автомобилей и тракторов на базе аналоговых интегральных микросхем общего и специального применения. Подготовлено для студентов специальности 140607 "Электрооборудование автомобилей и тракторов".

ВВЕДЕНИЕ

Схемотехника – раздел электроники, охватывающий исследование и разработку схемотехнических решений (структурных, функциональных и принципиальных электрических схем) на основе интегральных микросхем (ИМС), используемых в электронной аппаратуре. При этом под схемотехническим решением понимается соединение ИМС, других электронных компонентов и элементов, выполняющие определенные задачи.

Тенденции развития автомобилестроения неопровержимо свидетельствуют о том, что в составе электрооборудования все больший вес и значение приобретают электронные устройства и системы. Регуляторы напряжения, схемы управления экономайзером принудительного холостого хода, электронные тахометры и спидометры, микропроцессорные системы зажигания и управления двигателем, блоки управления электроприводом – все эти привычные уже узлы автомобиля появились сравнительно недавно.

В настоящее время активно внедряются и другие электронные устройства и системы: управления автоматической коробкой передач, антиблокировочные, диагностирования и сигнализации, автоматической трансмиссии, регулирования дорожного просвета, автоматического выбора скорости движения, очистки и кондиционирования воздуха в салоне. Привычной становится бортовая управляющая ЭВМ.

Уже накоплен значительный опыт применения электронной аппаратуры в составе транспортных средств. Использование его является важным условием улучшения уже существующих и разработки новых, более совершенных устройств. В то же время дальнейший прогресс в автомобилестроении связан с созданием принципиально новых специализированных электронных блоков автоматических систем управления и исполнительных устройств, обладающих более высокими техническими и эксплуатационными характеристиками, расширенными функциональными возможностями, что непосредственно связано с применением в их составе интегральных микросхем.

С момента появления в начале 60–х годов операционных усилителей в интегральном исполнении, область их применения необычайно расширилась. Это объясняется тем, что реализация различных электронных устройств с применением ИМС операционных усилителей и компараторов оказывается значительно проще, чем на отдельных транзисторах. При существенно меньших габаритах и массе они обладают лучшими, как правило, точностными характеристиками, более просты в настройке, проверке и ремонте.

Создание же цифровых ИМС, сначала простейших, а затем все более сложных, позволило значительно упростить процессы сбора и обработки

измерительной информации, расширить функциональные возможности электронных устройств, а появление микропроцессоров и однокристальных микро-ЭВМ, выполняющих сложнейшие математические операции с высочайшим быстродействием, обеспечивает реализацию практически любых алгоритмов автоматического управления различными объектами (с помощью цифро-аналоговых преобразователей) на основе большого объема информации, поступающей от датчиков (с помощью аналого-цифровых преобразователей).

ИМС широко используются в настоящее время в источниках вторичного электропитания. Это касается и выпрямителей (диодные сборки), и стабилизаторов, и преобразователей напряжения.

Поэтому квалифицированный разработчик новейшей электронной аппаратуры должен не только обладать знаниями о схемотехнических решениях узлов, блоков, устройств автомобильного электрооборудования, обладающих известной спецификой, но и владеть опытом применения ИМС, накопленным в других областях техники при создании тех или иных электронных устройств. Правда, использовать его он должен, учитывая особенности условий работы и предъявляемых к электрооборудованию автомобилей требований.

Ведь, в соответствии с ГОСТ 3940–84, электронная аппаратура должна обеспечивать работоспособность в диапазоне температур не менее $-40^{\circ} \dots +70^{\circ}$, при изменении напряжения питания в пределах 10,8–15 В (при номинальном $U_{\text{ном}}=12$ В), или в диапазоне от 21,6 до 30 В (при $U_{\text{ном}}=24$ В), причем иногда устанавливаются и более жесткие рамки: 9–16,5 В, или даже 6–16,5 В (при $U_{\text{ном}}=12$ В), работать при значительном уровне импульсных помех, вызванных коммутациями индуктивных катушек и других узлов бортовой сети, выдерживать кратковременные перенапряжения в системе электроснабжения, достигающие 150 В.

Интегральные микросхемы и электронные устройства на их основе принято разделять на аналоговые и цифровые по виду сигналов, с которыми они оперируют (осуществляют преобразование, передачу, измерение). Как отдельную группу выделяют устройства, обеспечивающие преобразование аналоговых сигналов в цифровые и наоборот.

Сигнал – это физическая величина, значение которой определенным образом изменяется во времени, а мера ее отображает (кодирует) информацию.

Наиболее часто на практике приходится иметь дело с аналоговыми и импульсными сигналами.

Аналоговый сигнал – представляет собой величину, которая в общем случае может иметь в заданном диапазоне бесконечно большое число зна-

чений при бесконечно большом числе моментов времени в определенном интервале. Как правило, это непрерывно изменяющаяся по определенному закону величина, хотя в частном случае ее значение может оставаться постоянным в любой момент времени.

Аналоговый сигнал характеризуется амплитудой X_m и периодом T . Наиболее часто используется синусоидальный сигнал. Достоинство его в том, что синусоидальная функция является решением целого ряда линейных дифференциальных уравнений, описывающих как физические явления, так и свойства линейных цепей. И если на входе такой цепи действует синусоидальный сигнал, то на выходе также будет сигнал синусоидальной формы, но в общем случае его амплитуда и фаза будут другими.

Кроме синусоидального часто встречаются и линейно-изменяющиеся аналоговые сигналы (пилообразный и треугольный), вид которых показан на рис. 1. Устройства, которые оперируют с аналоговыми сигналами, называются аналоговыми.

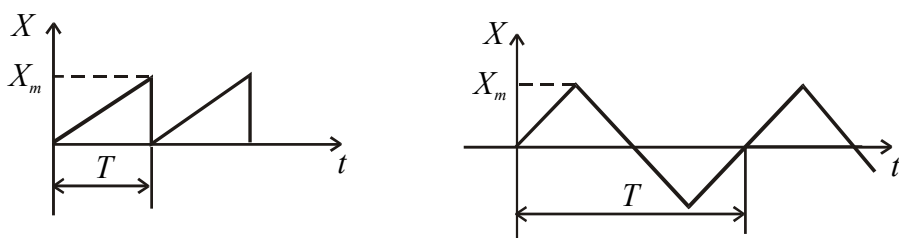


Рис. 1

Импульсный сигнал – это кратковременное отклонение величины от некоторого начального уровня, например, нулевого. Понятие «кратковременное отклонение» подразумевает, что импульсный сигнал существует в течение короткого интервала времени, который существенно меньше времени наблюдения, постоянной времени исследуемой электрической цепи или какого-либо другого интервала времени.

Основные параметры импульсных сигналов: амплитуда X_m , длительность t_n и период следования T . Причем последний определяется только для периодических последовательностей импульсов. Широко используемый прямоугольный сигнал может рассматриваться как импульсный. Устройства, оперирующие с импульсными сигналами, называются импульсными. Рассматриваемый далее цифровой сигнал является частным случаем импульсного.

Соответствующее название получили и устройства, работающие с такими сигналами.

Прежде, чем перейти к изложению основного материала, следует заметить, что знания, полученные при изучении дисциплины «Схемотехника» позволят при творческом подходе не только успешно освоить курс «Системы электроники и автоматики автомобилей и тракторов», но и использовать их в дальнейшей практической деятельности по разработке и эксплуатации электронной аппаратуры различного назначения.

1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Идеальным операционным усилителем (ОУ) называется дифференциальный усилитель постоянного тока, у которого:

- а) бесконечно большой коэффициент усиления в бесконечно большой полосе пропускания;
- б) бесконечное входное и нулевое выходное сопротивления;
- в) бесконечный коэффициент ослабления синфазных сигналов при допустимых уровнях входных сигналов;
- г) нулевой шум;
- д) нулевые сдвиг нуля, входные токи смещения, а также их дрейф при изменении температуры и времени.

Эти свойства даже теоретически полностью достигнуты быть не могут, поскольку большая часть из них требует бесконечной мощности выходного сигнала при малых геометрических размерах полупроводниковой структуры.

Поэтому современный ОУ представляет собой усилитель напряжения постоянного тока, имеющий в частотном диапазоне от нуля до нескольких сотен кГц коэффициент усиления несколько десятков тысяч, с непосредственной связью между каскадами (без разделительных конденсаторов), высоким входным (несколько мегаом) и малым выходным (несколько десятков ом) сопротивлениями, с низким уровнем шума при хорошей температурной стабильности, способный устойчиво работать при замкнутой цепи обратной связи. Входной каскад выполняется в виде дифференциального усилителя, поэтому он имеет два входа и реагирует на разность приложенных к ним напряжений, т.е. на дифференциальный сигнал.

Термин «операционный усилитель» возник в аналоговой вычислительной технике, где подобные усилители с соответствующими обратными связями применялись для моделирования различных математических операций (интегрирование, суммирование и т.д.). Появление полупроводниковых ОУ в виде интегральных микросхем (ИМС), имеющих относительной низ-

кую стоимость и высокие технические характеристики, привело к тому, что ОУ очень быстро стал наиболее широко применяемой, универсальной ИМС.

1.1. Принципиальная и эквивалентная схемы ОУ

Принципиальные схемы интегральных ОУ содержат, как правило, один, два или три каскада усиления напряжения (причем входной каскад всегда выполняется по дифференциальной, параллельно-симметричной схеме), выходной каскад усиления тока (эмиттерный повторитель) и цепи согласования каскадов между собой.

В качестве примера на рис. 1.1 показана принципиальная схема ОУ К544УД1.

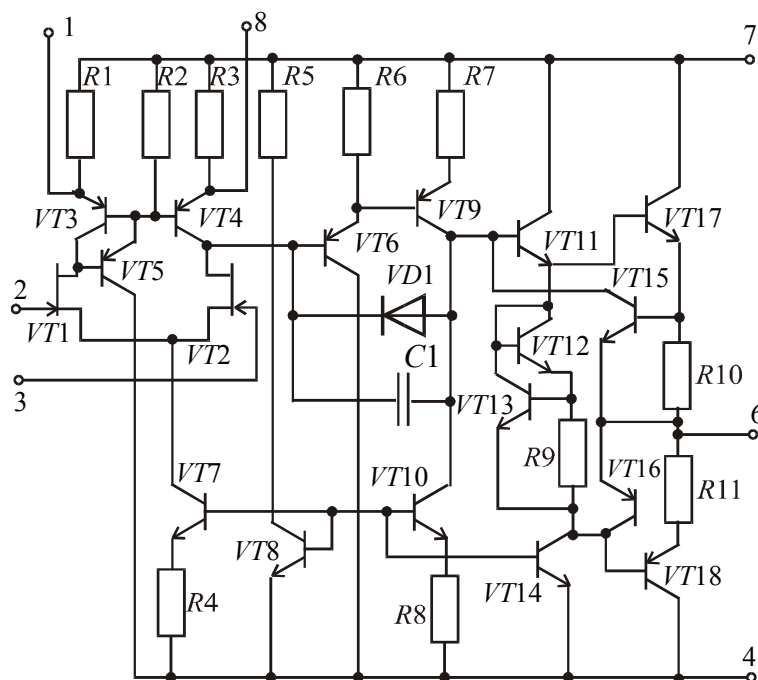


Рис. 1.1

Усилитель К544УД1 является высококачественным усилителем со встроенной цепью частотной коррекции. Он содержит дифференциальный каскад усиления напряжения, выполненный на полевых транзисторах $VT1$ и $VT2$. Увеличение коэффициента усиления этого каскада обеспечивается применением в качестве нагрузки источников тока, построенных на транзисторах $VT3$, $VT4$. Во втором усилительном каскаде $VT9$ также используется подобная высокоомная динамическая нагрузка $VT10$. Отличительной особенностью выходного эмиттерного повторителя (транзисторы $VT17$, $VT18$) этого усилителя является защита от перегрузки, реализуемая с помощью транзисторов $VT15$, $VT16$. При увеличении выходного тока усили-

теля падение напряжения на соответствующем резисторе (R_{10} или R_{11}), включенном между эмиттерами транзисторов VT_{17} и VT_{18} , открывает один из транзисторов VT_{15} или VT_{16} , что препятствует дальнейшему возрастанию эмиттерного тока транзистора VT_{17} или VT_{18} .

Однако для специалистов, применяющих эти усилители, более важной является информация не о принципиальной, а об эквивалентной схеме и параметрах усилителя.

Эквивалентная схема ОУ для низких частот показана на рис. 1.2.

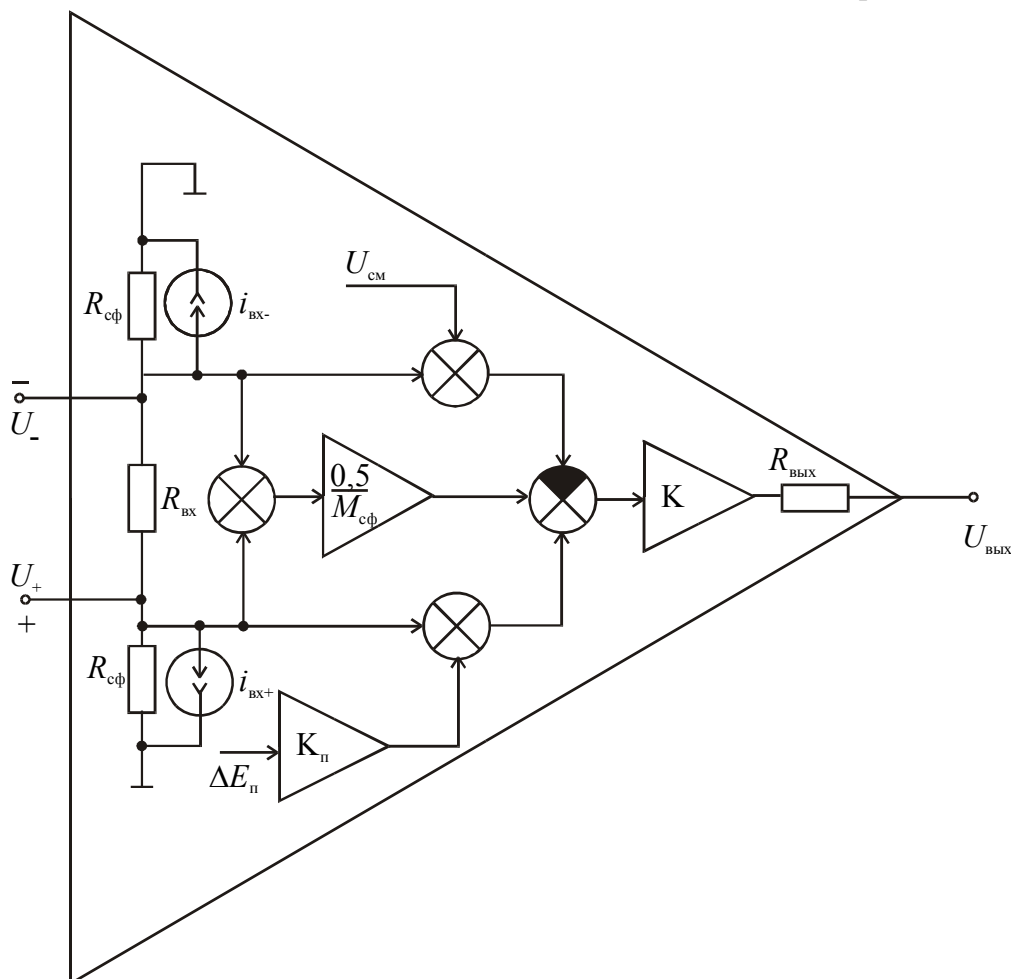


Рис. 1.2

Входящие в эту схему суммирующие узлы (кружки, разделенные на секторы) предполагаются идеальными: их выходное напряжение равно сумме входных напряжений, взятых с соответствующим знаком (плюс, если сектор не зачернен, и минус, если сектор зачернен). Точно так же предполагаются идеальными масштабирующие звенья (обозначены треугольниками).

ми); их входные и выходные сопротивления, так же как и у суммирующих звеньев, равны соответственно бесконечности и нулю. Все напряжения в эквивалентной схеме отсчитываются относительно общего провода–земли.

Как видно из эквивалентной схемы, ОУ имеет два основных входа и один выход (именно так и обстоит дело в подавляющем большинстве интегральных ОУ, хотя в принципе могут быть и отличия от этого варианта). Один из входов усилителя называется инвертирующим, а второй–неинвертирующим, они обозначаются соответственно знаками «–» и «+». При работе ОУ в линейном режиме напряжение на его выходе возрастает с уменьшением напряжения на инвертирующем входе (U_-) и с увеличением напряжения на неинвертирующем входе (U_+).

Для экономии места в дальнейшем мы будем называть инвертирующий вход И–входом, а неинвертирующий–Н–входом.

Разность напряжений на входах ОУ ($U_+ - U_-$) называют дифференциальным (разностным) входным сигналом $U_{\text{вх}}$ ОУ, а полусумму этих напряжений $(U_+ + U_-)/2$ – синфазным входным сигналом $U_{\text{сф}}$.

1.2. Параметры и характеристики ОУ

Параметры ОУ, которые характеризуют его качество, весьма многочисленны. Укажем основные из них.

Коэффициент усиления ($K_{\text{оу}}$)–отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения при работе усилителя на линейном участке характеристики:

$$K_{\text{оу}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}},$$

где $U_{\text{вх}} = U_+ - U_-$. Интегральные ОУ имеют коэффициент усиления, лежащий в диапазоне $10^3 - 10^6$.

Основная реакция ОУ–усиление дифференциального сигнала, но имеется также отклик и на синфазный сигнал. Коэффициент передачи синфазного сигнала определяется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного напряжения

$$K_{\text{с}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{сф}}.$$

Передаточная характеристика ОУ для синфазного сигнала показана на рис. 1.3. Она свидетельствует, что при $U_{\text{сф}}$, близком к напряжению питания $U_{\text{п}}$, коэффициент передачи синфазного сигнала резко возрастает.

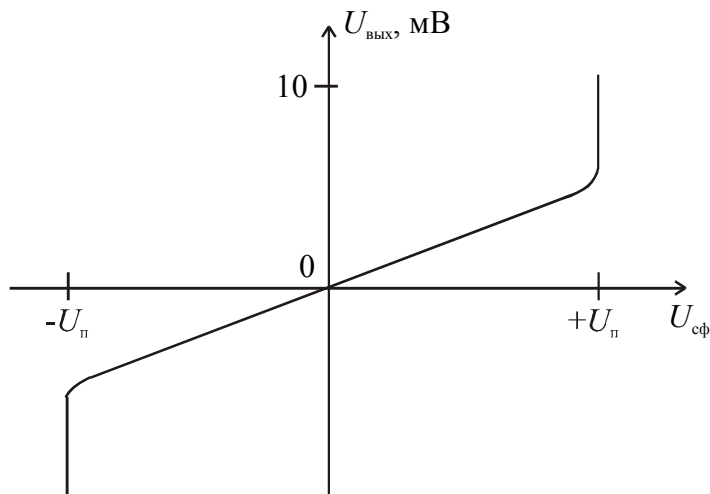


Рис. 1.3

Напряжение смещения ($U_{см}$)—дифференциальное входное напряжение ($U_+ - U_-$), при котором выходное напряжение усилителя равно нулю. Максимальное по модулю значение $U_{см}$ для ОУ, входные каскады которых выполнены на биполярных транзисторах, в зависимости от типа усилителя может составлять 3–10 мВ. У тех ОУ, в которых входной каскад строится на полевых транзисторах, напряжение смещения обычно на порядок больше, 30–100 мВ.

Типичная зависимость выходного напряжения от входного для интегрального ОУ показана на рис. 1.4.

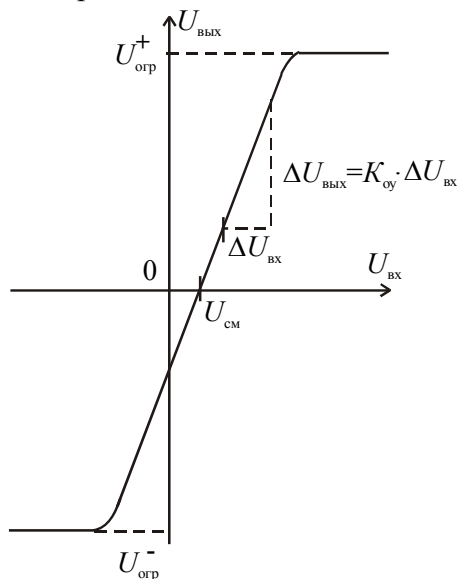


Рис. 1.4

На этом рисунке поясняется смысл параметров K_{oy} и U_{cm} . На эквивалентной схеме рис. 1.2 коэффициент усиления K_{oy} отражен в виде коэффициента передачи безынерционного звена, на вход которого подается разность входных сигналов $U_+ - U_-$, а напряжение смещения U_{cm} показано в виде дополнительного источника сигнала, суммируемого с напряжением U_- (поскольку U_{cm} может иметь любую полярность, то в принципе безразлично, к какому сигналу, U_- или U_+ , добавлять напряжение U_{cm}).

Средний входной ток (i_{bx}) – среднеарифметическое значение токов Н- и И-входов усилителя $i_{bx} = \frac{i_{bx+} + i_{bx-}}{2}$, измеренных при таком входном напряжении U_{bx} , при котором выходное напряжение $U_{вых}$ равно нулю. На эквивалентной схеме рис. 1.2 входные токи отражены в виде источников тока i_{bx+} и i_{bx-} . Поскольку при изменении в допустимых пределах U_{bx} один из входных токов увеличивается, а другой практически на столько же уменьшается, то возможно осуществлять измерение i_{bx} в таком режиме, когда оба входа усилителя присоединены к земле. Средний входной ток интегральных усилителей с входными каскадами на биполярных транзисторах обычно лежит в диапазоне 0,02–10 мкА. Такие малые значения i_{bx} обеспечиваются за счет работы входных транзисторов ОУ в режиме очень малых коллекторных токов. Дальнейшее снижение входных токов (до 1 нА и меньше) достигается при использовании полевых транзисторов во входных каскадах ОУ.

Разность входных токов (Δi_{bx}) – абсолютное значение разности токов двух входов усилителя $|i_{bx+} - i_{bx-}|$, измеренных тогда, когда напряжение на выходе усилителя равно нулю. Этот разностный ток в значительной степени говорит о том, насколько велика несимметрия входного каскада ОУ. Если значение Δi_{bx} близко к нулю, то влияние входных токов на выходное напряжение ОУ можно существенно уменьшить, устанавливая одинаковыми эквивалентные проводимости внешних цепей, присоединенных к Н- и И- входам ОУ. Обычно Δi_{bx} составляет 20–50% от i_{bx} .

Входное сопротивление (R_{bx}) – сопротивление со стороны одного из входов ОУ, в то время как другой заземлен. В некоторых случаях это сопротивление называют входным сопротивлением для дифференциального сигнала, с тем, чтобы отличить его от входного сопротивления для синфазного сигнала. Входное сопротивление ОУ с биполярными транзисторами во входном каскаде может составлять 10^3 – 10^7 Ом и 10^7 – 10^9 Ом – в случае применения входного каскада на полевых транзисторах.

Входное сопротивление для синфазного сигнала ($R_{сф}$) – определяют как отношение приращения синфазного напряжения к приращению сред-

него входного тока усилителя. Величина $R_{\text{сф}}$ обычно на 1–2 порядка и более превышает величину $R_{\text{вх}}$.

На эквивалентной схеме рис. 1.2 входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ показано в виде сопротивления, включенного между входами усилителя, а сопротивление $R_{\text{сф}}$ – в виде двух сопротивлений, включенных параллельно источникам токов $i_{\text{вх}+}$ и $i_{\text{вх}-}$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала ($M_{\text{сф}}$) – отношение коэффициента усиления $K_{\text{оу}}$ к коэффициенту передачи синфазного сигнала $K_{\text{с}}$:

$$M_{\text{сф}} = \frac{K_{\text{оу}}}{K_{\text{с}}},$$

но он может быть определен и по-другому: как отношение синфазного сигнала к вызванному этим сигналом изменению напряжения смещения усилителя. Часто употребляется логарифмическая мера для определения коэффициента ослабления синфазного сигнала

$$L_{\text{сф}} = 20 \lg |M_{\text{сф}}|.$$

Обычно для интегральных ОУ $L_{\text{сф}} = 60 \div 100$ дБ.

Тракт передачи синфазного сигнала на эквивалентной схеме рис. 1.2 показан в виде сумматора входных сигналов U_+ и U_- и безынерционного звена с коэффициентом передачи $0,5/M_{\text{сф}}$, напряжение с выхода которого, равное обусловленному синфазным сигналом изменению напряжения смещения, подается через другой сумматор на вход основного усилительного звена.

Коэффициент влияния нестability источника питания $k_{\text{п}}$ – отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений $\Delta U_{\text{п}}$ (иногда влияние источников положительного и отрицательного питающих напряжений характеризуют раздельными коэффициентами влияния). Этот коэффициент чаще всего равен $2 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-4}$, что соответствует 20–200 мкВ/В.

Выходное сопротивление ОУ ($R_{\text{вых}}$) определяется точно так же, как и для любого другого усилителя и составляет обычно величину, лежащую в диапазоне от нескольких десятков до нескольких сотен Ом.

Динамические свойства ОУ определяются обычно двумя параметрами: частотной полосой (полосой пропускания) и скоростью изменения выходного сигнала.

Частотная полоса ОУ определяется, как правило, частотой единичного усиления f_1 , т.е. частотой, на которой коэффициент усиления ОУ уменьшается до единицы. Значения f_1 у большинства интегральных ОУ

лежат в диапазоне от десятых долей мегагерца до нескольких десятков мегагерц.

При приближенных расчетах часто моделируют ОУ инерционным звеном первого порядка, считая, что $|K(f)| = K_{oy} / \sqrt{1 + (2\pi f \tau_y)^2}$, где f – частота входного гармонического сигнала, τ_y – эквивалентная постоянная времени усилителя. Соотношение между τ_y и f_1 определяется в этом случае равенством $\tau_y \approx K_{oy} / 2\pi f_1$. Однако нужно иметь в виду, что при $f \approx f_1$ ОУ ведет себя обычно как звено второго или третьего порядка. Соответственно в области средних частот, где ОУ по динамическим свойствам действительно близок к инерционному звену первого порядка, он характеризуется эквивалентной постоянной времени, несколько меньшей, чем $K_{oy} / 2\pi f_1$.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ (V_U) определяется как наибольшая скорость изменения напряжения на выходе ОУ при подаче на его вход импульса максимального допустимого входного напряжения прямоугольной формы. Для интегральных ОУ максимальная скорость нарастания лежит обычно в диапазоне 0,3–50 В/мкс. Естественно, что значение V_U зависит от схемы включения операционного усилителя. В связи с этим следует иметь в виду, что приводимые в паспортных данных ОУ значения V_U , как правило, относятся к использованию его в схеме повторителя напряжения (т.е. при наибольших корректирующих емкостях). Так как наибольшая скорость изменения синусоидального сигнала пропорциональна амплитуде и частоте этого сигнала, то ограничение скорости изменения выходного сигнала ОУ приводит к ограничению амплитуды выходного неискаженного гармонического сигнала на высоких частотах:

$$U_{\text{вых}} \leq V_U / (2\pi f).$$

Температура влияет на параметры усилителя, прежде всего в отношении изменения э.д.с. смещения и входных токов.

Средний по диапазону температур *дрейф напряжения смещения* для ИМС ОУ со входными каскадами на биполярных транзисторах составляет обычно 5–20 мкВ/К. Однако следует иметь в виду, что на краях температурного диапазона дрейф $U_{\text{см}}$ может заметно отличаться от среднего значения.

Так, например, для усилителя 153УД1 типичное значение дрейфа при 20°C составляет 10 мкВ/К, а при 120°C – 20 мкВ/К.

Для усилителей, входные каскады которых построены на полевых или составных биполярных транзисторах, температурный дрейф напряжения смещения обычно лежит в диапазоне 20–100 мкВ/К.

Температурные изменения входных токов ОУ имеют различный характер в зависимости от типа транзисторов, использованных во входных каскадах. В ОУ со входными каскадами на биполярных транзисторах входной ток уменьшается при увеличении температуры (это объясняется тем, что коэффициент усиления транзисторов возрастает, в то время как коллекторный ток остается постоянным). При увеличении температуры от 20 до 125°C входной ток ОУ на биполярных транзисторах уменьшается почти в три раза и примерно во столько же раз возрастает при уменьшении температуры от 20 до -60°C. При 20°C относительный температурный коэффициент среднего входного тока таких ОУ составляет обычно $(1-8) \cdot 10^{-3} \text{K}^{-1}$.

В усилителях, входные каскады которых выполнены на полевых транзисторах, входной ток возрастает с увеличением температуры. В этом случае входной ток – это в основном ток запертого *p-n* перехода, который, как известно, возрастает примерно в 2 раза при увеличении температуры на 10 К.

Температурное изменение разности входных токов носит такой же характер, как температурное изменение среднего входного тока: в ОУ со входными каскадами на биполярных транзисторах разность входных токов уменьшается с увеличением температуры, а в ОУ со входными каскадами на полевых транзисторах – возрастает. Вследствие неидентичности параметров транзисторов входного каскада разность входных токов ОУ может изменяться с относительным температурным коэффициентом, в 1,5–2 раза большим, чем относительный ТК среднего входного тока ОУ.

Температурный коэффициент коэффициента усиления ОУ может быть как положительным, так и отрицательным в зависимости от температуры и типа ОУ. В полном диапазоне допустимых температур окружающей среды коэффициент усиления ОУ изменяется обычно не более чем в 3–5 раз.

Шумовые свойства операционных усилителей характеризуют обычно приведенными ко входу шумовыми напряжениями и токами. На эквивалентной схеме рис. 1.2 источники шума – это источники входных токов $i_{\text{вх}+}$ и $i_{\text{вх}-}$ и источник напряжения смещения $U_{\text{см}}$. Эти источники кроме постоянных сигналов, о которых говорилось выше, генерируют также и флуктуирующие шумовые сигналы. В действительности, конечно, шумы генерируются во всех каскадах ОУ, но на эквивалентной схеме удобно показывать отдельные эквивалентные источники шумов включенными во входную цепь.

С точки зрения распределения мощности шума по частотам можно считать, что шум ОУ содержит две независимые составляющие: белый

шум, т.е. такой шум, который имеет примерно одинаковую спектральную плотность $S(f)$ во всей полосе пропускания ОУ, и фликкер-шум, называемый также розовым шумом, спектральная плотность которого $S(f)$ возрастает в области низких частот.

Для белого шума $S(f)=S_0$, для фликкер-шума $S(f)\approx S_0(f_0/f)^\alpha$. Показатель степени α в последнем соотношении обычно близок к единице, поэтому суммарный шум усилителя можно приближенно характеризовать следующей спектральной плотностью:

$$S(f)=S_0(1+f_0/f). \quad (1.1)$$

Частота f_0 в этой формуле – это частота, на которой значения спектральной плотности белого и розового шумов одинаковы. В области частот ниже f_0 в усилителе преобладает фликкер-шум, а выше f_0 – белый шум.

Приведенная формула справедлива и для напряжения шума, и для тока шума. Величина S_{0U} для напряжения шума операционных усилителей лежит в диапазоне $5 \cdot 10^{-17} - 5 \cdot 10^{-16}$ В²/Гц. Частота сопряжения белого и розового шумов f_0 в среднем лежит вблизи 1 кГц, однако для различных типов ОУ она может находиться в диапазоне от 0,1 до 10 кГц. Спектральная плотность S_{0I} шумового тока ОУ тем больше, чем больше средний входной ток, характерный для данного ОУ (зависимость примерно соответствует квадратичной параболе). Поэтому конкретные значения S_{0I} токового шума для разных типов усилителей могут очень сильно различаться. Так, например, для усилителя 140УД1 S_{0I} составляет примерно $2 \cdot 10^{-24}$ А²/Гц, а для усилителя 153УД1 $S_{0I} \approx 5 \cdot 10^{-26}$ А²/Гц. Частота сопряжения f_0 для токовых шумов часто бывает выше, чем для шумов по напряжению. Это говорит о том, что в токовых шумах фликкер-шум имеет больший вес, чем в шумах по напряжению. Если один из входов ОУ заземлен, а эквивалентное сопротивление, присоединенное к другому входу, равно R_3 , то спектральная плотность мощности эквивалентного суммарного шума по напряжению, приведенного ко входу ОУ, будет

$$S_3(f) = S_U(f) + S_I(f)R_3^2 + 4kTR_3,$$

где $S_U(f)$ и $S_I(f)$ – спектральные плотности, соответствующие шумовым источникам по напряжению и по току; k – постоянная Больцмана, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – температура, К. Последнее слагаемое в правой части этого соотношения определяет тепловой шум сопротивления R_3 , имеющий постоянную спектральную плотность.

Минимальное сопротивление нагрузки $R_{н \min}$ – приводится в паспортных данных ОУ, хотя не является одним из его параметров. Его значение определяется предельным выходным током при номинальном выходном на-

пряжении. Для большинства ОУ предельными являются выходные токи от 5 до 25 мА, хотя разработаны ИМС мощных ОУ с выходными токами до 1 А.

1.3. Обозначения ОУ.

1.3.1. Система обозначений ИМС.

Наименование современных интегральных микросхем (в частности, и ОУ), пример которого показан на рис. 1.5, начинается с буквенного индекса, обозначающего область применения данной ИМС:

К–общего (широкого) применения,

ОС–специального применения,

Э–экспортное исполнение.

Следующий буквенный индекс означает тип корпуса и материал, из которого он изготовлен. При этом возможны следующие варианты:

А–пластмассовый планарный;

Б–бескорпусное исполнение;

Е–металлополимерный DIP;

И–стеклокерамический планарный;

М–металлокерамический DIP;

Н–миниатюрный металлокерамический;

Р–пластмассовый DIP;

С–стеклокерамический;

Ф–миниатюрный пластмассовый.

Если этот индекс отсутствует, то ИМС имеет круглый металлостеклянный корпус.

Далее идет трех- или четырехзначный номер серии, причем первая цифра характеризует ее конструктивно-технологическую особенность:

1,5–полупроводниковая (монокристаллическая) ИМС;

7–бескорпусная;

2, 4, 6, 8–гибридная ИМС;

3–пленочная.

Другие две (или три) цифры–порядковый номер разработки серии.

О функции, которую выполняет ИМС, судят по двухбуквенному шифру, стоящему после номера серии. Например:

УД–операционный усилитель,

СА–компаратор.

Следом идет порядковый номер ИМС в данной серии.

В конце условного обозначения может быть буквенный индекс, характеризующий отличие по численному значению одного или нескольких параметров ИМС одного и того же типа.

Порядковый номер ИМС в серии (двузначный) может быть дополнен цифрами 01 (для корпуса 3101) или 08 (для корпуса 2108), но их допустимо и не указывать.

Из примера на рис. 1.5 по двухбуквенному шифру (УД) заключаем, что перед нами ОУ. Исключением из этого правила является ИС К118УД1А–В, представляющая собой однокаскадный дифференциальный усилитель. Цифры свидетельствуют о том, что ОУ полупроводниковый серии 140 с номером разработки в данной серии 17. Буква в конце условного обозначения предупреждает о различиях в численных значениях по меньшей мере одного из параметров ОУ данного типа. Однако информации о том, какой это параметр, в указанном индексе не содержится.

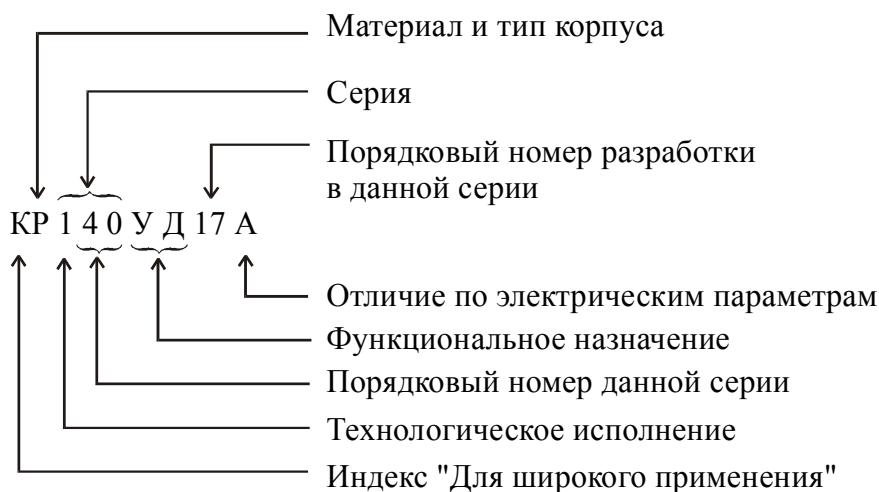


Рис. 1.5

Лишь по справочным данным можно узнать, например, что ОУ 140УД17А и 140УД17Б различаются значением коэффициента усиления.

Микросхемам, различающимся только конструктивным исполнением, присваивают, как правило, единое цифровое обозначение серии.

Следует иметь в виду, что в обозначении ИМС, выпущенных в 70–80-е годы, буквенный индекс, обозначающий тип и материал корпуса, часто отсутствует. Дело в том, что, выпуская одно и то же устройство в другом по исполнению корпусе, обычно просто изменяли номер серии (на-

пример, ОУ К153УД2 и К553УД2, компаратор К521СА3 и К554СА3 и т.д.).

1.3.2. Условные графические обозначения ОУ.

Согласно ГОСТ 2.759–82 (СТ СЭВ 3336-81) обозначения элементов аналоговой техники, к числу которых относится и ОУ, выполняют на основе прямоугольника. Он может содержать основное и одно или два дополнительных поля, расположенных по обе стороны от основного (рис. 1.6)

На схемах усилитель обозначается треугольником на основном поле. Справа от него указывают коэффициент усиления. Если конкретное значение коэффициента усиления несущественно, его допускается не указывать (можно также вписать знак бесконечности ∞).

Выводы ОУ делятся на входные, выходные и выводы, не несущие функциональной нагрузки, к которым подключаются цепи напряжения питания и элементы, обеспечивающие нормальную работу ОУ. Входы показывают слева, выходы – справа.

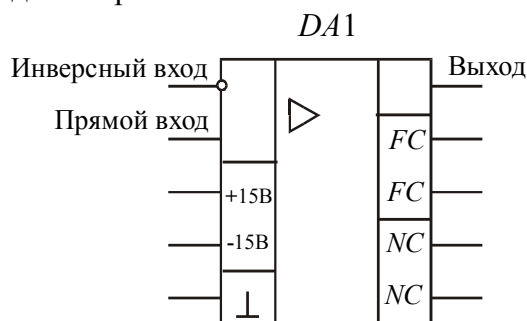


Рис. 1.6

Большинство ОУ имеют один несимметричный выход и два входа, симметричных по отношению к общему проводу. Прямые входы и выходы обозначают линиями, присоединяемыми к контуру графического изображения ОУ без каких-либо знаков, а с кружками в месте присоединения – инверсные входы и выходы. Прямой вход еще называют неинвертирующим, так как фаза выходного сигнала совпадает с фазой сигнала, поданного на этот вход. Другой вход называют инвертирующим, так как фаза выходного сигнала сдвинута на 180° относительно входного сигнала. Поэтому входы оказывают на выходное напряжение равное в количественном отношении, но противоположное по знаку влияние. Если ко входам приложены синфазные, действующие одновременно одинаковые по величине и фазе относительно общего провода сигналы, то их влияние будет взаимно скомпенсировано, и выход будет иметь нулевой потенциал, благодаря

чему параметры ОУ мало чувствительны к изменениям напряжения питания, температуры и других внешних факторов. Напряжение на выходе ОУ должно быть лишь в том случае, когда на его входах действуют различные по уровню и фазе сигналы. Выходное напряжение пропорционально разности уровней сигналов, называемой дифференциальным сигналом. Выходное напряжение ОУ измеряется относительно общего провода.

Выходной вывод ОУ в большинстве случаев присоединяется к нагрузке, которая, как правило, соединяется с корпусом, но это условие соблюдается не всегда.

Чтобы обеспечить возможность работы с ОУ как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, требуется двухполярное питающее напряжение. Для этого необходимо предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые подключаются к соответствующим выводам ОУ. Их в общем случае обозначают латинской буквой U . Если питающих напряжений несколько, их условно нумеруют ($U_{п+}$, $U_{п-}$) и указывают каждое у своего вывода в дополнительном поле. Вместо буквы можно указывать номинальное значение напряжения и его полярность (выводы с метками +15 В и –15 В, рис. 1.6).

При двухполярном питании постоянное напряжение на несимметричном выходе отсутствует при условии, что постоянных напряжений на входе ОУ нет. Значения напряжений источника питания согласно ГОСТ 17230-71 ± 15 , ± 12 , ± 6 В. Известны ОУ, рассчитанные на работу от источника с напряжением питания ± 27 В. Некоторые типы ОУ сохраняют работоспособность при снижении напряжения питания до ± 3 В. Реже встречается несимметричное (+12 и –6 В) и однополярное напряжение питания.

Наличие рассмотренных выводов необходимо для функционирования ОУ. К вспомогательным относятся выводы с метками FC —для подсоединения цепи, корректирующей АЧХ ОУ, выводы NC —для подключения элементов балансировки по постоянному току (установки нуля на выходе), а также вывод металлического корпуса ($\perp$) для соединения с общим проводом устройства, в которое входит ОУ.

Часто для лучшего понимания принципа работы того или иного узла или устройства и большей наглядности, позволяющей выделить аналоговые ИМС на фоне цифровых, в упрощенных принципиальных, функциональных и структурных схемах используется упрощенное обозначение ОУ, в котором отсутствуют второстепенные выводы, не влияющие на принцип действия ОУ. Обычно сохраняются лишь основное поле и сигнальные выводы (рис. 1.7,а). Причем наиболее популярным, удобным, привычным является принятое до 80-х годов изображение ОУ в виде треугольника, причем инвертирующий и неинвертирующий входы могут показываться, как и на принципиальной схеме (рис. 1.7,б), так и с помощью знаков «–» и «+» соответственно (рис. 1.7,в). Такое изображение ОУ встречается в самой со-

временной литературе, в том числе и справочной /1, 2/, поэтому в данной работе использовано именно оно.

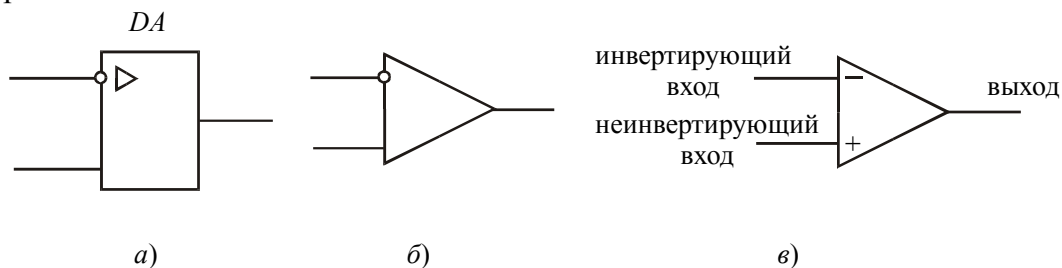


Рис. 1.7

1.3.3. Конструктивное оформление интегральных ОУ.

Для увеличения прочности, защиты от внешних воздействий и механических повреждений большинство интегральных ОУ, как и любых других ИМС, покрывается лаком и монтируется в защитном корпусе. Классификация типов корпусов ИМС приведена в приложении П1.

Из всего многообразия конструктивного оформления, при производстве ИМС ОУ и компараторов используются в основном лишь несколько типов корпусов. Причем при их рассмотрении целесообразно пользоваться обозначениями по ГОСТ 14767–79, поскольку большинство популярных и наиболее распространенных ИМС были разработаны именно в период его действия. Общий вид корпусов ОУ и компараторов показан на рис. 1.8:

- круглые металлостеклянные корпуса 301.8–1(ТО99) и 301.12–1(ТО101) с числом выводов 8 и 12 соответственно (рис. 1.8,а);
- прямоугольный металлостеклянный 151.15–4, используемый для гибридных ОУ (рис. 1.8,б);
- прямоугольный пластмассовый корпус 201.14–1(DIP14) на рис. 1.8,в), кроме того, имеются разновидности 201.16 (DIP16) и 201.8(DIP8) с соответствующим числом выводов;
- прямоугольный керамический корпус 201.14–8 (рис. 1.8,г) и другие его разновидности.

Выводы микросхем нумеруются против часовой стрелки, если смотреть со стороны крышки (так же, как у транзисторов или электронных ламп).

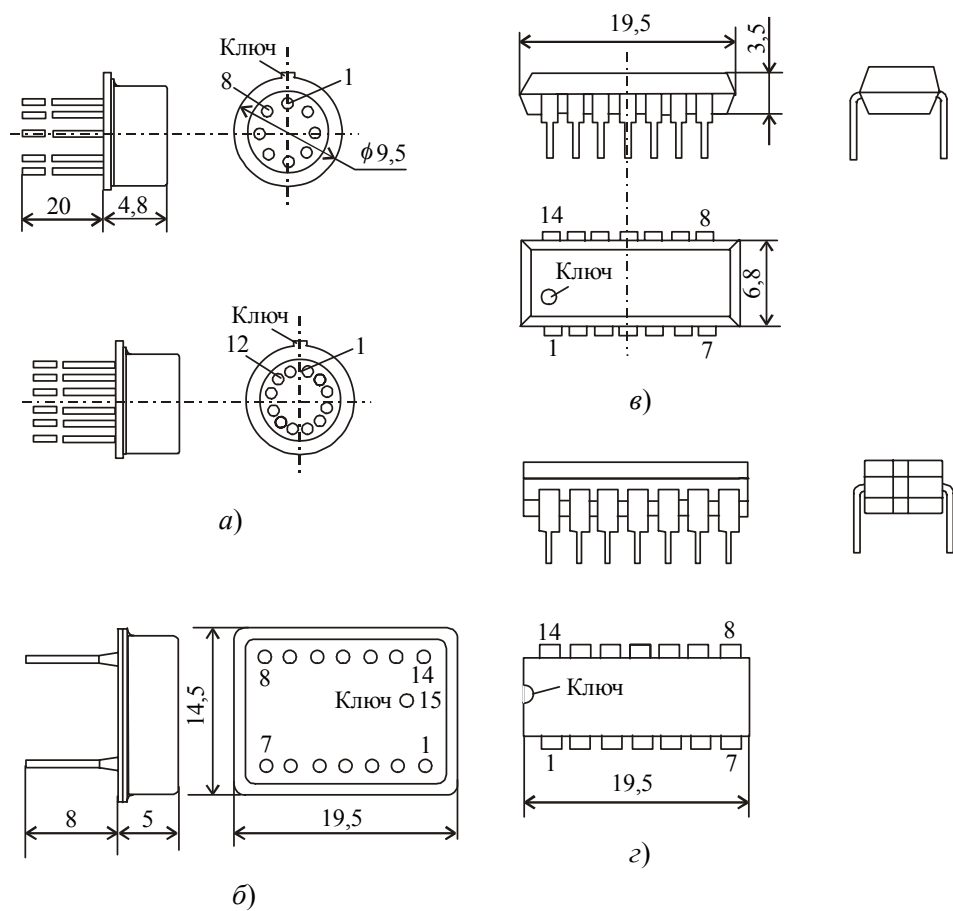


Рис. 1.8 Типы корпусов ОУ

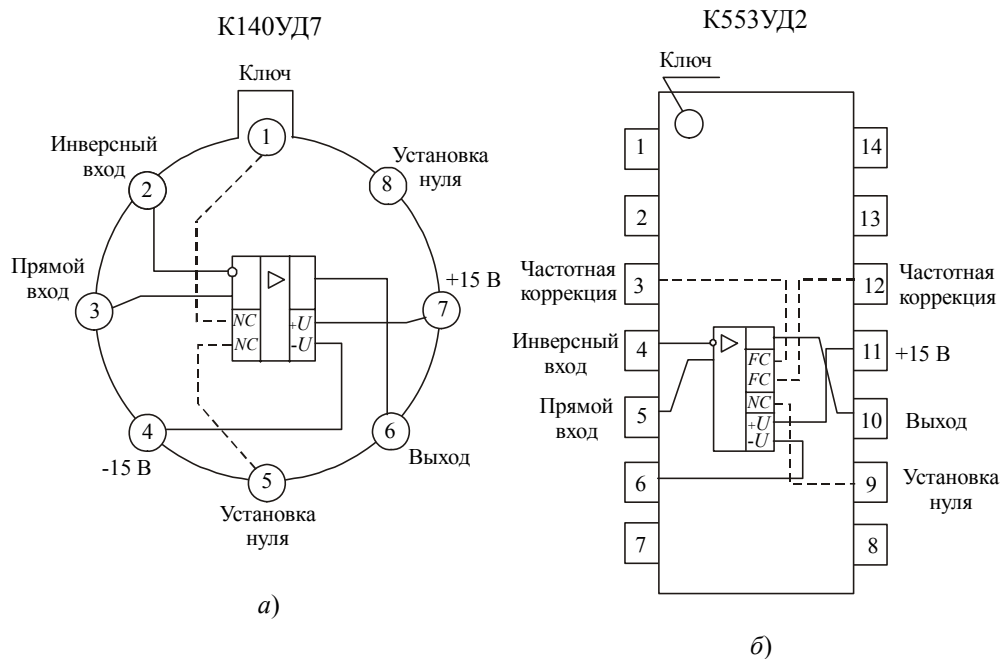


Рис. 1.9 Корпусы и цоколевки ОУ

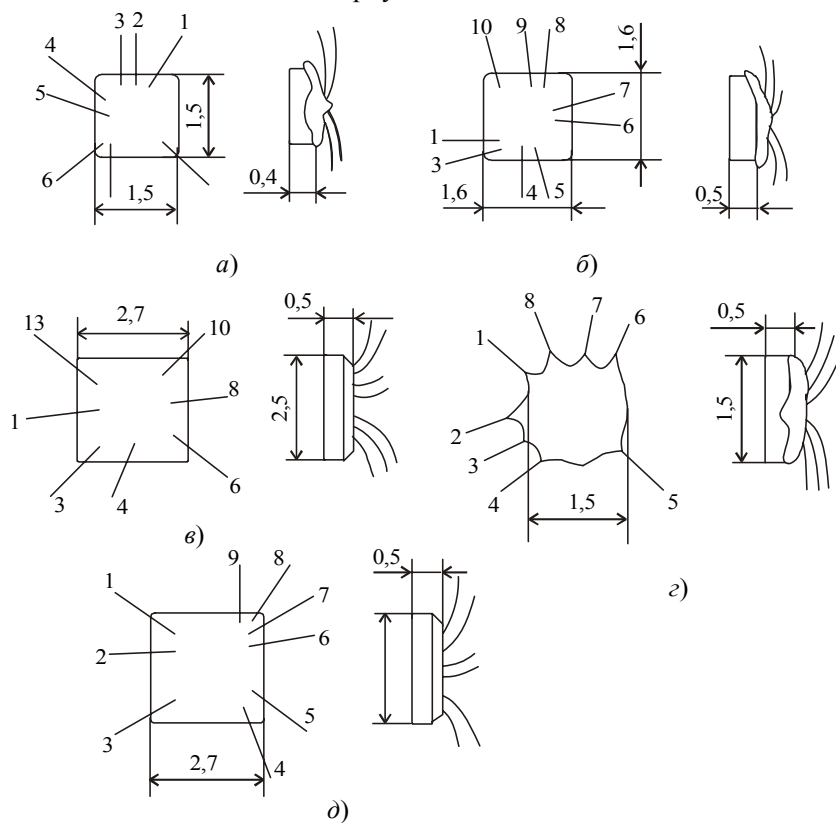


Рис. 1.10 Конструктивное оформление бескорпусных ОУ

Для определения начала отсчета (вывод №1) существует ключ. У круглого металлического корпуса это ушко, у пластмассового корпуса – круглая метка, у керамического – вырез на корпусе. На рис. 1.9 показаны цоколевки операционных усилителей К140УД7 (в круглом корпусе) и К553УД2 (в плоском корпусе). Для наглядности в корпусе прибора изображен символ ОУ, пять основных выводов указаны сплошными линиями, дополнительные (для установки нуля и обеспечения устойчивости) – штриховыми.

Рисунок 1.10 иллюстрирует конструктивное оформление бескорпусных ОУ. Микросхемы герметизированы компаундом, ключ начала отсчета здесь отсутствует. Их выводы определяются по нумерации контактных гнезд транспортировочной тары.

1.4. Классификация ОУ и компараторов

Технология производства ОУ (как и вообще ИМС) делится на *полупроводниковую* (монокристаллическую), *гибридную* и *пленочную*. Большинство ОУ изготавливается по полупроводниковой технологии, при которой все активные и пассивные компоненты схемы нескольких сотен усилителей выполняются на одной кремниевой пластине с помощью литографической техники с последующим делением тиража на отдельные кристаллы (чипы).

При гибридной технологии все резисторы и соединения изготавливаются на керамической подложке, затем на ней же монтируются бескорпусные биполярные или полевые транзисторы. Здесь могут размещаться конденсаторы и другие компоненты (диоды, стабилитроны и др.). Полученная таким образом композиция заключается в корпус с выводами. Эта технология используется для производства схем специального назначения, которые не удастся реализовать в монокристаллической форме.

Пленочная технология предусматривает выполнение всех компонентов схемы на поверхности диэлектрика (обычно керамического) путем нанесения тонких пленок соответствующих материалов.

По схемотехническому исполнению ОУ подразделяются на устройства прямого усиления и с преобразованием спектра частот усиливаемого сигнала, основанного на преобразовании медленно изменяющегося напряжения в переменное напряжение определенной (основной) частоты с помощью прерывания сигнала (МДМ-усилители).

По использованию ОУ подразделяются на усилители общего и частного применения ОУ. Общего применения изготавливаются исключительно по полупроводниковой технологии, имеют низкую стоимость, широкий диапазон напряжений питания, защищенные от перегрузки вход и выход, небольшое число навесных (т.е. внешних) компонентов, иногда от-

существующих. Операционные усилители частного применения обычно превосходят первый вид по какому-либо параметру [1, 2].

ОУ общего применения используются для построения узлов, имеющих суммарную приведенную погрешность порядка 1% и характеризуются средними значениями параметров (напряжение смещения—десятки милливольт, коэффициент усиления составляет десятки тысяч, температурный дрейф напряжения смещения—десятки микровольт на градус Цельсия, скорость нарастания выходного напряжения не более единиц вольт в микросекунду).

Большинство ИМС ОУ относятся к усилителям общего применения (140УД5-9, 153УД1-3, 553УД1-3 и другие).

ОУ частного применения делятся на:

—*высокоточные (прецизионные)*, с малыми значениями напряжения смещения ($U_{см} < 250$ мВ), температурного дрейфа ($U_{см} \leq 5$ мкВ/°С), большим коэффициентом усиления ($K_{oy} \geq 15 \cdot 10^4$).

Среди лучших ОУ типов 140УД17, 140УД21, 140УД24, 140УД25, 140УД26, 544УД12, 1417УД3, 140УД13 (МДМ-усилитель).

—*с малым входным током* ($i_{вх} < 100$ пА). Среди таких ОУ с входными каскадами, выполненными на полевых транзисторах, можно отметить ИМС ОУ 140УД23, 140УД24, 140УД28, 744УД1, 544УД1-6, 544УД10, 1409УД1, 1429УД1.

—*микромощные*, с малым током потребления ($I_{пот} < 1$ мА).

Среди лучших типов ОУ—1423УД23, 1446УД2-4, 1446УД12-14, 544УД5, 544УД14, 140УД14.

—*мощные*, с большими допустимыми значениями выходного напряжения ($u_{вых} > 15$ В или выходного тока ($i_{вых} > 100$ мА).

Лучшими по этим показателям являются ИМС ОУ 1422УД1 и 1440УД1, выходной ток которых может достигать 1000 мА, а также 1433УД1 с выходным напряжением до 300 В. Ряд ОУ обеспечивает одновременно и большие допустимые значения и выходного напряжения и выходного тока (например, 1408УД1 с $i_{вых} \leq 100$ мА и $u_{вых \max} = \pm 19$ В);

—*быстродействующие*, со скоростью нарастания выходного напряжения $V_U > 30$ В/мкс. Здесь вне конкуренции ИМС 6402УД1 с $V_U = 2000$ В/мкс. Ряд ОУ обеспечивают скорость нарастания не менее 1000 В/мкс. Это 1432УД1 и 1432УД4 ($V_U = 1000$ В/мкс) и 1432УД6 ($V_U = 1200$ В/мкс).

По виду преобразуемой величины ОУ подразделяются на усилители напряжения и усилители тока. Большинство ИМС ОУ—это именно усилители напряжения. К усилителям тока относятся так называемые токоразностные усилители (усилители Нортонa) К1401УД1 и К1401УД2.

Следует иметь в виду, что ряд типов ОУ по своим характеристикам попадают сразу в несколько категорий. Это, например, ИМС 140УД23—быстродействующий, с малым входным током ОУ. Вне конкуренции 140УД24—сверхвысокочастотный, со сверхмалым входным током усилитель с МДП–транзисторами на входе, импульсной стабилизацией, внутренней частотной коррекцией, сверхнизким уровнем шума входного тока, с напряжением питания ± 5 В.

Отдельного внимания заслуживают микромощные или так называемые «программируемые» ОУ, используемые в устройствах, питающихся от батарей. Дело в том, что ток потребления таких ОУ зависит от значения внешнего управляющего тока, поступающего на контакт ИМС (8 у К140УД12), предназначенный для программирования смещения. Таким образом можно задавать нужный ток потребления в диапазоне от долей микроампер до нескольких миллиампер. При их использовании следует учитывать, что параметры ОУ, такие как скорость нарастания, произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания и входной ток пропорциональны потребляемому. Кроме того, при малых рабочих токах значительно снижается нагрузочная способность ОУ. Дополнительным достоинством программируемых ОУ является большой допустимый диапазон значений напряжения питания (у ИМС серии К1407 нижний предел составляет ± 2 В).

Достаточно много выпускается ИМС, содержащих в своем составе несколько ОУ—два (140УД20, 157УД2,3, 1040УД1,2) или четыре (1401УД1–4, 1053УД3). Это позволяет уменьшить габариты электронных устройств на их основе.

ИМС компараторов, как и ОУ, классифицируют по нескольким признакам.

По схемотехническому решению компараторы подразделяют на одноканальные, которых большинство, и многоканальные. Среди последних можно выделить ИМС 521СА1, 521СА6, 554СА4, 554СА6.

По использованию выделяют компараторы общего и частного применения. Как и в случае с ОУ, компараторы общего применения дешевле, имеют средние значения параметров (напряжение смещения порядка нескольких единиц милливольт, входной ток—единицы микроампер, время включения (задержки) составляет сотни наносекунд), а компараторы частного применения в чем-то превосходят их.

Среди компараторов частного применения выделяют:

—*быстродействующие*, со временем задержки $t_{\text{зад}} < 50$ нс. Среди лучших—К597СА4, К521СА4, К521СА5, К554СА4;

–*маломощные*, с током потребления $I_{\text{пот}} \leq 2,5$ мА. Среди таких компараторов можно выделить ИМС К1040СА1, К1053СА1,2, К1401СА1,2,3.

Кроме этого отдельно выделяют многоканальные компараторы, к которым относят не только с объединенными по схеме ИЛИ выходами (К521СА1, К554СА1), но и ИМС, содержащие несколько независимых компараторов с выходами по схеме «открытый коллектор», которые могут быть также объединены (К521СА6, К597СА3).

Ряд ИМС компараторов имеют пониженные номинальные значения напряжения питания–К597СА4 (± 5 В), К554СА4 (± 9 В).

В то же время следует выделить компараторы серии К1401, выполненные на основе токоразностных усилителей. Все они (СА1, СА2, СА3) способны работать при однополярном питании напряжением от 3 В до 36 В.

Выходной сигнал компараторов имеет или фиксированные уровни, обычно соответствующие разным типам логики цифровых ИМС (ТТЛ–К597СА2, К521СА2, К521СА1; ЭСЛ–К521СА4, К597СА4) или плавающие («открытый коллектор»), значения которых определяются параметрами внешней цепи (К521СА3, К554СА3).

Ряд компараторов обеспечивают стробирование выходного сигнала (К521СА1, К521СА4, К554СА3, К527СА4). Интересы заслуживают ИМС, в состав которых входят и ОУ, и компаратор. Примерами наборов являются 1401УД6, а особенно–1032УД1, содержащий два ОУ и два компаратора в одном корпусе.

1.5. Вспомогательные цепи ОУ

При практическом использовании ОУ возникает необходимость подключения дополнительных цепей, с помощью которых производится коррекция частотной характеристики усилителя, регулировка начального уровня выходного напряжения, защита от перегрузки входных и выходных цепей ОУ.

Частотная коррекция обычно осуществляется с помощью подключения конденсаторов и резисторов к соответствующим зажимам ОУ. Назначение частотной коррекции–исключить возникновение автоколебаний выходного сигнала при охвате усилителя цепью отрицательной обратной связи (ООС). Условие возникновения автоколебаний–наличие коэффициента усиления по замкнутому контуру (петлевого усиления), превышающего единицу на такой частоте, на которой сдвиг фаз по замкнутому контуру равен $2k\pi$ ($k=0; 1; 2; \dots$). Для введения отрицательной обратной связи часть выходного напряжения ОУ подают на его И–вход. Если считать, что делитель напряжения в цепи обратной связи не изменяет фазы сигнала, то причиной самовозбуждения является дополнительный сдвиг фазы на 180°

в усилителе на частоте самовозбуждения при условии, что усиление на этой частоте больше величины, обратной коэффициенту передачи цепи ООС. Таким образом, на частоте самовозбуждения И–вход ОУ ведет себя как И–вход, и наоборот.

Чем сложнее усилитель и чем выше его коэффициент усиления, тем более склонен он к самовозбуждению (самовозбуждение может возникать даже при отсутствии цепи ООС–за счет паразитных емкостей между входом и выходом).

Цепи коррекции снижают коэффициент усиления ОУ на той частоте, на которой сдвиг фаз в замкнутом контуре равен 360° (коррекция на отставание по фазе), или уменьшают сдвиг фаз на тех частотах, на которых коэффициент усиления в замкнутом контуре больше единицы (коррекция на опережение по фазе).

Рекомендуемые для различных конкретных ОУ цепи коррекции обычно рассчитываются еще на стадии проектирования ОУ, и затем параметры этих цепей приводятся в руководствах по применению ОУ.

Схемы включения и параметры цепей частотной коррекции ряда распространенных ОУ приведены в приложении. Поскольку уменьшение коэффициента усиления усилителя с ООС $K_{o.c.}$ достигается за счет увеличения глубины обратной связи, то чем меньше $K_{o.c.}$, тем глубже должна быть коррекция частотной характеристики ОУ. В связи с этим приведены параметры цепей коррекции для различных значений $K_{o.c.}$. Естественно, что усилитель не будет самовозбуждаться, если ввести наиболее глубокую коррекцию частотной характеристики (требуемую для $K_{o.c.}=1$) и установить неглубокую обратную связь (при которой $K_{o.c.} \gg 1$). Однако в этом случае уменьшается ширина частотной полосы, внутри которой амплитудно–частотная характеристика (АЧХ) усилителя имеет погрешность, не превышающую некоторое допустимое значение.

Для некоторых типов ОУ возможно осуществление частотной коррекции различными путями. Таким усилителем является, например, ОУ 153УД2. Наиболее просто коррекция в нем осуществляется включением конденсатора между выводами 1 и 8 (однополюсная коррекция). Однако наиболее широкая полоса пропускания достигается при включении Т–образной RC–цепи между выводами 1 и 6 (двухполюсная коррекция). Для получения же максимальной скорости отклика (до 10 В/мкс) рекомендуется производить коррекцию, соединяя конденсаторами И–вход ОУ с выводами 1 и 6.

Ряд ОУ имеет встроенные цепи частотной коррекции, реализованные, как правило, на основе МОП–конденсаторов, формируемых в кристалле одновременно с другими элементами усилителя. Это, например, ОУ

типов 140УД6, 140УД7, К140УД8, К544УД1. Наличие внутренней частотной коррекции является существенным достоинством при эксплуатации усилителя, хотя и не позволяет в полной мере использовать динамические свойства усилителя при больших значениях $K_{o.c}$ (внутренняя коррекция рассчитана на введение глубокой ООС, вплоть до $K_{o.c}=1$).

Устойчивость усилителя, охваченного цепью отрицательной обратной связи, может существенно ухудшиться, если он нагружен на комплексное сопротивление, имеющее емкостный характер. В подобных случаях рекомендуется для предотвращения самовозбуждения подключать к выходному зажиму ОУ (внутри контура обратной связи) резистор сопротивлением 50–100 Ом.

Регулировка нуля. На работу цепей с ОУ отрицательное влияние может оказать смещение нулевого уровня выходного сигнала, вызванное напряжением смещения и входными токами ОУ. Для компенсации смещения обычно вводят в устройство цепь регулировки нуля (балансировки) ОУ.

Установка нуля в ОУ возможна в принципе двумя способами. Во-первых, можно подавать на вход ОУ небольшое регулируемое напряжение, которое подбирается из условия компенсации напряжения смещения усилителя и смещения, вызванного входными токами. Для получения такого регулируемого напряжения строят резистивные делители постоянного напряжения (обычно напряжения питания ОУ).

Примеры подобных цепей регулировки нуля приведены на рис. 1.11.

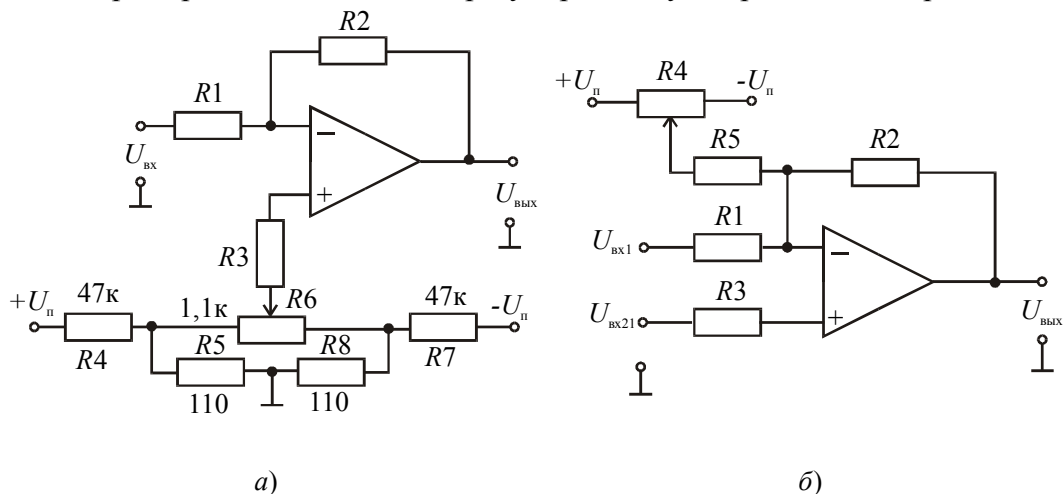


Рис. 1.11

Если на один из входов ОУ не подается подлежащее усилению напряжение, то этот вход может быть присоединен к цепи регулировки нуля, как это показано на рис. 1.11,а. При этом целесообразно устанавливать

$R_5 \ll R_6$, с тем, чтобы уменьшить уход выходного напряжения цепи регулировки нулевого уровня при несимметричных изменениях питающих напряжений $\pm U_{\text{п}}$. Делитель R_4, R_5 (R_7, R_8) рассчитывается исходя из требования наибольшего компенсирующего напряжения. При указанных на рис. 1.11,а сопротивлениях резисторов и напряжении питания ± 15 В возможна компенсация напряжения смещения ОУ в пределах примерно ± 30 мВ.

Цепь регулировки нулевого уровня, показанная на рис. 1.11,б, содержит только два резистора (R_4 и R_5), однако сопротивления этих резисторов зависят от сопротивлений резисторов R_1, R_2 , задающих глубину обратной связи. Если считать, что $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, то сопротивление R_5 должно быть выбрано так, чтобы напряжение $U_{\text{п}} R_3 / (R_5 + R_3)$ было достаточным для компенсации наибольшего напряжения смещения. Сопротивление R_4 имеет смысл выбирать из соотношения $R_4 \leq R_5$.

Установлено, что температурный дрейф напряжения смещения усилителя пропорционально увеличивается при увеличении этого напряжения. Поэтому, если это возможно, предпочтительно не компенсировать его путем подачи дополнительного напряжения на вход ОУ (рис. 1.11), а производить регулировку симметрии внутри самого ОУ, действительно уменьшая напряжение смещения. Возможность такой регулировки предусмотрена почти во всех типах ОУ, за исключением ОУ первого поколения (1УТ401, 1УТ402). Схемы подключения резисторов, регулирующих нулевой уровень (симметрию ОУ), показаны в приложении. В усилителе 153УД2 регулировка нуля возможна двумя путями. Показаны оба варианта регулировки совместно с различными цепями коррекции (естественно, что любой вид регулировки может применяться с любой цепью коррекции).

Составляющую дрейфа нуля ОУ, вызванную изменением входных токов, удастся в значительной степени уменьшить, устанавливая равными сопротивления внешних цепей, присоединяемых к Н– и И– входам ОУ. Если бы входные токи по обоим входам ОУ ($i_{\text{вх}+}$ и $i_{\text{вх}-}$) были равны, то упомянутое равенство сопротивлений полностью исключало бы смещение нуля от входных токов. У реальных усилителей токи $i_{\text{вх}+}$ и $i_{\text{вх}-}$, как правило, несколько различаются, так что при равенстве сопротивлений внешних цепей смещение нуля и дрейф возникают вследствие наличия и изменения разности этих токов. Именно поэтому разностный входной ток входит в число основных параметров ОУ.

Защита от перегрузки входных и выходных цепей ОУ. При неумелой эксплуатации интегральных ОУ они могут быть выведены из строя вследствие электрического или теплового пробоя полупроводниковых переходов, перегорания внутренних соединительных проводников и т.п.

Обычно в описании конкретного ОУ указываются предельные допустимые входные напряжения и токи (при насыщении входного транзистора входной ток в некоторых типах ОУ может существенно возрасти), допустимые напряжения питания, максимальный допустимый выходной ток или минимальное допустимое сопротивление нагрузки.

Так, например, для ОУ типа К140УД1 наибольшее допустимое напряжение дифференциального входного сигнала равно $\pm 1,2$ В, а для усилителей 153УД1 оно равно ± 5 В. Защиту усилителя от чрезмерно большого входного напряжения можно осуществить, включая между его входами пару соединенных встречно-параллельно кремниевых диодов, как показано на рис. 1.12.

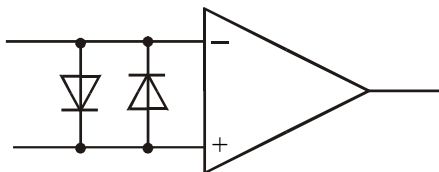


Рис. 1.12

Большая часть ОУ второго и последующего поколений сконструированы таким образом, чтобы исключить выход ОУ из строя при изменении входных напряжений в относительно больших пределах. Сюда относятся, в частности, ОУ типов 140УД6, 140УД7, К140УД8, 153УД2, К544УД1. Поэтому для таких усилителей цепей защиты входных каскадов от перегрузки, как правило, не требуется.

В некоторых ОУ (преимущественно в ОУ второго поколения) возможен эффект перехода инвертирующего входа в неинвертирующий. Если транзистор ОУ, включенный на И-входе, войдет в насыщение, то сигнал с этого входа будет попадать без инверсии через открытый базово-коллекторный переход транзистора на вход второго каскада. Следствием этого может быть переход ОУ в триггерный режим работы, поскольку отрицательная обратная связь станет положительной. Для предотвращения такого явления можно, например, последовательно с инвертирующим входом включать резистор, ограничивающий входной ток (примерно 30 кОм для 1УТ531).

Для многих усилителей в паспортных данных указывается минимальное допустимое сопротивление нагрузки (например, 2 и 5 кОм для усилителей К153УД1 и К140УД1). Если ОУ используется в таких режимах, когда возможны хотя бы кратковременные всплески тока в нагрузке (например, при работе на емкостную нагрузку), то в ОУ, не имеющих встроенной защиты по выходу, желательно введение цепей защиты выходного каскада усилителя.

Простейшей защитой ОУ от перегрузки по выходу может служить ограничительный резистор $R_{огр} \leq 200 \text{ Ом}$, включенный последовательно с выходным зажимом ОУ, как показано на рис. 1.13. В усилителе, охваченном глубокой ООС, сопротивление этого резистора практически не повлияет на выходное сопротивление устройства, но ограничит выходной ток при случайном коротком замыкании на выходе.

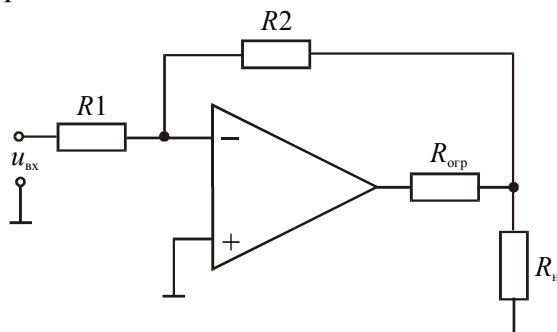


Рис. 1.13

Однако для большинства современных ОУ включение такого резистора не требуется, поскольку в них предусмотрены внутренние цепи защиты от перегрузки. Эти цепи обычно ограничивают выходной ток ОУ уровнем 10–30 мА. Соответственно нормальная работа усилителя при большом выходном сигнале обеспечивается при сопротивлениях нагрузки 0,5–1,5 кОм и выше.

Для защиты от ошибочной перемены полярностей питающего напряжения в цепи питания ОУ можно включить диоды, а чтобы устранить высокочастотные помехи по шинам питания в непосредственной близости от соответствующих выводов ИМС ОУ располагают керамические конденсаторы C емкостью от 0,01 до 0,1 мкФ. Подключение защитных диодов и фильтрующих конденсаторов показано на рис. 1.14.

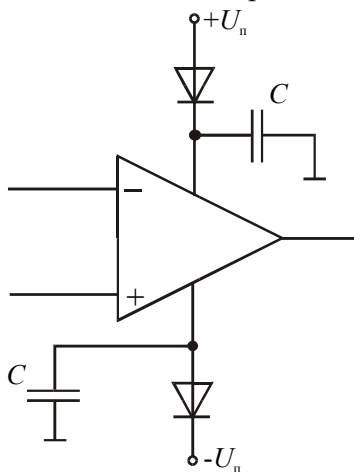


Рис. 1.14

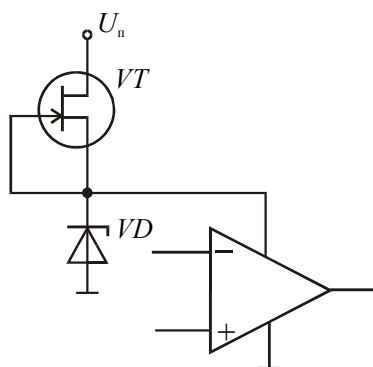


Рис. 1.15

Чтобы защитить ИМС ОУ от перенапряжений, в цепи питания можно включить параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне VD . Условием его применения является выполнение неравенств $U_{\text{ип}} < U_{\text{ст}}$, $U_{\text{ст}} < U_{\text{п max}}$, где $U_{\text{ип}}$ – напряжение источника питания, $U_{\text{ст}}$ – номинальное напряжение стабилизации, $U_{\text{п max}}$ – максимально допустимое значение питающего напряжения ОУ. Пример включения стабилизатора с полевым транзистором VT при однополярном питании ОУ представлен на рис. 1.15.

1.6. ОУ и компараторы с одним источником питания.

В связи с тем, что в бортовой сети автомобиля используется напряжение только одной полярности, а стандартное питание ИМС ОУ и компараторов – симметричное двухполярное ± 15 В, важным является вопрос о работоспособности данных ИМС в составе электронных устройств транспортных средств с одним источником питания. Для работы операционного усилителя не требуется иметь стабилизированные источники питания именно ± 15 В. Можно использовать расщепленные источники более низкого напряжения или несимметричные источники (например, $+12$ В и -3 В), которые обеспечивают полный диапазон напряжения питания ($U_{\text{п+}} - U_{\text{п-}}$) согласно спецификации ОУ. Часто подходящими оказываются нестабилизированные источники, так как благодаря отрицательной обратной связи обеспечивается значение коэффициента ослабления влияния напряжения $U_{\text{п}}$ (для ОУ К140УД7 типичным является значение 90 дБ). Во многих случаях бывает удобно, чтобы ОУ работал от одного источника питания, например $+12$ В. Это можно делать и с обычным ОУ, создав «искусственное опорное напряжение» относительно земли, если позаботиться об обеспечении минимально необходимого питания, обеспечивающего диапазоны выходного и входного синфазного напряжений. В некоторых современных операционных усилителях во входной и выходной диапазоны входит и напряжение отрицательного источника (т.е. потенциал земли при работе с одним источником питания). Для таких ОУ возможность работы с одним источником особенно заманчива благодаря простоте.

1.6.1. Смещение усилителей переменного тока, использующих один источник питания.

Для операционных усилителей общего назначения типа К140УД7 размах напряжения на входах и на выходе обычно меньше диапазона напряжения питания (по абсолютной величине) на 1,5 В. Если вывод $U_{\text{п-}}$ соединить не с источником напряжения, а с землей, то ни на входах, ни на выходе напряжение не будет равно потенциалу земли. Если же создать опорное напряжение (равное, например, $0,5 U_{\text{п+}}$), то с его помощью можно сместить ОУ, и он будет работать так, как требуется (рис. 1.16). Эта схема представляет собой усилитель звуковых частот с усилением 40 дБ. Опор-

ное напряжение $U_{оп} = 0,5 U_{п+}$ обеспечивает полный размах выходного напряжения, равный приблизительно 17 В от пика до пика без среза вершин сигнала. Конденсаторы на входе и выходе блокируют уровень напряжения постоянного тока, равный $U_{оп}$.

