

ЭЛЕКТРОНИКА АВТОМОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

© Издательство «Машиностроение». 1987

ПРЕДИСЛОВИЕ

К числу важнейших факторов, определяющих технический уровень современных автомобилей, относится степень их оснащенности электронными устройствами. Поэтому разработка электронных систем управления агрегатами автомобилей является весьма актуальной задачей для отечественного автомобилестроения.

В настоящее время накоплен значительный опыт применения электронной аппаратуры в автомобилях. Использование этого опыта является важным условием ускорения разработок новых, более совершенных электронных устройств для автомобилей.

Целью написания настоящей книги является ознакомление инженерно-технических работников автомобильной и других отраслей промышленности с изделиями автомобильной электроники, применяемыми для управления агрегатами трансмиссии и тормозными системами автомобилей.

Материал данной книги подобран таким образом, чтобы его можно было использовать при создании новых электронных систем управления. С этой целью в книге приведены рекомендации по выбору для таких систем комплектующих изделий из числа большой их номенклатуры, выпускаемой отечественной промышленностью. Кроме того, один из основных разделов книги посвящен описанию ряда типовых функциональных узлов, которые могут быть использованы при создании электронных систем управления различными агрегатами автомобилей.

Часть материала книги представляет собой примеры конкретной реализации электронных систем управления агрегатами трансмиссии и тормозными системами автомобилей.

ВВЕДЕНИЕ

В «Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986 — 1990 годы и на период до 2000 года» в числе основных задач автомобильной промышленности указано на необходимость применения электронных устройств для снижения удельного расхода топлива автомобилей.

В настоящее время непрерывно возрастает применение электронных устройств, начиная от легковых автомобилей особо малого класса и кончая большегрузными автомобилями и автобусами большой вместимости. При этом электронные устройства используют как для замены механических, гидравлических, пневматических и электромеханических систем управления, так и для создания принципиально новых систем автоматики автомобилей и автобусов.

В отличие от начальных периодов развития автомобильной электроники для современного ее периода характерно наличие следующих четырех направлений:

создание электронных устройств для замены ими традиционных узлов автомобильного электрооборудования (регуляторы напряжения, управление световой и звуковой сигнализацией, регуляторы систем отопления, кондиционирования, подогрева двигателя, тахометры, спидометры и т. д.);

применение электронных устройств (в том числе и с использованием ЭВМ) для непрерывного контроля и выдачи текущей информации об эксплуатационных показателях автомобиля (например, текущий расход топлива, целесообразность включения той или иной передачи, оптимальный режим движения и т. д.). К этой категории устройств следует отнести и системы диагностирования состояния агрегатов автомобиля;

разработка электронной аппаратуры управления зажиганием, топливopодачей и системами, обеспечивающими снижение токсичности отработавших газов двигателя;

создание электронных устройств для систем управления агрегатами трансмиссии, тормозными системами и другими узлами автомобиля (за исключением двигателя).

Применение электронной аппаратуры в системах управления агрегатами автомобиля создало возможность получения качественно новых их показателей, что в ряде случаев повлекло за собой целесообразность изменения конструкции самих агрегатов. Поэтому современная автомобильная электронная система управления фактически является комплексом собственно электронной аппаратуры и управляемых ею исполнительных устройств.

УСЛОВИЯ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ АВТОМОБИЛЕЙ

Основными внешними факторами, влияющими на работу электронной аппаратуры автомобилей, являются температура окружающей среды, диапазон изменения напряжения в бортовой сети, уровень помех (в цепях питания, а также полевых).

В зависимости от климатического исполнения изделий электрооборудования и места их установки на автомобиле (в моторном отделении, кабине или снаружи кузова и кабины) ГОСТ 3940 — 84 устанавливает различные диапазоны температуры окружающей среды, в пределах которых должна обеспечиваться работоспособность и сохранность изделий электрооборудования, в том числе и электронной аппаратуры. С учетом возможности установки электронной аппаратуры как в моторном отделении, так и вне его, исходя из ГОСТ 3940 — 84, следует ориентироваться на обеспечение ее работоспособности в диапазоне температур окружающей среды от — 40 до +70°C.

Наряду с этим в некоторых случаях оказывается необходимым предусматривать возможность работы аппаратуры в более широком диапазоне температур окружающей среды. В частности, при особо неблагоприятных условиях эксплуатации у некоторых моделей автомобилей максимальная температура в моторном отделении может достигать 90°C и даже 100°C. Когда автомобиль работает в холодных климатических зонах, то вероятно уменьшение температуры окружающей среды до — 60°C. При такой температуре должна обеспечиваться работоспособность аппаратуры систем управления такими агрегатами, как подогреватели двигателей и отопители салона автомобиля. За исключением этого особого случая, при столь низкой температуре отсутствует необходимость сразу же включать электронную аппаратуру, поскольку она должна вступать в действие только после прогрева двигателя и салона автомобиля. Однако необходимо, чтобы даже после длительного нахождения электронной аппаратуры при температуре до — 60 °C ее последующий прогрев до температуры — 40 °C обеспечивал требуемую работоспособность. Данное требование оговаривается ГОСТ 3940 — 84 применительно к исполнению ХЛ аппаратуры.

В соответствии с требованиями ГОСТ 3940 — 84 электронная аппаратура при номинальном напряжении $U_{ном}$ в бортовой сети, равном 12 В, должна сохранять работоспособность при изменении этого напряжения в пределах 10,8 — 15 В, а при номинальном напряжении, равном 24 В, в пределах 21,6 — 30 В.

С целью получения стабильных характеристик электронной аппаратуры ее, как правило, подключают к источнику стабилизированного напряжения. Для ряда серий интегральных микросхем, применяемых в электронной аппаратуре автомобилей, минимально допустимое напряжение питания составляет 10 В. Для получения такого стабилизированного напряжения при минимально возможном напряжении бортовой сети, равном 10,8 В (в случае $U_{нолф} = 12$ В), требуется применять стабилизаторы напряжения только компенсационного типа, у которых наименьшая разность между входным и выходным напряжениями составляет десятые доли вольта. При $U_{ном} = 24$ В такое ограничение отпадает, но в этом случае более сложно решается проблема отвода теплоты от выходных элементов стабилизатора, поскольку в них имеется значительное падение напряжения и, следовательно, выделяется большая мощность.

Электронная аппаратура автомобилей работает в условиях самых различных помех. Основными из них являются помехи в цепях питания и полевые, возникающие в результате работы различных электромагнитных механизмов и устройств, действие которых приводит к искрообразованию. Необходимо подчеркнуть, что характер и уровень помех, действующих на электронную аппаратуру при работе электрооборудования автомобилей, зависит от большого числа факторов, в том числе от трассировки проводки, расположения агрегатов электрооборудования, исполнения коммутирующих элементов и т. д. Все эти факторы могут меняться в зависимости от модели автомобиля и даже при ее модернизации. Поэтому следует исходить из наихудших условий работы электронной аппаратуры в отношении воздействия на нее помех.

При обычных условиях работы электрооборудования автомобиля источниками питания электронной аппаратуры служат параллельно соединенные генератор и аккумуляторная батарея. Последняя является мощным фильтром для низкочастотных помех и надежно защищает от них электронную аппаратуру. Однако в случае отключения по какой-либо причине аккумуляторной батареи от цепи питания электронной аппаратуры условия ее работы резко ухудшаются в результате появления в цепи питания значительных перенапряжений.

Необходимо особо подчеркнуть, что в автомобиле практически невозможно применение известных высокоэффективных фильтров, поскольку при прохождении через такие фильтры тока нагрузки в них происходит падение напряжения порядка нескольких вольт. Такое большое падение напряжения неприемлемо по условиям питания аппаратуры, особенно для автомобилей с номинальным напряжением бортовой сети, равным 12 В. Поэтому проблема защиты электронной аппаратуры автомобилей от перенапряжений в цепях питания является особо сложной задачей.

Рассмотрим более подробно основные причины появления таких перенапряжений в бортовой сети автомобилей, оборудованных карбюраторным двигателем, т. е. имеющих батарейную систему зажигания. При движении автомобиля в дневное время от его бортовой сети отключены все мощные светотехнические приборы, и в этом случае ее нагрузкой являются только аппаратура системы зажигания и электронные приборы. Если при этих условиях аккумуляторная батарея будет отключена от бортовой сети, то в ней появятся непрерывно повторяющиеся короткие импульсы напряжения с амплитудой 80 — 100 В (рис. 1,а), под

воздействием которых оказывается и электронная аппаратура. Такие импульсы возникают в результате коммутации тока в цепи катушки зажигания, имеющей значительную индуктивность.

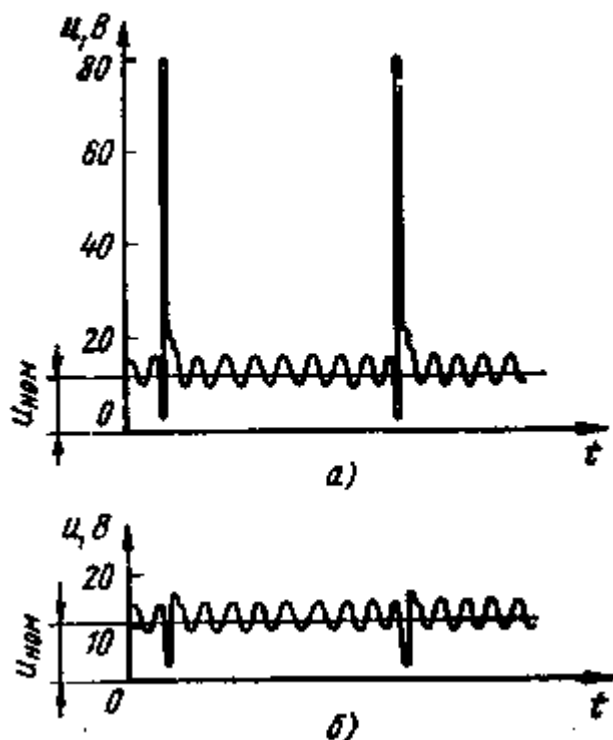


Рис. 1. Изменение напряжения в бортовой сети автомобиля при отключенной аккумуляторной батарее: а — без элементов защиты от перенапряжений; б — с защитным стабилитроном

Опасные перенапряжения в бортовой сети могут возникнуть в автомобилях, оборудованных любым типом двигателя при следующих условиях:

двигатель работает с частотой вращения коленчатого вала, при которой генератор работает в режиме максимальной мощности;

аккумуляторная батарея находится в разряженном состоянии;

мощные потребители электроэнергии отключены от цепи питания (например, при эксплуатации автомобиля в дневное время).

В этом случае почти весь ток нагрузки генератора поступает в аккумуляторную батарею, а поскольку батарея находится в разряженном состоянии, в нее поступает зарядный ток большой силы. Для обеспечения такой силы зарядного тока генератор работает с током возбуждения максимальной силы. Если при данном режиме работы генератора по какой-либо причине (например, из-за нарушения контакта) произойдет отключение аккумуляторной батареи от бортовой сети, то это вызовет резкое уменьшение силы тока нагрузки генератора. Вследствие сравнительно большой электромагнитной постоянной времени цепи возбуждения генератора регулятор напряжения генератора не сможет одновременно со снижением силы тока нагрузки генератора уменьшить силу тока возбуждения для сохранения в заданных пределах; напряжения генератора. В результате произойдет быстрое увеличение напряжения генератора, которое при особо неблагоприятных условиях может достигнуть 150 — 200 В, а продолжительность действия этого напряжения составит 100 — 200 мс.

Значительные перенапряжения в цепях питания могут возникнуть не только при внезапном отключении аккумуляторной батареи, но и в тех случаях, когда двигатель работает с отключенной аккумуляторной батареей, а к бортовой сети подключен потребитель электроэнергии с изменяющейся в значительных пределах силой тока нагрузки. Таким потребителем, например, являются приборы аварийной стояночной световой сигнализации, при работе которой происходит периодическое включение и выключение мощных сигнальных ламп, в результате чего сила тока нагрузки генератора практически скачкообразно изменяется на 15 — 20 А.

Для того чтобы предохранить электронную аппаратуру от воздействия указанных перенапряжений, применяют различные способы защиты. Одним из способов является подключение между положительным полюсом бортовой сети и массой автомобиля мощного стабилизатора с опорным напряжением на 4 — 6 В больше максимального напряжения бортовой сети. Иногда последовательно с таким стабилизатором включают токоограничивающий резистор с небольшим сопротивлением (около десятых долей ома). При таком подключении стабилизатора в период действия импульсов напряжения через него будут проходить короткие

импульсы силы тока с амплитудой около нескольких ампер, а амплитуда импульсов напряжения будет снижаться до значения, равного опорному напряжению стабилизатора (рис. 1,6).

Существенным недостатком данного способа защиты бортовой сети и подключенной к ней электронной аппаратуры от перенапряжений является необходимость использования стабилизаторов с допустимой импульсной мощностью рассеяния порядка десятков ватт, которая выделяется в стабилизаторе в момент прохождения через него импульсов тока. Следует, однако, иметь в виду, что вследствие малой длительности импульсов средняя мощность рассеяния в стабилизаторе оказывается небольшой (единицы ватт). Такую допустимую среднюю мощность рассеяния имеют стабилизаторы типов Д815, Д816.

Более эффективным, но одновременно и более сложным, является метод защиты от перенапряжения, осуществляемый при подключении к бортовой сети балластной нагрузки (15 — 20 А), как только напряжение в ней превысит заданный предел. В этом случае практически вся мощность рассеяния выделяется в балластном резисторе, а полупроводниковый прибор (тиристор или транзистор) является только коммутирующим элементом. Вследствие подключения к бортовой сети мощной балластной нагрузки предотвращается сброс нагрузки генератора и тем самым устраняется причина появления перенапряжений. Ввиду относительно коротких периодов действия перенапряжений балластный резистор может быть рассчитан не на полную мощность рассеяния, а коммутирующий элемент может быть выбран, исходя из максимально допустимой силы импульсного тока нагрузки. Однако и с учетом этого описанный способ защиты от перенапряжений требует использования аппаратуры сравнительно больших размеров, что ограничивает область его применения.

Еще одним способом защиты является использование токоограничивающих резисторов и стабилизаторов для защиты только маломощных элементов аппаратуры управления (с малой силой потребляемого тока) в сочетании с установкой в силовых цепях аппаратуры коммутирующих устройств, имеющих высокое допустимое рабочее напряжение. При таком способе защиты в случае увеличения напряжения в бортовой сети выше заданного предела через токоограничивающий резистор в цепи питания маломощных элементов аппаратуры проходит ток увеличенной силы (вследствие автоматического включения стабилизатора). В результате резко возрастает падение напряжения в указанном токоограничивающем резисторе, что предохраняет маломощную аппаратуру от перенапряжений.

При таком способе защиты также успешно решается проблема сохранения работоспособности элементов силовой цепи, поскольку в настоящее время промышленность выпускает ряд моделей силовых транзисторов с высоким напряжением в сочетании с низким напряжением насыщения, необходимым для обеспечения высоких показателей электронной аппаратуры.

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ И КОМАНДНЫЕ УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Любой автоматический или полуавтоматический агрегат автомобиля содержит силовой исполнительный механизм и систему управления им. В зависимости от наличия в автомобиле того или иного источника энергии исполнительные механизмы выполняются с пневматическим, гидравлическим, электромеханическим или электромагнитным приводом.

При использовании для управления исполнительными механизмами электронных систем автоматики связующими элементами между выходными цепями их электронных блоков и исполнительными устройствами является командная электромагнитная или электромеханическая аппаратура управления различного вида.

Наиболее широкое применение в автомобилях нашли исполнительные механизмы с гидравлическим приводом, типичным примером которых являются гидроцилиндры включения фрикционов гидромеханической передачи (ГМП). Управление этими цилиндрами осуществляется с помощью клапанов или золотниковых устройств, на которые в случае применения электронной системы управления ГМП обычно воздействуют командные приводные электромагниты [8, 33].

Примером исполнительного механизма с пневматическим силовым приводом является устройство переключения ступеней механической коробки передач, в котором для перемещения переключающих вилок коробки используют пневмоцилиндры, управляемые клапанным механизмом с электромагнитным приводом клапанов. Необходимая последовательность работы электромагнитов обеспечивается электрической или электронной системой автоматики.

Исполнительные механизмы с электромеханическим или электромагнитным приводом вследствие их неудовлетворительных массовых показателей применяются в основном для воздействия на такие агрегаты, управление которыми не требует создания больших усилий в приводе. Эти исполнительные механизмы, в частности, могут быть использованы для управления узлами топливо-поддачи двигателей (например, дроссельной заслонкой карбюратора). Они также конкурентоспособны с исполнительными механизмами, имеющими пневматический или гидравлический привод, в системах переключения передач легковых автомобилей особо малого и малого классов. Наличие электромеханического привода в исполнительном механизме предопределяет и систему управления им, которую выполняют с электромагнитным, электрическими и электронными элементами автоматики.

В тех случаях, когда клапан или золотниковое устройство управления исполнительным механизмом должны иметь только два положения (открыты или закрыты), для их привода обычно используют электромагниты с

втягивающимся якорем, имеющие центральный неподвижный сердечник. Концы якоря и центрального сердечника имеют форму усеченного конуса. Такая конструкция электромагнита обеспечивает получение наибольшего тягового усилия по сравнению с электромагнитами других конструктивных исполнений [28].

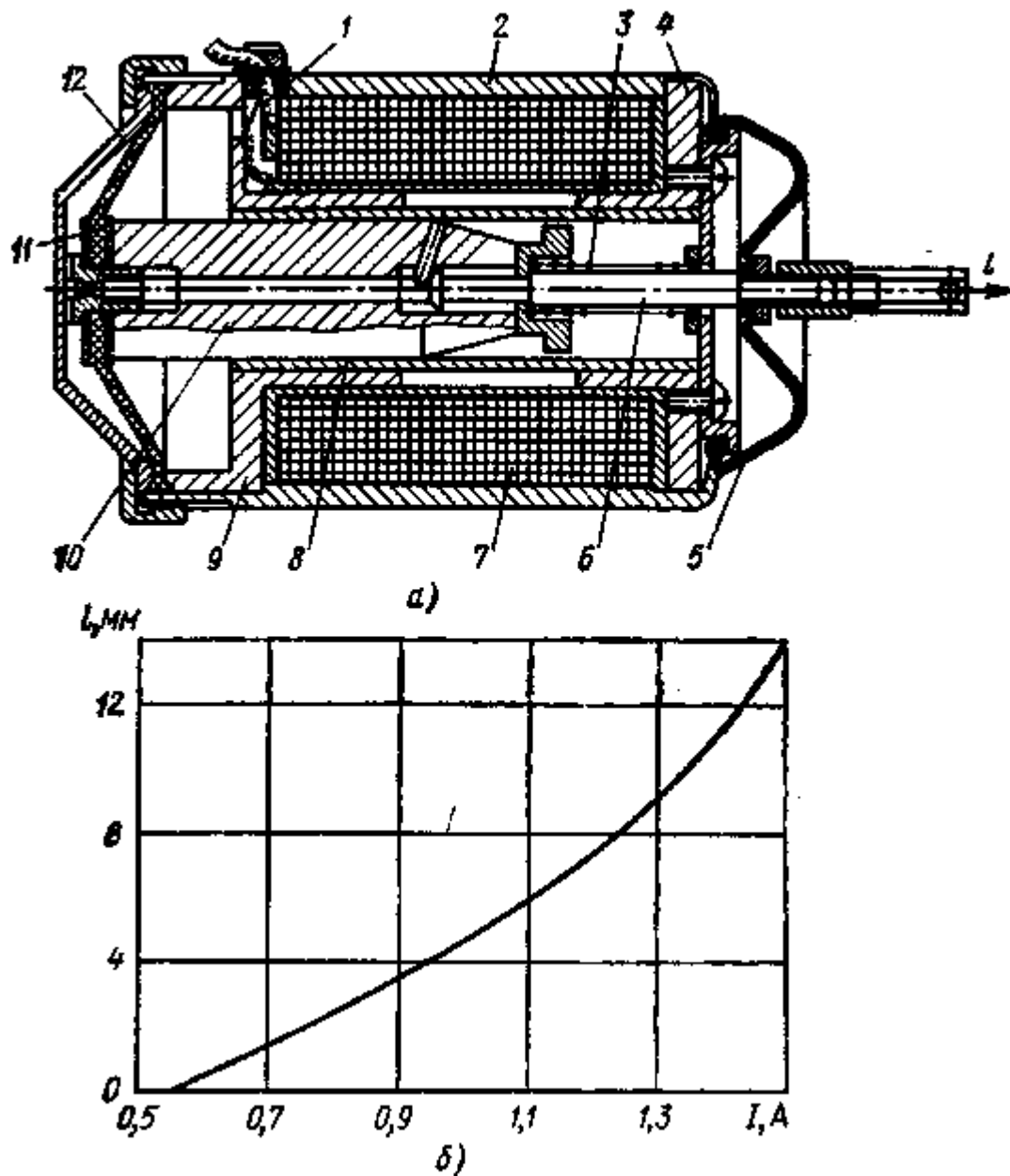


Рис. 2. Электромагнит следящего действия для привода дроссельной заслонки карбюратора и зависимость хода l якоря от тока I в обмотке:

1 — выводной провод обмотки; 2 — корпус; 3 — возвратная пружина; 4 — передний полюс; 5 — чехол; 6 — шток; 7 — обмотка; 8 — центрирующая втулка; 9 — задний полюс; 10 — якорь; 11 — мембрана демпфера; 12 — крышка

Однако электромагнит с центральным неподвижным сердечником вследствие наличия у него только двух устойчивых положений якоря не может быть использован в системах регулирования, где требуется постепенное перемещение якоря в зависимости от управляющего сигнала. В этом случае возникает необходимость применения электромагнитов так называемого следящего действия (рис. 2,а), якорь которых может занимать различное устойчивое положение при перемещении в зависимости от силы тока, проходящего через обмотку электромагнита (рис. 2,б). Электромагниты такого типа выполняются либо без центрального неподвижного сердечника, либо с различного вида магнитными шунтами [13, 28].