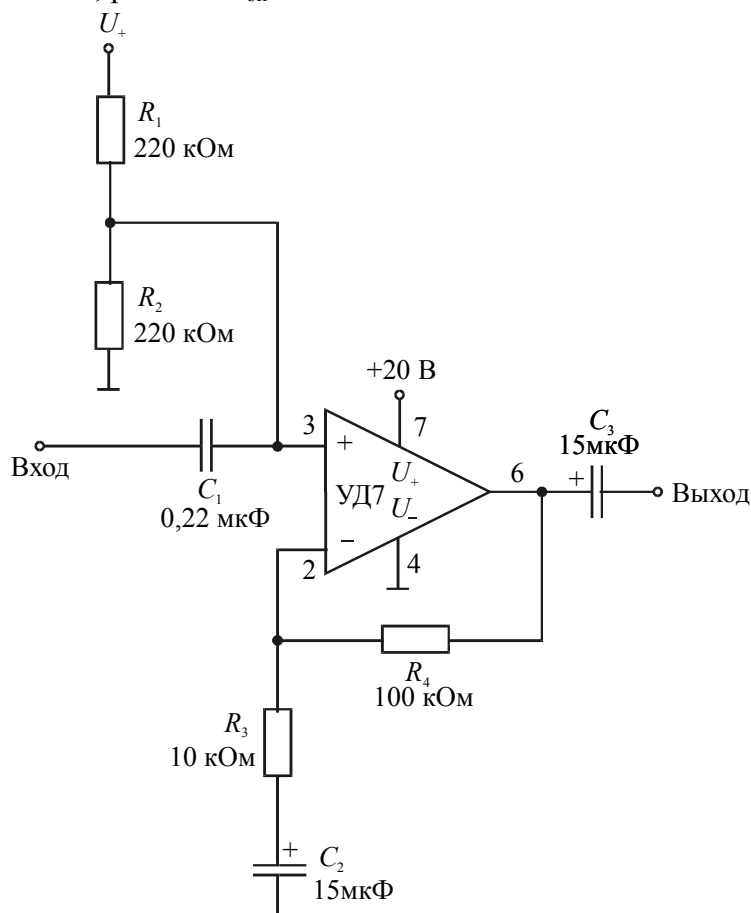


Рис. 1.16

В усилителях постоянного тока и интеграторах смещения можно задавать, используя многовходовые схемы, описанные в ■ 2.1.6 и 2.2.4.

1.6.2 Операционные усилители с одним источником питания.

Существует два типа операционных усилителей, которые работают с одним источником положительного напряжения:

1. Операционный усилитель типа LM324 (отечественный аналог – 1401УД2), содержащий четыре ОУ в одной ИС/LM358 (1040УД1) два ОУ в одной ИС или μ A798 (два ОУ в одной ИС)/799(один ОУ с цепью балансировки нуля). Для этих схем нижний предел диапазона входного синфазного сигнала на 0,3 В меньше, чем $U_{п-}$, а размах выходного напряжения ограни-

чен снизу значением напряжения $U_{п-}$. Как на входах, так и на выходе предельное значение напряжения на 1,5 В меньше чем напряжение $U_{п+}$. Если требуется, чтобы входной диапазон был ограничен значением $+U_{п}$, то лучше использовать ОУ типа LM301/307 или типа 355 (1404УД18). Следует учитывать, что использование на входе этих ОУ $p-n-p$ структуры приводит к тому, что размах напряжения ограничен снизу значением, которое на 0,3В ниже потенциала земли; при $U_{вх}$ меньше этого предела на любом из входов состояние выхода становится непредсказуемым (например, напряжение на выходе может стать отрицательным). Кроме того, если надо, чтобы выходное напряжение было в точности равно потенциалу земли, то нагрузка должна отбирать небольшой ток; это может быть, например, заземленный резистор.

2. ОУ на полевых транзисторах типа СА3130/3160 (отечественный функциональный аналог К544УД2). В выходных каскадах этих ОУ используют комплементарные полевые транзисторы. Когда они полностью открыты, то их сопротивление, включенное между выходом и источником питания (U_+ или U_-), мало. Следовательно, размах выходного напряжения ограничен значениями напряжения источников. Кроме того, напряжение на входах может становиться ниже $U_{п-}$ на 0,5 В.

Обычно в паспортных данных ИМС приводятся только номинальные значения напряжений питания, не указывая на возможность работы с однополярным источником. Исключение составляют /2, 4/:

–К1401УД1 ($U_{п}$ от +4 до +15 В)–токоразностные ОУ, 4 в корпусе;

–К1401УД2 ($U_{п}$ от +4 до +15 В)–токоразностные ОУ, 4 в корпусе;

–К1040УД2А,Б ($U_{п} = +5$ В)–мощный ОУ с допустимым выходным током до 1 А;

КФ1053УД3 ($U_{п} = +5$ В);

К140УД23 ($U_{п} = +5$ В).

1.6.3. Компараторы с одним источником питания.

Как и для ОУ, для работы компаратора не требуется обязательного двухполярного питания, но следует учитывать, что напряжение на входах в этом случае не может быть равным потенциалу земли. В то же время у компараторов с выходом типа «открытый коллектор» (К521СА3, К554СА3, К597СА3, К597СА4) легко обеспечивается нижний предел выходного напряжения, равный нулю.

В компараторах же на основе токоразностных усилителей (1401СА1, 1401СА2, 1401СА3) однополярное питание не влияет на нижнюю границу входных напряжений. Однополярное напряжение в диапазоне от 2 до 33 В используется и для питания ИМС компараторов общего применения серии

1101 (1101CA2, 1101CK03, 1101CK)6). Особо следует выделить ИМС 1401УД6 (зарубежный аналог LM392), содержащую ОУ и компаратор в одном корпусе и работающую при однополярном питании в диапазоне напряжений от 3 до 32 В.

При изложении дальнейшего материала учитывалась специфика работы электронных устройств автомобиля, поэтому, по возможности, приведены схемы с использованием ИМС и компараторов с одним источником напряжения, или допускающих однополярное питание.

Если же особенность функционирования электронного устройства предполагает работу ОУ и компараторов с отрицательными входными сигналами, целесообразно выбирать типы ИМС, у которых в паспортных данных указана возможность питания пониженным напряжением ± 5 В, такие как К153УД4, К153УД5, К140УД17, К140УД12, К140УД7, 140УД6, 154УД1, 154УД2, 154УД3, 157УД1, 157УД2, К1407УД1, К1407УД2, К1407УД3, К1407УД4, К1408УД1, К1408УД27, К140УД14, К140УД708, К140УД1208, К521СА1, К521СА2, К521СА3, К554СА1, К554СА2, К554СА3, К553УД1, К553УД2, 140УД24, 1432УД4 и другие.

2 ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

2.1. Масштабирующие усилители.

2.1.1. Инвертирующий усилитель.

Функциональная схема простейшего инвертирующего усилителя показана на рис. 2.1.

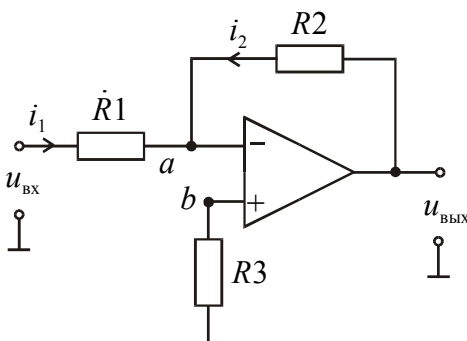


Рис. 2.1

Операционный усилитель охвачен параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. При этом на инвертирующий вход (И-вход) подается часть выходного напряжения $u_{\text{ВЫХ}}$ с помощью резистора $R2$, которая суммируется с входным напряжением $u_{\text{ВХ}}$. Если считать ОУ идеальным (бесконечно большие коэффициент усиления $K_{\text{ОУ}}$ и входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$, пренебрежимо малые напряжение смещения $U_{\text{см}}$, входные

токи $i_{\text{вх}}$ и выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$), то потенциалы точек a и b одинаковы и равны нулю ($\varphi_a = \varphi_b = 0$), поэтому выходное напряжение данной схемы можно найти, используя 1 закон Кирхгофа

$$i_1 + i_2 = i_{\text{вх}} = 0, \quad (2.1)$$

$$\frac{u_{\text{вх}}}{R1} + \frac{u_{\text{вых}}}{R2} = 0, \quad (2.2)$$

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R2}{R1} u_{\text{вх}}. \quad (2.3)$$

Таким образом, коэффициент усиления инвертирующего усилителя равен

$$K_{\text{и}} = -\frac{R2}{R1}, \quad (2.4)$$

а коэффициент обратной связи

$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2}. \quad (2.5)$$

2.1.2. Неинвертирующий усилитель.

Функциональная схема простейшего неинвертирующего усилителя показана на рис. 2.2.

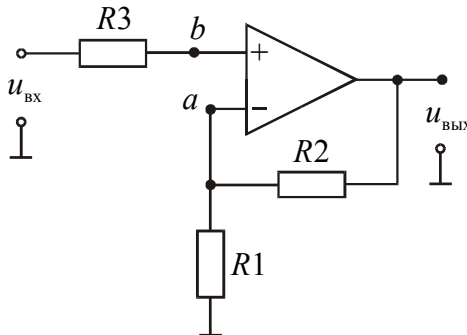


Рис. 2.2

Входной сигнал поступает на неинвертирующий вход (Н-вход) ОУ. Последовательная отрицательная связь по напряжению реализуется путем подачи части выходного напряжения с помощью резистивного делителя на инвертирующий вход.

Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя с идеальным ОУ может быть определен из простых соотношений. Потенциалы точек a и b равны, причем $\varphi_b = \varphi_a = u_{\text{вх}}$. В то же время потенциал точки a можно найти, как выходное для делителя, построенного на резисторах $R1$ и $R2$

$$\varphi_a = \frac{R1}{R1 + R2} u_{\text{вых}}. \quad (2.6)$$

Следовательно,

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{R1 + R2}{R1} u_{\text{ВХ}} = \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) u_{\text{ВХ}}, \quad (2.7)$$

и коэффициент усиления оказывается равным

$$K_{\text{н}} = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (2.8)$$

Коэффициент обратной связи для схемы неинвертирующего усилителя такой же, как и для инвертирующего усилителя

$$\beta = \frac{R1}{R1 + R2}. \quad (2.9)$$

2.1.3 Погрешности масштабирующих усилителей.

Погрешности инвертирующего и неинвертирующего усилителей определяются неточностью используемых резисторов и неидеальностью ОУ и делятся на аддитивные и мультипликативные.

Составляющая мультипликативной погрешности, обусловленная погрешностями используемых резисторов, для схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей может быть определена путем дифференцирования (2.4) и (2.8) соответственно. После необходимых преобразований получим:

– для инвертирующего усилителя

$$\gamma_{\text{RH}} = \delta_{R2} - \delta_{R1}; \quad (2.10)$$

– для неинвертирующего усилителя

$$\gamma_{\text{RH}} = \frac{R2}{R1 + R2} (\delta_{R2} - \delta_{R1}), \quad (2.11)$$

где $\delta_{R1} = \frac{\Delta R1}{R1}$, $\delta_{R2} = \frac{\Delta R2}{R2}$ – относительные погрешности резисторов.

Анализ (2.10) и (2.11) показывает, что для уменьшения данной составляющей погрешности необходимо стремиться к тому, чтобы относительные погрешности резисторов были одинаковыми. Для этого можно использовать прецизионные резисторы с малыми значениями температурного коэффициента сопротивления (ТКС), например С2–29, С5–60. Причем наибольший эффект достигается при применении резисторов с одинаковыми по модулю и знаку ТКС, например резистивных сборок (наборов резисторов в интегральном исполнении).

Другая составляющая мультипликативной погрешности обусловлена конечным значением коэффициента усиления $K_{\text{оу}}$ ОУ, используемого в

схеме масштабирующего усилителя. При этом реальный коэффициент передачи инвертирующего усилителя окажется равным

$$K_{\text{ир}} = -\frac{R2}{R1} \frac{1}{1 + (1/\beta K_{\text{oy}})} = -\frac{R2}{R1} \cdot \frac{\beta K_{\text{oy}}}{1 + \beta K_{\text{oy}}}, \quad (2.12)$$

где βK_{oy} – петлевое усиление (обычно $\beta K_{\text{oy}} \gg 1$).

Помимо конечного βK_{oy} , на значение коэффициента передачи неинвертирующего усилителя оказывает влияние синфазное напряжение, обусловленное отличием потенциалов входов ОУ от нуля ($u_{\text{сф}} = u_{\text{вх}}$). Поэтому для этой схемы усилителя он будет определяться по формуле

$$K_{\text{нр}} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot \frac{\beta K_{\text{oy}}}{1 + \beta K_{\text{oy}}} \left(1 + \frac{1}{M_{\text{сф}}}\right), \quad (2.13)$$

где $M_{\text{сф}}$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала ОУ.

Таким образом, составляющая мультипликативной погрешности, вызванная конечным значением коэффициента усиления ОУ составит:

– для инвертирующего усилителя (согласно (2.12) и (2.4))

$$\gamma_{K_{\text{и}}} = \frac{K_{\text{ир}} - K_{\text{и}}}{K_{\text{и}}} = -\frac{1}{1 + \beta K_{\text{oy}}}; \quad (2.14)$$

– для неинвертирующего усилителя (согласно (2.13) и (2.8))

$$\gamma_{K_{\text{н}}} = \frac{K_{\text{нр}} - K_{\text{н}}}{K_{\text{н}}} = -\frac{1 - (\beta K_{\text{oy}} / M_{\text{сф}})}{1 + \beta K_{\text{oy}}}. \quad (2.15)$$

Анализ (2.14) и (2.15) показывает:

1) для уменьшения данной составляющей следует выбирать ОУ с тем большим коэффициентом усиления (K_{oy}), чем меньше коэффициент обратной связи (β);

2) при использовании неинвертирующего усилителя нужно учитывать дополнительную погрешность, вызванную конечным значением коэффициента ослабления синфазного сигнала ($M_{\text{сф}}$), уменьшить которую можно, выбрав ОУ с большим значением $M_{\text{сф}}$;

3) как следует из (2.15), обеспечив равенство $\beta K_{\text{oy}} = M_{\text{сф}}$, можно полностью скомпенсировать составляющую мультипликативной погрешности, возникающей из-за не равных бесконечности значений коэффициентов K_{oy} и $M_{\text{сф}}$.

Еще одна составляющая мультипликативной погрешности масштабирующих усилителей – от изменения коэффициента усиления ОУ – может

быть найдена из (2.12) и (2.13). Для инвертирующего и неинвертирующего усилителей она имеет одинаковые значения

$$\gamma_{\Delta K_{\text{н}}} = \gamma_{\Delta K_{\text{н}}} = \delta_K \frac{1}{1 + \beta K_{\text{оу}}}, \quad (2.16)$$

где $\delta_K = \Delta K_{\text{оу}} / K_{\text{оу}}$ – относительная погрешность коэффициента усиления ОУ.

Анализ (2.16) позволяет сделать вывод: погрешность усилителя с обратной связью, вызванная нестабильностью коэффициента усиления ОУ, тем меньше, чем больше петлевое усиление $\beta K_{\text{оу}}$. При этом можно считать, что во сколько раз коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью меньше коэффициента усиления ОУ, во столько же раз погрешность масштабирующего усилителя меньше вызвавшей ее погрешности коэффициента усиления ОУ.

Для схемы неинвертирующего усилителя имеется еще одна составляющая мультипликативной погрешности, обусловленная изменением коэффициента ослабления синфазного сигнала, значение которой можно найти из формулы

$$\gamma_{\Delta M} = \frac{\delta_M}{M_{\text{сф}}}, \quad (2.17)$$

где $\delta_M = \Delta M_{\text{сф}} / M_{\text{сф}}$ – относительная погрешность коэффициента ослабления синфазного сигнала.

Как следует из (2.17), чем больше коэффициент $M_{\text{сф}}$ выбранного ОУ, тем меньше данная погрешность.

Считая все составляющие независимыми друг от друга, суммарную мультипликативную погрешность масштабирующего усилителя можно определить из выражения

$$\gamma_M = \sqrt{\gamma_R^2 + \gamma_K^2 + \gamma_{\Delta K}^2 + \gamma_{\Delta M}^2}, \quad (2.18)$$

при этом составляющая $\gamma_{\Delta M_{\text{н}}}$ для инвертирующего усилителя равна нулю. Еще одна дополнительная составляющая мультипликативной погрешности инвертирующего усилителя появляется из-за нестабильности его входного сопротивления. Однако обычно она не анализируется, поскольку в сравнении с другими составляющими оказывается пренебрежимо малой.

Как следует из (2.18), при прочих равных условиях мультипликативная погрешность неинвертирующего усилителя оказывается большей из-за наличия синфазного сигнала на входах ОУ.

Приведенная составляющая аддитивной погрешности, обусловленная напряжением смещения $U_{\text{см}}$ ОУ, для инвертирующего усилителя рассчитывается следующим образом

$$\gamma_{\text{си}} = \frac{\Delta U_{\text{ввых}}(U_{\text{см}})}{U_{\text{ввых}}} = \frac{U_{\text{см}}(R1 + R2)}{R1} \cdot \frac{R1}{R2U_{\text{вхн}}} = \frac{U_{\text{см}}}{U_{\text{вхн}}} \left(1 + \frac{R1}{R2}\right), \quad (2.19)$$

где $U_{\text{вхн}}$, $U_{\text{ввых}}$ – номинальные (наибольшие) значения входного и выходного напряжений масштабирующего усилителя соответственно.

При достаточно больших коэффициентах усиления $K_{\text{и}}$ ($R2 \gg R1$), можно считать, что

$$\gamma_{\text{си}} \approx U_{\text{см}}/U_{\text{вхн}}.$$

Для неинвертирующего усилителя приведенная составляющая аддитивной погрешности из-за напряжения смещения ОУ не зависит от коэффициента усиления $K_{\text{и}}$ и равна

$$\gamma_{\text{си}} = U_{\text{см}}/U_{\text{вхн}}. \quad (2.20)$$

Таким образом, для уменьшения данной составляющей следует выбирать прецизионные ОУ с малыми значениями напряжения смещения $U_{\text{см}}$, причем при небольших коэффициентах усиления предпочтительней оказывается схема неинвертирующего усилителя, поскольку в этом случае точность преобразования может быть существенно выше.

Приведенную составляющую аддитивной погрешности, обусловленную токами инвертирующего ($i_{\text{вх-}}$) и неинвертирующего ($i_{\text{вх+}}$) входов ОУ, можно определить, используя выражение

$$\gamma_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{ввых}}(\Delta i)}{U_{\text{ввых}}} = \frac{R3i_{\text{вх+}} - \frac{R1R2}{R1 + R2}i_{\text{вх-}}}{\beta K \cdot U_{\text{вхн}}}, \quad (2.21)$$

где $K=K_{\text{и}}$ – для инвертирующего и $K=K_{\text{н}}$ – для неинвертирующего усилителя. Отсюда становится ясным включение в состав схемы резистора $R3$ – с целью уменьшить данную составляющую погрешности. В случае равенства входных токов $i_{\text{вх+}}$ и $i_{\text{вх-}}$ полная коррекция ее достигается при выполнении условия

$$R3 = \frac{R1R2}{R1 + R2}. \quad (2.22)$$

Однако в общем случае токи не равны друг другу, и имеется ненулевой разностный входной ток ОУ $\Delta i_{\text{вх}} = i_{\text{вх+}} - i_{\text{вх-}}$. Тогда для инвертирующего усилителя с учетом (2.22) и (2.5), получим

$$\gamma_{\text{вхи}} = \frac{R1\Delta i_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}}, \quad (2.23)$$

а для неинвертирующего –

$$\gamma_{\text{вхн}} = \frac{R1\Delta i_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}} \cdot \frac{R2}{R1 + R2}. \quad (2.24)$$

Анализ (2.23) и (2.24) показывает, что данная составляющая аддитивной погрешности будет тем меньше, чем меньше разностный входной ток ОУ.

В общем случае целесообразно выбирать ОУ с малыми входными токами, например с полевыми транзисторами во входных каскадах. При этом погрешность, обусловленная входными токами инвертирующего усилителя не зависит от значения сопротивления $R2$ и, следовательно, от значения коэффициента усиления $K_{\text{и}}$). При прочих равных условиях составляющая аддитивной погрешности, обусловленная входными токами ОУ, у неинвертирующего усилителя оказывается меньше, поскольку $R2/(R1+R2) < 1$.

Если производится начальная регулировка при помощи внешних цепей балансировки нуля у некоторых типов ОУ (их наличие и стандартные схемы указываются в справочных данных), то составляющие аддитивной погрешности, определяемые формулами (2.19) и (2.23), или (2.20) и (2.24), уменьшаются практически до нуля. И аддитивная погрешность масштабирующего усилителя создается вследствие дрейфов напряжения смещения $U_{\text{см}}$ и разностного входного тока $\Delta i_{\text{вх}}$, вызванных в основном изменением температуры окружающей среды. Поэтому соответствующие приведенные составляющие аддитивной погрешности будут равны:

– для инвертирующего усилителя

$$\gamma_{\Delta \text{сн}} = \frac{TKU_{\text{см}}}{U_{\text{вхн}}} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \Delta t^{\circ}; \quad (2.25)$$

$$\gamma_{\Delta \text{вхи}} = \frac{TK\Delta i_{\text{вх}}}{U_{\text{вхн}}} R1 \Delta t^{\circ}, \quad (2.26)$$

где $TKU_{\text{см}}$ – температурный коэффициент напряжения смещения ОУ, $TK\Delta i_{\text{вх}}$ – температурный коэффициент разностного входного тока ОУ, Δt° – изменение температуры окружающей среды по отношению к температуре, при которой осуществлялась регулировка нуля усилителя;

– для неинвертирующего усилителя

$$\gamma_{\Delta \text{сн}} = \frac{TKU_{\text{см}}}{U_{\text{вхн}}} \Delta t^{\circ}, \quad (2.27)$$

$$\gamma_{\Delta_{\text{ВХН}}} = \frac{TK\Delta i_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХН}}} \cdot R1 \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \Delta t^{\circ}. \quad (2.28)$$

Таким образом, если считать все составляющие независимыми, суммарная приведенная аддитивная погрешность масштабирующего усилителя может быть определена согласно формуле

$$\gamma_A = \sqrt{\gamma_c^2 + \gamma_{\text{ВХ}}^2 + \gamma_{\Delta c}^2 + \gamma_{\Delta_{\text{ВХ}}}^2}. \quad (2.29)$$

Из (2.29) следует, что для уменьшения данной погрешности целесообразно уменьшать сопротивления резисторов $R1$ и $R2$. И если выполняется соотношение

$$\frac{R1R2}{R1 + R2} \ll \frac{U_{\text{см}}}{\Delta i_{\text{ВХ}}},$$

то входные токи ОУ практически не влияют на аддитивную погрешность. Для ОУ с входными каскадами на биполярных транзисторах, отношение $U_{\text{см}}/\Delta i_{\text{ВХ}}$ составляет обычно 10–50 кОм, поэтому сопротивление резисторов целесообразно выбирать так, чтобы выполнялось неравенство

$$\frac{R1R2}{R1 + R2} \leq 3 - 10 \text{ кОм}.$$

Для ОУ с входными каскадами, выполненными на полевых транзисторах, отношение $U_{\text{см}}/\Delta i_{\text{ВХ}}$ значительно превышает 1 мОм. Это дает возможность в большинстве случаев не учитывать входные токи при расчете аддитивной погрешности. Также отпадает необходимость включать в схему усилителя резистор $R3$.

Проведенный анализ погрешностей масштабирующих усилителей позволяет сделать вывод:

Если мультипликативная погрешность неинвертирующего усилителя больше, чем у инвертирующего из-за влияния синфазного сигнала на входах операционного усилителя, то аддитивная – наоборот, оказывается меньше.

2.1.4. Входное и выходное сопротивления масштабирующих усилителей.

Значение входного сопротивления определяет погрешность передачи напряжения сигнала с выхода его источника на вход усилителя при ненулевом значении выходного сопротивления источника, которая тем больше, чем меньше входное сопротивление.

Выходное сопротивление $r_{\text{ВЫХ}}$ источника сигнала (предыдущего каскада измерительного канала) и входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ усилителя образуют делитель напряжения (рис. 1.3)

$$u_{\text{BX}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_{\text{BX}} + r_{\text{ВЫХ}}} e_c, \quad (2.30)$$

поэтому при $r_{\text{ВЫХ}} \neq 0$ погрешность передачи сигнала на вход усилителя будет тем больше, чем меньше значение R_{BX} .

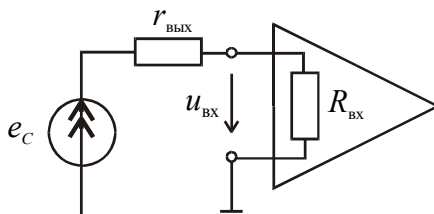


Рис. 2.3

Аналогичный делитель образуют и выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ усилителя, который можно рассматривать в данном случае как источник сигнала, с входным сопротивлением последующего каскада измерительного канала. Только в данном случае для того, чтобы погрешность была минимальной, значение выходного сопротивления должно быть как можно меньше.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя (рис. 2.1) определяется из формулы

$$R_{\text{ВХИ}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = R1 + \frac{r_{\text{ВХОУ}} \cdot \frac{R2}{K_{\text{oy}} + 1}}{r_{\text{ВХОУ}} + \frac{R2}{K_{\text{oy}} + 1}}, \quad (2.31)$$

где $r_{\text{ВХОУ}}$ – входное сопротивление ОУ. Поскольку для всех типов ОУ выполняется неравенство

$$r_{\text{ВХОУ}} \gg \frac{R2}{K_{\text{oy}} + 1},$$

(входное сопротивление ОУ с входными каскадами на биполярных транзисторах составляет, по крайней мере несколько сотен мегаом, а для ОУ на полевых транзисторах 10^{12} Ом и более. Сопротивление резистора $R2$ обычно не превышает единиц мегаом, поскольку при больших номиналах, во-первых, трудно обеспечить стабильность таких высокоомных сопротивлений, и, во-вторых, значительно возрастают шумы усилителя), и кроме того, как правило,

$$\frac{R2}{K_{\text{oy}} + 1} \ll R1 (\text{т.к. } K_{\text{oy}} \gg K_{\text{и}}),$$

то

$$R_{\text{вхн}} \approx R1.$$

Физически это объясняется тем, что при большом $K_{\text{оу}}$ напряжение между его входами близко к нулю. Поскольку неинвертирующий вход в данном случае через резистор $R3$ присоединен к земле ($\varphi_b=0$), то и потенциал инвертирующего входа оказывается мало отличным от нуля

$$\varphi_a = u_{\text{вых}}/K_{\text{оу}} \approx 0.$$

Часто в этом случае говорят, что на инвертирующем входе присутствует потенциал «кажущейся земли» (т.е. как бы осуществляется мнимое заземление), имея в виду, что хотя этот вход и не присоединен на самом деле к земле, но потенциал на нем практически равен нулю за счет действия цепи отрицательной обратной связи.

Учитывая вышеуказанные ограничения, накладываемые на сопротивление резистора $R2$, при коэффициентах усиления инвертирующего усилителя $K_{\text{и}} = 10 \div 100$ его входное сопротивление составляет обычно от десятков до сотен килоом, т.е. оказывается сравнительно небольшим.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя (рис. 2.2) образовано двумя параллельными ветвями, сопротивление одной из них – синфазное входное сопротивление $r_{\text{сф}}$ ОУ, а второе – эквивалентное сопротивление R_3 , пропорциональное дифференциальному входному сопротивлению $r_{\text{диф}}$ ОУ:

$$R_{\text{вхн}} = R3 + \frac{R_3 \cdot r_{\text{сф}}}{R_3 + r_{\text{сф}}}, \quad (2.32)$$

где

$$R_3 \approx r_{\text{диф}} \frac{1 + \beta K_{\text{оу}}}{1 - \frac{\beta K_{\text{оу}}}{M_{\text{сф}}}}.$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала для ОУ лежит обычно в пределах $\pm(10^3 - 10^5)$. Если $M_{\text{сф}} \gg \beta K$, то $R_3 \approx r_{\text{диф}}(1 + \beta K_{\text{оу}})$.

Но в случае, когда $M_{\text{сф}}$ имеет сравнимое с $\beta K_{\text{оу}}$ значение, это может привести как к увеличению, так и к уменьшению входного сопротивления в зависимости от знака и значения $M_{\text{сф}}$.

Синфазное входное сопротивление даже для ОУ с биполярными транзисторами на входах превышает 10^9 Ом, а дифференциальное входное сопротивление не менее 10^6 Ом, тогда как для ОУ с полевыми транзисторами значения синфазного входного сопротивления доходят до 10^{15} Ом, а дифференциального – до 10^{13} Ом.

Таким образом, входное сопротивление неинвертирующего усилителя как минимум превышает 1 МОм, а обычное его значение – порядка ста мегаом.

Выходное сопротивление и инвертирующего, и неинвертирующего усилителей определяется одинаковым выражением

$$R_{\text{выхн}} = R_{\text{выхи}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = \frac{r_{\text{выхоу}}}{1 + \beta K_{\text{оу}} + r_{\text{выхоу}} / (R1 + R2)}, \quad (2.33)$$

где $r_{\text{выхоу}}$ – выходное сопротивление ОУ.

Поскольку обычно $\beta K_{\text{оу}} \gg 1$, а $\frac{r_{\text{выхоу}}}{R1 + R2} \ll 1$, можно считать, что

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{r_{\text{выхоу}}}{1 + \beta K_{\text{оу}}}.$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению в $(1 + \beta K_{\text{оу}})$ раз меньше выходного сопротивления примененного ОУ и составляет обычно десятые доли ома.

Таким образом, можно сделать выводы:

- 1) входное сопротивление неинвертирующего усилителя значительно (в десятки, а то и в сотни раз) превышает входное сопротивление инвертирующего усилителя;
- 2) выходные сопротивления инвертирующего и неинвертирующего усилителя одинаковы.

2.1.5. Динамические свойства масштабирующих усилителей.

В первом приближении масштабирующий усилитель можно рассматривать как инерционное звено первого порядка (при использовании ОУ с цепью частотной коррекции в рабочей полосе частот до нескольких сотен килогерц или единиц мегагерц) с передаточной функцией

$$K(p) = \frac{K_{\text{оу}}}{1 + p\tau}, \quad (2.34)$$

где $K_{\text{оу}}$ – коэффициент усиления ОУ на низких частотах (единицы герц), p – оператор Лапласа, τ – постоянная времени ОУ. А его частотная характеристика, используя преобразование Фурье, примет вид

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{K_{\text{оу}}}{1 + j\omega\tau}. \quad (2.35)$$

С ростом частоты сигнала модуль коэффициента усиления ОУ снижается со скоростью примерно 20 дБ на декаду (т.е. 6 дБ на октаву), что означает уменьшение его в 10 раз при увеличении частоты в те же 10 раз:

$$|K(f)| \approx \frac{K_{oy}}{2\pi f\tau}.$$

Если бы такая скорость сохранялась во всем диапазоне частот, то постоянную времени ОУ можно было найти из простого соотношения

$$\tau = \frac{K_{oy}}{2\pi f_1}, \quad (2.36)$$

где f_1 – частота единичного усиления.

Однако в области частот, близких к f_1 , ОУ ведет себя уже как динамическое звено второго или третьего порядка. Поэтому значение τ , определенное из (2.36) может оказаться несколько завышенным.

Соотношение (2.35) справедливо в достаточно широкой области частот, обычно перекрывающей диапазоны частот полезных сигналов, с которыми приходится иметь дело при применении ОУ. Поэтому правильным было бы в формулах для коэффициента усиления реального инвертирующего усилителя (2.12) и (2.13) вместо коэффициента усиления ОУ K_{oy} подставить $K(p)$, определенный из (2.34). Тогда получим:

– для инвертирующего усилителя

$$K_{и}(p) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\beta K_{oy}}{1 + \beta K_{oy}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{p\tau}{1 + \beta K_{oy}}}, \quad (2.37)$$

– для неинвертирующего усилителя

$$K_{н}(p) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{\beta K_{oy}}{1 + \beta K_{oy}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{p\tau}{1 + \beta K_{oy}}}. \quad (2.38)$$

Эти формулы иллюстрируют известное положение, что при охвате инерционного звена отрицательной обратной связью, его эквивалентная постоянная времени уменьшается в $(1 + \beta K_{oy})$ раз.

Отсюда следует вывод, что при прочих равных условиях быстродействие масштабирующего усилителя будет тем выше, чем больше коэффициент отрицательной обратной связи. Но это справедливо только для ОУ с внутренней частотной коррекцией. Если же используется внешняя корректирующая цепь, то обычно ее параметры изменяются при изменении βK_{oy} . С ростом βK_{oy} приходится увеличивать корректирующие емкости, так, что

соотношение $\tau_{oy}/(1+\beta K_{oy})$ может оставаться примерно постоянным. Кроме того, формулы (2.37) и (2.38) справедливы только для работы усилителей в линейном режиме (пока усилительные каскады ОУ не входят в режим насыщения). Это же обстоятельство нужно учитывать и при рассмотрении входных и выходных сопротивлений усилителей с обратной связью. Формулы (2.31), (2.32) и (2.33) справедливы только для медленно меняющихся входных и выходных токов. Если же, например, нагрузка масштабирующего усилителя изменяется скачкообразно, то его выходное сопротивление $R_{вых}$ в первый момент после этого будет равно выходному сопротивлению ОУ $R_{вых} \approx r_{выхОУ}$. И только после того, как пройдет время, необходимое для распространения сигнала по цепи обратной связи, выходное сопротивление уменьшается в соответствии с (2.33).

2.1.6. Применение масштабирующих усилителей.

а) Инвертирующий усилитель.

Достоинством инвертирующего усилителя является равенство нулю синфазного входного сигнала, поскольку потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов практически равны нулю ($\varphi_a = \varphi_b \approx 0$). Поэтому на его выходное напряжение не влияет конечное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала примененного ОУ. Это позволяет прикладывать к его входу большие напряжения (в том числе и превышающие напряжение питания ОУ). Конечно, обеспечивая при этом такой коэффициент усиления, чтобы выходное напряжение оставалось в границах линейного участка амплитудной характеристики. Приближенное равенство нулю потенциала инвертирующего входа ОУ позволяет производить суммирование и усиление сигналов от нескольких источников при практически полном отсутствии влияния их друг на друга.

Функциональная схема инвертирующего сумматора показана на рис. 2.3.

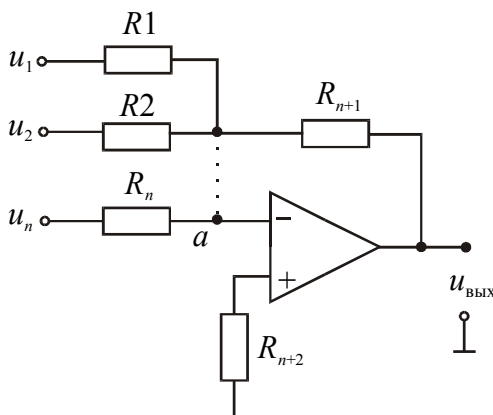


Рис. 2.3

Выходное напряжение его равно

$$u_{\text{ВЫХ}} = - \left(u_1 \frac{R_{n+1}}{R_1} + u_2 \frac{R_{n+2}}{R_2} + \dots + u_n \frac{R_{n+1}}{R_n} \right) \cdot \frac{\beta K_{\text{oy}}}{1 + \beta K_{\text{oy}}}, \quad (2.38)$$

где

$$\beta = \frac{1}{R_{n+1} + \frac{1}{G_1 + G_2 + \dots + G_n}}, \quad (2.39)$$

где G_i – проводимость соответствующего резистора $G_i = 1/R_i$.

Из (2.39) следует, что увеличение числа входов инвертирующего сумматора приводит к снижению петлевого усиления βK_{oy} , в результате чего в соответствии с (2.14) и (2.16) возрастает погрешность сумматора, обусловленная конечным значением и нестабильностью коэффициента усиления K_{oy} , примененного ОУ.

Для коррекции погрешностей от входных токов целесообразно применять резистор R_{n+2} с сопротивлением

$$R_{n+2} = \frac{1}{G_1 + G_2 + \dots + G_n + G_{n+1}} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{n+1} \frac{1}{R_i}}. \quad (2.40)$$

Для усиления только переменной составляющей входного сигнала последовательно с входным резистором включается конденсатор (рис. 2.4). Особенностью работы данной схемы является снижение коэффициента передачи при уменьшении частоты входного сигнала (рис. 2.5).

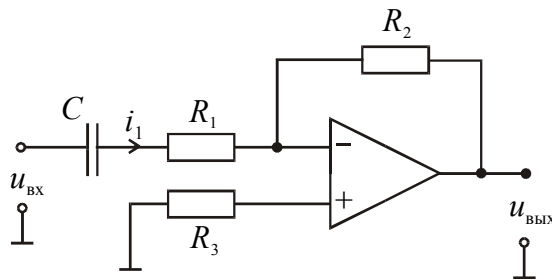


Рис. 2.4

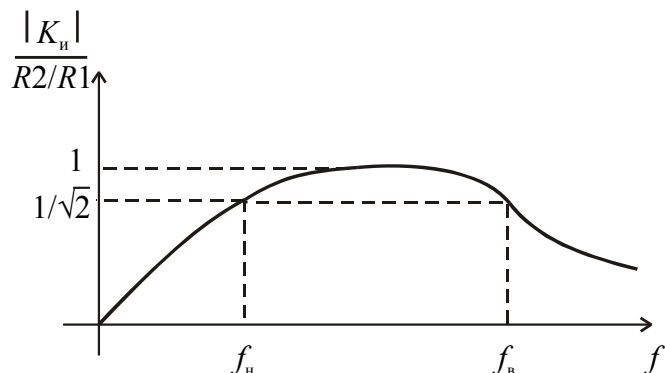


Рис. 2.5

Нижняя граничная частота f_H такого усилителя по уровню 3 дБ (т.е. частота, при которой коэффициент усиления падает примерно на 30%) равна

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C}.$$

Верхняя граничная частота f_B зависит от инерционности используемого ОУ и от параметров цепей частотной коррекции. Если же ОУ по своим динамическим свойствам соответствует инерционному звену первого порядка, то передаточная функция такого инвертирующего усилителя определяется формулой (2.37). В данной схеме сопротивление резистора R_3 выбирается равным $R_3=R_2$, т.к. для компенсации входных токов необходимо устанавливать одинаковые сопротивления именно постоянному току со стороны обоих входов ОУ, а ток i_1 – переменный.

Таким образом, инвертирующий усилитель применяется в основном в тех случаях, когда необходимо изменять полярность входного сигнала, когда нужен усилитель, к которому не предъявляются требования высокого входного сопротивления, или когда возникает необходимость суммирования нескольких входных сигналов. А также, когда входное напряжение близко или превышает напряжение питания ОУ.

б) неинвертирующий усилитель.

На практике часто используется неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равном единице. Он носит название «повторитель напряжения» и образуется путем соединения выхода ОУ с его инвертирующим входом (рис. 2.6). Если не учитывать напряжение смещения ОУ, выходное напряжение повторителя равно входному $u_{\text{ВЫХ}}=u_{\text{ВХ}}$.

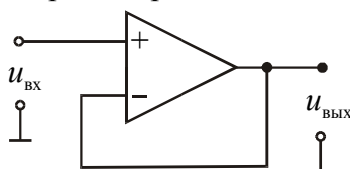


Рис. 2.6

Входное сопротивление повторителя весьма велико, а выходное сопротивление мало. Поэтому повторитель напряжения обычно включают между источником сигнала и нагрузкой для того, чтобы исключить влияние сопротивления нагрузки на выходное напряжение источника, имеющего сопротивление с нагрузкой внутреннее сопротивление.

Благодаря опять-таки высокому входному сопротивлению, в качестве измерительного (масштабирующего) усилителя для выходных сигналов датчиков используется именно неинвертирующий усилитель. На рис. 2.7 показана схема такого усилителя, в котором с помощью переключателя можно устанавливать три различных коэффициента усиления:

$$K_{н1} = 1$$

$$K_{н2} = 1 + \frac{R3}{R1 + R2}$$

$$K_{н3} = 1 + \frac{R2 + R3}{R1}.$$

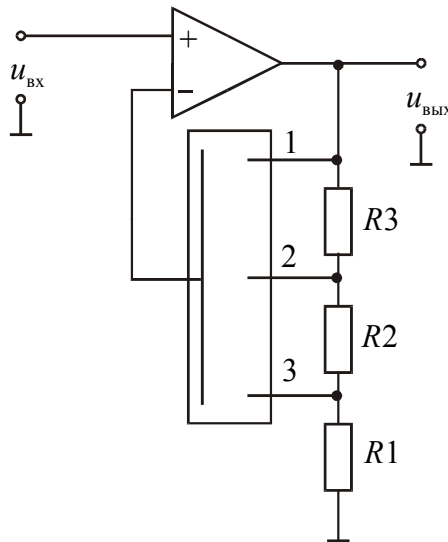


Рис. 2.7

При такой схеме подключения резисторов к инвертирующему входу в значительной степени снижается влияние сопротивления включенного канала переключателя на точность коэффициента усиления.

При построении неинвертирующего усилителя переменного напряжения целесообразно использовать схему, показанную на рис. 2.8.

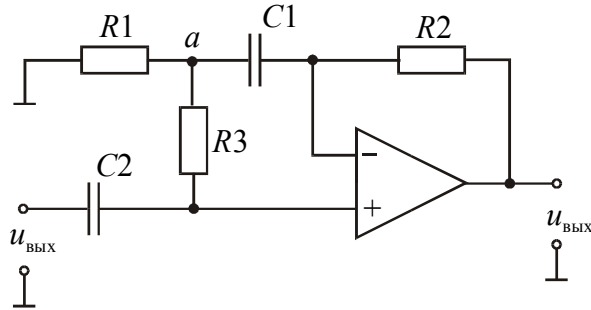


Рис. 2.8

Особенностью ее является высокое входное сопротивление усилителя, если в рассматриваемой частотной полосе сопротивление конденсатора $C1$ достаточно мало. Тогда напряжение в точке a будет таким же как на инвертирующем входе ОУ, которое в свою очередь равно напряжению на неинвертирующем входе. Вследствие этого ток через резистор $R3$ будет малым, а входное сопротивление, определяемое из выражения

$$Z_{\text{вх}}(\omega) = \sqrt{(R1 + R3)^2 + [\omega C1 R1 R3 - 1/(\omega C2)]^2}, \quad (2.41)$$

с ростом частоты неограниченно возрастает (при условии идеальности ОУ).

Коэффициент усиления данного усилителя будет равен

$$K(p) = \frac{1 + \frac{R2}{R1} + \frac{1}{pC1R1} + \frac{1}{pC1R3}}{1 + \frac{1}{pC1R1} + \frac{1}{pC1R3} + \frac{1}{p^2C1C2R1R3}}, \quad (2.42)$$

где p – оператор Лапласа.

Из (2.42) следует, что конденсатор $C2$ служит только, чтобы не пропускать на вход ОУ постоянную составляющую входного напряжения, и не оказывает решающего влияния на нижнюю границу полосы пропускания усилителя.

Конденсатор $C1$ обеспечивает стопроцентную отрицательную обратную связь по постоянному току, что позволяет поддерживать постоянную составляющую выходного напряжения ОУ на уровне, близком к нулевому.

2.2. Дифференциальные усилители.

Дифференциальные усилители предназначены для усиления с заданным коэффициентом разности двух входных сигналов.

2.2.1. Простейший дифференциальный усилитель.

Функциональная схема простейшего дифференциального усилителя показана на рис. 2.9.

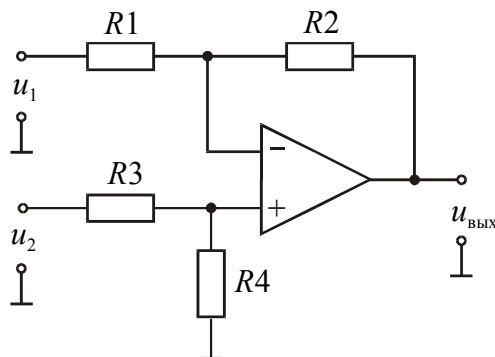


Рис. 2.9

Выходное напряжение такого усилителя можно найти, пользуясь формулами для коэффициентов усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Рассматривая выходное напряжение как сумму двух независимых составляющих, одна из которых обусловлена сигналом u_1 , а другая – u_2 , получим

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_2 \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - u_1 \frac{R2}{R1}. \quad (2.43)$$

Если принять

$$\frac{R3}{R4} = \frac{R1}{R2}, \quad (2.44)$$

то выходное напряжение будет изменяться пропорционально разности входных сигналов

$$u_{\text{ВЫХ}} = (u_2 - u_1) \frac{R2}{R1} = u_{\text{д}} \frac{R2}{R1}, \quad (2.45)$$

где $u_{\text{д}} = (u_2 - u_1)$ – дифференциальный входной сигнал.

Особенностью данной схемы является наличие синфазного входного сигнала, равного

$$u_{\text{сф}} = \frac{u_1 + u_2}{2}. \quad (2.46)$$

Это обстоятельство требует учета выходных сопротивлений r_1 и r_2 источников входных сигналов u_1 и u_2 , которые включаются последовательно с сопротивлениями $R1$ и $R3$ и влияют на коэффициенты усиления этих сигналов, особенно при малых значениях входных сопротивлений дифференциального усилителя. Если выходные сопротивления равны ($r_1 \approx r_2$), то целесообразно для соблюдения соотношения (2.44) принимать

$$R1 = R3, R2 = R4. \quad (2.47).$$

В этом случае значения r_1 и r_2 повлияют на коэффициент усиления дифференциального сигнала, но не будут приводить к нарушению условия «дифференциальности» усилителя, т.е. коэффициент усиления для синфазного входного сигнала будет оставаться близким к нулю. Одним из недостатков данной схемы является сложная регулировка коэффициента усиления, которая может осуществляться только одновременным изменением сопротивления двух резисторов (например, R_2 и R_4). В противном случае будет нарушаться равенство (2.44).

Еще один недостаток – относительно низкие входные сопротивления. Для сигналов u_1 и u_2 они соответственно равны

$$\begin{aligned} R_{\text{вх}1} &\approx R_1 \\ R_{\text{вх}2} &\approx R_3 + R_4. \end{aligned}$$

Из этих соотношений и равенства (2.44) следует, что для обеспечения одинаковых входных сопротивлений $R_{\text{вх}1} = R_{\text{вх}2}$, сопротивления резисторов R_3 и R_4 нужно выбирать в соответствии с формулами

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{R_1^2}{R_1 + R_2}, \\ R_4 &= \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \end{aligned}$$

что противоречит вышеприведенному условию равенства нулю коэффициента усиления для синфазного сигнала.

2.2.2. Погрешности простейшего дифференциального усилителя.

Наличие напряжения смещения ОУ приводит к появлению аддитивной погрешности, значение которой определяется так же, как и для инвертирующего и неинвертирующего усилителей (см. (2.20))

$$\gamma_c = \frac{U_{\text{см}}}{U_{\text{дн}}}, \quad (2.48)$$

где $U_{\text{дн}}$ – номинальный дифференциальный входной сигнал. То же касается и аддитивной составляющей погрешности, обусловленной входными токами ОУ

$$\gamma_{\text{вх}} = \frac{\Delta i_{\text{вх}} R_1}{U_{\text{дн}}}. \quad (2.49)$$

Если же в дифференциальном усилителе произведена начальная коррекция нуля, то аддитивная погрешность в дальнейшем будет вызываться временным и, в основном, температурными дрейфами напряжения смещения и разности входных токов. В этом случае можно применить формулы (2.26) и (2.27), подставив в них $U_{\text{дн}}$ вместо $U_{\text{вхн}}$.

Неточность сопротивлений резисторов, входящих в схему дифференциального усилителя вызывает как мультипликативные, так и аддитивные погрешности. Если преобразовать (2.43) с учетом (2.45) и (2.46), то получим

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{д}} \frac{R_2 R_4 + (R_2 R_3 + R_1 R_4)/2}{R_1(R_3 + R_4)} + u_{\text{сф}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1(R_3 + R_4)}. \quad (2.50)$$

Поскольку полезным сигналом для усилителя является дифференциальное входное напряжение, то неточность коэффициента при $u_{\text{д}}$ приводит к появлению мультипликативной погрешности, которая, с учетом номинального равенства (2.44) будет равна

$$\gamma_{\text{мр}} = \frac{R_1 + 2R_2}{2(R_1 + R_2)}(\gamma_{R_2} - \gamma_{R_1}) + \frac{R_1}{2(R_1 + R_2)}(\gamma_{R_4} - \gamma_{R_3}), \quad (2.51)$$

где $\gamma_{R_k} = \frac{\Delta R_k}{R_{\text{кн}}}$ – погрешность, обусловленная отличием сопротивления резистора R_k от номинального значения.

Неравенство нулю второго слагаемого в (2.50) вызывает появление аддитивной погрешности, приведенное значение которой определяется из выражения

$$\gamma_{\text{ар}} = \frac{u_{\text{сф}}}{U_{\text{дн}}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\gamma_{R_1} - \gamma_{R_2} - \gamma_{R_3} + \gamma_{R_4}), \quad (2.52)$$

вследствие установления отличного от нуля коэффициента передачи синфазного сигнала из-за нарушения равенств (2.47). Кроме неточностей сопротивлений резисторов на значение этого коэффициента оказывает влияние коэффициент $M_{\text{сф}}$ ослабления синфазного сигнала применяемого ОУ. Приведенное значение данной составляющей аддитивной погрешности будет равно

$$\gamma_{M_{\text{сф}}} = \frac{u_{\text{сф}}}{U_{\text{дн}}} \cdot \frac{1}{M_{\text{сф}}}. \quad (2.53)$$

Кроме перечисленных, составляющими общей погрешности дифференциального усилителя будут: мультипликативные – из-за неравенства бесконечности коэффициента усиления ОУ γ_K в соответствии с (2.14), и от изменения данного коэффициента $\gamma_{\Delta K}$, определяемой по формуле (2.16).

Таким образом, суммарная мультипликативная погрешность дифференциального усилителя будет равна

$$\gamma_{\text{мд}} = \sqrt{\gamma_{\text{мр}}^2 + \gamma_K^2 + \gamma_{\Delta K}^2}, \quad (2.54)$$

а приведенная аддитивная –

$$\gamma_{\text{АД}} = \sqrt{\gamma_{\text{аР}}^2 + \gamma_{\text{М}_{\text{сф}}}^2 + \gamma_{\text{с}} + \gamma_{\text{ВХ}}^2}. \quad (2.55)$$

2.2.3. Инструментальные (измерительные) усилители.

Усовершенствованные дифференциальные усилители называют инструментальными (измерительными) усилителями. Такие усилители имеют высокие входные сопротивления по обоим входам и обеспечивают установку заданного коэффициента усиления с помощью одного изменяемого сопротивления.

Наибольшее распространение получила схема инструментального усилителя на базе трех ОУ, показанная на рис. 2.10.

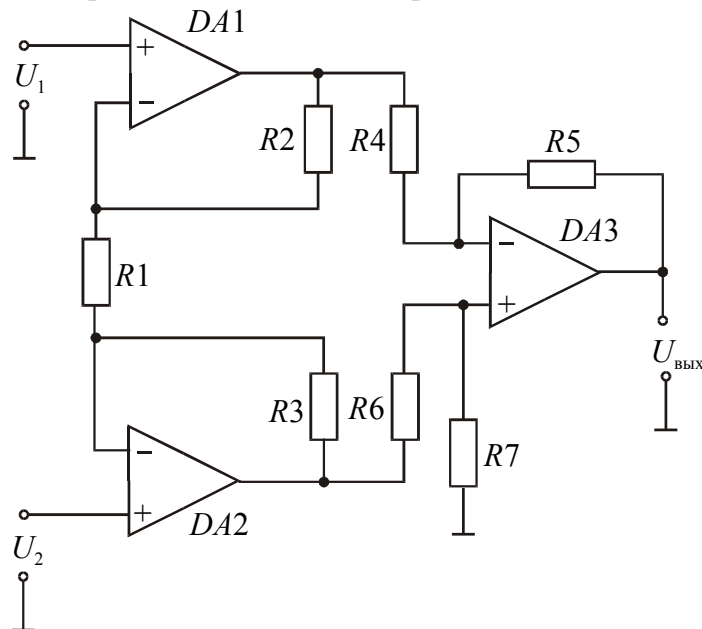


Рис. 2.10

Основное ее достоинство – более высокий по сравнению с более простыми схемами коэффициент подавления синфазного входного сигнала. Входной каскад данного инструментального усилителя построен на двух неинвертирующих усилителях DA1 и DA2. Он обеспечивает большой коэффициент усиления для дифференциального сигнала, который при равенстве $R2=R3$, равен

$$K_{\text{диф}} = 1 + \frac{2R2}{R1}, \quad (2.56)$$

и единичный коэффициент усиления синфазных сигналов ($K_{\text{сф}}=1$) без какого-либо точного согласования резисторов.

В итоге в сигналах, поступающих с их выходов на вход обычного (простейшего) дифференциального усилителя, образующего выходной каскад, существенно уменьшается синфазная составляющая относительно дифференциальной (пропорционально отношению $K_{\text{диф}}/K_{\text{сф}}$). При выполнении условия

$$\frac{R7}{R6} = \frac{R5}{R4},$$

выходное напряжение инструментального усилителя определяется формулой

$$u_{\text{вых}} = (u_2 - u_1) \frac{R5}{R4} \left(1 + \frac{2R2}{R1} \right). \quad (2.57)$$

Поскольку основной задачей второго каскада является получение однополюсного выходного сигнала и подавление остаточного синфазного сигнала, то часто его выполняют с коэффициентом усиления, равным 1 ($R4=R5$), при этом не требуется прецизионного согласования резисторов $R4-R7$.

Настройка нуля для всего инструментального усилителя может быть осуществлена, используя схему балансировки только для одного из ОУ входного каскада ($DA1$ или $DA2$). Регулировка коэффициента усиления производится с помощью одного резистора $R1$.

Инструментальные усилители, построенные по схеме на рис. 2.10, выпускаются в виде гибридных интегральных микросхем, при этом навесным элементом является только резистор $R1$. Это микромощный LH0036, общего применения AD522 и прецизионный 3620. У всех этих усилителей коэффициент усиления имеет диапазон от 1 до 1000, входное полное сопротивление более 100 МОм. При этом микросхема 3620 имеет линейность коэффициента усиления около 0,002%, напряжение смещения менее 25 мкВ и дрейф этого напряжения не более 0,25 мкВ/°С. Предусмотрена и возможность внешней настройки нуля усилителя.

2.2.4. Применение дифференциальных усилителей.

Дифференциальные усилители применяются во всех тех случаях, когда нужно получать выходное напряжение пропорциональным разности двух входных.

Известно, что применение дифференциального входа в измерительных устройствах позволяет уменьшить влияние продольных помех на результат измерения. Это особенно важно при измерении малых напряжений, например выходного сигнала термопары.

На рис. 2.11 изображена функциональная схема дифференциального усилителя э.д.с. термопары.

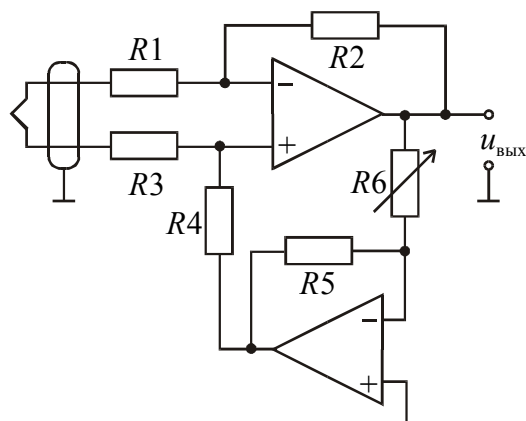


Рис. 2.11

Особенностью ее является применение дополнительного ОУ $DA2$, с помощью которого вводится вторая цепь отрицательной обратной связи в основной ОУ $DA1$. Если, как и в простейшем усилителе обеспечить равенство

$$\frac{R1}{R2} = \frac{R3}{R4},$$

то выходное напряжение будет равно

$$u_{\text{ВЫХ}} = (u_2 - u_1) \frac{R2}{R1} \frac{1}{1 + R5/R6} = e \frac{R2}{R1} \frac{1}{1 + R5/R6}. \quad (2.58)$$

Таким образом, регулировку усиления можно осуществлять, изменяя сопротивление резистора $R6$.

Другая область применения – в преобразователе сопротивления резистивных датчиков в напряжение, упрощенная функциональная схема которого показана на рис. 2.12.

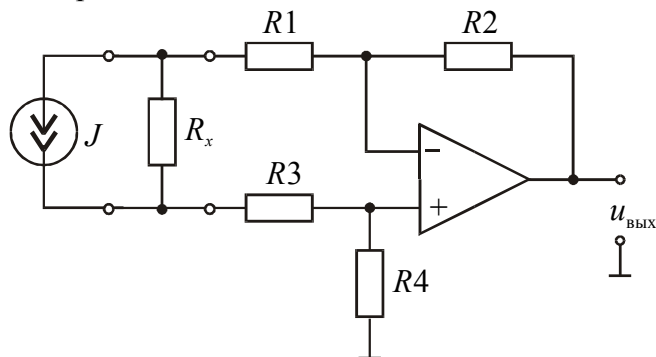


Рис. 2.12

Если значения сопротивлений резисторов $R1$ и $R3$ гораздо больше сопротивлений соединительных проводов, результат преобразования – вы-

ходное напряжение дифференциального усилителя (при $R1=R3$, $R2=R4$) – определяется по формуле

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{R2}{R1} J R_x, \quad (2.59)$$

практически не зависит от сопротивлений проводов линии связи. Чтобы еще больше снизить данную погрешность, следует использовать в таком преобразователе инструментальный усилитель, например, изображенный на рис. 2.10.

Многовходовый сумматор–вычислитель, схема которого показана на рис. 2.13, позволяет получить выходной сигнал, пропорциональный линейной комбинации нескольких входных сигналов.

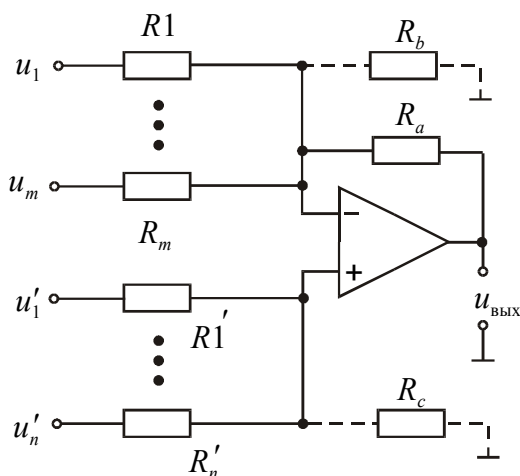


Рис. 2.13

Расчет данной схемы производится следующим образом.

Вначале выбирается значение сопротивления резистора R_a обратной связи.

После этого, исходя из заданных коэффициентов усиления для различных входных сигналов, определяют сопротивления входных резисторов. Если сигнал суммируется, то он (u'_i) подается на неинвертирующий вход ОУ через резистор, сопротивление которого

$$R'_i = \frac{R_a}{K'_i}, \quad (2.60)$$

где K'_i – коэффициент усиления суммируемого сигнала u'_i .

Сигналы, которые подлежат вычитанию (u_i) , подключаются к инвертирующему входу ОУ через резисторы с сопротивлениями

$$R_i = \frac{R_a}{K_i}, \quad (2.61)$$

где K_i – коэффициент усиления вычитаемого сигнала u_i .

После расчета сопротивлений входных резисторов, определяются суммарные проводимости для инвертирующего G_- и неинвертирующего G_+ входов ОУ

$$G_- = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n},$$

$$G_+ = \frac{1}{R_1'} + \frac{1}{R_2'} + \dots + \frac{1}{R_n'}.$$

Если окажется, что $G_- > G_+$, то в схему дополнительно включается резистор R_c , проводимость которого равна разности

$$G_c = \frac{1}{R_c} = G_- - G_+. \quad (2.62)$$

В том случае, когда наоборот, $G_+ > G_-$, то в цепь вводится резистор R_b , проводимость которого определяется аналогично

$$G_b = \frac{1}{R_b} = G_+ - G_-. \quad (2.63)$$

При выполнении равенств (2.62) или (2.63) будет справедливой формула (2.60), кроме того, окажется скомпенсирована погрешность, вызванная входными токами ОУ.

2.3. Усилитель тока.

Усилители тока предназначены для преобразования малых токов в напряжение. Простейший способ такого преобразования – пропустить ток через резистор с известным сопротивлением R_0 . Однако при этом для повышения чувствительности приходится существенно увеличивать сопротивление резистора. Это приведет, во-первых, к увеличению нежелательного обратного воздействия измерительной цепи на источник тока, так как образцовый резистор оказывается включенным параллельно с внутренним сопротивлением источника $R_{вн}$, во-вторых, требует повышения входного сопротивления последующего каскада измерительного канала, которое должно быть значительно больше сопротивления R_0 , в-третьих, увеличивает инерционность цепи, вызываемую действием паразитных емкостей, например, емкости соединительной линии.

Усилитель тока на основе ОУ позволяет в значительной степени избавиться от этих недостатков. В простейшем случае он представляет собой инвертирующий усилитель без входного резистора (рис. 2.14). Выходное напряжение определяется выражением

$$u_{\text{вых}} = -RJ \frac{\beta K_{\text{oy}}}{1 + \beta K_{\text{oy}}} \approx -RJ, \quad (2.64)$$

где $\beta = R/(R + R_{\text{вх}})$.

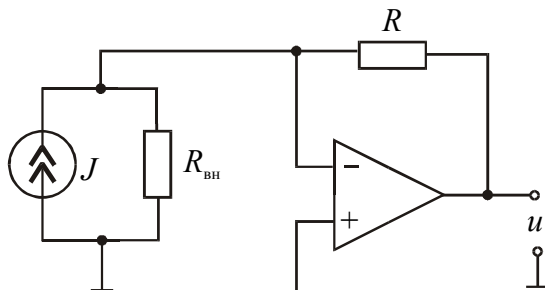


Рис. 2.14

Как следует из (2.64) для повышения точности преобразования следует выбирать ОУ с большим коэффициентом усиления и использовать в цепи обратной связи прецизионный резистор. Входное сопротивление усилителя тока достаточно мало, и может быть найдено из формулы

$$R_{\text{вх}} = \frac{r_{\text{вх}} \cdot \frac{R}{K_{\text{oy}} + 1}}{r_{\text{вх}} + \frac{R}{K_{\text{oy}} + 1}} \approx \frac{R}{K_{\text{oy}} + 1}, \quad (2.65)$$

где $r_{\text{вх}}$ – входное сопротивление ОУ $\left(\text{как правило, } r_{\text{вх}} \gg \frac{R}{K_{\text{oy}} + 1} \right)$.

Поэтому усилитель тока практически не оказывает влияния на источник сигнала. Кроме того, устраняется влияние емкости соединительной линии, поскольку она включена параллельно низкому входному сопротивлению усилителя, и обусловленная ею постоянная времени очень мала.

Выходное сопротивление усилителя тока мало, так же, как и у всякого усилителя с обратной связью по напряжению. Его можно определить из (2.33).

Если же к усилителю тока не предъявляется требование высокого быстродействия, то целесообразно включать параллельно резистору R конденсатор для уменьшения напряжения шумов на выходе.

Усилители тока широко используются для усиления сигналов фотодатчиков. При этом фотодиоды подключаются согласно рис. 2.15, *а*, а фототранзисторы – как показано на рис. 2.15, *б*.

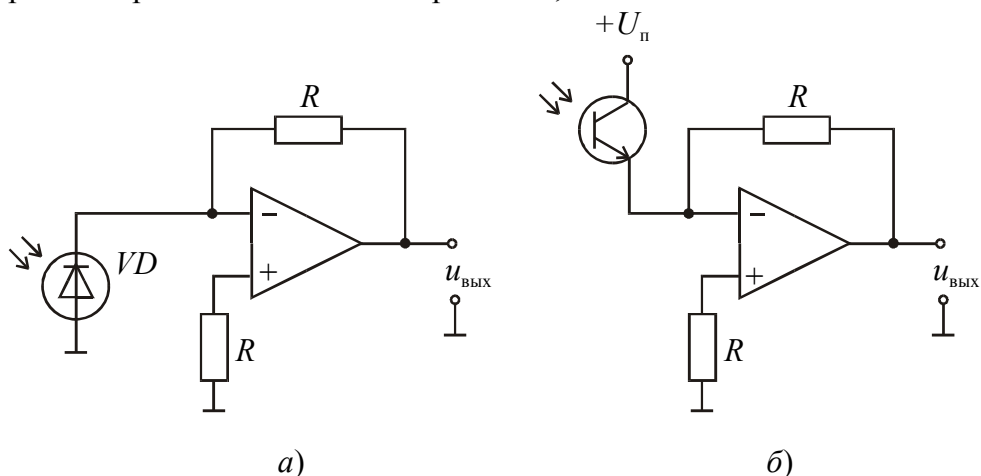


Рис. 2.15

2.4. Усилители с токовым выходом (источники тока).

Выходной ток интегральных ОУ обычно составляет не более 20 мА. Тогда как на практике, особенно в различных системах управления, часто требуются гораздо большие значения тока нагрузки, причем он не должен зависеть от сопротивления нагрузки. В таких случаях используются усилители с токовым выходом. Если на вход такого усилителя подать образцовое напряжение U_0 , то он может рассматриваться как источник тока.

Функциональная схема простейшего усилителя с токовым выходом показана на рис. 2.16. Нагрузка R_n включается непосредственно в цепь обратной связи ОУ, и ток нагрузки равен

$$i_H = \frac{u_{ВХ}}{R1}. \quad (2.66)$$

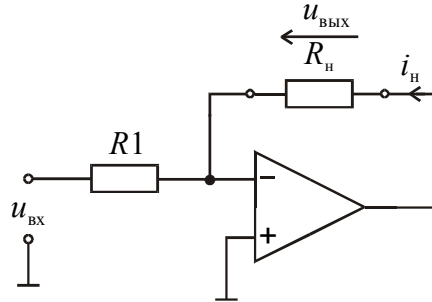


Рис. 2.16

Недостатком такого усилителя является отсутствие заземления нагрузки (так называемая «плавающая» нагрузка).

Простая схема источника тока с заземленной нагрузкой включает в свой состав транзистор VT , подключенный к выходу ОУ (рис. 2.17).

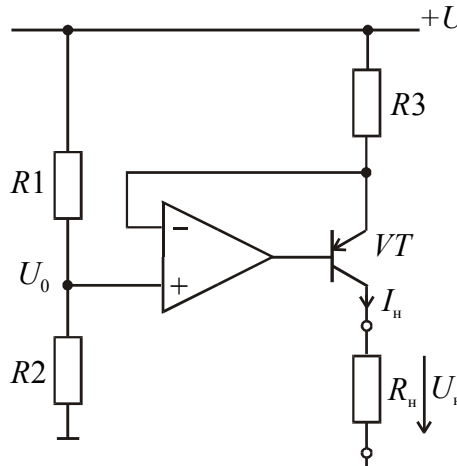


Рис. 2.17

Обратная связь, образованная соединением эмиттера транзистора с инвертирующим входом ОУ создает на резисторе $R3$ падение напряжения, равное $U_{\Pi} - U_0$, которое определяет значение тока эмиттера (а значит при достаточно большом коэффициенте усиления транзистора) и тока нагрузки

$$I_{\text{H}} \approx I_{\text{Э}} = \frac{U_{\Pi} - U_0}{R3} = \frac{R1}{R2R3} U_0. \quad (2.67)$$

На стабильность тока нагрузки не оказывает влияние нестабильность напряжения перехода база–эмиттер, связанная с изменением температуры окружающей среды, тока коллектора ($I_{\text{К}} = I_{\text{H}}$), напряжения коллектор–эмиттер $U_{\text{КЭ}}$, поскольку транзистор оказывается включенным в прямую цепь преобразования, охваченную обратной связью. Еще одно достоинство – ток нагрузки не зависит от нестабильности питающего напряжения, по-

сколько при его изменениях пропорционально изменяется и входное напряжение ОУ U_0 .

Погрешность такого источника тока определяется, во-первых, погрешностями резисторов $R1$, $R2$, $R3$, и, во-вторых, изменением базового тока при изменении напряжения коллектор–эмиттер. Существенно уменьшить вторую составляющую можно, если в качестве транзистора использовать схему составного транзистора Дарлингтона, обеспечивающую гораздо больший коэффициент усиления. Если же ток нагрузки достаточно мал, то целесообразно вместо биполярного транзистора VT использовать полевой, причем в этом случае выходное сопротивление источника тока увеличится.

Недостатком данной схемы является зависимость тока нагрузки от напряжения питания U_n , если ко входу ее подключен внешний источник сигнала $u_{вх}$. Кроме того, в этом случае возможен выход транзистора из линейного режима работы, что приведет к искажениям из-за изменения зависимости $i_n(u_{вх})$.

Поэтому усилители с токовым выходом и заземленной нагрузкой строятся на базе двух ОУ и двух транзисторов (рис. 2.18).

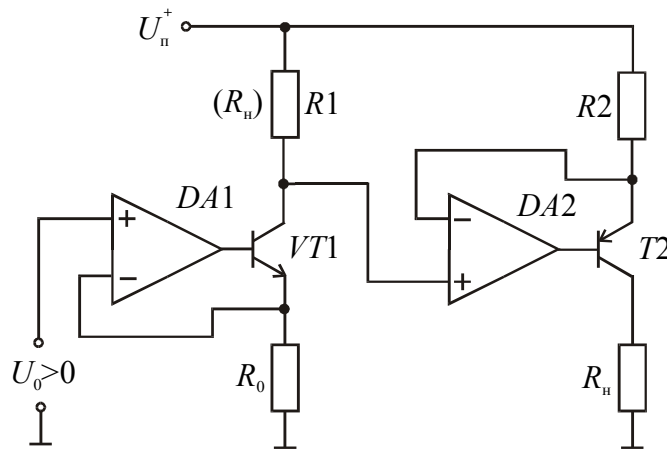


Рис. 2.18

ОУ $DA1$ поддерживает падение напряжения на резисторе $R2$, равное входному. Поэтому при большом коэффициенте усиления $VT1$

$$i_{к1} \approx i_{э1} = \frac{u_{вх}}{R2},$$

следовательно, напряжение на резисторе $R1$ и, соответственно, на резисторе $R3$, окажется равным

$$u_{R3} = u_{R1} = i_{к1} \cdot R1 = \frac{R1}{R2} u_{вх},$$

а ток в нагрузке окажется пропорциональным входному напряжению

$$i_H = i_{K2} \approx i_{\Sigma 2} = \frac{u_{R3}}{R3} = \frac{R1}{R2R3} u_{BX}, \quad (2.68)$$

и не будет зависеть от стабильности напряжения питания.

2.4. Токоразностный усилитель (усилитель Нортон).

У идеального дифференциального усилителя тока (токоразностный усилитель или усилитель Нортон) выходной сигнал напряжения зависит только от разности двух входных токов

$$u_{ВЫХ} = K_R(i_{ВХ+} - i_{ВХ-}), \quad (2.69)$$

и определяется коэффициентом передачи K_R , имеющим размерность сопротивления, причем $K_R \rightarrow \infty$, выходное и входные сопротивления очень малы, так что на входе токоразностный усилитель представляет собой короткозамкнутую цепь.

Обозначение токоразностного усилителя отличается от ОУ введением диодного символа – стрелки между входами. Стрелка указывает направление втекающего тока на инверсном входе, при этом входы усилителя полагают потенциально заземленными ($\varphi_a = \varphi_b \approx 0$).

Типовая схема включения токоразностного усилителя показана на рис. 2.19.

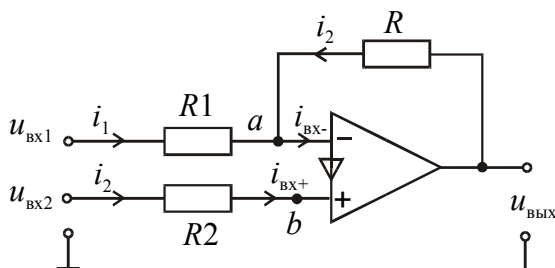


Рис. 2.19

С учетом уравнения, составленного по первому закону Кирхгофа для узла a , и (2.69), получим

$$u_{ВЫХ} = \frac{K_R(i_2 - i_1)}{1 + K_R/R}, \quad (2.70)$$

поскольку $i_{ВХ+} = i_2$.

Следовательно, данная схема представляет собой дифференциальный усилитель с отрицательной обратной связью с коэффициентом $\beta = 1/R$, который может выполнять функции усилителя напряжения.

Действительно, если $K_R \gg R$

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx R \left(\frac{u_{\text{ВХ2}}}{R2} - \frac{u_{\text{ВХ1}}}{R2} \right). \quad (2.71)$$

Токоразностный усилитель имеет обычно однополярный выход и работает при задании тока смещения на неинвертирующий вход, смещение же инвертирующего входа происходит автоматически за счет действия обратной связи.

В реальных схемах токоразностного усилителя напряжения на его входах не равны нулю, а составляют обычно $U_{\text{бэ}} \approx 0,6$ В. Соответственно, выражение (2.71) приобретает вид

$$u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{бэ}} \left(1 + \frac{R}{R1} - \frac{R}{R2} \right) + R \left(\frac{u_{\text{ВХ2}}}{R2} - \frac{u_{\text{ВХ1}}}{R1} \right). \quad (2.72)$$

С точки зрения усиления разности входных сигналов это не играет роли, но при выборе режима должно учитываться.

Входные сопротивления реального токоразностного усилителя отличаются от нуля и равны

$$r_{\text{ВХ-}} \approx \frac{U_{\text{бэ}}}{i_{\text{ВХ-}}}, \quad r_{\text{ВХ+}} \approx \frac{U_{\text{бэ}}}{i_{\text{ВХ+}}}.$$

Токоразностные усилители выпускаются в интегральном исполнении как отечественной, (К1401УД1,2) так и зарубежной (LM3900) промышленностью, причем могут работать как при двухполярном, так и при однополярном напряжении питания в диапазоне от 4 до 30 В. Все микросхемы содержат по четыре усилителя в одном корпусе, что удобно на практике.

Максимальное значение входных токов данных усилителей не превышает 150 нА.

Кроме того, выпускаются и интегральные компараторы на основе токоразностного усилителя (К1401СА1,2).

2.5. Усилители с коррекцией дрейфа.

Применение в схемах усилителей ОУ с цепями балансировки нуля позволяет значительно снизить погрешность, обусловленную напряжением смещения ОУ. При этом аддитивная погрешность такого усилителя будет определяться временным и температурным дрейфом этого напряжения и может стать существенной при работе в широком диапазоне температур.

Для снижения данной составляющей аддитивной погрешности применяют или усилители с периодической коррекцией дрейфа, или усилители с модуляцией–демодуляцией сигнала (МДМ–усилители).

2.5.1. Усилители с периодической коррекцией дрейфа.

Автоматическая коррекция дрейфа начального уровня выходного сигнала ОУ в данном случае осуществляется путем запоминания напряжения смещения на конденсаторе и последующего его вычитания из выходного напряжения усилителя.

На рис. 2.20 показана функциональная схема одного из простейших усилителей с периодической коррекцией дрейфа.

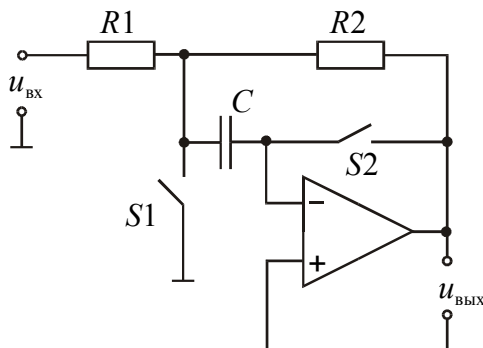


Рис. 2.20

Запоминание $U_{\text{см}}$ производится при замкнутых ключах $S1$ и $S2$ (такт коррекции). Ключ $S2$ соединяет выход ОУ с инвертирующим входом, в результате образуется повторитель напряжения. На выходе ОУ и, следовательно, на конденсаторе C устанавливается напряжение

$$u_C = U_{\text{см}} \frac{K_{\text{oy}}}{K_{\text{oy}} + 1} \approx U_{\text{см}}. \quad (2.73)$$

Затем ключи $S1$ и $S2$ размыкаются и запомненное напряжение u_C компенсирует напряжение смещения ОУ в режиме усиления входного сигнала (рабочий такт).

Для управления ключами $S1$ и $S2$ можно использовать генератор импульсов (например, мультивибратор). Длительность формируемых импульсов, определяющих замкнутое положение ключей, должна обеспечить полное окончание переходных процессов в такте коррекции. Длительность пауз и, соответственно, период импульсов) выбирается, исходя из допустимой аддитивной погрешности, обусловленной изменением напряжения смещения ОУ в течение рабочего такта и неточностью хранения запомненного напряжения u_C . Дело в том, что конденсатор изменяет свой заряд под действием токов утечки разомкнутых ключей $S1$ и $S2$ и входного тока ОУ.

При реализации усилителей с автоматической коррекцией дрейфа последовательно с ключом $S2$ и конденсатором C могут включаться дополнительные резисторы, которые ограничивают ток заряда конденсатора и уменьшают опасность самовозбуждения устройства при запоминании дрейфа.

Основным недостатком схемы на рис. 2.19 являются пропуски в выходном сигнале устройства, возникающие в такте коррекции, когда вход-

ное напряжение устанавливается равным нулю. Одним из способов устранения данного недостатка является использование схемы выборки-хранения, которая перед началом такта коррекции запоминает напряжение на выходе усилителя и подает его на вход последующего каскада измерительного канала пока не начинается следующий рабочий такт.

Однако в интегральном усилителе ICL7605 использован другой способ. В его состав входят два идентичных усилителя, работающих в противофазе. Пока у одного из них корректируется дрейф, второй работает как обычный усилитель с скомпенсированным в предыдущем такте напряжением смещения, и наоборот.

Несмотря на наличие МОП-транзисторов во входных каскадах ОУ, начальное смещение нуля данного усилителя не превышает $U_{см}=5$ мкВ, а дрейф – менее 0,1 мкВ/°С и 0,2 мкВ/год. Частота переключения (коммутации) составляет 160 Гц.

2.5.2. Усилители с модуляцией–демодуляцией сигнала.

Усилители с модуляцией–демодуляцией сигнала (усилители МДМ) реализуют преобразование медленно меняющегося входного напряжения в переменное напряжение, которое затем усиливается и снова преобразуется в медленно меняющееся (но уже усиленное) напряжение с помощью фазочувствительного демодулятора. Усилитель переменного напряжения в значительной степени уменьшает погрешности, связанные с дрейфом нуля.

Типичная структура усилителя МДМ показана на рис. 2.21. Кроме модулятора (М), усилителя переменного напряжения (У1), демодулятора (ДМ) и делителя обратной связи (β), в эту структуру входят еще фильтр нижних частот (ФНЧ) и усилитель постоянного напряжения (УГ).

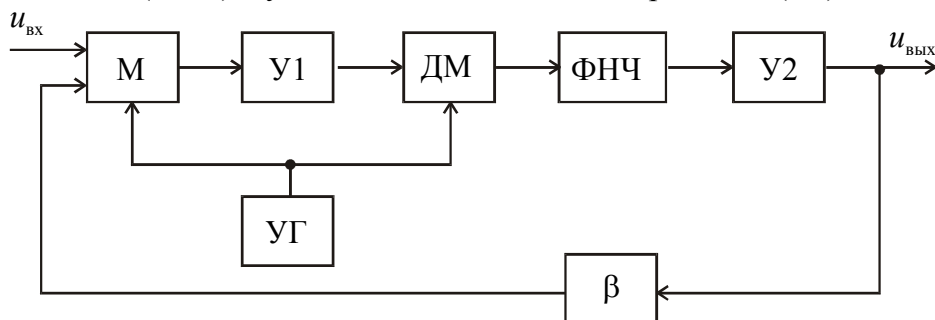


Рис.2.21

Фильтр ФНЧ необходим для сглаживания выбросов выходного напряжения, возникающих при коммутации ключей модулятора. Цель введения в структуру усилителя У2 – обеспечить низкое выходное сопротивление, большой выходной сигнал и увеличить общий коэффициент усиления. Если коэффициент усиления усилителя У1 достаточно велик, то дрейф ну-

ля усилителя У2 практически не увеличивает нестабильности начального уровня усилителя в целом. Фильтр нижних частот и усилитель У2 могут быть объединены в один узел – активный фильтр. Модулятор и демодулятор управляются напряжением, вырабатываемым управляющим генератором (УГ).

В современных усилителях МДМ модуляторы и демодуляторы строят, как правило, на основе ключевых схем, причем в качестве ключей используют полевые транзисторы.

Отечественная промышленность выпускает предусилитель МДМ типа К140УД13, функциональная схема которого показана на рис. 2.22.

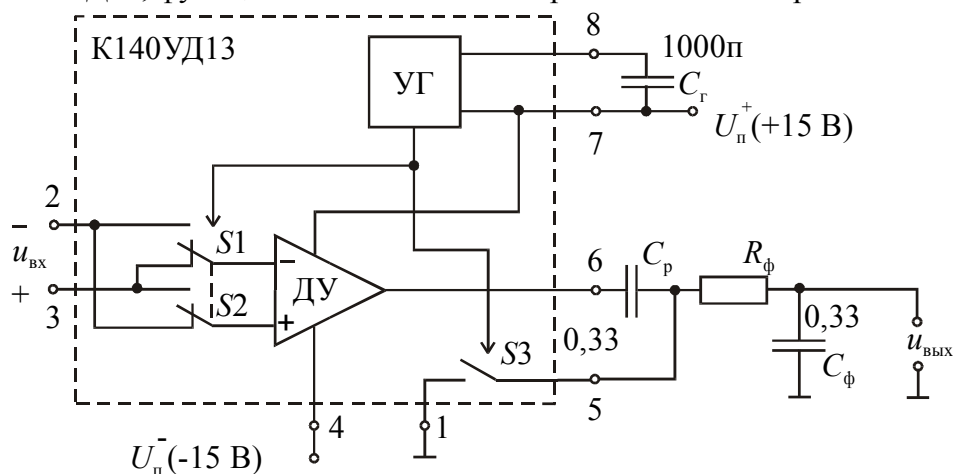


Рис. 2.22

Модулятор этого усилителя выполнен на двух бесконтактных переключателях S1 и S2. Третий бесконтактный переключатель S3 включается в схему демодулятора. Для коммутации транзисторов и демодулятора используется управляющий генератор УГ – мультивибратор с одной времязадающей цепью. В состав микросхемы К140УД13 входит, кроме того, дифференциальный усилитель ДУ. Все элементы функциональной схемы усилителя выполнены на основе МОП–транзисторов.

Для реализации МДМ–усилителя микросхему следует дополнить конденсатором $C_г$, входящим в схему УГ, разделительным конденсатором C_p , присоединяемым к выходу ДУ, и фильтром нижних частот $C_ф$, $R_ф$, сглаживающим пульсации сигнала, снимаемого с однополупериодного демодулятора. При $C_г = 1000$ пФ частота импульсов, вырабатываемых управляющим генератором, равна примерно 1 кГц. Соответственно постоянная времени фильтра нижних частот должна быть не меньше нескольких миллисекунд.

Благодаря периодическому изменению положения переключателей $S1$ и $S2$ полярность напряжения, приходящегося на вход ДУ, также периодически меняется. Таким образом осуществляется преобразование медленно изменяющегося напряжения $U_{вх}$ в переменное прямоугольное напряжение, частота которого задается управляющим генератором. Переменное напряжение усиливается в дифференциальном усилителе ДУ и далее преобразуется демодулятором C_p , $S3$ в пульсирующее напряжение, среднее значение которого и представляет собой усиленный входной сигнал. Демодулятор работает следующим образом. В один полупериод управляющего напряжения, вырабатываемого УГ, ключ $S3$ замкнут, и конденсатор заряжается до амплитуды напряжения, существующего в это время на выходе ДУ. На входе ФНЧ напряжение при этом равно нулю. В следующий полупериод ключ $S3$ размыкается и на вход ФНЧ поступает напряжение с выхода ДУ, смещенное на постоянное напряжение, запомненное конденсатором C_p . Таким образом, на вход ФНЧ поступают импульсы, амплитуда которых равна размаху прямоугольного переменного напряжения, присутствующего на выходе ДУ. Полярность этих импульсов зависит от фазового соотношения (0 или 180°) между усиливаемым переменным напряжением и управляющим напряжением, поступающим с УГ.

Температурный дрейф напряжения смещения усилителя К140УД13 определяется неидеальностью ключей модулятора и наличием термо-э.д.с. во входной цепи. Этот дрейф не превосходит $0,5 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$. Коэффициент усиления предусилителя по схеме рис. 2.22 равен примерно 10, а максимальное выходное напряжение – примерно $0,5 \text{ В}$.

2.6. Операционные преобразователи.

Под операционным преобразователем понимают устройство, передающая функция которого представляет собой отношение двух операторных полиномов (выражения которых получают с использованием преобразования Лапласа).

К таким преобразователям относятся, прежде всего, интеграторы, дифференциаторы и инерционные звенья различного порядка.

2.6.1. Интеграторы.

Простейший интегратор на базе ОУ, наиболее часто применяемый на практике, строится, как показано на рис. 2.23.

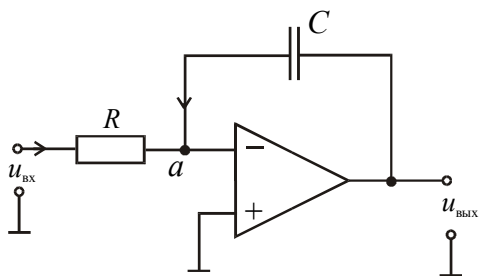


Рис. 2.23

Если считать ОУ идеальным, то выходное напряжение можно найти, исходя из равенства токов (2.1) в узле a

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt},$$

откуда

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{ВХ}} dt + A, \quad (2.74)$$

где A – постоянная, учитывающая начальные условия.

В случае, когда входным сигналом является ток, резистор R в схеме не нужен.

Передаточная функция идеального интегратора в операторной форме будет равна

$$K_{\text{ид}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = -\frac{1}{p\tau}, \quad (2.75)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени интегратора.

Если учесть конечное значение коэффициента усиления $K_{\text{оу}}$ и входное сопротивление $r_{\text{вхоу}}$, то передаточная функция реального интегратора определяется из выражения

$$K(p) = -\frac{K_{\text{оу}} / (1 + R / r_{\text{вхоу}})}{pRC [K_{\text{оу}} / (1 + R / r_{\text{вхоу}}) + r_{\text{вхоу}} / (r_{\text{вхоу}} + R)] + 1}. \quad (2.76)$$

При выполнении условия $r_{\text{вхоу}} \gg R$ (что легко осуществить), соотношение (2.76) примет вид

$$K(p) = -\frac{K_{\text{оу}}}{pRC(K_{\text{оу}} + 1) + 1} = -\frac{K_{\text{оу}}}{p\tau(K_{\text{оу}} + 1) + 1}. \quad (2.77)$$

Таким образом, реальный интегратор ведет себя, как инерционное звено первого порядка, имеющее коэффициент усиления $K_{\text{оу}}$ и эквивалент-

ную постоянную времени $\tau_3 = RC(K_{oy} + 1)$. И если на входе интегратора напряжение в момент времени $t=0$ скачком изменится от нуля до U_{bx} , то напряжение на его выходе будет изменяться в соответствии с формулой

$$u_{\text{вых}}(t) = -U_{\text{bx}} K_{oy} (1 - e^{-t/\tau_3}) + u_{\text{вых}}(0) e^{-t/\tau_3} (Ri_{\text{bx-}} + U_{\text{см}}) [1 + K_{oy} (1 - e^{-t/\tau_3})], \quad (2.78)$$

где $u_{\text{вых}}(0)$ – начальное значение (при $t=0$) выходного напряжения, $i_{\text{bx-}}$ и $U_{\text{см}}$ – входной ток инвертирующего входа и напряжение смещения ОУ.

Как следует из (2.78), при скачке напряжения на входе на выходе реального интегратора получается не линейно изменяющееся напряжение (как это было бы в идеальном случае), а экспоненциальное, характерное для обычной RC -цепи, постоянная времени которой равна τ_3 , а на вход подано напряжение $-U_{\text{bx}} K_{oy}$. Но если коэффициент усиления ОУ достаточно велик, то уровень, к которому стремится эта экспонента, будет также достаточно большим (при $U_{\text{bx}} = 1$ В и $K_{oy} = 10^4$ он равен 10^4 В). Поэтому начальный участок характеристики $u_{\text{вых}}(t)$, при $t \ll \tau_{\text{эКВ}}$, ограниченный линейным участком работы ОУ (10–12 В), мало отличается от прямой линии.

Действительно, если использовать разложение показательной функции в степенной ряд

$$e^\alpha \approx 1 + \alpha + \frac{\alpha^2}{2} \quad \text{при} \quad \alpha = \frac{t}{\tau_3}, \quad (2.79)$$

то при $t \ll \tau(K_{oy} + 1)$, из (2.78) получим

$$u_{\text{вых}}(t) \approx -U_{\text{bx}} \frac{t}{\tau} + u_{\text{вых}}(0) - U_{\text{см}} \frac{t}{\tau} - Ri_{\text{bx-}} \frac{t}{\tau}. \quad (2.80)$$

Для уменьшения влияния на точность преобразования входного тока ОУ, считая $i_{\text{bx-}} \approx i_{\text{bx+}}$, к неинвертирующему входу следует подключать такой же резистор R , как это делается и в обычных усилителях. Наилучшие же результаты достигаются при использовании ОУ с полевыми транзисторами во входных каскадах и цепью балансировки нуля.

Для уменьшения погрешности, обусловленной дрейфом напряжения смещения, необходимо или строить интегратор на базе прецизионного ОУ, или применять алгоритмы автоматической коррекции, аналогичные рассмотренным в $\Downarrow$ 2.5.1.

Для того, чтобы начальное напряжение на выходе интегратора было равно нулю ($u_{\text{вых}}(0)=0$) и интегратор работал в пределах линейного участка амплитудной характеристики ОУ, на практике часто прибегают к периодическому сбросу его в нуль замыканием соединенного параллельно с конденсатором ключа.

Если на вход интегратора подается синусоидальное входное напряжение с частотой f , то погрешности преобразования будут малы только при $f \gg 1/\tau_s$. С другой стороны, при слишком высокой частоте входного сигнала начинают сказываться, во-первых, инерционность самого ОУ и, во-вторых, снижение его коэффициента усиления за счет того, что реактивное сопротивление конденсатора значительно уменьшается и шунтирует выход ОУ.

Если считать ОУ инерционным звеном первого порядка с передаточной функцией (2.34), $K_{oy} \gg 1$, $\tau \gg \tau_{вых} = r_{выхoy}C$, $\tau(K_{oy}+1) \gg \tau_{oy}$, то при нулевых начальном условии $u_{вых}(0)=0$, входном токе $i_{вх-}=0$ и напряжении смещения $U_{см}=0$ – передаточная функция интегратора примет вид

$$K(p) = \frac{K_{oy}}{1 + pK_{oy}\tau} + \frac{\tau_{вых}}{\tau} \frac{p\tau_{oy}/K_{oy}}{1 + p\tau_{oy}/K_{oy}} + \frac{\tau_{вых} + \tau_{oy}}{K_{oy}\tau} \frac{1}{1 + p\tau_{oy}/K_{oy}}. \quad (2.81)$$

Таким образом, учет постоянной времени τ_{oy} и выходного сопротивления $r_{выхoy}$ приводит к появлению двух дополнительных членов. Один из них (второе слагаемое в (2.81)) соответствует неидеальному дифференцирующему звену с коэффициентом передачи $\tau_{вых}/\tau$ и постоянной времени τ_{oy}/K_{oy} , а другой (третье слагаемое) – инерционному звену с такой же постоянной времени и коэффициентом передачи $(\tau_{вых} + \tau_{oy})(K_{oy}\tau)$.

Поэтому выходное напряжение интегратора в таких условиях будет изменяться согласно выражению

$$u_{вых}(t) = -K_{oy}U_{вх} \left(1 - e^{-t/\tau_s}\right) + \frac{\tau_{вых}}{\tau} U_{вх} e^{-tK_{oy}/\tau_{oy}} + \frac{\tau_{вых} + \tau_{oy}}{K_{oy}\tau} U_{вх} \left(1 - e^{-tK_{oy}/\tau_{oy}}\right). \quad (2.82)$$

Временная диаграмма для этого случая показана на рис. 2.24.

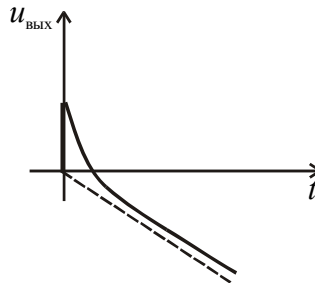


Рис. 2.24

Штриховая линия соответствует графику выходного напряжения идеального интегратора. Отличие реакций идеального и реального интеграторов особенно велико в начальный интервал времени при $t < 3\tau_{oy}/K_{oy}$.

Затем напряжение на выходе реального интегратора изменяется по тому же закону, что и у идеального, но с отставанием по времени.

Для коррекции такого запаздывания последовательно с конденсатором иногда включают дополнительный резистор, сопротивление которого

$$R1 = R \frac{\tau_{\text{ВЫХ}} + \tau_{\text{ОУ}}}{K_{\text{ОУ}} \tau} = \frac{r_{\text{ВЫХОУ}}}{K_{\text{ОУ}}} + \frac{\tau_{\text{ОУ}}}{K_{\text{ОУ}} C}, \quad (2.83)$$

однако чаще всего эту задержку не корректируют вследствие ее малости.

С учетом вышесказанного, усовершенствованная функциональная схема интегратора может принять вид, показанный на рис. 2.25.

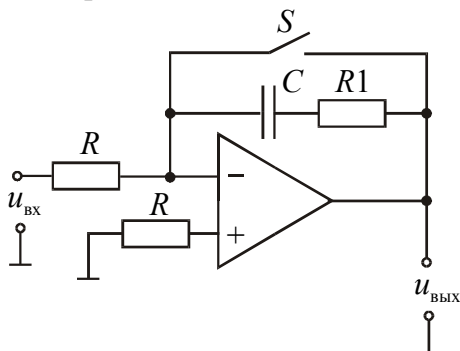


Рис. 2.25

А на рис. 2.26 представлена схема вычитающего интегратора, построенного на основе простейшего интегратора. При этом выходное напряжение снимается с конденсатора C . Если считать ОУ идеальным, то выходное напряжение в операторной форме будет определяться равенством

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) \frac{1}{p\tau} [U_2(p) - U_1(p)] \quad (2.84)$$

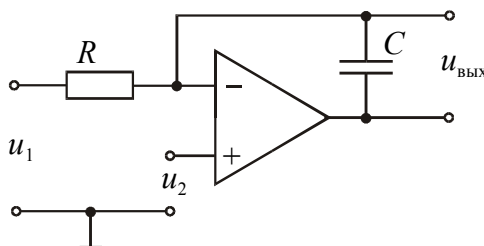


Рис. 2.26

Достоинством данной схемы является малое число элементов. А недостаток – незаземленный выход, что часто приводит к необходимости использования дополнительного дифференциального усилителя, подключенного к выходу интегратора.

Если же выходное напряжение снимать с выхода ОУ как обычно, относительно земли, то из-за разницы в коэффициентах передачи по инвертирующему и неинвертирующему входам, появится постоянная составляющая в соответствии с формулой

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = \frac{1}{p\tau} [U_2(p) - U_1(p)] + U_2(p).$$

Поэтому многовходовые интеграторы чаще всего строятся в соответствии со схемой на рис. 2.27, выбирая обычно $C_1 = C_2 = C$.

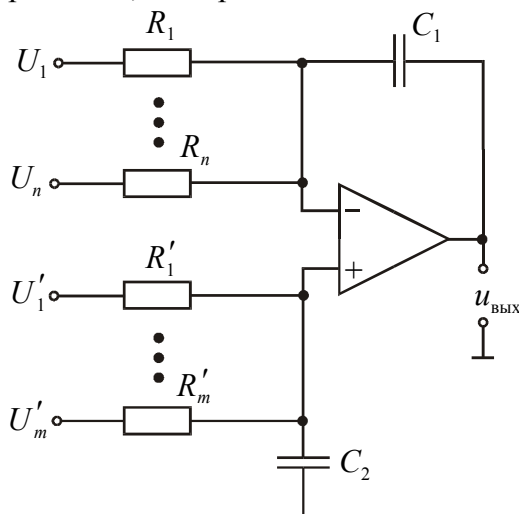


Рис. 2.27

Сопротивления входных резисторов определяются с учетом требуемых постоянных времени для соответствующих сигналов $R_k = \tau_k / C$. Затем подсчитываются суммарные проводимости по входам ОУ

$$G_- = C \sum_{i=1}^n \frac{1}{\tau_i}, \quad G_+ = C \sum_{j=1}^m \frac{1}{\tau_j}.$$

Если они не равны, то вход, проводимость по которому меньше, соединяется с землей дополнительным резистором, чтобы достичь равенства $G_- = G_+$.

Тогда операторное изображение выходного напряжения интегратора будет иметь вид

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = - \sum_{i=1}^n \frac{U_i(p)}{p\tau_i} + \sum_{j=1}^m \frac{U'_j(p)}{p\tau_j}. \quad (2.85)$$

При этом, как уже отмечалось, должно выполняться главное условие правильной работы любого интегратора – максимальное значение выходного напряжения не должно превышать уровень, соответствующий грани-

це линейного режима работы ОУ. На линейность функции преобразования интегратора значительное влияние оказывает диэлектрическая абсорбция конденсатора C . Поэтому для снижения данной составляющей погрешности целесообразно выбирать конденсаторы с малыми значениями коэффициента абсорбции, например типов К72П–6 или К71–5.

2.6.2. Инерционное звено первого порядка.

Данный преобразователь, функциональная схема которого показана на рис. 2.28, представляет собой совокупность инвертирующего усилителя и интегратора, передаточная функция которого в операторной форме имеет вид

$$K(p) = -\frac{R2}{R1} \frac{1}{pCR2 + 1}. \quad (2.86)$$

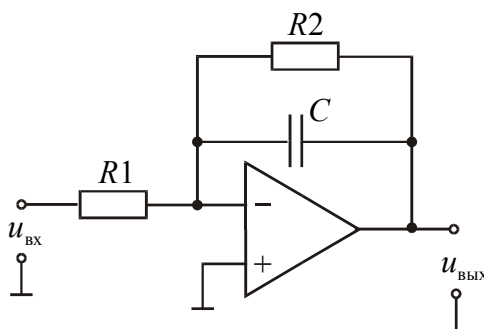


Рис. 2.28

Подобный преобразователь применяется в тех случаях, когда нужно усилить постоянную составляющую входного сигнала и сгладить содержащиеся в нем пульсации. Именно так нередко строят частотные демодуляторы, в которых постоянная составляющая напряжения на выходе пропорциональна средней частоте входных одинаковых однополярных импульсов.

2.6.3. Дифференциаторы.

Схема простейшего дифференциатора включает в свой состав резистор и конденсатор (рис. 2.29), только в отличие от интегратора, они меняются местами.

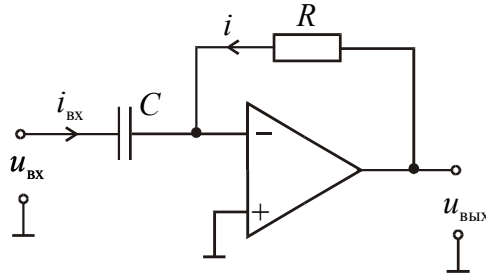


Рис. 2.29

Если напряжение меняется во времени, то появляется входной ток

$$i_{\text{BX}} = C \frac{du_{\text{BX}}}{dt},$$

который (при условии идеальности ОУ), уравнивается током, протекающим в цепи обратной связи $i = u_{\text{ВЫХ}}/R$. Таким образом, выходное напряжение оказывается пропорциональным производной от входного

$$u_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{du_{\text{ВЫХ}}}{dt}. \quad (2.87)$$

На работу простейшего дифференциатора существенное влияние оказывают высокочастотные входные шумы (при идеальном дифференцировании коэффициент усиления растет пропорционально частоте входного сигнала), и вероятность возникновения высокочастотных автоколебаний (цепь обратной связи вносит фазовый сдвиг, снижающий устойчивость преобразователя) очень велика. Поэтому типовая схема дифференциатора (рис. 2.30) содержит резистор $R1$, который, во-первых, уменьшает уровень высокочастотных шумов на выходе, во-вторых, предотвращает самовозбуждение преобразователя и, в-третьих, ограничивает входной ток и напряжение инвертирующего входа ОУ при быстрых изменениях входного напряжения, когда выходное напряжение не успевает соответствующим образом отреагировать на него из-за ограниченного быстродействия ОУ.

При этом данный резистор ограничивает диапазон рабочих частот дифференциатора. Такой преобразователь дифференцирует входные сигналы только тех частот, при которых сопротивление конденсатора $C1$ гораздо больше сопротивления $R1$, т.е. при

$$f \ll \frac{1}{2\pi R1 C1}.$$

Передаточная функция такого дифференциатора равна

$$K(p) = -\frac{pR2C1}{pR1C1 + 1}. \quad (2.89)$$

Иногда в схему дифференциатора дополнительно вводят конденсатор $C2$, подключаемый параллельно резистору $R2$ в цепь обратной связи ОУ. Так же, как и резистор $R1$, он призван ослаблять дифференцирующие свойства преобразователя при превышении некоторой максимально допустимой частоты, после которой схема начинает работать уже как интегратор.

2.7. Активные фильтры.

Активным называется безиндукционный (RC -) фильтр, в состав которого входят один или несколько активных элементов (усилителей). Наиболее часто в настоящее время схемы активных фильтров (АФ) строятся на основе операционных усилителей, работающих в линейном режиме.

Для описания свойств фильтров используется нормированная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), в общем случае определяемая в относительных единицах из соотношения

$$|G(\bar{\omega})| = \frac{K(\bar{\omega})}{K(\bar{\omega}_H)},$$

где $\bar{\omega} = \omega / \omega_c$ – относительная частота, ω_c – частота среза фильтра, $K(\bar{\omega})$ – коэффициент передачи при произвольной частоте входного сигнала ω , $K(\bar{\omega}_H)$ – коэффициент передачи при номинальной частоте ω_H , соответствующей полосе пропускания (обычно для фильтров нижних частот (ФНЧ) $\omega_H = 0$, а для фильтров верхних частот (ФВЧ) $\omega_H = \infty$).

Часто вместо обычной, используется логарифмическая АЧХ (ЛАЧХ), выраженная в децибеллах

$$|G(\bar{\omega})| = 20 \lg \frac{K(\bar{\omega})}{K(\bar{\omega}_H)}.$$

Основная задача фильтров – выделение из спектра сигнала некоторого диапазона частот (полоса пропускания) и передача этих частотных составляющих со входа на выход с минимальным (в теории – с нулевым) затуханием. Все остальные частоты, относящиеся к полосе затухания (заграждения), должны быть максимально подавлены (теоретически затухание стремится к бесконечности). Так как на практике добиться идеального разделения полос невозможно, говорят об области спада характеристики. Например, у простых RC -фильтров нижних и верхних частот в полосе пропускания коэффициент передачи монотонно уменьшается, и при частоте среза ЛАЧХ принимает значение $|G(\bar{\omega}_c)| = -3$ дБ. А после этой точки (в полосе затухания) ее спад составляет 6 дБ/октаву (при изменении частоты в 2 раза амплитуда выходного сигнала уменьшается также в 2 раза по сравне-

нию с входным). Очень часто такие характеристики не позволяют решать практические задачи фильтрации, и приходится использовать активные фильтры, более сложные, но обеспечивающие лучшие результаты. При этом наряду с АЧХ почти всегда приходится учитывать фазо-частотную (ФЧХ), а во многих случаях – и переходную характеристику фильтра при импульсных воздействиях.

При построении активных фильтров возможны два подхода. В-первых, можно использовать классическую теорию реактивных LC -фильтров, но вместо реальных индуктивных катушек применять так называемые схемные индуктивности. Для получения эквивалента индуктивности обычно служит гиратор – устройство на базе ОУ, входное сопротивление которого обратно пропорционально сопротивлению нагрузки ($Z_{\text{вх}} \sim 1/Z_{\text{н}}$). Во-вторых, непосредственно проектировать безиндукционный фильтр, причем в этом случае схемное решение оказывается значительно более простым. Синтез активных фильтров согласно второму подходу состоит из нескольких этапов, включающих аппроксимацию желаемой амплитудно- или фазо-частотной характеристики (ФЧХ), расчет и реализацию выбранной схемы.

2.7.1. Аппроксимация характеристик активных фильтров.

Передаточная функция (АФ) представляет собой отношение двух полиномов, содержащих различные степени оператора p . В общем случае она имеет вид

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_{m-1} p^{m-1} + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_{n-1} p^{n-1} + a_n p^n}, \quad (2.88)$$

где a_i, b_j – постоянные коэффициенты.

Степень полинома в знаменателе передаточной функции n определяет порядок фильтра (число полюсов).

Аппроксимация характеристик АФ сводится к выбору таких коэффициентов полиномов, которые обеспечивают наилучшее по тем или иным критериям приближение к желаемым АЧХ или ФЧХ.

Наиболее широко применяются следующие типы АФ, отличающиеся друг от друга подходом к нахождению наилучшей аппроксимации: фильтры Баттерворта, Чебышева, инверсный Чебышева, эллиптический, Бесселя.

В фильтре Баттерворта нормированная АЧХ имеет вид

$$|G(\bar{\omega})| = \frac{1}{\sqrt{\bar{\omega}^{2n} + 1}}, \quad (2.89)$$

где n – порядок фильтра.

Все производные функции (2.89) по частоте от первой до $(2n-1)$ -й включительно в точке $\omega=0$ равны нулю. Поэтому фильтр Баттерворта называют фильтром с максимально плоской АЧХ.

В фильтре Чебышева аппроксимирующая функция выбирается так, чтобы в полосе пропускания фильтра получить отклонение его характеристики от идеальной, не превышающее некоторой заданной величины. За пределами же полосы пропускания фильтр должен иметь возможно меньший коэффициент передачи. При таких исходных условиях наилучшей оказывается аппроксимация вида

$$|G(\bar{\omega})| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\bar{\omega})}}, \quad (2.90)$$

где ε – некоторый постоянный коэффициент, определяющий неравномерность АЧХ фильтра в полосе пропускания, а T_n – полином Чебышева первого рода n -го порядка.

В полосе пропускания АЧХ фильтра Чебышева колеблется между уровнями, равными 1 и $1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$, причем число таких колебаний («волн» на графике АЧХ) тем больше, чем выше порядок фильтра. Поскольку амплитуда всех этих колебаний одинакова, то фильтр Чебышева называют также фильтром равномерных пульсаций.

В инверсном фильтре Чебышева АЧХ монотонно изменяется в полосе пропускания и пульсирует в полосе заграждения. Она описывается соотношением

$$|G(\bar{\omega})|^2 = \frac{\varepsilon T_n(1/\bar{\omega})}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(1/\bar{\omega})}}. \quad (2.91)$$

В полосе заграждения такого фильтра квадрат АЧХ пульсирует между значениями 0 и $\varepsilon/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$.

У эллиптического фильтра АЧХ характеризуется равномерными пульсациями как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения.

В фильтре Бесселя (АЧХ аппроксимируется полиномом Бесселя) наилучшая аппроксимация ищется не для амплитудно-частотной, а для фазо-частотной характеристики фильтра. Для того чтобы фильтр не искажал сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, требуется, чтобы запаздывание выходного сигнала относительно входного было одинаковым для всех гармоник. Поскольку фазовый сдвиг измеряется в долях периода рассматриваемой гармоники, то постоянство времени запаздывания равносильно линейной частотной зависимости фазового сдвига вы-

ходного сигнала относительно входного сигнала фильтра. Фильтр Бесселя обеспечивает наилучшее приближение реальной фазо–частотной характеристики к идеальной линейной зависимости, соответствующей постоянно-му запаздыванию. Зависимость времени запаздывания от частоты для фильтра Бесселя имеет такой же характер, как АЧХ для фильтра Баттерворта.

На рис. 2.31 показаны примеры АЧХ фильтров нижних частот 4-го порядка различных типов. Фильтр Чебышева и эллиптический фильтр в данном случае характеризуются пульсациями в полосе пропускания, размах которых равен 0,5 дБ, а инверсный фильтр Чебышева и эллиптический фильтр имеют в полосе заграждения пульсации, вершины которых лежат на уровне –40 дБ. Для всех фильтров выбрана одинаковая частота среза $\bar{\omega} = 1$ при спаде АЧХ, равном 0,5 дБ.

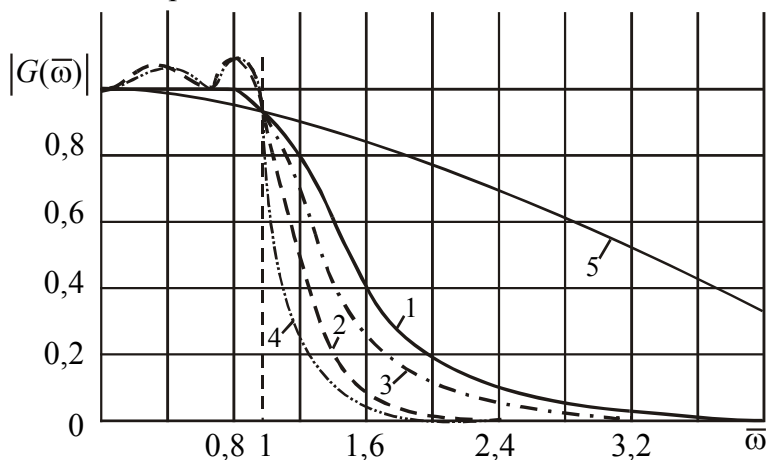


Рис. 2.31

1–фильтр Баттерворта; 2–фильтр Чебышева; 3–инверсный фильтр Чебышева;
4–эллиптический фильтр; 5–фильтр Бесселя

Из рис. 2.31 видно, что наибольшую скорость спада АЧХ в переходной области (между полосами пропускания и заграждения) имеет эллиптический фильтр. Далее следуют фильтры Чебышева, инверсный Чебышева и Баттерворта. Наихудшим в этом смысле является фильтр Бесселя. Однако при скачке входного сигнала выходное напряжение фильтра Бесселя устанавливается наиболее быстро, а у эллиптического фильтра и фильтра Чебышева — наиболее медленно.

2.7.2. Расчет и реализация активных фильтров.

На практике чаще всего применяют АФ четного порядка ($n=2, 4, 6, 8, \dots$). Ведь для фильтра нечетного порядка требуется столько же операционных усилителей, как и для фильтра на единицу большего порядка. Поэтому без существенного усложнения схемы (только путем увеличе-

ния на единицу числа резисторов и конденсаторов) можно обеспечить более качественную фильтрацию сигналов.

В случае четного n передаточная функция (2.88) может быть разложена на сомножители второго порядка. Тогда для так называемых полиномиальных фильтров – Баттерворта, Чебышева и Бесселя – нижних частот она приобретает вид

$$G(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{c_i \omega_c^2}{p^2 + pb_i \omega_c + c_i \omega_c^2}. \quad (2.92)$$

Таблица 2.1

Порядок фильтра		2	4		6		
Номер звена		1	1	2	1	2	3
Фильтр Баттерворта	b	1,4142	0,7654	1,8478	0,5176	1,4142	1,9319
	c	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000
Фильтр Чебышева, $q_1=0,5$ дБ	b	1,4256	0,3507	0,8467	0,1553	0,4243	0,5796
	c	1,5162	1,0635	0,3564	1,0230	0,5900	0,1570
Фильтр Чебышева, $q_1=1$ дБ	b	1,0977	0,2791	0,6737	0,1244	0,3398	0,4641
	c	1,1025	0,9865	0,2794	0,9907	0,5577	0,1247
Фильтр Чебышева, $q_1=2$ дБ	b	0,8038	0,2098	0,5064	0,0939	0,2567	0,3506
	c	0,8231	0,9287	0,2216	0,9660	0,5329	0,0999
Инверсный фильтр Чебышева, $q_2=-40$ дБ	a	100,99	4,7485	27,676	2,1487	4,0094	29,927
	b	1,4141	0,6892	2,0315	0,3791	1,3338	2,5582
	c	1,0099	1,0375	1,2667	1,0346	1,3323	1,8705
Эллиптический фильтр, $q_1=0,5$ дБ, $q_2=-40$ дБ	a	143,63	3,0091	14,910	1,3095	9,9655	1,8557
	b	1,4180	0,9071	0,2719	0,7701	0,3058	0,0650
	c	1,5214	0,4478	1,0614	0,3176	0,7965	1,0142
Эллиптический фильтр, $q_1=2$ дБ, $q_2=-40$ дБ	a	65,875	2,2207	10,214	1,5696	7,6393	1,1786
	b	0,7987	0,5545	0,1518	0,4905	0,1704	0,0317
	c	0,8293	0,2991	0,9548	0,2315	0,7759	0,9905
Фильтр Бесселя	b	3,000	5,7924	4,2076	5,0319	8,4967	7,4714
	c	3,000	9,1401	11,488	26,514	18,801	20,853

Для неполиномиальных ФНЧ, т.е. инверсного фильтра Чебышева и эллиптического фильтра, получаем

$$G(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{(p^2 + a_i \omega_c^2) c_i / a_i}{p^2 + pb_i \omega_c + c_i \omega_c^2}. \quad (2.93)$$

Введение в формулы (2.92) и (2.93) частоты среза ω_c дает возможность оперировать безразмерными коэффициентами a_i , b_i , c_i .

В табл. 2.1 приведены эти коэффициенты для некоторых НЧ-фильтров 2-го, 4-го и 6-го порядка /13/. При этом приняты обозначения: q_1 – уровень минимумов пульсаций АЧХ в полосе пропускания (уровень максимумов принят за 0 дБ); q_2 – уровень максимумов пульсаций АЧХ в полосе затухания (между этими максимумами АЧХ спадает до нуля, т.е., в децибелах, до $-\infty$). Значения $-0,5$; -1 и -2 дБ соответствуют отклонениям от 100%, примерно равным $-5,6$; $-10,9$ и $-20,6\%$. Уровень -40 дБ соответствует отклонению -1% .

Коэффициенты a_i, b_i, c_i , приведенные в табл. 2.1, рассчитаны так, что на частоте среза ω_c АЧХ фильтров Баттерворта и инверсного фильтра Чебышева имеют спад около -3 дБ (точнее, уменьшаются до уровня $1/\sqrt{2}$). Для фильтров Чебышева и эллиптического АЧХ на частоте ω_c имеет спад, равный минимуму пульсаций в полосе пропускания. При использовании формул (2.92) и (2.93) и коэффициентов из табл. 2.1 АЧХ этих фильтров в полосе пропускания пульсирует между уровнями $1/(10^{q_1/20})$ и 1. Так, например, при $q_1 = -2$ дБ АЧХ пульсирует между уровнями $1/0,794 = 1,26$ и 1. Наконец, для фильтра Бесселя на частоте ω_c задержка сигнала равна примерно $2\pi/\omega_c$.

Передаточные функции фильтров верхних частот можно получить, если в (2.92) и (2.93) вместо оператора p подставить отношение ω_c^2/p . При этом для полиномиальных ФВЧ получим выражение

$$G(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{p^2 c_i}{p^2 c_i + p b_i \omega_c + \omega_c^2}, \quad (2.94)$$

а для неполиномиальных –

$$G(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{(\omega_c^2 + p^2 a_i) c_i / a_i}{p^2 c_i + p b_i \omega_c + \omega_c^2}. \quad (2.95)$$

Для реализации АФ применяют три основных варианта звеньев второго порядка.

Самой распространенной на практике является структура Саллена-Ки, построенная на базе неинвертирующего усилителя, или, как его называют в теории активных фильтров, источника напряжения, управляемого

напряжением (УИН-фильтр). На рис. 2.3.2 показаны схемы УИН-фильтров нижних частот (а) и верхних частот (б).

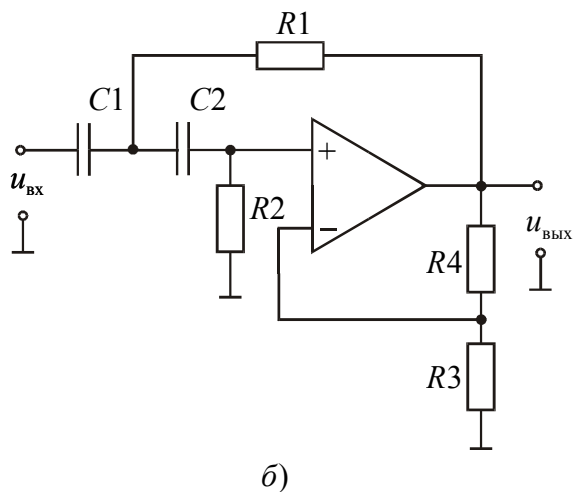
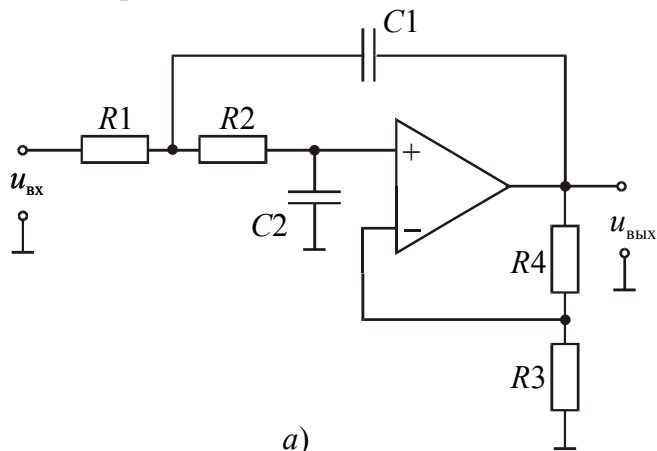


Рис. 2.32

Методика расчета, схемы УИН-фильтра 2 порядка нижних частот может быть следующей:

1. Исходя из заданной частоты среза f_c выбирается значение емкости конденсатора $C1$ из соотношения

$$C1 = 10^{-5} / f_c.$$

2. С учетом требуемого коэффициента усиления фильтра K_Φ и значений коэффициентов b и c определяются значения емкости $C2$ и сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$.

$$C2 \leq \left[K_{\phi} - 1 + \frac{b^2}{4c} \right] C1;$$

$$R1 = \frac{1}{\pi f_c C1 \left[b + \sqrt{b^2 + 4c(K_{\phi} - 1)} - 4cC2 / C1 \right]};$$

$$R2 = \frac{1}{cC1C2R1 \cdot 4\pi^2 f_c^2}.$$

3. Определяются сопротивления $R3$ и $R4$, исходя из нужного коэффициента усиления K_{ϕ} . Если $K_{\phi}=1$, то $R3=\infty$, $R4=0$. Если же $K_{\phi}>1$, то для выполнения равенства сопротивлений для входных токов ОУ они должны быть равны

$$R3 = \frac{K_{\phi}(R1 + R2)}{K_{\phi} - 1};$$

$$R4 = (R1 + R2)K_{\phi}.$$

Достоинствами УИН-фильтров является минимальное число используемых элементов, неинвертирующее усиление сигнала, способность работать при большом коэффициенте усиления и простота его регулировки.

Второй из используемых при реализации АФ является структура Рауха, которую еще называют звеном с многопетлевой обратной связью. На рис. 2.33 изображены соответствующие схемы ФНЧ (а) и ФВЧ (б) второго порядка.

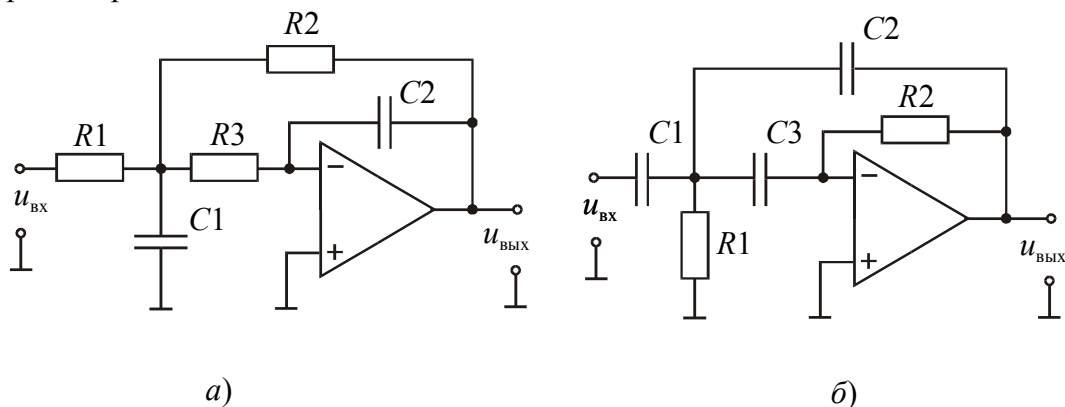


Рис. 2.33

Данные схемы целесообразно использовать, если помимо фильтрации требуется и изменение полярности полезного сигнала.

Недостатком структур Рауха и Саллена-Ки является их недостаточная универсальность (они пригодны только для реализации полиномиальных фильтров – Баттерворта, Чебышева и Бесселя), высокая чувствительность к неточностям параметров элементов, сложность настройки.

Более универсальным, хотя и более сложным, является биквадратное звено АФ, называемое также фильтром с переменной структурой, схема которого показана на рис. 2.34.

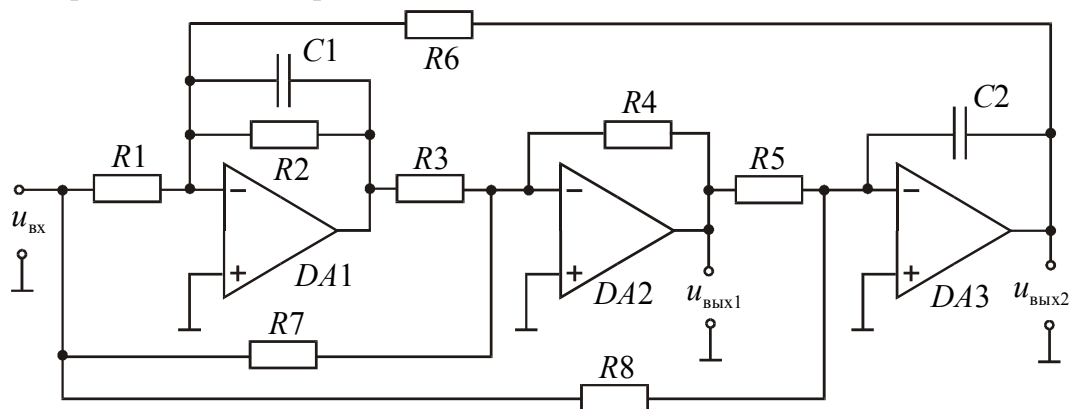


Рис. 2.34

Если выбрать сопротивления резисторов из условия

$$R1R3=R2R7, \quad (2.96)$$

то напряжение $u_{ВЫХ1}$ является выходным для звена второго порядка эллиптического фильтра или инверсного Чебышева. Если же $R7=\infty$ и $R8=\infty$, то напряжение $u_{ВЫХ2}$ – выходное для ФНЧ второго порядка Баттерворта, Чебышева и Бесселя. При $R8=\infty$ и выполнении условия (2.96) напряжение $u_{ВЫХ1}$ будет выходным для полиномиальных ФВЧ.

Биквадратное звено менее чувствительно по сравнению с двумя предыдущими к неточностям элементов схемы, проще в настройке. Кроме того, поскольку характер передаточной функции для неполиномиальных фильтров сохраняется при переходе от ФНЧ к ФВЧ (как следует из (2.93) и (2.95)), эти фильтры могут реализоваться с помощью одной и той же схемы биквадратного звена, правда при различных значениях сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов.

Формулы для расчета АФ, построенных в соответствии со структурой Рауха и схемой биквадратного звена можно найти в справочных пособиях (например / /), так же, как и для ФВЧ со структурой Саллена-Ки. Активные фильтры более высокого порядка могут быть получены путем каскадного соединения соответствующих звеньев второго порядка (для реализации фильтра четвертого порядка нужно соединить два звена, для шестого

порядка – три, и т.д.). При этом параметры элементов каждого из звеньев необходимо рассчитывать отдельно, с учетом значений коэффициентов a , b , c в порядке их следования друг за другом из табл. 2.1.

Полосовые АФ реализуются путем каскадного соединения соответствующих схем ФВЧ и ФНЧ, причем для фильтров высокого порядка целесообразно их чередование (например, 1 каскад – сначала ФВЧ, потом ФНЧ, 2 каскад – снова сначала ФВЧ, а затем ФНЧ и т.д.), чтобы исключить «накопление» дрейфов нуля ФНЧ и шумов ФВЧ вдоль цепочки звеньев.

2.8. Активные выпрямители.

Выпрямителем называют статическое устройство, преобразующее напряжение постоянного тока в напряжение переменного тока.

Обычные диодные выпрямители, которые используются в цепях питания электронной аппаратуры, не могут быть использованы для преобразования измеряемых сигналов низкого уровня из-за погрешностей, вносимых падением напряжения на открытом диоде и током утечки закрытого. Для уменьшения их влияния в активных выпрямителях на базе ОУ диоды помещают в прямую цепь преобразования, охваченную обратной связью.

2.8.1. Выпрямители среднего значения.

Выпрямители среднего значения обеспечивают получение на выходе напряжения, постоянная составляющая которого пропорциональна среднему значению выпрямленного входного. Принцип действия таких устройств заключается в следующем: при одной полярности входного напряжения оно передается на выход с некоторым масштабным коэффициентом (часто равным единице), а при другой – выходное напряжение поддерживается или равным нулю (однополупериодный выпрямитель), или пропорциональным инвертированному значению входного напряжения (двухполупериодный выпрямитель). Наиболее часто на практике используется именно последние, поскольку при сравнимой сложности схемы, они, во-первых, обеспечивают в два раза большее среднее значение выходного напряжения (а, значит, и меньшую приведенную погрешность преобразования), во-вторых, при одинаковых масштабных коэффициентах для прямого и инвертированного входных сигналов, могут применяться и в качестве формирователя модуля входного напряжения: выходной сигнал оказывается пропорциональным абсолютному значению входного.

Разработано достаточно много схем двухполупериодных активных выпрямителей среднего значения, однако части из них присущ один и тот же недостаток: непостоянство выходного сопротивления в каждом из полупериодов входного сигнала, что может привести к появлению дополнительной погрешности преобразования при недостаточно большом входном сопротивлении последующего каскада измерительного канала.

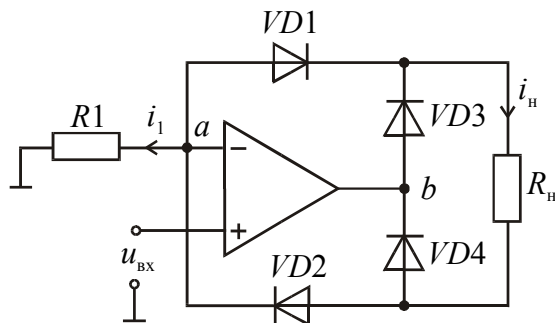


Рис. 2.35

Одна из простейших схем, свободных от этого недостатка, показанная на рис. 2.35, интересна тем, что выходным сигналом для нее является ток i_H , т.е. помимо выпрямления осуществляется и преобразование напряжения в ток. В обратную связь ОУ включен диодный мост $VD1$ - $VD4$ и сопротивление нагрузки R_H . В первом полупериоде (при положительном u_{BX}) диоды $VD1$ и $VD4$ закрыты, а диоды $VD3$ и $VD2$ открыты (т.к. $\varphi_b > \varphi_a$) и через них протекает ток i_H , значение которого можно найти, используя первый закон Кирхгофа для узла a . Считая входной ток ОУ равным нулю ($i_{BX}=0$), получим

$$i_H = i_1 = \frac{\varphi_a}{R1} = \frac{u_{BX}}{R1}. \quad (2.97)$$

Во втором полупериоде ($U_{BX} < 0$) закрываются диоды $VD2$ и $VD3$, а открываются диоды $VD1$ и $VD4$ (поскольку $\varphi_a > \varphi_b$), через которые и протекает ток нагрузки, значение которого определяется аналогично (2.97). В результате, несмотря на то, что по отношению к узлу a направление тока в цепи обратной связи меняется в каждом полупериоде на противоположное, направление тока в нагрузке неизменно, поэтому

$$i_H = \frac{|u_{BX}|}{R1}. \quad (2.98)$$

Анализ (2.98) показывает, что ток i_H не зависит от сопротивления нагрузки R_H , и падений напряжения на открытых диодах, а погрешность преобразования определяется точностью задания сопротивления резистора $R1$ и значением входного тока i_{BX} ОУ. Если в качестве нагрузки использовать магнитоэлектрический амперметр, то получится очень простой и достаточно точный вольтметр переменного напряжения низкого уровня.

Недостатком схемы на рис. 2.35 является невозможность заземления нагрузки.

В тех случаях, когда выходным сигналом выпрямителя должно быть напряжение, а нагрузка – заземлена, можно использовать схему, изображенную на рис. 2.36.

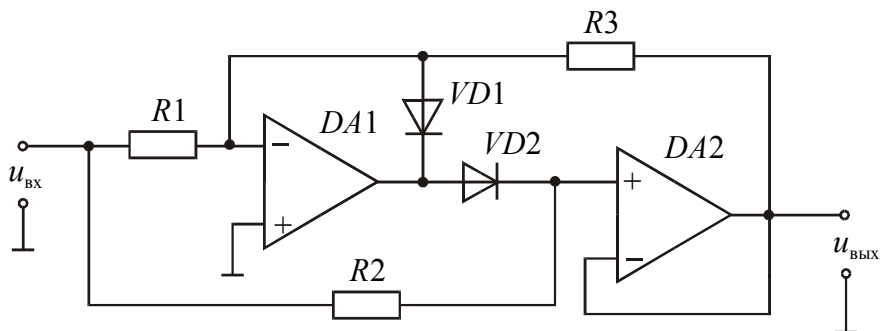


Рис. 2.36

Когда входное напряжение положительно, оно через резистор $R2$ проходит на выход повторителя, выполненного на ОУ $DA2$, поэтому $u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}}$. Диод $VD2$ при этом закрыт, и выходное напряжение ОУ $DA1$ не влияет на работу выпрямителя. Во втором полупериоде ($u_{\text{ВХ}} < 0$) диод $VD2$ открывается, и повторитель $DA2$ оказывается подключенным к выходу ОУ $DA1$. Обратная связь замыкается в этом случае через резистор $R3$, и выходное напряжение оказывается равным

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R3}{R1} u_{\text{ВХ}}.$$

Если выполнить условие $R3 = R1$, то в целом для данного выпрямителя

$$u_{\text{ВЫХ}} = |u_{\text{ВХ}}|,$$

и он может использоваться как формирователь модуля входного напряжения.

Таким образом, погрешность данной схемы определяется в основном точностью задания отношения сопротивлений резисторов $R1$ и $R3$.

2.8.2. Амплитудные выпрямители (пиковые детекторы).

Амплитудные выпрямители предназначены для формирования выходного напряжения, пропорционального амплитуде переменного или импульсного напряжения.

Формирование выходного сигнала такого выпрямителя происходит путем запоминания на конденсаторе максимального из всех значений входного напряжения к данному моменту времени.

Во многих случаях амплитудный выпрямитель можно построить, подключив конденсатор в качестве нагрузки выпрямителя среднего значения, хотя чаще используется схема, показанная на рис. 2.37.

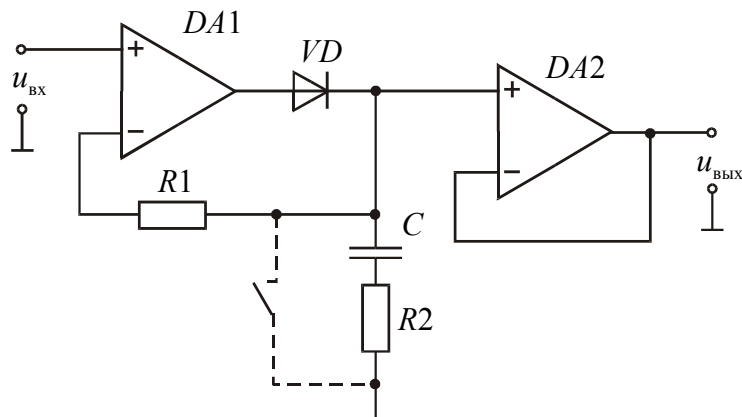


Рис. 2.37

При положительном входном напряжении $u_{\text{ВХ}}$ конденсатор C заряжается до его амплитуды выходным током ОУ $DA1$, проходящим через открытый диод VD . При этом падение напряжения на диоде не будет приводить к погрешности, поскольку он включен в прямую цепь преобразования. Когда напряжение $u_{\text{ВХ}}$ примет значение меньшее, чем амплитудное, то за счет меньшего потенциала на неинвертирующем входе, чем на инвертирующем, напряжение на выходе ОУ $DA1$ станет отрицательным, и диод VD закроется. Он будет закрыт до тех пор, пока входное напряжение не превысит напряжения, запомненного на конденсаторе C . Повторитель $DA2$ препятствует разряду конденсатора через нагрузку выпрямителя, если ее сопротивление невелико. На рис. 2.38 показано изменение выходного напряжения при входном сигнале сложной формы.

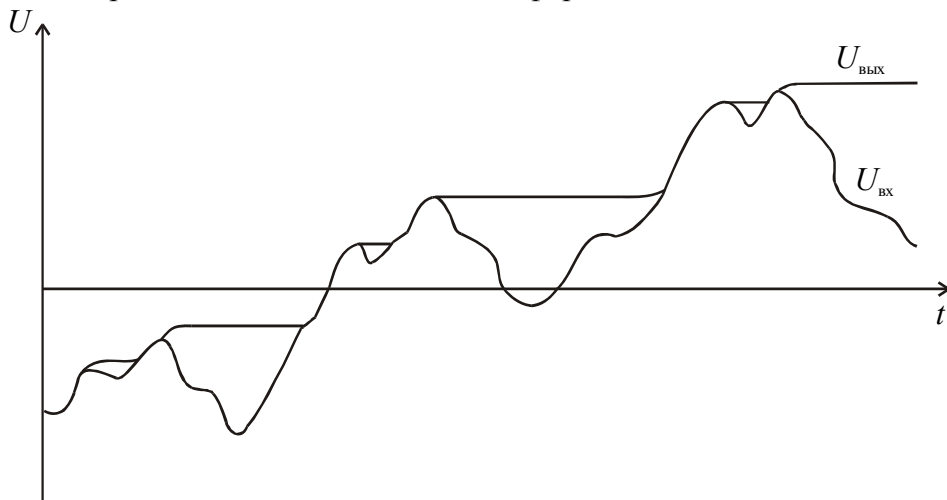


Рис. 2.38

Резисторы $R1$ и $R2$ в схеме на рис. 2.37 не обязательны. Резистор $R1$ (типовое значение 10 кОм) ограничивает ток разряда конденсатора через

входную цепь ОУ $DA1$ при выключении напряжения питания схемы. А резистор $R2$ (типовое значение 100 Ом) ограничивает выходной ток ОУ $DA1$ при заряде конденсатора C и, тем самым, повышает устойчивость выпрямителя. Дело в том, что при резких изменениях выходного напряжения ОУ и большой емкости конденсатора, ток на его выходе, определяемый из выражения

$$i_{\text{выхоу}} = C \frac{u_{\text{выхоу}}}{dt}, \quad (2.99)$$

может оказаться значительно превышающим максимально допустимое значение (обычно равное 20 мА), и ОУ выйдет из строя.

На погрешность амплитудного выпрямителя оказывают влияние, во-первых, собственные утечки конденсатора, (поэтому целесообразно его выбирать полистироловым или поликарбонатным), во-вторых, входные токи ОУ, вызывающие медленный разряд или заряд конденсатора в зависимости от их знаков, (следовательно, предпочтительными при построении пиковых детекторов оказываются ОУ с полевыми транзисторами во входных каскадах), в-третьих, обратный ток диода VD , вызывающий уменьшение выходного напряжения (с этой точки зрения стоит использовать в схеме германиевый диод). Уменьшить скорость утечки заряда конденсатора можно было бы путем увеличения его емкости, но тогда, согласно (2.99), уменьшится допустимая скорость изменения выходного напряжения ОУ $DA1$, а тем самым, и выходного сигнала выпрямителя. Поэтому значение емкости выбирают обычно не превышающим десятых долей микрофарады.

На практике обычно предусматривается периодический разряд запоминающего конденсатора (сброс выхода), чтобы затем обновлять информацию об амплитуде входного напряжения. Для этого обкладки конденсатора можно закоротить с помощью ключа, как показано на рис. 2.37.

Полное и систематизированное описание различных схем активных выпрямителей и подробный анализ погрешностей можно найти в / */.

2.9. Функциональные преобразователи.

Часто на практике возникает необходимость сформировать такое выходное напряжение преобразователя, которое было бы некоторой функцией или одного, или даже нескольких входных. Для этого либо используют такие физические эффекты, которые позволяют реализовать желаемую зависимость, либо производят аппроксимацию ее в аналоговой, а в последнее время все чаще и в цифровой форме полиномиальными или степенными рядами.

2.9.1 Логарифмический усилитель.

Логарифмические усилители предназначены для получения выходного напряжения, которое пропорционально логарифму входного. Строятся они на основе операционных усилителей и полупроводниковых диодов или транзисторов. Принцип действия логарифмического преобразователя

заключается в использовании экспоненциальной зависимости тока I через открытый p - n переход от напряжения U на этом переходе вида

$$I = I_0 \left(e^{U/\varphi_T} - 1 \right) \quad (2.100)$$

где I_0 – обратный ток насыщения p - n перехода, $\varphi_T = \frac{\kappa T}{q_e}$ – тепловой (тер-

мический) потенциал, κ – постоянная Больцмана ($\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К), q_e – заряд электрона ($q_e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл), T – абсолютная температура. При $T = 300$ К тепловой потенциал $\varphi_T \approx 26$ мВ. Поэтому при $U \geq 26$ мВ единицей в равенстве (2.100) можно пренебречь и тогда, задавая ток, получим напряжение

$$U = \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_0} \right). \quad (2.101)$$

Наиболее простой способ реализации этого соотношения состоит в использовании операционного усилителя с диодом в цепи обратной связи (рис. 2.39).

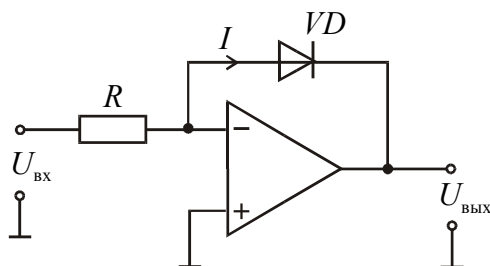


Рис. 2.39

При идеальном ОУ ток через диод окажется равным $I = U_{\text{ВХ}}/R$, а напряжение на диоде $U = -U_{\text{ВЫХ}}$. Тогда функция преобразования такого логарифмического усилителя с учетом (2.101) будет следующей

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\varphi_T \ln \left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{R I_0} \right). \quad (2.102)$$

Диапазон возможных значений входного напряжения, в пределах которого соотношение (2.102) выполняется достаточно точно, ограничен снизу необходимостью соблюдения условия $I \gg I_0$, хотя прямой ток диода и может принимать достаточно малые значения (порядка единиц наноампер). Верхний предел определяется наличием паразитного резистивного сопротивления диода, поскольку падение напряжения на нем при большом токе приводит к существенному искажению логарифмической характеристики. Поэтому удовлетворительная точность логарифмического усилителя с диодом может быть получена в общем относительном диапазоне из-

менения входного напряжения, составляющем $10^2 - 10^3$ (в пределах двух-трех декад).

Принцип действия логарифмического усилителя с транзистором основан на использовании экспоненциальной зависимости между током коллектора I_K и напряжением база-эмиттер $U_{бэ}$ при равном нулю напряжении коллектор-база $U_{кб}=0$:

$$I_K \approx I_{K0} e^{U_{бэ} / \varphi_T}, \text{ при } U_{бэ} > 0, \quad (2.103)$$

где I_{K0} – тепловой (обратный) ток коллектора.

Наиболее часто на практике используется схема логарифмического усилителя, показанная на рис. 2.40, поскольку обеспечивает наибольший диапазон изменения входного напряжения по сравнению с другими возможными включениями транзистора VT при сравнимой точности преобразования. При идеальном ОУ потенциал узла a равен нулю, поэтому функция преобразования с учетом (2.103) имеет вид

$$U_{ВЫХ} = -U_{КЭ} = -U_{бэ} = -\varphi_T \ln \frac{U_{ВХ}}{R I_{K0}}. \quad (2.104)$$

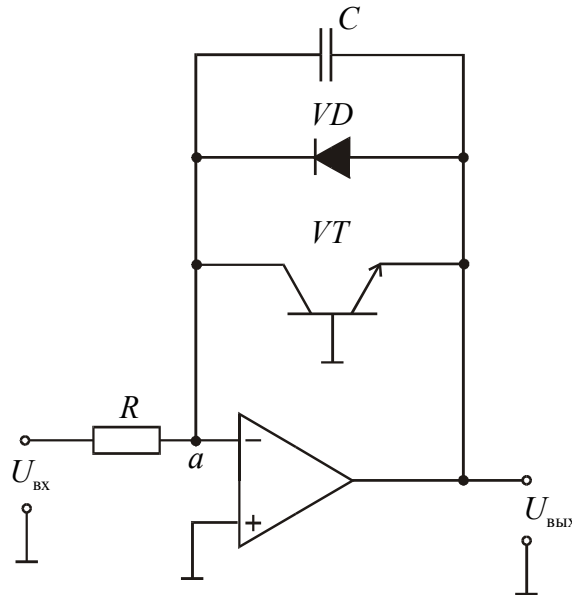


Рис. 2.40

Конденсатор C служит для частотной коррекции преобразователя при включении обратной связи, которая в отличие от обычных усилителей является активной и нелинейной, и коэффициент передачи ее β зависит от входного сигнала, что может привести к самовозбуждению схемы.

Диод VD предотвращает пробой и разрушение транзистора VT в случае появления отрицательного напряжения на входе, поскольку транзистор

не обеспечивает обратную связь в схеме при положительном выходном напряжении ОУ.

Данная схема обеспечивает точную логарифмическую зависимость выходного напряжения от входного в диапазоне, определяемом параметрами используемого транзистора. Относительный диапазон может составлять до семи-деяти декад ($10^7 - 10^9$), при этом значения входного тока лежат в пределах от 1 нА до 10 мА.

Основными недостатками простейшей схемы транзисторного логарифмического усилителя являются, во-первых, мультипликативная погрешность, обусловленная значительными изменениями теплового потенциала и обратного тока коллектора при изменении температуры окружающей среды, и, во-вторых, возможность преобразования входного напряжения только одной (положительной) полярности. Поэтому схемы прецизионных логарифмических усилителей, приведенные в */*, значительно сложнее и содержат несколько транзисторов (обычно в сборке) и операционных усилителей.

Поскольку нижние предельные значения входных напряжения и тока составляют порядка 10 мкВ и 1 нА соответственно, ОУ логарифмических усилителей следует выбирать или с полевыми транзисторами во входных каскадах и возможностью точной балансировки (при работе в узком температурном диапазоне), или прецизионные с малыми не только абсолютными значениями входного тока и напряжения смещения, но и с низким температурным дрейфом этих величин. В противном случае погрешность преобразования может оказаться недопустимо большой.

2.9.2. Экспоненциальный (антилогарифмический) усилитель.

Принцип действия данных усилителей так же, как и логарифмических, основан на экспоненциальной зависимости $I_k(U_{бэ})$ согласно (2.103).

Простейшая схема, реализующая экспоненциальную функцию преобразования, показана на рис. 2.41.

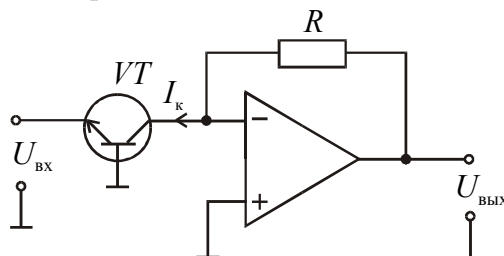


Рис. 2.41

При отрицательном входном напряжении ($u_{\text{вх}} < 0$) через транзистор VT будет течь ток, значение которого определяется из (2.103), причем $U_{\text{бэ}} = -U_{\text{вх}}$, а на выходе преобразователя появится напряжение

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{к}} R = R I_{\text{к0}} e^{-U_{\text{вх}} / \varphi_{\text{т}}}. \quad (2.105)$$

С помощью логарифмических и экспоненциальных усилителей можно реализовать в аналоговом виде другие математические операции: умножение и деление сигналов, возведение в степень и извлечение корня.

Деление двух аналоговых величин эквивалентно вычитанию их логарифмов. А антилогарифм разности есть частное сигналов:

$$Z = \frac{X}{Y} = e^{\ln Z} = e^{(\ln X - \ln Y)}. \quad (2.106)$$

Для реализации этой математической операции может служить устройство, структурная схема которого (рис. 2.42) включает в свой состав два логарифмических усилителя (ЛУ1 и ЛУ2), дифференциальный усилитель (ДУ) и экспоненциальный усилитель (ЭУ).

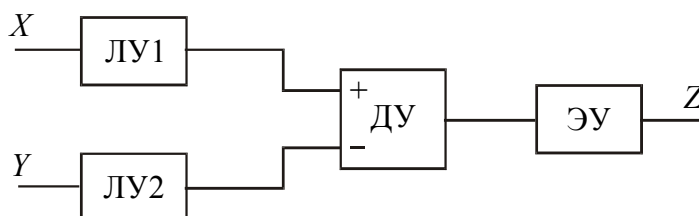


Рис. 2.42

При возведении аналогового сигнала в степень логарифм сигнала умножается на показатель степени, а затем определяется антилогарифм этого произведения:

$$Z = X^n = e^{n \ln X}. \quad (2.106)$$

Структурная схема такого устройства показана на рис. 2.43, где НУ – неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $K=n$.



Рис. 2.43

При извлечении корня логарифм числа умножается на величину, обратную степени корня, и затем берется его антилогарифм в соответствии с формулой

$$Z = \sqrt[n]{X} = e^{(\ln X)/n}. \quad (2.107)$$

Извлечь корень из аналогового сигнала можно с помощью устройства, структурная схема которого изображена на рис. 2.44 (Д – делитель).

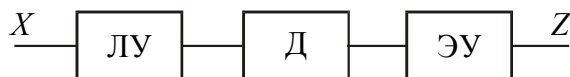


Рис. 2.44

2.9.3. Перемножители напряжений.

Перемножение двух аналоговых сигналов эквивалентно сложению их логарифмов и последующему определению антилогарифма этой суммы

$$Z = X \cdot Y = e^{(\ln X + \ln Y)}. \quad (2.108)$$

Структурная схема такого перемножителя представлена на рис. 2.45 (СУ – суммирующий усилитель).

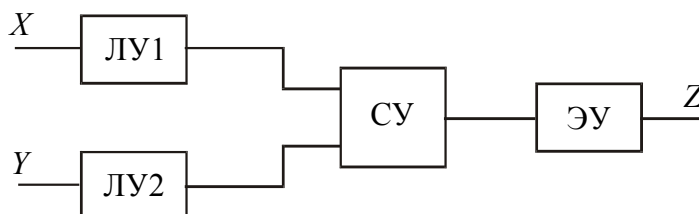


Рис. 2.45

Однако на практике осуществить данную операцию можно с помощью интегральных перемножителей напряжения. Отечественная промышленность выпускает микросхемы таких перемножителей К140МА1, 525ПС1 и 525ПС2.

Интегральный перемножитель К525ПС1 обеспечивает хорошую температурную стабильность и относительно высокую точность умножения напряжений. Так, при питании от источника ± 15 В погрешность перемножения не превышает 2% в диапазоне входных сигналов ± 10 В каждый, причем она может быть снижена до 0,5 % при ограничении допустимых значений входных напряжений на уровне ± 5 В. Недостатками перемножителя К525ПС1 является необходимость дополнять его простейшим дифференциальным усилителем (поскольку выходное напряжение «плавающее»), большое количество внешних навесных резисторов, а также недостаточная универсальность.

Более удобен в применении интегральный перемножитель К525ПС2, представляющий собой функционально законченное устройство. Схема его включения в режиме умножения двух напряжений показана на рис. 2.46.

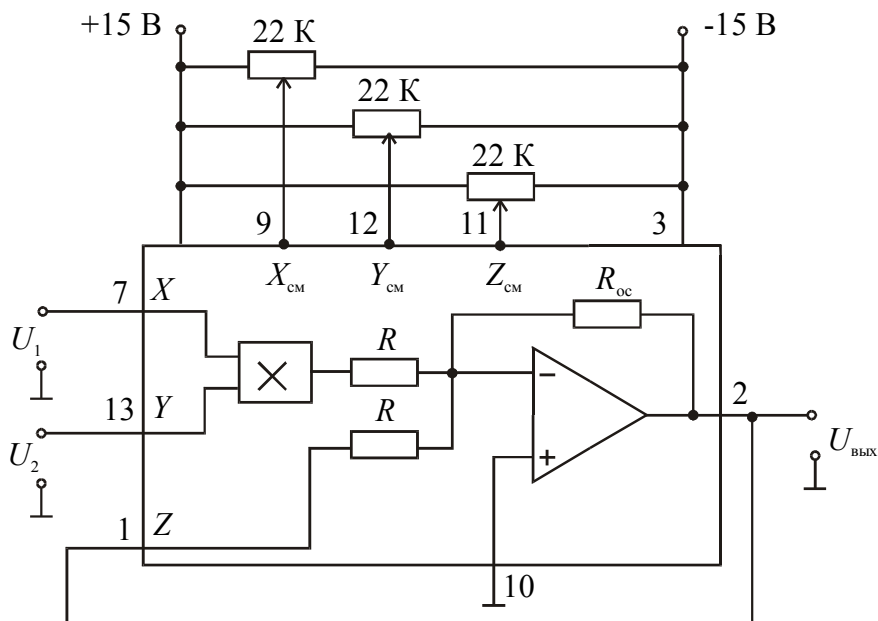


Рис. 2.46

Перемножитель имеет три входа X , Y , Z и три входа регулировки смещений $X_{см}$, $Y_{см}$, $Z_{см}$. Выходной сигнал

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_1 \cdot U_2}{10}, \text{ В},$$

снимается со встроенного операционного усилителя, на инвертирующий вход поступает сумма сигналов, один из которых равен XY , а другой – Z . Такая структура позволяет значительно расширить функциональные возможности микросхемы К525ПС2. Соединяя различным образом входы и выход можно осуществлять:

а) операцию деления (схема на рис. 2.47,а) в соответствии с формулой

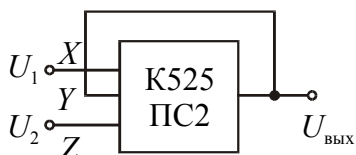
$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_2 \cdot 10}{U_1}, \text{ В};$$

б) операцию извлечения квадратного корня (рис. 2.47,б)

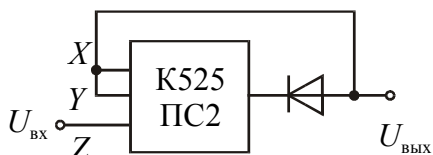
$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{10U_{\text{ВХ}}}, \text{ В};$$

в) операцию возведения в квадрат (рис. 2.47,в)

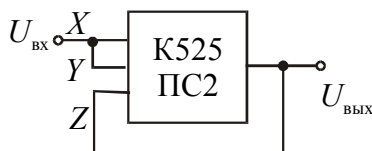
$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}^2 / 10, \text{ В.}$$



а)



б)



в)

Рис. 2.47

При необходимости регулировка масштаба преобразования производится с помощью делителей на входах X и Y .

При напряжении питания ± 15 В, входные сигналы К525РС2 могут изменяться в пределах $\pm 10,5$ В, при этом погрешность умножения не превышает 1%.

Дополнительные сведения по построению и применению перемножителей можно найти в /44 Гутников/.

2.10. Преобразователи сопротивления в напряжение.

Преобразователи сопротивления в напряжение (ПСН) предназначены для измерения выходных сигналов резистивных датчиков (терморезисторов, тензорезисторов) и позволяют практически исключить влияние сопротивлений проводов линии связи на результат преобразования.

В тех случаях, когда необходимо измерить большое сопротивление, или преобразуемое сопротивление R_x находится в непосредственной близости от преобразователя, т.е. если можно пренебречь сопротивлением проводов, применяются простейшие ПСН с двухпроводной линией связи. В их состав (рис. 2.48) входят источник (стабилизатор) тока и, как правило, повторитель на ОУ, обеспечивающий низкое выходное сопротивление ПСН, что исключает влияние на результат преобразования $U_{\text{ВЫХ}} = R_x I$ недостаточно большого входного сопротивления последующего каскада измерительного канала.

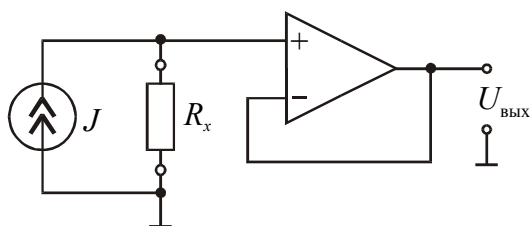


Рис. 2.48

В тех случаях, когда пренебречь влиянием соединительных проводов невозможно, используются резистивные датчики с трех- или четырехпроводной линией связи.