Разработаны электромагниты следящего действия для привода дроссельной заслонки в системах ограничения скорости автомобиля и автоматического управления приводом сцепления [1]. Примером совместного применения электромеханического и электромагнитного исполнительных устройств для создания автоматизированной трансмиссии легкового автомобиля является система «Рено-автоматик» (рис. 3). Исполнительный электромагнит этой системы соединяет ползуны коробки передач с электродвигательным

приводом, с помощью которого осуществляется перемещение ползуна, требуемое для включения соответствующей передачи.

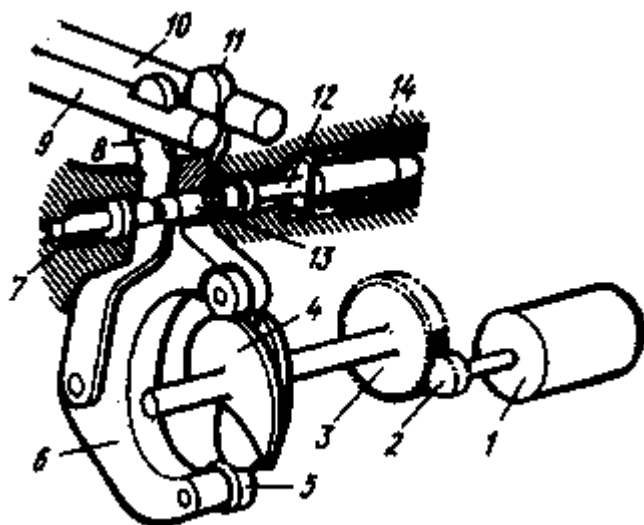


Рис. 3. Схема электромеханического исполнительного устройства переключения передач системы «Рено-автоматик»:

1 — электродвигатель с электромагнитным тормозом; 2 — ведущая шестерня; 3 — ведомое колесо; 4 — кулачок; 5 — ролик; 6 — вилка; 7 — возвратная пружина селектора; 8 и 11 — рычаги привода ползуна; 9 и 10 — ползуны включения передач; 12 — якорь электромагнита привода селектора; 13 — селектор; 14 — обмотка электромагнита

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Электронные системы управления, создаваемые на базе дискретных элементов и интегральных микросхем, выполняющих какую-либо определенную задачу управления, относятся к системам с жесткой логикой, т. е. алгоритм их функционирования определяется схемотехникой системы. У микропроцессорных систем такое ограничение отсутствует, т. е. при одной и той же структуре данные системы могут реализовывать различные алгоритмы управления вследствие соответствующего изменения записи команд в элементах памяти системы. Благодаря этому микропроцессорные системы образуют особый класс электронных систем управления и обладают рядом уникальных возможностей с точки зрения реализации самых сложных задач управления [2, 19, 20, 36].

В микропроцессорной системе обработка информации ведется в двоичном цифровом коде. Поэтому все многообразие поступающих в систему сигналов должно быть сведено к единой двоичной кодовой структуре, т. е. структуре вида «логический 0» или «логическая 1». Сигналы, поступающие в систему управления, можно условно разделить на следующие группы:

сигналы от контактных или других датчиков, имеющие только два возможных состояния — открыт («логическая 1») и закрыт («логический 0»);

сигналы от терминального устройства, т. е. от элементов системы, на которые воздействует водитель для корректирования действия системы управления (например, датчик положения педали управления подачей топлива либо контроллер управления). К этой группе могут быть отнесены и различные запросы на индикацию состояния тех или иных элементов системы управления;

информация о режимах работы агрегатов автомобиля (температура узлов, их нагрузочный режим, напряжение бортовой сети, частоты вращения валов двигателя и трансмиссии и др.).

Преобразование различных сигналов в требуемый их вид (цифровой код) для последующей обработки центральным процессором (ЦПУ) выполняют предварительные устройства, к которым можно отнести аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи, преобразователи частоты в напряжение (ПЧН). АЦП применяют для преобразования непрерывного линейного сигнала датчиков температуры, давления, напряжения в цифровой код, а ЦАП — для обратного преобразования. Преобразование частот вращения валов в код может происходить как через промежуточный ПЧН с последующим преобразованием напряжения в код, так и путем непосредственного преобразования частоты в код. Для контактных датчиков преобразования не требуется, так как их выходной сигнал имеет уровень, соответствующий или состоянию «логического 0», или «логической 1». Сигналы терминального устройства уже, как правило, имеют необходимую для обработки процессором структуру и поэтому дальнейшего преобразования не требуют.

Все сигналы от внешних источников, преобразованные к единому виду, поступают на интерфейс ввода-вывода, который может входить в состав микросхемы процессора или выполняться в виде отдельных элементов. Устройство ввода-вывода обеспечивает совместную работу ЦПУ и всех других устройств системы, являющихся по отношению к ЦПУ внешними.

Работа с внешними устройствами выполняется либо по методу периодического опроса их состояния, либо посредством организации системы прерываний от них. При работе микропроцессора с реализацией системы прерываний в нем осуществляется следующий порядок действий:

1) в момент, когда одно из внешних устройств готово выдать или принять очередную информацию или оказать воздействие на функционирование системы управления, оно посылает в ЦПУ сигнал готовности (запрос на прерывание);

2) получив сигнал готовности от внешнего устройства, ЦПУ вначале заканчивает выполнение текущей команды, а затем приостанавливает выполнение действий, предусмотренных основной программой, и выдает сигнал готовности начать работу, связанную с возникшим прерыванием (разрешение прерывания);

3) при наличии обоих указанных сигналов готовности происходит обработка прерывания, т. е. выполнение подпрограммы, предусмотренной запросом данного внешнего устройства;

4) если во время решения ЦПУ текущей задачи сигнал готовности прислали несколько внешних устройств, то первой будет принята для обработки или выдана информация внешнему устройству со старшим приоритетом. Уровень приоритетности внешних устройств задается либо при проектировании системы, либо закладывается в программу.

Далее обрабатывается информация внешних устройств с очередностью, определяемой старшинством их приоритета. Число градаций старшинства приоритетов (так называемая глубина прерываний) зависит от типа микропроцессора. Она колеблется от 2 до 8 и более.

Для обеспечения работы микропроцессорной системы управления в реальном масштабе времени, т. е. с выдачей необходимых команд в определенные периоды времени, в ее состав вводят таймер, который обычно выполняют в виде отдельной интегральной микросхемы. Получив управляющую команду (управляющее слово), таймер формирует определенную последовательность временных сигналов. К числу таких, например, относится деление тактовой частоты, формирование единичных импульсов (режим одновибратора), а также различных комбинаций импульсов. Сигналы от таймера наряду с сигналами от других внешних устройств поступают в ЦПУ, где в соответствии с заложенными алгоритмами происходят все необходимые преобразования и вычисления и выдается решение. Таким решением может быть, например, номер включаемой передачи, требование выключения сцепления, степень открытия дроссельной заслонки.

Для работы ЦПУ постоянно требуются дополнительные сведения, различные константы, а также необходимо временное хранение промежуточной информации. Эти данные ЦПУ получает от запоминающих устройств (ЗУ) системы. Для приема, хранения и выдачи всевозможных промежуточных данных, а также сведений о текущем состоянии элементов, т. е. всей той информации, которая изменяется в процессе работы микропроцессорной системы управления, используется оперативное запоминающее устройство (ОЗУ).

Для хранения информации, которая не изменяется при работе микропроцессора, а также записи алгоритма функционирования системы применяются постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) различного типа. Наиболее низкую стоимость имеют ПЗУ (*ROM*), программа в которые записывается при их изготовлении. Такие устройства применяются при массовом изготовлении микропроцессорных систем.

В программируемые запоминающие устройства ППЗУ (*PROM*) запись программы может быть осуществлена и после их изготовления на заводе. Поэтому данные устройства целесообразно применять при изготовлении относительно небольших серий микропроцессорных систем управления, особенно если в процессе их выпуска может возникнуть необходимость корректирования алгоритма управления.

В репрограммируемые запоминающие устройства РПЗУ (*EPROM*) программа может быть записана несколько раз. Однако эти устройства имеют более высокую стоимость, чем ПЗУ и ППЗУ. Поэтому РПЗУ в основном целесообразно применять только на стадии отладочных работ по микропроцессорным системам.

Для связи между выходами микропроцессора и исполнительными устройствами системы управления используются усилители сигналов или коммутационные элементы (силовые цепи).

Микропроцессорные системы отличаются большим разнообразием с точки зрения примененных типов устройств и их характеристик. Так, разрядность слова, т. е. число одновременно обрабатываемых разрядов, составляет 4 — 16 бит, тактовая частота — от одного до нескольких мегагерц, число уровней прерывания 2 — 8, объем ОЗУ — от 128 байт до нескольких килобайт, объем ПЗУ и ППЗУ — несколько килобайт. Например, объем ПЗУ системы управления двигателем и трансмиссией «Тойота» составляет 7,5 кбайт, объем ППЗУ системы управления сцеплением «Фиат» — 2 кбайт. В качестве ЦПУ могут использоваться как специальные микропроцессоры (например, в системе «Тойота»), так и серийные [37, 40, 41].

Особо перспективным является применение в системах управления агрегатами автомобилей однокристалльных ЭВМ. В состав такой ЭВМ, выполненной в виде одной интегральной схемы, входят центральный процессор, генератор тактовых импульсов, ОЗУ, интерфейс ввода-вывода, таймер, контроллер прерываний, а также какое-либо из постоянных запоминающих устройств (ПЗУ, ППЗУ или РПЗУ с ультрафиолетовой системой стирания программы). Часто в составе одной серии однокристалльных ЭВМ выпускают модификации с различными вариантами ПЗУ. Основным преимуществом применения однокристалльной ЭВМ является возможность значительного сокращения числа интегральных микросхем, обра-

зующих систему управления. Однокристалльная ЭВМ в зависимости от структуры микропроцессорной системы управления может заменить 5 — 10 корпусов интегральных микросхем, что помимо уменьшения размеров аппаратуры управления обеспечивает и существенное повышение ее надежности в результате сокращения внешних соединений между корпусами микросхем.

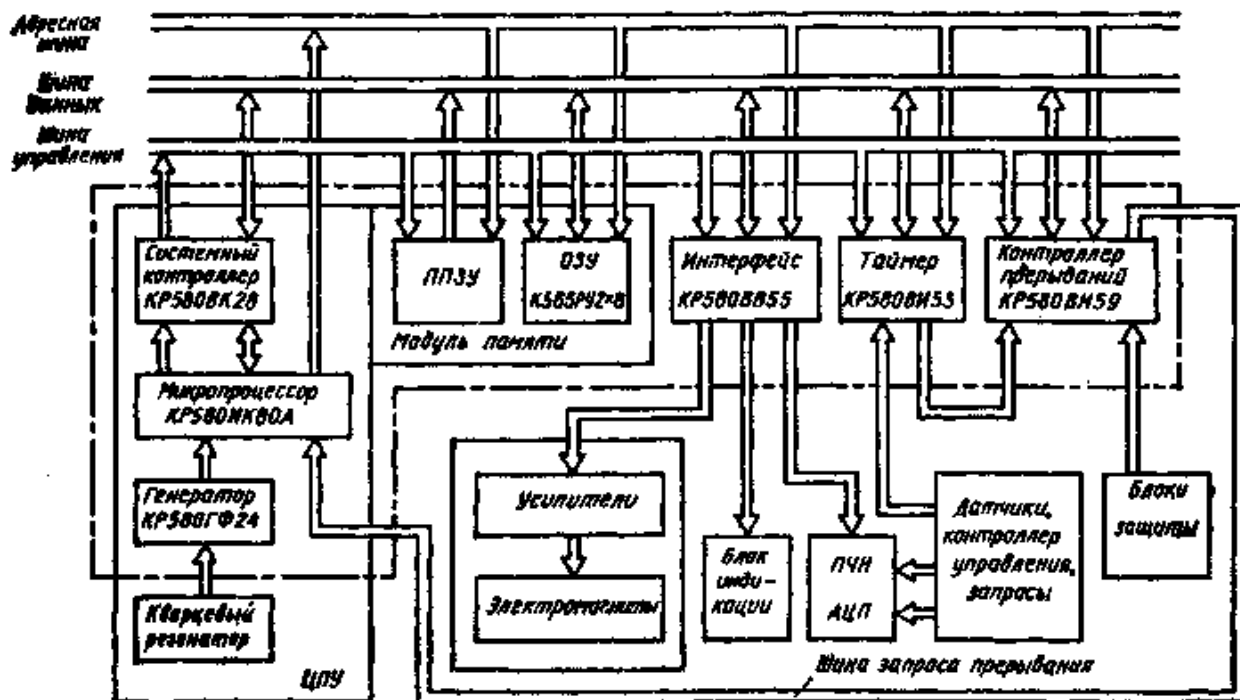


Рис. 4. Структурная схема микропроцессорной системы автоматического управления переключением передач (на базе комплекта микросхем серии КР580)

На рис. 4 приведена структурная схема системы автоматического управления переключением передач, основанная на применении микросхем, входящих в состав микропроцессорного комплекта серии КР580 [3, 5]. На вход системы подаются сигналы от датчиков скорости автомобиля и частоты вращения коленчатого вала двигателя, температуры двигателя, загрузки автомобиля и др., а также команды, поступающие от аппаратуры управления, на которые воздействует водитель (например, датчик положения педали управления подачей топлива, контроллер управления, запросы на индикацию состояния тех или иных устройств управления или показателей двигателя и коробки передач).

Перед поступлением в собственно микропроцессорную систему управления все эти сигналы обязательно преобразуются в числовой код с помощью соответствующих преобразователей (например, аналого-цифровых преобразователей, преобразователей частота — код и т. д.), входящих в состав блока ввода. Информация от блока ввода поступает в схему интерфейса. Причем в случае большого объема информации таких схем интерфейса может быть несколько.

ЦПУ рассматриваемой микропроцессорной системы состоит из трех микросхем. Большая интегральная схема микропроцессора типа КР580ИК80А обрабатывает всю информацию. Ее связь с шинами управления и данных осуществляется через системный контроллер — шинный формирователь, а формирование тактовых последовательностей импульсов, необходимых для работы БИС микропроцессора, происходит с помощью генератора, стабилизированного кварцевым резонатором. В зависимости от вырабатываемых ЦПУ сигнала на шине управления и кода на шине адреса в работу с ним включается то или иное устройство микропроцессорной системы. Например, когда ЦПУ выдает на шину адреса код, требуемый для активизации соответствующего канала интерфейса, а на шину управления подает сигнал ввода, информация от данного канала интерфейса поступает в ЦПУ для последующей обработки.

В случае необходимости аналогичным образом осуществляется подача команд на обмен информации между ЦПУ и другими элементами микропроцессорной системы. При этом для работы с запоминающими устройствами ЦПУ выдает на адресную шину адрес ячейки памяти, а на шину управления команду «чтение» или «запись».

Для функционирования системы автоматического управления переключением передачи необходимо предусмотреть быстрое изменение режимов работы системы в зависимости от некоторых факторов. К числу таких факторов можно, например, отнести отказы тех или иных датчиков, приводящие к созданию аварийной ситуации, наличие юза при торможении автомобиля, непредусмотренные изменения напряжения питания системы.

Для того чтобы микропроцессорная система оперативно реагировала на указанные отклонения от нормальной работы, в ней используется система прерываний, реализуемая с помощью контроллера

прерываний. К каждому входу или к части входов контроллера прерываний подводятся сигналы от внешних устройств. При появлении на каком-либо из входов контроллера сигнала с уровнем, соответствующим состоянию «логической 1», он посылает по линии запроса в ЦПУ запрос на прерывание его работы по основной программе. В зависимости от того, на какой из входов контроллера поступает сигнал с уровнем, соответствующим «логической 1», контроллер подготавливает информацию ЦПУ о том, на какую из подпрограмм ему следует перейти. Если сигналы с уровнем, соответствующим «логической 1», будут поданы одновременно на несколько входов контроллера, то он подготавливает для ЦПУ информацию о переходе на подпрограмму, предусмотренную сигналом внешнего устройства с самым старшим приоритетом.

При поступлении запроса от контроллера на прерывание ЦПУ сначала заканчивает выполнение текущей команды, а затем выдает на управляющую шину сигнал разрешения прерывания, т. е. готовность перехода от основной программы к подпрограмме. После этого контроллер информирует ЦПУ, на какую из подпрограмм ему следует перейти. По окончании выполнения этой подпрограммы ЦПУ либо по сигналу контроллера прерывания переходит на новую подпрограмму, запрос на которую поступил к контроллеру от следующего по старшинству приоритета внешнего устройства, либо при отсутствии таких запросов возвращается к выполнению основной программы.

Выполнение ЦПУ подпрограмм в порядке, определяемом старшинством приоритета внешних устройств, обеспечивает первоочередную реализацию в системе управления переключением передач таких управляющих воздействий, которые являются наиболее важными для автомобиля. В частности, старшим приоритетом, как правило, обладают внешние устройства, сигнализирующие о неполадках в системе управления, могущих создать для автомобиля аварийную ситуацию.

Микросхема контроллера прерываний КР580ВН59 имеет восемь входов для подключения к внешним устройствам. К одному или нескольким из этих входов могут быть подключены выходы таймера. Если при этом к входам таймера подвести сигналы от датчиков скорости и частоты вращения, то такое схемное решение позволит исключить из состава системы управления частотно-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, поскольку выполняемые ими задачи могут быть решены совместным действием таймера и ЦПУ.

Таймер может быть также использован для создания программ микропроцессорных систем управления, устойчивых к сбоям под воздействием внешних помех. В этом случае таймер используется для периодического контроля состояния элементов микропроцессорных систем управления, которое зависит от того, правильно ли функционирует система или в ней имеют место сбои.

После того, как ЦПУ заканчивает обработку соответствующего объема информации, он выдает управляющую команду, которая далее через канал вывода интерфейса поступает к блоку усилителей питания электромагнитов исполнительных устройств, а также к блоку индикации режимов. В результате обеспечивается требуемый порядок срабатывания исполнительных устройств и получение индикации режимов их работы.

Если для управления переключением передач применить однокристалльную ЭВМ, то по своим функциональным возможностям она будет эквивалентна микросхеме, очерченной на рис. 4 штрих-пунктирной линией. В этом случае микропроцессорная система существенно упрощается. По техническим возможностям она практически не уступает системам, создаваемым с использованием нескольких микросхем, входящих в микропроцессорный комплект. В частности, если объем памяти однокристалльной ЭВМ окажется недостаточным, то его можно увеличить, подключив ЭВМ к внешним устройствам.