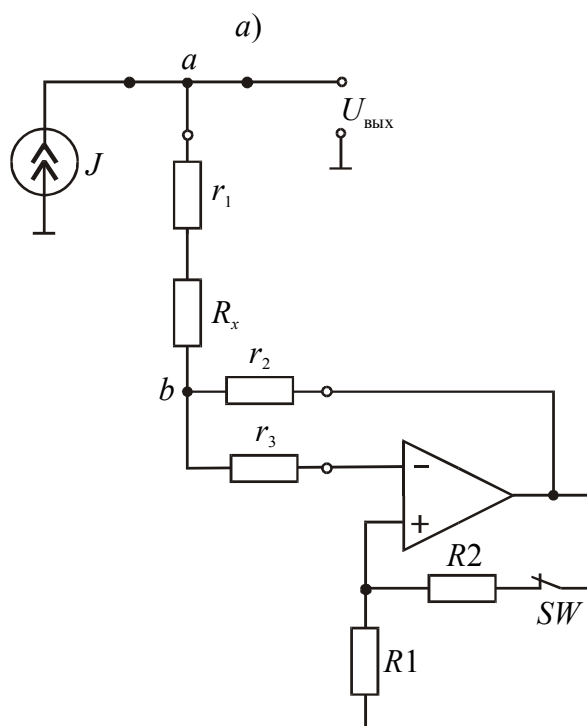
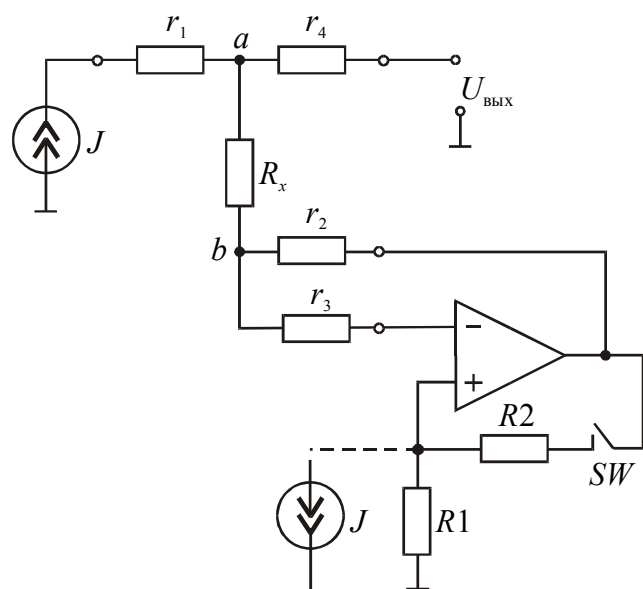
2.10.1 ПСН с трехпроводной и четырехпроводной линией.

Такие преобразователи предназначены в основном для работы с терморезисторами.

ПСН с трехпроводной линией позволяют лишь уменьшить погрешность, обусловленную влиянием соединительных проводов, поэтому такие датчики применяют при относительно большой допустимой погрешности, экономя на числе проводов.

ПСН с четырехпроводной линией обеспечивают значительно более высокую точность, практически исключая данную погрешность.

На рис. 2.49 представлена схема универсального преобразователя сопротивления в напряжение, позволяющего работать с датчиками как с трех-, так и четырехпроводной линией связи.



б)

Рис. 2.49

При работе с четырехпроводной линией (рис. 2.49,а) ключ SW разомкнут, ОУ работает в режиме повторителя. При этом потенциал точки b оказывается практически равен нулю независимо от сопротивлений проводов r_2 и r_3 . Сопротивление провода r_1 оказывается включенным последовательно с большим выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$ источника тока J , а провода r_4 – с большим входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$ следующего каскада измерительного канала. Таким образом, функция преобразования ПСН имеет вид

$$U_{\text{вых}} = U_{ab} + \varphi_b = R_x J. \quad (2.109)$$

Приведенная аддитивная погрешность определяется значением входного тока и напряжением смещения ОУ

$$\gamma_a = \sqrt{\left(\frac{R_1 \cdot i_{\text{вх}}}{R_{\text{хн}} J}\right)^2 + \left(\frac{U_{\text{см}}}{R_{\text{хн}} J}\right)^2},$$

где $R_{\text{хн}}$ – номинальное сопротивление резистивного датчика, а мультипликативная погрешность может быть оценена, как

$$\gamma_m \approx \frac{r_1}{R_{\text{вых}}} + \frac{r_4}{R_{\text{вх}}}.$$

При работе с трехпроводной линией (рис. 2.49,б) ключ SW замкнут, и ОУ помимо отрицательной, оказывается охвачен и положительной обратной связью с коэффициентом $\beta_{\text{п}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,5$ (при $R_1 = R_2$). Поэтому выходное напряжение ОУ будет равно $u_{\text{выхоу}} = -2Jr_2$, а потенциал точки b , как и потенциал неинвертирующего входа, в два раза меньше

$$\varphi_b = -Jr_2.$$

Выходное напряжение ПСН определяется, как и при работе с четырехпроводной линией

$$U_{\text{вых}} = U_{ab} + \varphi_b = J(R_x + r_1) - Jr_2 = JR_x + J(r_1 - r_2). \quad (2.110)$$

Если сопротивления проводов линии одинаковы $r_1 = r_2$, то их влияние на результат преобразования будет отсутствовать при любом значении R_x .

Аддитивная погрешность ПСН при работе с трехпроводным датчиком зависит от разности сопротивлений r_1 и r_2 и сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , а ее приведенное значение можно найти из выражения

$$\gamma_a = \sqrt{\left(\frac{r_1 - r_2 \frac{R1}{R1 + R2}}{R_{xH}} \right)^2 + \left(\frac{R1 i_{BX+}}{R_{xH} J} \right)^2 + \left(\frac{U_{CM}}{R_{xH} J} \right)^2}.$$

Влияние сопротивлений проводов линии связи на мультипликативную погрешность ПСИ в данном режиме работы пренебрежимо мало.

При преобразовании сопротивления типичной является задача получения напряжения, пропорционального приращению ΔR_x относительно некоторого начального значения R_{x0} . Ее можно решить, если в схеме на рис. 2.49,а использовать два источника равных токов, причем второй подключить параллельно резистору $R1$ (как показано штриховой линией). Тогда потенциал точки b окажется равен

$$\phi_b = -JR1,$$

а выходное напряжение ПСН, если выбрать $R1 = R_{x0}$, окажется функцией приращения сопротивления ΔR_x ,

$$U_{\text{ВЫХ}} = J(R_x - R1) = J(R_x - R_{x0}) = J\Delta R_x. \quad (2.111)$$

Источники равных токов легко выполняются на основе пары транзисторов, расположенных на одном кристалле, на базы которых подано одно и то же напряжение, а в цепи эмиттеров включены одинаковые сопротивления. По точности преобразования ПСН с двумя равными токами способен конкурировать со схемами мостового ПСН.

2.10.2. Мостовые ПСН.

Данные преобразователи используются для работы с датчиками (чаще всего тензорезисторами), в которых измеряемой величиной является или разность двух сопротивлений (полумостовой датчик) или неравновесие четырехплечевого резистивного моста (мостовой датчик). Основные задачи, решаемые при построении мостовых ПСН, – это уменьшение погрешности, вносимой сопротивлениями соединительных проводов и снижение требований к усилителям выходных сигналов датчиков.

Одна из самых простых схем ПСН для работы с полумостовым датчиком показана на рис. 2.50. Датчик $R1, R2$, соединенный с преобразователем пятипроводной линией, запитывается от источника образцового напряжения U_0 . ОУ $DA1$ в режиме повторителя обеспечивает постоянство потенциала точки a , равного $\phi_a = U_0$, независимо от сопротивлений проводов r_1 и r_2 . Потенциал неинвертирующего входа усилителя на базе ОУ $DA2$, равный потенциалу точки b , определяется коэффициентом передачи делителя $R3, R4$

$$U_b = \frac{R3}{R3 + R4} U_0.$$

Таким образом, через полумост протекает ток

$$I = \frac{U_{ab}}{R1} = U_0 \frac{R4}{R1(R3 + R4)}.$$

Выходное напряжение ПСН, представляющее собой выходное напряжение усилителя $DA2$, окажется равным

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 \frac{R3}{R3 + R4} - IR2 = U_0 \frac{R1R3 - R2R4}{R1(R3 + R4)}. \quad (2.112)$$

Если $R3=R4$, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 \frac{R1 - R2}{2R1}.$$

Сопротивления проводов r_3 и r_4 не влияют на точность ПСН, поскольку включены в прямую цепь преобразования усилителя на базе ОУ $DA2$. Сопротивлением провода r_5 можно пренебречь, если входное сопротивление последующего каскада измерительного канала достаточно велико.

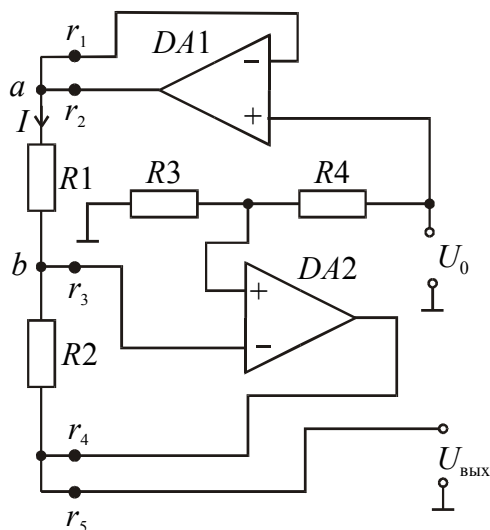


Рис. 2.50

Как следует из (2.112) мультипликативная погрешность данного ПСН определяется неточностями сопротивлений $R3$ и $R4$ и нестабильностью образцового напряжения U_0 . Аддитивная погрешность обусловлена напряжениями смещения ОУ $DA1$ и $DA2$, а также входным током ОУ $DA2$.

Простая и эффективная схема ПСН для мостовых датчиков представлена на рис. 2.51.

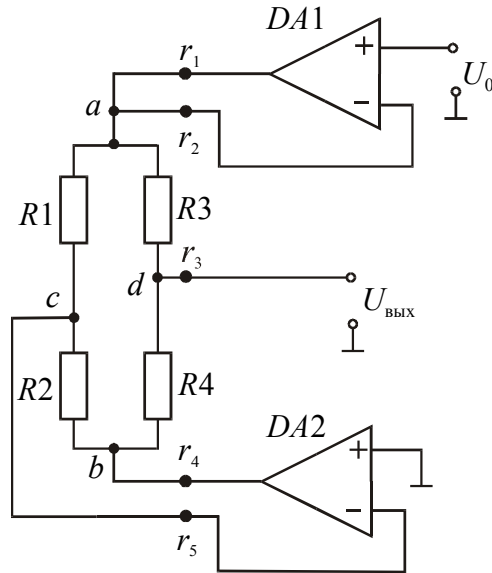


Рис. 2.51

В отличие от ряда других схем здесь для подключения датчика достаточно пятипроводной линии, а выходной усилитель может быть не дифференциальным. На верхнюю вершину моста (точка a) с помощью повторителя на ОУ $DA1$ подано образцовое напряжение U_0 . Входящие при этом в прямую цепь преобразования сопротивления проводов r_1 и r_2 на точность ПСН влияния не оказывают. На нижней вершине моста (точка b), благодаря повторителю на ОУ $DA2$, поддерживается такое напряжение, при котором обеспечивается равенство нулю потенциала точки c моста, а именно

$$U_b = -U_0 \frac{R2}{R1}.$$

Тогда выходное напряжение ПСН будет определяться выражением

$$U_{\text{вых}} = U_a \frac{R4}{R3 + R4} + U_b \frac{R3}{R3 + R4} = U_0 \frac{R1R4 - R2R3}{R1(R3 + R4)}. \quad (2.113)$$

Достоинством данной схемы также является питание ее от источника напряжения. Дело в том, что связь между выходным и образцовым напряжениями определяется безразмерными коэффициентами, поэтому выходное напряжение зависит от относительного изменения входящих в мост сопротивлений, а не от абсолютных их значений, как это имело бы место при питании от источника тока. А ведь у тензорезистивных датчиков относительные изменения сопротивления значительно меньше зависят от внешних факторов, приводящих к появлению соответствующих состав-

ляющих мультипликативной погрешности преобразования, чем абсолютные изменения.

Еще одна составляющая мультипликативной погрешности ПСН для мостовых датчиков, согласно (2.113), определяется неточностью задания образцового напряжения U_0 . Аддитивная же погрешность определяется в основном напряжениями смещения ОУ $DA1$ и $DA2$.

Таким образом, для повышения точности преобразования сопротивления в напряжение целесообразно использовать прецизионные ОУ с малыми значениями напряжения смещения, особенно при работе ПСН в широком температурном диапазоне, если же он достаточно узок, можно использовать и ОУ общего применения, но с балансировкой нуля.

2.11. Генераторы.

Генераторами называются электронные схемы, формирующие переменное напряжение требуемой формы.

Практически ни одно современное электронное устройство не обходится без внутренних или внешних генераторов, задающих ритм его работы. Простые устройства работают от внешних периодически или непериодически поступающих сигналов. Более сложные могут иметь один или несколько связанных или независимых генераторов. Обычно имеется основной генератор главных колебаний (или образцовой частоты), делением этой частоты формируются вспомогательные импульсные тактирующие последовательности. Таким образом, электронное устройство без генератора либо неработоспособно, либо создано для подключения к другому (которое, скорее всего, содержит генератор).

Принцип работы всех генераторов, применяемых в электронных устройствах, основан на введении цепи положительной обратной связи (ПОС) в усилитель. Но если в генераторах синусоидальных колебаний используются частотно-зависимые цепи ПОС (содержат реактивные элементы), то в генераторах прямоугольных и треугольных импульсов они имеют только активное сопротивление.

Основное требование к генераторам – стабильность частоты колебаний. Кроме того, в зависимости от конкретного применения от них может потребоваться регулируемость (амплитуды и частоты), способность формировать колебания точно заданной формы.

До появления ОУ генераторы строились на электронных лампах или транзисторах. Гибкость и универсальность, дешевизна и высокие технические характеристики ОУ позволяют с минимальным числом внешних элементов создавать простые и удобные в настройке и регулировке генераторы практически всех видов колебаний с требуемыми параметрами.

2.11.1. Генераторы синусоидальных колебаний.

Колебания синусоидальной формы являются одними из наиболее распространенных в радиоэлектронике.

Принцип работы генераторов синусоидальных колебаний основан на использовании в цепях обратной связи фазосдвигающих или резонансных элементов: моста Вина, двойного Т-образного моста, сдвигающих RC -цепей. Хотя возможны и другие способы формирования синусоидального напряжения, например, фильтров колебаний треугольной формы или выделением первой гармоники прямоугольных импульсов.

Наиболее часто для получения синусоидального напряжения низких и средних частот используются генераторы с мостом Вина.

Мост Вина представляет собой двойной делитель напряжения (рис. 2.51, а, б), один из которых резистивный, а второй является частотно-зависимой цепью, сопротивление верхнего плеча которого

$$\underline{Z}_B = R + \frac{1}{j\omega C}, \quad (2.114)$$

а нижнего

$$\underline{Z}_H = \frac{R}{1 + j\omega CR}. \quad (2.115)$$

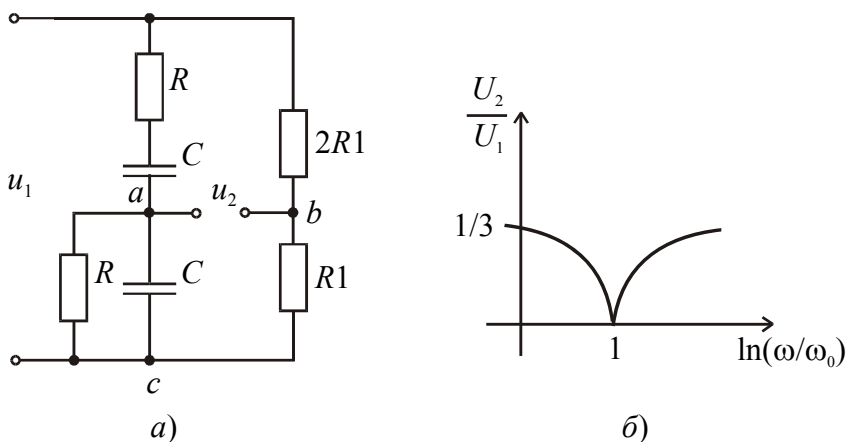


Рис. 2.51

Этот делитель ослабляет напряжение тем больше, чем заметнее текущая частота напряжения u_1 отличается от собственной, квазирезонансной частоты $\omega_0 = 1/CR$.

Причем, как следует из (2.114), (2.115), на частоте ω_0 коэффициент деления оказывается вещественным числом

$$\underline{K}_д(\omega_0) = \frac{\underline{Z}_в + \underline{Z}_н}{\underline{Z}_н} = 3,$$

следовательно, в процессе деления не вносится фазового сдвига.

Поскольку коэффициент деления резистивного делителя постоянен, и также равен трем, то при частоте ω_0 мост находится в равновесии, и выходное напряжение отсутствует $u_2(\omega_0)=0$.

Амплитудно–частотная характеристика U_2/U_1 моста Вина изображена на рис. 2.51,б.

Схема простейшего генератора с мостом Вина представлена на рис. 2.52.

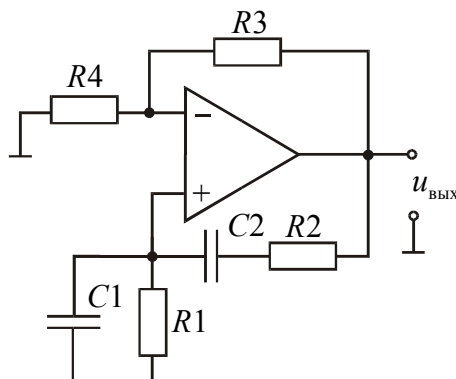


Рис. 2.52

При выполнении условия

$$\frac{R3}{R4} > \frac{R1}{R2} + \frac{C2}{C1}, \quad (2.116)$$

в устройстве возникают автоколебания, угловая частота которых определяется формулой

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R1R2C1C2}}.$$

Как правило, в частотно–зависимой ветви моста используются равные сопротивления резисторов $R1=R2=R$ и емкости конденсаторов $C1=C2=C$. Тогда частоту автоколебаний определяют из соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

а возникают они, только если коэффициент усиления для сигнала, поступающего на неинвертирующий вход ОУ, больше трех. Согласно (2.116), в этом случае

$$R3/R4 > 2. \quad (2.117)$$

В то же время установившиеся автоколебания в замкнутой цепи возможны только при условии точного равенства единице коэффициента петлевого усиления, которое выполняется при

$$R3/R4=2. \quad (2.118)$$

Для устранения противоречия между (2.117) и (2.118) и стабилизации амплитуды выходного напряжения частотно–независимую ветвь моста Вина ($R3$, $R4$) выполняют инерционно–нелинейной. В качестве нелинейных элементов обычно применяются диоды, стабилитроны, лампы накаливания, терморезисторы или полевые транзисторы. Следует учитывать, что если не предпринимать специальных мер, наличие таких элементов в цепи отрицательной связи может привести к значительным нелинейным искажениям формы выходного напряжения генератора. Нужный характер нелинейности обеспечивается тогда, когда с ростом амплитуды уменьшается сопротивление резистора $R3$ или увеличивается $R4$.

Для этого вместо резистора $R3$ можно включить миниатюрный полупроводниковый терморезистор, или вместо $R4$ – металлический терморезистор (например, миниатюрную лампочку накаливания). Малые размеры соответствующего элемента нужны для того, чтобы обеспечить его разогрев относительно маломощным сигналом.

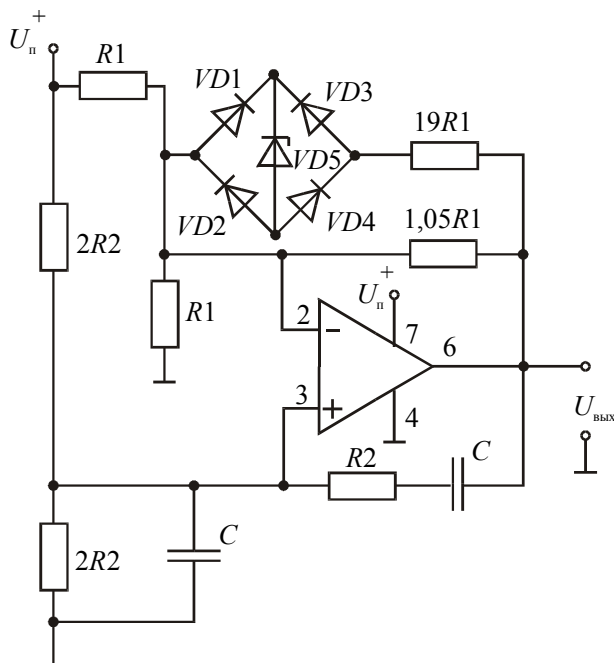


Рис. 2.53

В схеме на рис. 2.53 стабилизация амплитуды генерируемых колебаний осуществляется с помощью диодного моста $VD1-VD4$ и стабили-

трона $VD5$ в цепи дополнительной отрицательной ОС усилителя (цепи АРУ). Схема работает от однополярного источника питания, что достигается применением на входах ОУ (К140УД7) двух резистивных делителей, задающих смещение по постоянному току. Частота генерации схемы определяется цепью положительной ОС: $f_0 = 1/(2\pi R_2 C)$. Амплитуда выходных сигналов (до включения цепи АРУ) устанавливается выбором соответствующего значения коэффициента усиления несколько выше необходимого для обеспечения запуска генератора. Включение цепи АРУ снижает коэффициент усиления и предотвращает дальнейшее повышение амплитуды выходного напряжения, которое без АРУ ограничивается лишь при насыщении усилителя. Это приводит к большим нелинейным искажениям, поэтому первоначальное превышение коэффициента усиления ОУ по сравнению со значением, требуемым для нормальной работы генератора (в данном случае равным 3), не должно быть значительным.

Включенный последовательно со стабилитроном резистор ($19R1$) ограничивает чрезмерное ослабление коэффициента усиления для снижения искажений выходного сигнала. Точность установки частоты генератора зависит от элементов моста Вина, максимальный диапазон рабочих частот ограничен лишь скоростью нарастания выходного напряжения ОУ. Амплитуда выходных колебаний приблизительно в 1,5 раза выше порогового напряжения стабилитрона. Коэффициент нелинейных искажений генератора при правильном подборе резисторов и стабилитрона в цепи дополнительной отрицательной ОС (цепи АРУ) не превышает 0,5%.

Рассмотренные схемы генераторов синусоидальных колебаний имеют фиксированную частоту выходного сигнала, стабильность которой в большей степени зависит от качества элементов R и C в цепи ПОС, чем от структуры фазосдвигающей цепи и характеристик ОУ. Поэтому при использовании высококачественных резисторов и конденсаторов нестабильность частоты колебаний составляет обычно порядка 0,1%, достаточную в большинстве практических случаев.

Однако в некоторых устройствах, например, эталонных генераторах, применяемых в прецизионных измерительных устройствах, требуется дополнительная стабилизация частоты, достигаемая, как правило, с помощью кварцевого резонатора (резонатора), включаемого в цепь ПОС.

Электрические параметры кварцевого резонатора хорошо описываются его схемой замещения, представленной на рис. 2.54. Величины L и C

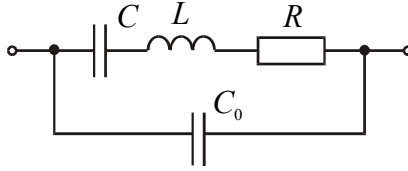


Рис. 2.54

определяются механическими свойствами кварцевой пластины, R – небольшое сопротивление, характеризующее затухание механических колебаний. Величина емкости C_0 определяется электродами резонатора и емкостью подводящих проводов.

Из схемы замещения следует, что кварцевый резонатор имеет две точки резонанса – последовательного с частотой

$$f_{\text{посл}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.119)$$

и параллельного при частоте

$$f_{\text{пар}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} = f_{\text{посл}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}.$$

Под собственной частотой кварцевого резонатора понимается именно частота последовательного резонанса (2.119), которая зависит только от строго определенных параметров пластины L и C . А на значение частоты параллельного резонанса оказывает влияние еще и значительно менее определенная величина межэлектродной емкости, хотя, как правило, $C_0 \gg C$, и эти частоты почти совпадают.

На рис. 2.55 представлена схема прецизионного генератора синусоидальных колебаний, в котором высокая избирательность кристалла BQ в значительной степени стабилизирует резонансное значение частоты генерации $f_0 = \frac{1}{2\pi R_4 C}$, задаваемое цепью ПОС. В этой схеме элементы R_4 и

C_2 предназначены в основном для фильтрации высших гармоник кристалла выбираются с учетом его резонансного сопротивления. При резонансе фазовый сдвиг равен нулю, т.е. кристалл представляет собой активное сопротивление. Это сопротивление заменяет один из резисторов в цепи ПОС усилителя. Для выполнения условия согласования резонансной частоты кристалла и частоты моста Вина сопротивление резистора R_4 подбирают равным резонансному сопротивлению кристалла, а емкость конденсаторов C_2 определяют из выражения $R_4 C_2 = 1/(2\pi f_0)$.

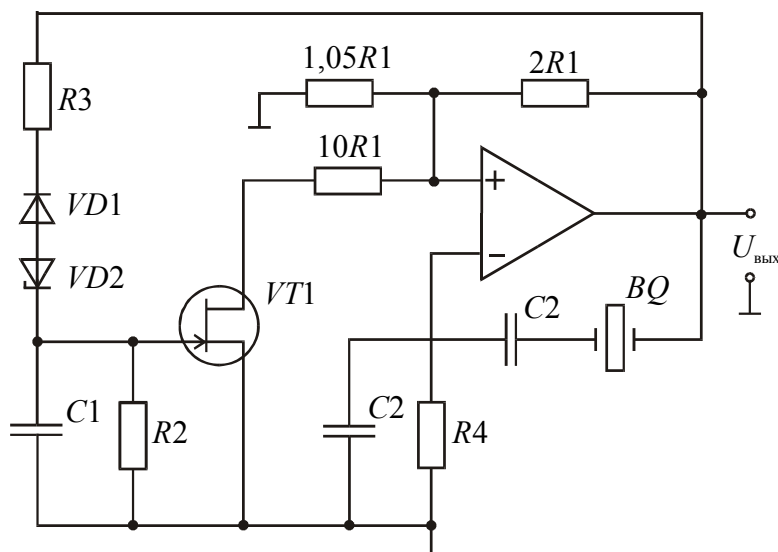


Рис. 2.55

Стабилизация амплитуды выходного напряжения достигается с помощью дополнительной цепи отрицательной обратной связи (цепи АРУ), включающей диод $VD1$, стабилитрон $VD2$ и полевой транзистор VT . При малых выходных сигналах транзистор VT открыт, усиление схемы на ОУ велико (больше критического значения, равного трем) и ПОС обеспечивает возникновение колебаний. Когда их амплитуда достигает напряжения отпирания диодно-стабилитронной цепи (равного сумме напряжения пробоя стабилитрона $U_{стmin}$ и напряжения на открытом диоде $U_{пр}$), транзистор начинает закрываться, и этот процесс длится до тех пор, пока коэффициент усиления по неинвертирующему входу ОУ не станет равным трем. Диод VD компенсирует напряжение сток-затвор полевого транзистора VT , чем достигается высокая температурная стабильность генератора. Постоянная времени $\tau = R2C1$ должна быть значительно больше периода формируемого сигнала для исключения искажений его формы, поскольку быстродействующая цепь АРУ старалась бы регулировать амплитуду в пределах одного периода колебаний.

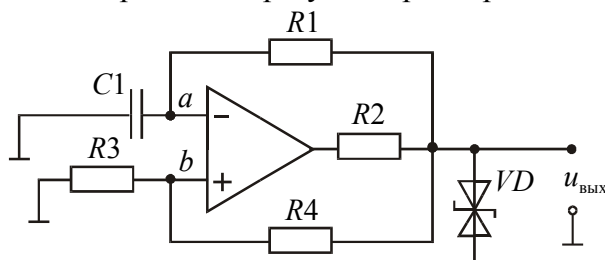
Для получения генератора с перестраиваемой частотой синусоидальных колебаний используют обычно сдвоенные переменные конденсаторы, поскольку одновременное и одинаковое изменение двух емкостей C моста Вина позволяет менять частоту ω_0 , не нарушая условия амплитуд, поэтому регулировка частоты может осуществляться в широких пределах.

2.11.2. Генераторы колебаний прямоугольной формы.

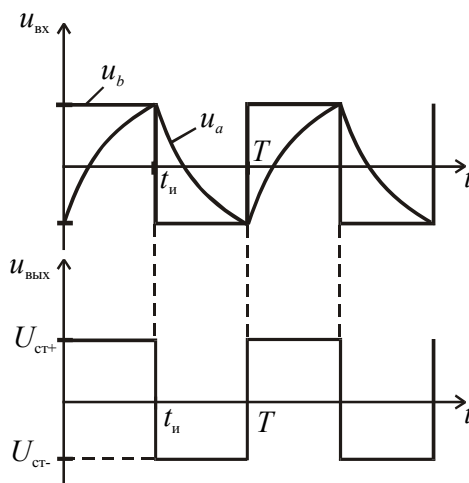
Наиболее часто используемый в настоящее время вид генераторов, без которых не может обойтись ни одно электронное устройство, имеющее в своем составе цифровые интегральные микросхемы.

Принцип построения генераторов колебаний прямоугольной формы (прямоугольных импульсов) базируется на выполнении двух основных математических операций: интегрирования и сравнения. Наиболее просто он реализуется с помощью релаксационных генераторов (мультивибраторов). В таких генераторах колебания создаются путем периодического заряда и разряда конденсатора до некоторых пороговых уровней током, полярность которого изменяется с помощью некоторой внешней цепи. Наиболее простые схемы мультивибраторов строят, охватывая ОУ цепями положительной и отрицательной обратной связи, причем ПОС по своему действию во времени должна быть опережающей по отношению к ООС. Тогда цепь ПОС обеспечивает лавинообразный переход генератора из одного состояния в другое, а – ООС (совместно с цепью ПОС) ограничивает время пребывания устройства в каждом из состояний.

Одна из простейших схем релаксационного генератора на основе ОУ показана на рис. 2.56,а, а временная диаграмма ее работы – на рис. 2.56,б. ПОС осуществляется с помощью резистивного делителя $R3$, $R4$, а цепь ООС содержит пассивный интегратор $R1$, $C1$. Резистор $R2$ и двусторонний (двуханодный) стабилитрон VD образуют параметрический стабилизатор.



а)



б)

Рис. 2.56

После включения питания генератор, благодаря ПОС, обязательно окажется в одном из двух крайних состояний, характеризующихся насыщением выхода ОУ ($U_{н+}$ или $U_{н-}$) и пробоем стабилитрона, в результате чего на выходе возникает напряжение $U_{ст+}$ или $U_{ст-}$ соответственно.

Если считать, что в начальный момент времени $t=0$ $u_{вых}=U_{ст+}$, то напряжение на неинвертирующем входе ОУ окажется равным

$$u_b = \beta_{\Pi} U_{ст+}, \quad (2.120)$$

где $\beta = \frac{R3}{R3 + R4}$ – коэффициент ПОС.

Через резистор $R1$ начинает заряжаться конденсатор $C1$ до тех пор, пока напряжение на нем u_a , изменяющееся по закону

$$u_a(t) = U_{ст+} (1 - e^{-t/\tau}) - u_b e^{-t/\tau}, \quad (2.121)$$

где $\tau = R1C1$ – постоянная времени интегратора, не превысит в момент времени $t=t_{н}$ напряжение u_b . Тогда за счет большого усиления ОУ и действия ПОС выходное напряжение генератора скачком изменится и станет равным $u_{вых}=U_{ст-}$. Соответственно изменится и напряжение на неинвертирующем входе

$$u_b = \beta_{\Pi} U_{ст-}.$$

Конденсатор $C1$ начинает разряжаться, пока напряжение на нем, изменяющееся по закону, аналогичному (2.121), в момент времени $t=T$ не окажется меньше, чем u_b . Состояние схемы снова скачком изменится, выходное напряжение станет положительным. Таким образом, процесс заряда-разряда конденсатора оказывается периодическим.

Если уровни стабилизации $U_{ст+}$ и $U_{ст-}$ одинаковы, то период колебаний T можно определить, приравнявая (2.120) и (2.121) в момент времени $t=t_{н}=T/2$. В результате получим

$$T = 2\tau \ln \frac{1 + \beta_{\Pi}}{1 - \beta_{\Pi}} = 2R1C \ln \left(1 + 2 \frac{R3}{R4} \right). \quad (2.122)$$

При $R3=R4$ частота генерируемых прямоугольных импульсов со скважностью $Q=T/t_{н}=2$ рассчитывается по формуле

$$f = \frac{1}{T} \approx 0,455 / R1C. \quad (2.123)$$

Для обеспечения стабильности по частоте (это касается всех схем мультивибраторов) необходимо, чтобы скорость нарастания или спада напряжения на времязадающем конденсаторе в моменты изменения состояния схемы была достаточно велика. Чем круче наклоны экспонент относи-

тельно уровней $U_{ст+}$ и $U_{ст-}$ стабилитрона, тем меньше влияние дрейфа этих напряжений друг относительно друга на период колебаний. Поэтому не следует задавать значения $\beta_n > 0,5$. Кроме того, целесообразно выбирать быстродействующие ОУ, желательно без коррекции частотных характеристик.

Для уменьшения влияния входных токов ОУ предпочтительным является выбор сопротивления резистора $R1$, равного

$$R1 = \frac{R3R4}{R3 + R4}.$$

Стабилитрон VD используется для устранения влияния неустойчивости напряжения питания ОУ (и тем самым U_n), на амплитуду выходного напряжения генератора.

Ток через стабилитрон не должен превышать максимального значения выходного тока ОУ $I_{выхmax}$. Если сопротивление нагрузки мультивибратора велико, то ориентировочное значение сопротивления резистора $R2$ составляет

$$R2 \geq \frac{U_n - U_{ст}}{I_{вых max}}.$$

Точную установку частоты можно осуществить подстройкой резистора $R3$. Существуют схемы мультивибраторов, в которых цепь ООС образована резистивным делителем, а цепь ПОС выполнена дифференцирующей. Принцип их действия ничем не отличается от вышерассмотренной с интегратором в цепи ООС.

Релаксационный генератор колебаний прямоугольной формы может быть реализован и на токоразностных усилителях. причем они обеспечивают ряд преимуществ. Во-первых, легко получить импульсы с низким уровнем напряжения, близким к 0 В. Во-вторых, достаточно просто формируются импульсы со скважностью, существенно отличающейся от 2.

В мультивибраторах на токоразностных усилителях пороги срабатывания определяются токами, а не напряжениями. В схеме на рис. 2.57,а уровень выходного сигнала меняется от $U_{max} \approx U_n - (1 \div 2)U_{бэ}$ до $U_{min} = (1 \div 2)U_{бэ}$.

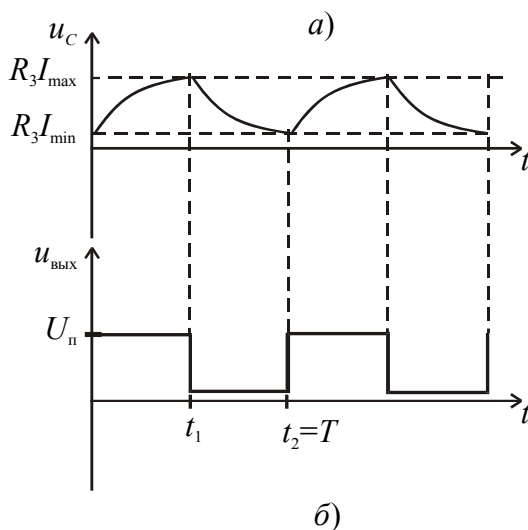
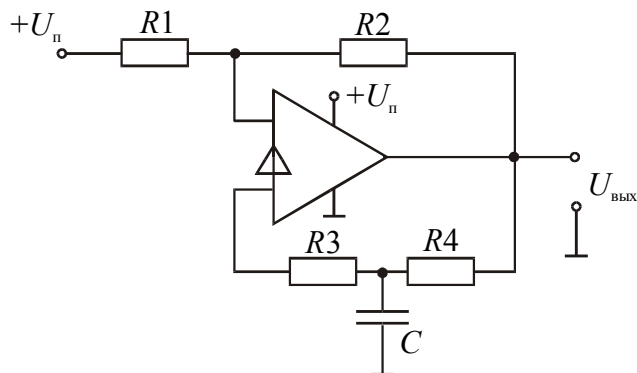


Рис. 2.57

Если $U_{\Pi} \gg U_{\text{бз}}$, то в первом приближении можно считать $U_{\text{max}} \approx U_{\Pi}$, $U_{\text{min}} = 0$ В. Пороговые токи на неинвертирующем входе будут равны

$$I_{\text{max}} = U_{\Pi} \frac{R1R2}{R1 + R2}, \quad I_{\text{min}} = \frac{U_{\Pi}}{R1}.$$

Напряжение на конденсаторе в интервале времени его заряда изменяется по закону

$$u_C(t) = R3I_{\text{min}}e^{-t/\tau} + \frac{U_{\Pi}R3}{R3 + R4} \left(1 - e^{-t/\tau}\right), \quad t \leq t_1, \quad (2.124)$$

где $\tau = \frac{R3R4}{R3 + R4}C$, а в интервале разряда –

$$u_C(t) = R3I_{\text{max}}e^{-t/\tau}, \quad t_1 < t \leq t_2. \quad (2.125)$$

Приравняв значение (2.124) в момент времени $t=t_1$ к $R3I_{\max}$, а значение (2.125) в момент $t=t_2$ к $R3I_{\min}$, как это следует из временной диаграммы на рис. 2.57,б, получим

$$t_1 = \tau \ln \frac{R1R2 - (R3 + R4)R2}{R1R2 - (R3 + R4)(R1 + R2)};$$

$$t_2 = \tau \ln(1 + R1/R2).$$

При обычном выборе $R1=R2=R$, период колебаний равен

$$T = t_1 + t_2 = \tau \ln 2 \frac{R - R_0}{R - 2R_0}, \quad (2.126)$$

где $R_0=R3+R4$.

Скважность импульсов можно определить из выражения

$$Q = \frac{T}{t_1} = \frac{\ln[2(R - R_0)/(R - 2R_0)]}{\ln[(R - R_0)/(R - 2R_0)]}, \quad (2.127)$$

и при $R=3R_0$ она равна 2.

Как следует из (2.126) и (2.127) в любом случае должно соблюдаться неравенство

$$R3 + R4 < \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}. \quad (2.128)$$

Достоинством данного мультивибратора является его питание от однополярного источника напряжения.

Генераторы колебаний прямоугольной формы на основе ОУ и токо-разностных усилителей имеют максимальные частоты генерации, обычно не превышающие десятков килогерц из-за задержки насыщения каскадов усиления и конечной скорости нарастания. Значительные преимущества имеют компараторы (см. § 2.12.1), в особенности быстродействующие схемы с выходом типа «открытый коллектор». Такие мультивибраторы способны генерировать прямоугольные импульсы с частотами, составляющими несколько сотен килогерц.

Для повышения стабильности частоты вырабатываемого напряжения прямоугольной формы в схемы генераторов вводят кварцевые резонаторы, обычно включаемые в цепь положительной обратной связи. С их помощью, используя быстродействующие компараторы, можно получать прямоугольные импульсы с частотой, превышающей 1 МГц, при погрешности и дрейфе ее порядка 10^{-4} %.

Простые, с хорошими характеристиками генераторы колебаний прямоугольной формы строятся на основе интегральных таймеров, причем

питание их осуществляется от источника напряжения только одной полярности. Пример такого мультивибратора приведен в § 2.12.4.

2.11.3. Генераторы колебаний треугольной формы.

Принцип их построения также базируется на выполнении операций интегрирования и сравнения, поэтому схемы релаксационных генераторов колебаний треугольной и прямоугольной формы, как правило, идентичны, а форма сигнала определяется точкой, которая принимается за выход мультивибратора.

Генератор сигналов треугольной формы, схема которого представлена на рис. 2.58, включает в свой состав интегратор на ОУ $DA2$ и пороговый детектор (типа триггера Шмитта) на ОУ $DA1$.

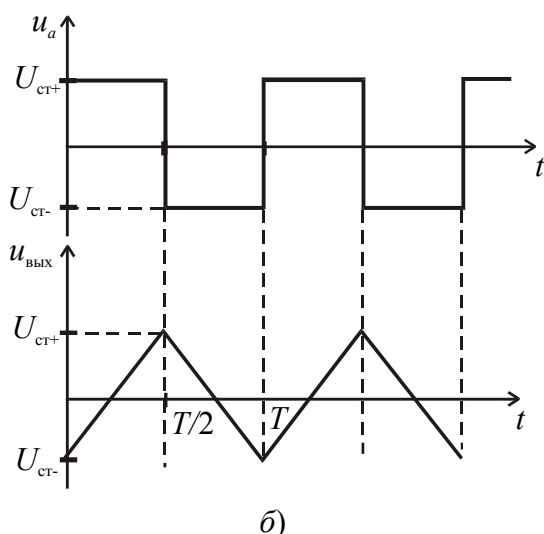
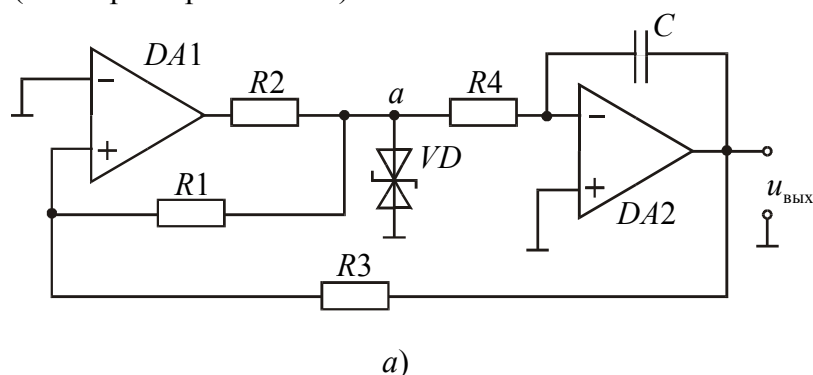


Рис. 2.58

Принцип действия такого мультивибратора аналогичен изображенному на рис. 2.56. При включении выход ОУ порогового детектора уста-

навливается в одно из двух возможных состояний насыщения, и параметрический стабилизатор $R2$, VD формирует напряжение в точке a $U_{ст+}$ или $U_{ст-}$. В зависимости от его полярности конденсатор интегратора может заряжаться или разряжаться, в результате чего выходное напряжение изменяется по закону, близкому к линейному. Когда оно достигает амплитудного значения, равного

$$U_{выхmax} = U_{ст} \frac{R3}{R1}, \quad (2.129)$$

состояние выхода порогового детектора скачком изменяется на противоположное, а это приводит к смене знака скорости нарастания выходного напряжения интегратора.

В результате на выходе генератора формируется напряжение треугольной формы $u_{вых}$ с периодом

$$T = \frac{4CR3R4}{R1}. \quad (2.130)$$

Если же в качестве выхода использовать точку a , то получим генератор колебаний прямоугольной формы.

Целесообразно осуществлять частотную коррекцию ОУ $DA2$ интегратора до глубины единичного усиления, в то время как ОУ $DA1$ корректируется только в том случае, если возникает возбуждение в момент переброса схемы, обусловленная плохим качеством источника питания.

Чтобы обеспечить симметрию положительного и отрицательного треугольников выходного напряжения, токи перезаряда интегратора должны значительно превышать входные токи ОУ $DA2$, а если его напряжение смещения гораздо меньше амплитуды $U_{выхmax}$, то смещение выходного сигнала относительно нулевого уровня будет практически отсутствовать.

Регулировку частоты выходного напряжения целесообразно осуществлять подстройкой резистора $R4$. В мультивибраторах, построенных на ОУ общего применения (153УД2, 140УД7 и других), на частотах выше 10 КГц острые вершины треугольников закругляются из-за сравнительно невысокой скорости нарастания выходного напряжения ОУ. В этих случаях следует или использовать быстродействующие ОУ, или строить генератор колебаний треугольной формы на основе интегрального таймера.

Схема такого генератора приведена в § 2.12.4.

Генератор напряжения пилообразной формы представляет частный случай генератора колебаний треугольной формы, когда длительность интервала времени разряда конденсатора равна или близка к нулю. Для этого в схеме на рис. 2.58 параллельно конденсатору C можно подсоединить интегральный ключ и в момент времени $t=T/2$, когда напряжение в точке a

становится отрицательным ($U_{ст-}$), замкнуть его контакты. В результате конденсатор быстро разряжается с постоянной времени

$$\tau = R_{отк} C,$$

где $R_{отк}$ – сопротивление открытого канала ключа.

Недостатком данного способа является температурная нестабильность частоты, из-за значительных изменений $R_{отк}$.

Генератор пилообразного напряжения на базе интегрального таймера с более высокой температурной стабильностью описан в § 2.12.4.

2.11.4. Управляемые генераторы.

Управляемые генераторы – это мультивибраторы, в которых с помощью входного напряжения осуществляется управление автоколебаниями.

В схеме на рис. 2.59 в зависимости от значения входного напряжения $u_{вх}$ включается или выключается режим генерации импульсов.

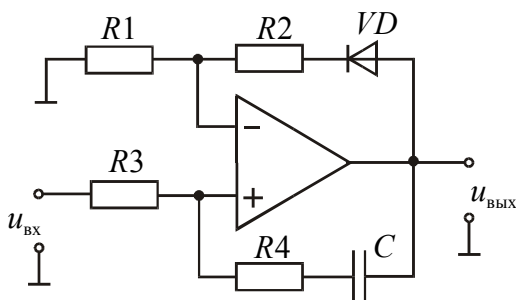


Рис. 2.59

Если $u_{вх} < 0$, то ОУ находится в состоянии отрицательного насыщения, диод VD закрыт. Когда же $u_{вх} > 0$, выходное напряжение ОУ также оказывается положительным. Таким образом включается цепь ООС, и устройство начинает работать в режиме мультивибратора. Условием возникновения автоколебаний является превышение глубины ПОС над глубиной ООС, что достигается при $R3/R4 > R1/R2$.

Если поменять направление включения диода VD , то генерация импульсов будет происходить при отрицательном входном напряжении. А когда диод в цепи ООС совсем отсутствует, схема приобретает свойства двухуровневого компаратора. Генерация импульсов происходит пока выходное напряжение $u_{вых} = u_{вх}(1 + R2/R1)$ находится в границах линейного участка амплитудной характеристики. В противном случае на выходе ОУ устанавливается напряжение, соответствующее положительному $U_{н+}$ (при $u_{вх} > 0$) или отрицательному $U_{н-}$ (при $u_{вх} < 0$) уровням насыщения.

Наиболее часто в качестве управляемых мультивибраторов используются преобразователи напряжения в частоту (ПНЧ).

В мультивибраторе, схема которого представлена на рис. 2.60, заряд конденсатора C производится от входного сигнала $u_{\text{вх}}$, при этом ОУ находится в состоянии положительного насыщения $U_{\text{н+}}$, диод VD закрыт. Когда напряжение на инвертирующем входе достигает уровня, задаваемого на неинвертирующем входе цепью ПОС ($R3$, $R4$), происходит лавинообразный процесс перехода ОУ в состояние отрицательного насыщения $U_{\text{н-}}$.

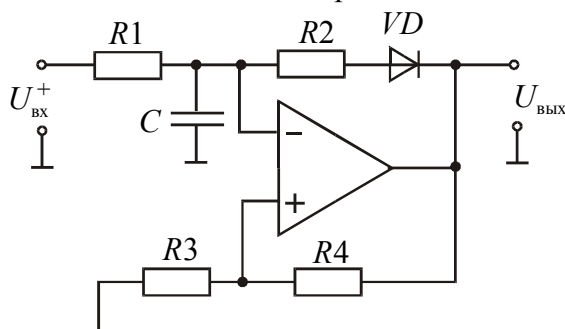


Рис. 2.60

Диод открывается, и происходит разряд конденсатора через резистор $R2$. Затем устройство также лавинообразно возвращается в исходное состояние. Далее процесс периодически повторяется. Длительность заряда конденсатора определяется сигналом $U_{\text{вх}}$. Длительность же разряда может быть сделана достаточно малой, поэтому частота колебаний будет в основном зависеть от значения входного напряжения. Для этого требуется выполнение условия $U_{\text{вх}}/R1 \ll U_{\text{н}}/R2$.

Автоколебания в данном мультивибраторе существуют в диапазоне входных напряжений, определяемом неравенством

$$U_{\text{н}} R3 / (R3 + R4) < U_{\text{вх}} < U_{\text{н}} R1 / R2.$$

Производятся интегральные микросхемы ПНЧ, например, отечественная КР1108ПП1, импортная LM331, кроме того, за рубежом выпускаются в интегральном исполнении управляемые генераторы треугольной формы (8038, 2206), с помощью которых путем ограничения можно формировать гармонические колебания.

2.11.5. Одновибраторы (ждущие мультивибраторы).

Одновибраторы предназначены для получения импульсов заданной длительности после запуска, который обычно осуществляется фронтом или перепадом определенной амплитуды и полярности. Длительность выходного импульса называют временем выдержки или задержки.

Типовая схема одновибратора на базе ОУ показана на рис. 2.61,а.

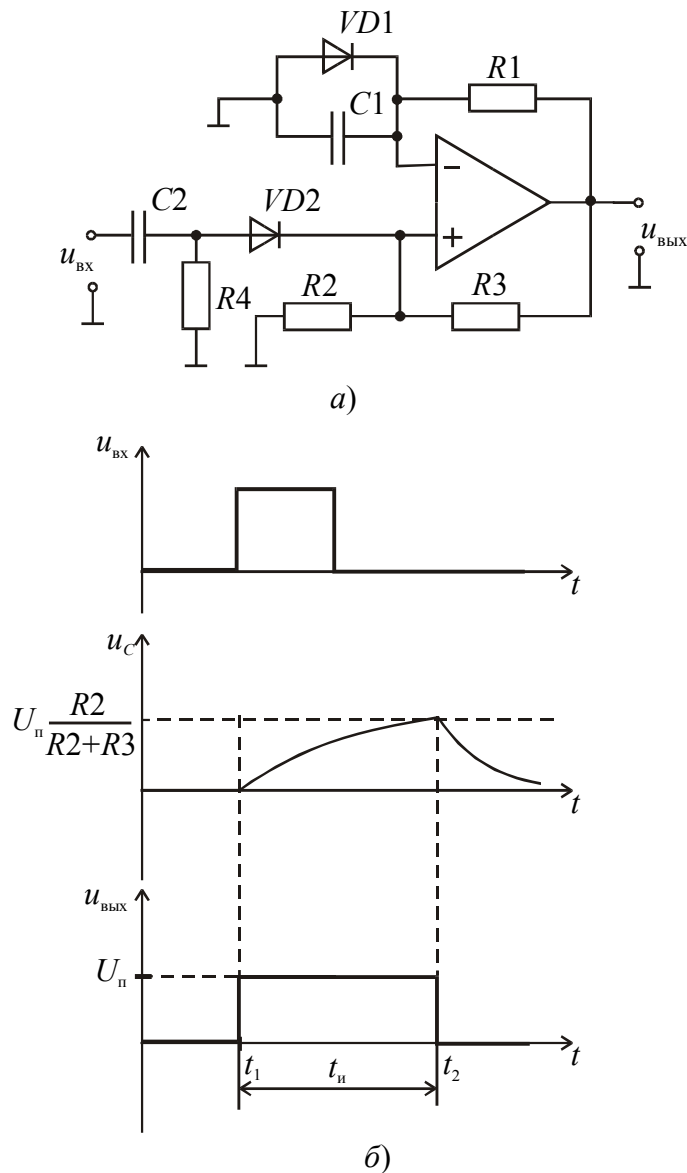


Рис. 2.61

В исходном положении ОУ находится в состоянии отрицательного насыщения (при однополярном питании $+U_{\text{п}}$ $u_{\text{ВЫХ}} \approx 0$ В) за счет открытого диода $VD1$, напряжение на котором определяет потенциал инвертирующего входа $u_a(t_1) = -U_{\text{Д1}} \approx -0,7$ В, а неинвертирующего $u_b(t_1) \approx 0$ В. Это состояние устойчиво, если выполняется неравенство

$$u_a > u_b = u_{\text{ВЫХ}} \frac{R2}{R2 + R3}.$$

С приходом положительного входного перепада в момент времени t_1 , превышающего удвоенное прямое напряжение на диоде

$$u_{\text{вх}} > U_{\text{д1}} + U_{\text{д2}} \approx 1,4 \text{ В},$$

через дифференцирующую цепь $C2$, $R4$ и открытый диод $VD2$, напряжение на неинвертирующем входе становится больше, чем на инвертирующем ($u_b > u_a$). Выходное напряжение ОУ скачкообразно изменяется до состояния положительного насыщения $u_{\text{вых}} \approx +U_{\text{п}}$, которое фиксируется за счет действия ПОС, образованной резисторами $R2$, $R3$. Конденсатор $C1$ начинает заряжаться по закону

$$u_C(t) = u_a(t) = u_a(t_1) \cdot e^{-t/\tau} + U_{\text{п}}(1 - e^{-t/\tau}), \quad (2.131)$$

где $\tau = R1C1$, пока напряжение на нем в момент времени t_2 не станет чуть больше, чем на неинвертирующем входе

$$u_b(t_2) = U_{\text{п}} \frac{R2}{R2 + R3}. \quad (2.132)$$

Тогда выход ОУ возвращается в состояние отрицательного насыщения, напряжение u_b резко падает, конденсатор $C1$ разряжается, и одновибратор оказывается в исходном стабильном положении до прихода следующего положительного фронта входного сигнала.

Длительность сформированного импульса $t_{\text{и}}$, как следует из временной диаграммы на рис. 2.61,б можно определить, приравняв (2.131) и (2.132) при $t=t_2$. В результате получим выражение

$$t_{\text{и}} = t_2 - t_1 = \tau \ln \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{д1}}}{U_{\text{п}}} \left(1 + \frac{R2}{R3} \right). \quad (2.133)$$

При выборе ОУ следует учитывать влияние входного тока на процесс заряда конденсатора, поэтому желательно, чтобы выполнялось неравенство

$$i_{\text{вх}} \ll U_{\text{п}}/R1,$$

причем иногда вместо ОУ в схеме используют компаратор.

Данный тип одновибратора позволяет получать импульсы длительностью от единиц микросекунд до нескольких секунд. Надо также отметить, что довольно большое время выдержки обеспечивается при умеренных значениях $C1$ (например, $t_{\text{и}}=1$ с при $C1=1$ мкФ).

Схема одновибратора на основе интегрального таймера приведена в § 3.4.

Для получения особо длительных импульсов лучше всего использовать одновибраторы на базе цифровых интегральных микросхем.

3. ПРОСТЕЙШИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Аналоговые устройства (функциональные узлы), собранные из отдельных элементов или выполненные в виде интегральных микросхем (ИМС), оперируют с непрерывными сигналами. Цифровые ИМС – с импульсными. Существуют также устройства, которые нельзя однозначно отнести к аналоговым, поскольку либо их выходные сигналы являются цифровыми (компараторы), либо эти узлы управляются цифровыми сигналами (устройства выборки–хранения и аналоговые коммутаторы), либо с их помощью осуществляется дискретизация по уровню входного сигнала (ограничители, формирователи). Благодаря достижениям в области аналого-цифровых методов обработки информации этот тип функциональных узлов получил настолько широкое распространение, что многие из них стали выпускаться в виде ИМС.

3.1. Компараторы

Компаратор – это сравнивающее устройство, входные сигналы которого – анализируемый $u_{\text{вх}}$ и опорный U_0 – аналоговые, а выходной $U_{\text{вых}}$ – дискретный или логический сигнал. Это означает, что напряжение на выходе компаратора может находиться на одном из двух фиксированных уровней: верхнем $U_{\text{вых}}^1$ – если напряжение на его неинвертирующем входе (Н-входе) больше, чем на инвертирующем (И-входе), или нижнем $U_{\text{вых}}^0$ – при противоположном соотношении этих напряжений.

Выходной сигнал компаратора почти всегда действует на входы логических цепей и поэтому согласуется по уровню и мощности с их входами. Таким образом, компаратор является простейшим аналого-цифровым преобразователем (АЦП).

Точность работы компаратора характеризуется напряжением, на которое необходимо превысить опорное, чтобы его выходное напряжение достигло порога срабатывания логической схемы.

Быстродействие компараторов принято характеризовать временем включения (восстановления). Это промежуток времени от начала сравнения напряжений в момент их равенства до момента, когда выходное напряжение достигает порога срабатывания логической схемы. Время восстановления $t_{\text{в}}$ можно разделить на две составляющих (рис. 3.1): время задержки t_3 и время нарастания $t_{\text{н}}$

$$t_{\text{в}} = t_3 + t_{\text{н}}$$

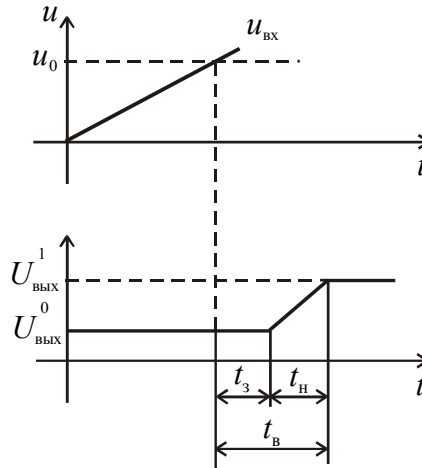


Рис. 3.1

В качестве компаратора можно использовать обычный операционный усилитель без обратной связи. Однако им присущ ряд недостатков, ограничивающих такое применение.

Первый из них – даже для самых быстродействующих ОУ трудно получить время включения менее 1 мкс, причем основной составляющей будет время задержки. Дело в том, что без обратной связи ОУ работает в режиме перегрузки, нормальном для компаратора. При этом транзисторы усилительных каскадов ОУ находятся в состоянии насыщения. После снятия перегрузки требуется относительно большой интервал времени для рассасывания накопленного в базах транзисторов заряда.

Второй недостаток – неопределенность состояния выхода компаратора при нулевом дифференциальном входном сигнале $\Delta U = u_{\text{вх}} - U_0 = 0$. Если бы во входном сигнале отсутствовали шумы ($u_{\text{вхи}}$), а коэффициент усиления компаратора был бесконечно большим, его выходное напряжение изменялось бы, как показано на рис. 3.2,а. Уровень шумов во входном сигнале можно снизить, но полностью устранить их невозможно. Поэтому, при $u_{\text{вх}} \approx U_0$ выход компаратора может многократно менять свое состояние (рис. 3.2,б), в результате возникает так называемый «дребезг». Конечность значения коэффициента усиления компаратора приводит к тому, что при очень медленном изменении входного напряжения нарастание и спад выходного сигнала также будут замедленными, что плохо отразится на работе последующих логических ИМС (рис. 3.2,в).

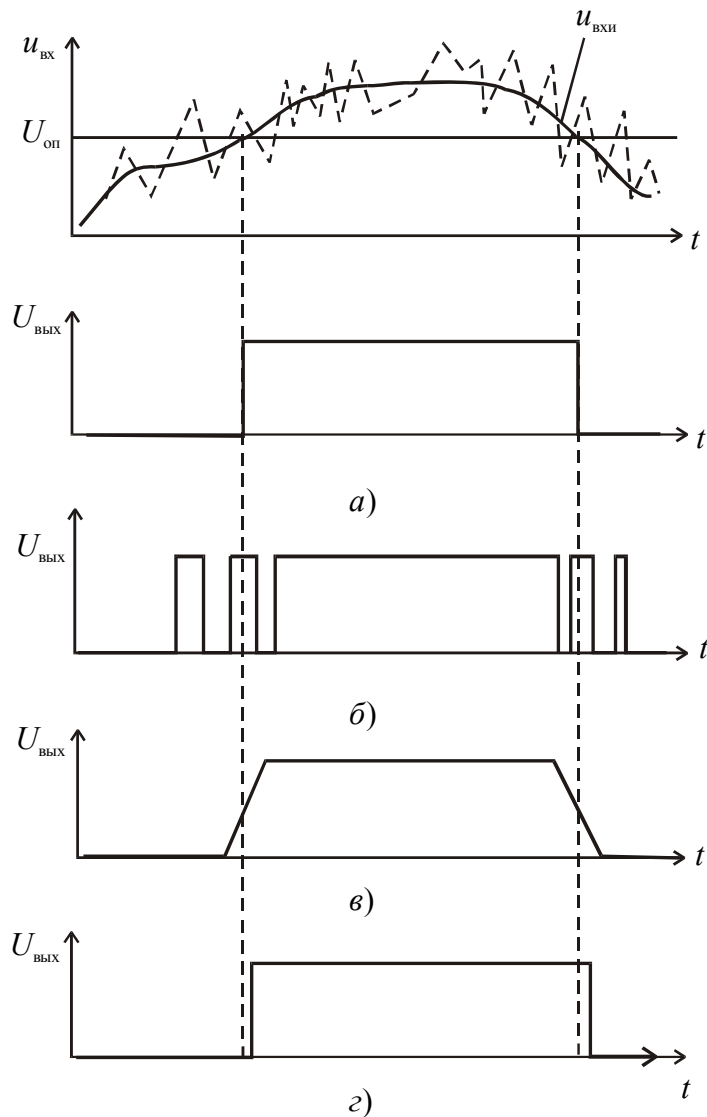


Рис. 3.2

Для устранения первого недостатка при проектировании компаратора специально предусматриваются меры, обеспечивающие быстрый выход усилительных каскадов из режима насыщения.

Обычно применяемый способ устранения второго – введение положительной обратной связи, охватывающей усилитель, который представляет собой подобие ОУ, т.е. имеет дифференциальный вход и большой коэффициент усиления K_y . Но так как он не предназначен для работы с отрицательной обратной связью, в нем не обеспечивается линейность участка передаточной характеристики, лежащей между двумя уровнями насыщения, не предусматриваются цепи частотной коррекции, устраняющие са-

мовозбуждение при введении ООС, а выходной каскад делают подобным импульсному логическому инвертору.

На рис. 3.3,а показана схема такого типа. При $u_{\text{ВХ}} < U_0$ на выходе присутствует уровень логического «0» ($U_{\text{ВЫХ}}^0 \approx 0$ В). Если $R1 \ll R2$, то при $u_{\text{ВХ}} \approx U_0$ выход компаратора переключится в состояние логической «1» ($U_{\text{ВЫХ}}^1 \approx 5$ В), а на неинвертирующем входе возникает скачок положительного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}}^1 \frac{R1}{R1 + R2} \approx U_{\text{ВЫХ}}^1 \frac{R1}{R2},$$

удерживающий схему в этом состоянии, даже если $u_{\text{ВХ}}$ и изменится слегка в сторону уменьшения. Напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ подтверждает входное воздействие и, тем самым, фиксирует состояние компаратора. Чтобы перевести его выход обратно в состояние 0, теперь потребуется значение входного напряжения не $u_{\text{ВХ}} \approx U_0$, а

$$u_{\text{ВХ}} \approx U_0 - U_{\text{ВЫХ}}^1 R1 / R2.$$

Именно при этом значении разность потенциалов между входами перейдет через уровень 0 В, что и вызовет его срабатывание, при этом выходной сигнал нулевого уровня изменит потенциал Н-входа в сторону уменьшения на значение $U_{\text{ВЫХ}}^0 R1 / R2$, что подкрепляет воздействие изменения $u_{\text{ВХ}}$.

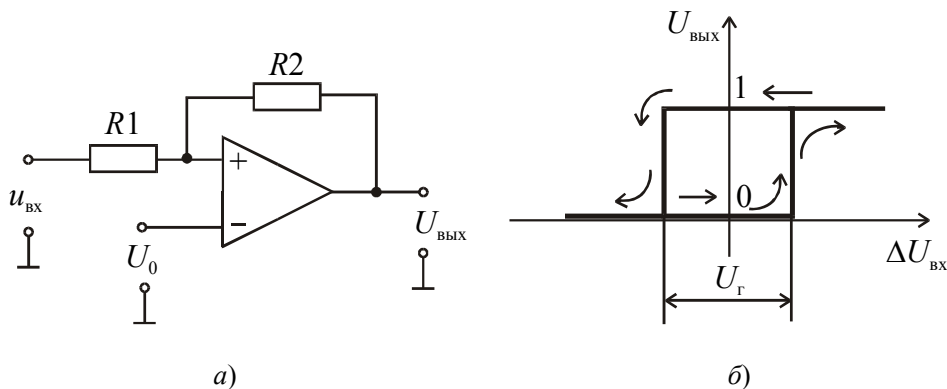


Рис. 3.3

Таким образом, при переключениях начавшийся рост или спад $U_{\text{ВЫХ}}$, подтверждая тенденцию, обусловленную изменением входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$, ускоряет процесс изменения состояния компаратора, и, если коэффициент петлевого усиления

$$\beta_{\text{п}} K_y = \frac{R1}{R1 + R2} K_y > 1, \quad (3.1)$$

то схема обладает гистерезисом и ведет себя как усилитель с бесконечно большим коэффициентом усиления и быстродействием, ограниченным только свойствами его внутренних цепей.

Величина

$$U_{\Gamma} = (U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0) \frac{R1}{R1 + R2}, \quad (3.2)$$

это напряжение гистерезиса (ширина петли гистерезиса). Передаточная характеристика компаратора с симметричной петлей гистерезиса изображена на рис. 3.3,б, а на рис. 3.2,з показана его реакция на входной сигнал с амплитудой шумов, меньшей чем $U_{\Gamma}/2$. Введение гистерезиса позволяет получить время включения, не зависящее от скорости изменения входного сигнала, и избежать «дребезга» на выходе.

За это приходится платить смещением точек переключения относительно друг друга и смещением момента времени переключения по сравнению с идеальным случаем (рис. 3.2,а). Этот вынужденный компромисс – «наименьшее» зло из всех возможных. Иногда эту проблему решают, запрещая изменение состояния выхода компаратора в моменты времени, близкие к переключению, если они заранее известны. Такая операция называется стробированием выхода.

Для обеспечения возможности согласования уровней выходного напряжения компаратора с логическими ИМС различного типа (ТТЛ, ЭСЛ, КМОП), а также непосредственного управления переключателями (например, реле), его выходной каскад часто выполняют на транзисторе, эмиттер которого заземлен, а к выводу свободного коллектора подключается нагрузка, вид которой определяется конкретным применением компаратора (так называемая схема с «открытым коллектором», часто используемая в цифровых ИМС). Пример такого включения компараторов К521СА3 и К544СА3 для управления цифровыми ИМС с ТТЛ–логикой показан на рис. 3.4.

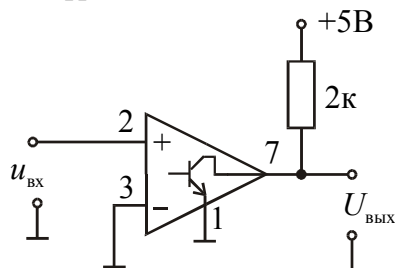


Рис. 3.4

Таким образом, компаратор – это быстродействующий дифференциальный усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления,

малыми напряжением смещения, входными токами (и их дрейфом) и логическим выходом. Его входной каскад должен обладать высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала, работать без насыщения при больших синфазных и дифференциальных входных сигналах. Возможен также стробирующий вход для запрета переключения выхода.

Широкие возможности применения компараторов в цифровых измерительных приборах, устройствах ввода в ЭВМ, системах автоматического управления привели к созданию значительного количества типов ИМС компараторов. Параметры, их характеризующие, почти такие же, как и у ИМС операционных усилителей. Это входные токи ($i_{вх}$), напряжение смещения ($U_{см}$), коэффициент усиления (K_y), допустимый диапазон синфазного входного сигнала ($U_{сф}$), допустимый диапазон дифференциального сигнала ($U_{диф}$), время включения ($t_{вкл}$), которое часто обозначают как время задержки, нагрузочная способность (i_n), ток потребления (i_n).

Среди ИМС компараторов можно выделить следующие.

ИМС K521CA2 (K544CA2) – одиночный стробируемый компаратор ($i_{вх}=50$ мкА, $t_{вкл}=100$ нс), согласованный с уровнями ТТЛ–логики.

ИМС K521CA1 (K544CA1) содержит два стробируемых компаратора с такими же, как у K521CA2 параметрами, выходы которых объединены по схеме логического ИЛИ. Недостатком их является необходимость двухполярного питания +12 и –6 В.

ИМС K521CA3 (K544CA3) – прецизионный одиночный стробируемый компаратор ($i_{вх}=0,1$ мкА, $t_{вкл}=200$ нс), с выходом «открытый коллектор». Выходной ток достигает 200 мА, что достаточно для переключения реле. Кроме того он может работать при однополярном питающем напряжении +5 В.

Потребляемый ток компараторов серий 521 и 544 составляет порядка 10 мА.

ИМС KM597CA1 – быстродействующий стробируемый компаратор ($i_{вх}=10$ мкА, $t_{вкл}=5$ нс), вырабатывает сигнал, характерный для быстродействующей ЭСЛ–логики.

ИМС KM597CA2 – также быстродействующий стробируемый компаратор ($i_{вх}=10$ мкА, $t_{вкл}=10$ нс), предназначен для управления ИМС с ТТЛ– и ТТЛШ–логикой, имеет парафазный выходной каскад и схему запоминания предыдущего состояния.

Питание ИМС 597 серии может осуществляться от источника двухполярного напряжения ± 5 В. Недостатком их является значительный (30–40 мА) потребляемый ток.

Из большого числа зарубежных ИМС компараторов следует выделить LM139, содержащую четыре независимых компаратора, имеющих малый входной ток ($i_{вх}=0,035$ мкА), малый ток потребления (каждый по 0,2 мА), выходы по схеме «открытый коллектор». Питание ИМС осуществляется однополярным напряжением от 2 до 36 В. Более подробные сведения о параметрах ИМС компараторов можно найти в [*/].

Помимо основного назначения – сравнения двух напряжений – компараторы могут использоваться в различных схемах с положительной обратной связью – формирователях, релаксационных генераторах и т.д.

3.2. Аналоговые ключи и коммутаторы

Сигналы, поступающие от аналоговых датчиков, обычно меняются медленно по сравнению с быстродействием ЭВМ и других устройств обработки и преобразования информации. Эти последние неэкономично использовать только для одного измерительного канала. Более того, для решения задачи обычно требуется информация о многих переменных. Очень часто требуется менять параметры или структуру канала измерения для того, чтобы расширить его функциональные возможности. Поэтому практически не существует сколь-нибудь значительного устройства или системы, в которой не требовалось бы менять направлений передачи аналоговых сигналов, включать или отключать их от каких-либо приемников. Коммутация аналоговых сигналов осуществляется с помощью ключевых схем или аналоговых ключей.

Аналоговый ключ представляет собой один из простейших цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Управляется он цифровым сигналом, а переключает непрерывный.

Идеальный ключ должен обладать следующими свойствами:

- 1) иметь два входа (выхода) или вход и выход для аналоговых коммутируемых сигналов, т.е. две точки, которые либо электрически замкнуты между собой накоротко, либо разомкнуты;
- 2) иметь две (минимум) точки подключения управляющего сигнала, принимающего значения, соответствующие уровням логических нуля или единицы;
- 3) не вносить ни в замкнутом, ни в разомкнутом состоянии никаких сигналов тока и напряжения в цепь коммутируемого сигнала, в частности, сигналы управления не должны влиять на аналоговые;
- 4) скорость замыкания и размыкания аналоговых входов (выходов) должна быть бесконечно велика.

Реально ни одно из этих условий не выполняется, что и определяет погрешности ключевых схем.

Каждый ключ имеет конечные сопротивления между аналоговыми входами (выходами) как в замкнутом состоянии (при открытом канале R_0), так и в разомкнутом (при закрытом канале R_3).

Влияние сигналов управления проявляется в виде статической помехи – токовой утечки в разомкнутом состоянии ключа.

Ток утечки $i_{ут}$ вызывает в нагрузке R_n помеху $i_{ут}R_n$, которая может принимать существенные значения, особенно при построении многоканальных коммутаторов (аналоговых мультимплексоров и демультимплексоров).

Из-за различного вида инерционностей скорость замыкания или размыкания контактов ключей всегда имеет конечное значение. Так, из-за внутренних емкостей коммутирующих элементов, емкости монтажа, задержек, обусловленных рассасыванием объемных зарядов, накопленных в кристаллах биполярных полупроводниковых элементов, выходной сигнал ключа становится равным входному (при замыкании), или нулю (при размыкании) только спустя интервал времени $t_{вкл}$ после появления соответствующего уровня сигнала на управляющем входе.

Ключи для коммутации аналоговых электрических сигналов выполняются, как правило, на основе МОП-транзисторов с p -каналом, работающих в режиме с обогащением.

3.2.1. Свойства МОП-ключей.

МОП-транзисторы в сравнении с биполярными транзисторами гораздо удобнее для построения аналоговых ключей, поскольку, во-первых, в открытом состоянии они могут пропускать ток через канал в обоих направлениях и при этом в канале отсутствуют какие бы то ни было остаточные э.д.с., во-вторых, цепь управления МОП-транзистора электрически изолирована от сигнальной цепи и практически не потребляет энергии и, наконец, в-третьих, МОП-транзисторы просты в изготовлении по интегральной технологии и занимают существенно меньшую площадь кристалла.

При приложении отрицательного напряжения к затвору транзистора канал обогащается носителями заряда, в результате чего его сопротивление (между стоком и истоком) уменьшается. Сопротивление канала открытого транзистора составляет 10–1000 Ом. При нулевом или положительном напряжении на затворе транзистор находится в закрытом состоянии. Сопротивление канала при этом весьма велико: 10–100 МОм. Качество закрытого ключа обычно характеризуют током утечки, который для МОП-переключателей лежит в диапазоне 0,1–100 нА. Ток утечки закрытого МОП-транзистора – это в основном ток между стоком–истоковыми областями и подложкой. Этот ток, как и для любого запертого p – n -перехода,

возрастает примерно в два раза при повышении температуры окружающей среды на каждые 10 К.

Управляющим для МОП–транзистора является напряжение между затвором и истоком, так что если исток находится под относительно большим потенциалом, то транзистор может открыться даже при нулевом напряжении на затворе.

Для того чтобы обеспечить закрытое состояние p – n -перехода между стоко–истоковыми областями и подложкой, последнюю следует присоединить к точке цепи, потенциал которой во всех случаях будет не ниже потенциала истока.

3.2.2. Интегральные микросхемы МОП–ключей.

Отечественная промышленность выпускает несколько типов МОП–переключателей. На рис. 3.5 показаны схемы простейших из них (цифры на схемах обозначают номера выводов корпуса).

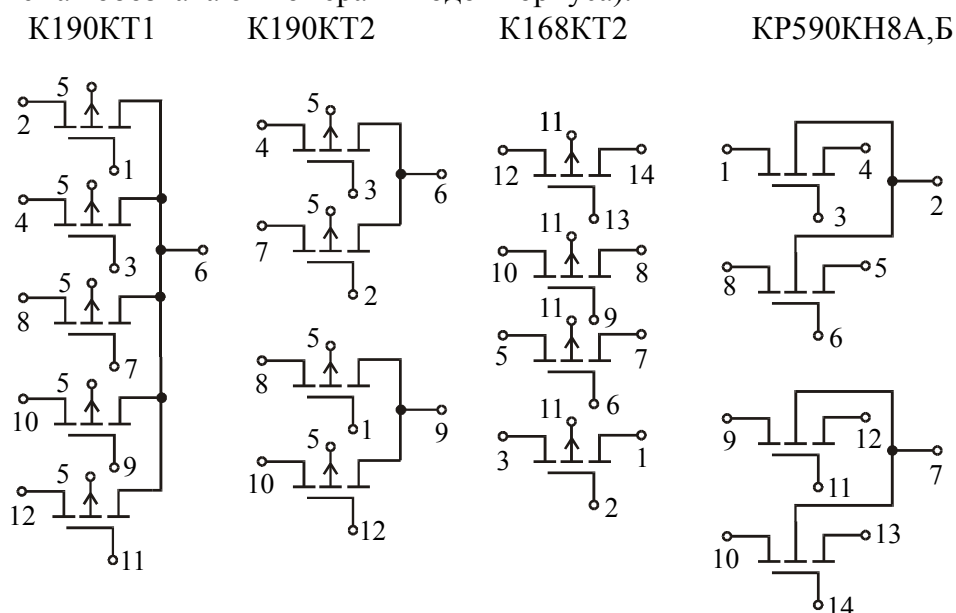


Рис. 3.5

Сопротивление канала открытого транзистора (R_0) для этих ключей составляет 50–300 Ом, ток утечки закрытого ключа ($i_{\text{ут}}$) не превышает 20–100 нА, ток утечки затвора 20–30 нА, наибольшее коммутируемое напряжение лежит в диапазоне от ± 5 до ± 10 В, наибольший коммутируемый ток 10–50 мА, время срабатывания 0,5–1 мкс. Относительно большое время срабатывания определяется в основном временем заряда паразитных емкостей (входной, выходной и проходной), которые обычно составляют несколько пикофард, через достаточно большое сопротивление канала. Сопротивление канала открытого транзистора уменьшается при увеличе-

нии открывающего напряжения на затворе. С этой точки зрения желательно устанавливать напряжение затвор–исток открытого ключа близким к максимальному допустимому. Однако если речь идет о переключении малых сигналов (порядка единиц милливольт), то приходится принимать во внимание импульсную помеху, которая проникает при коммутации в сигнальную цепь из цепи управления через емкость затвор–канал. В связи с этим в некоторых случаях может оказаться целесообразным выбрать открывающее напряжение затвор–исток лишь немного превышающим пороговое напряжение, которое обычно лежит в диапазоне от -3 до -6 В.

Следует иметь в виду, что сопротивление открытого МОП–ключа зависит от проходящего через него тока даже при большом открывающем напряжении на затворе (сопротивление возрастает на 10–20% при увеличении тока канала от значений, близких к нулю, до номинального значения), и, кроме того, это оно возрастает при увеличении температуры (ТКС составляет примерно $5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$). Следствием этого обстоятельства является увеличение времени переключения с ростом температуры.

Затвор МОП–транзистора изолирован от полупроводниковой подложки очень тонкой пленкой двуокиси кремния. При превышении разности напряжений между затвором и подложкой допустимого уровня может произойти пробой изолирующей пленки, что приводит к выходу транзистора из строя. Поэтому при обращении с МОП–транзисторами следует оберегать их от возможного попадания под потенциалы от статического электричества, которое может накапливаться, например, на теле человека вследствие трения об одежду. При транспортировке и монтаже МОП–транзисторов их выводы обычно соединяются накоротко, и лишь тогда, когда транзистор включен в цепь, закорачивающий выводы проводник удаляется. Для уменьшения вероятности пробоя в МОП–переключателях переходы затвор–подложка всех транзисторов обычно шунтированы запертыми диодами, работающими при перегрузке в режиме восстанавливаемого пробоя (на рис. 3.5 не показаны). Однако это не освобождает от необходимости защищать эти переключатели от попадания на них статического электричества и больших импульсных наводок.