Однокристалльная ЭВМ содержит сотни тысяч элементов, и технология ее изготовления значительно сложнее по сравнению с изготовлением микросхем, входящих в микропроцессорный комплект. Вследствие этого стоимость однокристалльной ЭВМ достаточно высока. Поэтому вопрос о целесообразности создания микропроцессорных систем управления на базе однокристалльной ЭВМ следует решать с учетом конкретных областей применения той или иной системы управления.

По сравнению с электронными системами управления микропроцессорные системы имеют следующие преимущества:

с их помощью возможна реализация алгоритма управления любой сложности. При этом может быть учтено большое количество внешних параметров (помимо традиционно принимаемых во внимание частот вращения вала двигателя, выходного вала трансмиссии и нагрузки двигателя) таких, например, как производные этих параметров по времени, температурный режим двигателя, температура масла, полная масса автомобиля и т. д. Возникающие при этом трудности связаны лишь с необходимостью введения дополнительных датчиков и преобразователей;

при необходимости обеспечивается корректирование алгоритма управления как при развитии системы, так и в рамках существующей системы с учетом, например, таких факторов, как изменение характеристик агрегатов вследствие их изнашивания. Следовательно, возможно создание адаптивных систем управления, которые способны изменять свои характеристики в процессе эксплуатации автомобиля с целью обеспечения его наилучших показателей. Для достижения такого эффекта не требуется изменения аппаратурной части системы;

вследствие реализации широких возможностей микропроцессорных систем возможно создание комплексной системы управления агрегатами автомобиля (например, двигателем, сцеплением, коробкой передач);

система управления на базе микропроцессорного комплекта или однокристалльной ЭВМ требует минимального объема настройки и регулировок, поскольку они необходимы только для таких вспомогательных элементов системы, как ПЧН, ЦАП и АЦП.

Основными недостатками микропроцессорных систем являются:

относительно высокая стоимость системы вследствие необходимости ее комплектования рядом вспомогательных элементов, из числа которых наиболее дорогостоящими являются устройства ввода-вывода информации. Кроме того, значительная часть расходов по созданию микропроцессорных систем управления приходится на разработку их математического обеспечения;

чувствительность к помехам, которые могут вызывать сбои в работе системы. Это особенно важно для автомобильных микропроцессорных систем управления, поскольку работа агрегатов автомобиля сопровождается значительными помехами в его бортовой сети, а также полевыми (электромагнитными) помехами. Для устранения этого недостатка в настоящее время большое внимание уделяется разработке помехоустойчивых алгоритмов, т. е. таких, которые способны восстанавливать свою работу после непредвиденных сбоев [2].

Непрерывное совершенствование технологии производства электронных приборов, в том числе элементов микропроцессорных систем управления, обуславливает снижение их стоимости и создает благоприятные предпосылки для расширения их применения. Однако микропроцессорные системы целесообразно использовать в первую очередь для систем управления агрегатами автомобиля со сложными алгоритмами. К таким системам следует отнести антиблокировочные системы управления тормозными механизмами, системы управления гидромеханическими и автоматизированными механическими передачами и, конечно, комплексные системы управления несколькими агрегатами.

Одной из основных проблем создания микропроцессорных систем является разработка и реализация оптимального алгоритма управления. Многие различные микропроцессорные системы отличаются одна от другой в основном составом датчиков и видом алгоритма функционирования, который зависит от целевого назначения системы и сложности решаемых ею задач.

СРАВНИТЕЛЬНЫЕ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ МЕХАНИЧЕСКИХ, ГИДРАВЛИЧЕСКИХ, ПНЕВМАТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Экономическая эффективность применения электронной системы управления агрегатами автомобиля определяется в результате сопоставления обеспечиваемых ею эксплуатационных показателей автомобиля по сравнению с иными системами управления.

Основными факторами, влияющими на эффективность использования той или иной системы управления, являются затраты на изготовление узлов системы; долговечность элементов самой системы и управляемых ею агрегатов автомобиля; расходы по обслуживанию системы, включая затраты на ее ремонт; эксплуатационные расходы автомобиля, зависящие от типа применяемой системы управления; производительность автомобиля.

Ниже рассматриваются показатели электронной системы управления в сравнении с показателями, обеспечиваемыми гидравлическими, механическими и пневматическими системами управления.

Затраты на изготовление системы управления. Для управления агрегатами автомобиля наряду с механическими, гидравлическими и пневматическими системами управления все в большей степени находят применение электронные системы. При этом от того, на какой элементной базе (аналоговой, цифровой или микропроцессорной) изготовлена электронная система, зависит соотношение между затратами на создание электронной и иных систем управления.

Для первого этапа развития электронных систем управления было характерно использование аналоговых систем, поскольку для их создания требуется меньшее число комплектующих изделий (в том числе интегральных микросхем).

В дальнейшем однако заметно расширилось применение как импульсных цифровых, так и в особенности микропроцессорных систем управления, предназначенных для реализации сложных законов управления. Объясняется это тем, что по мере расширения функций управления аналоговую систему приходится заметно усложнять, а микропроцессорные системы лишены этого недостатка. В результате при необходимости решения системой управления более широкого круга задач затраты на изготовление аналоговых и микропроцессорных систем управления существенно сближаются. Данное обстоятельство в сочетании с рядом преимуществ микропроцессорных систем (универсальность, отсутствие настроек, стабильность работы) создает благоприятные предпосылки для их применения. Это относится в первую очередь к системам управления гидромеханическими передачами большегрузных автомобилей и городских автобусов большой вместимости. Но особенно заметно расширилось применение в ряде стран микропроцессорных систем управления тормозными приводами (антиблокировочные устройства тормозных систем).

При сопоставлении затрат на изготовление электронных (в том числе микропроцессорных) систем управления и систем других типов следует иметь в виду, что, как правило, применение электронных систем позволяет решать более широкий круг задач, например защиту от аварийных режимов. Поэтому сравнительную

оценку затрат на изготовление различных систем следует проводить, исходя из обеспечения ими одинаковых задач управления. При этих условиях затраты на изготовление аналоговых электронных систем управления обычно оказываются несколько выше, чем гидравлических и механогидравлических систем аналогичного целевого назначения.

Проводить сравнение затрат на изготовление микропроцессорной системы и механической, механогидравлической или гидравлической систем управления одним и тем же агрегатом неправомерно, поскольку применение микропроцессорной системы при рациональном ее использовании должно обеспечить решение более широкого круга задач управления. Затраты на изготовление микропроцессорной системы управления оказываются более высокими по сравнению с аналоговыми системами.

Долговечность элементов системы и управляемых ею агрегатов автомобиля. Электронные системы управления обладают наибольшей долговечностью по сравнению с другими системами автоматического управления. Современный уровень электроники обеспечивает долговечность элементов электронной системы управления на уровне срока службы автомобиля, что обычно недостижимо для других систем управления.

Режим работы автомобильного агрегата зависит от того, какая система автоматики им управляет. Электронная система вследствие возможности учета с ее помощью большого числа показателей, характеризующих состояние агрегата, должна обеспечивать наиболее благоприятный режим его работы. Так, электронные системы автоматического управления сцеплением по сравнению с механическими или гидравлическими системами обуславливают меньшую продолжительность работы сцепления с пробуксовыванием. Благодаря этому возрастает долговечность рабочих элементов сцепления (фрикционных накладок, выжимного подшипника). В случае оборудования автомобиля электронной антиблокировочной системой увеличивается срок службы элементов тормозной системы и шин.

При определении экономической эффективности использования электронной системы управления обязательно следует учитывать влияние этой системы на долговечность агрегатов, а также долговечность элементов самой системы.

Расходы на ремонт и обслуживание системы управления. Электронные системы управления, как правило, являются необслуживаемым объектом, поэтому можно считать, что расходы на обслуживание электронных систем отсутствуют. В этом отношении данные системы превосходят любые механические, гидравлические и электрические релейные системы управления, которые нуждаются в периодическом техническом обслуживании. Вследствие высокой долговечности элементов электронных систем требуется очень небольшой объем их выпуска в качестве запасных частей. Мала и расходы на ремонт этих элементов. Поэтому эксплуатационные расходы на обслуживание электронных систем управления значительно ниже по сравнению с аналогичными расходами для механических, гидравлических и электрических релейных систем управления.

Эти расходы оказывают существенное влияние на экономическую эффективность применения электронных систем управления.

Эксплуатационные расходы автомобиля и его производительность. Электронные системы управления агрегатами автомобилей по сравнению с другими системами управления обладают следующими преимуществами:

точность их настройки может быть обеспечена в пределах 1 — 3 % от заданного уровня, что создает благоприятные предпосылки для получения наилучших эксплуатационных показателей автомобиля (расход топлива, скорость движения, безопасность работы и др.);

возможна простая и быстрая перенастройка системы, например, с помощью электрических переключателей. Такая перенастройка целесообразна при изменении условий эксплуатации автомобиля (переход от движения в городе на загородные маршруты или при эксплуатации автомобиля в горных условиях);

время, необходимое на замену вышедшего из строя элемента системы, минимально. При электронной системе управления для этого достаточно отключить штепсельный разъем от отказавшего электронного блока и подключить с помощью данного разъема запасной блок.

В случае применения механических или гидравлических систем управления их элементы обычно располагают либо внутри, либо вблизи от управляемого ими агрегата. Вследствие этого для ремонта или замены отказавшего элемента требуется значительно большее время, чем при электронной системе управления.

Таким образом, использование электронных систем управления агрегатами автомобилей создает благоприятные предпосылки для уменьшения простоя автомобилей, улучшения их эксплуатационных показателей, в том числе повышения производительности. При наличии достоверных данных о влиянии электронной системы управления на эксплуатационные показатели автомобилей они обязательно должны быть учтены при определении экономической эффективности ее применения.

Оценивая перспективы применения электронных систем управления агрегатами автомобилей с точки зрения обеспечения положительного экономического эффекта, следует указать, что по всем показателям, за исключением затрат на изготовление, электронные системы превосходят другие системы управления. Поэтому в конечном итоге все будет зависеть от того, в какой мере увеличение затрат на изготовление автомобиля в результате оборудования его электронной системой управления будет окупаться улучшением эксплуатационных показателей автомобиля.

Соответствующие расчеты при наличии необходимых исходных данных могут быть проведены по общеизвестным методикам.

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Основными комплектующими элементами для автомобильной электронной аппаратуры являются резисторы, конденсаторы, полупроводниковые диоды, транзисторы и интегральные микросхемы. Номенклатура указанных изделий, выпускаемых промышленностью, весьма широка. При этом элементы различных типов по ряду характеристик незначительно отличаются один от другого, в связи с чем разработчик электронной аппаратуры имеет возможность выбора того или иного типа комплектующего элемента с требуемыми номинальными данными. Такая возможность создает опасность, ао-первых, неудачного выбора типа элемента применительно к требуемым условиям работы автомобильной электронной аппаратуры и, во-вторых, излишнего расширения номенклатуры применяемых изделий.

При выборе комплектующих элементов учитывают следующие основные требования, предъявляемые к ним: они должны относиться к числу серийно выпускаемых изделий;

их характеристики должны оставаться стабильными в заданных климатических условиях (диапазон рабочих температур, влажность, давление и др.);

они должны обеспечивать работоспособность электронных устройств в условиях воздействия на них помех в цепях питания и электромагнитных, в том числе полевых помех;

их масса и размеры должны быть минимальными при обеспечении высокой их надежности и длительного срока службы.

ПАССИВНЫЕ КОМПЛЕКТУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Резисторы

Постоянные резисторы. Основными параметрами постоянных резисторов являются следующие.

1. *Номинальное сопротивление* $R_{ном}$, которым обозначается резистор. Значения $R_{ном}$ стандартизованы, а их количество в декаде, т. е. десятичном интервале (в пределах 0 — 10 Ом, 10 — 100 Ом и т. д.), зависит от типа ряда. Ниже приведены соотношения номинальных сопротивлений (в Ом) резисторов для наиболее распространенных рядов [27]:

<u>E24 1</u>	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0
<u>E12 1</u>		1,2		1,5		1,8		2,2		2,7	
<u>E6 1</u>				1,5				2,2			
<u>E24 3,3</u>	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
<u>E12 3,3</u>		3,9		4,7		5,6		6,8		8,2	
<u>E6 3,3</u>				4,7				6,8			

2. *Допускаемое отклонение* фактического сопротивления от его номинального значения. Резисторы общего применения выпускают с допускаемыми отклонениями ± 1 ; ± 2 ; ± 5 и ± 10 %, а прецизионные — с отклонениями $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$ и ± 1 %. Следует отметить, что разделение на резисторы общего применения и прецизионные является условным, поскольку некоторые из типов резисторов, обозначаемых как прецизионные, имеют отклонения от номинальных сопротивлений более высокие, чем отклонения для особо точных резисторов общего назначения.

Резисторы с допускаемыми отклонениями ± 5 % и более выпускают с номинальными сопротивлениями, соответствующими рядам E6, E12 и E24. Наиболее часто применяемым является ряд E24. Резисторы с допускаемыми отклонениями менее $\pm 5\%$ имеют номинальные сопротивления, определяемые рядами E48, E96 и E192 (число значений в декаде равно соответственно 48, 96 и 192). Из этих рядов наиболее часто употребляется ряд E96.

3. *Номинальная мощность рассеяния* $P_{ном}$ — наибольшая мощность, которую резистор может рассеивать в заданных условиях в течение срока службы при сохранении его параметров в заданных пределах.

Кроме того, для ряда областей применения резисторов весьма важным показателем является их температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Этот коэффициент характеризует относительное изменение сопротивления резистора при изменении его температуры на 1°C и определяется по формуле

$$T_{КС} = (R_{T1} - R_{T2}) / [R_{T1} (T_1 - T_2)],$$

где T_1 и T_2 — температуры, при которых измеряется сопротивление резистора, $^\circ\text{C}$; R_T и R_{Tz} — сопротивления резистора при температурах соответственно T_1 и T_2 , Ом.

2. В интервале температур — $60+25^\circ\text{C}$ $T_{КС} = \pm 1200 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ для всех резисторов, а в интервале температур $25 — 125^\circ\text{C}$ $T_{КС} = \pm 600 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ — для $R_{ном} < 1$ кОм. $T_{КС} = \pm 700 \times 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ — для $R_{ном} = 11-1000$ кОм и $T_{КС} = \pm 1000 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ — для $R_{ном} > 1$ МОм.

В электронной системе управления автомобильными агрегатами применяют в основном постоянные резисторы общего применения, к которым не предъявляют особые требования по высокой термостабильности, и значительно реже используют резисторы с высокой термостабильностью.

1. Характеристики резисторов типов МЛТ и ОМЛТ

$R_{ном}$, Вт	Диаметр, мм	Длина, мм	Масса, г	Диапазон $R_{ном}$, Ом
0,125	2,2	6,0	0,15	$8,2 - 3 \cdot 10^6$
0,25	3,0	7,0	0,25	$8,2 - 5,1 \cdot 10^6$
0,5	4,2	10,8	1,0	$1,0 - 5,1 \cdot 10^6$
1,0	6,6	13	2,0	$1,0 - 10 \cdot 10^6$
2,0	8,6	18,5	3,5	$1,0 - 10 \cdot 10^6$

Примечания: 1. Для указанных резисторов допускаемые отклонения сопротивления составляют ± 2 , ± 5 и $\pm 10\%$ для рядов Е24 и Е96.

Резисторы общего применения. Из числа таких резисторов в автомобильной электронной аппаратуре наибольшее распространение получили резисторы с металлодиэлектрическим проводящим слоем (непроволочные резисторы) типов МЛТ и ОМЛТ. Основными преимуществами этих резисторов являются их небольшие масса и размеры, малая стоимость, широкий температурный диапазон работы.

Из анализа основных характеристик резисторов (табл. 1) следует, что изменение температуры резисторов типов МЛТ и ОМЛТ может существенно повлиять на их сопротивление. При максимально возможных значениях ТКС увеличение температуры резисторов, например, от -20 до $+80^\circ\text{C}$ приведет к изменению их сопротивления примерно на 10%. Если такое изменение сопротивления будет оказывать влияние на характеристику электронной схемы, то применять указанные типы резисторов не следует.

2. Характеристики резисторов типов С5-37 и С5-37В

$R_{ном}$, Вт	Длина, мм	Масса, г	Диапазон $R_{ном}$, Ом
5	25,8(26,2)	7	1,8 — 100 и 110 — 5100
8	34,8(35,2)	9	2,7 — 100 и 110 — 6800
10	44,7(45,2)	11	3,3 — 100 и ПО — 10000

Примечания: 1. В скобках приведены данные для резисторов типа С5-37В.

2. Диаметр резисторов равен 11 мм.

3. Для резисторов с $R_{ном} < 100$ Ом допускаемые отклонения сопротивлений составляют $\pm 10\%$, $\text{TKC} = \pm 200 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур $-60 \dots +200^\circ\text{C}$. Для резисторов с $R_{ном} > 110$ Ом допускаемые отклонения сопротивлений составляют ± 5 и $\pm 10\%$, $\text{TKC} = 100 \times \text{ном} \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур $-60 \dots +155^\circ\text{C}$.

В тех случаях, когда необходима установка в аппаратуре резисторов с $R_{ном} = 5 \text{ МО}$ Вт и, кроме того, необходима их высокая температурная стабильность, могут быть рекомендованы проволочные резисторы типов С5-37 (неизолированные) и С5-37В (изолированные) (табл. 2).

Прецизионные резисторы. Эти резисторы обычно используют в качестве элементов электрических цепей, в которых небольшое изменение сопротивления резистора приводит к недопустимому отклонению характеристик аппаратуры. В этом случае применение прецизионных резисторов позволяет исключить дополнительную подстройку аппаратуры, что имеет особое значение для автомобильной электронной аппаратуры массового производства.

3. Характеристики непроволочных прецизионных резисторов

$R_{ном}$, Вт	Диаметр, мм	Длина, мм	Масса, г	Диапазон R, Ом	ТКС- 10^6 , $1/^\circ\text{C}$, в интервале температур	
					$-60 \dots +25^\circ\text{C}$	$25 \dots 125^\circ\text{C}$
Резисторы типа С2-29В						
0,125	3,5	8	0,3	$1 - 1 \cdot 10^6$	—	—
0,25	4,5	11	1,0	$1 - 2,21 \cdot 10^6$	—	—
0,5	7,5	14	2,0	$1 - 3,01 \cdot 10^6$	—	—
1,0	9,8	20	3,5	$1 - 5,11 \cdot 10^6$	—	—
2,0	9,8	28	5	$1 - 10 \cdot 10^6$	$\pm 300 (\pm 75)$	$\pm 100 (\pm 25)$
Резисторы типа С 2 -31						
0,125	12,3	6	0,2	$2,2 \cdot 10^3 - 1 \cdot 10^6$	± 75	± 75

Примечания: 1. Для резисторов типа С2-29В допускаемые отклонения сопротивлений составляют $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$ и $\pm 1\%$ (РОД Е192), а для резисторов типа С2-31 — $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$ и $\pm 1\%$ (ряд Е192).

2. В скобках указаны значения для резисторов с $R_{НОМ}=1 \ 0\text{--}1 \ 0\text{--}1 \ 0$ Ом.

4. Характеристики проволочных прецизионных резисторов

5. Характеристики непроволочных резисторов с повышенной термостабильностью

$R_{НОМ}$, Вт	Диаметр, мм	Длина, мм	Масса, г	Диапазон $R_{НОМ}$, Ом
<i>Резисторы типа С5-5В (С5-5)</i>				
1	6,15	20	2,5	110 — 13·10 ³
2	6,15	27	3,0	110 — 30·10 ³
5	11,2	33	9,8	110 — 75·10 ³
8	11,2	42	10,0	110 — 100·10 ³
10	11,2	52	13	110 — 180·10 ³
<i>Резисторы типа С5-42</i>				
2	(5x4,3)	15,5	1,5	110 — 2740
3	(8x7,8)	15,5	2,0	162 — 7100
5	(9,5x8,8)	20	4,0	162 — 10·10 ³
8	(9,5x8,8)	28	5,0	162 — 10·10 ³
10	(9,5x8,8)	38	6,0	162 — 10·10 ³

* Для допускаемого отклонения сопротивлений $\pm 0,5\%$.

Примечания: 1. Для резисторов типа С5-5В(С5-5) допускаемые отклонения сопротивлений составляют $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 и $\pm 5\%$ (ряд Е24), ТКС= $\pm 50 \times 10^{-6} \ 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур — 60-+155 $^\circ\text{C}$. Для резисторов типа С5-42 допускаемые отклонения сопротивлений составляют $\pm 0,1$; $\pm 0,2$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 (ряд Е96) и $\pm 5\%$ (ряд Е24), ТКС= $\pm 50 \cdot 10^{-6} \ 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур — 60 — +125 $^\circ\text{C}$.

2. В скобках указаны размеры сечения.

Помимо малого допускаемого отклонения сопротивления для прецизионных резисторов характерны низкие значения ТКС, т. е. данные резисторы одновременно обладают и хорошей термостабильностью. Однако указанные положительные качества прецизионных резисторов достигаются при некотором увеличении их размеров (по сравнению с резисторами общего применения) и цены. Наиболее подходящими для применения в автомобильной электронной аппаратуре являются резисторы с металлодиэлектрическим проводящим слоем типов С2-29В и С2-31 (табл. 3).

Из сопоставления данных табл. 1 и 3 следует, что прецизионные резисторы типов С2-29В и С2-31 по сравнению с резисторами общего применения типов МЛТ и ОМЛТ имеют в 1,5 — 2 раза больший объем и массу, но ТКС у них примерно на порядок ниже.

В тех случаях, когда номинальная мощность рассеяния резистора превышает 2 Вт, могут быть применены прецизионные проволочные резисторы типов С5-5В и С5-42В (табл. 4).

Проволочные прецизионные резисторы по сравнению с непроволочными при одной и той же номинальной мощности рассеяния имеют меньшие размеры и массу, но значительно более высокую цену. Это ограничивает область применения проволочных прецизионных резисторов, которые следует применять только в особо ответственных элементах электронной аппаратуры.

Резисторы с высокой температурной стабильностью. Хорошей температурной стабильностью обладают непроволочные резисторы общего назначения с металлодиэлектрическим проводящим слоем типов С2-26 и С2-50 (табл. 5). Такие резисторы по допускаемым отклонениям сопротивлений занимают промежуточное положение между резисторами общего назначения типа МЛТ (ОМЛТ) и прецизионными резисторами. Цена резисторов С-26 и С2-50 выше цены резисторов типа МЛТ и ниже цены прецизионных резисторов.

$R_{НОМ}$, Вт	Диаметр, мм	Длина, мм	Масса, г	Диапазон $R_{НОМ}$, Ом
<i>Резисторы типа С2-26</i>				
0,5	4,2	10,8	1,0	1 — 10·10 ³
1,0	6,6	13	2,0	1 — 10·10 ³
2,0	8,6	18,5	3,5	1 — 10·10 ³
<i>Резисторы типа С2-50</i>				
0,25	2,4	6,0	0,15	10 — 10 ⁶
0,33	3,3	7,0	0,3	10 — 2·10 ⁶
0,7	4,2	10,8	1,0	10 — 5,1·10 ⁶

Примечание. Для резисторов типа С2-26 допускаемые отклонения сопротивлений составляют $\pm 0,5$; ± 1 и $\pm 2\%$ (ряд Е96), $\text{ТКС} = \pm (100-200) \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур — 60 — $\pm 155^\circ\text{C}$. Для резисторов типа С2-50 допускаемые отклонения сопротивлений составляют ± 1 ; ± 2 и $\pm 5\%$ (ряды Е24 и Е96), $\text{ТКС} = \pm 250 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур — 60 — $+25^\circ\text{C}$ и $\text{ТКС} = 4 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$ в диапазоне температур 25 — 155°C .

В номенклатуре резисторов С2-50 отсутствуют резисторы с номинальной мощностью рассеяния 0,125 Вт, а в номенклатуре резисторов С2-26 — резисторы мощностью 0,125 и 0,25 Вт. Это существенно сужает область применения данных резисторов, поскольку в автомобильной электронной аппаратуре резисторы с номинальной мощностью рассеяния 0,125 Вт являются наиболее распространенными.

Переменные резисторы. В автомобильной электронной аппаратуре переменные резисторы применяют почти исключительно в качестве подстроечных резисторов. В этом случае упрощается и ускоряется настройка электронной аппаратуры, повышается точность настройки и, кроме того, заметно уменьшается номенклатура постоянных резисторов в результате исключения тех их номиналов, которые при отсутствии переменных резисторов потребовались бы для настройки аппаратуры. Недостатком применения переменных резисторов взамен постоянных подстроечных резисторов является увеличение размеров аппаратуры, снижение ее надежности и повышение стоимости. Поэтому переменные подстроечные резисторы находят ограниченное применение.

В автомобильной электронной аппаратуре используют как проволочные, так и непроволочные переменные резисторы. В конструкции резисторов иногда применяют специальные устройства для фиксации подвижной системы в установленном положении. Такими фиксирующими устройствами являются стопоры вала или специальные тормозные элементы, расположенные внутри корпуса резистора. Хорошую фиксацию подвижной системы обеспечивает ее привод с помощью микрометрического винта или червячной передачи.

Непроволочные переменные резисторы имеют большие значения ТКС, составляющие $(1000 - 2500) \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$, причем наилучшие показатели по ТКС у керметных резисторов (табл. 6, резисторы типов СПЗ-19, СПЗ-45, СПЗ-37), для которых характерны $\text{ТКО} = \pm (100-7-500) \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^\circ\text{C}$.

в. Характеристики непроволочных переменных подстроечных резисторов

Тип резистора	$R_{\text{ном}}$ - Вт	Диаметр р, мм	Высота, мм	Масса, г	Диапазон $R_{\text{ном}}$ Ом	Ряд	Диапазон температур, $^\circ\text{C}$	$\text{ТКС} \cdot 10^{-6}, 1/^\circ\text{C}$
СП2-3	0,25	16	12,5	6,4	68 — 330	Е6	— 40 — +70	± 2500
СПЗ-60*1	0,125	11,7	14	6,5	$10^3 - 10^6$	Е6	— 60 — +100	$\pm (1000 - 2000)$
СПЗ-16в*1	0,125	11,7	14	5,6	$10^3 - 10^6$	Е6	— 60 — +125	$\pm (1000 - 2000)$
СПЗ-96*1	0,5	16	30,5	15	$10^3 - 4,7 \cdot 10^6$	Е6	— 60 — +100	$\pm (1000 - 2000)$
СПЗ-21а	0,25	16,3	9,2	4,8	$22 \cdot 10^3 - 3,3 \cdot 10^6$	Е6	— 40 — +85	± 1000
СПЗ-19а	0,5	6,6	4,1	1	$10 - 10^6$	ЕГ	— 60 — +125	$\pm (250 - 500)$
СПЗ-19в	0,5	6,6	9,3	1	$10 - 10^6$	Е6	— 60 — +125	$\pm (250-500)$
СПЗ-45Г*1	0,5	10	32	5,1	$33 - 10 \cdot 10^6$	Е6	— 60 — +155	$\pm (100 - 250)$
СПЗ-37*8	1	$6,5 \times 8,5^{*3}$	35	4,5	$10 - 10^6$	Е6	— 60 — +155	± 500
СП4-16*1	0,25	12,8	28	8	$10^3 - 2,2 \cdot 10^6$	Е6	— 60 — +125	$\pm (1500 - 2000)$
СП4-3	0,125	12	17	4	$100 - 4,7 \cdot 10^6$	Е6	— 60 — +125	—

*1 Со стопорением вала.

*2 Многооборотный.

*3 Размеры сечения.

7. Характеристики проволочных переменных подстроечных резисторов

Тип резистора	$R_{\text{ном}}$ Вт	Размеры сечения, мм	Высота, мм	Масса, г	Диапазон $R_{\text{ном}}$ Ом	Ряд	Диапазон температур, $^\circ\text{C}$
СП5-2ВА*	0,5	10X10	9,4	1,6	$3,3 - 22 \cdot 10^3$	Е6	— 60 — +155
СП5-2ВБ*	0,5	10x6,3	10	1,8	$3,3 - 22 \cdot 10^3$	Е6	— 60 — +155
СП5-6	0,5	11X11	16,8	3	$100 - 10 \cdot 10^3$	Е12	— 60 — +125
СП5-51*	0,25	7x7,5	23	2	$10 - 10 \cdot 10^3$	Е6	— 60 — +125
СП5-22*	0,5	7x6,5	30	3,2	$10 - 33 \cdot 10^3$	Е6	— 60 — +125

СП5-16А	0,25	(11)	9,7	1,8	3,3 — 22-10 ³	Е6	— 60 — +155
СП5-16А	0,5	(13)	9,7	2,2	3,3 — 33-10 ³	Е6	— 60 — +155

* Многооборотный.

Примечания: 1. В скобках указан диаметр резистора.

2. Допускаемые отклонения сопротивлений всех резисторов, кроме резисторов типа СП5-6, соответствуют ряду Е6, а резисторов типа СП6-6 — ряду Е12.

3. Для резисторов типа СП5-16А ТКС= ±(50-500) 10⁻⁶ 1/°С.

Переменный подстроенный резистор обычно устанавливают параллельно постоянному резистору. При этом номинальное сопротивление подстроенного резистора выбирают примерно на порядок выше, чем постоянного резистора. Такое включение постоянного и подстроенного резисторов позволяет примерно в пределах 10 % регулировать их общее сопротивление. При этом влияние температуры на общее сопротивление параллельно включенных постоянного и переменного резисторов такое же, как и при уменьшении на порядок ТК.С переменного резистора.

ТКС у переменных проволочных резисторов примерно на порядок ниже, чем у непроволочных. Поэтому их применение позволяет более просто решать проблему обеспечения стабильности сопротивления цепи, в которой устанавливается переменный резистор. Однако в этом случае увеличивается стоимость аппаратуры, поскольку проволочные переменные резисторы имеют более высокую стоимость по сравнению с непроволочными.

При выборе резисторов для автомобильной электронной аппаратуры из большой номенклатуры выпускаемых подстроечных резисторов целесообразно ориентироваться, в первую очередь, на наиболее дешевые непроволочные переменные резисторы, которые подключают параллельно основному постоянному резистору. Проволочные подстроечные резисторы следует использовать при необходимости обеспечения особо высоких требований по термостабильности аппаратуры.

В табл. 6 приведены характеристики некоторых переменных непроволочных подстроечных резисторов, которые могут быть рекомендованы для применения в автомобильной электронной аппаратуре. Аналогичные данные для проволочных переменных подстроечных резисторов приведены в табл. 7.

Конденсаторы

В электронной аппаратуре систем управления агрегатами автомобилей конденсаторы переменной емкости практически не применяют, а из числа конденсаторов постоянной емкости используют конденсаторы с органическим, неорганическим и оксидным диэлектриками. Тип диэлектрика в первую очередь определяет характеристики конденсатора постоянной емкости.

Основные параметры конденсаторов следующие.

1. *Номинальная емкость* $C_{ном}$, которой маркируется конденсатор. Значения номинальной емкости конденсаторов стандартизованы, а их количество в декаде определяется типом ряда. Наиболее часто употребляются ряды Е3, Е6, Е12, Е24, в которых соответственно 3, 6, 12 и 24 значений номинальной емкости в каждой декаде.

2. *Допускаемое отклонение* фактической емкости конденсатора от номинального значения. Ниже приведены допускаемые отклонения емкости для различных конденсаторов:

с неорганическим и органическим диэлектриком.....±0,1; ±0,25; ±0,5; ±1; ±2; ±5; ±10; ±20;

с оксидным диэлектриком . . . ±5; ±10; ±20; ±30; +30; +50; +80; +100

— 10 — 20 — 20 — 10

с неорганическим и органическим диэлектриком.....±30; +30; +50; +50; +50; +80; +100

— 10 — 0 — 10 — 20 — 20 — 10

с оксидным диэлектриком . . .

3. *Номинальное напряжение* $U_{ном}$, представляющее собой наибольшее напряжение, при котором конденсатор может работать в заданных условиях в течение срока службы с сохранением его параметров.

Для полярных конденсаторов, т. е. конденсаторов, предназначенных для работы в цепях постоянного и пульсирующего токов без изменения полярности подводимого к ним напряжения, помимо номинального напряжения, дополнительно оговаривается допустимая амплитуда переменной составляющей напряжения. При этом сумма постоянного рабочего напряжения и амплитуды переменной составляющей не должна превышать номинального напряжения.

4. *Диапазон рабочих температур*, в котором должна обеспечиваться нормальная работа электронной аппаратуры при температуре окружающей среды — 40 — +70°С в случае установки аппаратуры в моторном отделении или — 40 — +55°С при установке вне моторного отделения.

Для выполнения этого требования, учитывая перегрев электронной аппаратуры по отношению к температуре окружающего воздуха, верхний предел допустимой температуры конденсатора должен быть, как правило, не ниже 85 °С.

В северных районах страны температура воздуха может достигать — 55°С. Во избежание отказа аппаратуры при таких условиях необходимо, чтобы установленные в ней конденсаторы выдерживали данную температуру

хотя бы в нерабочем состоянии. Как правило, это достаточное условие, поскольку в случае эксплуатации транспорта при особо низких температурах перед включением электронной аппаратуры обычно осуществляют пуск двигателя и обогрев пространства, где расположена аппаратура.

У большинства выпускаемых современных конденсаторов с неорганическими и органическими диэлектриками данные требования обеспечиваются, поэтому имеется возможность широкого выбора того или иного типа конденсатора. Конденсаторы с оксидными диэлектриками имеют в целом худшие показатели в части рабочего температурного диапазона. Поэтому номенклатура та-ких конденсаторов с требуемыми параметрами является более узкой.

5. *Температурный коэффициент емкости (ТКЕ)*, который равен относительному изменению, емкости конденсатора при изменении его температуры на 1 °С. Значение ТКЕ определяется по формуле

$$ТКЕ = \frac{C_{T1} - C_{T2}}{C_{T1} (T_1 - T_2)} \cdot 10^6$$

где T_1 и T_2 — температуры, при которых измеряется емкость конденсатора; C_{T1} и C_{T2} — емкости конденсатора при температурах соответственно T_1 и T_2 .

По величине ТКЕ конденсаторы разбиты на группы (по ГОСТ 26192 — 84), которым присваиваются обозначения (табл. 8). Конденсаторы, емкость которых в зависимости от температуры изменяется в значительных пределах, разбиты по группам ТКЕ согласно данным табл. 9 [29].

8. Условное обозначение групп конденсаторов по термостабильности

ТКЕ- 10^6 1/°С, при 20 — 85° С	Буквенно- цифровое обозначени е	Цвет кода
+ (100±40)	П100	Красный с фиолетовым
+ (33±30) ±30	П33 МПО	Серый Черный
— (33±30)	М33	Коричневый
— (47±40)	М47	Голубой с красным
— (75±40)	М75	Красный
— (150±40)	М1 50	Оранжевый
— (220±40)	М220	Желтый
— (330±60)	М330	Зеленый
— (470±90)	М470	Голубой
— (750±120)	М750	Фиолетовый
— (1500±250)	М1 500	Оранжевый
— (2200±500)	М2200	Желтый с оранжевым

Примечание. П — конденсаторы с положительным ТКЕ, М — с отрицательным ТКЕ, МПО — с ТКЕ неопределенного знака.

9. Условное обозначение групп конденсаторов по допускаемому отклонению емкости в рабочем диапазоне температур

Допускаем ое отклонение емкости, %	Буквенно- цифровое обозначени е	Цвет кода
±10	Н10	Оранжевый с черным
±20	Н20	Оранжевый с красным
±30	И30	Оранжевый с зеленым
±50	Н50	Оранжевый с голубым
±70	Н70	Оранжевый с фиолетовым
±90	Н90	Оранжевый с белым

6. *Показатели, характеризующие электрическое сопротивление конденсатора* при подведении к нему напряжения постоянного тока. Для конденсаторов с органическим или неорганическим диэлектриком

характерно высокое электрическое сопротивление. В связи с этим качество изоляции их диэлектрика оценивают по постоянной времени τ (в с), равной произведению номинальной емкости конденсатора (в мкФ) на его сопротивление (в МОм).

У конденсаторов с оксидным диэлектриком сопротивление существенно ниже, чем у конденсаторов с органическим и неорганическим диэлектриками. Поэтому качество изоляции конденсаторов с оксидным диэлектриком оценивают по силе тока, который продолжает протекать через конденсатор и после окончания процесса его зарядки. Такой ток называется током утечки, а его сила измеряется при подведении к конденсатору номинального напряжения. Сила тока утечки достигает установившегося значения спустя несколько минут после окончания процесса зарядки конденсатора. Поэтому ее величину измеряют через 10 мин после подведения к конденсатору напряжения. Связь между силой тока утечки и постоянной времени конденсатора выражается формулой

$$\tau = U_{\text{ном}} C / I_{\text{ут}}$$

где C — в мкФ; $U_{\text{ном}}$ — в В; $I_{\text{ут}}$ — в мкА.

Действие тока утечки эквивалентно подключению параллельно конденсатору резистора, сопротивление которого тем меньше, чем больше сила тока утечки. В связи с этим при использовании конденсаторов, имеющих большую силу тока утечки, оказывается невозможным получение высоких постоянных времени зарядки и разрядки конденсатора, что иногда требуется для создания время-задающих элементов электронной аппаратуры. Сила тока утечки оксидных конденсаторов возрастает по мере увеличения их температуры, поэтому возможность применения конденсатора того или иного типа в качестве времязадающего элемента следует оценивать при предельной положительной рабочей температуре конденсатора.

Для конденсаторов с органическим диэлектриком характерны очень большие значения постоянной времени, поэтому использование конденсаторов этого типа в качестве элементов времязадающих цепей не имеет ограничений. Также пригодно для этой цели большинство типов конденсаторов с неорганическим диэлектриком.

7. *Удельные показатели по размерам.* Размеры конденсаторов определяются их удельной емкостью $C_{\text{уд}}$, т. е. емкостью, отнесенной к единице объема конденсатора.

Наибольшую удельную емкость $50 — 150 \text{ мкФ/см}^3$ имеют конденсаторы с оксидным диэлектриком. Для большинства конденсаторов с органическим и неорганическим диэлектриками характерны значения $C_{\text{уд}}$ не более $1 — 2 \text{ мкФ/см}^3$. Однако оксидные конденсаторы заметно уступают по стабильности характеристик конденсаторам иных типов, поэтому их применение не всегда возможно. При оценке целесообразности использования конденсаторов того или иного типа следует прежде всего оценить требуемый уровень стабильности их характеристик.

Все многообразие областей применения конденсаторов в автомобильной электронной аппаратуре можно свести к двум группам:

использование конденсатора в качестве элемента электрической цепи, нормальное функционирование которой не нарушается при изменении емкости конденсатора даже в значительных пределах (например, при изменении температуры окружающей среды). Это, в частности, имеет место, если конденсатор входит в состав фильтра или выполняет функции разделительного устройства; применение конденсатора в качестве составного элемента устройства, характеристики которого зависят от емкости конденсатора. К таким устройствам, например, могут быть отнесены преобразователи, содержащие интегрирующие цепи, напряжение на выходе которых должно изменяться в функции времени заряда конденсаторов.

При последующем рассмотрении характеристик конденсаторов различного типа и оценки целесообразности их использования в первую очередь будет приниматься во внимание, к какой из указанных групп относится область применения конденсатора.

Конденсаторы с органическим диэлектриком. Конденсаторы этого типа относятся к неполярным конденсаторам, т. е. они могут применяться в цепях постоянного, пульсирующего и переменного токов. По диапазону рабочих температур и ТКЕ конденсаторы с органическим диэлектриком имеют удовлетворительные показатели. Поэтому они могут применяться в качестве элементов цепей, для которых необходима повышенная стабильность емкости конденсатора. В этом случае определяющими факторами для выбора того или иного типа конденсатора являются его размеры, рабочий температурный диапазон, величина ТКЕ, допустимое отклонение емкости, а также стоимость конденсатора.

При одной и той же емкости размеры конденсатора возрастают по мере увеличения его номинального напряжения. В автомобильной электронной аппаратуре конденсаторы, как правило, работают при небольших напряжениях. Поэтому для данной аппаратуры оказывается возможным использование конденсаторов с минимальным номинальным напряжением, составляющим для конденсаторов с органическим диэлектриком обычно $63 — 100 \text{ В}$.

В табл. 10 приведены характеристики некоторых типов конденсаторов с органическим диэлектриком, которые, в первую очередь, могут быть рекомендованы для применения в автомобильной электронной аппаратуре. Для того чтобы оценить габаритные показатели конденсаторов этих типов, в таблице приведены сравнительные данные по размерам конденсаторов каждого типа емкостью $0,1$ и $0,47 \text{ мкФ}$.