3.2.3. ИМС МОП–ключей с управлением.

Весьма удобны в применении интегральные схемы переключателей, содержащие кроме переключающих МОП–транзисторов еще и формирователи управляющих напряжений. Для управления такими переключателями достаточно подавать на входы формирователей сигналы с выходов стандартных цифровых ИМС.

Число ключей, которое может содержать одна интегральная микросхема, существенным образом ограничено числом выводов корпуса. При

кодовом управлении ключами уменьшается число выводов, занятых сигналами управления, что дает возможность увеличивать число коммутируемых каналов. Так, например, в ИМС типа K590KH1 (рис. 3.6,б) внутрь корпуса, имеющего 16 выводов, помещен восьмиканальный коммутатор, управляемый трехразрядным двоичным кодом. Кроме кодовых входов, эта ИМС имеет вход «разрешение»; при подаче логического нуля на этот вход (не более +0,4 В) все ключи коммутатора будут закрыты. Если же на входе «разрешение» присутствует сигнал логической единицы (не менее +4,1 В), то будет замкнут тот ключ коммутатора, номер которого соответствует двоичному числу, поданному на кодовые входы.

Интергальные схемы КМОП–ключей. Независимость сопротивления открытого ключа от направления и уровня протекающего через него тока в значительной степени достигается в ключах на комплементарных (дополняющих) МОП–транзисторах (КМОП–ключи). Схема четырехканального аналогового коммутатора с КМОП–ключами типа K590KH2 показана на рис. 3.6,а.

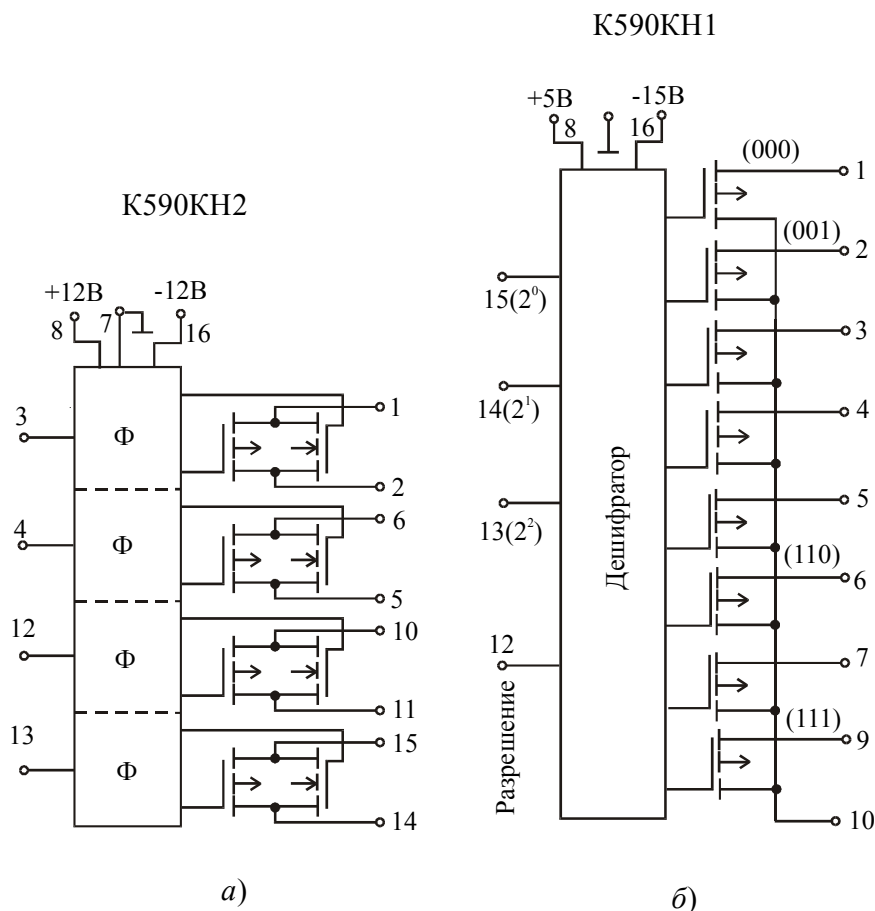


Рис. 3.6

Как видно из рисунка, каждый из четырех ключей этого коммутатора образован путем параллельного включения двух МОП–транзисторов, один из которых имеет канал p -типа, а другой – n -типа. Для размыкания любого из ключей, входящих в переключатель К590КН2, требуется подать на вход соответствующего формирователя напряжение не ниже 4,5 В. Поэтому для управления таким переключателем (так же как и переключателем К590КН1) необходимо использовать ТТЛ–схемы, дополненные соответствующими нагрузочными резисторами (резистор сопротивлением порядка единиц килоомов включается между выходом ТТЛ–инвертора и шиной напряжения питания +5 В).

Недостатком переключателей КМОП–типа является возможность самоблокировки («залипания») и даже выхода из строя вследствие лавинного эффекта (тиристорного типа), который может возникнуть при подаче коммутируемого напряжения раньше напряжения питания. Поэтому при использовании таких переключателей иногда требуется вначале включить напряжение питания, а потом – коммутируемые сигналы.

В переключателях, содержащих управляющие формирователи, время переключения $t_{\text{вкл}}$ складывается из времени задержки формирователя и времени срабатывания ключа и составляет обычно 50–500 нс.

Поскольку у МОП ключей вход и выход можно менять местами, то, например, ИМС К590КН1 можно использовать и как мультиплексор (выход–вывод 10), так и демультиплексор (вывод 10 – вход).

Наиболее широко на практике используются ИМС аналоговых ключей и коммутаторов серий К590 и К591. Широкие функциональные возможности, сравнительно высокие технические характеристики, удобство управления способствуют этому. Параметры и схемы этих ИМС приведены в приложении.

При этом следует выделить аналоговые ключи К590КН2 (с малым сопротивлением открытого канала R_0) и К590КН10 (с малым током утечки $i_{\text{ут}}$ и высоким быстродействием) с двухполярным напряжением питания ± 12 В, токовый коммутатор К590КТ1 с однополярным питанием +9 В, а также МОП–ключи К590КН8, которые при заземлении подложек транзисторов обеспечивают коммутацию положительных напряжений при однополярном питании.

Если необходимо уменьшить влияние сопротивления открытого канала на выходное напряжение, аналоговые ключи строят на базе ОУ. Примером может служить схема на рис. 3.7.

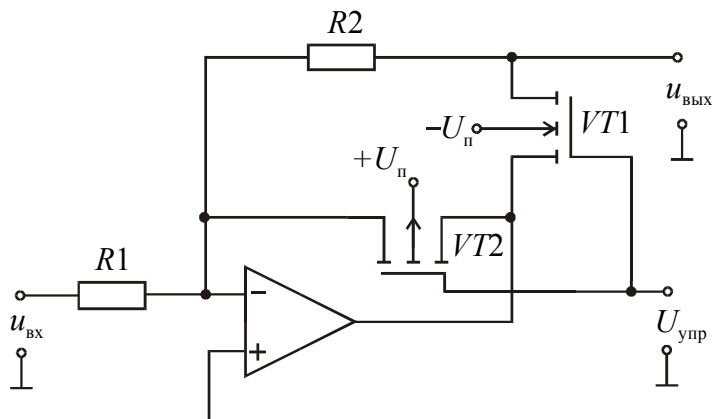


Рис. 3.7

В режиме передачи входного напряжения на выход ключа на вход управления подается положительный сигнал $U_{упр} > 0$. При этом транзистор $VT1$ открыт, а $VT2$ – закрыт и не влияет на работу схемы. Поскольку транзистор $VT1$ включен в прямую цепь преобразования, влияние его сопротивления R_{o1} на выходное напряжение при большом коэффициенте усиления ОУ пренебрежимо мало. Тогда

$$U_{ВЫХ} = -U_{ВХ} \frac{R2}{R1}. \quad (3.3)$$

При отрицательном напряжении на входе управления транзистор $VT1$ закрыт, а $VT2$ – открыт. Если $R_{o2} \ll R1$, то на инвертирующем входе напряжение равно нулю, и входное напряжение не влияет на выходное.

Для точного выполнения (3.3) следует выбирать прецизионный ОУ с малыми входным током и напряжением смещения.

3.3. Схемы выборки–хранения.

При сборе информации и ее последующем преобразовании часто бывает необходимо зафиксировать значение аналоговой переменной в некоторый момент времени. Некоторые АЦП, например, последовательного приближения (поразрядного уравнивания), могут просто давать непредсказуемые ошибки, если их входной сигнал не стабилизирован на время преобразования. Также необходима фиксация напряжения для устранения переходных процессов («мерцаний») на выходах ЦАП.

Схемы выборки–хранения СВХ (или слежения–хранения) осуществляют повторение (иногда с одновременным усилением) на выходе входного аналогового сигнала в интервале времени выборки $t_{вв}$ (слежения), а при переключении режима–хранение последнего значения входного напряжения на своем выходе до поступления нового сигнала выборки.

Таким образом, сигнал на выходе идеальной СВХ имеет вид, показанный на рис. 3.8,а.

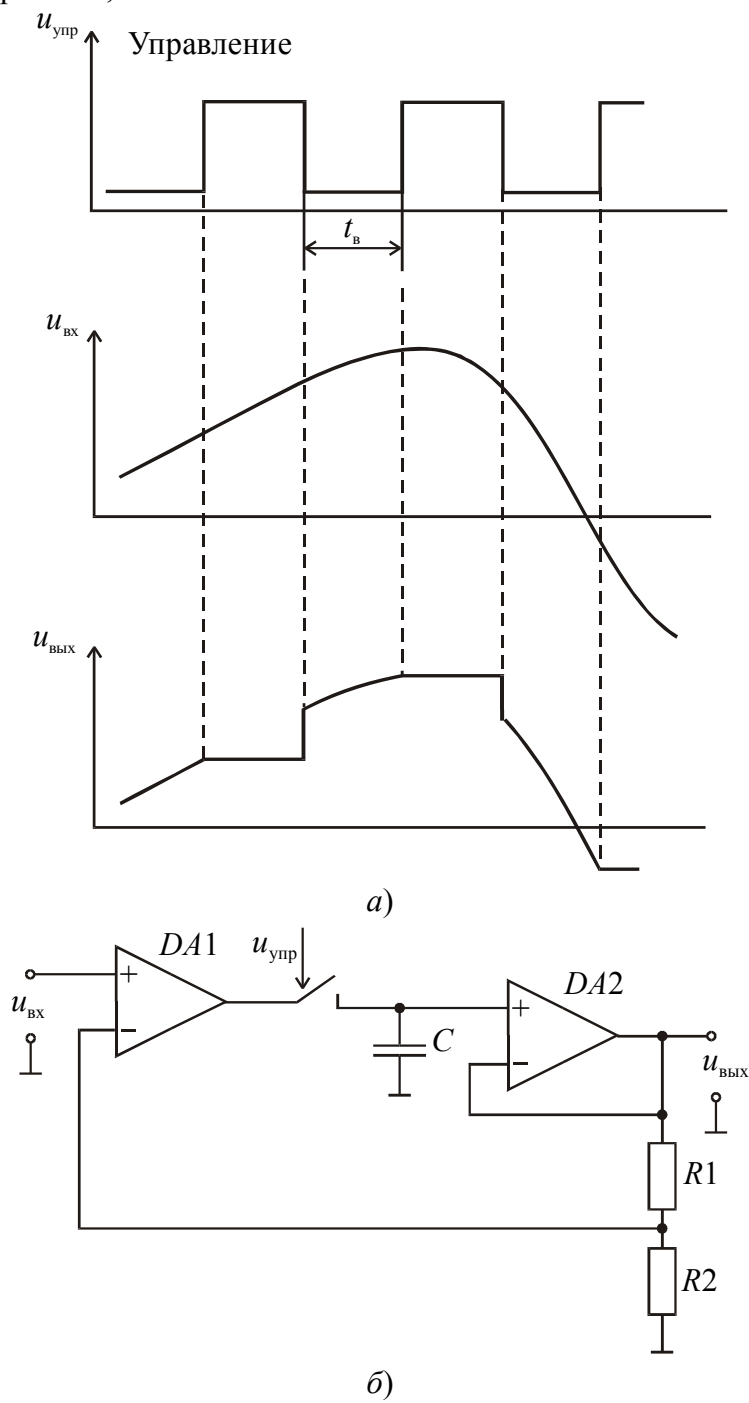


Рис. 3.8

На самом деле переходы между режимами оказываются не мгновенными, а поэтому в реальных схемах существует апертурное время (установления), характеризующее одну из составляющих динамической погрешности.

Основная схема СВХ, часто выполняемая в виде ИМС, изображена на рис. 6.33,б. Она содержит два быстродействующих ОУ, причем выходной ОУ–повторитель $DA2$ выбирается с входными каскадами на полевых транзисторах, что обеспечивает очень малую утечку заряда запоминающего конденсатора C . Высококачественный ключ с малыми сопротивлением R_o и током утечки $i_{ут}$ связывает выход ОУ $DA1$ с конденсатором. Когда ключ замкнут ($U_{упр} \approx 0$), вся система работает как усилитель, при этом напряжение на конденсаторе оказывается как раз таким, чтобы

$$u_{\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) u_{\text{ВХ}}. \quad (3.4)$$

Очень часто резисторы $R1$ и $R2$ отсутствуют ($R1=0$, $R2=\infty$), так что $u_{\text{ВЫХ}} \approx u_{\text{ВХ}}$. При размыкании ключа выходное напряжение сохраняет свое значение, пока утечки не изменят заряд конденсатора. Для характеристики ошибки в режиме хранения обычно указывают скорость изменения выходного напряжения $V_{U_{\text{ВЫХ хр}}}$ при данной запоминающей емкости C (что равносильно заданию тока утечки). Чем больше емкость, тем больше апертурное время, зависящее от постоянной времени перезаряда конденсатора, но и тем больше допустимое время хранения при заданной погрешности.

Способность СВХ отслеживать входной сигнал в режиме выборки характеризуют максимальной скоростью нарастания (спада) выходного напряжения $V_{U_{\text{ВЫХ сл}}}$. Эта скорость зависит как от способности входного ОУ $DA1$ отдавать ток заряда конденсатора, так и от частоты среза контура обратной связи. Качество СВХ определяется отношением $V_{U_{\text{ВЫХ сл}}}/V_{U_{\text{ВЫХ хр}}}$ при заданной погрешности. У лучших схем этот показатель близок к 10^{10} , а абсолютные значения составляют $V_{U_{\text{ВЫХ сл}}}=10$ В/мкс при $C \leq 0,01$ мкФ (ток заряда до 0,1 А) и $V_{U_{\text{ВЫХ хр}}}=0,1$ мВ/с при $C=0,01$ мкФ (ток утечки около 1 пА).

3.4. Интегральные таймеры

Термин «таймер» (задатчик временных интервалов) применяют как для обозначения соответствующих узлов систем управления, сбора и обработки информации, ЭВМ, так и в качестве названия специализированных ИМС.

Особенно удачной оказалась ИМС КР1006ВИ1 (аналог зарубежных SE555, NE555). По количеству областей применения и устройств, предложенных и изготавливаемых на ее основе, она может конкурировать даже с операционными усилителями. Упрощенная функциональная схема этого

таймера показана на рис. 3.9. В ее состав входят два компаратора $DA1$ и $DA2$, RS -триггер $DD1$, резистивный делитель $R1$ – $R3$, выходные транзисторные каскады $VT1$ – $VT3$.

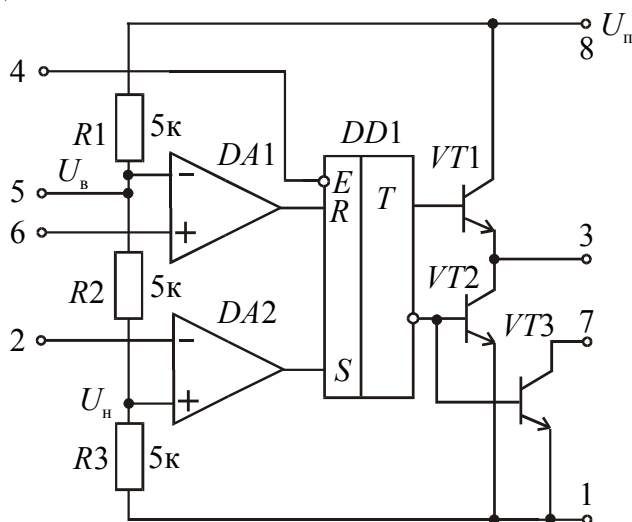


Рис. 3.9

Резистивный делитель подает на нижний по схеме компаратор напряжение $U_n = U_{\pi}/3$, а на верхний – напряжение $U_b = 2U_{\pi}/3$. Таким образом, если на выводе 2 таймера напряжение станет меньше, чем U_n , то на триггер пойдет сигнал установки состояния логической «1»; если же напряжение на выводе 6 станет больше, чем U_b , то с верхнего компаратора на триггер придет сигнал установки в состояние логического «0». Триггер имеет и дополнительный вход установки в «0» – вывод 4.

Если на входы триггера поступают одновременно сигналы установки в различные состояния, то он срабатывает в соответствии со следующими приоритетами сигналов. Наивысший приоритет имеет сигнал, подаваемый на вывод 4. Поэтому этот сигнал является сигналом разрешения E : если $E=1$, то работа таймера разрешена, если $E=0$, то триггер таймера находится в состоянии «0». Вторым по старшинству является непрерывный сигнал U_2 , подаваемый на вывод 2. Этот сигнал соответствует инверсному входу установки триггера в единицу: если $E=1$ и $U_2 < U_n$, то с выхода триггера будет сниматься сигнал «1» (вне зависимости от напряжения на выводе 6). И, наконец, самый младший приоритет принадлежит непрерывному сигналу U_6 , подаваемому на вывод 6. Этот сигнал при $U_6 > U_b$, $U_2 < U_n$ и $E=1$ обеспечивает установку триггера в «0».

Выходной каскад триггера, построенный на транзисторах $VT1$ и $VT2$, обеспечивает выходной ток до 100 мА, т.е. непосредственное управление электромагнитным реле.

Основная схема включения таймера показана на рис. 3.10,*а* и соответствует режиму одновибратора. Вход R таймера (вывод 6) присоединен к выходу интегрирующей RC -цепи, которая в свою очередь подключена к источнику питающего напряжения. К выходу этой цепи присоединен также вывод 7 таймера – коллектор транзистора $VT3$ (рис. 3.9). Исходно на входе $\bar{S}$ (вывод 2) таймера поддерживается напряжение $U_2 > U_n$, триггер находится в состоянии логического «0», транзистор $VT3$ открыт и на выходе RC -цепи поддерживается нулевое напряжение. Если теперь на вход $\bar{S}$ подать отрицательный импульс $U_{вх}$ (так что в течение некоторого времени будет обеспечено $U_2 > U_n$), то триггер таймера перейдет в состояние «1», транзистор $VT3$ закроется и конденсатор $C1$ начнет заряжаться током, проходящим от источника U_n через резистор $R4$. Когда конденсатор зарядится до напряжения $U_{в}$, триггер возвратится в состояние «0», и таким образом таймер окажется снова в исходном положении. Для одновибратора по схеме рис. 3.10,*а* длительность положительного импульса, снимаемого с выхода таймера Q (вывод 3), равна

$$t_{и} = R4C1 \ln 3 = 1,1 R4C1. \quad (3.5)$$

Вывод 5 таймера рекомендуется соединять конденсатором $C3$ емкостью порядка 0,01 мкФ с общим проводом. Это снижает влияние помех на длительность формируемых импульсов. В принципе на вход 5 может быть подано внешнее управляющее напряжение U_y от источника с малым выходным сопротивлением, например, с выхода операционного усилителя. Таким образом можно управлять длительностью формируемого импульса, которая в этом случае будет равна

$$t_{и} = R4C1 \ln \frac{U_n}{U_n - U_y}. \quad (3.6)$$

Входной ток компаратора $DA1$ составляет примерно 0,1 мкА, ток закрытого транзистора $VT3$ – около 0,5 мкА. Этими токами определяется наибольшее допустимое сопротивление времязадающего резистора $R4$. Рекомендуется это сопротивление выбирать из диапазона 1 кОм – 10 МОм. Наименьшая возможная длительность формируемого импульса ограничена быстродействием таймера и равна приблизительно 10 мкс. Наибольшая длительность практически ограничена только допустимыми габаритами времязадающего конденсатора $C1$.

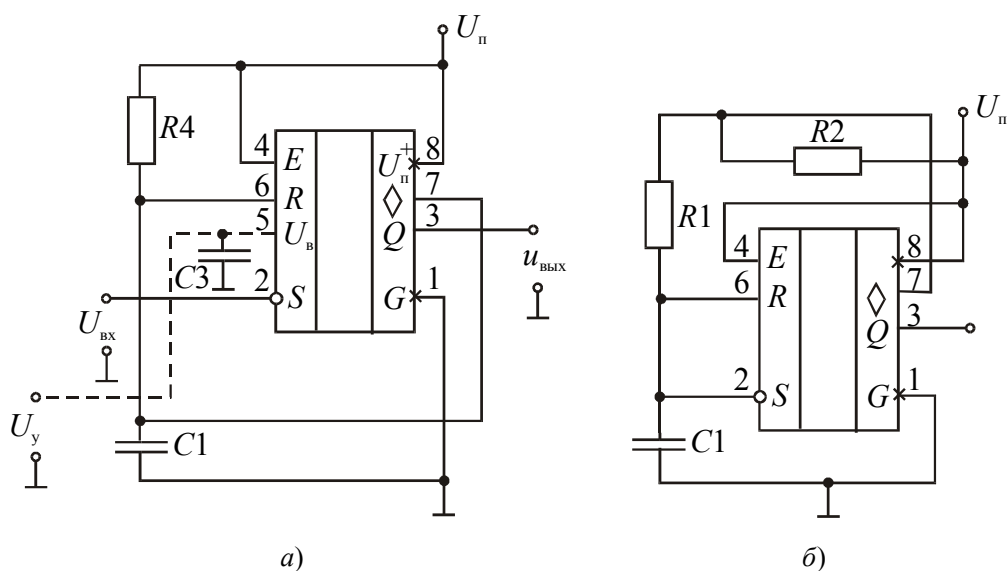


Рис. 3.10

Схема на рис. 3.10,б – это схема мультивибратора. Здесь оба аналоговых входа таймера (R и $\bar{S}$) используются для контроля напряжения на конденсаторе C . Когда это напряжение достигает уровня $U_B = 2U_{\Pi}/3$, то триггер таймера переходит в состояние 0 вследствие чего входное напряжение RC -цепи уменьшается и конденсатор начинает разряжаться. Но как только напряжение на конденсаторе снизится до $U_H = U_{\Pi}/3$, триггер снова переходит в единицу и снова начинается заряд этого конденсатора. Для такого мультивибратора частота генерируемых импульсов определяется соотношением

$$f = 0,7 / [(2R_1 + R_2)C_1] \quad (3.7)$$

При выборе сопротивления времязадающей цепи мультивибратора следует учитывать входной ток компаратора $DA2$ (рис. 3.9). Это ток равен примерно 0,5 мкА.

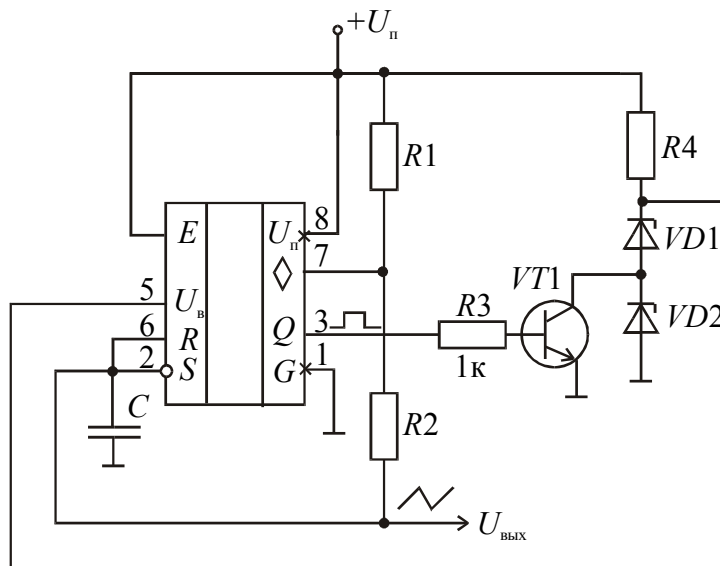


Рис. 3.11

На рис. 3.11 изображена схема простого генератора колебаний треугольной формы с частотой до 1 МГц. Амплитуда колебаний устанавливается внешней цепью из транзистора $VT1$ и стабилитронов $VD1$ и $VD2$. Она изменяет напряжение на выводе таймера 5 в зависимости от потенциала на выводе 3. При напряжении U_n на этом выводе транзистор $VT1$ насыщен, и на выводе 5 таймера устанавливается напряжение

$$U_B = U_{CT1} + U_{кнас}, \quad (3.8)$$

где U_{CT1} – напряжение стабилизации $VD1$.

Когда напряжение на конденсаторе C возрастает до значения U_B , напряжение на выводе 3 таймера скачком изменится, и станет равным $\approx 0,1$ В, транзистор закроется, и на выводе 5 установится напряжение

$$U_B = U_{CT1} + U_{CT2}, \quad (3.9)$$

где U_{CT2} – напряжение стабилизации $VD2$.

После этого конденсатор C начинает разряжаться, и когда напряжение на нем достигнет значения $(U_{CT1} + U_{CT2})/2$, напряжение на выводе 3 снова станет равным U_n .

Несмотря на то, что формируемый на конденсаторе выходной сигнал u_C складывается из нарастающей и спадающей экспонент, он близок к идеальному треугольному, поскольку изменения u_C находятся на начальных участках. Выходной сигнал растет с постоянной времени $\tau_p = (R1 + R2)C$, а уменьшается с постоянной $\tau_y = R2C$. Изменением сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ можно получить требуемые соотношения между временами спада

и нарастания, а подбором емкости C конденсатора установить необходимую частоту колебаний.

На основе таймера КР1006ВИ1 также могут быть построены и генератор пилообразного напряжения, и триггер Шмитта, и многие другие устройства.

Однополярное, изменяемое в пределах 5–15 В напряжение питания таймера КР1006ВИ1, хорошие технические характеристики генераторов на его основе делают целесообразным их использование в электронных устройствах автомобилей.

3.5. Триггеры Шмитта на основе аналоговых ИМС

Триггер Шмитта функционально представляет собой компаратор, уровни включения и выключения которого не совпадают, как у обычного, а различаются на величину, называемую гистерезисом переключения U_{Γ} . Дело в том, что состояние выхода данного триггера зависит как от входного напряжения $u_{\text{ВХ}}$, так и от недавней предыстории – это и есть так называемый эффект гистерезиса.

Триггеры Шмитта могут быть собраны на транзисторах, операционном усилителе, компараторе, а также на логических ИМС.

Работа схемы неинвертирующего триггера Шмитта рассмотрена в § 3.1 (рис. 3.3). Различие заключается в том, что уровни переключения ИМС компаратора различаются очень незначительно, и не могут быть изменены, в то время как пороги срабатывания триггера Шмитта задаются изменением глубины положительной обратной связи.

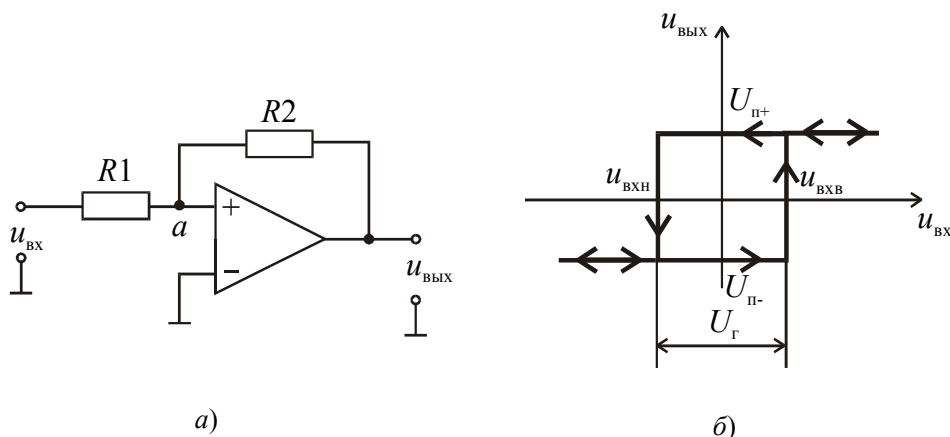


Рис. 3.12

Схема неинвертирующего триггера Шмитта изображена на рис. 3.12,а. При приложении ко входу этой схемы большого положительного напряжения $u_{\text{ВХ}}$, ОУ окажется в состоянии положительного насыще-

ния $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{П}+}$. Когда входной сигнал начнет уменьшаться, то сначала, пока потенциал неинвертирующего входа не достигнет нулевого значения, выходное напряжение изменяться не будет. Когда входное напряжение достигнет нижнего порогового значения

$$u_{\text{ВХН}} = -\frac{R1}{R2} U_{\text{П}+},$$

напряжение на Н-входе станет равным нулю $u_a = 0$, и ОУ скачком перейдет в состояние отрицательного насыщения $u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{П}-}$. Оно будет сохраняться до тех пор, пока входное напряжение не превысит верхний пороговый уровень

$$u_{\text{ВХВ}} = -\frac{R1}{R2} U_{\text{П}-}.$$

Передаточная характеристика триггера Шмитта приведена на рис. 3.12,б.

Таким образом, гистерезис переключения равен

$$U_{\Gamma} = u_{\text{ВХВ}} - u_{\text{ВХН}} = \frac{R1}{R2} (U_{\text{П}+} - U_{\text{П}-}). \quad (3.11)$$

Как следует из (3.11), ширина петли гистерезиса U_{Γ} может быть задана подбором сопротивлений резисторов $R1$ или $R2$.

Недостаток триггеров Шмитта на ОУ – зависимость гистерезиса переключения и уровней выходного сигнала от напряжения питания ОУ.

Этот недостаток устраняется при использовании компаратора, у которого фиксированный уровень выходных сигналов. В качестве примера на рис. 3.13 показаны схема триггера Шмитта на основе компаратора К554СА3 и его передаточная характеристика.

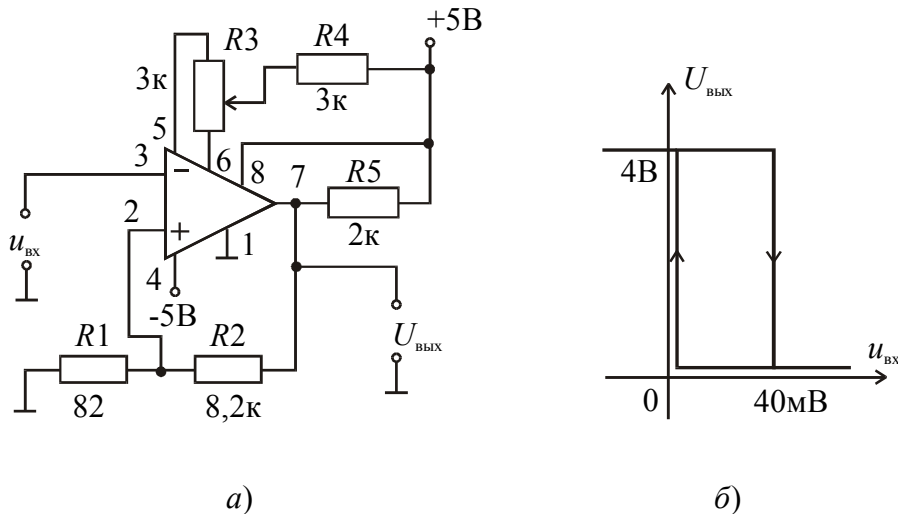


Рис. 3.13

ПОС задается резисторами $R1$ и $R2$. Резисторы $R3$ и $R4$ служат для коррекции напряжения смещения компаратора (исходно оно может достигать ± 3 мВ). Если коррекция не требуется, то выводы 5 и 6 ИМС не используются. Резистор $R5$ служит коллекторной нагрузкой выходного транзистора. Когда транзистор закрыт, выходное напряжение компаратора составляет около 4 В (определяется делителем $R5$, $R2$, $R1$), а когда открыт – $U_{\text{вых}} \approx 0$ В. Делитель $R1$, $R2$ подает на неинвертирующий вход примерно сотую часть выходного напряжения. Поэтому ширина петли гистерезиса равна $U_T \approx 40$ мВ. Точная ее установка достигается регулировкой резистора $R2$.

Триггер Шмитта может использоваться для формирования прямоугольных импульсов из сигнала произвольной формы, фронты которых формируются при переходе через пороги срабатывания.

4 ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ИХ СХЕМОТЕХНИКА

Работоспособность электронной аппаратуры обеспечивается средствами вторичного электропитания, преобразующими постоянное или переменное напряжение (или ток) первичных источников электрической энергии. Ими могут быть самые различные преобразователи: механические (электромашинные генераторы постоянного и переменного тока), химические (электролиты аккумуляторных батарей), тепловые (термоэлектрические и термоэмиссионные), световые (фотоэлементы), топливные (биохимические источники тока), атомные и другие. Для стационарных электронных устройств и систем основным первичным источником являются энергосистемы переменного тока с частотой 50 Гц.

Средства вторичного электропитания, используя энергию от автономных первичных источников питания или систем энергоснабжения промышленной частоты, формируют необходимые для работы электронной аппаратуры уровни напряжения с требуемыми параметрами. Качество источников вторичного электропитания (ИВЭП) в значительной степени влияет на многие характеристики самих электронных устройств и систем.

4.1. Классификация ИВЭП и схемы их построения.

ИВЭП классифицируют по следующим основным признакам:

– по виду входной электроэнергии ИВЭП делятся на работающие от первичного источника:

1. постоянного напряжения,
2. переменного напряжения (однофазного или многофазного),
3. комбинированного постоянного и переменного напряжения;

–по выходной мощности:

1. микромощные (менее 1 Вт),
2. маломощные (от 1 до 10 Вт),
3. средней мощности (от 10 до 100 Вт),
4. повышенной мощности (от 100 до 1000 Вт),
5. большой мощности (свыше 1 кВт);

–по виду выходной электроэнергии:

1. с выходом на постоянном токе,
2. с выходом на переменном токе;

–по номинальному значению выходного напряжения:

1. низкого (до 100 В),
2. среднего (от 100 до 1000 В),
3. высокого (свыше 1000 В);

–по системам постоянства выходного напряжения:

1. стабилизирующие,
2. нестабилизирующие;

–по уровню пульсаций выпрямленного напряжения (для ИВЭП постоянного тока):

1. с малым (менее 0,1 %),
2. со средним (от 0,1 до 1%),
3. с большим (свыше 1%);

–по допустимому отклонению выходного напряжения от номинального значения:

1. низкой точности (свыше 5%),
2. средней точности (от 1% до 5%),
3. высокой точности (от 0,1% до 1%),
4. прецизионные (менее 1%);

–по числу выходов напряжений питания:

1. одноканальные,
2. многоканальные,

–по способу стабилизации напряжения:

1. с непрерывным регулированием,
2. с импульсным регулированием.

В качестве интегрального критерия для оценки выбора оптимального схемотехнического решения ИВЭП широко применяется критерий эффек-

тивности. Под эффективностью понимается обычно некоторая совокупность показателей, которые позволяют количественно оценить степень приспособленности системы к выполнению предъявляемых к ней требований.

Все множество показателей устройств электропитания можно разбить на следующие основные группы:

- 1) функциональные;
- 2) эксплуатационные;
- 3) конструктивные;
- 4) экономические.

К функциональным показателям относятся количественные и качественные характеристики источника электропитания, энергетические показатели, показатели электромагнитной совместимости, которые характеризуют помехи, создаваемые устройством электропитания.

Это, например, номинальные значения напряжений и токов, формируемых источником питания, допустимые значения нестабильности питающих напряжений и токов, коэффициент пульсаций и уровень шумов рабочих напряжений, к.п.д. и другие.

К эксплуатационным относятся показатели, характеризующие надежность, удобство эксплуатации и ремонта, безопасность обслуживания, такие как время наработки на отказ, наличие аварийной сигнализации, степень защищенности на случай аварийных ситуаций.

Конструктивные показатели включают массу, габариты, вибро- и ударостойкость, влагозащищенность, степень использования стандартизированных и унифицированных блоков, узлов и деталей, технологичность конструкции и другие.

Экономические показатели учитывают материальные затраты на разработку, производство и эксплуатацию.

Интегральный критерий эффективности обычно формируется из совокупности рассмотренных показателей в виде суммы

$$\Theta = \sum_{i=1}^n g_i f(x_i),$$

где $f(x_i)$ —некоторая функция от i -го показателя x_i , g_i —весовой коэффициент, учитывающий степень важности i -го показателя.

Следует учитывать, однако, что для оптимального в целом, схемотехнические решения для отдельных устройств, входящих в состав ИВЭП, могут оказаться не самыми эффективными.

Наиболее типичными являются структуры ИВЭП с трансформаторным входом и с бестрансформаторным входом.

Чаще всего на практике, особенно для стационарной электронной аппаратуры, применяется первая из них, изображенная на рис. 4.1. В нее входят трансформатор Тр, выпрямитель В, фильтр электрический сглаживающий Ф, компенсационный стабилизатор КС. Источником энергии, как правило, служит промышленная энергосистема с напряжением $U_{\sim} 380$ В или 220 В, и частотой $f 50$ Гц. В общем случае любой из блоков, кроме выпрямителя (поскольку питание электронных устройств осуществляется постоянным напряжением), в конкретном ИВЭП может отсутствовать. Кроме того, для получения постоянных напряжений разного уровня трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток, соответственно, в состав ИВЭП будут входить несколько цепей, включающих выпрямители, фильтры и стабилизаторы.

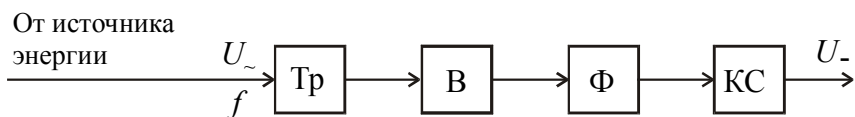


Рис. 4.1

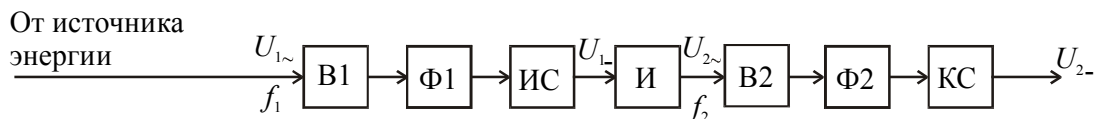


Рис. 4.2

Типовая структура ИВЭП с бестрансформаторным входом показана на рис. 4.2. В отличие от предыдущей, в нее входят, как правило, два выпрямителя В1 и В2, два сглаживающих фильтра Ф1 и Ф2, импульсный стабилизатор ИС, инвертор И. В качестве источника энергии может быть как промышленная сеть (тогда выпрямитель В1 должен быть высоковольтным), так и генератор переменного напряжения. В таком ИВЭП применяется дополнительное преобразование уже сформированного постоянного напряжения U_{1-} в переменное $U_{2\sim}$ с гораздо большей частотой f_2 , осуществляемое инвертором И, в состав которого входит импульсный трансформатор. Некоторое усложнение структуры ИВЭП позволяет существенно

уменьшить его массу и габариты, повысить к.п.д. Как и в предыдущем случае, в составе такого источника может отсутствовать часть блоков.

Именно такую структуру имеют ИВЭП, входящие в состав электрооборудования автомобилей. Она позволяет из основного постоянного напряжения бортовой сети U_1 формировать напряжения U_2 не только большего уровня, но и другой полярности, что бывает часто необходимым для питания ИМС электронных устройств, обеспечивающих преобразование двухполярных сигналов.

В следующих параграфах данной главы будут рассмотрены назначение и схемотехнические решения для устройств, входящих в состав ИВЭП с бестрансформаторным входом.

4.2 Выпрямители.

Выпрямителем называется статический преобразователь напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока.

4.2.1 Основные сведения и классификация схем выпрямления.

Выпрямители классифицируются по ряду признаков:

- а) по типу вентиля—управляемые (как правило, это тиристоры) и неуправляемые (диоды);
- б) по напряжению—низкого (до 1000 В) и высокого (свыше 1000 В);
- в) по мощности—маломощные (до 1 кВт) и большой мощности (свыше 1 кВт);
- г) по режиму работы—длительного, кратковременного, повторно-кратковременного и импульсного;
- д) по схеме выпрямления—одно- и многофазные, одно- и двухтактные.

В составе электрооборудования автомобилей используются выпрямители, состоящие из неуправляемых вентилях (т.е. полупроводниковых диодов), низкого напряжения и малой мощности с длительным режимом работы.

Кратко рассмотрим основные эксплуатационные параметры полупроводниковых диодов.

Под идеальным диодом понимается функциональный элемент, обладающий свойством односторонней проводимости, которое связано с его способностью скачкообразно изменять величину сопротивления протекающего электрического тока от нуля до бесконечности в зависимости от знака приложенного напряжения, когда к аноду прикладывается положительный потенциал относительно катода (прямое напряжение), со-



противление диода равно нулю ($r_{пр}=0$), а при противоположной полярности (обратное напряжение) оно становится равным бесконечности ($r_{обр}=\infty$).

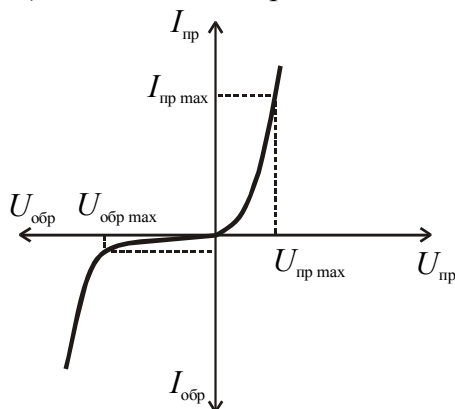


Рис. 4.3

Вольтамперная характеристика реального диода (рис. 4.3.) отличается от идеального. Основными параметрами, характеризующими диоды, являются предельные эксплуатационные данные:

- 1) Прямое напряжение $U_{пр}$. В зависимости от типа диода оно колеблется от 0,3 до 1,5В, но как правило составляет порядка 0,7 В.
- 2) Постоянный прямой ток $I_{пр max}$. Прямое сопротивление диода по постоянному току $r_{пр}=\Delta U_{пр}/\Delta I_{пр}$ невелико. Однако при протекании тока через диод выделяется такое количество тепла, которое при превышении предельного значения, может вывести диод из строя. Поэтому ток для каждого типа диода не может превышать максимального допустимого значения.
- 3) Максимальное обратное напряжение $U_{обр max}$. При приложении к диоду обратного напряжения в нем возникает постоянный обратный ток. Обычно его значение достаточно мало, но если обратное напряжение превысит предельно допустимое значение, диод пробивается и обратный ток резко увеличивается.

Выбор диода для выпрямительного устройства определяется технико-экономическими показателями и условиями эксплуатации. Необходимо также руководствоваться требованиями к надежности, к.п.д., технологичности, стоимости.

В настоящее время существует значительное количество схем выпрямления переменного тока.

Схемы выпрямления классифицируются по следующим признакам:

- а) по характеру протекания тока в нагрузке в течение каждого из полупериодов фазного напряжения,
- б) по количеству фаз источника электропитания,
- в) по количеству фаз переменного напряжения, подаваемого на выпрямитель.

К схемам первого типа относятся однополупериодные и двухполупериодные.

Однополупериодные (однотактные) схемы характеризуются тем, что ток во вторичной обмотке трансформатора и через соответствующие диоды протекает не более половины периода фазного напряжения.

В двухполупериодных (двухтактных) схемах выпрямления ток во вторичной обмотке трансформатора протекает в течение обоих полупериодов.

В зависимости от вида питающей сети выпрямители делятся на однофазные, питающиеся от однофазного источника, и трехфазные, питающиеся от трехфазного источника.

В мощных выпрямителях (десятки и сотни киловатт) искусственно, например, созданием дополнительных обмоток в трехфазном трансформаторе питания, создают шестифазную систему напряжений. Возможно создание и большего количества фаз. Эта группа схем относится к многофазным схемам выпрямления.

Выпрямители характеризуются следующими параметрами:

- 1) среднее значение выпрямленного напряжения U_0 ,
- 2) среднее значение выпрямленного тока I_0 ,
- 3) мощность в цепи выпрямленного тока $P_0 = U_0 I_0$,
- 4) коэффициент пульсаций k_n , равный отношению амплитуды 1-й гармоники U_{m1} пульсации на нагрузке к напряжению U_0

$$k_n = \frac{U_{m1}}{U_0}. \quad (4.1)$$

Иногда коэффициент пульсаций определяется, как отношение разности максимального и минимального значений напряжения на нагрузке к удвоенному значению средневывпрямленного напряжения (согласно рис. 4.4)

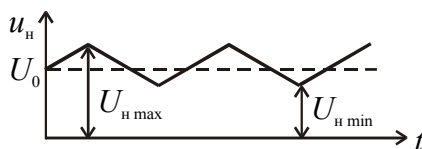


Рис. 4.4

$$k_{\Pi} = \frac{U_{\text{н max}} - U_{\text{н min}}}{2U_0} \quad (4.2)$$

5) действующее и амплитудное значения тока выпрямителя I, I_m ,

6) максимальное обратное напряжение на диодах $U_{\text{обр max}}$,

7) коэффициент использования трансформатора

$$k = P_0 / S_{\text{тр}}. \quad (4.3)$$

Для сравнения различных схем выпрямления вводится коэффициент выпрямления m , который связывает количество фаз выпрямляемого переменного напряжения p с количеством полупериодов q этого напряжения, в которых работают диоды

$$m = p q \quad (4.4)$$

4.2.2. Анализ основных схем выпрямления

Анализ проведен для выпрямителей, работающих с силовыми трансформаторами, преобразующими синусоидальное напряжение. Это позволяет обобщить полученные результаты. при этом следует учитывать, что соотношения (кроме полной мощности первичной обмотки S_1 и габаритной мощности трансформатора $S_{\text{тр}}$) справедливо и в том случае, когда вместо вторичной обмотки трансформатора к выпрямителю подключена обмотка статора синхронного генератора, вырабатывающего синусоидальное однофазное напряжение

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega t,$$

или трехфазное

$$u_a = U_{am} \sin \omega t$$

$$u_b = U_{bm} \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$u_c = U_{cm} \sin(\omega t + 120^\circ).$$

4.2.2.1 Однополупериодная схема

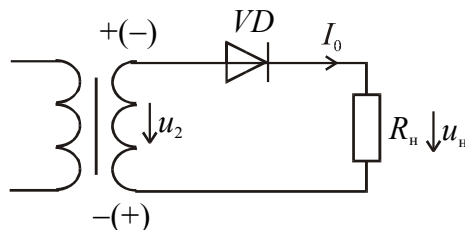


Рис. 4.5,а

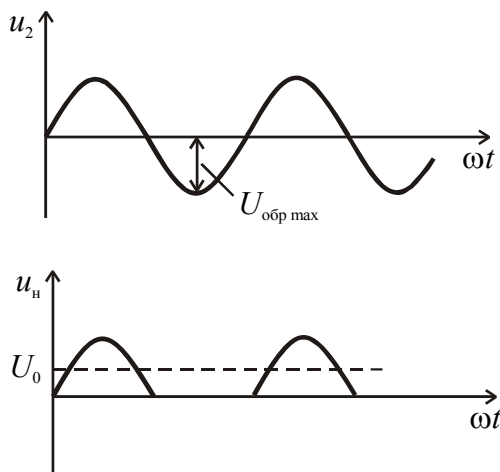


Рис. 4.5,б

Принцип действия однополупериодного выпрямителя рассмотрим, пользуясь схемой и временными диаграммами, представленными на рис. 4.5. В положительный полупериод, когда на аноде диода VD положительный потенциал, он открывается ($r_{пр} \approx 0$), все напряжение прикладывается к нагрузке R_n . В отрицательный полупериод диод закрыт ($r_{обр} \approx 0$), ток через него равен нулю, а все напряжение вторичной обмотки трансформатора прикладывается к диоду.

Поскольку количество фаз выпрямленного напряжения $p=1$, а количество полупериодов, в которые работают диоды $q=1$, то коэффициент выпрямления

$$m = p q = 1.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения определяется как интеграл за период от мгновенного значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора. С учетом того, что ток в нагрузке течет только в течение одного полупериода, получим

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{U_{2m}}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^\pi = \frac{U_{2m}}{\pi} = \frac{U_2}{\sqrt{2}\pi} \quad (4.5),$$

где U_{2m} , U_2 —амплитудное и действующее значения напряжения на вторичной обмотке.

Действующее значение тока, протекающего через вторичную обмотку трансформатора только в течение одного полупериода, определяется из выражения:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_2^2(\omega t) d\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{2m}^2 \sin^2 \omega t d\omega t} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{U_{2m}}{2R_H}. \quad (4.6)$$

Тогда с учетом (4.5), получим

$$I_2 = \frac{\pi U_0}{2R_H} = \frac{\pi}{2} I_0. \quad (4.7)$$

Поскольку в отрицательный полупериод все напряжение прикладывается к диоду, то максимальное значение его обратного напряжения равно:

$$U_{\text{обр max}} = U_{2m} = \pi U_0.$$

Определим теперь коэффициент пульсаций для однополупериодной схемы. Во всех случаях расчета неуправляемых выпрямителей мгновенное значение напряжения на нагрузке можно представить как четную функцию, т.е.

$$u_H(\omega t) = u_H(-\omega t).$$

Для однополупериодной схемы график напряжения на нагрузке в виде четной функции показан на рис. 4.6.

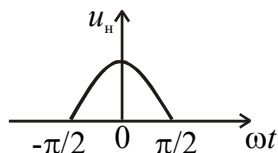


Рис. 4.6

Эта зависимость может быть описана выражением

$$u_H = \begin{cases} 0 & -\pi \leq \omega t < -\frac{\pi}{2} \\ U_{2m} \cos \omega t & \text{при } -\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \frac{\pi}{2} < \omega t \leq \pi \end{cases}.$$

При разложении четной функции в ряд Фурье, амплитуда k -ой гармоники определяется следующим образом:

$$U_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} u_H \cos k\omega t d\omega t. \quad (4.8)$$

Для первой гармоники это выражение примет вид:

$$U_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cos^2 \omega t d\omega t =$$

$$= \frac{1}{\pi} U_{2m} \left[\frac{1}{2} \omega t \right]_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} + \frac{1}{4} \sin 2\omega t \left[\frac{\pi}{2} \right]_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} = \frac{U_{2m}}{2}. \quad (4.9)$$

Таким образом коэффициент пульсаций для однополупериодной схемы выпрямления будет равен

$$k_n = U_{m1} / U_0 = \pi/2 \approx 1,57.$$

Теперь рассмотрим эффективность работы трансформатора для данной схемы.

Габаритная мощность трансформатора определяется по формуле

$$S_{тр} = (S_1 + S_2)/2, \quad (4.10)$$

где $S_1 = I_1 U_1$ – полная мощность первичной обмотки, $S_2 = I_2 U_2$ – полная мощность вторичной обмотки.

Среднее значение мощности, выделяемой в нагрузке, равно

$$P_0 = I_0 U_0, \quad (4.11)$$

а ток в нагрузке –

$$I_0 = U_0 / R_n. \quad (4.12)$$

Полную мощность вторичной обмотки трансформатора можно определить, как

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi^2 U_0^2}{2\sqrt{2} R_n} = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_0 \approx 3,43 P_0. \quad (4.13)$$

Ток в первичной обмотке найдем из формулы

$$I_1 = \frac{1}{k_T} I_{2\sim} = \frac{1}{k_T} \sqrt{I_2^2 - I_0^2} = \frac{U_0}{k_T R_n} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1}, \quad (4.14)$$

где $I_{2\sim}$ – переменная составляющая тока вторичной обмотки, k_T – коэффициент трансформации.

Напряжение на первичной обмотке трансформатора можно представить выражением

$$U_1 = k_T U_2 = k_T \pi U_0 / \sqrt{2}.$$

Следовательно, полная мощность, подводимая к первичной обмотке трансформатора, равна

$$S_1 = \frac{U_0^2 \pi}{R_H \sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = P_0 \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} \approx 2,69 P_0. \quad (4.15)$$

Таким образом, габаритная мощность трансформатора, согласно (4.10), составит

$$S_{тр} = \frac{\frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} + \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1}}{2} P_0 \approx 3,1 P_0. \quad (4.16)$$

Следовательно, коэффициент использования трансформатора $k_{тр}=0,3$.

Достоинство схемы одно – ее простота.

Недостатки:

1. Большое значение максимального обратного напряжения на диоде.
2. Малое значение средневывпрямленного напряжения на нагрузке.
3. Большие пульсации выпрямленного тока.
4. Вынужденное подмагничивание сердечника трансформатора.
5. Неэффективное использование трансформатора.

4.2.2.2 Двухполупериодная схема

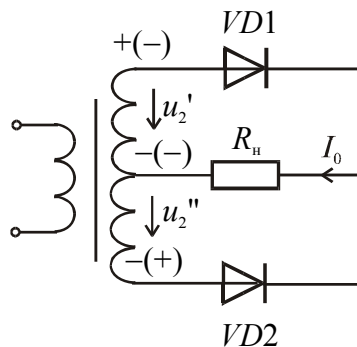


Рис. 4.7,а

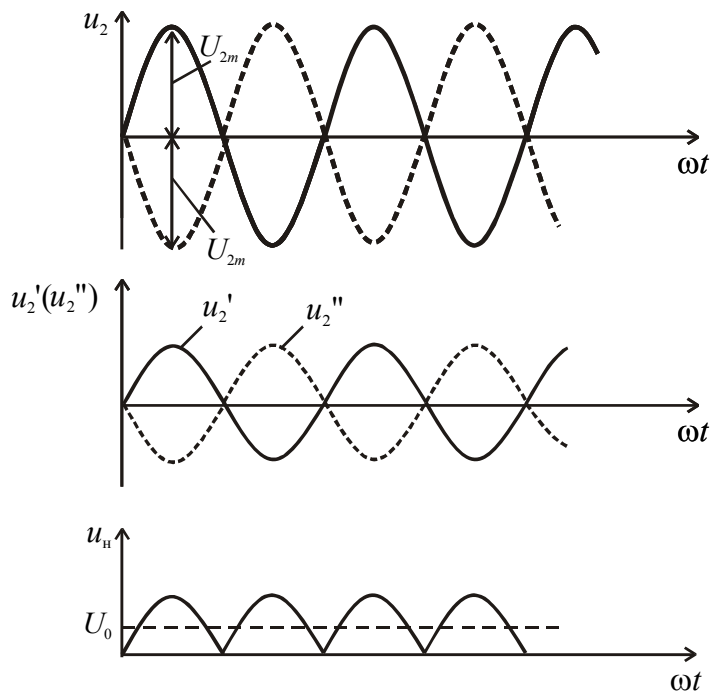


Рис. 4.7, б

Схема и временные диаграммы, поясняющие работу двухполупериодного выпрямителя, представлены на рис. 4.7.

Принцип действия.

В положительный полупериод потенциал верхней точки вторичной обмотки трансформатора более положительный, чем потенциал средней точки, который в свою очередь более положительный, чем потенциал нижней точки вторичной обмотки. Поэтому диод $VD1$ открыт, а диод $VD2$ закрыт. И ток течет по цепи: верхняя точка–диод $VD1$ –сопротивление нагрузки R_n –средняя точка.

В отрицательный полупериод потенциал нижней точки вторичной обмотки трансформатора более положительный, чем потенциал средней точки, который в свою очередь более положительный, чем потенциал верхней. Поэтому диод $VD1$ закрыт, а диод $VD2$ открыт. И ток течет по цепи: нижняя точка–диод $VD2$ –сопротивление нагрузки R_n –средняя точка.

Число фаз выпрямленного напряжения $p=2$, количество полупериодов, в которые работают диоды выпрямителя $q=1$, поэтому коэффициент выпрямления

$$m=pq=2.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения определяется следующим образом:

$$U_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}. \quad (4.17)$$

Максимальное значение обратного напряжения, прикладываемое к каждому из диодов, равно

$$U_{\text{обр max}} = 2U_{2m} = \pi U_0. \quad (4.18)$$

Для определения коэффициента пульсаций двухполупериодной схемы выведем общую формулу при коэффициентах выпрямления $m \geq 2$

$$\begin{aligned} U_{m1} &= \frac{m}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{+\frac{\pi}{m}} U_{2m} \cos \omega t \cos m \omega t d\omega t = \\ &= \frac{mU_{2m}}{\pi} \cdot \frac{2}{m^2 - 1} \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) = \frac{2}{m^2 - 1} U_0. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Следовательно, коэффициент пульсаций в общем случае для $m \geq 2$ рассчитывается согласно выражению

$$k_{\pi} = 2/(m^2 - 1). \quad (4.20)$$

Для данной схемы

$$k_{\pi} = 2/3 = 0,67.$$

Действующее значение тока вторичной обмотки, учитывая, что по каждой половине двухфазной обмотки ток течет только в течение половины обмотки, можно найти из (4.6) с учетом (4.17)

$$I_2 = I_2' = I_2'' = \frac{\pi}{4} I_0. \quad (4.21)$$

Полная мощность двух вторичных обмоток равна

$$S_2 = 2U_2 I_2 = \frac{\pi^2}{4\sqrt{2}} P_0 \approx 1,74 P_0. \quad (4.22)$$

Поскольку число фаз вторичной обмотки в $m=2$ раза больше числа фаз первичной обмотки, то действующее значение тока первичной обмотки определится из выражения

$$I_1 = \frac{1}{k_{\tau}} \sqrt{2} I_2 = \frac{\pi}{k_{\tau} 2\sqrt{2}} I_0. \quad (4.23)$$

Действующее значение напряжения первичной обмотки находим как

$$U_1 = k_T U_2 = k_T \frac{\pi U_0}{2\sqrt{2}}. \quad (4.24)$$

Следовательно, полная мощность первичной обмотки равна

$$S_1 = U_1 I_1 = (\pi^2/8) P_0 \approx 1,23 P_0 \quad (4.25)$$

А габаритная мощность трансформатора определяется следующим образом

$$S_{тр} = [\pi^2(\sqrt{2}+1)/16] P_0 \approx 1,48 P_0. \quad (4.26)$$

Таким образом, коэффициент использования трансформатора в случае двухполупериодной схемы составляет $k_{тр}=0,6$.

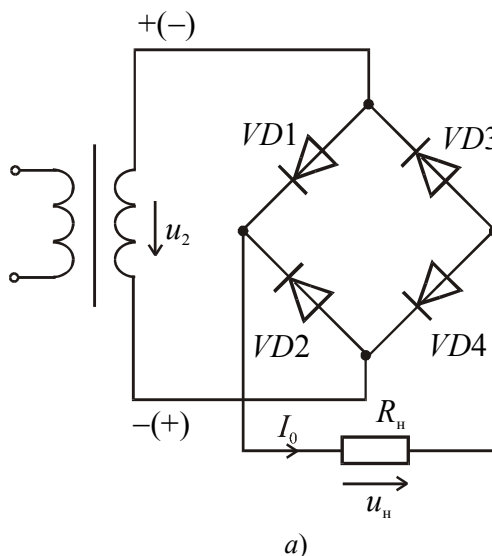
Достоинства схемы:

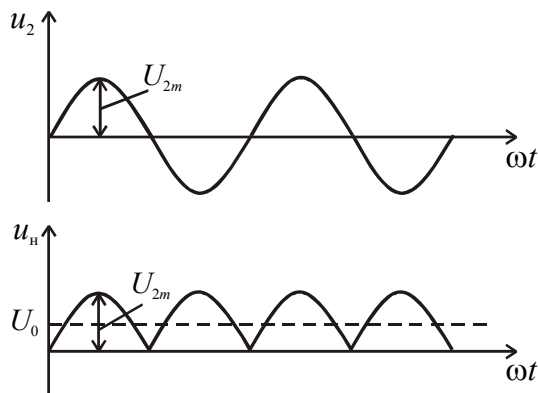
- 1) Уменьшается вынужденное подмагничивание стали трансформатора.
- 2) Коэффициент пульсаций меньше, чем у однополупериодной схемы.
- 3) Средневывпрямленное значение напряжения в два раза больше, чем у однополупериодного выпрямителя.
- 4) Эффективность использования мощности трансформатора повышается.

Недостатки:

- 1) Большое значение обратного напряжения на диодах.
- 2) Менее технологична, поскольку требуется в два раза большее число витков вторичной обмотки, и необходим вывод ее средней точки.

4.2.2.3 Мостовая схема





б)

Рис. 4.8

Принцип действия мостовой схемы, которая изображена на рис. 4.8,а, а временные диаграммы работы—на рис.4.8,б, заключается в следующем.

В положительный полупериод, когда верхняя точка вторичной обмотки трансформатора имеет положительный потенциал относительно нижней, диоды $VD1$ и $VD4$ открыты и ток протекает по цепи: верхняя точка—диод $VD1$ —нагрузка R_n —диод $VD2$ —нижняя точка. Диоды $VD2$ и $VD3$ в этот полупериод закрыты.

В отрицательный полупериод, когда нижняя точка имеет положительный потенциал относительно верхней, диоды $VD2$ и $VD3$ открыты, а диоды $VD1$ и $VD4$ закрыты.

Ток протекает по цепи: нижняя точка—диод $VD2$ —нагрузка R_n —диод $VD3$ —верхняя точка.

Коэффициент выпрямления для мостовой схемы так же, как и для двухполупериодной, равен

$$m=2.$$

Постоянная составляющая выпрямленного напряжения в данном случае определяется согласно (4.17) и имеет то же значение

$$U_0 = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{U_2}{\sqrt{2}\pi}.$$

Максимальное значение обратного напряжения, прикладываемого к диодам, равно

$$U_{обр\ max}=U_{2m}=\pi U_0/2. \quad (4.28)$$

Коэффициент пульсаций для мостовой схемы определяется по той же формуле (4.20), что и для двухполупериодного выпрямителя, и составляет

$$k_n=0,67.$$

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора определяется также аналогично:

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi U_0}{2\sqrt{2}}, \quad (4.29)$$

а действующее значение тока вторичной обмотки–

$$I_2 = \frac{U_2}{R_n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_0. \quad (4.30)$$

Полная мощность вторичной обмотки трансформатора для мостовой схемы равна полной мощности первичной обмотки

$$S_1=S_2=\pi^2/8P_0 \quad (4.31)$$

Следовательно, габаритную мощность трансформатора можно определить как

$$S_{тр}=\pi^2/8P_0 \approx 1,23 P_0, \quad (4.32)$$

а коэффициент использования трансформатора в случае мостовой схемы равен $k_{тр} \approx 0,8$.

Достоинства:

- 1) Отсутствует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора.
- 2) Максимальное значение обратного напряжения на диодах в 2 раза меньше, чем для двухполупериодной схемы.
- 3) Небольшой коэффициент пульсаций.
- 4) Эффективное использование мощности трансформатора.

Мостовая схема выпрямления обладает лучшими характеристиками среди однофазных схем выпрямления, поэтому применяется на практике наиболее часто. В тех случаях, когда необходимо получить два равных по значению, но противоположных по знаку напряжения, используется модификация мостовой схемы со средним выводом вторичной обмотки трансформатора, показанная на рис. 4.9. Надо только, чтобы нагрузка была симметричной, т.е. $R_{n1} \approx R_{n2}$, или $I_{01} \approx I_{02}$. Здесь же можно увидеть упрощенное обозначение мостовой схемы в принципиальных электрических схемах.

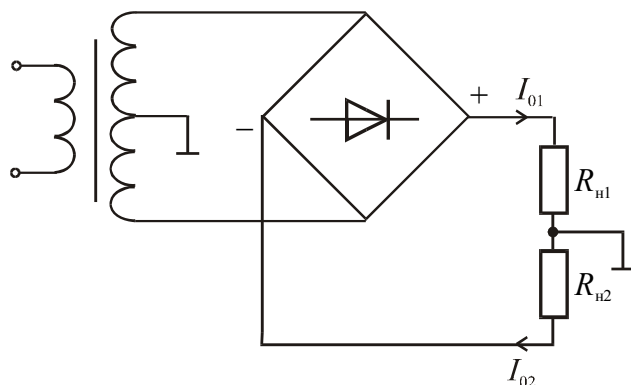


Рис. 4.9

4.2.2.4 Трехфазная мостовая схема

На рис. 4.10 изображена схема трехфазного мостового выпрямителя, подключенного к трансформатору, трехфазная вторичная обмотка которого, как и обмотка статора автомобильных генераторов, соединена по схеме «звезда», а на рис. 4.11 временные диаграммы его работы.

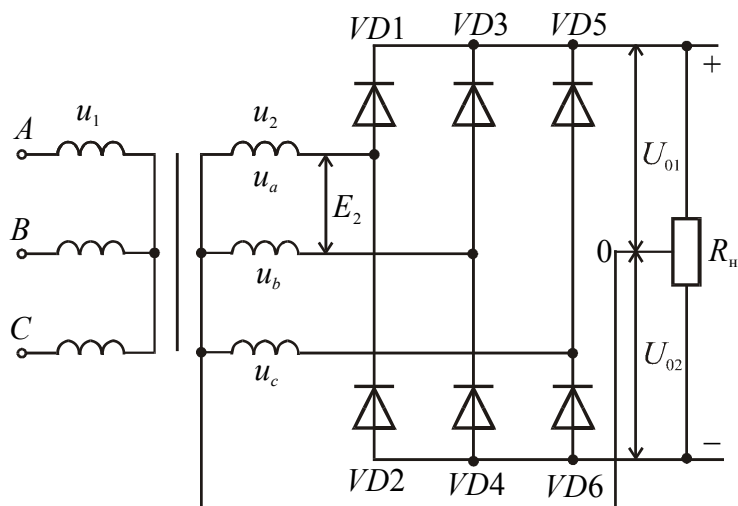


Рис. 4.10

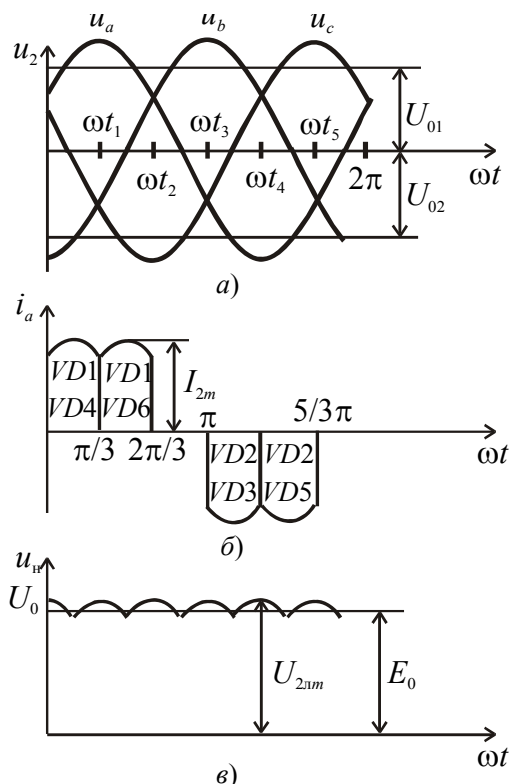


Рис. 4.11

Схема состоит из двух трехфазных выпрямителей, выходы которых соединены последовательно, и используют они одну общую для них трехфазную обмотку трансформатора. Один выпрямитель состоит из трехфазной вторичной обмотки трансформатора и диодов $VD1$, $VD3$, $VD5$. Выходное напряжение его U_{01} (рис. 4.11, а). Другой выпрямитель состоит из той же обмотки и $VD2$, $VD4$, $VD6$. Выходное напряжение его U_{02} . Так как для трехфазных схем

$U_{01} = U_{02} = 1,17U_2$, то выходное напряжение $U_0 = U_{01} + U_{02} = 2,34 U_2$. Вывод нулевой точки 0 применяется только в тех случаях, когда необходимо получение двух равных и противоположных по знаку относительно нулевой точки напряжений $U_{01} = U_{02}$. Но этот случай достаточно редко встречается в практике. Нагрузка R_n подключается к общей катодной группе диодов трехфазной вторичной обмотки трансформатора и диодов $VD1$, $VD3$, $VD5$ и вторым концом к общей анодной группе $VD2$, $VD4$, $VD6$.

Схема работает следующим образом. Рассмотрим начнем с интервала от 0 до ωt_2 (рис. 4.11, а), когда напряжение фазы a вторичной обмотки U_* положительное и наибольшее. В этом интервале будет открыт диод $VD1$

и ток i_a потечет от фазы a , через $VD1$, сопротивление нагрузки R_n к общей анодной группе диодов $VD2, VD4, VD6$. Из последних открытым окажется тот, напряжение на катоде которого будет наибольшим и отрицательным. Таким в интервале $0-\omega t_1$ (рис. 4.11,б) будет диод $VD4$, напряжение на катоде которого u_b , а в интервале $\omega t_1-\omega t_2$ —диод $VD6$, напряжение на катоде которого u_c . Фаза a в тот же период 2π вновь будет работать, когда напряжение на ней окажется наибольшим и отрицательным. Это интервал от ωt_3 до ωt_5 . Ток при этом будет протекать от ωt_3 до ωt_4 через диод $VD3$, имеющий наибольший положительный потенциал на аноде u_0 , а затем в интервале

$\omega t_4-\omega t_5$ — $VD5$, так как в этом интервале на его аноде наибольшее положительное напряжение u_c . График тока через фазу a вторичной обмотки трансформатора показан на рис. 4.11,б. Таким образом, каждый диод за период будет работать один раз в течение $2\pi/3$, а ток через каждую из фаз будет протекать два раза, причем в противоположных направлениях. Последнее означает, что в фазах вторичной обмотки трансформатора постоянной составляющей тока не будет.

Ток вторичной обмотки имеет форму импульсов, близкую к прямоугольной (рис. 4.11,б). При этом допущении действующее значение тока фазы вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} I_0^2 d\omega t} = 0,821 I_0, \quad (4.33)$$

а через диод $I_d = I = I_2/\sqrt{2} = 0,58 I_0$. Ток первичной обмотки имеет ту же форму, что и ток вторичной обмотки, но амплитуда его отличается в k_T раз. Так как при выпрямлении напряжения в любой момент открыты два диода—один из общей катодной группы, другой из общей анодной группы, то выходное напряжение u_n будет равно разности мгновенных значений фазных напряжений, т.е. мгновенным значениям линейных напряжений. Амплитудное значение U_0 будет равно разности мгновенных значений фазных напряжений, т.е. мгновенным значениям линейных напряжений. Амплитудное значение u_{nm} будет равно $U_{2\pi m}$ (рис. 4.14,в). Среднее значение выпрямленного напряжения, выраженного через линейное, равно

$$U_0 = 1,35 U_{2\pi}.$$

Для определения коэффициента пульсации по основной гармонике воспользуемся формулой (4.20), поскольку $p=3, q=2, m=6$, тогда $k_n=0,057$. Обратное напряжение на диодах будет равно амплитуде линейного напряжения $U_{2\pi m}$. Габаритная мощность трансформатора в трехфазной мостовой схеме $S_{тр}=S_1=S_2$ меньше, чем в любой из рассмотренных выше схем. Дан-

ные рассмотренных однофазных и мостовой трехфазной схем выпрямления приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Схема выпрямления	m	U_2/U_0	I_2/I_0	k_n	$I_1/k_T I_0$	S_1/P_0	S_2/P_0	S_{np}/P_0	$U_{обр\max}/U_0$
однополупериодная	1	2,22	1,57	1,57	1,21	2,89	3,43	3,1	3,14
двухполупериодная	2	1,11	0,79	0,67	1,11	1,23	1,74	1,48	3,14
мостовая однофазная	2	1,11	1,11	0,67	1,11	1,23	1,23	1,23	1,57
мостовая трехфазная	6	0,427	0,82	0,057	0,82	1,05	1,05	1,05	1,05

Однофазные выпрямители, особенно часто выполненные по мостовой схеме, выпускаются серийно в виде интегральных и гибридных микросхем. Можно отметить набор диодов ИМС К142ИД1–5. Так, например К142ИД1–мостовая схема выпрямления, К142ИД2–четыре диода с общим катодом, К142ИД3–четыре диода с общим анодом, К142ИД4–две цепи из двух последовательно соединенных диодов. Их параметры: $U_{обр\max} \leq 50$ В, $I_{пр\text{ ср}} = 500$ мА, $I_{обр\text{ ср}} \leq 100$ мкА (при $U_{обр\max}$), $U_{пр} \leq 1,2$ В (при $I_{пр} = 0,5$ А).

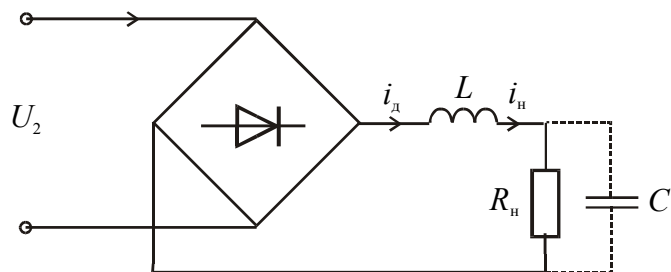
4.2.3. Влияние характера нагрузки на работу выпрямителя.

Наиболее часто выпрямители используются для питания нагрузки через фильтры с преобладанием индуктивного или емкостного сопротивления.

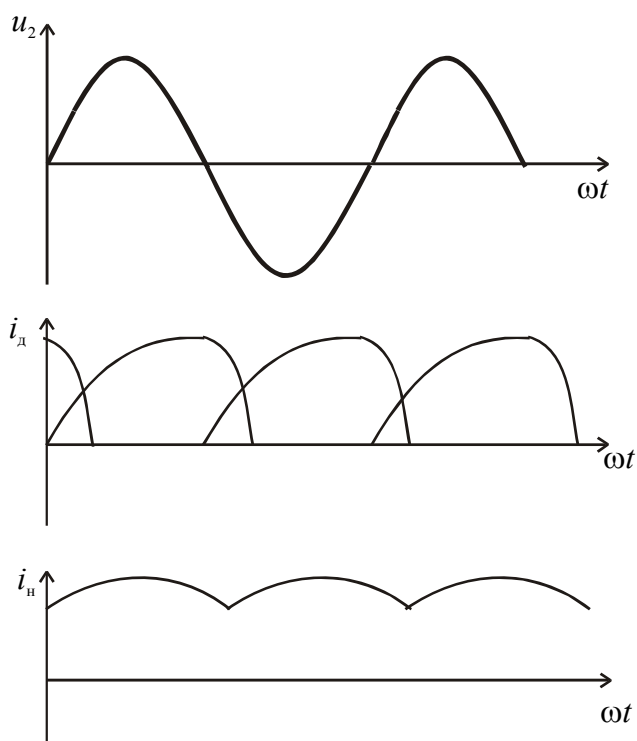
Характерная особенность работы выпрямителей на нагрузку при наличии емкости или индуктивности состоит в том, что в интервалы времени, когда диод открыт, в индуктивности накапливается магнитная, а в емкости–электрическая энергия.

4.2.3.1. Работа выпрямителя на индуктивную нагрузку

Особенностью данного режима является то, что ЭДС самоиндукции стремится при изменении знака приложенного напряжения сохранить положительный потенциал на аноде диода и, следовательно, продлить интервал времени протекания тока через диод.



а)



б)

Рис. 4.12

Чем больше значение индуктивности, тем больше постоянная времени $\tau=L/R_n$, и тем ближе форма тока через вторичную обмотку и выпрямитель к прямоугольной. При этом уменьшаются пульсации тока нагрузки I_n . Процессы, протекающие в мостовой схеме с активно-индуктивной нагрузкой (рис. 4.12,а), иллюстрируются временной диаграммой на рис. 4.12,б.

Обычно нагрузка, включенная последовательно с индуктивностью шунтируется емкостью C , при этом должно быть выполнено условие

$$m\omega L \gg 1/(p\omega C) \ll R_n, \quad (4.34)$$

где ω —угловая частота напряжения на входе выпрямителя.

Оно означает, что коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке будет много меньше, чем коэффициент пульсаций на входе индуктивности, и вся переменная составляющая будет гаситься на индуктивности.

Для того чтобы обеспечить работу на индуктивную нагрузку, необходимо выбрать значение индуктивности большим критического значения

$$L > L_{кр} = 2U_0/[m(m^2-1)\omega I_{0\min}], \quad (4.35)$$

где $I_{0\min}$ —минимально допустимый ток нагрузки, равный амплитуде первой гармоники ток пульсаций. В противном случае будет происходить разрывность тока нагрузки.

Внешняя характеристика выпрямителя, работающего на LC –фильтр, изображена на рис. 4.13.

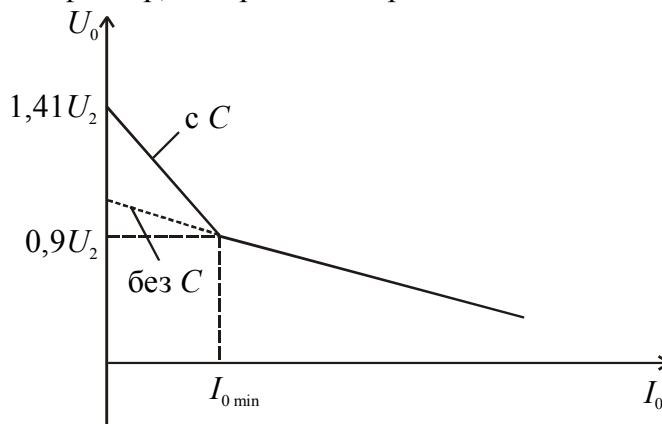


Рис. 4.13

При работе мостового выпрямителя на индуктивную нагрузку габаритная мощность трансформатора меньше, чем при работе на активную нагрузку

$$S_{тр} = 1,11P_0,$$

что объясняется тем, что при одном и том же значении выпрямленного тока действующее значение тока вторичной обмотки при прямоугольной форме меньше, чем при синусоидальной.