Конденсаторы с неорганическим диэлектриком. Конденсаторы с неорганическим диэлектриком являются неполярными конденсаторами, т. е. они могут работать в цепях постоянного, пульсирующего и переменного

токов. В автомобильной электронной аппаратуре в основном применяют керамические конденсаторы, среди которых наибольшее распространение получили монолитные конденсаторы. Как правило, используют керамические конденсаторы сравнительно небольшой емкости (от сотен до тысяч пикофард). Обычно их применяют в качестве элементов электрических фильтров (совместно с оксидными конденсаторами) или в устройствах защиты от помех и для предотвращения автоколебаний в цепях усилителей.

10. Характеристики конденсаторов с органическим диэлектриком

Обозначение	Диапазон емкостей, мкФ	Допускаемые отклонения емкости, %	Диапазон рабочих температур, °С	Изменение емкости в диапазоне рабочих температур, %	U _{ном} , В	t, с	Размеры, мм, при емкости			
							0,1 мкФ		0,47 мкФ	
							Диаметр	Длина	Диаметр	Длина
<i>Металлобумажные</i>										
МБМ	0,05 — 1,0	±10; ±20	— 60 — -1-70	— 15 — 4-10	60	1000	8,5	20	11	36
<i>Полиэтилен-терефталтные</i>										
К73-16	0,1 — 22	±5; ±10; ±20	— 60 — hi 25	— 10 — [-18	63	4000	6	18	7	32
К73-11	0,1 — 22	±5; ±10; ±20	— 60 — (-125	— ю — his	63	4000	6	13	10	13
К73-9	0,001 — 0,47	±5; ±10; ±20	— 60 — 1-100	— 10 — МО	100	20000	8x11*	20	13x18*	24
К73-17	0,22 — 4,7	±5; ±10; ±20	— 60 — f-125	— 12 — 1-18	63	4000			8x15*	12
К73-24 незащищенный)	0,01 — 0,27	±5; ±10; ±20	— 60 — НОО		100		2,5x6*	8,5		
<i>Лакопленочные</i>										
К76-4	0,47 — 10	±5; ±10; ±20	— 60 — h70		25	100			6	19

* Размеры сечения.

11. Характеристики керамических конденсаторов

Группа по ТКЕ	Диапазон емкостей, пФ	Допускаемые отклонения емкости, %	U _{ном} , В	t, с	Размеры, мм, при емкости	
					1000 пФ	10 000 пФ
<i>Tuna KM-5B</i>						
М750	68 — 2700	±5; ±10	160		11X11X6	
М1500	150 — 5600	±5; ±10	160	50	8,5x8,5x6	
Н30	1500 — 68000	— 20 — +50	100			8,5x8,5x6
<i>Tuna KM-6A</i>						
М750	470 — 9100	±5; ±10	50		6,5x4,4x6,5	
М1500	820 — 15000	±5; ±10	50	75	6,5x4,5x6,5	
Н30	10000 — 150000	— 20 — +50	25			6,5x4,5x6,5
<i>Tuna KW-17A</i>						
М750	470 — 9100	±5; ±10	50		6,5x4,5x6,5	
М1500	820 — 15000	±5; ±10	50	75	6,5x4,5x6,5	
Н30	10000 — 150000	— 20 — +50	25			6,5x4,5x6,5
<i>Tuna KW-7B</i>						
М750	47 — 680	±5; ±10	50		12x12x4,5	

MI 500	68 — 1000	±20	50		4x4x3,5	12x12x4,5
H30	680 — 10000	±20	50			
<i>Tuna KW-9</i>						
M750	27 — 8200	±5; ±10	25	25	6x5,5x1,4	2x2x2,5
M1500	36 — 15000	±20	25	25	2,5x5,5x1	
ИЗО	150 — 150000	— 20 — +50	15	25		

Примечание. Диапазон рабочих температур составляет — 60 — Н 25° С — для конденсаторов типа КМ-5Б; — 6С — +85° С — для конденсаторов типа КМ-6А, К10-17А и К10-8; -40 — (-85° С — для конденсаторов типа К10-7В.

12. Характеристики конденсаторов с оксидным диэлектриком

Тип конденсатора в	Обозначение	Диапазон емкостей при U _{ном} =16 В. мкФ	Допускаемые отклонения емкости, %	Изменение емкости в диапазоне рабочих температур, %	Сила тока утечки, мкА	Размеры, мм, при U _{ном} =16 В и емкости			
						1 0 мкФ		1 00 мкФ	
						Диаметр	Длина	Диаметр	Длина
Алюминиевые оксидно-электролитические	K50-3А	2 — 10* ²	— 20 — +50	— 50 — +30	12 — 1500	8,5	- 36		
	K50-15	47 — 680	— 20 — +80	— 50 — +30	13—55			9	33
	K50-29	22 — 470	— 20 — +50	— 50 — +30	15 — 640			6	27
Оксидно-проводниковые (полярные): танталовые	K53-1	0,068 — 58	+ 10; ±20; ±30	— 35 — +35	2 — 5	4	13		
	K53-30	0,47 — 3,3	±20; +30		2	4,5* ¹	7,5* ¹		
	K53-16	0,33 — 3,3	±20; ±30	— 25 — +20	2	(2, 1X3, 1)* ¹	6,1* ¹		
алюминиевые	K53-14	0,068 — 22	±10; ±20; ±30	— 40 — +50	5 — 76	7,2	12		
ниобиевые	K53-4	0,47 — 220	±10; ±20; ±30	— 35 — +35	10 — 25	4	13	9	16,5

*1 При емкости 3,3 мкФ. *2 При U_{ном}=12В.

Примечания: 1. Диапазон рабочих температур составляет — 60 — (-85° С для всех конденсаторов, кроме К.50-1 5, для которого он равен — 60 — f125°С.

2. В скобках указаны размеры сечения.

В зависимости от конкретных областей применения керамических конденсаторов предъявляют различные требования к стабильности их емкости. Однако в большинстве случаев вполне удовлетворительные показатели могут обеспечить конденсаторы с группами ТКЕ в диапазоне от М750 (ТКЕ не более 750-10⁻⁶ 1/°С) до ИЗО (изменение емкости в рабочем диапазоне температур не превышает ±30 %).

Из данных табл. 11 следует, что уменьшение ТКЕ, т. е. повышение термостабильности конденсатора, приводит при прочих равных условиях к увеличению его размеров. Поэтому при выборе типа керамического конденсатора следует ориентироваться только на такую группу по ТКЕ, которая необходима по условиям эксплуатации, и не применять конденсаторы с повышенной термостабильностью во избежание ненужного увеличения их размеров.

Конденсаторы с оксидным диэлектриком. Для конденсаторов с оксидным диэлектриком характерны значительные ТКЕ, поэтому в автомобильной электронной аппаратуре их используют, как правило, в качестве элементов фильтров или в разделительных цепях, т. е. там, где стабильность емкости не имеет решающего значения. Для таких конденсаторов наиболее важными показателями являются диапазон рабочих температур, размеры, стоимость, а в некоторых случаях и сила тока утечки.

В табл. 12 приведены характеристики некоторых типов полярных конденсаторов с оксидным диэлектриком, которые могут быть рекомендованы для применения в автомобильной электронной аппаратуре. Для сравнительной оценки размеров конденсаторов указаны размеры конденсаторов емкостью 10 и 100 мкФ при их номинальном напряжении U_{ном}=16 В.

Полярные конденсаторы могут быть использованы для работы в цепях переменного тока при последовательном их соединении. В этом случае должны быть соединены какие-либо одноименные полюсы конденсаторов (плюс с плюсом или минус с минусом). При таком соединении конденсаторов их емкость уменьшается в 2 раза по сравнению с номинальной емкостью каждого из конденсаторов. Допустимые

параметры работы (напряжение, частота переменного тока) для каждого из типов конденсаторов при таком соединении должны согласовываться с предприятием-изготовителем.

У танталовых оксидно-полупроводниковых конденсаторов иногда происходит самопроизвольное лавинообразное нарастание силы тока утечки, в результате чего конденсатор может выйти из строя. Для исключения такого явления рекомендуется в цепь питания конденсатора включать балластный резистор с сопротивлением из расчета $3 \text{ Ом на } 1 \text{ В}$ номинального напряжения [4].

При длительном хранении конденсаторов с оксидным диэлектриком их ток утечки заметно возрастает. Для устранения этого явления следует конденсатор до его установки в аппаратуру подвергнуть «тренировке» путем подведения к нему на 10 — 15 мин постоянного номинального напряжения.

Полупроводниковые диоды

Выпрямительные и универсальные диоды. Выпрямительные диоды предназначены для выпрямления тока промышленной частоты. Однако большинство из них также может работать в цепях с гораздо более высокой частотой изменения тока (до единиц и даже десятков килогерц). Универсальные диоды имеют гораздо лучшие частотные характеристики по сравнению с выпрямительными диодами, поэтому их применяют в самой различной электронной аппаратуре.

Основные параметры диодов [18, 23, 30] следующие: среднее за период значение прямого тока $I_{пр, ср}$, выше которого не должен быть средний ток нагрузки;

максимально допустимое обратное напряжение (прикладываемое к диоду в обратном направлении), при котором еще обеспечивается его работоспособность. Обычно для диодов указывают максимально допустимые значения постоянного обратного напряжения $U_{обр, max}$ и импульсного обратного напряжения $U_{обр, и, max}$;

падение напряжения в диоде при прохождении через него постоянного прямого тока $I_{пр}$ (или другого заданного тока);

рабочий диапазон температур окружающей среды;

обратный ток диода $I_{обр}$, т. е. ток, проходящий через диод, при подведении к нему напряжения в обратном направлении. Величина этого напряжения нормируется.

В автомобильной электронной аппаратуре почти исключительно применяются кремниевые диоды. Это связано с необходимостью обеспечения работоспособности электронной аппаратуры при окружающей температуре выше 70°C , на которую германиевые диоды не рассчитаны. Выпрямительные и универсальные диоды используют в качестве элементов силовых цепей и маломощных цепей управления. Соответственно этим областям применения диоды могут быть разделены на различные группы.

Диоды силовых цепей. Силовые цепи электронных автомобильных устройств получают питание непосредственно от бортовой сети, в которой возможно появление перенапряжений до 200 В. Поэтому диоды, применяемые в таких цепях, должны иметь допустимое обратное напряжение не ниже указанного значения.

Сила тока в выходных цепях электронных автомобильных устройств обычно находится в диапазоне 1 — 10 А. Исходя из конкретной величины тока нагрузки выходной цепи, необходимо выбирать соответствующий тип диода. При этом следует иметь в виду, что применение диода с увеличенным запасом по току нагрузки позволит не только улучшить температурный режим диода, но также несколько снизить падение напряжения в нем. Несмотря на то, что уменьшение падения напряжения не превышает 0,1 — 0,2 В, в некоторых случаях оно может оказаться весьма полезным особенно для электронных устройств, работающих от бортовой сети напряжением 12 В.

Диоды усилительных и выпрямительных устройств средней мощности. К данной группе могут быть отнесены диоды, работающие при токах нагрузки в диапазоне 0,1 — 1,0 А. Источником питания рассматриваемых устройств может быть как непосредственно бортовая сеть автомобиля, так и источник стабилизированного напряжения. В первом случае из-за возможного появления перенапряжений в бортовой сети следует выбирать диоды с допустимым обратным напряжением не ниже 200 В. Во втором случае допустимое обратное напряжение диода может быть несколько выше напряжения стабилизатора. Для диодов этой группы величина падения напряжения имеет меньшее значение по сравнению с диодами силовых цепей, и их следует выбирать, исходя из реальных токов нагрузки, т. е. без излишнего запаса.

Диоды цепей управления. К этой группе могут быть отнесены диоды, имеющие ток нагрузки менее 100 мА. Цепи управления автомобильных электронных устройств, как правило, подключают к источнику стабилизированного напряжения. Поэтому диоды данной группы могут иметь обратное напряжение, которое лишь несколько выше напряжения стабилизатора.

Величина падения напряжения для диодов этой группы, как правило, особого значения не имеет. Однако в некоторых особых случаях требуется, чтобы величина падения напряжения в диоде согласовывалась с падением напряжения в других элементах (например, в переходе база — эмиттер транзистора). Исходя из конкретных требований к этому параметру и должен быть выбран тип диода.

Номенклатура диодов всех трех групп, выпускаемых промышленностью, очень широка, поэтому у разработчика большие возможности выбора диодов для тех или иных областей применения. В табл. 13 приведены характеристики некоторых типов диодов, которые наиболее широко применяются в автомобильной электронной аппаратуре.

Стабилитроны и стабисторы. Эти приборы используются в качестве стабилизаторов напряжения и элементов опорного напряжения. Стабилитроны включают в электрическую цепь таким образом, чтобы в работе использовалась обратная ветвь их вольт-амперной характеристики, а стабисторы включают аналогично выпрямительным диодам.

Нормируемыми параметрами стабилитронов и стабисторов являются:

номинальное напряжение стабилизации $U_{ст. ном}$;

максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{шax}$, нормируемая из условия нагрева стабилитрона;

максимальная сила тока стабилизации (нагрузки) $I_{ст max}$, соответствующая P_{max} ;

допустимый разброс величин $U_{ст}$ для стабилитронов данного типа;

температурный коэффициент напряжения стабилизации $a_{U_{ст}}$, определяемый по формуле

$$a_{U_{ст}} = \Delta U_{ст} / (U_{ст} \Delta T),$$

где $\Delta U_{ст}$ — разница напряжений стабилизации стабилитрона при изменении температуры на ΔT .

Вместо $a_{U_{ст}}$ для некоторых типов стабилитронов указывают предельные отклонения значений $U_{ст}$ при изменении температуры в заданных пределах;

13. Характеристики выпрямительных и универсальных диодов

Область применения	Тип диода	Температура окружающей среды, °C	I _{пр} А. при температуре		Падение напряжения, В, при I=I _{пр}	U _{обр.} В	I _{обр.} МКА' при температуре		Диаметр, мм	Длина, мм
			25° C	125° C			25° C	125° C		
Силовые цепи	Д245	125	10	5	1,25	300		3-10 ³	21,5	44
	КД202Д; Ж	130	5	2	1,0	200; 300		1-10 ³	13	37
	КД208А	85	1,5		1,0	100	100	10 ³	(5x4,5)	7
	КД212А	125	1	0,2	1,0	200	50	2-10 ³	(7,6x4)	9
	КД213А	125	10	3	1,0	200	200	10-10 ³	14	4
Усилительные и выпрямительные устройства средней мощности	КД105В	85	0,3		1,0	300	100	300* ¹	(5x4,5)	7
	КД209А	85	0,7		1,0	400		300* ¹	(5x4,5)	7
	Д229А; В	125	0,4	0,2	1,0	200; 100	50	250	6,8	35
	Д229Ж	125	0,7	0,5* ¹	1,0	100	50	250	6,8	35
	КД106А	85	0,3	0,1* ¹	1,0	100	10	100	5	7
Цепи управления	КД102А	100	0,1	0,03* ²	1,0**	250	0,1	50* ²	2	3
	КД103А	100	0,1	0,03* ²		50	1	50* ²	2	3
	КД503А	70	0,02	0,015* ³	1,0* ⁵	30		10* ²	3	7,5
	КД509А	85	0,1	0,05* ¹	1,1	50	5	100* ¹	3	7,5

*1 При температуре +85° C. *2 При температуре +100° C. *3 При температуре +70° C. *4 При I_{пр}=0.05 А. «При I_{пр}=0.01 А.

Примечание. В скобках указаны размеры сечения.

дифференциальное сопротивление $r_{ст}$, представляющее собой отношение изменения напряжения стабилизации к вызвавшему его изменению силы тока стабилизации;

минимально допустимый ток стабилизации $I_{ст min}$, ниже которого не гарантируется устойчивая работа стабилитрона;

максимальный постоянный прямой ток $I_{пр}$ при работе стабилитрона на прямой ветви вольт-амперной характеристики, т. е. при его включении аналогично выпрямительному диоду;

несимметричность напряжения стабилизации $Y_{т}$, указываемая только для симметричных стабилитронов, состоящих из двух навстречу соединенных *p-n* переходов. У таких стабилитронов независимо от полярности подводимого к ним напряжения всегда последовательно соединены выпрямительный диод (в прямом направлении) и стабилитрон.

В автомобильной электронной аппаратуре стабилитроны используют в качестве элементов как силовых цепей, так и маломощных цепей управления, а стабисторы — только в цепях управления.

С учетом областей применения стабилитронов их целесообразно разбить на следующие группы.

Стабилитроны силовых цепей. Стабилитроны этой группы используют в качестве мощного элемента опорного напряжения устройств стабилизации напряжения с большими токами нагрузки. Их также применяют в цепях блоков защиты от перенапряжений в бортовой сети. Они включаются, когда это напряжение превысит заданный уровень.

В качестве стабилизаторов силовых цепей обычно используют стабилизаторы типов Д815А — Д815Ж с напряжением стабилизации 5,6 — 18 В и допустимой рассеиваемой мощностью 8 Вт (при температуре окружающей среды 25 °С). Если необходимо более высокое напряжение стабилизации, то следует применять стабилизаторы типов Д816А — Д816Д с напряжением стабилизации 22 — 47 В, имеющие допустимую рассеиваемую мощность 5 Вт (при температуре окружающей среды 25 °С).

14. Характеристики прецизионных стабилизаторов

Тип стабилизатора	$U_{ст.ном}$ при $I_{ст.ном} = 10$ мА, В	Допустимый разброс $U_{ст}$, В	P_{max} , Вт	$I_{ст}$, мА	$a_{U_{ст}}$, %/°С	$r_{ст}$, Ом, при силе тока		Диаметр, мм	Длина, мм
						10 мА	3 мА		
Д818А Д818Б Д818В Д818Г Д818Д Д818Е	9	9 — 10,35 7,65 — 9 8,1 — 9,9 8,55 — 9,45 8,55 — 9,45	0,3* ¹	3/33* ¹	+0,02 — 0,02 ±0,01 ±0,005 ±0,002 ±0,001	25	70	7	15
КС211Б КС211В КС211Г КС211Д	11	11 — 12,6 9,3 — 11 9,9 — 12,1	0,28* ¹	5/33* ²	+ 0,02 — 0,02 ±0,01 ±0,005	15	30	(9x32)	26

*¹ При температуре 50°С. *² При температуре 25°С.

Примечания: 1. В числителе указан минимальный ток стабилизации, в знаменателе — максимальный. 2. Максимальная температура для данных стабилизаторов составляет 125°С, 3. В скобках приведены размеры сечения.

15. Характеристика стабилизаторов общего назначения

Тип стабилизатора	$I_{ст.ном}$, мА	$U_{ст.ном}$	Разброс $U_{ст}$, В	P_{max} , мВт	$I_{ст}$, мА	$a_{U_{ст}}$, %/°С	$r_{ст}$ при $I_{ст.ном}$, Ом	Максимальная температура	Диаметр, мм	Длина, мм
Д814А	5	8	7 — 8,5	340* ¹	3/40* ²	0,07	6			
Д814Б		9	8 — 9,5		3/36	0,08	10			
Д814В		10	9 — 10,5		3/32	0,09	12	125	7	15
Д814Г		11	10-12		3/29	0,095	15			
Д814Д		13	11,5 — 14		3/24	0,095	18			
КС133А		3,3	2,97 — 3,63		3/81* ²	— 0,11	65			
КС139А		3,9	3,51 — 4,29		3/70	— 0,1	60			
КС 147 А	10	4,7	4,23 — 5,17	300* ²	3/58	— 0,09	56	100	7	15
КС 156 А		5,6	5,04 — 6,16		3/55	±0,05	46			
КС 168 А		6,8	6,12 — 7,48		3/45	±0,06	28			
КС133Г		3,3	2,85 — 3,65		1/37,5* ¹	— 0,10 — 0,02	150			

КС139Г	5	3,9	3,5 — 4,3	125* ¹	1/32	— 0,07	150	125	3	7,5
КС147Г		4,7	4,2-5,2		1/26,5	0,05	150			
КС156Г		5,6	5,0 — 6,2		1/22,4	0,07	100			
КС175Ж		7,5	7,1 — 7,9		0,5/17*1	0,07				
КС182Ж	4	8,2	7,4 — 9,0	125* ¹	0,5/15	0,08	40	125	2,7	4,5
КС191Ж		9,1	8,6-9,6		0,5/14	0,09				
КС210Ж		10	9-11		0,5/13	0,09		125	2,7	4,5
КС211Ж		11	10,4 — 11,6	125* ¹	0,5/12	0,092	40			
КС212Ж	4	12	10,8 — 13,2		0,5/11	0,095				
КС213Ж		13	12,3 — 13,7		0,5/10	0,095				
КС482А		8,2	6,9 — 9		1/96* ²	0,08				
КС510А		10	8,2-11		1/79					
КС512А		12	9,9 — 13,2	100* ²	1/67		25	100	7	15
КС518А		18	14,7 — 19,8		1/45	0,10				
КС515А		15	12,3 — 16,5		1/53					
КС522А		22	17,9 — 24,2		1/37					
КС 162 А	10	6,2	5,8 — 6,6		3/22* ²	— 0,06	35			
КС 168В	10	6,8	6,3 — 7,3		3/20	±0,05	28		(8X4)	
КС175А	5	7,5	7 — 8	150* ²	3/38	±0,04	16	100		4
КС182А	5	8,2	7,6 — 8,8		3/17	0,05	14			
КС191А	5	9,1	8,5-9,7		3/15	0,06	18			
КС210Б	5	10	9,3 — 10,7		3/14	0,07	22			
КС213Б	5	13	12,1 — 13,9	150* ²	3/10	0,08	25	100		4
КС170А	10	7	6,65 — 7,35		3/20* ²	±0,01	20		(8X4)	

*1 При температуре 35°С. *2 При температуре 50°С.

Примечания: 1. Стабилитроны КС1 62А — КС21 3Б и КС170А — двуханодные.

2. $H_{CT}=0,24-0,52$ В.

3 В скобках указаны размеры сечения.

4. В числителе указан минимальный ток стабилизации, в знаменателе — максимальный.

Стабилитроны цепей управления. В зависимости от целевого назначения стабилитронов, используемых в цепях управления, к ним предъявляют различные требования по разбросу напряжения стабилизации, температурной стабильности, дифференциального сопротивления и т. д.

Если необходимо обеспечить минимальный разброс U_{CT} и максимальную температурную стабильность опорного напряжения стабилитрона, то следует применять прецизионные стабилитроны, лучше удовлетворяющие данным требованиям. В остальных случаях можно рекомендовать применение стабилитронов общего назначения, которые имеют более широкую номенклатуру. Это, в частности, позволяет подобрать стабилитроны с параметрами, оптимальными для конкретных областей применения.

В табл. 14 и 15 приведены характеристики некоторых типов стабилитронов, которые могут быть рекомендованы для изделий автомобильной электронной аппаратуры. Из сопоставления данных табл. 14 и 15 следует, что у прецизионных стабилитронов допустимый разброс U_{CT} в 2 раза меньше, а величина O_{UCT} на 1 — 2 порядка меньше, чем у стабилитронов общего назначения.

АКТИВНЫЕ КОМПЛЕКТУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Транзисторы

В автомобильной электронной аппаратуре в основном применяются биполярные транзисторы [24, 32]. Поэтому в настоящем разделе рассматриваются характеристики и даются рекомендации по применению транзисторов только этого типа.

Свойства транзисторов характеризуются большим числом параметров, однако не все из них являются определяющими при выборе того или иного типа транзистора для автомобильной электронной аппаратуры. С учетом этого при рассмотрении транзисторов различного типа их оценку следует проводить по следующим параметрам:

максимально допустимым постоянному $I_{K \max}$ и импульсному $I_{K \text{ и } \max}$ токам коллектора;

максимально допустимому постоянному току базы $I_{B \max}$;

напряжению насыщения коллектор — эмиттер $U_{KЭ \text{ нас}}$ при заданном токе коллектора;

напряжению насыщения база — эмиттер $U_{ЭБ \text{ нас}}$ при заданных токах коллектора и базы;

максимально допустимому постоянному $U_{KЭ \max}$ и импульсному $U_{KЭ, \text{ и } \max}$ напряжениям коллектор — эмиттер;

максимально допустимым постоянному $U_{KЭ \max}$ и импульсному $U_{KЭ, \text{ и } \max}$ напряжениям коллектор — база;

постоянному напряжению эмиттер — база $U_{ЭБ}$;

обратному току коллектора $I_{KЭ0}$, который измеряется при отключенном эмиттере и подведении к переходу коллектор — база заданного напряжения обратной полярности;

обратному току эмиттера $I_{ЭБ0}$, который измеряется при отключенном коллекторе и подведении к переходу эмиттер — база заданного напряжения обратной полярности;

обратным токам коллектор — эмиттер при отключенной базе $I_{KЭ0}$, при заданном сопротивлении в цепи база — эмиттер $I_{KЭR}$ и при непосредственном соединении между собой базы и эмиттера $I_{KЭк}$. Эти токи измеряются при подведении к переходу эмиттер — коллектор заданного напряжения обратной полярности;

статическому коэффициенту передачи тока в схеме с общим эмиттером $h_{21э}$, представляющему собой отношение постоянного тока коллектора к постоянному току базы при заданном постоянном напряжении коллектор — эмиттер $U_{KЭ}$ и токе эмиттера $I_{Э}$;

максимально допустимой постоянной рассеиваемой мощности транзистора $P_{\text{тах}}$;

рабочему температурному диапазону.

В автомобильной электронной аппаратуре транзисторы используют в качестве элементов силовых цепей, усилительных устройств средней мощности, а также маломощных цепей управления. Соответственно этим условиям применения ниже рассматриваются транзисторы различных типов.

Транзисторы силовых цепей. К силовым цепям изделий автомобильной электронной аппаратуры относятся цепи с токами нагрузки порядка нескольких ампер. При использовании транзисторов для коммутации таких токов нагрузки необходимо снизить до минимума мощность, рассеиваемую в транзисторе, во избежание недопустимого его перегрева, а также для уменьшения размеров охлаждающего радиатора.

Для реализации этого требования необходимо обеспечить работу транзистора в режиме с минимальным падением напряжения в его переходе эмиттер — коллектор. Таким режимом является режим насыщения транзистора, поэтому при выборе типа транзистора для коммутации токов в силовых цепях, в первую очередь, следует оценивать величину $U_{KЭ \text{ нас}}$. Следует, однако, иметь в виду, что в случае работы транзистора с высокой частотой коммутации тока, в особенности при растянутых фронтах его изменения, основным фактором, определяющим величину рассеиваемой мощности, являются потери энергии в периоды нарастания и уменьшения силы тока. Поэтому для данных условий работы транзистора наиболее важным его параметром является величина P_{max} .

Выше уже отмечалось, что в бортовой сети автомобиля возможны значительные перенапряжения. Поэтому для транзисторов силовых цепей весьма важным параметром является напряжение $U_{кэ}$, итак- Чем выше коэффициент $h_{21э}$ транзистора, тем меньший ток необходимо подавать в его базу для обеспечения режима насыщения транзистора при заданном токе нагрузки (токе коллектора). Соответственно уменьшается и мощность, рассеиваемая в элементах цепи управления силовым транзистором. Это позволяет использовать в данной цепи управляющие элементы (в том числе транзисторы) меньшей мощности.

Транзисторы, предназначенные в основном для применения в силовых цепях, используют и в некоторых устройствах, где токи нагрузки не превышают десятых долей ампера, но где транзисторы должны работать в активном режиме со значительным падением напряжения в цепи эмиттер — коллектор. В этом случае лимитирующим параметром транзистора становится величина $P_{тах}$ - Такой режим, в частности, характерен для выходных транзисторов стабилизаторов напряжения, а также мощных эмиттер-ных повторителей.

Автомобильная электронная аппаратура не должна выходить из строя в случае ошибочного ее включения под напряжение обратной полярности. Наиболее просто эта задача решается установкой в цепи питания аппаратуры полупроводникового диода. Однако в таком диоде имеется падение напряжения 0,8 — 1 В, что в некоторых случаях недопустимо. Кроме того, установка диода в силовой цепи приводит к значительному возрастанию мощности, рассеиваемой в аппаратуре, и, следовательно, увеличению ее нагрева.

Для обеспечения требуемой защиты элементов аппаратуры вместо диода может быть использован транзистор, переход эмиттер — коллектор которого включается в цепь питания аппаратуры. При правильно выбранных параметрах транзистора падение напряжения в его переходе эмиттер — коллектор может быть уменьшено до 0,2 — 0,3 В, а в некоторых случаях оказывается даже возможным совместить в транзисторе как основные его функции, так и функции защиты элементов цепей от напряжения обратной полярности. В обоих случаях обязательным условием является Применение транзисторов, у которых допустимое напряжение эмиттер — база не ниже напряжения источника питания аппаратуры.

В табл. 16 и 17 приведены характеристики некоторых типов мощных кремниевых транзисторов, которые могут быть рекомендованы для применения в силовых цепях, а также устройствах стабилизации напряжения и цепях усиления.

Транзисторы средней мощности. К этой группе условно могут быть отнесены транзисторы с максимальной силой постоянного тока $I_{кmax}=0,3\sim 0,8$ А и рассеиваемой мощностью $P_{тах} = 0,2ч-- 1$ Вт. Их в основном применяют в качестве усилительных или коммутирующих элементов предвыходных каскадов усиления, а также в выходных цепях эмиттерных повторителей и стабилизаторов напряжения небольшой мощности. Для транзисторов данной группы наряду со значениями $I_{к max}$ и P_{max} наиболее важными параметрами являются напряжение насыщения коллектор — эмиттер $U_{кэ наг}$, постоянное напряжение эмиттер — база $U_{эб}$, статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$, значения обратных токов $I_{кво}$ и $I_{эбо}$.

Если источником питания транзисторов является непосредственно бортовая сеть автомобиля, то к числу наиболее важных параметров транзисторов следует отнести величины $U_{кэ}$, и max и $U_{кэmax}$, которые должны быть не ниже возможных уровней перенапряжений в бортовой сети. В остальных случаях значение $U_{кэmax}$ должно быть по крайней мере не ниже напряжения источника питания транзисторов.

В табл. 18 приведены характеристики некоторых транзисторов, которые могут быть рекомендованы для применения в качестве усилительных и коммутирующих элементов устройств средней мощности.

Транзисторы малой мощности цепей управления. К данной группе условно можно отнести транзисторы с максимальной силой постоянного тока меньше 200 мА или с рассеиваемой мощностью ниже 250 мВт.

Для транзисторов этой группы наряду со значениями $I_{к max}$ и $P_{тах}$ наиболее важными являются следующие параметры: статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$, обратные токи $I_{кво}$ и $I_{эбо}$; постоянное напряжение эмиттер — база $U_{эб}$; напряжение насыщения коллектор — эмиттер $U_{кэ наг}$ и база — эмиттер $U_{эб наг}$.

Номенклатура выпускаемых транзисторов малой мощности весьма широка. Это позволяет, исходя из конкретных условий применения, выбрать наиболее соответствующий по параметрам тип транзистора. Вместе с тем в автомобильной электронной аппаратуре все же рекомендуется использовать ограниченную номенклатуру таких транзисторов (см. табл. 18).

16. Характеристики транзисторов силовых цепей типа *n-p-t*

Тип транзистор а	$I_{кA}$	$I_{бA}$	$U_{кэB}$	$U_{кэ наг max}$ В	$U_{эбB}$	Температура окружающей среды, °С	Режим усиления			Я при 50°С, Вт	$I_{кво}$ МА	$I_{эбо}$ МА	$I_{квR}$ МА	Диаметр, мм	Высота, мм
							V ^A	"кэ" B	Л21Г						
КТ803А	10/5	-/1	60/2,5	80	4,5/	— 40 —	5	10	10	60 (30)	60	50	5	29	25,6
КТ805А	5/5	2/0,5	1/2,5	160	5/2,5	+100	2	10	15	30(15)	60	100	5	28	23,5
КТ805АМ	5/5	2/0,5	1/2,5	160	5/2,5	+100	2	10	15	30(15)	60	100	5	10X16 *2	4,8

КТ808АМ	10/6	4/0,6	120/—	250	4/1,4	— 60 — +125	6	3	20	50		10	3	29	25,6
КТ815В	1,5/0,5	0,5/0,05	70/0,6		5/1,2	— 40 — +100	0,15	2	40	10* ¹	0,05			7,8x11 * ²	2,8
КТ815Г	1,5/0,5	0,5/0,05	100/0,6		5/1,2	— 40 — +100	0,15	2	30	10* ¹	0,05			7,8x11 * ²	2,8
КТ817В	3/3	1/0,3	60/1		5/1,5	— 60 — +125	2	2	20	25* *	0,1			7,8x11 * ²	2,8
КТ817Г	3/3	1/0,3	100/1		5/1,5	+125	2	2	15	25* ¹	0,1			7,8x11 **	2,8
КТ827А	20/20	0,5/0,2	100/2,4	100	5/3	— 60 — +125	10	3	600	125* ¹		2	3	39x26* 2	10,3
КТ827Б	20/20	0,5/0,2	80/2,4	80	5/3	— 60 — +125	10	3	600	125* ¹		2	3	39x26* 2	10,3
КТ908А	10/10	5/2	100/1,5		5/2,3	— 60 — +125	10	2	8	50	25	300		. 29	25,6
									60						

*¹ При температуре 25°С. *² Размеры сечения.

Примечания: 1. В числителе приведены максимально допустимые значения, в знаменателе — значения, соответствующие режиму насыщения 2. В скобках указана рассеиваемая мощность при максимальной температуре окружающей среды.

17. Характеристики транзисторов силовых цепей типа *p-n-p*

Тип транзистора	I _к , А	I _б , А	U _{кэ} , В	U _{эб} , В	Температура окружающей среды, °С	Режим усиления			Р, при 25°С, Вт	I _{кбо} , мА	I _{эбо} , мА	I _{кэр} , мА	Размеры сечения, мм	Высота, мм
						I _к , А	U _{кэ} , В	h _{21э}						
КТ814В	1,5/0,5	0,5/0,05	70/0,6	5/1,2	— 40 — [—100]	0,15	2	40	10	0,05	—	—	7,8x11	2,8
КТ814Г	1,5/0,5	0,5/0,05	100/0,6	5/1,2	— 40 — 1-100	0,15	2	30	10	0,05	—	—	7,8x11	2,8
КТ816В	3/3	1/0,3	60/1	5/1,5	— 60 — hi 25	2	2	20	25	0,1	—	—	7,8x11	2,8
КТ816Г	3/3	1/0,3	100/1	5/1,5	— 60 — [—125]	2	2	15	25	0,1	—	—	7,8x11	2,8
КТ825Д	20/20	0,5/0,2	60/3	5/4	— 40 — [—100]	10	10	750	125	—	—	—	39,2x26	10,3
КТ825Г	20/20	0,5/0,2	90/3	5/4	— 40 — f 100	10	10	750	125	—	—	—	39,2x26	10,3
КТ837Д	7,5/3	-/0,37	55/0,9	15/1,5	— 60 — 1-100	2	5	20 — 80	—	0,15	0,3	10	10x16	4,8
КТ837Е	7,5/3	-/0,37	55/0,9	15/1,5	— 60 — hi 00	2	5	50 — 150	—	0,15	0,3	10	10x16	4,8
КТ837М	7,5/3	-/0,37	70/2,5	5/1,5	— 60 — hi 00	2	5	20 — 80	—	0,15	0,3	10	10x16	4,8
КТ837И	7,5/2	-/0,3	40/0,5	15/1,5	— 60 — hi 00	2	5	20 — 80	—	0,15	0,3	10	10x16	4,8
КТ837К	7,5/2	-/0,3	40/0,5	15/1,5	— 60 — 4-100	2	5	50 — 150	—	0,15	0,3	10	10x10	4,8
КТ829А	8/-	0,2/—	100/—	—	— 40 — [—85]	3	- ³	750	60	—	2	1,5	10x16	4,8

Примечание. В числителе приведены максимально допустимые значения, в знаменателе — значения, соответствующие режиму насыщения.

18. Характеристики транзисторов средней и малой мощности для цепей управления

Тип транзистора	I _к , мА	I _б , мА	U _{кэ} , В	U _{эб} , В	Температура окружающей среды, °С	Режим усиления			I _{кбо} , мкА	I _{эбо} , мкА	I _{кэр} , мкА	р при 25°С, мВт	Диаметр, мм	Высота, мм
						I _к , мА	U _{кэ} , В	h _{21э}						

Средней мощности типа p-n-p

			15 —							1 1				
	300/300		60/0,4		— 40 — +			40 —						
КТ209Б, В, Е,			15 —		100			240						
И, М	300/300		60/0,4		— 60 —			40 —						
КТ501Б, Д, Е,		100/30	25 — 10 —		+125			240					5,2	
И, М	300/10	100/60	80/0,1	20/1,5 10	— 40 —	30		40 —				200	4,9	5,3
КТ502А-Е			5 25	— 20/1,5	+100	30		240				350	5	5,3
КТ503А-Е	300/10	100/1	—	5/0,8	— 50 —	10	1 1	40 —				350	5,2	5,2
			80/0,2	5/0,8	+85	10	5 5	240	1 1 1			350	5,2	5,2

Средней мощности типа n-p-n

КТ608Б	400/400	— /80	60/0,4	4/1 7/1,1	— 40 —	:	5	40 —	10	10	1	500	11,	8
КТ630А-Г	1000/150	200/150	100	5/ —	+85 — 50	200	10	160		0,1	50	800	7	6,6
КТ619А	100/ —		—		— Б85 —	150	40	40 —		100		500	8,5	4,7
			150/0,		50 — ^85	1		240					9,4	
			3 250/					30						

Малой мощности типа n-p-n

КТ315Б, В, Г,	100/20	-/2 — /1	20 —	6/1,1	— 60 —	1 1	10	80 —	1 1	30 30	1	150	7,2	5
И КТ342А, Б	50/10	-/1	60/0,4	5/0,9	[-100 —	1	5 5	350	0,05	30 10	30	250	x3*	5,3
КТ373А, Б, Г	50/10		25 —	5/0,9	60 — И 25	2	5	25 —	0,015		30,	150	3	4,5
КТ3102А, Б,	100/ —		30/0,1	5/-	— 50 —			500	;		100	250	4,9	5,3
Г, Е			30 —		f-85 — 40			50 —	0,05		0,1		5	
			60/0,1		— (-85			600					5x2	
			20 —					100					,5* ³	
			50/ —					1000					4,9	
													5	

Малой мощности типа p-n-p

КТ345Б, В	200/100	-/10	20/0,3	4/1,1	— 40 —	100	1	50 —	1 1 !	1		100	4,2	М
КТ361Б, В, Г,	50/20	—	20 —	4/0,85	(-85 — 60	1	10	1 05	0,1	0,1		*1	x2,	4,2
К КТ3107Б, Д	100/100	/2 50/5	60/0,3	5/1 5/1	---- (-100	2 2	5 5	40 —	0,1	0,1		150	5*	5 ³
, КТ3107К, Л	100/100	5/5	30 —		— 60 —			350				*2	7,2	5,2
			50/0,5		Hi 25 —			120				300	x3*	3
			20 —		60 — (-			—				300	3	5,2
			30/0,5		125			460						4,2
								380						x5,
								800						2*
														4,2
														x5,
														2*

*1 При температуре 40° С. *2 При температуре 35° С. *3.Размеры сечения.

Примечания: 1. Значения $U_{Кэ\max}$, $U_{ЭБ}$ и диапазон $h_{21Э}$ зависят от буквенного обозначения транзистора каждого типа.

2. В числителе приведены максимально допустимые значения, в знаменателе — значения, соответствующие режиму насыщения.

Интегральные микросхемы

Отличительные особенности любой интегральной микросхемы в первую очередь определяются ее функциональным назначением. При этом микросхемы одного и того же функционального назначения имеются в номенклатуре ряда серий интегральных микросхем и отличаются одна от другой по тем или иным показателям [3]. Основными из этих показателей являются следующие: напряжение источника питания $U_{и. п.}$;

рабочий диапазон температур;

входной ток $I_{ВХ}$;

выходной ток $I_{ПМХ}$;

входное напряжение $U_{ВХ}$;

выходное напряжение $U_{Мтк}$;

максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{р.-, -\max}$;

коэффициент усиления сигналов (для усилительных схем).