Выпрямители, работающие на индуктивную нагрузку, как правило, используют при токах потребления от единиц до нескольких десятков ампер.

4.2.3.2. Работа выпрямителей на емкостную нагрузку.

Выпрямители, работающие на емкостную нагрузку, используют при токах нагрузки от долей миллиампер до нескольких ампер. Чем меньше этот ток, тем более эффективна работа выпрямителей на емкостную нагрузку по сравнению с работой на индуктивную. В качестве примера рассмотрим работу мостовой схемы выпрямления (рис. 4.14,*а*), используя временные диаграммы (рис. 4.14,*б*)

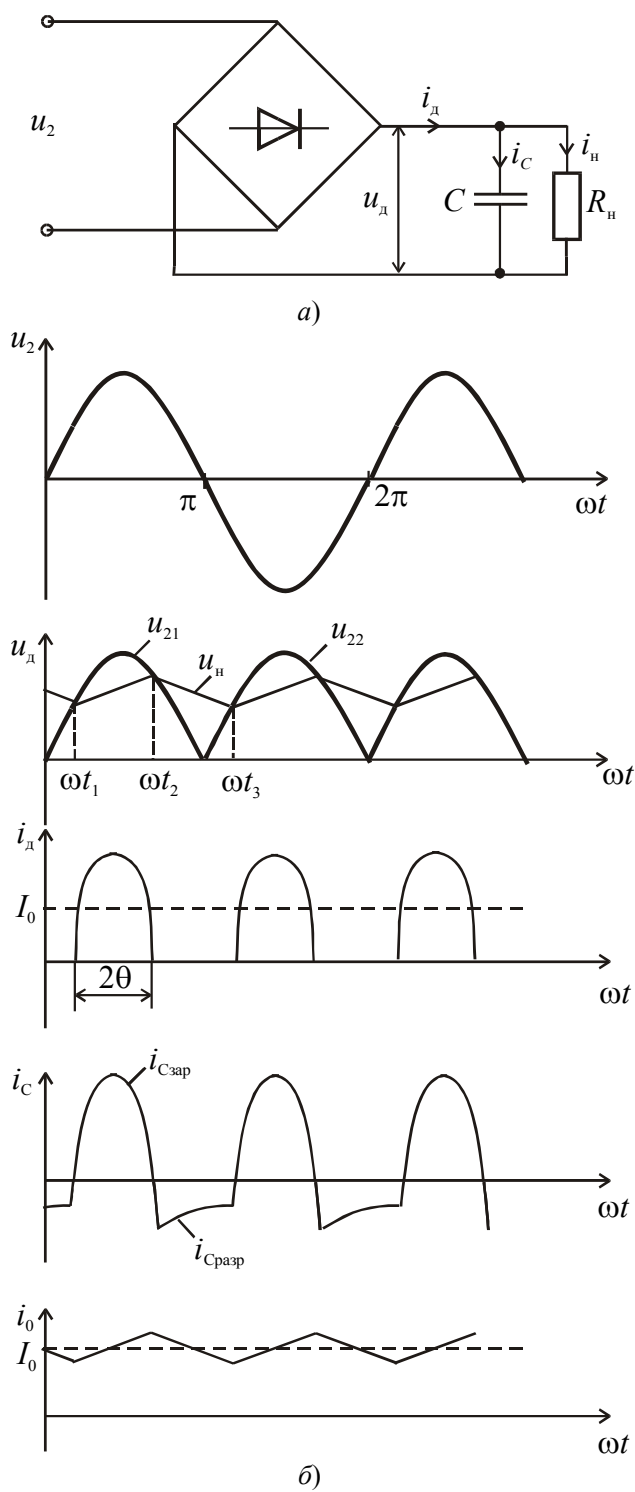


Рис. 4.14

В начале каждого полупериода напряжение на входе выпрямителя u_2 начинает увеличиваться и в момент времени ωt_1 станет равным напряжению на конденсаторе $u_C = u_n$. С этого момента конденсатор начнет заряжаться протекающим через него током $i_{C \text{ зар}}$, который представляет собой часть протекающего через диоды тока i_d . Вторая часть тока будет протекать через нагрузку.

В момент времени ωt_2 напряжение на входе выпрямителя станет меньше напряжения на конденсаторе. При этом закрываются соответствующие диоды, и ток на выходе выпрямителя отсутствует.

После этого до момента времени ωt_3 , соответствующего следующему полупериоду входного напряжения, конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки, однако, несмотря на уменьшение напряжения на конденсаторе, соответствующие диоды выпрямителя закрыты. В момент времени ωt_3 , входное напряжение становится равным напряжению на конденсаторе, после чего диоды открываются, и по ним начинает течь ток I_d .

Таким образом, ток через диоды выпрямителя будет протекать только в интервале времени 2θ (где θ – угол отсечки анодного тока).

Как следует из принципа действия выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку, наклон кривой напряжения на конденсаторе при разряде возрастает с уменьшением постоянной времени $\tau_{\text{раз}} = CR_n$. Следовательно, с уменьшением R_n или C разряд конденсатора происходит быстрее, угол θ увеличивается, при этом уменьшается среднее напряжение U_0 и возрастает переменная составляющая, т.е. пульсация. Если сопротивление нагрузки $R_n = \infty$, то конденсатор не разряжается, и напряжение на нем достигает амплитуды ЭДС вторичной обмотки трансформатора, а пульсация выпрямленного напряжения станет равна нулю.

На практике емкость конденсатора C выбирают из условия

$$R_n/X_C \geq 10,$$

где $X_C = 1/(m\omega C)$ – емкостное сопротивление конденсатора для основной гармоники. Таким образом

$$C \geq 10/(m\omega R_n). \quad (4.36)$$

4.2.4. Схемы выпрямителей с умножением напряжения.

Схемы умножения напряжения применяются в тех случаях, когда необходимо иметь высокое напряжение (1 кВ и выше) на нагрузке при заданном входном напряжении. Из-за большого выходного напряжения и низкого к.п.д. применяют их лишь при малых токах нагрузки (до единиц миллиампер).

Принцип действия таких умножителей состоит в том, что на нагрузку разряжается один выходной конденсатор, заряженный до необходимого напряжения, или несколько последовательно включенных по постоянному току конденсаторов, каждый из которых в отдельности заряжен от источника постоянного напряжения.

Кратность умножения может быть сколь угодно большой, но при этом практически ограничиваются умножением в 2–10 раз. В некоторых случаях при малых токах нагрузки (единицы микроампер) кратность умножения достигает 100.

Единственной из схем умножения, которая применяется для получения токов в нагрузке до нескольких десятков миллиампер, является схема двухполупериодного удвоения напряжения, изображенная на рис. 4.15, а, временные диаграммы ее работы— на рис. 4.15, б.

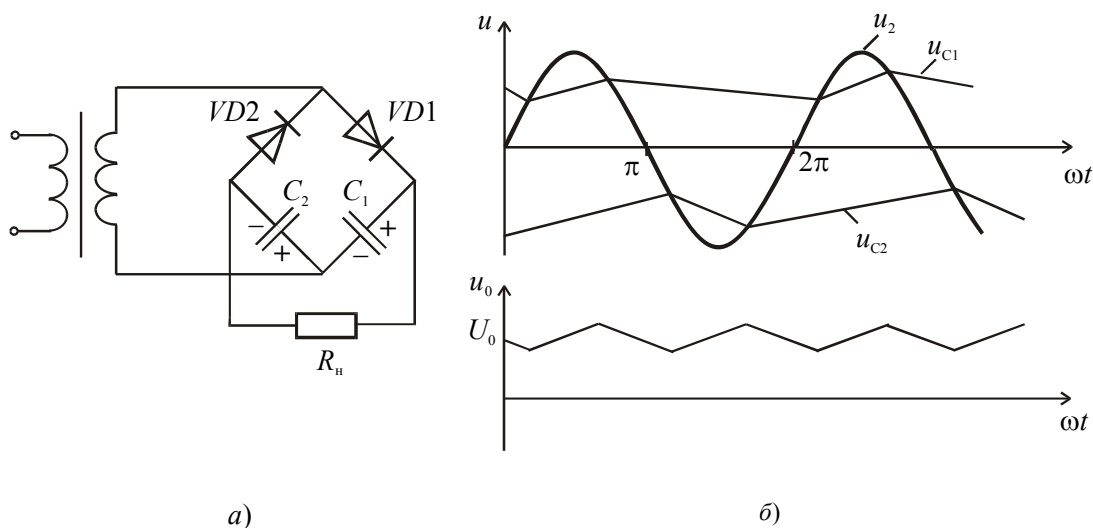


Рис. 4.15

Принцип работы: в первом полупериоде открыт диод $VD1$ и заряжается конденсатор $C1$. Во втором—открыт диод $VD2$ и заряжается конденсатор $C2$. Напряжение на нагрузке равно сумме напряжений на конденсаторах

$$U_0 = U_{C1} + U_{C2}. \quad (4.37)$$

При этом пульсация выпрямленного напряжения на нагрузке имеет частоту в два раза больше частоты сети.

Обратное напряжение на диодах равно амплитуде напряжения на вторичной обмотке

$$U_{\text{обр max}} = U_{2m}.$$

Ток вторичной обмотки не имеет постоянной составляющей и, следовательно, в данной схеме трансформатор работает без подмагничивания.

Недостатком данной схемы является невозможность одновременного заземления вторичной обмотки и нагрузки.

При необходимости получения кратности умножения, большей двух, используется, например, схема, показанная на рис. 4.16.

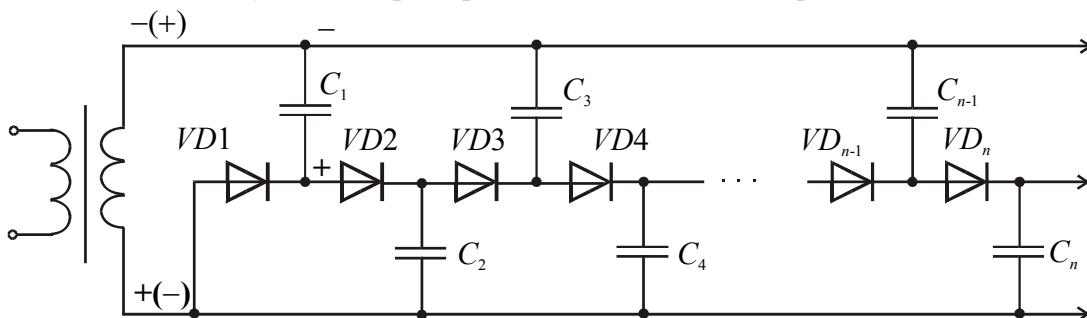


Рис. 4.16

В первом полупериоде, когда потенциал нижней точки больше потенциала верхней точки трансформатора, открыт диод $VD1$, и конденсатор $C1$ заряжается до напряжения U_{2m} , равного амплитуде на вторичной обмотке. Во втором полупериоде, когда открыт диод $VD2$, заряжается конденсатор $C2$ до напряжения, равного сумме амплитудного напряжения вторичной обмотки и напряжения на конденсаторе $C1$

$$U_{C2} = U_{C1} + U_{2m} = 2U_{2m}.$$

В третьем полупериоде равно разности напряжений на конденсаторах $C2$ и $C1$. При этом открывается диод $VD3$ и конденсатор $C3$ заряжается до напряжения

$$U_{C3} = U_{C2} + U_{2m} = 3U_{2m}.$$

Напряжение на конденсаторе C_{n-1} соответственно будет равно

$$U_{C(n-1)} = (n-1)U_{2m}, \quad (4.38)$$

а на конденсаторе C_n

$$U_{C(n)} = U_{C(n-1)} + U_{2m} = nU_{2m}. \quad (4.39)$$

Максимальное обратное напряжение, прикладываемое к диодам равно $2U_{2m}$.

Таким образом, выходное напряжение выпрямителя в n раз больше амплитуды напряжения на вторичной обмотке трансформатора.

Достоинством схемы является возможность одновременного заземления вторичной обмотки трансформатора и нагрузки.

Для уменьшения выходного сопротивления выпрямителей с умножением напряжения применяют конденсаторы большой емкости. На практике конденсаторы выбираются одинаковыми, а абсолютное значение емкости в микрофарадах рассчитывают по формуле

$$C = \frac{I_0}{f_n U_0} 2n(n+2) \cdot 10^6, \quad (4.40)$$

где f_n —частота пульсаций выходного напряжения.

При необходимости уменьшить пульсации напряжения на нагрузке включают сглаживающий RC –фильтр.

4.2.5. Расчет выпрямителей.

В выпрямителях большой и средней мощности в основном применяют фильтры с преобладающей индуктивной реакцией, поскольку при работе на индуктивную нагрузку внешняя характеристика выпрямителя более стабильна, и диод не подвергается перегрузке по току.

В выпрямителях малой мощности (к которым можно отнести практически все источники питания электронной аппаратуры), как правило, применяются фильтры, начинающиеся с емкости.

Поэтому методику расчета выпрямителей рассмотрим для случая емкостного характера нагрузки.

Примем следующие допущения:

- 1) прямое сопротивление диода $r_{пр}$ не зависит от силы тока, а обратное сопротивление $r_{обр}$ стремится к бесконечности,
- 2) напряжение питающей сети синусоидально и в случае многофазной системы симметрично,
- 3) при емкостном характере нагрузки предполагается, что напряжение на выходе выпрямителя $U_0 = U_{2m} \cos \theta = U_C$ неизменно во времени.

При емкостном характере нагрузки ток нагрузки зависит от угла отсечки θ

$$I_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_{2m}}{r_{пр}} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = \frac{m}{\pi} \frac{U_0}{r_{пр}} (\operatorname{tg} \theta - \theta) = \frac{m U_0}{\pi r_{пр}} A(\theta). \quad (4.41)$$

Коэффициент $A(\theta)$ используется в расчете как параметр, связывающий угол отсечки с параметрами выпрямителя и нагрузки

$$A(\theta) = \frac{\pi r_{пр} I_0}{m U_0} = \frac{\pi}{m} \frac{r_{пр}}{R_H}. \quad (4.42)$$

График зависимости угла отсечки θ от коэффициента $A(\theta)$ изображен на рис. 4.17.

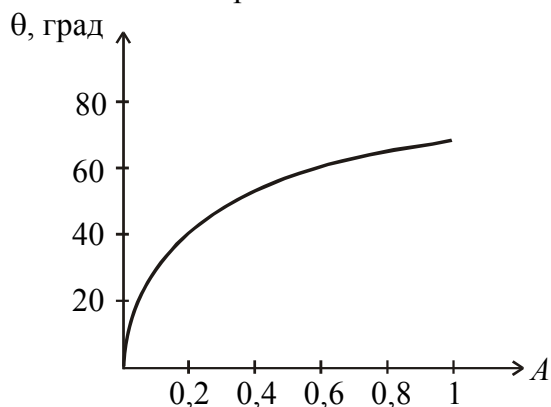


Рис. 4.17

Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора можно представить выражением

$$U_2 = B \cdot U_0. \quad (4.43)$$

Зависимость B от параметра $A(\theta)$ имеет вид, показанный на рис. 4.18,а.

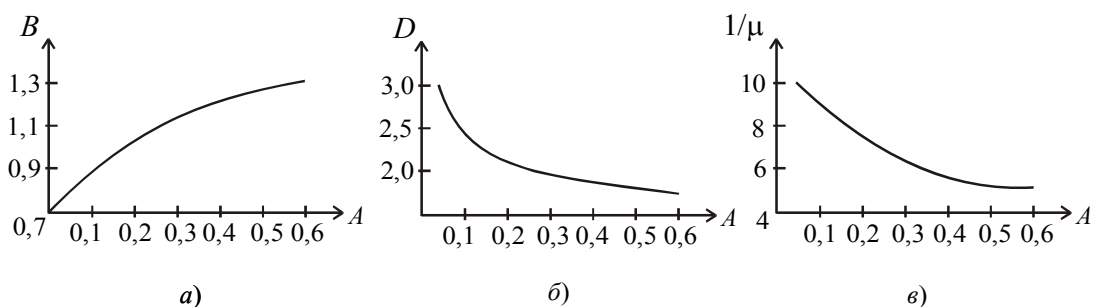


Рис. 4.18

Действующее значение тока через диод запишем в виде

$$I_{\text{пр}} = I_0 D / m. \quad (4.44)$$

График зависимости $D(A)$ изображен на рис. 4.18,б.

А максимальное значение прямого тока диода определим, как

$$I_{\text{пр max}} = I_0 / \mu. \quad (4.45)$$

Приведенные зависимости позволяют использовать следующий порядок расчета выпрямителей:

1) С учетом заданных значений частоты сети f_c , среднего значения выпрямленного напряжения U_0 и тока нагрузки I_0 выбираем схему выпрямителя и определяем коэффициент выпрямления m .

2) Задаемся значением прямого сопротивления диода $r_{пр}$, которое составляет обычно десятые доли Ом. Целесообразно выбирать $r_{пр}$ побольше, для обеспечения большего запаса по предельным значениям параметров диода.

3) Рассчитывается коэффициент $A(\theta)$ по (4.42).

4) По графику $A(\theta)$ (рис. 4.17) определяем угол θ .

5) Вычисляем максимальное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

$$U_{2m} = U_0 / \cos \theta. \quad (4.46)$$

6) По графику $1/\mu(A)$ (рис. 4.19) определяем значение μ и рассчитываем $I_{пр \max}$ по (4.45).

7) С учетом выбранной схемы выпрямителя и (4.46) определяем $U_{обр \max}$, пользуясь табл. 4.1.

8) По значениям $U_{обр \max}$, $I_{пр \max}$ выбираем тип диодов выпрямителя с большими предельными значениями этих параметров.

9) С учетом параметров выбранных диодов целесообразно уточнить $r'_{пр}$. Если оно меньше выбранного в п. 2, то перерасчет выпрямителя можно не делать. Если же больше, то целесообразно уточнить значения $I_{пр \max}$ и $U_{обр \max}$ и посмотреть, соответствуют ли предельные значения этих параметров вновь рассчитанным.

10) Если необходим расчет трансформатора, то определяют действующее значение тока вторичной обмотки $I_2 = I_{пр}$ из (4.44).

11) Определяют емкость конденсатора на выходе выпрямителя из условия (4.36).

4.2.6. Выпрямители напряжения прямоугольной формы.

При применении в ИВЭП инвертора с импульсным трансформатором, преобразующим напряжение постоянного тока в переменное прямоугольной формы с частотой от десятков до нескольких сотен килогерц, встает задача выпрямления его для получения требуемых по значению и полярности постоянных напряжений питания узлов электронной аппаратуры. В подавляющем большинстве случаев выходное напряжение инвертора однофазное, поэтому выпрямители таких ИВЭП выполняются по одно-, двухполупериодной или однофазной мостовой схеме. при этом особое внимание должно быть уделено выбору диодов, поскольку при работе с

прямоугольным напряжением повышенной частоты существенную роль играют их инерционные свойства.

Временные диаграммы работы диода в однополупериодном выпрямителе приведены на рис. 4.20. При скачкообразной смене полярности входного напряжения u_2 с отрицательной на положительную ток через диод I_d начинает нарастать не сразу, а спустя время задержки Δt_1 , обусловленное инерционностью диффузного движения носителей заряда в базовой области диода. Также и при обратной смене полярности, из-за инерционности неосновных носителей их объемный заряд в базовой области не может исчезнуть мгновенно, что приводит к тому, что через диод будет протекать ток обратного направления I_d , причем в течение интервала Δt_2 (время рассасывания) напряжение на диоде уменьшается от значения прямого напряжения $U_{пр}$ до нуля, а затем в течение интервала Δt_3 (время рассасывания) обратный ток уменьшается, стремясь к установившемуся значению, а обратное напряжение на диоде возрастает до U_0 .

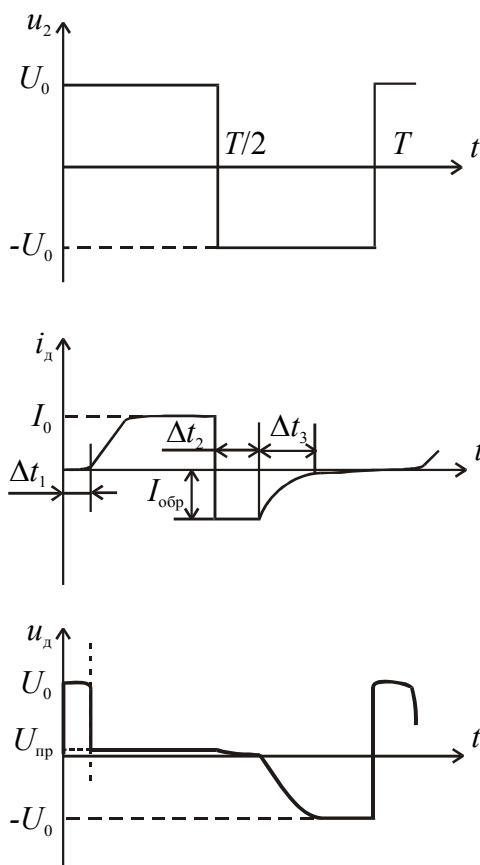


Рис. 4.20

Инерционность полупроводниковых диодов приводит к уменьшению значений средневых выпрямленных напряжения и тока и к.п.д. выпрямителя. Этот эффект усиливается по мере увеличения рабочей частоты инвертора.

Поэтому для схем выпрямителей, используемых в ИВЭП с инверторами, следует выбирать высокочастотные диоды или ИМС выпрямителей с малой инерционностью.

4.3. Сглаживающие фильтры

Сглаживающим фильтром называют устройство, служащее для уменьшения амплитуды переменной составляющей в выпрямленном напряжении.

4.3.1. Основные характеристики сглаживающих фильтров.

Напряжение на активной нагрузке можно представить гармоническим рядом

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^n U_{mk} \cos k\omega_1 t, \quad (4.47)$$

в котором помимо постоянной составляющей U_0 имеется ряд переменных составляющих, основная из которых с частотой

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi m f_c, \quad (4.48)$$

имеет наибольшую амплитуду. И в большинстве применяемых фильтров эта составляющая ослабляется хуже высших гармоник. Поэтому при расчете и анализе фильтров используют коэффициент пульсации по первой гармонике

$$k_{\Pi} = U_{m1}/U_0. \quad (4.49)$$

Переменная составляющая выпрямленного напряжения ухудшает характеристики электронных устройств, а в системах автоматического регулирования приводит к ошибкам.

При проектировании фильтров следует учитывать, что наряду с ослаблением переменной составляющей фильтр несколько снижает постоянное напряжение на нагрузке. Это ослабление характеризуют или коэффициентом передачи

$$\lambda = U_0'/U_0, \quad (4.50)$$

где U_0' – напряжение на входе фильтра, U_0 – напряжение на выходе фильтра, или коэффициентом затухания

$$k_3 = 1/\lambda = U_0'/U_0. \quad (4.51)$$

Чем меньше k_3 или больше λ , тем качественнее фильтр.

Для реальных маломощных фильтров $k_3 = 1,05 \div 1,1$.

Одним из важнейших показателей фильтра является коэффициент сглаживания пульсаций, который определяется как отношение коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра

$$q = k_{\text{п}}' / k_{\text{п}}, \quad (4.52)$$

где $k_{\text{п}}'$ – коэффициент пульсаций на входе фильтра, $k_{\text{п}}$ – коэффициент пульсаций на выходе фильтра.

Сглаживающие фильтры должны отвечать следующим требованиям:

- а) не нарушать нормальной работы источника питания;
- б) обеспечивать заданный коэффициент сглаживания;
- в) иметь минимальное падение постоянной составляющей напряжения и минимальную потерю мощности;
- г) собственная частота фильтра должна отличаться от частот переменных составляющих сглаживаемого напряжения во избежание резонансных явлений;
- д) иметь малые габариты, массу и стоимость, быть надежным в работе.

Сглаживающие фильтры бывают пассивные и активные.

Пассивные фильтры подразделяются на простые (индуктивные, емкостные) и сложные (типа RC и LC), которые в свою очередь делятся на однозвенные, многозвенные, резонансные.

Активные фильтры в настоящее время выполняются в основном на транзисторах.

Наибольшее распространение в источниках питания электронной аппаратуры нашли пассивные сглаживающие фильтры. Рассмотрим их основные схемы.

4.3.2. Основные схемы сглаживающих фильтров.

4.3.2.1. Емкостный фильтр.

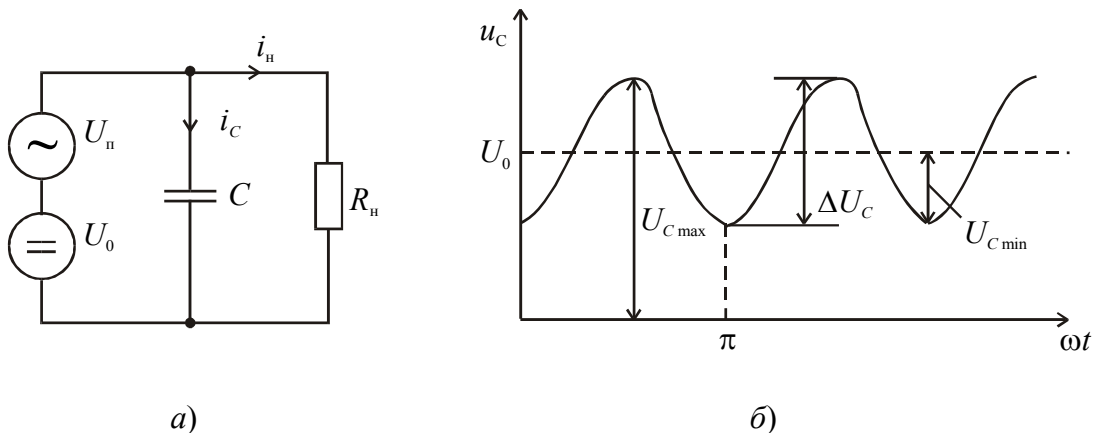


Рис. 4.21

Согласно методу наложения, напряжение на нагрузке, определяемое (4.47), можно представить последовательным соединением двух источников: постоянного напряжения U_0 и переменного U_n . Тогда для анализа свойств емкостного фильтра можно использовать эквивалентную схему, изображенную на рис. 4.21,а.

При конечном значении емкости конденсатора C в токе и напряжении нагрузки остаются переменные составляющие. Условие применения $1/(m \omega C) \ll R_n$.

Поскольку у емкостного фильтра невозможно выделить вход и выход схемы, то определение коэффициента сглаживания теряет смысл. Определяющим для такого фильтра является значение коэффициента пульсаций. Если задано значение коэффициента пульсаций k_p , то изменение напряжения на конденсаторе равно

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{T/2m} i_C dt = \frac{I_0}{2mf_C C}. \quad (4.53)$$

Это изменение напряжения на конденсаторе равно двойной амплитуде переменной составляющей. Поэтому коэффициент пульсаций при активной нагрузке будет равен

$$k_p = \frac{U_m}{U_0} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta U_C}{U_0} = \frac{1}{4mf_C R_n k_n}. \quad (4.54)$$

Отсюда получим расчетную формулу для емкости конденсатора

$$C = \frac{10^6}{4mf_C R_n k_n} \text{ (мкФ)}. \quad (4.55)$$

Емкостный фильтр широко применяют при токах нагрузки до нескольких ампер.

Недостатки емкостного фильтра: при заряде конденсатора перегружается источник питания (выпрямитель) большим зарядным током и уменьшается время его протекания через диоды.

4.3.2.2. Индуктивный фильтр.

Индуктивный фильтр представляет собой катушку с ферромагнитным сердечником (дроссель), включенную последовательно с нагрузкой. Эквивалентную схему цепи с индуктивным фильтром можно представить, как показано на рис. 4.22

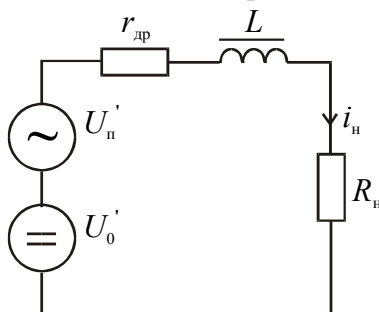


Рис. 4.22

При активной нагрузке коэффициент пульсаций на выходе фильтра можно записать следующим образом

$$k_n = U_{m1}/U_0 = I_{m1}/I_0, \quad (4.56)$$

где постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \frac{U_0'}{R_n + r_{др}}, \quad (4.57)$$

а амплитуда первой гармоники тока пульсаций

$$I_{m1} = \frac{U_{m1}}{\sqrt{(R_n + r_{др})^2 + (m\omega L)^2}}, \quad (4.58)$$

где $r_{др}$ – сопротивление дросселя.

Подставив эти два выражения в формулу (4.56), получим

$$k_n = k_n' \frac{R_n + r_{др}}{\sqrt{(R_n + r_{др})^2 + (m\omega L)^2}}. \quad (4.59)$$

Отношение в данной формуле представляет собой не что иное, как величину, обратную коэффициенту сглаживания

$$k_n = \frac{k_n'}{q_L}.$$

При заданном q_L и полагая $r_{др} \ll R_n$ получим простую формулу для определения индуктивности

$$L \approx q_L R_n / m \omega. \quad (4.60)$$

Условие применения индуктивного фильтра

$$m \omega L \gg R_n.$$

Индуктивный фильтр целесообразно применять в многофазных схемах выпрямления при больших токах нагрузки.

К недостаткам индуктивного фильтра относятся:

- 1) зависимость коэффициента сглаживания фильтра от тока нагрузки (или, что то же самое, сопротивления нагрузки),
- 2) возникновение перенапряжения на дросселе при резком изменении тока нагрузки (особенно при обрыве цепи).

4.3.2.3. Г-образные фильтры.

Фильтр, состоящий из двух элементов, в котором дроссель или резистор включены последовательно, а конденсатор параллельно, называют Г-образным LC -фильтром (рис. 4.23,а) или, соответственно, RC -фильтром (рис. 4.23,б).

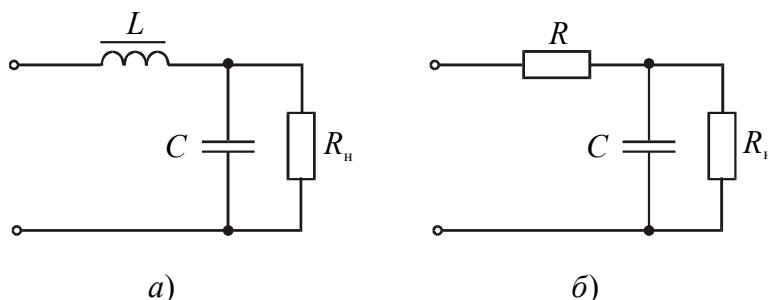


Рис. 4.23

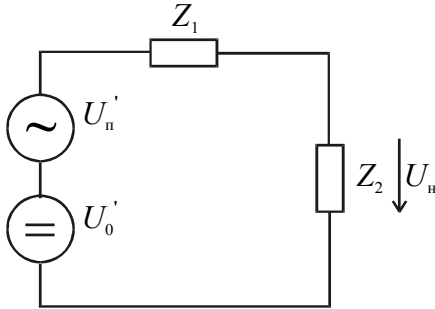
LC -фильтры применяют при больших токах нагрузки (от единиц до тысяч ампер). В выпрямительных устройствах малой мощности и малых токах нагрузки (до нескольких десятков миллиампер) выгоднее применять RC -фильтры, которые значительно дешевле, имеют меньшие массу и габариты.

Одним из способов снижения габаритов и массы фильтров является повышение частоты тока источника электроэнергии и применение схем с большим числом фаз выпрямления.

При выборе типа фильтра, его элементов и расчете их параметров руководствуются, прежде всего, заданным значением коэффициента пульсаций на нагрузке (чаще всего по основной гармонике). Для заданных схе-

мы выпрямления и коэффициента пульсации на нагрузке определяется коэффициент сглаживания q , который должен обеспечить фильтр.

Рассмотрим эквивалентную схему Г-образного фильтра, изображенную на рис. 4.24.



Z_2 —полное сопротивление выходного элемента фильтра и нагрузки.

Рис. 4.24

Коэффициент сглаживания для этой схемы равен

$$q = \frac{U_{m1}'}{U_{m1}} = \frac{Z_{\Sigma}}{Z_2}, \quad (4.61)$$

где $Z_{\Sigma} = \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2}$ —модуль полного сопротивления схемы.

Обычно $Z_1/Z_2 \gg 1$, поэтому можно считать, что $q \approx Z_1/Z_2$.

Для LC-фильтра имеем

$$\underline{Z}_1 = r_{\text{др}} + jm \omega_C L, \quad (4.62)$$

$$\underline{Z}_2 = R_H / (1 + jm \omega_C R_H C). \quad (4.63)$$

Учитывая, что

$$r_{\text{др}} \ll m \omega_C L;$$

$$R_H \gg 1/m \omega_C C;$$

получаем

$$\underline{Z}_1 \approx jm \omega_C L;$$

$$\underline{Z}_2 \approx -j \frac{1}{m \omega_C C}.$$

Тогда, переходя к модулям, получим выражение для коэффициента сглаживания

$$q_{LC} = m^2 \omega_C^2 LC - 1. \quad (4.64)$$

Если известна схема выпрямления, частота питающего напряжения и задано значение коэффициента сглаживания, то можно рассчитать значения L и C

$$LC = \frac{q_{LC} + 1}{m^2 \omega_C^2}. \quad (4.65)$$

Значения L и C выбирают таким образом, чтобы исключить возможность резонанса на частотах, близких к частоте первой гармоники пульсации, для чего необходимо выполнить условие

$$m\omega_C > \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (4.66)$$

Для RC -фильтра коэффициент передачи для первой гармоники пульсаций, определенный из эквивалентной схемы на рис. 4.24, будет равен

$$\underline{k}_1 = \frac{\underline{U}_{m1}}{\underline{U}_{m1}} = \frac{R - j \frac{1}{m\omega_C C}}{-j \frac{1}{m\omega_C C}} = 1 + jRCm\omega_C. \quad (4.67)$$

Для схемы RC -фильтра постоянное напряжение на выходе фильтра не совпадает с напряжением на его входе, причем

$$\frac{U_0}{U_0} = \frac{R_H}{R + R_H}. \quad (4.68)$$

Поэтому, при переходе в (4.67) к модулю, получим формулу определения коэффициента сглаживания

$$q_{RC} = \sqrt{(m\omega_C RC)^2 + 1} \frac{R_f}{R + R_f} \approx m\omega_C RC \frac{R_f}{R + R_f}. \quad (4.69)$$

Из этого выражения при заданном коэффициенте сглаживания можно определить произведение

$$RC = \frac{q_{RC}}{m\omega_C} \frac{R + R_H}{R_H}. \quad (4.70)$$

При определении параметров RC -фильтра важно учитывать потери в фильтре, т.е. его к.п.д.

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_\Phi} = \frac{R_H}{R_H + R}. \quad (4.71)$$

Поэтому, задавая допустимое значение к.п.д., можно определить емкость конденсатора фильтра

$$C = q / (m\omega_C R \eta), \quad (4.72)$$

где R определяется из (4.71) по заданному значению сопротивления нагрузки. На практике для большинства ИВЭП для приемлемого по габари-

там и емкости конденсатора, как правило, удается подобрать сопротивление резистора R , удовлетворяющее как условию малых потерь мощности

$$R \ll R_n,$$

так и условно хорошего сглаживания первой гармоники пульсаций

$$m \omega_c C R \gg 1.$$

Но если этого сделать не удастся, то целесообразно применять LC -фильтр.

4.3.2.4. П-образные фильтры.

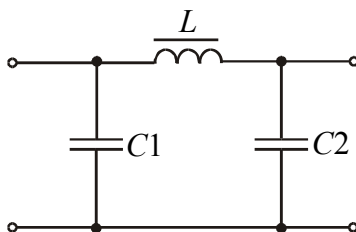


Рис. 4.25

П-образный LC фильтр, схема которого изображена на рис. 4.25, можно представить как двухзвенный, состоящий из емкостного фильтра и Г-образного LC -фильтра. Коэффициент сглаживания такого фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания составляющих звеньев

$$q_{\pi} \approx q_C q_{LC}. \quad (4.73)$$

Погрешность определения коэффициента сглаживания невелика и зависит от активного сопротивления дросселя, а также от выполнения условия

$$X_L \gg X_C.$$

При расчете параметров и выборе элементов П-образного фильтра следует исходить из необходимости получения наименьших габаритов, массы и стоимости.

Обычно выбирают

$$C1 = C2.$$

Если сравнивать П-образные и Г-образные схемы сглаживающих фильтров, то окажется, что при больших (относительно) сопротивлениях нагрузки выгоднее использовать П-образные фильтры, а при малых нагрузках (несколько Ом) лучше применять Г-образные, т.к. коэффициенты сглаживания почти не отличаются друг от друга, а элементов требуется меньше.

4.3.2.5. Многозвенные фильтры.

Эти фильтры используются в тех случаях, когда необходимо получить большие значения коэффициента сглаживания (порядка 50 и больше), который определяется как произведение коэффициентов сглаживания отдельных звеньев

$$q = \prod_{i=1}^n q_i . \quad (4.74)$$

Рекомендуется выбирать номиналы элементов каждого из звеньев фильтра одинаковыми, т.е. звенья фильтров должны иметь одинаковые коэффициенты сглаживания.

$$R1=R2=\dots\dots\dots=R_n \quad C1=C2=\dots\dots\dots=C_n.$$

Многозвенные фильтры целесообразно применять и тогда, когда не все узлы электронного устройства одинаково чувствительны к пульсации напряжения питания. Тогда отдельные потребители подключаются к выходам соответствующих промежуточных звеньев многозвенного фильтра.

4.3.3. Переходные процессы в фильтре.

При подключении и отключении выпрямителя с фильтром со стороны источника электроэнергии, а также отключении нагрузки (полном или частичном) в Г-образных LC-фильтрах, которые являются колебательными контурами, возникают переходные процессы. Они могут сопровождаться значительным повышением токов и напряжений отдельных узлов источников питания РЭС.

Характер переходных процессов зависит от параметров выпрямителя, фильтра и нагрузки. Правильный их выбор позволяет существенно ограничить амплитуды тока и напряжения в переходном режиме.

Переходные процессы в фильтре рассмотрим по эквивалентной схеме, показанной на рис. 4.26.

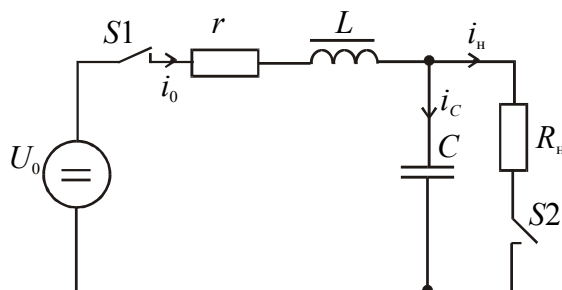


Рис. 4.26

Сопротивление r включает в себя внутреннее сопротивление выпрямителя и активное сопротивление дросселя.

При включении выпрямителя, что соответствует замыканию ключа $S1$, при замкнутом ключе $S2$, в фильтре возникает переходный процесс, который описывается системой уравнений

$$\begin{cases} i_0 = i_H + i_C \\ u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt = i_H R_H \\ L \frac{di_0}{dt} + i_0 r + u_C = U_0. \end{cases} \quad (4.75)$$

Решение этих уравнений получают в виде

$$i_0 = \frac{U_0}{R_H} + \frac{U_0}{\rho} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t; \quad (4.76)$$

$$u_C = U_0 (1 - e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t), \quad (4.77)$$

где $\alpha \approx r/2L \ll \omega_0$; $\omega_0 \approx 1/\sqrt{LC}$ – собственная частота фильтра;

$\rho \approx \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление фильтра.

Максимальное значение ток в цепи достигает при $\omega_0 t = \pi/2$.

$$i_{0m} = \frac{U_0}{R_H} + \frac{U_0}{\rho} e^{-\frac{r}{2\rho} \cdot \frac{\pi}{2}}.$$

А максимальное значение напряжения на конденсаторе – при $\omega_0 t = \pi$

$$u_{Cm} = U_0 \left(1 + e^{-\frac{r}{2\rho} \cdot \frac{\pi}{2}} \right).$$

Таким образом, максимальные мгновенные значения напряжения и тока при включении зависят от соотношения r и ρ .

В мощных выпрямителях $r \ll \rho$, поэтому максимальное напряжение на конденсаторе может достичь

$$u_{Cm} \approx 2U_0,$$

а если еще и значение волнового сопротивления невелико, то максимальное значение тока через выпрямитель может превышать ток нагрузки в несколько раз.

Для защиты элементов выпрямителя от перенапряжений и сверхтоков последовательно с первичной обмоткой трансформатора включают

устройства, обеспечивающие ступенчатое или плавное повышение напряжения.

В выпрямителях малой мощности сопротивление r относительно велико, вследствие чего переходные процессы протекают при незначительных превышениях напряжения и тока.

Весьма значительные перенапряжения могут возникнуть при размыкании ключа S_2 (что соответствует отключению нагрузки). Решение системы уравнений для этого случая имеет вид

$$u_C = U_0 + I_0 r e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t. \quad (4.78)$$

Максимального значения напряжение на конденсаторе достигает при $\omega_0 t = \pi/2$

$$u_{Cm} = U_0 + \Delta I_0 r e^{-\frac{r}{2\rho} \cdot \frac{\pi}{2}},$$

где $\Delta I_0 = I_{0\max} - I_{0\min}$ — скачкообразное изменение тока нагрузки.

Если $r \ll \rho > R_H$, то максимальное значение напряжения на конденсаторе может превысить

$$u_{Cm} > 2U_0.$$

В выпрямителях небольшой мощности, если обеспечить $r > 2\rho$, то переходный процесс на выходе выпрямителя будет иметь аperiodический характер.

4.4. Стабилизаторы напряжения и тока.

Стабилизатором напряжения (тока) называется устройство, автоматически поддерживающее напряжение (ток) на стороне потребителя с заданной точностью.

4.4.1. Классификация и основные характеристики стабилизаторов.

Основным дестабилизирующими факторами, вызывающими изменение напряжения (тока) потребителя, являются: а) колебания питающих напряжений; б) изменение потребляемой нагрузкой мощности. Кроме того, можно отметить и другие: в) изменение температуры окружающей среды; г) изменение частоты тока сети.

Изменение питающих напряжений возникает из-за нестабильности напряжения питающей сети. Как известно, колебания напряжения промышленной сети переменного тока могут достигать $+10\ldots\ldots -15\%$ от номинального значения.

Изменение мощности, потребляемой нагрузкой, вызывает изменение тока потребителя. А изменение тока приводит к изменению падения на-

пряжения на внутреннем сопротивлении источника и сопротивлениях соединительных проводов.

Колебания частоты тока могут привести к изменению выходного напряжения и к изменению пульсаций в источниках постоянного тока.

Изменение температуры окружающей среды может вызвать изменение выходного напряжения (тока) из-за изменения параметров элементов, используемых в источниках электропитания.

Напряжение сети или ток нагрузки могут менять свои значения и очень медленно (период колебаний порядка нескольких часов), и очень быстро (скачком). Поэтому устройство, поддерживающее выходное напряжение (ток) в заданных пределах, должно действовать непрерывно и автоматически.

В зависимости от рода тока сети стабилизаторы разделяют на стабилизаторы переменного напряжения (тока) и стабилизаторы постоянного напряжения (тока).

В свою очередь все они делятся на параметрические и компенсационные.

В параметрических стабилизаторах используются нелинейные элементы и стабилизация напряжения (тока) осуществляется за счет нелинейности их вольтамперных характеристик.

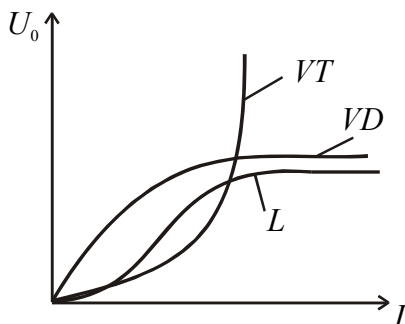


Рис. 4.27

Так, для стабилизации переменного напряжения используются дроссели L с насыщенным ферромагнитным сердечником. (см. рис. 4.27). А для стабилизации постоянного напряжения широко применяются кремниевые стабилитроны VD . В стабилизаторах тока используются полевые и биполярные транзисторы VT .

Компенсационные стабилизаторы напряжения и тока представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования с отрицатель-

ной обратной связью. Эффект стабилизации достигается за счет изменения параметров регулирующего элемента при воздействии на него сигнала обратной связи.

По способу включения регулирующего элемента относительно нагрузки компенсационные стабилизаторы подразделяются на последовательные и параллельные.

А по режиму работы регулирующего элемента компенсационные стабилизаторы делятся на линейные и импульсные (или ключевые).

Основными характеристиками стабилизаторов являются следующие:

1. Коэффициент стабилизации по входному напряжению.

Для стабилизаторов напряжения он равен отношению относительных приращений напряжений на входе и выходе

$$k_{\text{ст н}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}} = \frac{\delta U_{\text{вх}}}{\delta U_{\text{вых}}}, \quad (4.79)$$

а для стабилизаторов тока—отношению относительного приращения входного напряжения к относительному приращению тока нагрузки при постоянном сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} = \text{const}$

$$k_{\text{ст т}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{н}} / I_{\text{н}}} = \frac{\delta U_{\text{вх}}}{\delta I_{\text{н}}}. \quad (4.80)$$

2. Внутреннее сопротивление стабилизатора напряжения, равное отношению приращения выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ к приращению тока нагрузки $\Delta I_{\text{н}}$ при неизменном входном напряжении

$$r_{\text{н}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} \right|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}. \quad (4.81)$$

3. Коэффициент стабилизации стабилизатора тока при изменении тока нагрузки. Он определяется при постоянном входном напряжении как отношение относительного приращения сопротивления нагрузки к относительному приращению тока нагрузки. Он определяется при постоянном входном напряжении как отношение относительного приращения сопротивления нагрузки к относительному приращению тока нагрузки

$$k_{R_{\text{н}}} = \frac{\Delta R_{\text{н}} / R_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{н}} / I_{\text{н}}} = \left. \frac{r_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} \right|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}. \quad (4.82)$$

4. Если инерционность стабилизатора не проявляется на частоте основной гармоники пульсаций входного напряжения, то он будет являться

сглаживающим фактором и, следовательно, может характеризоваться коэффициентом сглаживания пульсаций

$$q = \frac{U'_{m1} / U'_0}{U_{m1} / U_0}.$$

5. Температурный коэффициент стабилизатора.

Для стабилизаторов напряжения он равен отношению относительного приращения выходного напряжения к приращению температуры окружающей среды

$$\alpha_f = \frac{\delta U}{\Delta t^{\circ}} \left[\frac{\%}{^{\circ}\text{K}} \right], \quad (4.83)$$

а для стабилизаторов тока—соответственно отношению относительного приращения тока нагрузки к приращению температуры

$$\alpha_T = \frac{\delta I}{\Delta t^{\circ}}. \quad (4.84)$$

6. Коэффициент полезного действия стабилизатора

$$\eta = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} \quad (4.85)$$

равный отношению активной мощности, отдаваемой стабилизатором в нагрузку, к активной мощности, потребляемой стабилизатором от сети.

7. Массо–габаритные показатели.

Стабилизаторы переменного напряжения (тока) характеризуются и дополнительными параметрами, а именно стабильностью выходного напряжения (тока) в зависимости от изменения частоты питающего напряжения, коэффициентом мощности $\cos\varphi$, коэффициентом искажения формы кривой выходного напряжения (тока).

Поскольку в составе электрооборудования автомобилей используются практически только стабилизаторы постоянного напряжения и тока, сосредоточим свое внимание именно на них.

4.4.2. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения.

В качестве параметрических стабилизаторов постоянного напряжения чаще всего применяют кремниевые стабилитроны. Вольт–амперная характеристика стабилитрона, изображенная на рис. 4.28,а, имеет обратную ветвь с протяженным участком, на котором относительно большим приращениям тока соответствуют малые приращения напряжения.

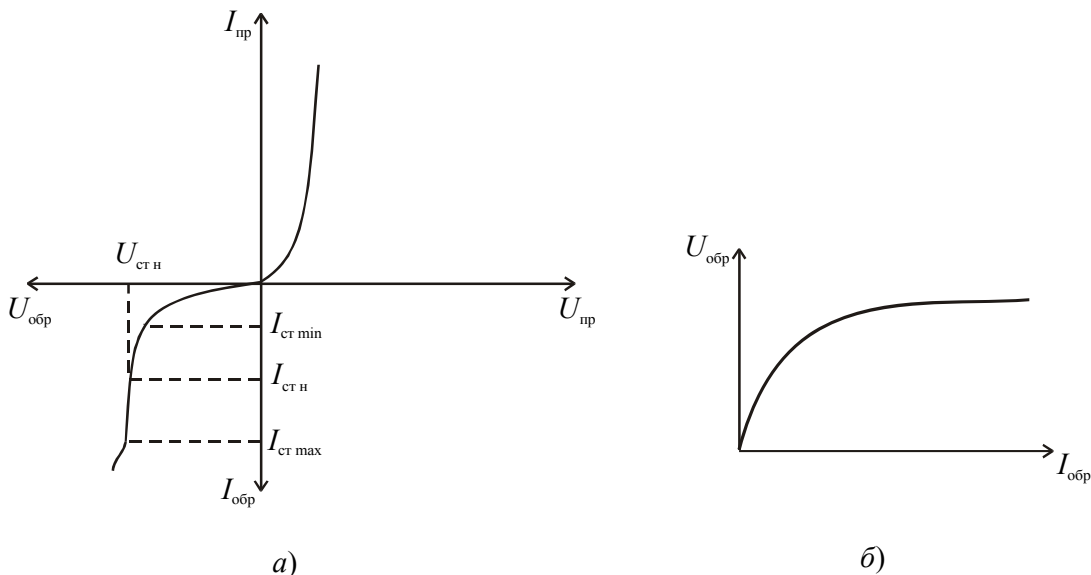


Рис 4.28

Поэтому стабилитроны включают в обратном направлении. Обычно рабочий участок вольтамперной характеристики изображают при ином расположении координатных осей (рис. 4.28,б).

Кремниевые стабилитроны характеризуются следующими параметрами:

- номинальным напряжением стабилизации $U_{стн}$ при номинальном токе стабилитрона $I_{стн}$,
- минимально допустимым током стабилизации, $I_{ст min}$, характеризующим начало рабочего участка;
- максимально допустимым током стабилизации $I_{ст max}$, при котором мощность, рассеиваемая на стабилитроне не превышает максимально допустимого значения;
- дифференциальным сопротивлением $r_{ст}$, определяемым как отношение приращения напряжения стабилизации к приращению тока через стабилитрон

$$r_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст};$$

- температурным коэффициентом напряжения $\alpha_{ст}$, который определяется как отношение относительного изменения напряжения стабилизации в процентах к абсолютному изменению температуры стабилитрона на 1 градус Цельсия

$$\alpha_{ст} = \delta U_{ст} / \Delta t \text{ [}/\% / ^\circ\text{C}];$$

–технологическим разбросом напряжения стабилизации от номинального значения.

Схема включения стабилитрона в параметрическом стабилизаторе напряжения показана на рис. 4.29.

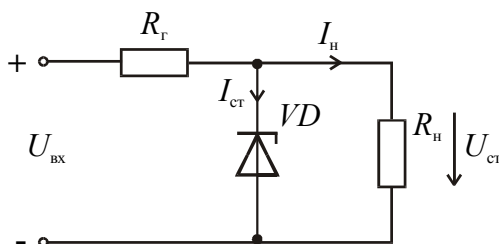


Рис. 4.29

Гасящий резистор R_{Γ} ограничивает ток стабилитрона и определяется из выражения

$$R_{\Gamma} = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{СТ}}}{I_{\text{СТ}} + I_{\text{Н max}}}, \quad (4.86)$$

где $I_{\text{Н max}}$ —максимальный ток нагрузки.

Коэффициент стабилизации такого стабилизатора можно определить из следующего приближенного выражения

$$k_{\text{СТ}} \approx \frac{U_{\text{СТ}}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{r_{\text{СТ}}} \quad (4.87)$$

и как, правило, не превышает нескольких десятков.

Внутреннее сопротивление такого стабилизатора в основном определяется дифференциальным сопротивлением стабилитрона и мало зависит от сопротивления R_{Γ} (обычно составляет несколько десятков Ом).

Максимальная выходная мощность такой схемы стабилизатора при изменении сопротивления нагрузки ограничивается предельными значениями тока стабилизации и рассеиваемой мощности стабилитрона.

Для увеличения тока нагрузки используют схему с транзистором в режиме эмиттерного повторителя и со стабилитроном в базовой цепи, изображенную на рис. 4.30.

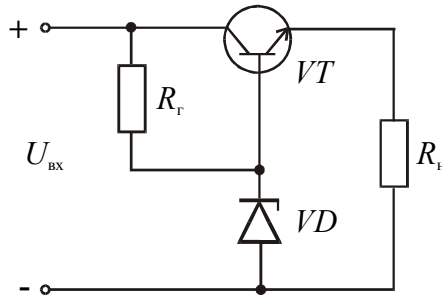


Рис. 4.30

При этом

$$I_{H \max} \approx I_{K \max},$$

где $I_{K \max}$ – максимально допустимый ток коллектора.

К.п.д. параметрических стабилизаторов напряжения из-за потерь мощности в стабилитроне и гасящем резисторе не высок. Его значение можно найти по формуле

$$\eta = \frac{U_{CT} I_H}{U_{BX} (I_H + I_{CT})}. \quad (4.88)$$

Следует отметить основные недостатки параметрических стабилизаторов напряжения:

- 1) малый коэффициент стабилизации;
- 2) малый к.п.д.;
- 3) относительно высокое внутреннее сопротивление;
- 4) малая выходная мощность.

Достоинствами этих стабилизаторов являются простота, дешевизна, малые масса и габариты.

4.4.3. Источники образцового (опорного) напряжения и тока.

Как правило, параметрические стабилизаторы напряжения используются в качестве эталонных источников. При этом специальными мерами уменьшают две основных составляющих погрешности таких источников:

- 1) зависимость опорного напряжения от температуры окружающей среды,
- 2) зависимость опорного напряжения от нестабильности питающего напряжения.

Методы уменьшения первой составляющей:

- 1) использование в схеме источника опорного напряжения (ИОН) резисторов и стабилитронов с малыми значениями температурных коэффициентов сопротивления и напряжения соответственно. У лучших типов они составляют

для резисторов С5-60

$10^{-4}\%/^{\circ}\text{C}$,

для стабилитронов КС191Ф(КС191Р)

$5 \cdot 10^{-4}\%/^{\circ}\text{C}$;

2) если этого оказывается недостаточно, то применяют пассивное или активное термостатирование.

Для уменьшения второй составляющей погрешности ИОН ток стабилизации стабилитрона формируется параметрическим стабилизатором (источником) тока.

В качестве параметрических стабилизаторов постоянного тока используются нелинейные элементы, ток которых мало зависит от напряжения, приложенного к ним.

Простейшим стабилизатором тока, схема которого показана на рис. 4.31, является полевой транзистор VT , у которого напряжение сток-исток $U_{си}$ очень мало зависит от тока стока даже при нулевом значении напряжения затвор-исток $U_{зи}$, как это следует из рис. 4.32.

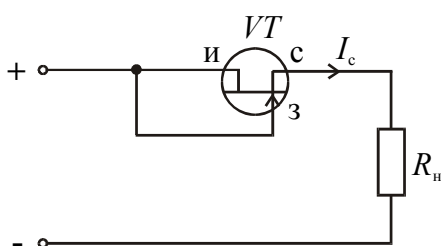


Рис. 4.31

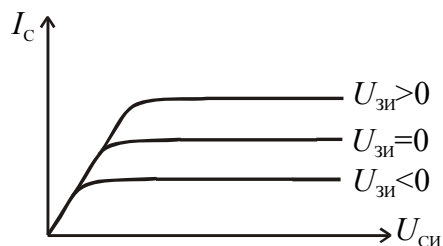


Рис. 4.32

Коэффициент стабилизации этого стабилизатора равен

$$k_{\text{стаб}} \approx \frac{(r_{\text{диф}} + R_n) I_c}{U_{\text{си}}}, \quad (4.89)$$

где $r_{\text{диф}} \approx \Delta U_{\text{си}} / \Delta I_c$ — дифференциальное сопротивление транзистора.

У полевых транзисторов $r_{\text{диф}}$ составляет обычно от 1 до 10 МОм.

Недостатком такого стабилизатора является малое значение формируемого тока (не превышает нескольких миллиампер) и технологический его разброс.

Поэтому чаще всего стабилизаторы тока или строят на биполярных транзисторах, хотя их дифференциальное сопротивление на порядок меньше, или на основе операционных усилителей (ОУ), схемы которых были рассмотрены в главе 2.

Рассмотрим очень распространенную схему ИОН со стабилизатором тока на биполярном транзисторе, изображенную на рис. 4.33.

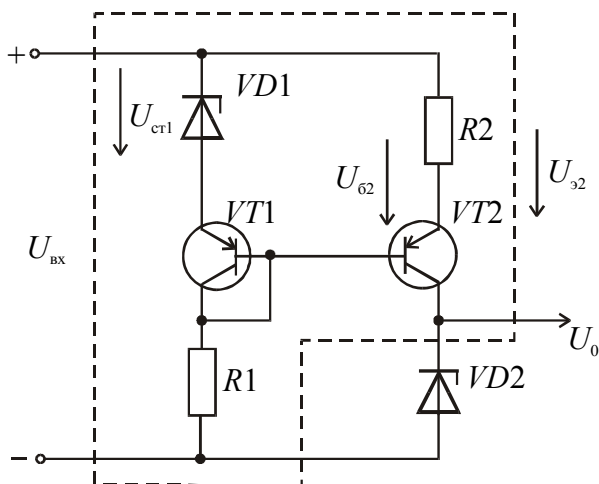


Рис. 4.33

Вся обведенная часть представляет собой источник тока, который работает следующим образом: напряжение на базе транзистора $VT2$ поддерживает эмиттерный переход в открытом состоянии. Напряжение на его эмиттере относительно положительного полюса входного напряжения

$$U_{32} = U_{62} - U_{632} = U_{62} - 0,6 \text{ В.}$$

Напряжение на базе транзистора $VT2$

$$U_{62} = U_{сг1} + U_{631} = U_{сг1} + 0,6 \text{ В,}$$

где $U_{сг1}$ — напряжение стабилизации диода $VD1$.

Таким образом

$$U_{32} = U_{сг1},$$

а ток эмиттера

$$I_{32} = U_{сг1} / R2.$$

При больших значениях коэффициента усиления транзистора $VT2$, ток стабилизации стабилитрона $VD2$ окажется равным

$$I_{сг2} = I_{к2} \approx I_{32} = U_{сг1} / R2.$$

Резистор $R1$ задает ток стабилизации стабилитрона $VD1$.

$$R1 = \frac{U_{ВХ} - U_{сг1} - 0,6}{I_{сг1}}.$$

При изменениях напряжения питания напряжение на базе относительно положительного полюса практически не будет меняться, следовательно, будет постоянным и ток $I_{ст2}$.

Таким образом, выходное напряжение ИОН $U_0 = U_{ст2}$.

Транзистор $VT1$ служит для температурной компенсации изменения напряжения база–эмиттер транзистора $VT2$. Наилучшие результаты получаются при использовании интегральных сборок транзисторов.

Схема ИОН на основе ОУ показана на рис. 4.34. За счет того, что параметрический стабилизатор VD , $R3$ подключен к выходу ИОН, ток через стабилитрон не зависит от изменения напряжения питания U_n и равен

$$I_{ст} = U_0 \frac{R1}{R2 \cdot R3}. \quad (4.90)$$

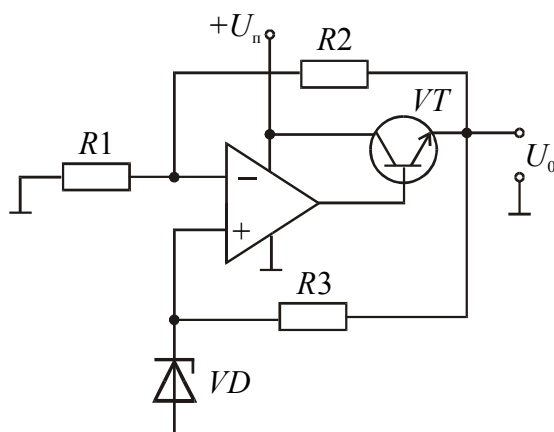


Рис. 4.34

ОУ в данной схеме охвачен сразу двумя видами обратной связи: положительной $R3$, VD и отрицательной $R1$, $R2$. Наличие ПОС приводит к тому, что на выходе ОУ при включении питания в общем случае может установиться как положительное, так и отрицательное напряжение. Для получения напряжения U_0 нужного знака в схемах ИОН на основе ОУ требуется введение некоторой начальной несимметрии. В схеме на рис. 4.34 она создается за счет выходного эмиттерного повторителя на транзисторе VT , который к тому же позволяет повысить нагрузочную способность ИОН, поскольку

$$I_{н\max} \approx I_{к\max} - I_{ст},$$

где $I_{к\max}$ —максимальный допустимый ток коллектора VT .

ИМС КР142ЕН19 представляет собой ИОН с технологическим разбросом значений напряжения стабилизации в диапазоне от 2,44 до 2,55 В. Относительное изменение опорного напряжения составляет:

–при изменении входного напряжения $\delta U_0 / \Delta U_{\text{вх}} \leq 1,12\% / \text{В}$,

–при изменении тока нагрузки $\delta U_0 / \Delta I_{\text{н}} \leq 20\% / \text{А}$.

Температурный коэффициент напряжения $\delta U_0 / \Delta t \leq 0,015\% / ^\circ \text{С}$.

4.4.4. Линейные компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения.

Линейным называется компенсационный стабилизатор напряжения (ЛКСН), в котором регулирующий элемент (силовой транзистор) работает в линейном режиме.

4.4.4.1. ЛКСН с последовательным включением регулирующего элемента.

Структура такого ЛКСН показана на рис. 4.35, где РЭ–регулирующий элемент, УПТ–усилитель постоянного тока, ДН–делитель напряжения, УВ–устройство вычитания, ИОН–источник опорного напряжения.

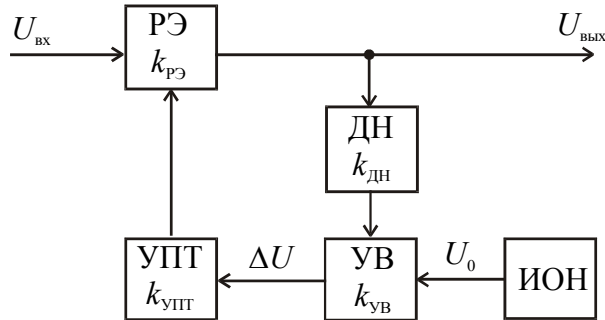


Рис. 4.35

Принцип работы ЛКСН заключается в следующем. При увеличении выходного напряжения увеличивается разность ΔU части выходного $U_{\text{вых}}$ и опорного U_0 напряжений на выходе устройства вычитания. Эта разность усиливается и вызывает увеличение падения напряжения на регулирующем элементе $U_{\text{рэ}}$, что приводит к уменьшению выходного напряжения.

Для определения коэффициента стабилизации запишем систему уравнений, описывающих работу стабилизатора, считая $k_{\text{ув}}=1$

$$\begin{cases} U_{\text{вх}} = U_{\text{рэ}} + U_{\text{вых}} \\ U_{\text{рэ}} = k_{\text{упт}} k_{\text{рэ}} \Delta U = (U_{\text{вых}} k_{\text{дн}} - U_{\text{оп}}) k_{\text{упт}} k_{\text{рэ}}, \end{cases} \quad (4.91)$$

где k_T —коэффициент передачи по напряжению соответствующего узла.

Решая эту систему, получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} + U_0 k_{\text{упт}} k_{\text{рз}}}{1 + k_{\text{дн}} k_{\text{упт}} k_{\text{рз}}}.$$

Коэффициент стабилизации можно найти, продифференцировав данное выражение. Найдя частную производную от выходного напряжения по входному, получим следующую формулу (при умножении левой и правой частей на $1/U_{\text{вых}}$)

$$\delta U_{\text{аод}} (\delta U_{\text{аод}}) = \frac{\frac{dU_{\text{аод}}}{dU_{\text{аод}}} dU_{\text{аод}}}{U_{\text{аод}}} = \frac{\delta U_{\text{аод}}}{1 + \frac{U_0 n k_{\text{оид}} k_{\text{дй}}}{U_{\text{аод}}}}, \quad (4.92)$$

где

$$\delta U_{\text{вых}} = \frac{dU_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}$$

$$\delta U_{\text{вх}} = \frac{dU_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \approx \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Поэтому коэффициент стабилизации равен

$$\hat{E}_{\text{нò}} = 1 + \frac{U_{\text{н}} k_{\text{оид}} k_{\text{дй}}}{U_{\text{аод}}}. \quad (4.93)$$

$k_{\text{упт}}$ представляет собой коэффициент усиления УПТ, а $k_{\text{рз}}$ — коэффициент усиления составного регулирующего транзистора по напряжению

$$k_{\text{дй}} = \frac{\Delta U_{\text{Ей}}}{\Delta U_{\text{Ай}}}, \quad \text{тòè } I_{\text{е}} = \text{const}.$$

4.4.4.2. ЛКСН с параллельным включением регулирующего элемента.

Структура данного ЛКСН представлена на рис. 4.36.

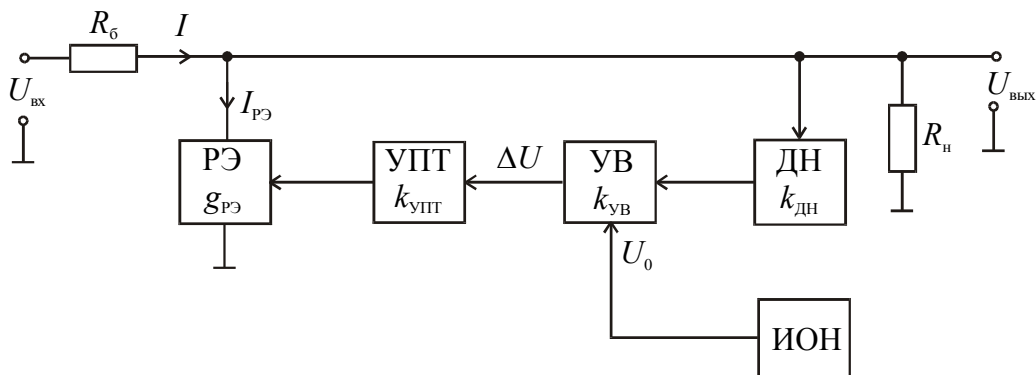


Рис. 4.36

Рассмотрим его принцип действия. При увеличении выходного напряжения увеличивается разность ΔU части выходного и опорного U_0 напряжений. Эта разность после усиления вызывает увеличение тока $I_{РЭ}$, протекающего через регулирующий элемент, в результате чего увеличивается падение напряжения $U_{R_б}$ на балластном сопротивлении $R_б$, которое включено последовательно с нагрузкой $R_н$. Выходное напряжение при этом уменьшается. И наоборот.

Система уравнений, описывающая работу данного стабилизатора, имеет вид

$$\begin{cases} I = I_{\delta y} + I_i \\ U_{\Delta U} = U_{R_б} + U_{\Delta U_0} \\ U_{R_б} = I R_б = (I_{\delta y} + I_i) R_б \\ I_i = \frac{U_{\Delta U_0}}{R_i} \\ I_{\delta y} = (U_{\Delta U_0} \cdot k_{\Delta i} - U_0) k_{\Delta U} \cdot g_{\delta y}, \end{cases} \quad (4.94)$$

где I – входной ток стабилизатора, $g_{РЭ}$ – коэффициент преобразования РЭ, представляющий собой крутизну составного транзистора

$$g_{РЭ} = \Delta I_{К} / \Delta U_{Бэ}, \quad \text{при } U_{К} = \text{const.}$$

Решение системы имеет вид

$$U_{\Delta U} = \frac{U_{\Delta U_0} + U_0 k_{\Delta U} g_{\delta y} R_б}{1 + \frac{R_б}{R_i} + k_{\Delta i} k_{\Delta U} g_{\delta y} R_б}. \quad (4.95)$$

Продифференцировав это выражение и найдя частную производную от выходного напряжения по входному (аналогично 4.92), получим

$$\delta U_{\text{ао}} (\delta U_{\text{ао}}) = \frac{\delta U_{\text{ао}}}{1 + \frac{U_0 k_{\text{о}} g_{\text{д}} R_{\text{а}}}{U_{\text{ао}}}}. \quad (4.96)$$

Коэффициент стабилизации этого стабилизатора равен знаменателю

$$k_{\text{н}} = 1 + \frac{U_0 k_{\text{о}} g_{\text{д}} R_{\text{а}}}{U_{\text{ао}}}. \quad (4.97)$$

Сравнение выражений выходного напряжения стабилизаторов с последовательным и параллельным включением регулирующего элемента показывает, что при одинаковых коэффициентах передачи отдельных узлов и, считая

$$k_{\text{р}} = g_{\text{р}} R_{\text{б}},$$

выходное напряжение во втором случае будет несколько ниже из-за дополнительного падения напряжения на балластном резисторе, что отражено наличием слагаемого $R_{\text{б}}/R_{\text{н}}$ в знаменателе формулы (4.95).

Отметим достоинства и недостатки линейных компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения:

Достоинства:

- 1) Обеспечивают высокий коэффициент стабилизации (на порядок больше чем параметрические).
- 2) Одинаково хорошо ослабляют как медленные, так и быстрые (т.е. пульсации) изменения входного напряжения, обладая, таким образом, свойствами фильтра.
- 3) Обладают очень малыми статическим и динамическим внутренними сопротивлениями

$$r_{\text{вн}} \approx r_{\text{т}}/k_{\text{ст}},$$

где $r_{\text{т}}$ —дифференциальное сопротивление регулирующего транзистора.

Недостатки:

- 1) Более сложная схема и, соответственно, большая стоимость, масса и габариты по сравнению с параметрическими стабилизаторами.
- 2) Относительно низкий к.п.д., обусловленный потерями энергии на регулирующих элементах.
- 3) Относительно высокий температурный коэффициент, т.е. достаточно значительное изменение выходного напряжения от t° .

Если сравнивать схемы стабилизаторов напряжения ЛКСН между собой, то достоинством стабилизаторов с параллельным включением регу-

лирующего элемента является его лучшая работа на импульсную нагрузку и нечувствительность к перегрузкам и коротким замыканиям на выходе.

Однако, благодаря большому к.п.д. и большим значениям коэффициента стабилизации, гораздо чаще применяются стабилизаторы с последовательным включением регулирующего элемента.

Лишним тому подтверждением является то факт, что все интегральные стабилизаторы построены по схеме как раз с последовательным включением регулирующего элемента.

4.4.4.3. Линейные компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения в интегральном исполнении.

Интегральные микросхемы стабилизаторов составляют серию микросхем К142, а ЛКСН обозначаются буквами ЕН.

Эта серия содержит стабилизаторы с регулируемым напряжением (ЕН1–ЕН4), ЕН10, ЕН11 с фиксированным выходным напряжением (ЕН5, ЕН8, ЕН9), а также с двухполярными входным и выходным напряжениями, причем выходное напряжение может быть и фиксированным ± 15 В (ЕН15), и регулируемым $\pm 5\text{В} \div \pm 25\text{В}$ (ЕН6), и отрицательным регулируемым напряжением (ЕН10, ЕН11, ЕН18).

Рассмотрим принципиальную схему интегральных стабилизаторов КР142ЕН1 и КР142ЕН2, изображенную на рис. 4.37.

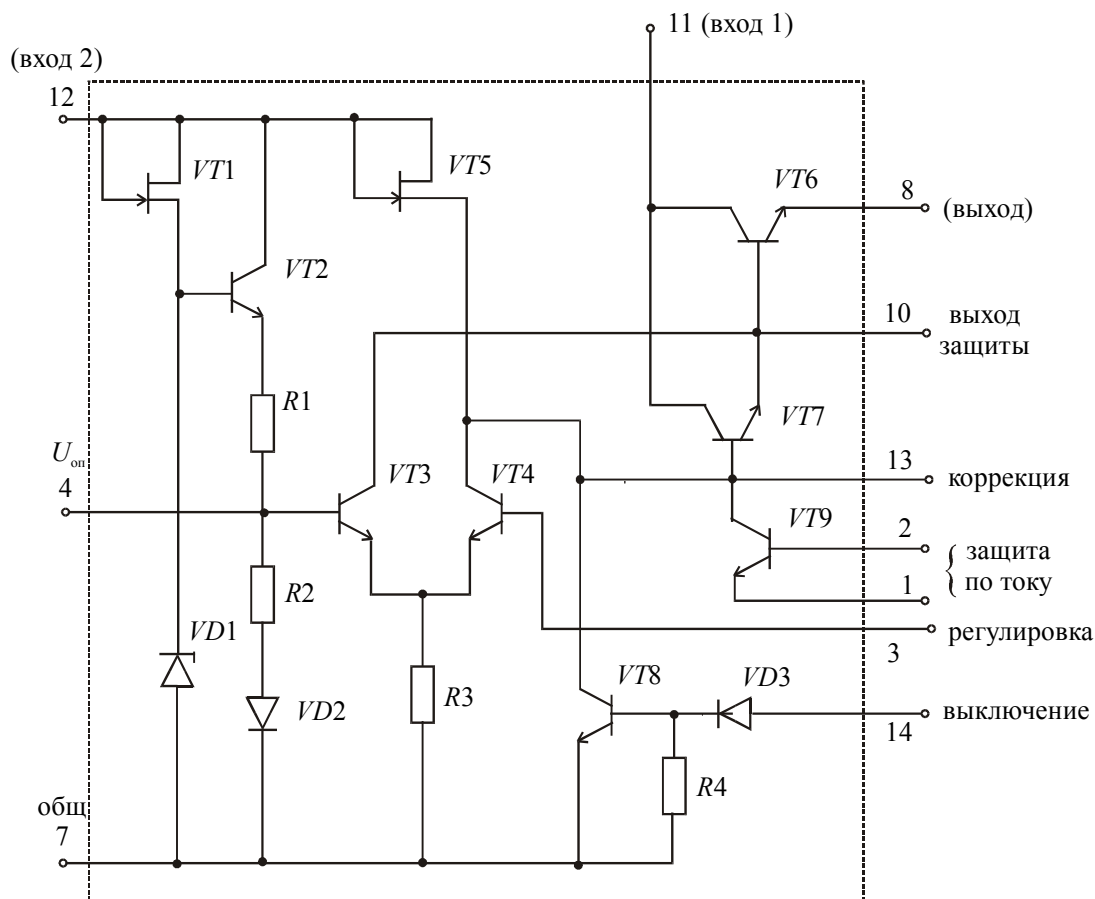


Рис. 4.37

Полевые транзисторы $VT1$ и $VT5$ представляют собой источники тока. Первый служит для питания стабилизатора ИОН, в состав которого входят также эмиттерный повторитель на транзисторе $VT2$ и делитель $R1$, $R2$. Диод $VD2$ служит для температурной компенсации перехода база-эмиттер транзистора $VT2$.

Транзисторы $VT3$ и $VT4$ и резистор $R3$ представляют собой дифференциальный усилитель. Такая схема повышает температурную стабильность и уменьшает временной дрейф выходного напряжения.

Применение источника тока на полевом транзисторе $VT5$ повышает коэффициент усиления дифференциального усилителя.

Транзисторы $VT6$, $VT7$ представляют собой регулирующий элемент.

Транзистор $VT9$ осуществляет защиту стабилизатора от перегрузок по току.

Транзистор $VT8$, диод $VD3$ и резистор $R4$ обеспечивают возможность выключения стабилизатора внешним сигналом.

Типовая схема включения микросхем КР142ЕН1 и ЕН2 показана на рис. 4.38.

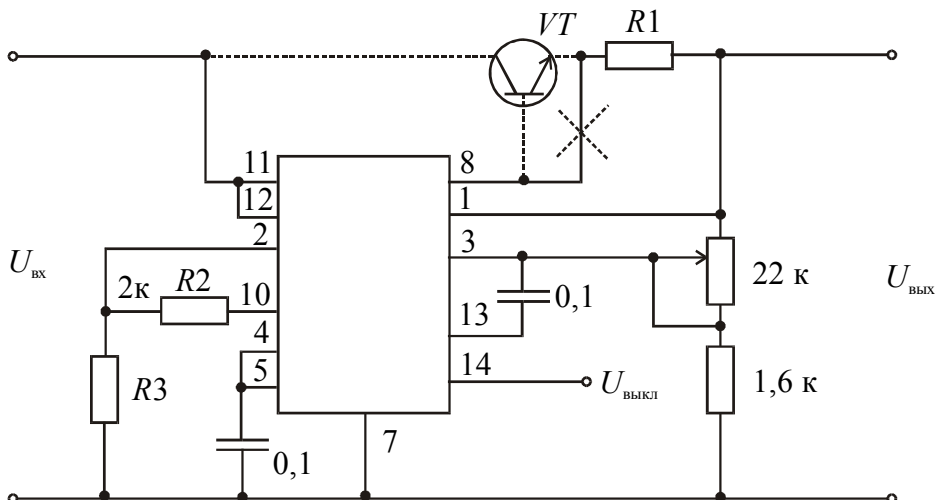


Рис. 4.38

Принцип действия защиты по току основан на запирающем составного регулирующего транзистора $VT6$, $VT7$. В нормальном режиме, когда напряжение на резисторе $R1$ меньше напряжения на резисторе $R2$, база транзистора $VT9$ имеет отрицательный потенциал по отношению к его эмиттеру, и он закрыт. При перегрузках и при его коротком замыкании напряжение на резисторе $R1$ возрастает, и, как только потенциал базы станет более положительным по отношению к его эмиттеру, транзистор $VT9$ откроется, его базовый и коллекторный токи увеличатся. Увеличение коллекторного тока приводит к уменьшению токов базы транзисторов $VT6$, $VT7$ регулирующего элемента, они запираются, ток в нагрузке ограничивается.

Формулы для расчета резисторов $R1$ и $R3$

$$R1 = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{нmax}}} \approx \frac{0,7}{0,150} \approx 5, \hat{\Omega}$$

$$R3 = \frac{(U_{\text{н}} + U_{\text{н}})}{I_{\text{д}}} = \frac{(U_{\text{н}} + 0,7)}{0,3 \cdot 10^{-3}}, \hat{\Omega},$$

где $I_{\text{нmax}}$ — максимально допустимый ток нагрузки ИМС, $I_{\text{д}}$ — ток делителя $R2$ и $R3$.

$I_{\text{д}}$ — ток делителя $R2$ и $R3$.

Отличие микросхем ЕН1 от ЕН2 заключается в диапазоне выходных напряжений: 3–12В (ЕН1) и 12–30В (ЕН2).

Достоинством данных стабилизаторов является возможность значительно увеличить ток нагрузки (с 0,15А) до нескольких ампер при включении внешнего транзистора (VT на рис. 4.38). Коллектор его соединяется с выводами 11 и 12 ИМС, база с выводом 8, а эмиттер с резистором $R1$. Соединение вывода 8 ИМС и резистора $R1$ в этом случае отсутствует. Ток нагрузки такого стабилизатора ограничен максимальным допустимым значением тока коллектора $I_{к\text{ max}}$.

Недостатком ИМС стабилизаторов с регулируемым выходным напряжением является необходимость установки ряда навесных элементов, масса и объем которых превышают эти же параметры самой микросхемы.

Поэтому, если это возможно, целесообразно применять интегральные стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением, которое составляет

К142ЕН5А, Б	5В или 6В (в зависимости от буквы А или Б соответственно),
К142ЕН15	$\pm 15В$,
К142ЕН8А, Б, В	9В, 12В, 15В,
К142ЕН9 А, Б, В	20В, 24В, 27В.

Кроме того, у этих микросхем наименьшее падение напряжения на регулирующем элементе, а значит и больший к.п.д. по сравнению со стабилизаторами с регулируемым выходным напряжением.

Стандартная схема включения ИМС с фиксированным выходным напряжением показана на рис. 4.39,а. Следует отметить, что с их помощью можно получать и промежуточные, но также фиксированные уровни выходного напряжения, если использовать схему на рис. 4.39,б. Выходное напряжение в этом случае будет определяться суммой напряжения ИМС U_0 и напряжения на стабилитроне VD $U_{ст}$

$$U_{\text{вых}} = U_0 + U_{\text{ст}}.$$

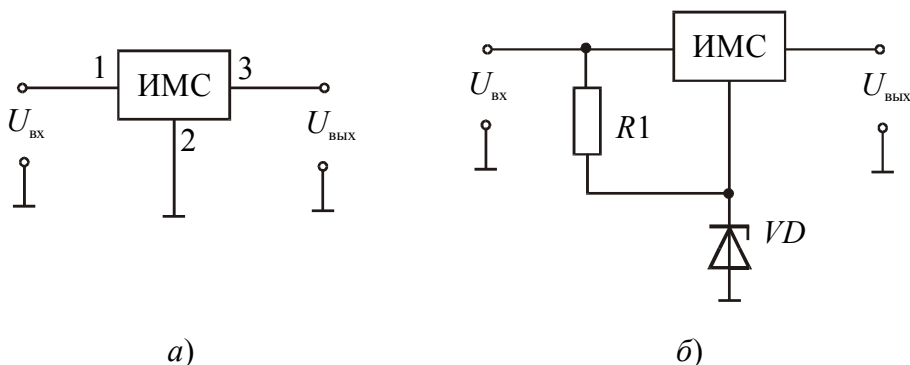


Рис. 4.39

С помощью резистора $R1$ задается ток стабилизации. Его сопротивление выбирается из условия обеспечения номинального режима работы стабилитрона VD .

$$R1 = \frac{U_{ВХ} - U_{СТН}}{I_{СТН}}.$$

Особое внимание следует обратить на ИМС КР142ЕН17А, Б, представляющие собой стабилизаторы с фиксированными значениями, разработанные специально для применения в источниках питания автомобильного электрооборудования. В зависимости от буквы разброс значений напряжения стабилизации составляет

у КР142ЕН17А	—от 4,3 до 4,7 В;
у КР142ЕН17Б	—от 4,75 до 5,25 В,

при предельном значении входного напряжения $U_{ВХ} \leq 25$ В.

Допустимое значение тока нагрузки $I_H \leq 40$ мА. Рассеиваемая мощность не должна превышать 0,25 Вт. Относительное изменение выходного напряжения составляет: при изменении входного напряжения $\delta U_{ВЫХ} / \Delta U_{ВХ} \leq 0,03\%/В$, при изменении тока нагрузки $\delta U_{ВЫХ} / \Delta I \leq 20\%/А$, а температурный коэффициент его не превышает $\alpha \leq 0,03\%/^{\circ}С$. Еще одной отличительной особенностью является малое допустимое значение разности между входным и выходным напряжением $\Delta U = U_{ВХ} - U_{ВЫХ} = 0,3$ В. Температурный диапазон работы ИМС лежит в пределах от -10° до $+70^{\circ}С$.

4.4.5. Линейные компенсационные стабилизаторы постоянного тока.

Структура такого стабилизатора изображена на рис. 4.40.

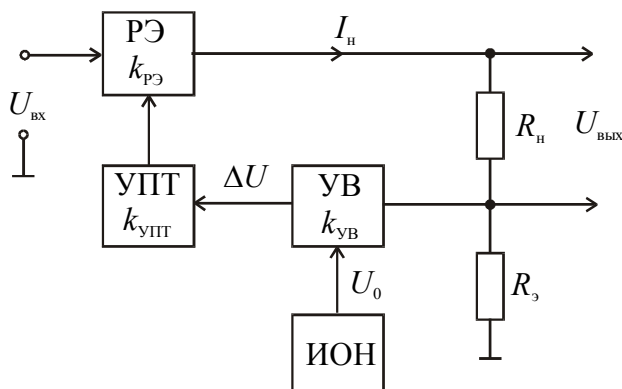


Рис. 4.40

Последовательно с сопротивлением нагрузки R_n включается эталонный резистор $R_э$, напряжение на котором сравнивается с напряжением источника опорного напряжения U_0 . При увеличении тока нагрузки увеличивается напряжение на эталонном резисторе, что приводит к увеличению сопротивления регулирующего элемента, и, соответственно, уменьшению тока нагрузки. И наоборот.

Запишем систему уравнений, описывающую работу стабилизатора тока

$$\begin{cases} U_{\text{ао}} = U_{\text{дй}} + I_{\text{н}} (R_{\text{н}} + R_{\text{э}}) \\ U_{\text{дй}} = (I_{\text{н}} R_{\text{э}} - U_0) k_{\text{оид}} k_{\text{дй}} \end{cases} \quad (4.98)$$

Решение этой системы дает следующий результат

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{ао}} + U_0 k_{\text{оид}} k_{\text{дй}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{э}} (1 + k_{\text{оид}} k_{\text{дй}})}. \quad (4.99)$$

Продифференцировав это выражение и найдя частную производную от тока нагрузки по входному напряжению, получим

$$\frac{dI_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{dU_{\text{ао}} / U_{\text{ао}}}{1 + \frac{U_0 k_{\text{оид}} k_{\text{дй}}}{U_{\text{ао}}}}.$$

Знаменатель и в данном случае – не что иное, как коэффициент стабилизации

$$k_{\text{ст}} = 1 + \frac{U_{\text{оп}} k_{\text{упт}} k_{\text{рэ}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора

$$r_{\text{вн}} \approx k_{\text{упт}} k_{\text{рэ}} R_{\text{э}}.$$

В качестве примера рассмотрим принципиальную схему стабилизатора постоянного тока, представленную на рис. 4.41.

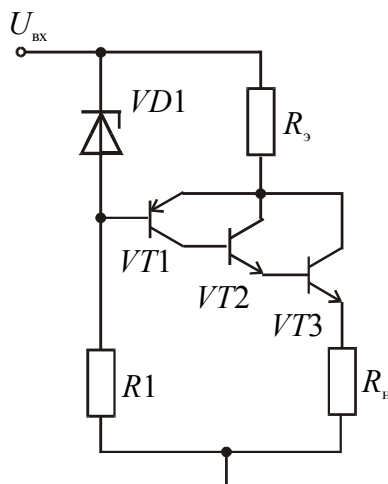


Рис. 4.41

$VD1$ и $R1$ —источник опорного напряжения

$VT1$ —сочетает устройство вычитания и усилитель постоянного тока

$VT2$, $VT3$ —регулирующий элемент.

При возрастании входного напряжения начинает расти ток нагрузки. При этом положительный потенциал на эмиттере транзистора $VT1$ возрастает. А поскольку напряжение на стабилитроне $VD1$ постоянно, то потенциал базы транзистора $VT1$ станет более отрицательным. Транзистор $VT1$ откроется и более отрицательным станет потенциал базы транзистора $VT2$. При этом $VT2$ и $VT3$ начнут закрываться, напряжение, падающее на них, возрастает, в результате ток нагрузки уменьшится, и его значение станет равным номинальному.

4.5. Импульсные компенсационные стабилизаторы постоянного напряжения.

Обобщенная структурная схема импульсного стабилизатора (ИСН) постоянного напряжения показана на рис. 4.42.

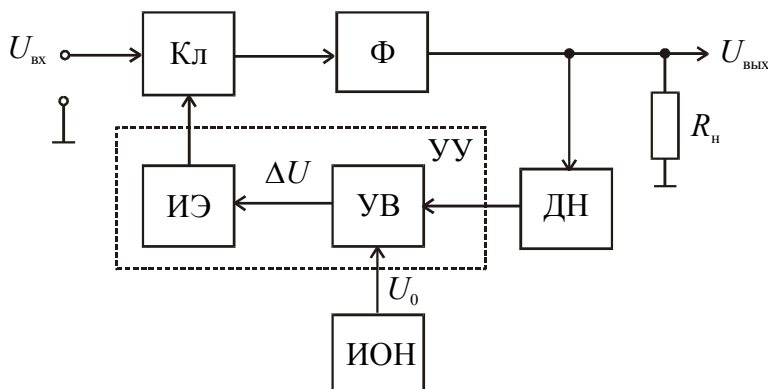


Рис. 4.42

Принцип действия импульсного стабилизатора основан на периодическом подключении нагрузки к источнику нестабилизированного входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ и последующем отключении его. На выходе фильтра Φ выделяется постоянная составляющая с допустимым уровнем пульсаций.

Часть выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$, поступающая с выхода делителя напряжения ДН, сравнивается в устройстве управления УУ с опорным напряжением U_0 , усиленный сигнал разности ΔU поступает на вход импульсного элемента ИЭ, который управляет работой ключа КЛ. Если ключ замкнут в течение интервала времени $t_{\text{н}}$, то среднее значение напряжения на выходе за период коммутации T будет равно

$$U_{\text{ВЫХ ср}} = U_{\text{ВХ}} t_{\text{н}} / T = \gamma U_{\text{ВХ}}, \quad (4.102)$$

где γ —величина, обратная скважности работы ключа.

Из (4.102) видно, что при изменении входного напряжения изменением γ можно поддерживать выходное напряжение стабилизатора постоянным, для чего и служит цепь отрицательной обратной связи.

В качестве ключа как правило используют транзистор, работающий не в линейном, а в ключевом режиме, который характеризуется быстрым переходом рабочей точки из области отсечки в область насыщения. При выборе транзистора следует стремиться к тому, чтобы его сопротивление в открытом состоянии было как можно меньше

$$r_{\text{отк}} \rightarrow 0,$$

а сопротивление в закрытом состоянии—как можно больше

$$r_{\text{зак}} \rightarrow \infty,$$

поскольку чем меньше сопротивление в открытом состоянии и чем больше—в закрытом, тем меньше мощность, рассеиваемая на ключевом транзисторе, и тем выше к.п.д. стабилизатора.

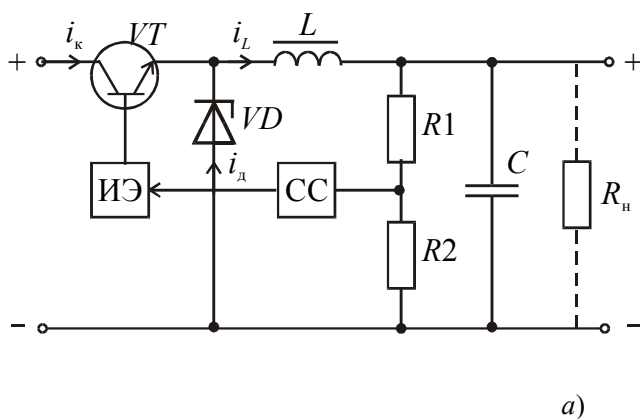
Кроме того транзистор должен быть быстродействующим, чтобы как можно быстрее проходить линейный режим.

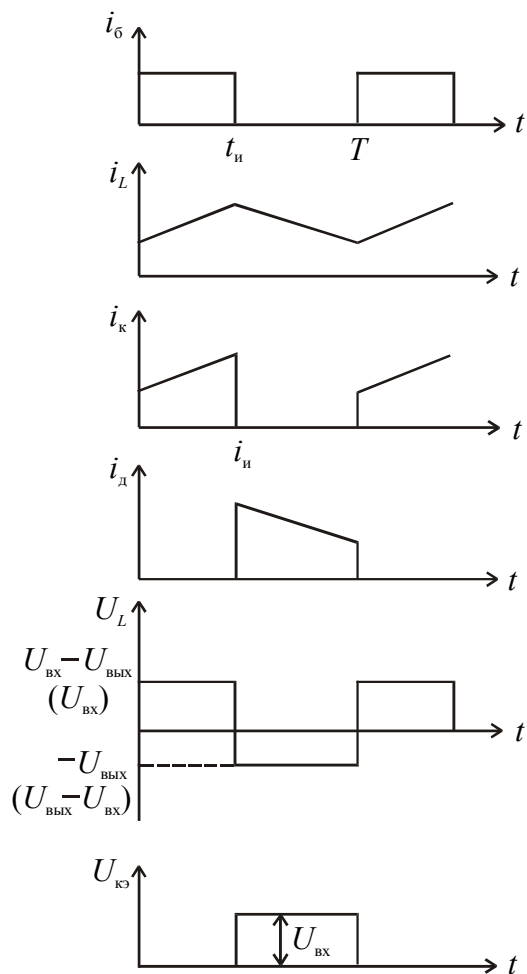
4.5.1. Схемы построения силовой части ИСН.

Кроме ключевого транзистора в силовую часть импульсного стабилизатора входит фильтр, как правило, состоящий из дросселя, конденсатора и диода. При этом различают три основных схемы построения силовой части.

4.5.1.1. Схема с последовательным включением дросселя и ключевого транзистора.

При таком включении схема ИСН приобретает вид, показанный на рис. 4.43,а. Принцип действия рассмотрим, используя временные диаграммы на рис. 4.43,б.





б)

Рис. 4.43

В интервале $0-t_{и}$ транзистор VT открыт и находится в режиме насыщения, его коллекторный ток $i_к$ возрастает. В этом интервале времени он равен току дросселя

$$i_к = i_L.$$

Коммутирующий диод VD закрыт, и его обратное напряжение равно входному

$$U_{обр\ max} = U_{вх\ max}.$$

Напряжение на дросселе L равно разности входного и выходного напряжений

$$U_L = U_{вх} - U_{вых},$$

и в дросселе накапливается энергия.

При запираании ключевого транзистора VT в момент $t_{\text{и}}$ в дросселе наводится ЭДС самоиндукции, в результате чего открывается коммутирующий диод VD . Исходя из постоянства тока дросселя ток через диод в момент его включения равен току коллектора в момент запираания ключевого транзистора $i_{\text{д}}(t_{\text{и}}) = i_{\text{к}}(t_{\text{и}})$.

В интервале времени $t_{\text{и}} - T$ ключевой транзистор закрыт, а диод открыт. Энергия, накопленная в дросселе, расходуется на поддержание тока нагрузки стабилизатора. Ток дросселя равен току диода, и постепенно уменьшается. Напряжение коллектор-эмиттер ключевого транзистора максимально и равно входному напряжению, т.е.

$$U_{\text{кэ макс}} = U_{\text{вх макс}}.$$

Среднее значение напряжения на выходе стабилизатора

$$U_{\text{вых}} = \gamma U_{\text{вх}}. \quad (4.103)$$

4.5.1.2. Схема с последовательным включением дросселя и параллельным включением транзистора.

Схема такого ИСН представлена на рис. 4.44.

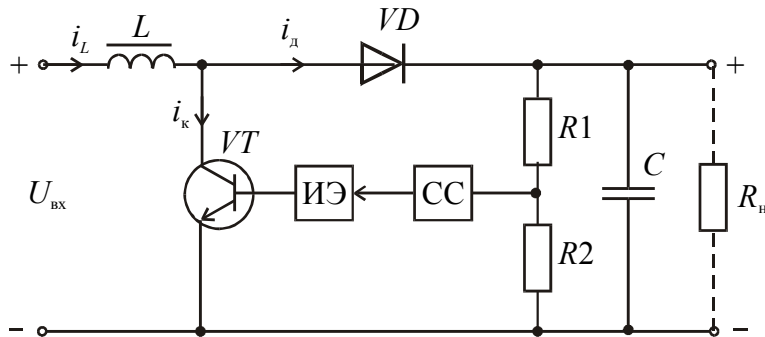


Рис. 4.44

Временные диаграммы такие же, как у предыдущей схемы. Отличия в уровнях напряжения U_L , показаны на рис. 4.43,б в круглых скобках.

В интервале от 0 до $t_{\text{и}}$ ключевой транзистор VT открыт, ток дросселя i_L возрастает. Коммутирующий диод VD закрыт и находится под обратным напряжением, равным напряжению на выходе

$$U_{\text{обр макс}} = U_{\text{вых макс}}.$$

Напряжение на обмотке дросселя равно входному, и в дросселе накапливается энергия. Конденсатор C разряжается на сопротивление нагрузки.

При запираании ключевого транзистора в обмотке дросселя наводится ЭДС самоиндукции, которая суммируется с входным напряжением. Под действием этой суммы открыт диод и выходной конденсатор заряжается. Напряжение на закрытом транзисторе равно выходному напряжению стабилизатора

$$U_{кз\max} = U_{вых\max}.$$

Среднее значение выходного напряжения в этой схеме

$$U_{вых} = \frac{U_{вх}}{1 - \gamma}. \quad (4.104)$$

Таким образом, напряжение на выходе больше входного.

4.5.1.3. Схема с последовательным включением транзистора и параллельным включением дросселя.

Схема данного ИСН показана на рис. 4.45.

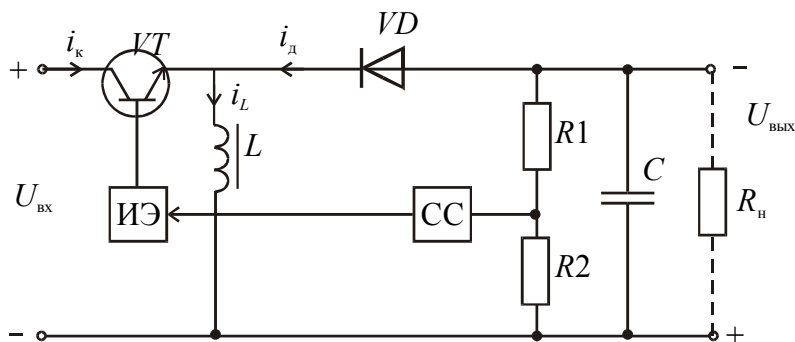


Рис. 4.45

В интервале от 0 до $t_{и}$ ключевой транзистор VT открыт и к обмотке дросселя L прикладывается входное напряжение $U_L = U_{вх}$. За счет протекания через дроссель тока $i_L = i_k$ в нем накапливается энергия. Диод VD в этом интервале времени закрыт и обратное напряжение на нем равно

$$U_{обр\max} = U_{вх\max} + U_{вых\max}.$$

При запираании ключевого транзистора в дросселе наводится ЭДС самоиндукции, под действием которой открывается диод VD .

Энергия, накопленная в дросселе, передается в нагрузку, выходной конденсатор C заряжается. Полярность напряжения на выходе стабилизатора соответствует полярности ЭДС самоиндукции и противоположна полярности входного напряжения. Напряжение на закрытом транзисторе равно сумме входного и выходного напряжений

$$U_{кз\max} = U_{вх\max} + U_{вых\max}.$$

Среднее значение выходного напряжения в этой схеме

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} U_{\text{ВХ}}. \quad (4.105)$$

Зависимости выходного напряжения ИСН, выраженного в долях входного, от значения γ для трех схем включения транзистора и дросселя силовой части, изображены на рис. 4.46.

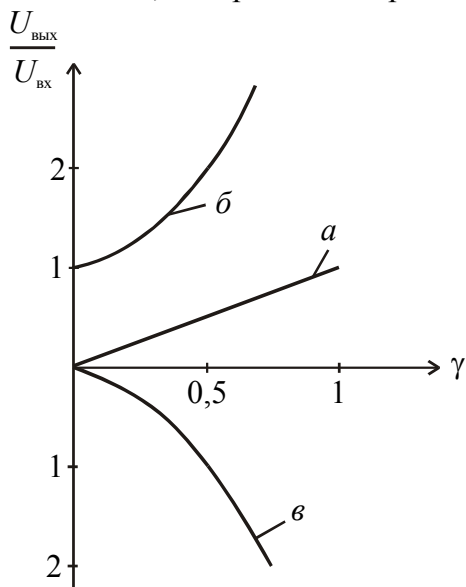


Рис. 4.46

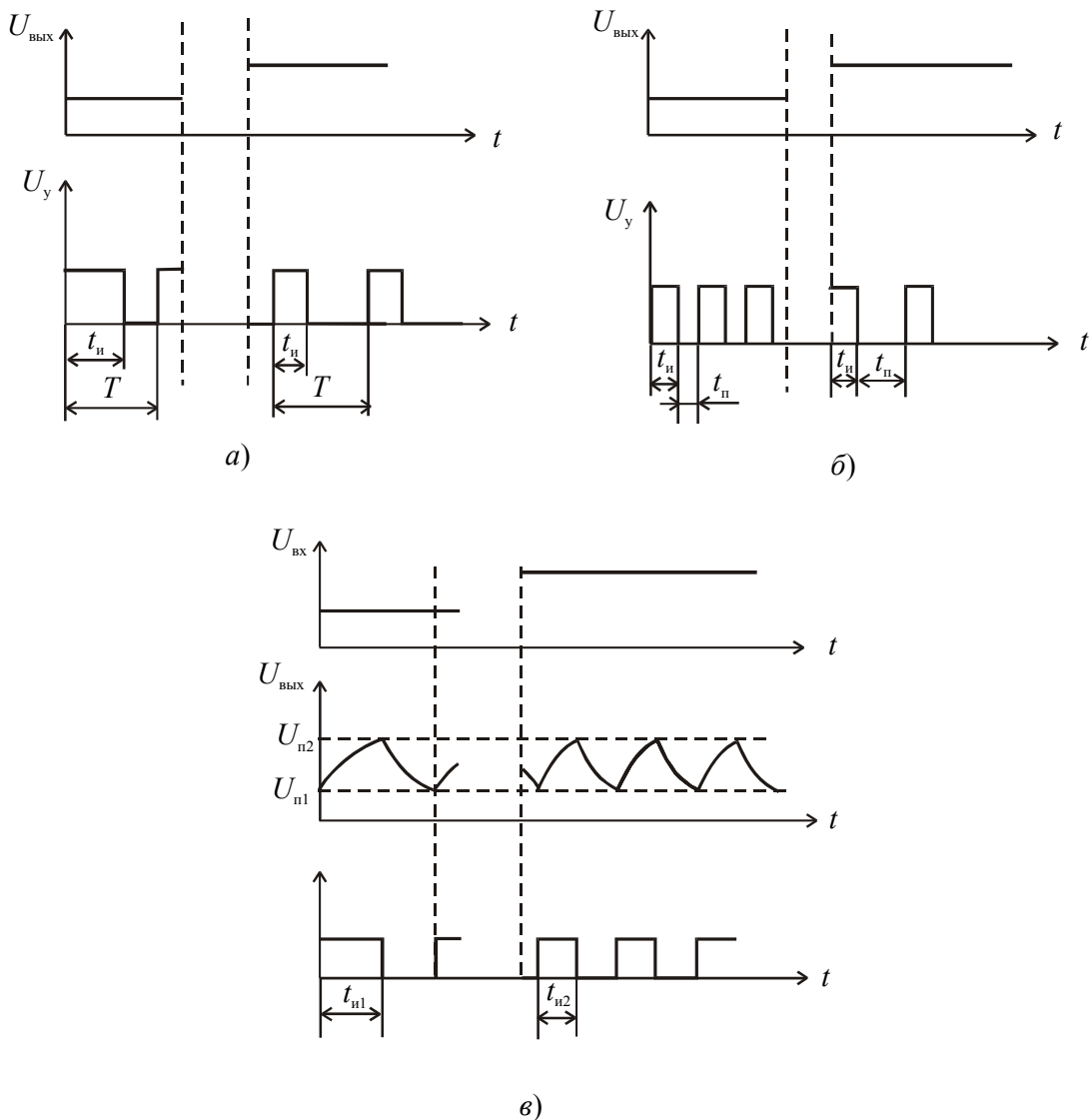


Рис. 4.47

Их анализ показывает, что схема на рис. 4.43,а позволяет получать выходное напряжение меньшее, чем входное, той же полярности (прямая а). Вторая схема (рис. 4.44) обеспечивает выходное напряжение большее, чем входное, причем полярность опять-таки сохраняется (кривая б). Третья же схема дает возможность изменить полярность выходного напряжения, при этом оно может как превышать по модулю входное, так и быть меньше его (кривая в).

4.5.2. Устройства управления ИСН.

По способу регулирования импульсные стабилизаторы разделяют на стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и релейные.

Принцип действия стабилизатора с ШИМ заключается в следующем. Под действием усиленного сигнала разности между частью выходного напряжения и опорного, который представляет собой сигнал постоянного тока, импульсный элемент изменяет длительность импульсов $t_{и}$ напряжения управления U_y ключевым транзистором, причем период импульсов T остается постоянным. При превышении номинального значения выходного напряжения длительность импульсов уменьшается, а при уменьшении — длительность импульсов растет. Временные диаграммы, соответствующие этому способу регулирования, показаны на рис. 4.47,а.

В стабилизаторах с ЧИМ при изменении сигнала на входе импульсного элемента изменяется длительность паузы $t_{п}$, а длительность импульса $t_{и}$ остается неизменной. Таким образом, частота переключения ключевого транзистора меняется. Временные диаграммы данного способа регулирования изображены на рис. 4.46,б.

В релейных стабилизаторах в качестве импульсного элемента используется триггер. В первый момент ключевой транзистор открыт и напряжение на выходе возрастает. При этом возрастает и сигнал управления импульсным элементом. При превышении этим сигналом верхнего порога $U_{п2}$ срабатывания триггера, ключевой транзистор закрывается. Напряжение на выходе стабилизатора уменьшается. При этом уменьшается и сигнал управления импульсным элементом. Когда он станет меньше нижнего порога $U_{п1}$ срабатывания триггера открывается ключевой транзистор, и процесс повторяется. Временные диаграммы при нелинейном управлении представлены на рис. 4.46,в.

Принципиальным отличием стабилизаторов с широтно- и частотно-импульсной модуляцией от релейных является то, что пульсация выходного напряжения в ШИМ и ЧИМ стабилизаторах теоретически может быть равна нулю, т.к. импульсный элемент управляется постоянной составляющей выходного напряжения. Пульсация на выходе релейного стабилизатора по принципу действия не может быть равна нулю, в противном случае схема неработоспособна.

Основным недостатком релейных и стабилизаторов с ЧИМ, ограничивающим область их применения, является зависимость частоты переключений от входного напряжения и тока нагрузки.

В то же время недостатком стабилизаторов с ШИМ и ЧИМ по сравнению с релейным является их меньшее быстродействие.

Схема ИСН с УУ на основе ИМС К142ЕП1 (обведена штриховой линией) показана на рис. 4.48.

Дифференциальный усилитель постоянного тока выполнен на транзисторах $VT10$, $VT12$ и резисторе $R11$. Его коллекторной нагрузкой является источник тока на транзисторах $VT9$, $VT11$. Благодаря высокому выходному сопротивлению источника тока, коэффициент усиления этого каскада достаточно высок. На один вход усилителя подается напряжение с внешнего делителя $R16$ - $R18$, на другой—опорное напряжение U_0 .

Диодный мост $VD3-VD6$ служит для преобразования двухполярного напряжения U_T треугольной формы в однополярное U_M .

Это напряжение выделяется на резисторе R_{10} , и поступает на вход эмиттерного повторителя на транзисторе VT_7 . Таким образом на резисторе R_{19} , напряжение равно сумме выходного напряжения усилителя и напряжения U_m . Эта сумма поступает на вход триггера Шмитта, образованного транзисторами VT_5 , VT_6 и резисторами R_5 – R_8 . Выходной сигнал триггера через промежуточный усилитель VT_4 , R_4 управляет составным транзистором VT_2 , VT_3 .

Рассмотрим работу схемы для приведенного включения микросхемы в каждом из двух ее режимов.

а) Релейный режим

При подключении стабилизатора к источнику постоянного напряжения на вывод 5 микросхемы поступает напряжение, питающее источник опорного напряжения. Стабилизированное напряжение с вывода 6 микросхемы поступает на базу транзистора VT_{14} , который вместе с источником опорного напряжения микросхемы образуют параметрический стабилизатор, напряжение которого запитывает остальную часть микросхемы.

При наличии напряжения на выводе 10 транзистор VT_6 триггера закрыт, а транзистор VT_5 открыт. Соответственно транзисторы VT_4 , VT_3 , VT_2 также открыты.

Через транзисторы VT_2 , VT_3 , резистор R_{13} протекает ток базы ключевого транзистора VT_{13} , и он открывается.

Напряжение на входе фильтра VD_7 , L , C_2 станет равным входному. Выходная емкость C_2 заряжается и выходное напряжение увеличивается. Увеличение выходного напряжения приводит к увеличению напряжения на базе транзистора VT_{12} . Как только напряжение на базе VT_{12} превысит опорное напряжение U_0 , поступающее на базу VT_{10} с вывода 9 микросхемы, ток коллектора VT_{12} начинает увеличиваться. Увеличивается напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT_{10} и, соответственно, напряжение на входе триггера.

При определенном значении выходного напряжения напряжение на входе триггера U_{R_9} станет равным верхнему порогу срабатывания. Транзистор VT_6 открывается, а транзисторы VT_5 – VT_2 запираются.

Ток базы внешнего ключевого транзистора VT_{13} становится равным нулю, и он запирается. Выходное напряжение стабилизатора начинает уменьшаться.

При этом уменьшается напряжение на базе транзистора VT_{12} , что приводит к уменьшению тока коллектора VT_{12} , а напряжение на коллекторе VT_{10} и, следовательно, на входе триггера уменьшается. При некотором значении выходного напряжения напряжение на входе триггера достигает

нижнего порога его срабатывания. Транзистор $VT6$ запирается, а транзисторы $VT5$ – $VT2$ открываются. Вновь открывается транзистор $VT13$, и выходное напряжение начинает расти. И так далее. Временные диаграммы работы УУ в релейном режиме соответствуют рис. 4.47, в.

б) Режим широтно-импульсной модуляции.

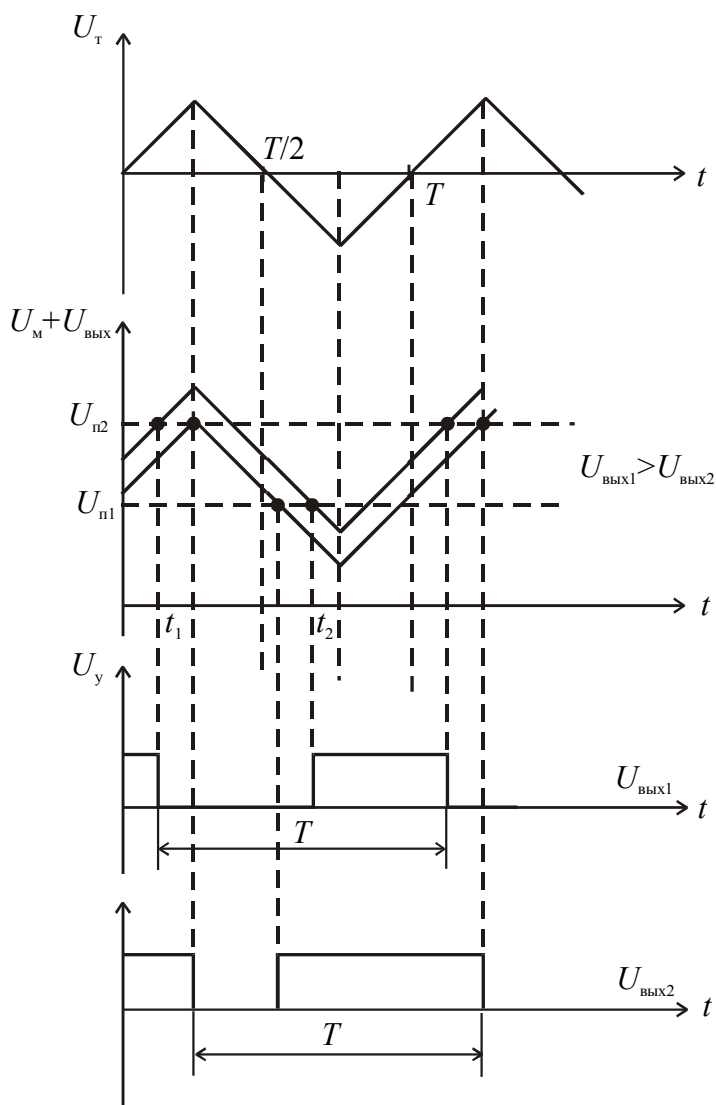


Рис. 4.48

На вход диодного моста $VT3$ – $VT6$ подается напряжение от внешнего генератора сигналов треугольной формы, который выделяется на резисторе $R10$. Выходное напряжение моста U_M суммируется с выходным напряжением $U_{ВЫХ1}$ дифференциального усилителя и поступает на вход триггера.

В интервале $0-t_1$ суммарное напряжение на входе триггера не достигло его верхнего порога срабатывания. В этом интервале транзистор $VT6$ закрыт, а транзисторы $VT5-VT2$ микросхемы и ключевой транзистор $VT13$ открыты. Напряжение на входе фильтра равно входному. В момент времени t_1 напряжение на входе триггера достигло верхнего порога срабатывания—транзистор $VT6$ открывается, а транзисторы $VT5-VT2$ и ключевой транзистор $VT13$ закрываются. В интервале времени t_1-t_2 напряжение на входе фильтра равно нулю. В тот момент, когда сумма пилообразного напряжения и выходного напряжения дифференциального усилителя станет равной нижнему порогу срабатывания триггера, ключевой транзистор $VT13$ открывается, и напряжение на входе фильтра максимально и равно входному. Таким образом, триггер, а соответственно, и ключевой транзистор переключаются за счет внешнего пилообразного сигнала.

Если напряжение на входе стабилизатора уменьшилось, то это приводит в первый момент к уменьшению среднего значения напряжения на выходе ($U_{\text{вых}2} < U_{\text{вых}1}$). Уменьшаются базовые и коллекторный токи транзистора $VT12$. Напряжение на выходе дифференциального усилителя и соответственно напряжение смещения на входе триггера. Смещение пилообразного сигнала на входе триггера приводит к увеличению относительной длительности импульсов транзисторов $VT5-VT2$ микросхемы и ключевого транзистора $VT13$. Длительность импульса на входе фильтра увеличилась, и среднее значение выходного напряжения возвратилось к своему первоначальному значению с определенной степенью точности.

Временные диаграммы работы УУ в режиме ШИМ представлены на рис. 4.48.

Уровень пульсаций на выходе стабилизатора в режиме широтно-импульсной модуляции определяется в основном качеством используемого фильтра.

А при работе в релейном режиме, кроме того, он не может быть меньше половины разности напряжений срабатывания $U_{\text{н}2}$ и отпускания $U_{\text{н}1}$ триггера микросхемы, которая равна

$$\Delta U_{\text{сраб-отп}} = 6 \text{ мВ.}$$

По ряду качественных показателей—коэффициенту пульсаций и коэффициенту стабилизации, динамической точности и быстродействию—импульсные стабилизаторы уступают линейным компенсационным.

Улучшение качественных показателей импульсных стабилизаторов при сохранении присущего им высокого к.п.д. достигается в непрерывно-ключевых (линейно-импульсных) стабилизаторах напряжения. Отличительной особенностью этих стабилизаторов является наличие двух регули-

рующих элементов, один из которых—основной силовой—работает в режиме переключений, а другой—меньшей мощности—в линейном режиме.

Особый интерес к импульсным стабилизаторам постоянного напряжения связан с тем, что электронные регуляторы напряжения, входящие в состав генераторных установок автомобилей, представляют собой ИСН с релейным управлением.

4.5. Преобразователи переменного и постоянного тока.

К преобразователям переменного и постоянного тока, входящим в состав ИВЭП относятся инверторы, преобразователи частоты и конверторы.

4.5.1. Классификация и основные характеристики преобразователей.

При построении устройств электропитания часто возникает задача преобразования переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты при минимальных потерях энергии.

Частный случай—выпрямление, когда частота преобразованного тока равна нулю. Поскольку этот вопрос рассмотрен в § 4.2, то в данном параграфе речь пойдет об устройствах, в которых частота преобразованного тока не равна нулю.

Другой частный случай—преобразование постоянного тока в переменный. Этот процесс называют инвертированием, а устройство, осуществляющее это преобразование—инвертором.

В радиотехнике аналогичный процесс называют генерированием. С энергетической точки зрения принципиальной разницы между инвертированием и генерированием нет. Отличия заключаются главным образом в рабочей частоте, форме колебаний и некоторых других.

Если преобразуемый и преобразованный токи имеют разные, но отличные от нуля частоты, то говорят о преобразовании частоты, а соответствующие устройства называют преобразователями частоты. В устройствах электропитания такие преобразователи служат обычно для повышения частоты переменного тока.

Часто требуется преобразовывать постоянный ток одного напряжения в постоянный ток другого напряжения. Причем как правило полученное напряжение должно быть больше исходного. Такой процесс называют конвертированием, а устройства—конверторами.

Важное требование ко всем типам преобразователей – минимальные потери энергии, которые в любом устройстве неизбежны.

По принципу действия различают электрохимические и статические преобразователи.

К электромеханическим относятся, например, вибрационные, электромашинные преобразователи, т.е. те, которые имеют механически движущиеся узлы.

Статические преобразователи строятся на электронных элементах – транзисторах, тиристорах, электронных лампах, что определяет повышенную надежность и срок службы преобразователей.

В данной работе рассматриваются только статические преобразователи.

Основными электрическими характеристиками, определяющими эффективность и качественные показатели преобразователей, являются:

- 1) к.п.д., т.е. отношение мощности преобразованного тока к мощности, отдаваемой источником преобразуемого тока;
- 2) стабильность выходного напряжения и частоты при воздействии различных возмущающих факторов: нестабильности напряжения источника преобразуемого тока, температуры, сопротивления нагрузки и других;
- 3) пульсации выходного напряжения;
- 4) форма выходного напряжения;
- 5) нагрузочная характеристика, т.е. зависимость выходного напряжения от тока или сопротивления нагрузки.

Стремление повысить к.п.д. преобразователей приводит к необходимости выбора эффективных схем преобразователей (у которых, как правило, к.п.д. составляет 80-90%).

А обеспечение высоких качественных показателей (стабильности напряжения и частоты, малых пульсаций) осуществляется специальными схемотехническими приемами или введением дополнительных устройств стабилизации.

Поскольку неотъемлемой составной частью преобразователей частоты и конверторов являются инверторы, то основное внимание будет уделено именно им.

4.5.2. Преобразователи постоянного тока в переменный (инверторы).

Принцип действия инвертора основан на периодическом подключении нагрузки или первичной обмотки импульсного трансформатора к источнику постоянного напряжения. При этом на нагрузке появляется переменное напряжение прямоугольной формы (в простейшем случае). В большинстве практических схем инвертора нагрузка включается через импульсный трансформатор (ИТ), который преобразует амплитуду переменного напряжения и обеспечивает гальваническую развязку нагрузки от питающей сети.

Для уменьшения потерь мощности в преобразователе элементы переключающего устройства, применяемые в качестве ключей, должны иметь возможно меньшее сопротивление в открытом состоянии $r_{\text{отк}} \rightarrow 0$, возможно большее сопротивление в закрытом $r_{\text{закр}} \rightarrow \infty$, а также как можно более высокое быстродействие.

Чаще всего используют транзисторы и тиристоры.

Транзисторные инверторы применяются при сравнительно небольшой выходной мощности (до нескольких КВА). А преобразователи на большие мощности (десятки КВА), работающие от сети постоянного тока с повышенным напряжением, выполняют на тиристорах.

По способу возбуждения колебаний различают инверторы с самовозбуждением и с независимым возбуждением. Преобразователи с самовозбуждением представляют собой релаксационные генераторы с трансформаторной положительной обратной связью. Они применяются при мощностях в нагрузке до нескольких десятков ватт.

При большей мощности используют инверторы с независимым возбуждением, в состав которых входит автономный генератор импульсов, формирующий управляющие сигналы.

По принципу действия различают одноктактные и двухтактные инверторы. В одноктактных энергия из сети постоянного тока передается в нагрузку только в одном из двух тактов работы инвертора. В двухтактных схемах рабочими являются оба такта, т.е. энергия передается в нагрузку в течение обоих тактов работы.

С учетом мощности, потребляемой электронной аппаратурой, рассмотрим только схемотехнические решения транзисторных инверторов.

4.5.2.1. Одноктактный инвертор.

Простейшая схема одноктактного транзисторного инвертора с независимым возбуждением изображена на рис. 4.49.

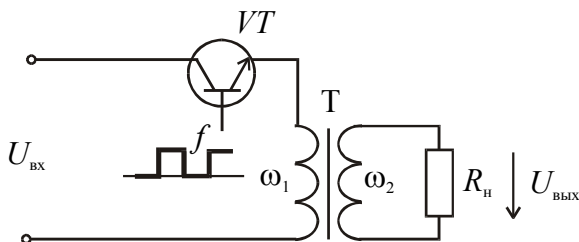


Рис. 4.49

Транзистор VT работает в ключевом режиме. При поступлении импульсов управления на его базу, он периодически открывается и подключает первичную обмотку ω_1 импульсного трансформатора T к источнику входного постоянного напряжения. В результате на вторичной обмотке ω_2 формируется переменное напряжение (в идеальном случае прямоугольной формы) с амплитудным значением

$$U_{\text{ВЫХ}} = \omega_2 / \omega_1 \cdot U_{\text{ВХ}},$$

где ω_1, ω_2 —число витков первичной и вторичной обмоток ИТр соответственно, и частотой f , определяемой частотой импульсов управления транзистором.

Основным недостатком одноктактных инверторов является подмагничивание трансформатора постоянной составляющей тока, что приводит к увеличению размеров магнитопровода трансформатора и повышенным потерям мощности.

Поэтому наиболее широко применяют двухтактные транзисторные инверторы.

4.5.2.2. Двухтактный инвертор с самовозбуждением.

Схема такого инвертора показана на рис. 4.50.

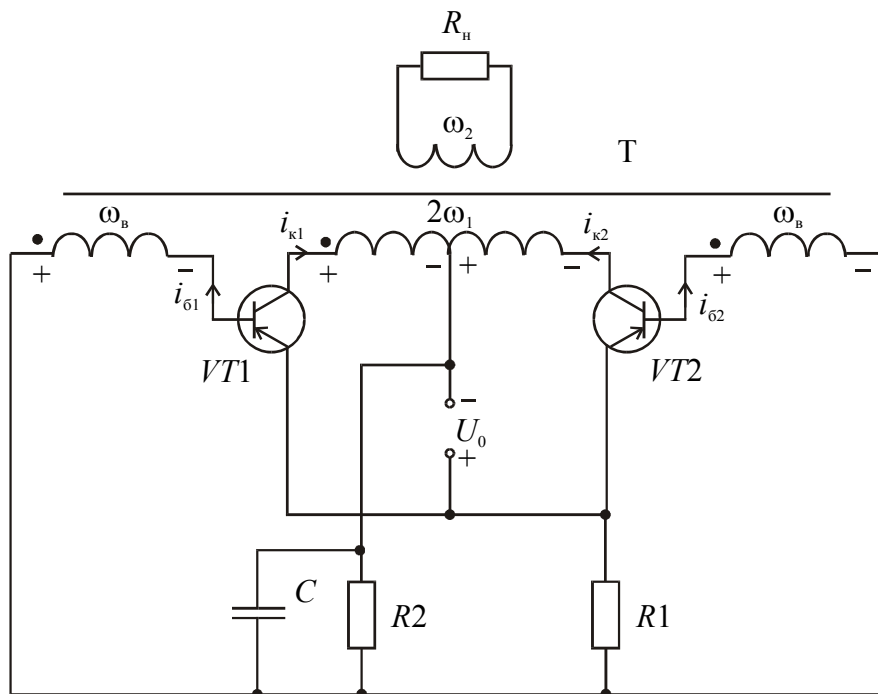


Рис. 4.50

Положительная обратная связь осуществляется с помощью вспомогательной обмотки ω_b (на рисунке разделена на две), находящейся на одном сердечнике с коллекторной и нагрузочной обмотками и соединенной с базами транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Принципиальную роль в работе инвертора играет нелинейный характер кривой намагничивания сердечника ИТ, причем материал, из которого он изготовлен, должен иметь прямоугольную петлю гистерезиса (рис. 4.51).

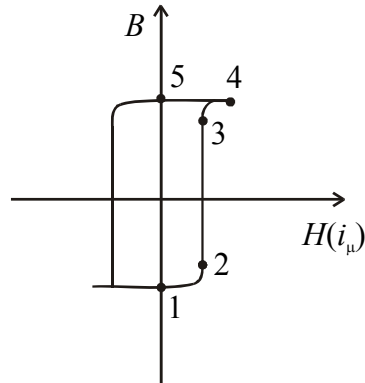


Рис. 4.51

Временные диаграммы работы инвертора приведены на рис. 4.52.

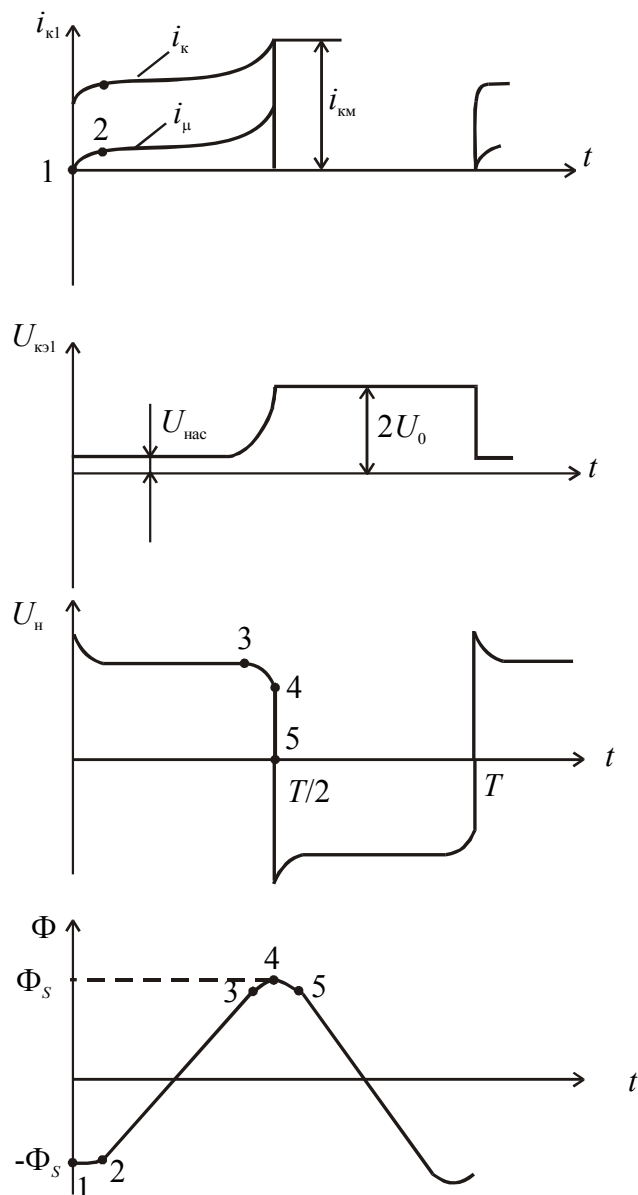


Рис. 4.52

При включении питающего напряжения U_0 через ограничительный резистор $R1$ и вспомогательную обмотку протекают базовые токи $i_{б1}$ и $i_{б2}$ транзисторов $VT1$ и $VT2$, достаточные для надежного запуска инвертора.

Из-за не идентичности параметров транзисторов их коллекторные токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ хотя бы чуть-чуть, но различаются. Этого оказывается достаточно, чтобы процесс пошел.

Итак, из-за разницы в коллекторных токах результирующая намагничивающая сила в обмотках ИТ не будет равна нулю. Поэтому в его магнитопроводе создается магнитный поток, который индуцирует в обмотках э.д.с., полярность которых показана на рисунке. Такие напряжения на базах приведут к дальнейшему увеличению тока коллектора транзистора $VT1$ и уменьшению тока коллектора $VT2$. В свою очередь увеличение тока коллектора $VT1$ приведет к дальнейшему увеличению напряжения на вспомогательных обмотках и к еще большему увеличению тока коллектора $VT1$ и уменьшению тока коллектора $VT2$. Таким образом, происходит лавинообразный процесс, в результате которого транзистор $VT1$ оказывается в состоянии насыщения ($U_{\text{нас}}$), а $VT2$ закрывается. Левая полуобмотка ИТ с числом витков ω_1 оказывается подключенной через транзистор $VT1$ к источнику питания U_0 , вследствие чего начинается линейное изменение потока в магнитопроводе трансформатора со скоростью

$$d\Phi/dt = U_0/\omega_1. \quad (4.107)$$

Итак, при включении инвертора рабочая точка ИТ (рис. 4.51) очень быстро переходит из положения 1 в положение 2, и начинается сравнительно медленный процесс перемагничивания сердечника. Магнитный поток линейно нарастает от значения $-\Phi_S$ до $+\Phi_S$. Рабочая точка перемещается по кривой намагничивания из положения 2 в положение 3. На этом интервале намагничивающий ток ИТ i_μ и коллекторный ток транзистора $VT1$, (причем

$$i_{k1} = i_\mu + i'_n = i_\mu + i_n \frac{\omega_2}{\omega_1}, \quad (4.108)$$

где i'_n – приведенный ток нагрузки), изменяются с малой скоростью благодаря прямоугольной петле гистерезиса.

В точке 3 магнитопровод начинает насыщаться, индуктивность ИТ резко уменьшается, что приводит к резкому увеличению тока намагничивания i_μ и, соответственно, тока коллектора $VT1$, который возрастает до значения, ограниченного током базы

$$i_{k1} = \beta i_b,$$

и транзистор $VT1$ выходит из области насыщения в линейную область. Напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$ увеличивается, а напряжение на всех обмотках трансформатора уменьшается.

Коллекторный ток $VT1$ i_{k1} и намагничивающий ток i_μ начинают уменьшаться, что приводит к уменьшению магнитного потока и изменению знака производной $d\Phi/dt$. При этом полярность э.д.с. во всех обмотках меняется на противоположную.

Изменение полярности э.д.с. на вспомогательных обмотках приводит к открыванию транзистора $VT2$ и увеличению тока коллектора $VT2$ i_{k2} . Увеличение тока i_{k2} вызывает дальнейший рост напряжения $U_{кэ1}$ и появлению в цепи базы $VT1$ напряжения запирающей полярности.

Вновь возникает лавинообразный процесс, в результате которого транзистор $VT1$ оказывается закрыт, а $VT2$ —в режиме насыщения.

Далее процессы в инверторе протекают аналогично.

Для любого полупериода справедливо соотношение (4.107). Поэтому напряжение на вторичной обмотке с числом витков ω_2 в течение каждого полупериода постоянно и равно

$$U_2 = U_0 \frac{\omega_2}{\omega_1}, \quad (4.109)$$

т.е. оно имеет прямоугольную форму.

Если проинтегрировать (4.107), и учитывая, что поток изменяется на значение Φ_S за время $T/4$ (см. рис. 4.51), получим

$$\Phi_S = \frac{U_0 T}{\omega_1 4}. \quad (4.110)$$

С учетом падений напряжения на транзисторах $U_{кэ\text{ нас}}$ и коллекторной обмотке ИТ U_r , получим формулу для частоты генерации напряжения

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U_0 - (U_{кэ\text{ нас}} + U_r)}{4\omega_1 \Phi_S} = \frac{U_0 - (U_{кэ\text{ нас}} + U_r)}{4\omega_1 B_S S}, \quad (4.111)$$

где S —площадь сечения магнитопровода трансформатора; B_S —индукция насыщения.

Для чего нужен сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса?

Дело в том, что при непрямоугольной петле гистерезиса изменения тока нагрузки, приводящие к изменению амплитуды намагничивающего тока (что видно из (4.108)), влияют на амплитуду магнитной индукции, а, следовательно, и на частоту переключений транзисторов.

Кроме того, длительность процессов переключения (и потеря мощности) зависит от скорости изменения тока коллектора закрываемого транзистора и индуктивности намагничивания трансформатора в насыщенном состоянии.

Наименьшая длительность фронтов импульсов напряжения, следовательно, и наименьшие потери мощности, достигаются при выполнении сердечников ИТ из ферромагнитных материалов с высокой прямоугольностью петли гистерезиса. Это ферриты и пермаллои.

Недостатки схемы:

- 1) Как видно из (4.111), частота выходного напряжения зависит от напряжения источника питания.
- 2) Напряжение на закрытом транзисторе равно удвоенному значению напряжения источника питания

$$U_{к\max}=2U_0.$$

Кроме того, это напряжение может иметь выброс, возникающий в момент перехода транзистора из открытого состояния в закрытое. Амплитуда выброса зависит от индуктивности рассеяния обмоток ИТ и скорости изменения тока коллектора.

Такая схема широко применяется при рабочих частотах до 10 кГц и выходной мощности до 10 Вт.

Для устранения выбросов коллекторного тока в инверторе применяют дополнительный трансформатор–коммутирующий, работающий с насыщением. При этом силовой ИТ работает в ненасыщенном режиме, что исключает выбросы тока коллектора.

Частота формируемого напряжения у такой схемы повышается до 20...50 кГц при мощности в нагрузке до 20 Вт.

А как известно, чем выше рабочая частота инвертора, тем меньше габариты трансформатора.

4.5.2.3 Инверторы с независимым возбуждением.

Теперь рассмотрим схему инвертора с независимым возбуждением, показанную на рис. 4.53.

Как уже отмечалось, такие инверторы применяют при мощности в нагрузке свыше нескольких десятков ватт.

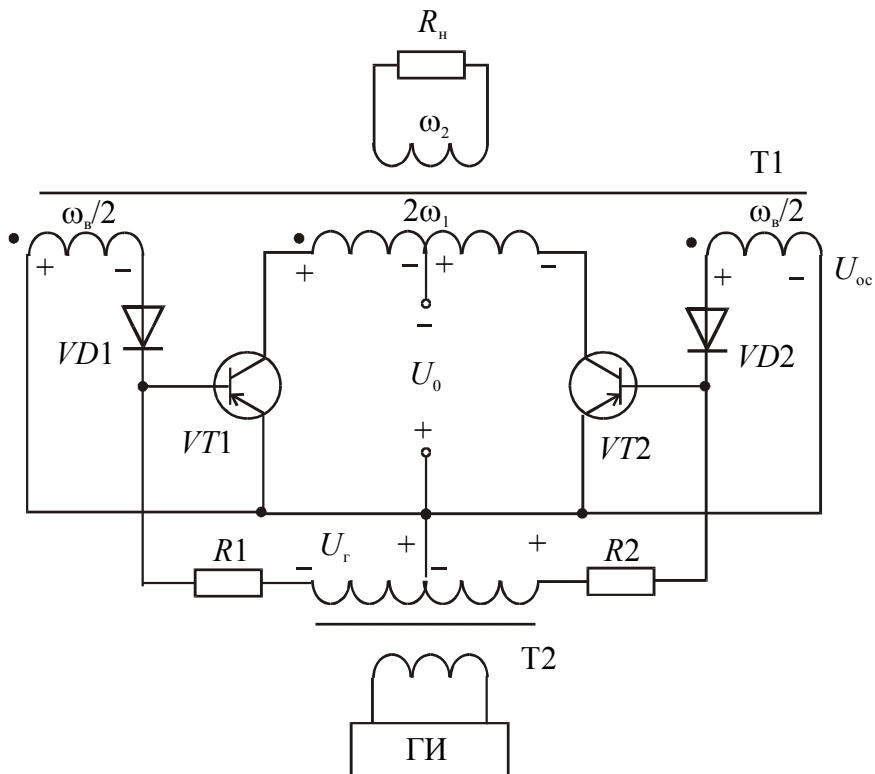


Рис. 4.53

Особенностью данной схемы является то, что управление транзисторами осуществляется не только напряжением, вырабатываемым генератором прямоугольных импульсов $\Gamma И$. В момент смены полярности напряжения задающего генератора на процесс переключения транзисторов начинают оказывать воздействие базовые обмотки обратной связи трансформатора $T1$. Их назначение заключается в устранении режима «сквозных токов», который возникает из-за эффекта рассасывания избыточных зарядов в обмотках баз закрываемых транзисторов. Этот режим сопровождается хотя и кратковременными, но значительными по амплитуде бросками коллекторных токов одновременно открытых транзисторов, что заметно уменьшает к.п.д. инвертора.

Допустим, что открыт транзистор $VT1$ и закрыт $VT2$. При этом полярность напряжения на обмотках ИТр показана на рис. 4.53. Напряжение обмотки обратной связи U_{oc} запирающей полярности через диод $VD2$ прикладывается к переходу база-эмиттер закрытого транзистора $VT2$. При смене полярности напряжения генератора к переходу база-эмиттер ранее открытого транзистора $VT1$ прикладывается напряжение U_r запирающей полярности. Такое же напряжение U_r , но отпирающей полярности, прикла-

дывается к промежутку база-эмиттер ранее закрытого транзистора $VT2$. Однако, несмотря на наличие этого отпирающего напряжения, $VT2$ будет закрыт до тех пор, пока транзистор $VT1$ не выйдет из области насыщения, а напряжение на обмотках обратной связи не уменьшится до такого значения, при котором произойдет закрывание диода $VD2$. Только после этого начнется открывание транзистора $VT2$. Аналогичный процесс происходит и во втором полупериоде работы схемы.

4.5.3 Преобразователи частоты и конверторы.

Преобразователи частоты можно разделить на преобразователи с явным звеном постоянного тока и преобразователи со скрытым звеном постоянного тока.

В общем случае структура преобразователя частоты с явным звеном постоянного тока имеет вид, представленный на рис. 4.54.



Рис. 4.54

В его состав входят выпрямитель В, фильтр Ф, стабилизатор С и инвертор И. Схемотехника отдельных узлов такой структуры уже изложена в предыдущих параграфах.

В преобразователях частоты со скрытым звеном постоянного тока одни и те же тиристоры используются и для выпрямления, и для инвертирования тока.

Конверторы применяются не только для повышения или понижения постоянного напряжения. С их помощью можно регулировать напряжение, а также реверсировать постоянное напряжение, т.е. изменять его полярность.

С примерами однотактных конверторов мы уже познакомились, когда рассматривали силовые цепи импульсных стабилизаторов (рис. 4.42, 4.44, 4.45). Если есть цепь отрицательной обратной связи, то такой конвертор служит для регулирования выходного напряжения. При использовании третьей схемы удастся изменить при этом полярность напряжения.

А при отсутствии цепи обратной связи, т.е. если подавать на транзистор импульсы нужной скважности, можно получить на выходе постоянное напряжение требуемого уровня и полярности.

Двухтактные конверторы имеют структуру, изображенную на рис. 4.55, и включают двухтактный инвертор И, выпрямитель В, фильтр Ф, и, если необходимо, стабилизатор С.

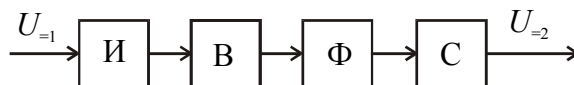


Рис. 4.55

4.5.4 Расчет преобразователей.

Пусть необходимо рассчитать преобразователь напряжения, предназначенный для работы от источника постоянного тока с напряжением U_{BX} и создающий на выходе постоянное напряжение $U_{ВЫХ}$ при токе нагрузки I_H .

Т.е. необходимо осуществить расчет схемы конвертора.

1. Определяем мощность на выходе преобразователя

$$P_{ВЫХ} = U_{ВЫХ} I_H.$$

Если мощность невелика, то целесообразно выбрать схему с инвертором с самовозбуждением.

В противном случае необходим инвертор с внешним возбуждением.

Выбранная схема конвертора приведена на рис. 4.56.

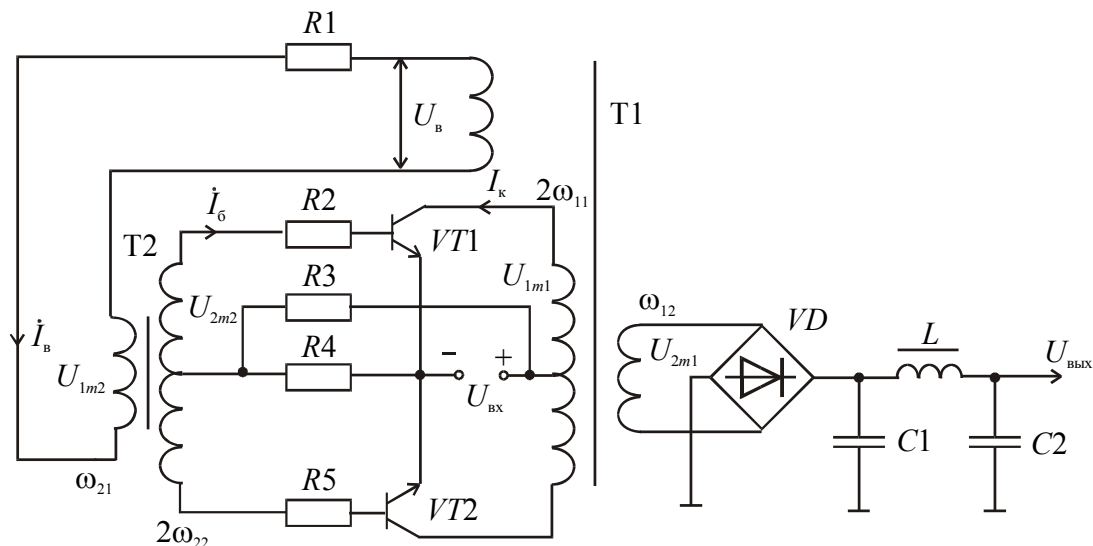


Рис. 4.56

Будем считать, что в нашем случае мощность невелика, и выбираем инвертор с самовозбуждением. Схема его отличается от изображенной на рис. 4.50 проводимостью транзисторов. Кроме того, основной ИТ Т1 работает в ненасыщенном режиме, а вспомогательный Т2—в насыщенном.

2. Сравнивается выходное напряжение с прямым падением напряжения на диодах и выбирается схема выпрямителя. Будем считать, что выходное напряжение значительно больше, и используем мостовую схему.

3. С учетом допустимого уровня пульсаций выбираем схему выходного фильтра. У нас это П-образный фильтр $LC1C2$.

4. Тип диодов выпрямителя выбирается с учетом схемы выпрямления по значениям максимального обратного напряжения

$$U_{\text{обр max}} \geq U_{\text{вых}}$$

и максимального прямого тока

$$I_{\text{пр max}} \geq I_{\text{н.}}$$

5. Определяем максимальное значение напряжения коллектор-эмиттер транзисторов инвертора. Оно должно быть в два раза больше напряжения источника питания

$$U_{\text{кэ max}} \geq 2U_{\text{вх.}}$$

6. Определяем максимальное значение тока коллектора из соотношения

$$I_{\text{к max}} \geq I_{\text{г}} \frac{U_{\text{ао}}}{U_{\text{ао}}}.$$

7. По полученным значениям $U_{\text{кэ max}}$ и $I_{\text{к max}}$ с учетом необходимости получения высокого быстродействия выбирается тип транзисторов VT1 и VT2.

8. Определим напряжения на обмотках трансформатора Т1.

На вторичной обмотке следует обеспечить напряжение

$$U_{2m1} = 2U_{\text{пр}} + U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{пр}}$ —прямое напряжение на диодах выпрямителя.

На первичной обмотке напряжение равно разности напряжения источника питания и напряжения на насыщенном транзисторе (десятые доли вольта)

$$U_{1m1} = U_{\text{вх}} - U_{\text{кэн.}}$$

9. Рассчитываем коэффициент трансформации

$$k_{\text{Т1}} = U_{1m1} / U_{2m1}.$$

Обычно число витков ω_{11} ω_{22} трансформатора Т1 выбирают из соотношения 1 В/виток.

10. Уточняется значение максимального тока коллектора

$$I_{\text{кmax}} = I_{\text{н}} / k_{\text{Т1}}.$$

11. Токи базы транзисторов должны превышать значение

$$I_{\text{á max}} > \frac{I_{\text{ê max}}}{\beta_{\text{min}}} = \frac{I_{\text{ê max}}}{h_{21\text{ý min}}}.$$

12. Определим фактическую степень насыщения транзисторов

$$k_{\text{ô min}} = \frac{I_{\text{á max}} \cdot h_{21\text{ý min}}}{I_{\text{ê max}}}$$

$$k_{\text{ô max}} = \frac{I_{\text{á max}} \cdot h_{21\text{ý max}}}{I_{\text{ê max}}}.$$

13. Перейдем к расчету возбуждения инвертора. Выберем напряжение на вторичной обмотке трансформатора Т2 раза в 2–3 больше напряжения база-эмиттер при насыщении ($U_{\text{бэн}} \approx 0,7$ В)

$$U_{2m2} = (2 \div 3) U_{\text{бэн}}.$$

14. Определим сопротивление резисторов

$$R2 = R5 = \frac{U_{2m2} - U_{\text{áýi}}}{I_{\text{á max}}}.$$

15. Выбираем коэффициент трансформации Т2 $k_{\text{Т2}}$.

16. Определяем напряжение на его первичной обмотке

$$U_{1m2} = U_{2m2} \cdot k_{\text{Т2}}.$$

17. Определяем ток возбуждения

$$I_{\text{в}} = I_{\text{ô max}} / k_{\text{Т2}}.$$

18. Выбираем напряжение на вспомогательной обмотке трансформатора Т1

$$U_{\text{в}} > U_{1m2}.$$

19. Рассчитаем сопротивление ограничительного резистора

$$R1 = \frac{U_{\text{а}} - U_{1m2}}{I_{\text{а}}}.$$

20. Резисторы $R3$ и $R4$ можно определить, как

$$R4 > 2R2$$

$$R3 = U_{\text{вх}} / 10^{-3} - R4.$$

21. Определим время рассасывания неосновных носителей в базе транзисторов

$$T_{\text{р1}} = \tau_{\text{т}} \ln k_{\text{ф max}},$$

где $\tau_{\text{т}}$ – постоянная времени транзистора.

22. Определим время рассасывания заряда неосновных носителей в диодах выпрямителя

$$T_{\text{дa}} = 3\sqrt{\tau_{\text{д}}^2 + \tau_{\text{a}}^2},$$

где $\tau_{\text{д}}$ – постоянная времени диода.

23. С учетом $T_{\text{р1}}$ и $T_{\text{рд}}$ выбираем частоту переключений в интервале

$$f = 1/2T \quad T > T_{\text{рд}} + T_{\text{р1}}.$$

24. Определим длительность линейных процессов в схеме

$$T_{\text{л}} = T - T_{\text{рд}} - T_{\text{р1}}.$$

25. Выбираем сердечник трансформатора Т2 с коэффициентом заполнения сердечника металлом $k_{\text{с}}$ и индукцией насыщения $B_{\text{с}}$, и площадью сечения S_2 (или из пермаллоя или из феррита).

26. Исходя из этих данных, определяем число витков в первичной обмотке Т2

$$\omega_{21} = \frac{\dot{O}_{\text{с}} U_{1\text{м}2}}{2k_{\text{с}} B_{\text{с}} S_2}$$

и округляем до ближайшего большего целого.

27. Число витков во вторичной обмотке

$$\omega_{22} = \omega_{12} / k_{\text{Т2}}.$$

5.2. Аналого–цифровые преобразователи.

Измерительный процесс, включающий в общем случае дискретизацию, квантование и кодирование непрерывной во времени и по значению входной величины называют аналого–цифровым преобразованием, а устройство, автоматически его осуществляющее и вырабатывающее цифровые сигналы о числовом значении входной величины, – аналого–цифровым преобразователем.

Под дискретизацией понимается такое преобразование аналоговой величины, при котором ее мгновенные значения сохраняются только в определенные моменты времени (моменты дискретизации), интервалы между которыми называют шагом дискретизации. При дискретизации теряется часть информации о непрерывной во времени величине, но каждое полученное таким образом значение строго соответствует моменту дискретизации.

Квантование – это преобразование непрерывной по значению величины $X(t)$, когда ее мгновенные значения заменяются ближайшими фиксированными (детерминированными), ряд или совокупность которых образованы по определенному закону с помощью мер и называются уровнями квантования. Разность между двумя соседними уровнями называется шагом (ступенью) квантования h . На рис. 5.1. представлена характеристика $X_k(t)$, устройства квантования, в котором значения погрешности квантования $\Delta_k = X_k - X$, не превышают половины шага $h(\Delta_{k \max} = \pm 0,5h)$.

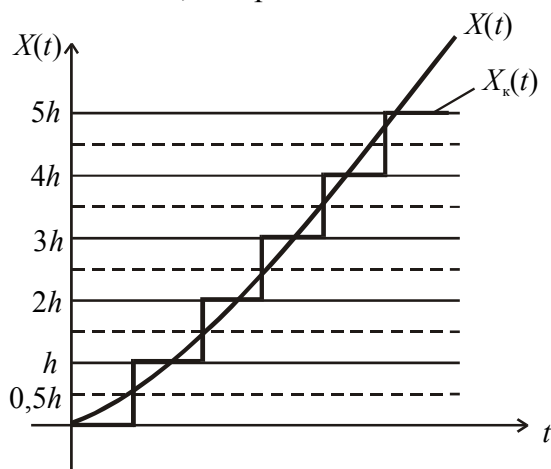


Рис. 5.1

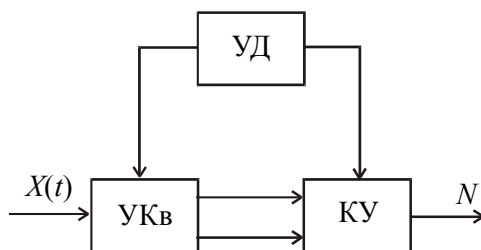


Рис. 5.2

При квантовании также теряется часть информации о входной величине, но получаемое значение X_k известно с точностью, определяемой погрешностью меры.

Под цифровым кодированием понимается получение по определенной системе правил числового значения квантованной величины X_k в виде комбинации цифр N . Таким образом, обобщенная структурная схема АЦП (рис. 5.2) включает в свой состав устройство квантования УКв, кодирующее устройство КУ и устройство дискретизации, осуществляющее синхронизацию работы перечисленных первых двух узлов.

На рис. 5.3 изображена передаточная характеристика идеального АЦП с равномерным квантованием (кривая 1). Однако часто с целью упрощения ее строят, соединяя между собой точки, делящие пополам расстояние между соседними уровнями квантования. В результате для идеального АЦП такая передаточная характеристика примет вид прямой 2 на рис. 5.3.

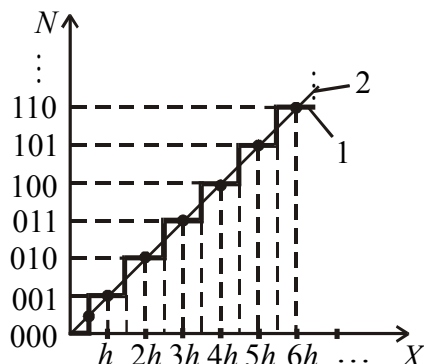


Рис. 5.3

К основным параметрам АЦП относят:

- число разрядов (разрешающую способность);
- коэффициент преобразования;
- время преобразования;
- погрешность преобразования;
- помехоустойчивость.

Под числом разрядов понимается двоичный логарифм максимально-го числа кодовых комбинаций на входе АЦП, а проще говоря, число разрядов двоичного кода, формируемого им. Так, 10-разрядный АЦП способен вырабатывать $n_{\max} = 2^{10} = 1024$ различных кодовых комбинаций, связанных с выходной непрерывной величиной.

Часто АЦП характеризуется разрешающей способностью, представляющей собой величину, обратную максимальному числу кодовых комбинаций на его выходе $1/n_{\max}$.

С разрешающей способностью связано часто используемое понятие о младшем значащем разряде (МЗР), в соответствие которому ставится такое минимально возможное изменение входной величины, равное шагу квантования $\Delta X = h$, при котором код на выходе АЦП изменяется на единицу МЗР. Например, МЗР 16-разрядного АЦП с диапазоном входных напряжений 0–10В соответствует значению шага квантования (кванта), равное $h = U_{\max}/n_{\max} = 10/2^{16} = 152,5$ мкВ. Таким образом, можно говорить о том, что разрешающая способность такого АЦП составляет 152,5 мкВ.

Коэффициент преобразования $K_{\text{пр}}$ представляет собой отношение приращения выходного кода ΔN к приращению входного сигнала ΔX

$$K_{\text{пр}} = \Delta N / \Delta X.$$

Время преобразования $t_{\text{пр}}$ – интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Строго говоря, погрешность АЦП характеризует разницу между реальным кодом на его выходе и номинальным, соответствующем действительному значению входной величины. Однако, как и в случае с операционными усилителями, принято использовать ее приведенное ко входу значение. Поэтому под погрешностью преобразования АЦП понимается отклонение значения входной величины от номинального, соответствующего данному коду на выходе АЦП. Составляющими общей погрешности преобразования являются аддитивная, мультипликативная и погрешность линейности.

Аддитивная погрешность характеризует смещение начала характеристики АЦП (см. рис. 5.4,а). Приведенное ее значение можно определить по формуле

$$\gamma_A = \frac{\Delta_A}{X_{\text{нм}}}, \quad (5.1)$$

где $\Delta_A = X_{\text{см}}$ – абсолютное значение данной погрешности, численно равное значению входной величины $X_{\text{см}}$, соответствующему нулевому коду на выходе АЦП, $X_{\text{нм}}$ – предельное номинальное значение входной величины, определяемое диапазоном ее изменения.

Мультипликативная погрешность характеризует изменение наклона характеристики реального АЦП по сравнению с идеальным (см. рис. 5.4,б).

Относительная мультипликативная погрешность может быть определена как отношение разности между реальным значением входной величины и номинальным к данному номинальному значению, и остается постоянной во всем диапазоне. Поэтому данную составляющую представляют обычно в виде приведенного значения

$$\gamma_M = \frac{X_k - X_{HM}}{X_{HM}} = \frac{\Delta_{Mk}}{X_{HM}}, \quad (5.2)$$

где X_k – скорректированное с учетом аддитивной погрешности значение входной величины, соответствующее максимальному коду на выходе реального АЦП.

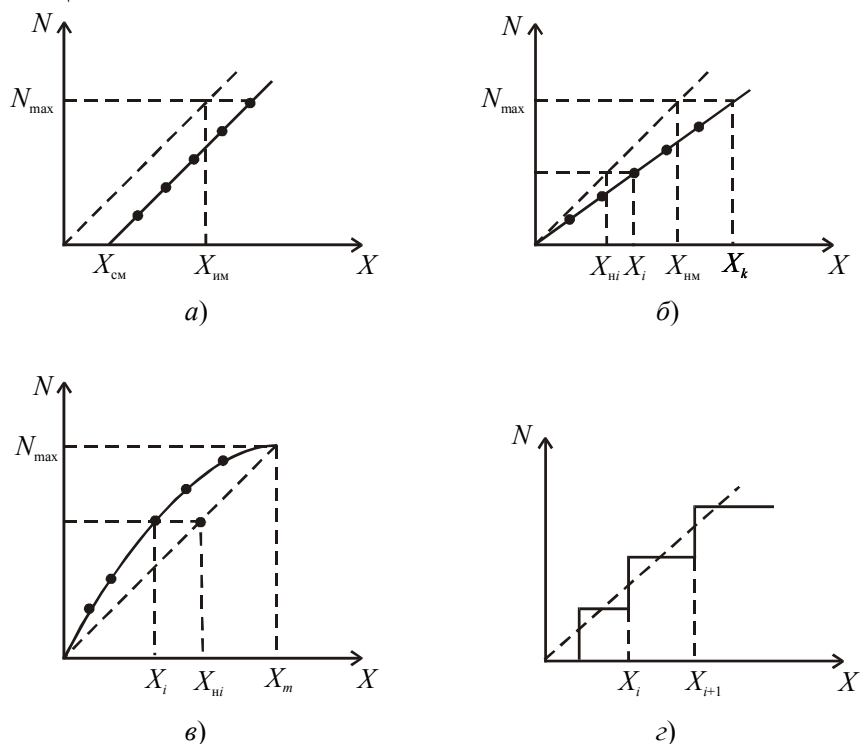


Рис. 5.4.