Интегральная микросхема, как правило, представляет собой функционально законченное устройство, предназначенное для решения определенной схемотехнической задачи. Обычно одна и та же задача может быть решена, в результате применения аналогичных по функциональному назначению микросхем, входящих в различные серии, а также с помощью электронной схемы, собранной из дискретных элементов. Поэтому важным фактором для оценки целесообразности использования микросхемы той или иной серии вместо электронной схемы, выполненной на базе дискретных элементов, является ее стоимость.

Номенклатура микросхем, выпускаемых промышленностью, чрезвычайно широка, в связи с чем затруднительно дать рекомендации по использованию конкретных типов интегральных микросхем в той или иной автомобильной электронной аппаратуре. Однако, исходя из опыта создания такой аппаратуры, представляется возможным оценить перспективность применения определенных серий интегральных микросхем, а также некоторых их типов.

Аналоговые микросхемы. Аналоговые микросхемы применяют для усиления уровня сигналов, их преобразования, а также при создании стабилизаторов тока и напряжения.

Для решения этих задач в основном используют интегральные микросхемы следующего функционального назначения: операционные усилители (в том числе компараторы); генераторы сигналов специальной формы (одновибраторы, автоколебательные мультивибраторы); триггеры (в том числе триггеры Шмитта); стабилизаторы напряжения.

Из числа аналоговых микросхем наиболее широко в автомобильной электронной аппаратуре применяются операционные усилители, осуществляющие усиление сигналов постоянного тока, а также выполняющие функции компараторов напряжения. Следует отметить, что, несмотря на широкую номенклатуру операционных усилителей, выпускаемых промышленностью, существуют определенные ограничения по их использованию в автомобильной электронной аппаратуре. Такими ограничениями являются необходимость обеспечения работоспособности операционного усилителя в диапазоне температур — 40 — $j-85^{\circ}\text{C}$, а также при минимальных напряжениях бортовой сети автомобиля. В частности, для автомобилей с номинальным напряжением бортовой сети, равным 12 В, минимально допустимое напряжение составляет 10,8 В. Поэтому для обеспечения нормальной работы электронной аппаратуры данных автомобилей применяемые в ней операционные усилители должны нормально работать при напряжении источника питания 10 В (или ± 5 В).

Таким требованиям удовлетворяют операционные усилители типов К153УД2 (серия 153) и К553УД2 (серия 553), работоспособность которых гарантируется при напряжении питания ± 5 В и температуре окружающей среды — 45 — $+85^{\circ}\text{C}$. Важным положительным качеством данных операционных усилителей является их низкая стоимость.

Указанные выше требования также удовлетворяют некоторые операционные усилители серии К140. При этом для усилителей типа К140УД11, К140УД14, К140УД17 и К1408УД2 (спаренный) допускается работа при минимальном напряжении питания ± 5 В, а для усилителя типа К140УД12 — при минимальном напряжении $\pm 1,5$ В. Рабочий диапазон температур указанных усилителей составляет — 45 — $i-85^{\circ}\text{C}$.

При номинальном напряжении бортовой сети, равном 24 В, помимо названных типов усилителей в электронной аппаратуре могут применяться почти все операционные усилители, входящие в серию КНО, а также компараторы напряжения, входящие в серии К521 (типов К521СА1 и К521СА2) и К554 (типов К554СА1 и К554СА2).

Наряду с операционными усилителями очень перспективными для применения в автомобильной электронной аппаратуре являются токоразностные дифференциальные усилители, которые иногда называют усилителями Нортон. Эти усилители, так же как и операционные, имеют инвертирующий и неинвертирующий входы. Однако в отличие от операционного усилителя, где выходное напряжение определяется соотношением напряжений, подводимых к его входам, у токоразностного усилителя напряжение на выходе зависит от соотношения сил токов, проходящих в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов. Промышленностью выпускается микросхема типа К1401УД1, состоящая из четырех независимо действующих токоразностных усилителей [3].

Важным положительным качеством токоразностного усилителя является возможность получения на его выходе минимального напряжения, не превышающего десятых долей вольта, в то время как у операционных усилителей этот уровень составляет не менее 1,5 — 2 В (по отношению к отрицательному полюсу источника питания).

Из выпускаемых интегральных стабилизаторов напряжения наиболее подходящими по характеристикам для применения в автомобильной электронной аппаратуре являются компенсационные стабилизаторы с регулируемым стабилизированным напряжением, выполненные в виде интегральных микросхем типа К142ЕН1А ($U_{\text{вх}} = 9-20$ В, $U_{\text{вых}} = 3-12$ В) и К142ЕН2А ($U_{\text{вх}} = 15\text{H}-40$ В, $U_{\text{вых}} = 12-30$ В).

Следует, однако, иметь в виду, что из-за имеющихся падений напряжения в регулирующих элементах этих стабилизаторов минимальная разность напряжений $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ составляет около 3 В. Данное обстоятельство ограничивает возможность применения стабилизаторов данного типа в автомобилях с номинальным напряжением бортовой сети 12 В, поскольку в этом случае при минимально допустимом ее напряжении, равном 10,8 В, окажется невозможным получить стабилизированное напряжение выше 7 — 8 В.

Цифровые микросхемы. В автомобильной электронной аппаратуре преимущественно применяются цифровые микросхемы следующего функционального назначения: логические элементы типа И — НЕ, И, НЕ, ИЛИ и их комбинации; триггеры типа I-K и D; счетчики, сумматоры и регистры; дешифраторы.

Относящиеся к цифровым микросхемам элементы микропроцессорных комплектов в данном разделе не рассматриваются, поскольку они составляют особый класс программируемых устройств.

Цифровые микросхемы по сравнению с аналоговыми имеют худшую помехоустойчивость, вследствие чего для них более вероятны сбои в работе при наличии помех в цепях питания, а также полевых (электромагнитных) помех. Особенно это характерно для микросхем, принцип действия которых основан на срабатывании не от уровня входного сигнала, а от его перепада. Поэтому очень важным показателем, определяющим целесообразность применения цифровых микросхем той или иной серии, является их помехоустойчивость. Кроме того, должна быть обеспечена работоспособность цифровых микросхем при минимально допустимых напряжениях бортовой сети автомобиля, а также в диапазоне температур окружающей среды — 40 — +70°C.

Наиболее широко представлены цифровые микросхемы самого различного функционального назначения в сериях К155 (транзисторно-транзисторная логика ТТЛ) и К.176, К561, 564 (на базе структуры КМОП). Номинальное напряжение микросхем серии К.155 составляет 5 В, в связи с чем для данной серии отсутствуют ограничения, связанные с возможным снижением напряжения бортовой сети. Модификация серии К155, выпускаемая в металло-керамических корпусах (серия КМ 155), является работоспособной в диапазоне температур — 45 — +85°C.

Помехозащищенность микросхем серии К155 равна 0,4 — 1 В. Поэтому при использовании данных микросхем в автомобильной электронной аппаратуре необходимо принимать специальные меры по защите их от воздействия полевых помех и в особенности помех в цепях питания.

Вследствие жесткого допуска на величину напряжения питания (5 В±5%) микросхемы серии К155 обязательно должны подключаться к стабилизатору напряжения с номинальным выходным напряжением 5 В. При номинальном напряжении бортовой сети 12 В и максимально допустимом ее напряжении 15 В регулирующий элемент выходной цепи стабилизатора должен быть рассчитан на падение в нем напряжения до 10 В. Соответственно этому КПД стабилизатора составит всего лишь около 30%, т. е. 70% мощности, подводимой к стабилизатору, будет расходоваться на его нагрев. Еще худшие показатели будет иметь стабилизатор при номинальном напряжении бортовой сети 24 В, чему соответствует максимальное ее напряжение 30 В. В данном случае выходной регулирующий элемент стабилизатора должен быть рассчитан на падение напряжения до 25 В, а КПД стабилизатора окажется равным примерно 15%, т. е. почти 85% мощности, подводимой к стабилизатору, будет расходоваться на его нагрев.

По сравнению с микросхемами серии К155 более высокую помехозащищенность имеют микросхемы серии К511, относящиеся к высокопороговой логике ВПЛ. Микросхемы данной серии могут работать в диапазоне температур — 45 — +85°C, и они не реагируют на помехи с уровнем до 6 В (по сравнению с уровнем 1 В у микросхем серии К155). Кроме того, микросхемы серии К511 могут работать в диапазоне напряжений питания 10,8 — 25 В.

Следовательно, при номинальном напряжении бортовой сети 24 В и минимально допустимом ее напряжении 21,6 В для питания микросхем серии К511 может быть применен стабилизатор с выходным напряжением порядка 20 — 21 В. В этом случае наибольшее падение напряжения в выходном регулирующем элементе стабилизатора (при максимально допустимом напряжении бортовой сети 30 В) составит 9 — 10 В. КПД стабилизатора для данных условий его работы будет составлять около 65 %. Таким образом, при номинальном напряжении бортовой сети 24 В применение микросхем серии К511 является предпочтительным по сравнению с микросхемами серии К155. Однако это не всегда возможно, поскольку номенклатура микросхем, входящих в серию К511, существенно уже по сравнению с серией К155.

Нижний допустимый предел напряжения питания микросхем серии К511 составляет 10,8 В, что равно минимально допустимому напряжению бортовой сети, имеющей номинальное напряжение 12 В. Поэтому применение микросхем серии К511 в электронной аппаратуре автомобилей с номинальным напряжением бортовой сети 12 В возможно только при условии подключения микросхем непосредственно к бортовой сети, т. е. без стабилизатора напряжения. В большинстве случаев такое подключение микросхем недопустимо, что ограничивает возможности их применения.

Микросхемы серии К561 работоспособны при напряжении питания 3 — 15 В и температурах — 45 — +85°C, а их помехозащищенность (статическая) составляет 0,3 — 0,5 напряжения источника питания. Номенклатура микросхем, входящих в серию К561, несколько уже по сравнению с номенклатурой серии К155, но все же на их базе могут быть созданы многие изделия автомобильной электроники. Если же в серии К561 не оказывается микросхем с необходимым функциональным назначением, то требуемые микросхемы в ряде случаев могут быть взяты из серии 564, поскольку данная серия в основном имеет такие же показатели, что и серия К561. В этих случаях возможно также применение микросхем серии К176, поскольку для большинства микросхем, входящих в эту серию, допускается работа в диапазоне температур — 45 — 0°C. Допустимое напряжение питания микросхем серии К176 составляет 9 В±5 %, т. е. даже при минимально допустимом напряжении бортовой сети 10,8 В для их питания возможно применение простейшего стабилизатора напряжения.

Нагрузочная способность микросхем серий К176, К561, 564 ниже, чем у микросхем серий КМ155 и К511. Поэтому между выходом микросхем и их нагрузкой в ряде случаев приходится включать усиливающие элементы, например эмиттерные повторители. Микросхемы серий КМ155, К511, К561, К176 имеют аналогичную конструкцию. Они устанавливаются на платах со стороны, противоположной печатным

проводникам, а шаг между выводными концами их корпуса составляет 2,5 мм. Микросхемы серии 564 устанавливаются на платы со стороны печатных проводников с шагом ~ между их выводными концами 1,25 мм. В силу указанных конструктивных отличий микросхем серии 564 от микросхем серий КМ155, К511, К561, К176 их по возможности стараются не монтировать на одной и той же плате.

Перечисленными выше сериями микросхем, безусловно, не ограничивается их номенклатура, возможная для применения в автомобильной электронной аппаратуре. Так, например, при создании электронной аппаратуры, содержащей запоминающие устройства, цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи, в ряде случаев приходится применять микросхемы иных серий. В этих случаях выбор тех или иных типов микросхем зависит от целевого назначения аппаратуры, особенностей ее работы и т. д.

ТИПОВЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Любая электронная система управления тем или иным агрегатом автомобиля, как правило, состоит из нескольких законченных функциональных узлов, предназначенных для решения соответствующей схемотехнической задачи. К числу таких типовых функциональных узлов относятся: стабилизаторы напряжения; частотно-аналоговые преобразователи, осуществляющие преобразование частоты входного сигнала в напряжение постоянного тока; регуляторы силы тока, обеспечивающие поддержание в цепи заданной силы тока или ее изменение по заданному закону в зависимости от уровня или частоты входного сигнала; элементы защиты как самой электронной системы, так и управляемого ею агрегата от аварийных режимов, к которым относятся, в частности, устройства защиты электронных блоков автоматики от коротких замыканий, перегрузки по току, а также от перенапряжений. Для защиты управляемого агрегата от аварийных режимов в случае отказа тех или иных устройств автоматики или ошибочных действий водителя применяют электронные устройства, предотвращающие возможность самопроизвольного непредусмотренного включения агрегата (например, включения в коробке передач низших передач при высокой скорости движения автомобиля).

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

При значительных колебаниях напряжения бортовой сети, являющейся источником питания электронной аппаратуры, невозможно обеспечить стабильность характеристик систем регулирования без применения стабилизаторов напряжения.

Простейшим устройством, обеспечивающим стабилизацию напряжения, является параметрический стабилизатор напряжения, представляющий собой последовательно соединенные резистор и стабилитрон. Для повышения нагрузочной способности таких стабилизаторов их иногда дополняют эмиттерными повторителями.

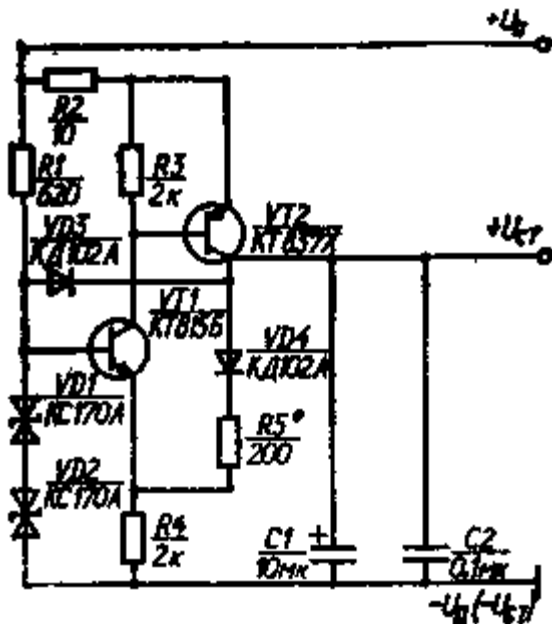


Рис. 6. Схема стабилизатора, поддерживающего заданный уровень напряжения по отношению к отрицательному полюсу источника питания

Преимуществами параметрических стабилизаторов является их малая цена и высокая надежность. Однако они не обеспечивают высокой стабильности выходного напряжения при значительных колебаниях напряжения бортовой сети и тока нагрузки. Кроме того, вследствие значительного разброса (как правило, в пределах $\pm 10\%$)

опорного напряжения у стабилитронов одного и того же типа невозможно без специального отбора стабилитронов обеспечить в стабилизаторе заданный уровень выходного стабилизированного напряжения.

Поэтому параметрические стабилизаторы напряжения не получили широкого распространения в электронных системах управления агрегатами автомобилей, поскольку к источникам питания их управляющих устройств предъявляют очень жесткие требования как в части стабильности напряжения питания, так и обеспечения заданной его величины. Последнее имеет особое значение для электронных устройств, содержащих интегральные микросхемы, у которых допустимый разброс напряжения питания может составлять $\pm 5\%$.

Эти требования удовлетворяются при использовании для питания электронных устройств компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием. Такие стабилизаторы представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования, обеспечивающую поддержание заданного выходного напряжения при любых изменениях внешних факторов (напряжения бортовой сети, тока нагрузки, температуры). Регулирующим элементом стабилизатора является выходной транзистор, работающий в активном режиме. Между эмиттером и коллектором транзистора создается падение напряжения, равное разности напряжения бортовой сети и требуемого напряжения стабилизации.

Компенсационные стабилизаторы напряжения широко описаны в литературе [7, 12, 34, 35], поэтому в данном разделе рассмотрены только некоторые схемы стабилизаторов такого типа, применяющиеся в электронных системах управления агрегатами автомобилей (сцепление, гидромеханические передачи). На рис. 5 приведена принципиальная электрическая схема компенсационного стабилизатора, обеспечивающего получение на выходе (вывод $+U_{CT}$) стабилизированного напряжения по отношению к отрицательному полюсу (массе) бортовой сети (вывод $-U_{CT}$). Стабилизатор предназначен для подключения к бортовой сети с номинальным напряжением 24 В. К базе управляющего транзистора $VT1$ подводится напряжение, равное сумме опорных напряжений $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ стабилитронов $VD1$ и $VD2$, а напряжение, подводимое к его эмиттеру, определяется выражением

$$U_{э1} = (U_{CT} - \Delta U_{VD4}) R_4 / (R_4 + R_5),$$

где ΔU_{VD4} — падение напряжения в диоде $VD4$.

Напряжение между базой и эмиттером транзистора $VT1$

$$U_{БЭ1} = U_{оп1} + U_{оп2} + \frac{\Delta U_{VD4} R_4 - U_{CT} R_4}{R_4 + R_5}.$$

Для пояснения принципа действия стабилизатора предположим, что в его схеме отсутствует подстроечный резистор $R5^*$, и подставим в формулу (1) значение $R5=0$. В этом случае данная формула запишется в виде $U_{БЭ1} = (U_{оп1} + U_{оп2}) + \Delta U_{VD4} - U_{CT}$.

Если бы напряжение $U_{БЭ1}$ уменьшилось до 0,3 — 0,4 В, то вследствие закрытия транзисторов $VT1$ и $VT2$ выходное напряжение стабилизатора снизилось бы до нуля. Наоборот, в случае повышения напряжения $U_{БЭ1}$ до 0,55 — 0,65 В произошел бы переход транзисторов $VT1$ и $VT2$ в режим насыщения с возрастанием выходного напряжения стабилизатора до значения, близкого к напряжению бортовой сети. Ни тот ни другой режим работы транзисторов не имеет места, поскольку напряжение $U_{БЭ1}$ больше нуля и меньше напряжения бортовой сети. Поэтому в действительности напряжение $U_{БЭ1}$ в зависимости от условий работы стабилизатора составляет 0,4 — 0,5 В.

Указанные значения $U_{БЭ1}$ соответствуют температуре транзисторов $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$. При увеличении температуры транзистора напряжение $U_{БЭ1}$ уменьшается, а при уменьшении температуры возрастает.

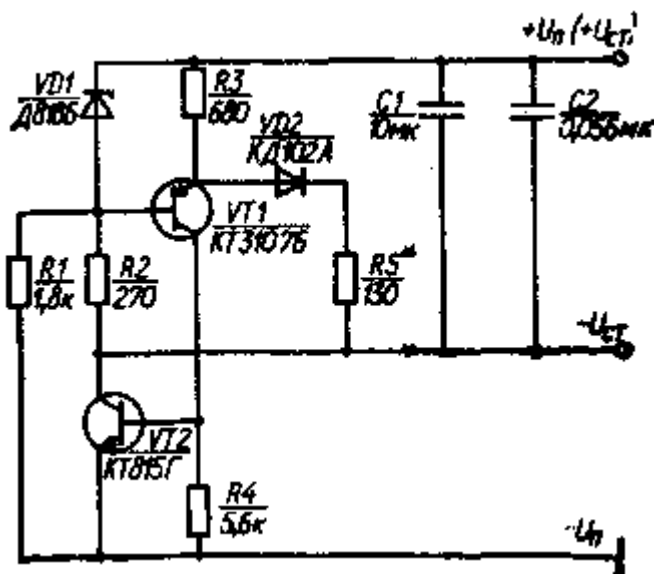


Рис. 6. Схема стабилизатора, поддерживающего заданный уровень напряжения по отношению к положительному полюсу источника питания

С учетом приведенных данных выходное напряжение стабилизатора может быть определено по формуле $U_{CT} = U_{оп1} + U_{оia} - \Delta U_{VD4} - (0,4-0,5)$. Падение напряжения ΔU_{VDi} составляет 0,6 — 0,7 В, поэтому в первом приближении можно принять, что выходное напряжение стабилизатора определяется только суммой опорных напряжений стабилитронов $VD1$ и $VD2$. У различных стабилитронов одного и того же типа опорное напряжение имеет разброс до $\pm 10\%$. Вследствие этого в зависимости от того, какие конкретные стабилитроны будут использованы в стабилизаторе, их выходное напряжение может иметь разброс до $\pm 10\%$. Если такая разница в значениях стабилизированного напряжения недопустима, то в схеме стабилизатора необходимо иметь подстроечный резистор $R5^*$. Чем выше номинальное сопротивление этого резистора, тем больше при прочих равных условиях выходное напряжение стабилизатора. Тот же результат можно получить, анализируя формулу (1).