Погрешность линейности имеет две составляющих: собственно нелинейность АЦП и дифференциальная нелинейность.

Нелинейность АЦП – это отклонение от идеальной точек реальной характеристики, делящих пополам расстояния между средними значениями соседних уровней квантования. Ее абсолютное значение может быть оценено, как среднее квадратическое отклонение значений входной величины от номинальных X_{Hi} в данных точках

$$\Delta_{\text{н}} = \sigma_{\text{н}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_{\text{max}}} (X_i - X_{\text{нi}})^2}, \quad (5.3)$$

где X_i – скорректированное с учетом аддитивной и мультипликативной погрешностей значение входной величины, соответствующее выходному коду АЦП с номером i .

Приведенное же значение данной составляющей определяется аналогично аддитивной

$$\gamma_{\text{н}} = \frac{\Delta_{\text{н}}}{X_{\text{нм}}}. \quad (5.4)$$

Дифференциальная нелинейность – отклонение разности двух значений входной величины X_{i+1} и X_i , соответствующих соседним кодам (т.е. отличающимся друг от друга на единицу МЗР), от номинального значения шага квантования $h_{\text{н}}$ (см. рис. 5.4,з). Абсолютное значение данной составляющей погрешности может быть оценено по формуле

$$\Delta_{\text{д}} = \sigma_{\text{д}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_{\text{max}}} [(X_{i+1} - X_i) - h_{\text{н}}]^2}, \quad (5.5)$$

а приведенное –

$$\gamma_{\text{д}} = \frac{\Delta_{\text{д}}}{X_{\text{нм}}}. \quad (5.6)$$

При этом следует учитывать, что превышение значения $\Delta_{\text{д}} = \pm h/2$ может привести к нарушению монотонности передаточной характеристики АЦП.

Таким образом, считая в общем случае все составляющие погрешности преобразования независимыми, ее приведенное значение определяется из выражения

$$\gamma_{\text{АЦП}} = \sqrt{\gamma_{\text{А}}^2 + \gamma_{\text{М}}^2 + \gamma_{\text{н}}^2 + \gamma_{\text{д}}^2 + \gamma_k^2}, \quad (5.7)$$

где $\gamma_k = 0,5h/X_{\text{нм}}$ – приведенное значение погрешности квантования.

При нормировании погрешностей АЦП, особенно в интегральном исполнении, под «погрешностью преобразования в конечной точке характеристики» понимается значение абсолютной погрешности преобразования при предельном номинальном значении входной величины $\Delta_{\text{АЦП}} = \gamma \cdot X_{\text{нм}}$. Причем выражается оно обычно в квантах входной величины, значение которого соответствует единице МЗР.

Приводимое в паспортных данных ИМС АЦП значение «погрешности преобразования в заданной точке характеристики», определяет макси-

мально возможное значение абсолютной погрешности преобразования при любом произвольном значении входной величины, меньшем номинального.

Помехоустойчивость характеризует способность АЦП уменьшать влияние на результат преобразования помех нормального вида, наложенных на полезный входной сигнал. Ее оценивают значением коэффициента подавления помех нормального вида, определить которое можно по формуле

$$P_n = 20 \lg \frac{X_{мп} / (\sqrt{2} X)}{\sigma_N / N}, \quad (5.8)$$

где $X_{мп}$ – амплитудное значение помехи, X , N – значение полезного входного сигнала и соответствующий ему выходной код АЦП,

$\sigma_N = \sqrt{\sum_{k=1}^s (N_k - N)^2}$ – среднеквадратическое отклонение выходных кодов N_k

под действием помехи, s – число наблюдений.

Входной величиной подавляющего большинства АЦП (а в интегральном исполнении – без исключения) является напряжение, и лишь очень редко – ток.

В зависимости от метода, положенного в основу принципа действия, АЦП делятся на три больших класса:

- параллельного преобразования;
- уравнивающего преобразования;
- развертывающего преобразования.

5.2.1 АЦП параллельного преобразования.

АЦП данного класса – самые простые по принципу действия, но самые сложные по схемной реализации.

Метод параллельного преобразования включает в себя сравнение входного напряжения с рядом значений меры, определение, между какими из них оно располагается, и формирование соответствующего двоичного цифрового кода на выходе.

Для получения n –разрядного результата в состав АЦП параллельного преобразования должны входить 2^{n-1} компаратора, источник образцового напряжения и резистивный делитель, включающий 2^n резисторов с точным соотношением сопротивлений, с помощью которых осуществляется формирование уровней срабатывания компараторов (квантования), а также приоритетный шифратор для преобразования состояний их выходов в двоичный код.

На рис. 5.5 в качестве примера приведена схема 3-разрядного АЦП параллельного преобразования. Там же указаны соотношения резисторов делителя, значения напряжения образцового источника U_0 и уровней квантования, заданных в долях шага квантования h .

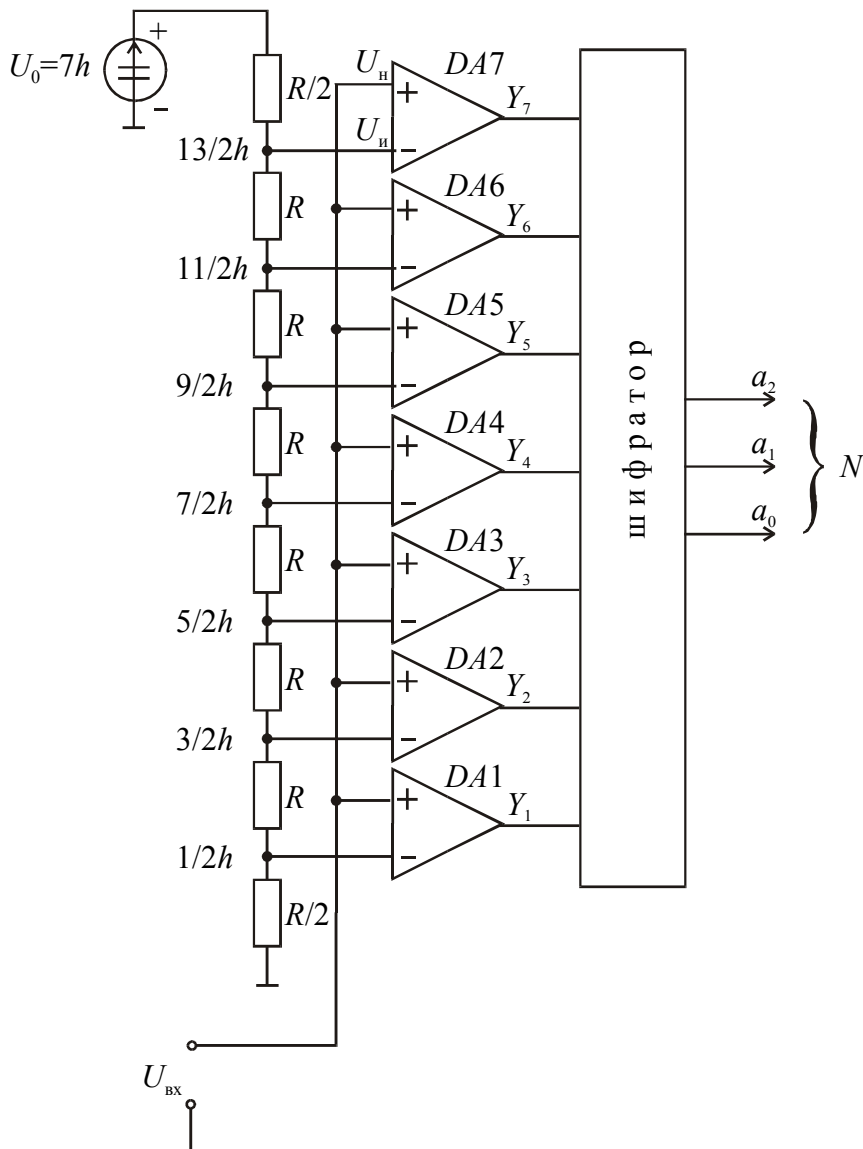


Рис.5.5

При входном напряжении $U_{\text{вх}}=0$ для всех компараторов разность напряжений $\Delta U = U_{\text{н}} - U_{\text{и}} < 0$, поэтому их выходы Y_1-Y_7 находятся в состоянии, соответствующем логическому «0», а на выходах шифратора a_2-a_0 сформирован код $N=000$. Если $U_{\text{вх}} > 0,5U$, но меньше $1,5U$, то только лишь для $DA1$ $\Delta U > 0$, только на его выходе присутствует уровень логической

«1», а на выходе АЦП появляется код $N = 001$. При $1,5U < U_{\text{вх}} < 2,5U$ уже на выходах двух компараторов $DA1$ и $DA2$ установится «1», что будет соответствовать коду на выходе шифратора $N = 010$ и т.д. Таким образом, данный АЦП способен осуществлять преобразование напряжений в диапазоне $U_{\text{вх}} = 0-7h$ с погрешностью квантования не более $\pm 0,5h$.

Отечественной промышленностью выпускаются ИМС АЦП параллельного преобразования – 6-разрядный К1107ПВ1, 8-разрядный К1107ПВ2 (оба совместимы с цифровыми ИМС ТТЛ и современными сериями КМОП), а также имеющий чрезвычайно малое распространение 6-разрядный К1107ПВ3, рассчитанный на работу ЭСЛ-схемами со временем преобразования 20 нс. Основные параметры ИМС К1107ПВ1 и К1107ПВ2 приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Тип микросхемы	Число разрядов	Время преобразования, мкс	Нелинейность, квантов	Дифференциальная нелинейность, квантов	Напряжения питания, В	Потребляемая мощность, Вт	Зарубежный аналог
К1107ПВ1	6	0,1	0,5	1	+5; –6	0,8	TDC1014
К1107ПВ2	8	0,1	0,5	1	+5; –6	3,0	TDC1007

Их основной особенностью является отрицательное значение напряжения образцового источника $U_0 = -2В$, поэтому диапазон входных напряжений составляет от $-2В$ до 0. Кроме того, работа этих АЦП синхронизируется тактовыми импульсами (с предельной частотой до 30 МГц), причем выходной код в текущий момент времени соответствует тому значению напряжения, которое было на входе АЦП двумя периодами тактовых импульсов ранее (!).

При практическом использовании ИМС АЦП данного и любого другого типа, следует тщательно прорабатывать конструктивное исполнение их входных, выходных и, особенно, цепей питания. В частности, их следует шунтировать фильтрующими конденсаторами, сглаживающими как низкочастотные, так и высокочастотные пульсации, которые следует располагать максимально близко к выводам ИМС, подключая к шине цифровой (GD), а не аналоговой (GA) «земли». Нежелательно и объединять эти шины более чем в одной точке, соединяя с ней выводы и элементы, требующие именно «аналогового заземления», отдельными печатными проводниками.

Аддитивная погрешность АЦП параллельного преобразования определяется в основном напряжениями смещения и выходными токами ком-

параторов, хотя еще одна составляющая обусловлена изменением наименьшего уровня квантования – для компаратора DA1 из-за временного и температурного дрейфа параметров ИОН и резисторов делителя.

Мультипликативная погрешность обусловлена также изменением напряжения U_0 образцового источника и общего сопротивления R_{Σ} делителя.

Причиной же появления погрешности линейности является изменение соотношения между сопротивлениями резисторов делителя, хотя при интегральном исполнении их и временная, и температурная стабильность отношения сопротивлений оказывается достаточно высокой.

АЦП параллельного преобразования являются самыми быстродействующими среди всех классов. Оно ограничено только суммой задержек компараторов и шифратора. Поэтому время преобразования у лучших образцов составляет единицы наносекунд. В то же время такие АЦП имеют низкую помехоустойчивость, требуют чрезвычайно больших аппаратных затрат и отличаются высокой стоимостью. Поэтому АЦП параллельного преобразования в интегральном исполнении выпускаются с числом разрядов не более 12, что обуславливает их невысокую точность. Еще один недостаток – сложность передачи результата преобразования из аналоговой части в микропроцессорную систему для последующей обработки, поскольку для защиты от помех общего вида требуется при n каналов гальванического разделения, или устройство преобразования параллельного кода в последовательный. Более подробную информацию о схемах включения и особенностях применения ИМС серии K1107 можно найти в [*/].

5.2.2. АЦП уравнивающего преобразования.

Среди всех известных методов преобразования, используемых в АЦП данного класса, таких, как последовательного уравнивания, параллельно–последовательного, следящего уравнивания, наибольшее распространение получил метод поразрядного уравнивания (последовательного приближения). Достаточно отметить, что все выпускаемые отечественной промышленностью в интегральном исполнении АЦП, относящиеся к этому классу, реализуют именно его.

Структура АЦП поразрядного уравнивания имеет вид, представленный на рис. 5.6. В его состав входят схема выборки–хранения СВХ, компаратор К, ЦАП, устройство управления УУ, регистр последовательных приближений РПП и регистр результата РР. Алгоритм работы такого АЦП иллюстрируется временной диаграммой на рис. 5.7.

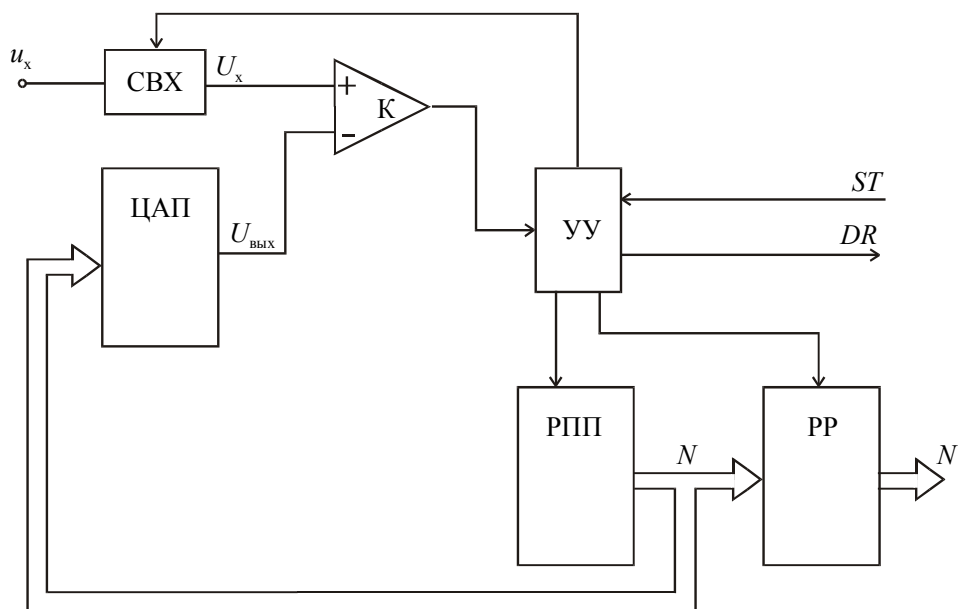


Рис. 5.6

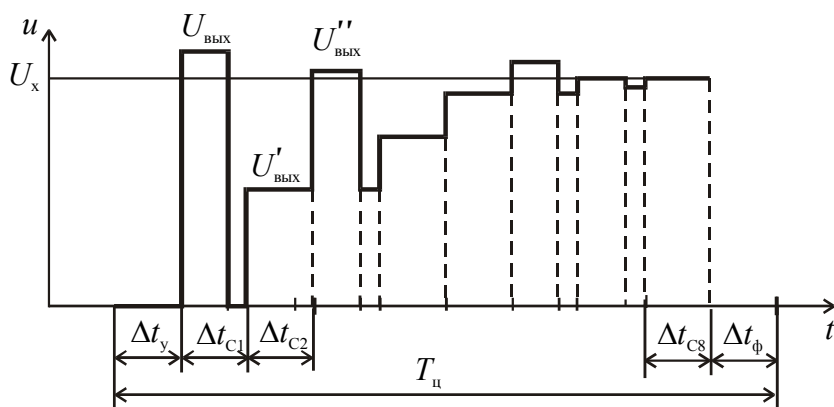


Рис. 5.7

Запуск производится или внешним сигналом ST («Старт») или формируемым в самом УУ при автономной работе АЦП. В первом такте Δt_y цикла преобразования $T_{\text{ц}}$ регистр РПП устанавливается в исходное (нулевое) состояние сигналом «сброс», поступающим от УУ, а входное напряжение u_x записывается в СВХ. В следующем такте Δt_c в старший разряд РПП записывается «1», а на выходе ЦАП формируется соответствующее коду РПП напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$. Оно сравнивается с хранящимся в СВХ напряжением U_x с помощью компаратора К. В зависимости от его состояния, «1» в старшем разряде РПП или сохраняется (при $U_x > U_{\text{ВЫХ}}$), или она заменяется на «0», если $U_x < U_{\text{ВЫХ}}$ (как в примере на рис. 5.7). В следующем такте «1» записывается уже в соседний младший разряд РПП, и U_x сравнивается

с уже новым уровнем $U'_{\text{ВЫХ}}$ ЦАП. Как и в предыдущем случае, при $U_x > U'_{\text{ВЫХ}}$ «1» сохраняется, если же нет – сменяется на «0». Таким образом, после n тактов сравнения Δt_c в регистре РПП оказывается записанным код N , соответствующий напряжению U_x . Управление работой данного регистра осуществляется устройством УУ. Оно же в последнем такте Δt_ϕ разрешает запись результата преобразования в РР, где он хранится в течение всего следующего цикла, а также формирует после этого сигнал DR («Готовность данных»), по которому результат может быть считан внешним устройством.

Таким образом, время преобразования, равное длительности цикла работы АЦП, может быть определено по формуле

$$t_{\text{пр}} = T_{\text{ц}} = \Delta t_y + n\Delta t_c + \Delta t_\phi \quad (5.9)$$

Необходимость в применении схемы выборки–хранения объясняется тем, что если во время цикла преобразования (особенно в начальных тактах сравнения) входное напряжение по каким–либо причинам изменится, то это может привести к получению результата, очень далекого от действительного.

Таким образом, из логики работы следует, что число разрядов АЦП поразрядного уравнивания определяется числом разрядов используемого ЦАП, а быстродействие зависит от суммы времен задержек компаратора, ЦАП и цифровых ИМС, входящих в состав устройства управления и регистра последовательных приближений, причем оно тем меньше, чем выше точность (число разрядов) АЦП.

Значение аддитивной погрешности АЦП поразрядного уравнивания зависит от напряжений смещения компаратора и ЦАП.

Мультипликативная погрешность определяется мультипликативной погрешностью используемого ЦАП (температурного и временного дрейфа значений его образцового напряжения и параметров резистивной матрицы).

Погрешность линейности АЦП данного класса также равна соответствующей составляющей погрешности ЦАП.

АЦП уравнивающего преобразования отличаются меньшим по сравнению с параллельными, но достаточно высоким быстродействием (время преобразования составляет обычно от 1 до 50 мкс), существенно более высокой точностью (хотя возможна и значительная нелинейность их характеристики), меньшими аппаратными затратами и, соответственно, меньшей стоимостью. Однако помехоустойчивость АЦП данного класса такая же низкая, а при передаче кода результата в микропроцессорную

систему возникают те же трудности. Кроме того, их отличает меньшая надежность из-за возможных сбоев в кодах во время преобразования.

Как уже отмечалось, точность преобразования АЦП уравнивающего преобразования определяется числом разрядов применяемого ЦАП. Поэтому из-за ограниченной разрядности ИМС ЦАП (не более 12) сложности реализации многоразрядных ЦАП, собранных из отдельных компонентов, число разрядов таких АЦП в настоящее время не превышает 16, а у выполненных в виде ИМС еще меньше – 12.

Параметры выпускаемых отечественной промышленностью ИМС АЦП поразрядного уравнивания приведены в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Тип микросхемы	Число разрядов	Время преобразования, мкс	Нелинейность, квантов	Дифференциальная нелинейность, квантов	Напряжения питания, В	Потребляемая мощность, Вт	Зарубежный аналог
KP572ПВ1А	12	110	4	2	+5...15; -15	30	AD7570
K572ПВ3	8	15	0,5	0,75	5	25	AD7574
K572ПВ4	8	32	0,5	0,5	+5	15	AD7581
K1108ПВ1А	10	0,9	0,75	1	+5; -5,2	800	—
K1113ПВ1А	10	30	1	1	+5; -15	225	AD571

Среди них можно выделить ИМС K1108ПВ1. Данный АЦП обладает одними из лучших параметров, удобен в применении, поскольку требует минимального числа навесных элементов, и имеет достаточно просто формируемые уровни напряжений питания. Внутренняя структура ИМС K1108ПВ1 практически полностью соответствует приведенной на рис. 5.6 (за исключением СВХ). Типовая схема ее включения представлена на рис. 5.8.

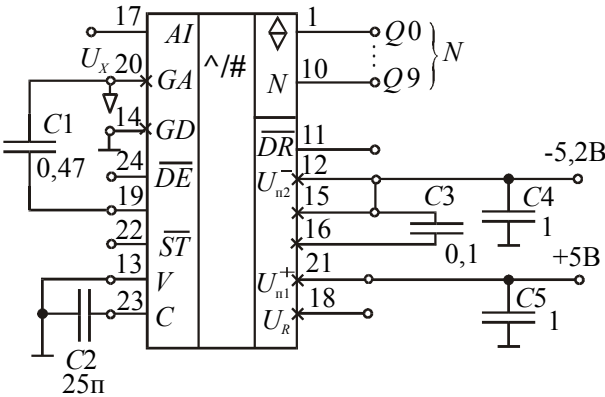


Рис. 5.8

Конденсаторы $C1$ и $C3$ необходимы для частотной коррекции внутренних цепей АЦП. Конденсатор $C2$ задает частоту тактового генератора, при увеличении его емкости частота снижается, а время преобразования соответственно увеличивается. Вместо конденсатора может быть включен кварцевый резонатор с частотой $f_0 \approx 13,5$ МГц. Конденсаторы $C4$ $C5$ снижают выходное сопротивление источников питания и обеспечивают фильтрацию их напряжений.

Вход V позволяет использовать АЦП как в полном, 10-разрядном режиме ($V=0$), так и в укороченном 8-разрядном, но со временем преобразования $t_{пр} = 0,75$ мкс. Для задания такого режима вывод 13 соединяется с источником питания $U_{п2}$ (выводом 12 или 15).

ИМС имеет внутренний источник образцового напряжения (ИОН) $U_R = 2,5 \pm 0,1$ В с температурным коэффициентом напряжения $TKN = \pm (30 \div 100) \cdot 10^{-6}$ 1/°С. Это напряжение, снимаемое с вывода 18, может быть использовано для смещения диапазона входных напряжений, который для ИМС составляет $U_x = 0 - 8 U_R / 7$. В этом случае напряжение U_R (или часть его) следует подать для суммирования с преобразуемым u_x на вход усилителя схемы выборки-хранения. Регулировками такого усилителя можно осуществлять также коррекцию аддитивной и мультипликативной погрешностей АЦП.

Все цифровые входы и выходы ИМС, за исключением C и V , рассчитаны на работу с уровнями ТТЛ логики. При этом выходы регистра результата $Q0-Q9$ могут быть переведены в третье Z -состояние подачей на вход $\overline{DE}$ логической «1». Если $\overline{DE} = 0$, то на них присутствует код результата преобразования N в предыдущем цикле. Запуск АЦП по входу $\overline{ST}$ производится подачей на него уровня «0». Поэтому при циклической независимой работе его следует подключать к общей точке цифровой «земли» GD . Для синхронизации системы считывания выходного кода на выходе $\overline{DR}$ в соответствующие моменты формируется сигнал «Готовность данных», активный уровень которого – также логический «0».

Из других ИМС АЦП поразрядного уравнивания можно выделить К574ПВ4, имеющую встроенный коммутатор входных сигналов на 8 каналов, что делает очень удобным ее использование в многоканальных системах ввода аналоговой информации.

АЦП КР572ПВ1А, несмотря на наибольшее число разрядов, достаточно сложно применять из-за отсутствия встроенных ИОН и компаратора и наличия у ЦАП только токового выхода.

5.2.3. АЦП развертывающего преобразования (интегрирующие АЦП).

Из всех представителей данного класса первенство, несомненно, принадлежит интегрирующим АЦП, получившим наиболее широкое практическое применение. Несмотря на относительно низкое быстродействие по сравнению с АЦП параллельного и уравнивающего преобразования, они обладают такими достоинствами, как минимальное число прецизионных компонентов, высокая помехоустойчивость, отсутствие дифференциальной нелинейности, простота схемной реализации, низкая стоимость, которые делают целесообразным их преимущественное использование в тех случаях, когда от измерительных приборов и систем автоматического управления при невысоком быстродействии (от единиц до нескольких тысяч измерений в секунду) требуется в первую очередь высокая точность и помехоустойчивость.

Интегрирующий АЦП представляет собой совокупность преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ) или интервал времени (ПНВ) и преобразователя частоты (интервала времени) в код (ПЧК или ПВК). Причем задача построения второго из перечисленных преобразователей не представляет технических сложностей. В первом случае производят подсчет числа импульсов измеряемой частоты f_x за известный промежуток времени T_0 (схема и временные диаграммы ПЧК представлены на рис. 5.9).

А во втором – определяется число импульсов известной частоты f_0 , заполняющих измеряемый интервал времени T_x (схема и временные диаграммы простейшего ПВК показаны на рис. 5.10)

$$N=f_x T_0. \quad (5.10)$$

Как видно в обоих случаях схема такого преобразователя оказывается одной и той же, предельно простой – достаточно логического элемента И и счетчика импульсов СЧ.

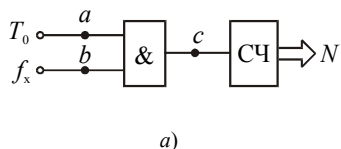
$$N=f_0 T_x. \quad (5.11)$$

Анализ временных диаграмм показывает, что погрешности ПЧК и ПВК имеют только одну составляющую – погрешность квантования, максимальное значение которой в общем случае составляет:

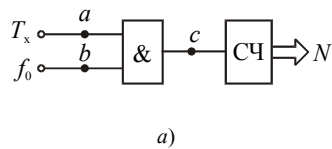
$$\text{– ПЧК} \quad \gamma_{\text{кmax}}=2/(f_x T_0); \quad (5.12)$$

$$\text{– ПВК} \quad \gamma_{\text{кmax}}=2/(f_0 T_x), \quad (5.13)$$

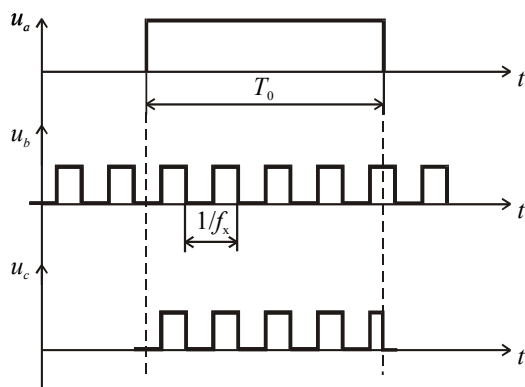
причем известны методы интегрирующего аналого–цифрового преобразования, позволяющие уменьшить эти значения как минимум в два раза.



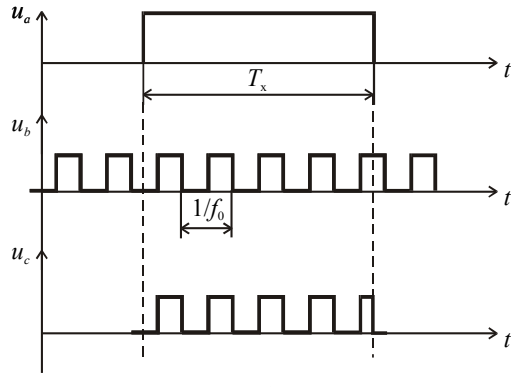
а)



а)



б)



б)

Рис. 5.9

Рис. 5.10

Поскольку измерение (преобразование в код) частоты импульсов или временных интервалов является самым точным по сравнению с измерениями всех остальных величин, то основные параметры интегрирующих АЦП определяются практически только свойствами применяемых в них ПНЧ или ПНВ, зависящими от схемного решения и используемого метода преобразования.

При построении интегрирующих АЦП чаще всего используется принцип двухтактного интегрирования, который реализуется с помощью интеграторов на основе ОУ (см. §5.6.1). Согласно данному принципу в первом такте T_1 производится накопление интеграла от входного сигнала U_1 , а во втором такте T_2 – считывание (уменьшение) этого накопленного интеграла под действием другого входного сигнала U_2 . Временная диаграмма выходного напряжения интегратора $u_{\text{и}}(t)$, реализующего данный принцип, показана на рис. 5.11.

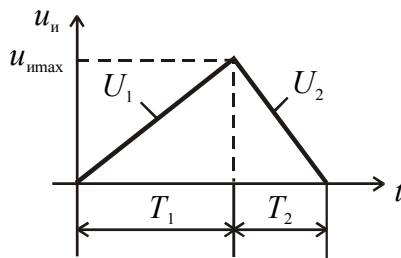


Рис. 5.11

Считая $u_{\text{и}}(0)=0$, к моменту окончания первого такта $t=T_1$ напряжение на интеграторе достигнет значения

$$u_{\text{и}}(T_1) = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_1} U_1 dt = \frac{U_1 T_1}{\tau} = U_{\text{иmax}}, \quad (5.14)$$

а к концу второго $t = T_1 + T_2$

$$u_{\text{и}}(T_1 + T_2) = u_{\text{и}}(T_1) + \frac{1}{\tau} \int_{T_1}^{T_1+T_2} U_2 dt = u_{\text{и}}(T_1) + \frac{U_2 T_2}{\tau} = 0, \quad (5.15)$$

где $\tau=RC$ – постоянная времени интегратора, определяемая параметрами резистора R и конденсатора C .

Подставляя (5.14) в (5.15), в итоге получаем соотношение

$$\frac{T_2}{T_1} = -\frac{U_1}{U_2}, \quad (5.16)$$

из которого следует, во-первых, что напряжение U_1 и U_2 должны иметь разную полярность, а во-вторых, что данное соотношение не зависит от постоянной времени интегратора. В зависимости от того, как организована процедура получения напряжений U_1 и U_2 из преобразуемого U_x и образцового U_0 , а также от особенностей формирования интегралов времени T_1 и T_2 , и осуществляется классификация методов интегрирующего аналого-цифрового преобразования.

Высокая помехоустойчивость интегрирующих АЦП объясняется довольно просто. Из курса математики известно, что интеграл от синусоидальной функции за любое целое число ее периодов равен нулю. Поэтому, выбирая интервал времени интегрирования входного сигнала равным или кратным периоду наложенной на него помехи нормального вида, напряжение на выходе интегратора окажется не зависящим от ее амплитуды. Известны алгоритмы работы интегрирующих АЦП, в которых осуществляется автоматическая подстройка длительности такта интегрирования входного напряжения под период помехи при изменении ее частоты. Еще более повысить помехоустойчивость можно применением специальных весовых функций, когда в разных тактах входное напряжение подается на вход интегратора с определенными весовыми коэффициентами /*/

Нелинейность интегрирующих АЦП в значительной степени зависит от качества конденсаторов, используемых в схеме интегратора. Поэтому для уменьшения данной составляющей погрешности следует выбирать конденсаторы с малым коэффициентом абсорбции – полистирольные, а еще лучше полипропиленовые, таких типов, как К72П–6, К71–4, К71–5, К72–9, К73П–7, К73–16.

5.3.1. Преобразователи напряжения в частоту импульсов.

Различают три основных группы методов такого преобразования:

- с заданной амплитудой;
- с заданным интегралом;
- с заданным тактом.

В ПНЧ с заданной амплитудой напряжения U_1 и U_2 обычно задают в виде (см. рис. 5.11)

$$U_1=U_x, U_2=-U_x, \quad (5.17)$$

первый такт T_1 длится до тех пор, пока напряжение на выходе интегратора не достигнет заданного уровня $U_{и\max}=U_0$, а второй T_2 заканчивается, когда оно вернется к исходному уровню (как правило, нулевому). Тогда функция преобразования такого устройства может быть представлена формулой

$$f_x = \frac{1}{T_{ц}} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{U_x}{2U_0\tau}. \quad (5.18)$$

Из-за того, что результат преобразования зависит от значения постоянной времени интегратора τ , обеспечить высокую точность ПНЧ с заданной амплитудой не представляется возможным.

В ПНЧ с заданным интегралом напряжение U_x на вход интегратора подается непрерывно на протяжении обоих тактов T_1 и T_2 , причем во втором из них накопленный интеграл компенсируется зарядом $q = C_0U_0$, накопленным в образцовом конденсаторе с емкостью C_0 , который разряжается через входной резистор интегратора R . Площадь полученного таким образом компенсирующего импульса $S=U_0C_0R$ есть не что иное, как его интеграл. Таким образом, в общем случае функция преобразования ПНЧ с заданным интегралом имеет вид

$$f_x = \frac{1}{T_{ц}} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{U_x}{S} = \frac{U_x}{U_0C_0R} = \frac{U_x}{U_0\tau_0}. \quad (5.19)$$

Поскольку в (5.19) входит постоянная времени τ_0 , то, как и в случае с ПНЧ, относящимся к предыдущей группе, получить высокую точность преобразования не удастся из-за температурного и временного дрейфа параметров резистора R и конденсатора C_0 .

Этот недостаток отсутствует у ПНЧ третьей группы – с заданным тактом. Напряжения U_1 и U_2 задаются в данном случае, как

$$U_1=U_x - U_0, U_2=U_{вх}. \quad (5.20)$$

Таким образом, интегрирование преобразуемого напряжения производится непрерывно (как и в ПНЧ второй группы), а образцовое U_0 – только в течение такта T_1 определенной заданной длительности ($T_1 = T_0$).

Тогда выражение функции преобразования можно получить из (5.16) в виде

$$f_x = \frac{1}{T_{\text{ц}}} = \frac{U_x}{U_0 T_0}. \quad (5.21)$$

Анализ его показывают, что ПНЧ с заданным тактом имеют принципиально более высокую точность, поскольку сформировать стабильный интервал времени $T_0 = \text{const}$ несложно.

Не случайно, что единственный на настоящее время ПНЧ в интегральном исполнении – ИМС КР1108ПП1 – представляет собой преобразователь именно с заданным тактом, хотя алгоритм его работы и имеет некоторые особенности.

На рис. 5.12 показаны схема включения ИМС в режиме ПНЧ, учитывающая внутреннюю структуру, и временные диаграммы его работы.

Под действием $U_x > 0$ напряжение на выходе инвертирующего интегратора $U_{\text{и}}$, собранного на элементах $R1$, $C1$ и ОУ $DA1$ уменьшается. RS – триггер $DD1$ при этом находится в состоянии логического «0», переключатели $SW1$ и $SW2$ находятся в положении, указанном на рис. 2.12,а. Ток источника J_1 является нагрузочным для $DA1$, не влияя на его выходное напряжение. Ток источника J_2 через ключ $SW2$ стекает на «землю». Когда напряжение $u_{\text{и}}$ уменьшится до нуля, срабатывает компаратор $DA2$, что приводит к изменению состояния триггера u_2 . По сигналу «1» на его выходе происходит переключение $SW1$ и $SW2$. Из-за размыкания ключа $SW2$ под действием тока J_2 начинает уменьшаться напряжение u_{C2} на конденсаторе $C2$. Когда оно достигнет уровня $U_0 \approx -7$ В, срабатывает компаратор $DA3$, и триггер возвращается в исходное состояние. В этом же интервале ток J_1 поступал на вход интегратора, в результате чего напряжение на его выходе возросло. Далее аналогичные процессы повторяются циклически.

Интервал времени, когда триггер находился в состоянии «1», определяет длительность такта T_0 , которую можно найти по формуле

$$T_0 = \frac{U_0 C2}{J_2}. \quad (5.22)$$

Импульсы тока J_1 уравнивают ток, обусловленный действием напряжения U_x . Поэтому, рассматривая процессы накопления–считывания интеграла за один цикл преобразования $T_{\text{ц}}$, можно составить уравнение

$$\frac{U_x}{R_1} T_{\text{ц}} + \frac{U_0 C2}{J_2} J_1 = 0,$$

откуда

$$f_x = \frac{1}{T_{\text{ц}}} = \frac{J_2}{J_1} \cdot \frac{1}{R1C2(-U_0)} U_x. \quad (5.23)$$

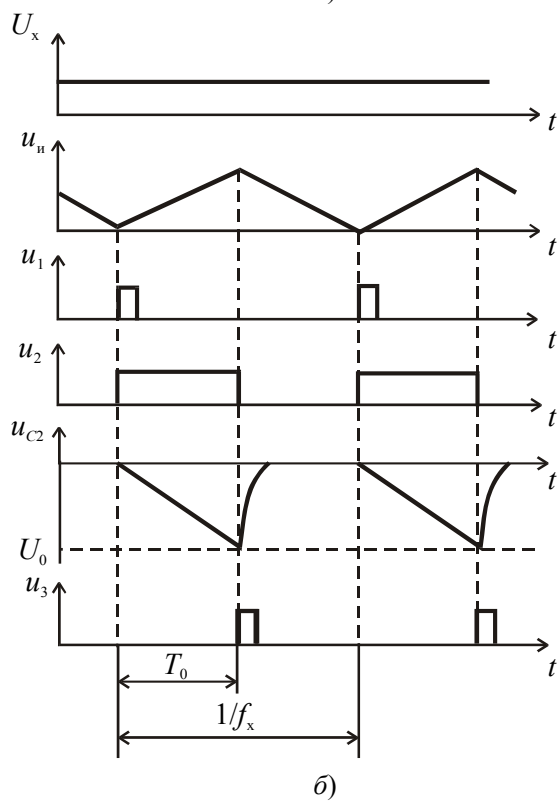
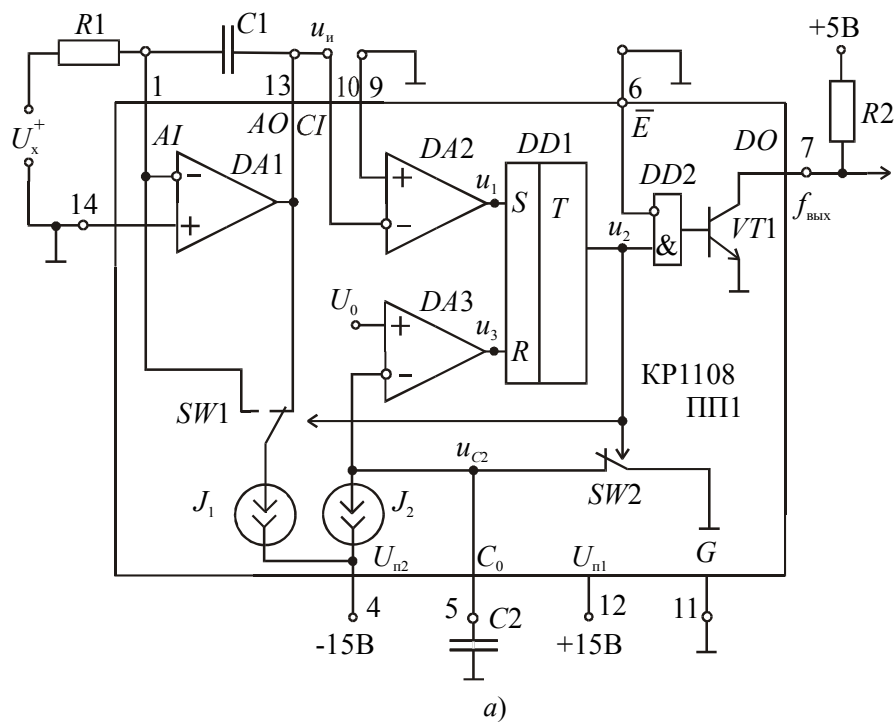


Рис.5.12

Таким образом, функция преобразования ПНЧ определяется параметрами и внешних элементов $R1, C2$, и самой ИМС – U_0, J_2, J_1 . Токи J_1 и J_2 номинально равны ($J_1 = J_2 \approx 0,8$ мА), и, поскольку источники их выполнены на одном кристалле, влиянием отношения J_2/J_1 на результат преобразования можно пренебречь. Температурный коэффициент источника образцового напряжения составляет $TK_{H_0} \approx 75 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. Поэтому для компенсации данной составляющей мультипликативной погрешности желательно было бы выбирать резистор $R1$ и конденсатор $C2$ такими, чтобы температурный коэффициент их произведения составлял $TK_{R1C2} \approx -75 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

Скважность выходных импульсов Q определяется соотношением

$$Q = \frac{T}{T_{\text{ц}}} = \frac{J_1 R1}{U_{\text{x}}}, \quad (5.24)$$

причем в диапазоне изменения f_{x} 0–100 КГц при $Q \geq 4$ погрешность линейности составляет $\gamma_{\text{н}} \leq 0,01\%$, а в полосе частот 0–500 КГц при $Q \geq 2$ она не превышает $\gamma_{\text{н}} \leq 0,2\%$ при изменении преобразуемого напряжения в пределах от 0 до 10 В.

В табл. 5.3 приведены значения емкостей конденсаторов $C1$ и $C2$ для различных диапазонов f_{x} при $R1 = 40$ кОм. Выбирая их типы, следует учитывать, что конденсатор $C1$ практически не оказывает влияния на характеристику преобразования в отличие от $C2$, который следует выбирать с малым коэффициентом абсорбции, чтобы повысить линейность ПНЧ.

Таблица 5.3

f_{max} , КГц	$C1$, нФ	$C2$, пФ
10	10	3300
100	1	300
500	1	30

Выход ИМС К1108ПП1 выполнен по схеме «с открытым коллектором», что позволяет согласовывать ее по уровням сигналов с различными типами логики. Наличие элемента И, при подаче на один из входов которого (вывод 6 ИМС) уровня логической «1» ($U^1 \geq 2,4$ В) транзистор $VT1$ закрывается, позволяет подключить выходы нескольких ИМС к одной линии, объединяя коллекторы их выходных транзисторов. Это упрощает организацию многоканальной системы ввода аналоговой информации, в состав каждого канала которой входит отдельный ПНЧ.

Можно также отметить, что ИМС КР1108ПП1 способна выполнять и функции ЦАП, точнее преобразователя частоты импульсов в напряжение.

Общим недостатком всех ПНЧ является их относительно невысокие точность или быстродействие, обусловленные трудностями формирования (при существующем технологическом уровне электронных компонентов)

выходных импульсов с частотой выше 500 кГц. А в этом случае для получения 16-разрядного результата преобразования требуется 130 миллисекунд, тогда как при заполнении выходных интервалов ПНВ частотой, например, 5 МГц такой же результат может быть получен на порядок быстрее. Поэтому ПНЧ в основном используются в сравнительно простых устройствах со средними точностными характеристиками и малым быстродействием.

5.3.2. Преобразователи напряжения в интервал времени.

Среди методов преобразования напряжения в интервал времени преимущественное распространение получили две группы:

—с заданным тактом;

—с заданным циклом,

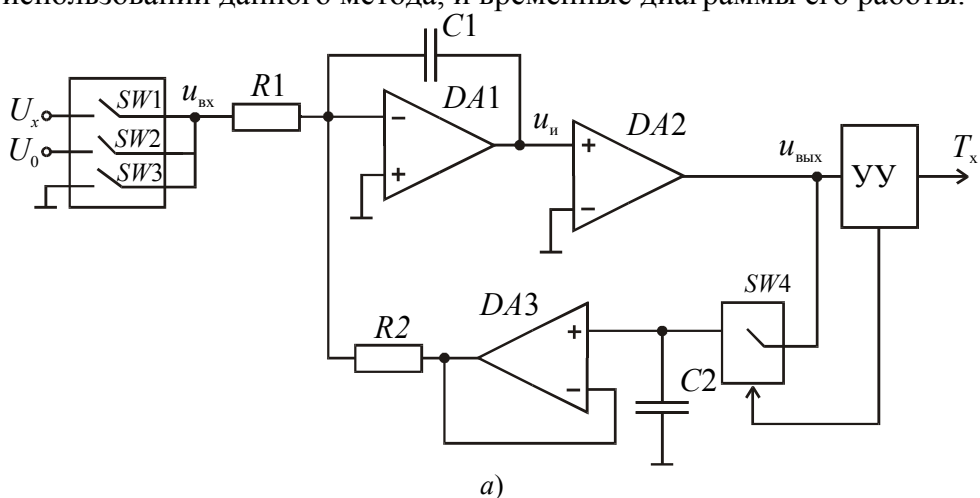
причем пальма первенства, несомненно, принадлежит первой из них.

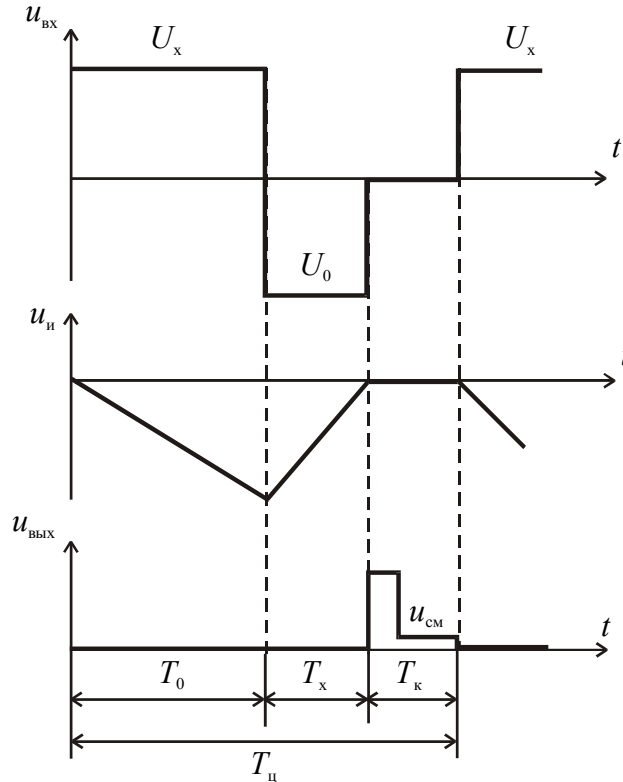
5.3.2.1. ПНВ с заданным тактом.

В ПНВ с заданным тактом преобразуемая величина U_x интегрируется в течение строго определенного интервала времени T_0 , после чего она отключается от входа преобразователя. В дальнейшем производится интегрирование только образцового сигнала U_0 в течение промежутка времени T_x , длительность которого пропорциональна значению преобразуемой величины. Действительно, принимая $U_1 = U_x$, $U_2 = U_0$, $T_1 = T_0$, $T_2 = T_x$, из (2.16) следует

$$T_x = -\frac{U_x}{U_0} T_0,$$

причем полярности напряжений U_0 и U_x должны быть противоположны. В этом и заключается «классический» метод двухтактного интегрирования. На рис. 5.13 представлена схема ПНВ, принцип действия которого основан на использовании данного метода, и временные диаграммы его работы.





б)

Рис. 5.13

Перед началом очередного цикла преобразования $T_{ц}$ ключи $SW3$ и $SW4$ замкнуты, а $SW1$ и $SW2$ – разомкнуты. Поэтому выходное напряжение интегратора $u_{и}$, собранного на основе ОУ $DA1$ и элементов $R1$, $R2$ и $C1$, практически равно нулю. В момент начала такта T_0 по сигналу с устройства управления УУ размыкаются ключи $SW3$ и $SW4$ и замыкается $SW1$. На вход инвертирующего интегратора поступает преобразуемое напряжение $U_x > 0$, и к моменту окончания данного такта напряжение на его входе достигнет значения

$$u_{и}(T_0) = \frac{-1}{R1C1} \int_0^{T_0} U_{вх} dt = -\frac{U_{вх} T_0}{R1C1}. \quad (5.26)$$

Во втором такте T_x ключи $SW1$, $SW3$ и $SW4$ разомкнуты, а через замкнутый ключ $SW2$ на вход интегратора поступает образцовое напряжение $U_0 < 0$, за счет чего его выходное напряжение начнет возрастать, и в момент окончания этого такта оно окажется равным

$$u_{\text{и}}(T_0) + \frac{1}{R1C1} \int_{T_0}^{T_0+T_x} U_0 dt = 0. \quad (5.27)$$

Это приведет к срабатыванию компаратора, по сигналу с выхода которого $u_{\text{вых}}$ в УУ заканчивается формирование интервала времени T_x , значение которого можно определить из (5.27) с учетом (5.26)

$$T_x = -\frac{U_x}{U_0} T_0. \quad (5.28)$$

Кроме того, в момент окончания такта T_x размыкается ключ $SW2$ и замыкаются $SW3$ и $SW4$, и начинается такт коррекции T_k . ОУ $DA3$, конденсатор $C2$ и ключ $SW4$ представляют собой схему выборки–хранения, в которую записывается выходное напряжение компаратора $U_{\text{вых}}=U_{\text{см}}$, представляющее собой сумму напряжений смещения ОУ $DA1$ и $DA2$. Это напряжение поступает через резистор $R2$ на вход интегратора в следующем цикле преобразования, что позволяет снизить составляющую аддитивной погрешности, обусловленную напряжениями смещения ОУ интегратора и компаратора, примерно в 1000 раз.

Поскольку, согласно (5.28), результат преобразования не зависит от значения постоянной времени интегратора $\tau=R1C1$, мультипликативная погрешность, определяемая в основном только неточностью задания образцового напряжения U_0 , также может быть достаточно малой. Таким образом, данный ПНВ способен обеспечить высокую точность преобразования при довольно простом построении его аналоговой части.

Такой алгоритм используется и в ИМС ПНВ серии КР (КФ)572: ПВ2, ПВ5, ПВ7–ПВ12, хотя подключение корректирующего конденсатора ко входу интегратора организовано по-другому. Эти ПНВ осуществляют преобразование напряжений в диапазоне от -2 до $+2$ В и формирование на выходах кода, обеспечивающего отображение на семисегментных индикаторах результата в виде трех (или двух – ПВ11, ПВ12) десятичных разрядов. Еще полразряда необходимы для указания знака полярности.

Предназначены такие ПНВ прежде всего для работы в составе малогабаритных, часто автономных цифровых измерительных приборов (вольтметров, мультиметров–тестеров) невысокой точности и быстродействия. Дело в том, что из-за фактического отсутствия интерфейсной части они не позволяют осуществлять ввод измерительной информации в систему управления (например, микропроцессорную). Как видно из табл. 5.4, основные параметры у большинства ИМС с одинаковыми буквами А или Б совпадают, а различия связаны только со способами управления процессом отображения результатов измерения, типами индикаторов, с которыми они непосредственно стыкуются, и уровнями напряжений питания. Так, например, у ПВ7 и ПВ8 имеется режим хранения информации, выдаваемой

на индикаторы, который включается при подаче уровня логической «1» на вход *HOLD*, а у ПБ9 и ПБ10, кроме того, имеется выход индикации разряда батарей питания.

Таблица 5.4

ИМС	Число десятичных разрядов	Минимальное время преобразования, мс	Погрешность преобразования в заданной точке, квант	Погрешность преобразования в конечной точке, квант	Напряжение питания, В		Потребляемый ток, мА не более		Индикаторы
					$U_{п1}$	$U_{п2}$	$U_{п1}$	$U_{п2}$	
КР572ПВ2А КР572ПВ7А КМ1175ПВ2	3,5	80	1	1	+5	–5	1,8	1,8	СДИ
КР572ПВ2Б КР572ПВ7Б	3,5	80	2	3	+5	–5	1,8	1,8	СДИ
КР572ПВ5А КМ1175ПВ5	3,5	80	1	1	+9	0	1,8*	–	ЖКИ
КР572ПВ5Б	3,5	80	2	3	+9	0	1,8*	–	ЖКИ
КР572ПВ9А	3,5	80	1	1	+5	–5	1,6	1,6	СДИ
КР572ПВ9Б	3,5	80	2	3	+5	–5	1,6	1,6	СДИ
КР572ПВ8А КР572ПВ10А	3,5	80	1	1	+9	0	1,6	–	ЖКИ
КР572ПВ8Б КР572ПВ10Б	3,5	80	2	3	+9	0	1,6	–	ЖКИ
КР572ПВ11	2,5	80	1	1	+9	0	1,6	–	ЖКИ
КР572ПВ12	2,5	80	1	1	+5	–5	1,6	1,6	СДИ

* указано для $U_{п} = \pm 4,75$ В

ПРИМЕЧАНИЕ: ЖКИ – жидкокристаллический индикатор

СДИ – светодиодный индикатор

Достоинством ИМС ПНВ КР (КФ) 572ПВ6 и КР(КФ) 572ПВ13 помимо более высокой точности, является возможность считывания информации о результате измерения, представленной в двоично–десятичном коде, или поразрядно (она выводится с помощью встроенного мультиплексора на выходы В8, В4, В2, В1) или последовательно через асинхронный передатчик (в этом случае используются выходы *BUSY* и *CLKIN*, а также *POL*). Необходимо, правда, отметить, что основное назначение этого передатчика – сопряжение ПНВ с ИМС М412–1 (М400–1 для ПВ13) или М412–2 (М800–2), которые уже и осуществляют непосредственное управление жидкокристаллическим или светодиодным индикаторами соответственно. Основные параметры ИМС ПВ6 и ПВ13 приведены в табл. 5.5. Более подробную информацию о схемах включения и выборе внешних элементов

ИМС серии 572 в зависимости от типа корпуса, тактовой частоты и напряжения U_0 внешнего образцового источника можно найти в /Нефедов/.

Еще более высокими точностными характеристиками, но, как обычно, для интегрирующих АЦП в обмен на меньшее быстродействие, обладает предназначенный для системного использования ПНВ, при построении которого используются две ИМС – КР1108ПП2 и КР572ПП2. Типовая схема включения его аналоговой части показана рис. 5.14. Для лучшего понимания алгоритма работы можно воспользоваться временными диаграммами на рис. 5. 13,б, поскольку цикл работы T_c данного ПНВ также состоит из трех тактов.

В первом такте T_0 замыкается ключ $SW1$, а все остальные $SW2-SW8$ разомкнуты. При этом через повторитель $DA1$, служащий для увеличения входного сопротивления ПНВ и снижения влияния сопротивлений замкнутых ключей на результат преобразования, преобразуемое напряжение U_x поступает на вход интегратора, собранного на основе ОУ $DA2$ и внешних элементов $R1$, $C1$, что приводит к линейному изменению его выходного напряжения. При этом по состоянию компаратора $DA3$ устройство управления, входящее в состав цифровой части ЦЧ, определяет полярность входного напряжения.

Таблица 5.5

ИМС	Число десятичных разрядов	Диапазон $U_{вх}$, В	Минимальное время преобразования, мс	Напряжение смещения $U_{см}$, мкВ	ТК $U_{см}$ мкВ/°С	Нелинейность, %	Погрешность в заданной точке, квант	Напряжение питания, В		Потребляемый ток, мА	
								$U_{п1}$	$U_{п2}$	$U_{п1}$	$U_{п2}$
КР572ПВ6А	4,5	± 2	320	± 100	4	0,005	± 2	+5	-5	≤ 2	≤ 2
КР572ПВ6Б	4,5	± 2	320	± 100	4	0,01	± 4	+5	-5	≤ 2	≤ 2
КР572ПВ13А	4	± 1	320	± 100	4	0,01	± 2	+5	-5	≤ 2	≤ 2
КР572ПВ13Б	4	± 1	320	± 100	4	0,02	± 4	+5	-5	≤ 2	≤ 2

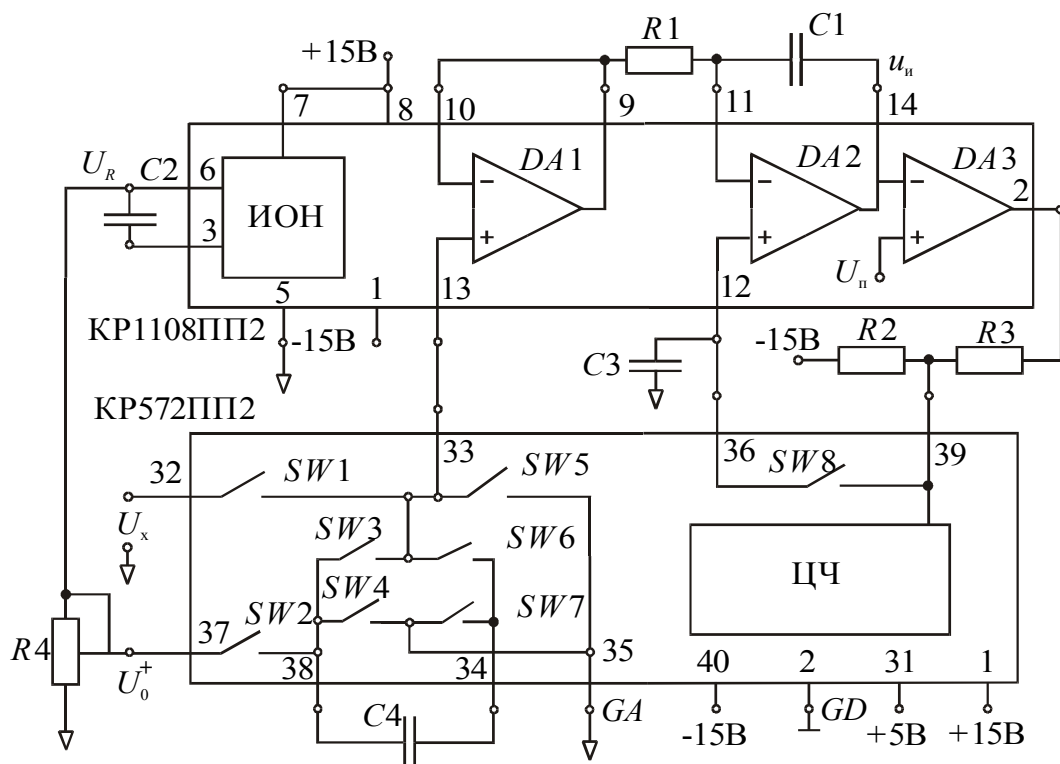


Рис. 5.14

Во втором такте T_x ключ $SW1$ размыкается, а замыкаются в зависимости от полярности U_x или ключи $SW3$ и $SW7$ (при $U_x < 0$), или – $SW4$ и $SW6$ (при $U_x > 0$). При этом ко входу интегратора подключается образцовый конденсатор $C4$ (на котором в такте коррекции предыдущего цикла запоминается образцовое напряжение U_0) таким образом, чтобы полярность напряжения на нем была противоположна по сравнению с U_x . Процесс считывания накопленного интеграла и, соответственно, такт T_x продолжаются до тех пор, пока напряжение u_n не достигнет значения, равного пороговому U_n .

В этот момент времени происходит изменение состояния компаратора $D3$, и сигнал с его выхода через согласующую цепочку $R2, R3$ поступает в цифровую часть ЦЧ ПНВ. В результате ключи $SW3, SW7$ (или $SW4$ и $SW6$) размыкаются, а замыкаются – $SW2, SW5$ и $SW7$ (остается в прежнем положении, если был замкнут в предыдущем такте), а также $SW8$. Начинается такт коррекции T_k , в котором на конденсаторе коррекции $C3$ запоминается суммарное напряжение смещения ОУ $DA1, DA2$ и компаратора $DA3$, а на образцовом $C4$ – новое, уточненное значение образцового напряжения U_0 . Процессы в следующих циклах преобразования протекают аналогично.

Значение аддитивной погрешности зависит в основном только от дрейфа напряжений смещения ОУ и компаратора в интервалах времени между тактами коррекции.

ИМС КР572ПП2 имеет развитую интерфейсную часть, поэтому рассматриваемый ПНВ может обеспечить и параллельное считывание результата преобразования по восьми выходным шинам в два такта по одному байту (семнадцатый разряд, соответствующий полярности входного напряжения, передается отдельно), и выдачу его через асинхронный приемопередатчик последовательным кодом.

Кроме того, возможно сопряжение его с микропроцессорами и однокристальными микро-ЭВМ различных типов.

Главным достоинством ПНВ с заданным тактом, из-за чего они и имеют преимущественное распространение, является автономность (независимость) протекания процесса преобразования в каждом цикле работы, что обеспечивает окончание переходного процесса при любых скачкообразных изменениях входного сигнала всего за один такой цикл. В то же время это может стать и недостатком, если потребуются осуществлять сложные, но эффективные алгоритмы цифровой фильтрации результатов, поскольку попытка разделения общего цикла преобразования на ряд коротких (с целью сохранения быстродействия ПНВ) неминуемо приведет к существенному увеличению погрешности квантования за счет ее накопления в каждом из этих циклов.

Ряд недостатков, присущих простейшей схеме двухтактного ПНВ, таких, как влияние абсорбции конденсатора интегратора на линейность функции преобразования, неопределенность, возникающая при уровнях напряжения на выходе интегратора, близких к пороговому для компаратора, устраняется либо схемотехническими, либо алгоритмическими приемами. Так, в ПНВ повышенной точности (20–22 разряда) реализуются достаточно сложные многотактные модификации исходного метода двухтактного интегрирования.

Однако такие недостатки, как наличие коммутирующих элементов в цепи преобразуемого сигнала (и связанные с этим пропуски информации об измеряемой величине), сравнительно низкое быстродействие, наличие довольно громоздкого устройства управления, свойственно всем ПНВ с заданным тактом от самых простых до самых сложных.

5.3.2.2. ПНВ с заданным циклом.

В таких преобразователях поддерживается постоянной суммарная длительность двух тактов $T_{\Sigma} = T_1 + T_2 = \text{const}$, причем обычно принимают $U_1 = U_x - U_0$, $U_2 = U_x + U_0$. Для этого случая из (5.16) можно получить выражение

$$\frac{T_1 - T_2}{T_{\text{ц}}} = \frac{U_x}{U_0}. \quad (5.30)$$

За информативный интервал времени T_x принимается длительность одного из тактов. Если $T_x = T_1$, то, подставляя в (5.30) разность $T_2 = T_{\text{ц}} - T_1$, в итоге функция преобразования примет вид

$$T_x = \frac{1}{2} T_{\text{ц}} \left(1 + \frac{U_x}{U_0} \right). \quad (5.31)$$

Анализ ее показывает, что такой АЦП способен при однополярном образцовом напряжении U_0 осуществлять измерение двухполярного входного сигнала U_x , значения которого могут находиться в пределах от $-U_0$ ($T_x = 0$) до $+U_0$ ($T_x = T_{\text{ц}}$).

Основными достоинствами ПНВ с заданным циклом являются простота схемной реализации (поскольку практически отсутствует устройство управления его работой), существенно меньшее влияние абсорбции конденсатора на линейность функции преобразования (из-за того, что среднее значение напряжения на нем за цикл работы равно нулю), отсутствие пропусков информации о входной величине (она постоянно подается на вход интегратора). Еще одним их преимуществом по сравнению с ПНВ с заданным тактом является способность формировать большее число разрядов кода результата преобразования при равном быстродействии (или наоборот более высокое быстродействие при одинаковом числе разрядов) за счет совмещения во времени операций интегрирования преобразуемого напряжения U_x и уравнивания его интегралом от образцового сигнала U_0 .

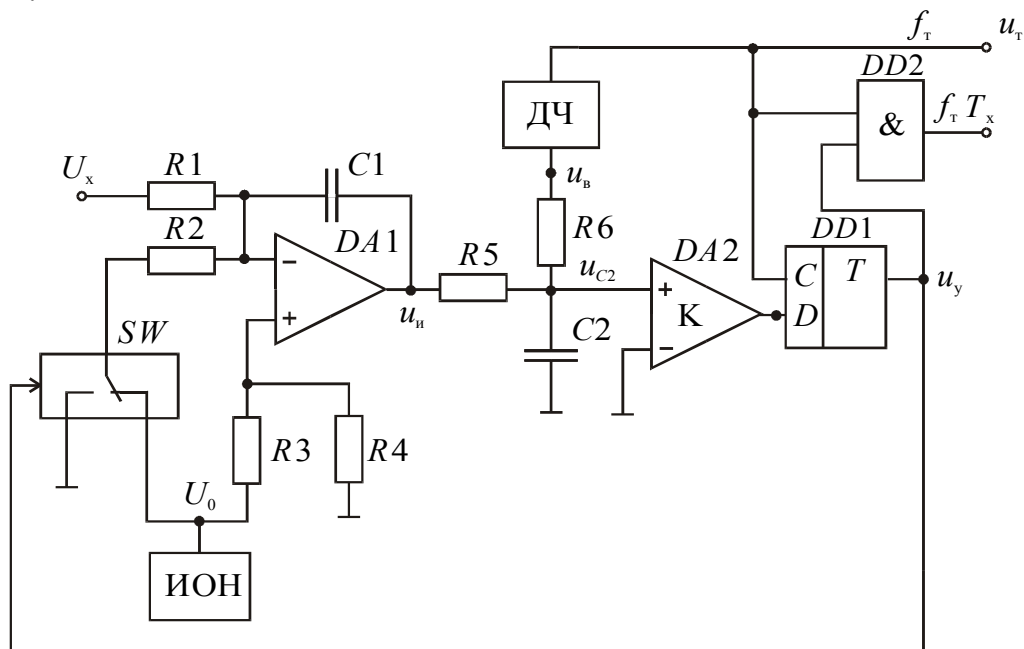
Основным препятствием широкому применению ПНВ с заданным циклом являются худшие по сравнению с другими типами АЦП динамические свойства, обусловленные тем, что структура их представляет собой достаточно инерционную систему автоматического регулирования. Поэтому при подключении ко входу сигнала U_x или скачкообразном его изменении в таком ПНВ возникает переходный процесс, длительность которого обычно составляет несколько циклов преобразования. Другим недостатком является необходимость использования прецизионных компонентов из-за невозможности производить автоматическую коррекцию аддитивной погрешности, аналогичную осуществляемой в ПНВ с заданным тактом.

Известны, однако, способы улучшения динамических свойств ПНВ с заданным циклом. Самый универсальный из них заключается в разбиении общего цикла работы $T_{\text{ц}}$ на ряд коротких частных $T_{\text{ци}}$. Дело в том, что длительность переходного процесса определяется числом циклов преобразования и не зависит от их длительности. Следовательно, чем меньше длительность одного цикла, тем короче по времени будет переходный режим.

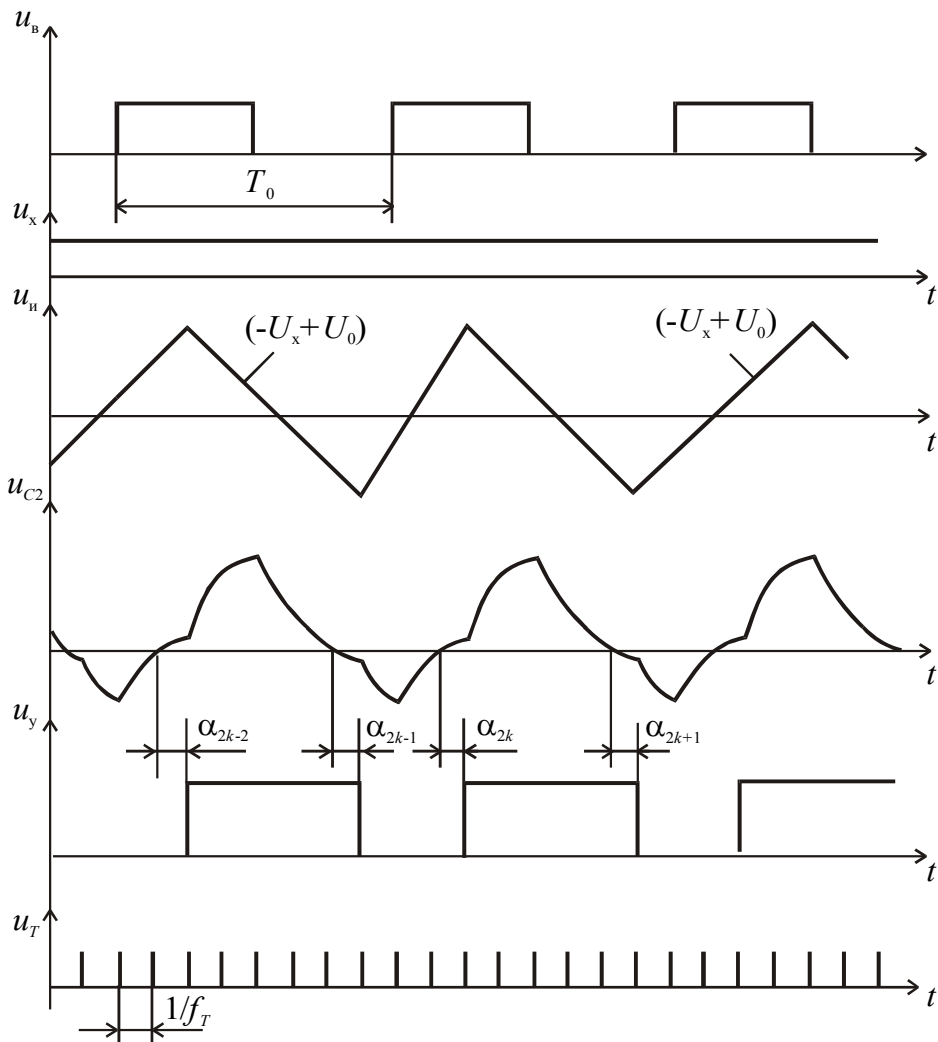
Избежать накопления погрешности квантования при этом удастся синхронизацией моментов формирования информативных интервалов времени $T_{\text{цц}}$ импульсами тактовой частоты.

Постоянная длительность цикла обеспечивается за счет вспомогательного напряжения прямоугольной (подаваемого на вход интегратора) или треугольной формы (поступающего на один из входов компаратора), период которого $T_{\text{в}}$ ее и определяет ($T_{\text{цц}} = T_{\text{в}}$).

В ПНВ с заданным циклом, схема и временные диаграммы работы которого показаны на рис. 5.15 задача формирования длительности частного цикла решена по-другому. Для этого используется пассивный двухвходовой интегратор, собранный на элементах $R5$, $R6$, $C2$, на один из входов которого ($R6$) поступает прямоугольное вспомогательное напряжение $u_{\text{в}}$ с периодом T_0 , сформированное с помощью делителя частоты ДЧ из импульсов тактовой частоты $f_{\text{т}}$, а на другой ($R5$) – выходное напряжение основного интегратора на основе ОУ $DA1$ и элементов $R1$, $R2$, $C1$. Форма и амплитуда реакции цепи $R6C2$ на напряжение $u_{\text{в}}$ практически не оказывают влияния на стабильность и линейность функции преобразования, поскольку изменение его за цикл работы ПНВ относительно среднего значения равно нулю. При этом, с одной стороны, удастся сохранить полезный диапазон изменения выходного напряжения $u_{\text{и}}$ основного интегратора (что положительно сказывается на линейности ПНВ), а с другой, отпадает необходимость в дополнительном генераторе напряжения треугольной формы.



а)



б)

Рис. 5.15

Подключение напряжения U_0 поступающего с образцового источника ИОН через делитель $R3, R4$ к неинвертирующему входу ОУ $DA1$, позволяет осуществлять преобразование двухполярного входного напряжения U_x при однополярном U_0 . Кроме того, это дает возможность полностью устранить смещение уровня выходного напряжения основного интегратора, обусловленное средним значением U_B , и тем самым дополнительно увеличить его размах при выполнении условий

$$\begin{cases} R5 = R6 \\ U_0 = \overline{U_B} \frac{R4}{R3 + R4} \end{cases}, \quad (5.32)$$

где $\overline{U_b}$ – среднее значение вспомогательного напряжения за период.

Если обеспечить соотношение между сопротивлениями резисторов

$$R1=R3=2 \cdot R2=2R4, \quad (5.33)$$

то выходное напряжение интегратора $u_{\text{и}}$ будет изменяться пропорционально $(-U_x - U_0)$ при первом положении переключателя SW , и пропорционально $(-U_x + U_0)$ – левом. Моменты перехода напряжения $u_{\text{с2}}$ через нулевой уровень фиксируются компаратором $DA2$. Однако смена положения переключателя происходит только в моменты прихода импульсов тактовой частоты f_t на вход синхронизации D -триггера, который и формирует информативный интервал времени T_{xk} частного цикла T_0 с номером k . Возникающая при этом погрешность квантования, обусловленная временными сдвигами α_{2k} и α_{2k+1} , автоматически компенсируется в следующем частном цикле $T_{\text{цц}(k+1)}$. Сформированные на выходе элемента И $DD2$ пачки импульсов $f_t T_{\text{xk}}$ в простейшем случае подсчитываются счетчиком. Тогда, при цикле преобразования, состоящем из n частных, в нем будет накоплен код

$$N = \frac{1}{2} n f_t \left(1 + \frac{U_x}{U_0} \right) T_0. \quad (5.34)$$

Однако возможна и более серьезная математическая обработка результатов отдельных циклов. Известны способы цифровой их фильтрации, при осуществлении которой удастся не только обеспечить коэффициент подавления помех нормального вида на уровне $P=60$ дБ и более в широком частотном диапазоне, но и дополнительно уменьшить погрешность квантования. В результате число разрядов такого ПНВ может составить 17–18.

Анализ динамических свойств показывает, что при выборе элементов схемы из соотношений

$$\frac{U_{\text{п}} R1 C1}{U_0 R6 C2} = 1,5; \quad \frac{R5}{R6} = 1,5 - 2, \quad (5.35)$$

переходный процесс даже при скачкообразном изменении входного напряжения в пределах $\Delta U_x = 0-0,9U_0$ не превышает шести частных циклов. При этом изменение параметров элементов не приводит к срыву устойчивой работы в отличие от ряда других ПНВ с заданным циклом, для правильного функционирования которых требуется соблюдение критерия устойчивости.

Мультипликативная погрешность данного ПНВ зависит от точности задания и стабильности образцового напряжения U_0 и параметров элементов $R1, R2, R3, R4, C1$, на нее также оказывает влияние сопротивление замкнутого канала переключателя. А аддитивная погрешность определяется напряжениями смещения ОУ интегратора и компаратора.

Таким образом, необходимость использования прецизионных компонентов с целью повышения точности преобразования приводит к существенному повышению стоимости подобных ПНВ.

ПНВ с заданным циклом предпочтительно применять для отдельного преобразования сигналов с датчиков, обладающих достаточной инерционностью (например, температуры), а также в многоканальных системах сбора измерительной информации в тех случаях, когда требуемое быстродействие позволяет пренебречь результатами 5–10 частных циклов после переключения каналов. Причем при наличии автоматической коррекции погрешностей всего измерительного тракта (а не одного только АЦП) эффективность от использования таких ПНВ может значительно возрасти.

Список литературы

1. Интегральные схемы: Операционные усилители.—М.: Физматлит, 1993—240 с.
2. Операционные усилители и компараторы. Справочник—М.: Издательский дом ДОДЭКА—XXI, 2001—560 с.
3. Нефедов Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги.—М.: КУБК, 1996, т.1—8.
4. Алексеев А.Г., Войшвилло Г.В. Операционные усилители и их применение, —М.: Радио и связь, 1989—120 с.
5. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники.—М., Мир, 1998, т.1—2,—265 с.
6. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.—Л.: Энергоатомиздат, 1998—304 с.
7. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике.—М.: Энергоатомиздат, 1987—320 с.
8. Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых микросхем—М.: Радио и связь, 1985—304 с.
9. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. Справочное пособие.—М.: Мир, 1983—512 с.
10. Электропитание устройств связи /Под ред. В.Е.Китаева.—М.: Радио и связь, 1988—280 с.
11. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры /Под ред. Г.С.Найвельта.—М.: Радио и связь, 1985.
12. Шляндин В.М. Цифровые измерительные устройства.: Учебник для вузов.—М.: ВШ, 1981—335 с.
13. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы.: Справочник. —М.: Металлургия, 1988—352 с.
14. Шило В.Л. Популярные микросхемы КМОП: Справочник.—М.: Горячая линия—Телеком, 2001—112 с.

15. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно–измерительной аппаратуре.–Л.: Энергоатомиздат, 1986–280 с.
16. Ерофеев Ю.Н. Импульсные устройства.: Учебное пособие для вузов–М.: ВШ, 1989 -527 с.
17. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов.–Л.: Энергоатомиздат, 1990–192 с.
18. Шахов Э.К., Михотин В.Д. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения.–М.: Энергоатомиздат, 1986–144 с.
19. Мартяшин А.И., Шахов Э.К., Шляндин В.М. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения.–М.: Энергия, 1976.–329 с.
20. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам.–М.: Энергоатомиздат, 1983.–128 с.
21. Волгин Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное.–М.: Сов. радио, 1977.-
22. Интегральные микросхемы: Микросхемы для аналого–цифрового преобразования и средств мультимедиа. Выпуск 1.–М.: ДОДЭКА, 1996–384 с.
23. Функциональные устройства на микросхемах. /Под ред. В.З. Найдерова.–М.: Радио и связь, 1985.

О Г Л А В Л Е Н И Е

Введение.....	2
1. Общие сведения об операционных усилителях.....	6
2. Применение операционных усилителей.....	36
3. Простейшие аналого-цифровые устройства.....	122
4. Источники вторичного электропитания.....	144
5. Аналого-цифровые преобразователи.....	239