В стабилизаторе напряжения, выполненном в соответствии со схемой, приведенной на рис. 5, при $R_5 = 0$ выходное стабилизированное напряжение равно 14,5 В. Для улучшения теплового режима транзистора $VT2$ в результате уменьшения падения напряжения в его переходе эмиттер — коллектор в цепь питания транзистора включен балластный резистор $R2$, имеющий сопротивление 10 Ом. Максимальный ток нагрузки стабилизатора составляет 0,5 А, поэтому падение напряжения в резисторе $R2$ не превышает 5 В. Если напряжение бортовой сети даже будет равно минимально допустимому его значению (21,6 В), то и в этом случае при указанном значении падения напряжения к эмиттеру транзистора $VT2$ будет подведено напряжение 16,6 В, что вполне достаточно для получения стабилизированного напряжения, равного 14,5 В.

Конденсаторы $C1$ и $C2$ применены для уменьшения до приемлемого уровня пульсаций напряжения на выходе стабилизатора. При этом электролитический конденсатор $C1$ относительно большой емкости выполняет функции фильтра низких частот, а неполярный конденсатор $C2$ используется для сглаживания высокочастотных импульсов. Защита стабилизатора от выхода из строя при коротком замыкании в выходной цепи осуществляется с помощью диода $VD3$. Если такое замыкание происходит, то вследствие уменьшения до нуля напряжения на выходе стабилизатора открывается диод $VD3$ и напряжение, подводимое к базе транзистора $VT1$, уменьшается до 0,6 — 0,65 В. В результате резко уменьшается ток базы транзистора $VT1$, вследствие чего происходит ограничение тока в цепях базы, эмиттера и коллектора транзистора $VT2$ и тем самым осуществляется защита данного транзистора от выхода из строя.

В стабилизаторе напряжения (рис. 6), обеспечивающем при изменении напряжения бортовой сети в диапазоне 10,8 — 15 В поддержание заданного стабилизированного напряжения (10 — 10,2В) между выходом стабилизатора и положительным полюсом (+ $U_{вн}$) бортовой сети, в качестве источника опорного напряжения стабилизатора используется прецизионный стабилитрон $VD1$ (типа Д818Б).

По отношению к шине — U_{CT} напряжение, подводимое к базе транзистора $VT1$, определяется выражением

$$U_{Б1} = U_{CT} - U_{оп} \quad (2)$$

где U_{CT} — напряжение между положительным полюсом бортовой сети (вывод + U_{CT}) и выходом стабилизатора (вывод — U_{CT}).

Напряжение, подводимое к эмиттеру транзистора $VT1$, определяется по формуле

$$U_{Э1} = (U_{CT}R_5 + \Delta U_{VD2}R_3)/(R_3 + R_5). \quad (3)$$

где ΔU_{VD2} — падение напряжения в диоде $VD2$.

С учетом формул (2) и (3) напряжение между эмиттером и базой транзистора $VT1$ может быть записано в виде

$$U_{ЭБ1} = U_{оп} - (U_{CT} - \Delta U_{VD2}) R_3/(R_3 + R_5). \quad (4)$$

Если напряжение $U_{ЭБ1}$ станет меньше 0,3 — 0,4 В, то транзистор $VT1$ будет закрыт. Вследствие этого окажется выключенным транзистор $VT2$, и выходное напряжение стабилизатора уменьшится до нуля. При увеличении напряжения $U_{ЭБ1}$ до 0,5 — 0,65 В транзистор $VT1$ переходит в режим насыщения, вследствие чего в таком же режиме будет работать и транзистор $VT2$. В результате напряжение на выходе стабилизатора окажется близким к напряжению бортовой сети. Очевидно, что как тот, так и другой режимы транзисторов не реализуются в стабилизаторе, поскольку его выходное напряжение не должно быть равно ни нулю, ни напряжению бортовой сети. Вследствие этого напряжение $U_{ЭБ1}$ будет составлять 0,4 — 0,5 В (в зависимости от напряжения бортовой сети).

С учетом изложенного выше и выражения (4) формула для определения выходного (стабилизированного) напряжения стабилизатора может быть записана в виде

$$U_{CT} = \frac{U_{оп}(R_3 + R_5)}{R_3} + \Delta U_{VD2} - \frac{(R_3 + R_5)(0,4 + 0,5)}{R_3}. \quad (5)$$

Из формулы (5) следует, что при постоянстве падения напряжения ΔU_{VD2} в диоде $VD2$ величина стабилизированного напряжения U_{CT} зависит только от опорного напряжения $U_{оп}$ стабилитрона $VD1$ и сопротивления резисторов R_3 , R_5 . Опорное напряжение стабилитронов типа Д818Б может иметь разброс в

пределах 7,2 — 9 В. Для того чтобы при таком разбросе напряжения U_{on} обеспечить с высокой точностью заданный уровень U_{CT} , резистор $R5$ используют в качестве подстроечного элемента схемы.

Анализ формулы (5) показывает, что для обеспечения постоянства выходного напряжения стабилизатора независимо от температуры окружающей среды необходимо, чтобы при ее увеличении одновременно с уменьшением величины $U_{ЭВЛ}$ снижалось и напряжение U_{on} . В случае же снижения температуры значение U_{on} должно увеличиваться. В рассматриваемом стабилизаторе это требование удовлетворяется, во-первых, вследствие применения стабилитрона $VD1$ типа Д818Б, имеющего отрицательный температурный коэффициент напряжения и, во-вторых, в результате включения последовательно с резистором $R5$ диода $VD2$. При увеличении температуры падение напряжения DU_{VD2} в диоде $VD2$ уменьшается, в результате чего снижается напряжение, подводимое к эмиттеру транзистора $VT1$, что и требуется для получения меньшего напряжения $U_{ЭВЛ}$.

Испытания стабилизатора, выполненного по схеме, приведенной на рис. 6, показали, что при изменении температуры окружающей среды от -20 до $+70$ °С значение U_{cr} меняется не более чем на $+0,1$ В.

Хорошая стабильность выходного напряжения стабилизатора при значительных изменениях напряжения источника его питания (бортовой сети) обеспечивается при подключении источника опорного напряжения, состоящего из стабилитрона $VD1$ и резистора $R2$, к выходному (стабилизированному) напряжению. Благодаря этому сила тока, проходящего через стабилитрон $VD1$, меняется в небольших пределах, что требуется для получения стабильного опорного напряжения стабилизатора. Указанное подключение стабилитрона $VD1$ оказалось возможным в результате применения резистора $R1$, с помощью которого осуществляется первичный пуск схемы после ее подключения к источнику питания.

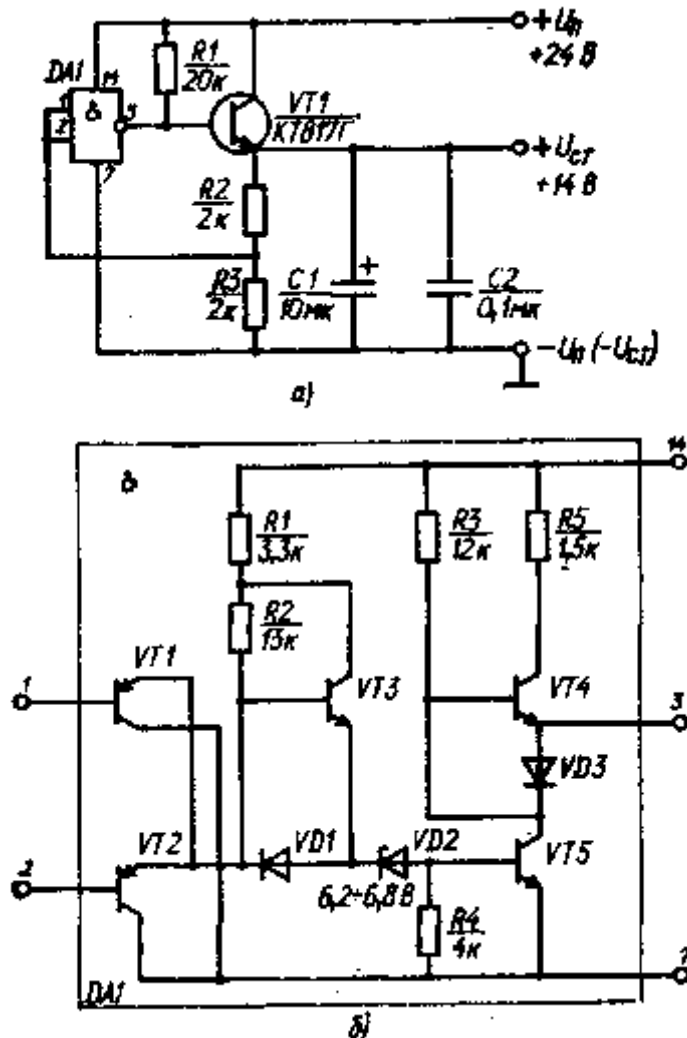


Рис. 7. Схемы стабилизатора напряжения, выполненного на базе элемента $DA1$ высокопороговой логики, и элемента $DA1$:

а — схема стабилизатора; б — схема элемента $DA1$

Важным преимуществом рассматриваемого стабилизатора является возможность получения заданного стабилизированного напряжения U_{CT} при напряжении бортовой сети, превышающем значение U_{CT} всего лишь на 0,3 — 0,5 В. Это имеет особое значение, когда стабилизированное напряжение должно быть на уровне 10 В,

а источником питания стабилизатора является бортовая сеть с номинальным напряжением 12 В и, следовательно, с минимально возможным напряжением 10,8 В.

Очень простым по схемотехническому решению является стабилизатор напряжения, принципиальная схема которого приведена на рис. 7. В этом стабилизаторе поддержание заданного уровня напряжения обеспечивается с помощью логического элемента типа И — НЕ, выполненного по схеме высокопороговой логики. Такие элементы являются составной частью всех логических микросхем серии К511 (ЛА1, ЛА2, ЛА3, ЛА4, ЛА5 и др.).

Для пояснения принципа действия стабилизатора рассмотрим передаточные характеристики элемента И — НЕ микросхем серии К511 (рис. 8) при напряжениях источника питания U_n , равных 15 В (кривая 1) и 10,8 В (кривая 2). Если входное напряжение $U_{вх}$ элемента меньше 6 В, то напряжение $U_{вых}$ на выходе элемента имеет высокий уровень, близкий к напряжению источника питания (13,5 В при $U_n=15$ В и 9,5 В при $U_n=10,8$ В). При входном напряжении, превышающем 8 В, выходное напряжение элемента снижается до 1,5 В. В диапазоне входных напряжений 6 — 8 В происходит монотонное уменьшение выходного напряжения. Именно на данном участке передаточной характеристики, где величина выходного напряжения зависит от входного напряжения, в рассматриваемом стабилизаторе работает элемент 2И — НЕ. При этом связь между выходным $U_{вых}$ и входным $U_{вх}$ напряжениями элемента (кривые 3 — 6) выражается соотношением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (R_2 + R_3)/R_3 + \Delta U_{\text{БЭ1}}, \quad (6)$$

где $\Delta U_{\text{БЭ1}}$ — падение напряжения в переходе база — эмиттер транзистора VTL

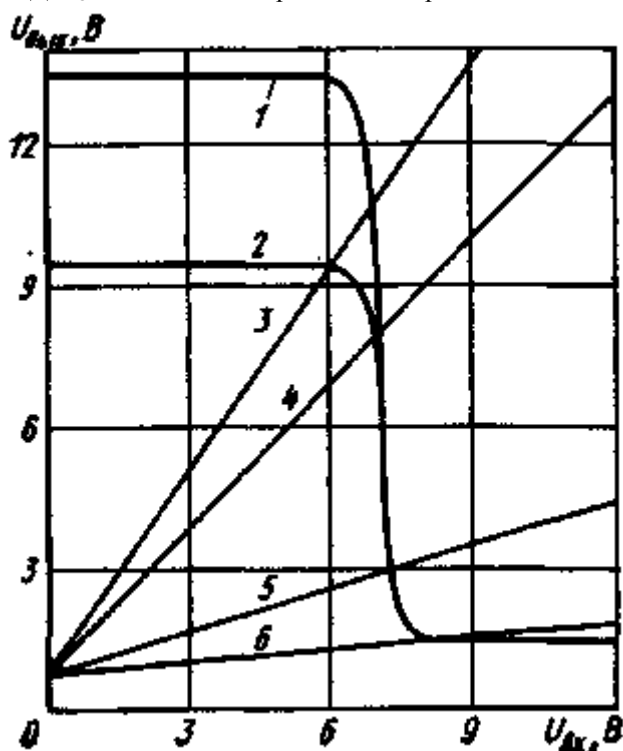


Рис. 8. Зависимости, характеризующие работу стабилизатора на базе элемента высокопороговой логики:

1 и 2 — передаточные характеристики; 3 — 6 — $U_{\text{вых}}=f(U_{\text{вх}})$ при различных сопротивлениях резисторов R_2 и R_3

Однако связь между значениями ($U_{\text{вых}}$ и U_{3I} задается передаточной характеристикой элемента. Поэтому напряжение $U_{\text{вых}}$ на выходе элемента определяется точкой пересечения его передаточной характеристики и кривой, описываемой формулой (6).

Связь между выходом 3 (см. рис. 7, а) элемента и выходом стабилизатора осуществляется через транзистор VTL , включенный по схеме эмиттерного повторителя. Поэтому напряжение на выходе стабилизатора

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{вых}} - \Delta U_{\text{БЭ1}} = U_{\text{вх}} (R_2 + R_3)/R_3.$$

Напряжение в стабилизаторе поддерживается постоянным благодаря действию отрицательной обратной связи, реализуемой путем соединения выхода стабилизатора и входов элемента (через делитель напряжения, образованный резисторами R_2 — R_3). Если, например, напряжение на выходе стабилизатора по какой-либо причине стало больше значения $U_{\text{ст}}$, то происходит увеличение входного напряжения элемента. В соответствии с передаточной характеристикой элемента это вызовет уменьшение его выходного напряжения с восстановлением прежнего уровня напряжения $U_{\text{ст}}$ на выходе стабилизатора. В случае снижения напряжения на выходе стабилизатора меньше значения $U_{\text{ст}}$ входное напряжение элемента уменьшится. В результате возрастет напряжение на выходе элемента, что обеспечит восстановление прежнего уровня напряжения.

В зависимости от соотношения сопротивления резисторов R_2 и R_3 напряжение на выходе элемента может устанавливаться в пределах от 1,5 до 13,5 В при $U_{П}=15$ В или до 9,3 В при $U_{П}=10,8$ В. Однако оптимальная зона работы стабилизатора соответствует участку передаточной характеристики, где зависимость $U_{Вых} = f(U_{Вх})$ имеет максимальную крутизну. При номинальном напряжении бортовой сети — 12 В, минимальное напряжение источника питания стабилизатора может быть равно 10,8 В. С учетом этого максимальный диапазон устанавливаемого выходного напряжения элемента составляет 1,5 — 9,3 В (точки пересечения кривых 3 и 6 с кривыми 1 и 2), а оптимальный диапазон — от 3 до 8 В (точки пересечения кривых 4 к 5 с кривыми 1 и 2).

В имеющихся стабилизаторах напряжения, выполненных по схеме, приведенной на рис. 7, минимальная разница между напряжением источника питания и стабилизированным напряжением составляла 2,3 — 2,8 В. Это означает, что при номинальном, напряжении бортовой сети 12 В, с помощью рассматриваемого стабилизатора можно получить стабилизированное напряжение не выше 8,0 — 8,5 В. Поэтому данный стабилизатор предпочтительнее использовать в автомобилях с номинальным напряжением бортовой сети 24 В. Следует, однако, иметь в виду, что в этом случае максимальное напряжение бортовой сети составляет 30 В, в то время как напряжение источника питания микросхем серии К511 не должно превышать 25 В. Поэтому напряжение, подводимое к микросхеме от бортовой сети, необходимо ограничивать, что может быть выполнено, например, с помощью простейшего параметрического стабилизатора напряжения.

Если в состав электронной схемы, которая должна получать питание от стабилизатора напряжения, входит логическая микросхема серий К511 или другой серии высокопороговой логики, и в этой микросхеме имеется один неиспользованный элемент типа И — НЕ, то его можно использовать для создания стабилизатора напряжения рассматриваемого типа. В этом случае для создания стабилизатора напряжения потребуется минимальное количество комплектующих изделий, что увеличивает целесообразность его применения.

ЧАСТОТНО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Преобразователи частота — напряжение (ПЧН) или частотно-аналоговые преобразователи являются наиболее распространенным типовым функциональным узлом электронных систем управления агрегатами автомобиля.

Такие преобразователи применяют в системах автоматического управления сцеплением, устройствах автоматического управления переключением передач, антиблокировочных системах управления тормозными механизмами автомобилей. Их также используют во многих других системах управления агрегатами двигателя.

Основными показателями, определяющими свойства ПЧН, являются:

рабочий диапазон частот входного сигнала, характеризуемый отношением f_{max}/f_{min} ;

минимальный уровень входного сигнала, при котором обеспечивается работоспособность преобразователя;

линейность преобразования;

быстродействие преобразования, которое оценивают запаздыванием изменения уровня выходного сигнала по отношению к изменению частоты входного сигнала;

величина пульсаций выходного напряжения $U_{Вых}$ (при различных частотах входного сигнала);

стабильность характеристики $U_{Вых}=F(f)$ при изменении напряжения питания, температуры окружающей среды и т. д.;

помехоустойчивость, т. е. отсутствие сбоев в работе при наличии помех в цепях питания и полевых (электромагнитных) помех;

коэффициент использования напряжения источника питания, характеризуемый отношением максимального напряжения на выходе ПЧН к напряжению источника питания.

Кроме того, важным показателем ПЧН, в ряде случаев определяющим целесообразность его применения, является состав и количество входящих в него комплектующих изделий, поскольку от этого зависит стоимость преобразователя. В зависимости от области применения ПЧН наиболее существенными являются те или иные его показатели.

ПЧН с формирователем сигнала переменной скважности и фильтром

Форма сигнала u_0 , поступающего на вход ПЧН от датчика частоты вращения контролируемого вала, может быть самой различной (рис. 9, а и б). Сигнал u_0 поступает на вход усилителя-ограничителя, который преобразует его в выходной сигнал u_1 . С помощью формирователя сигнала переменной скважности сигнал u_1 преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов с постоянной продолжительностью t_n и амплитудой u_2 независимо от частоты f следования сигналов u_1 . При этом чем выше частота следования сигналов u_1 и u_2 и соответственно чем меньше продолжительность цикла t_c , тем меньше скважность $g = t_n/t_c$ сигналов u_2 на выходе формирователя.

После прохождения последовательности импульсов w_2 через фильтр низких частот они преобразуются в зависимости $u_3=F(t)$. При этом среднее напряжение U_3 ср тем больше, чем выше частота входного сигнала, подводимого к ПЧН. Пульсации напряжения u_3 при прочих равных условиях оказываются тем меньше, чем

больше отношение постоянной времени τ фильтра к периоду $t_{ц}$. Поэтому по мере увеличения частоты входного сигнала и, следовательно, уменьшения $t_{ц}$ уровень пульсаций напряжения и u_3 снижается.

Выходной усилитель предназначен для увеличения допустимого тока нагрузки ПЧН. Обычно в качестве такого усилителя используется эмиттерный повторитель.

Преимуществами ПЧН рассматриваемого типа являются линейность зависимости его выходного напряжения от частоты входного сигнала, а также возможность реализации ПЧН при использовании относительно простых схемотехнических решений. Необходимо, однако, иметь в виду, что для обеспечения приемлемого (низкого) уровня пульсаций выходного напряжения в ПЧН необходимо применять фильтр с постоянной времени, величина которой должна на один — два порядка превышать продолжительность Цикла входного сигнала. Поскольку запаздывание изменения выходного напряжения ПЧН по отношению к изменению частоты входного сигнала определяется постоянной времени фильтра, применение ПЧН описываемого типа, как правило, возможно при частотах входного сигнала не ниже сотен герц. Если же частота входного сигнала не превышает десятков герц, то запаздывание изменения выходного сигнала увеличится до сотен миллисекунд и даже единиц секунд, что в ряде случаев недопустимо.

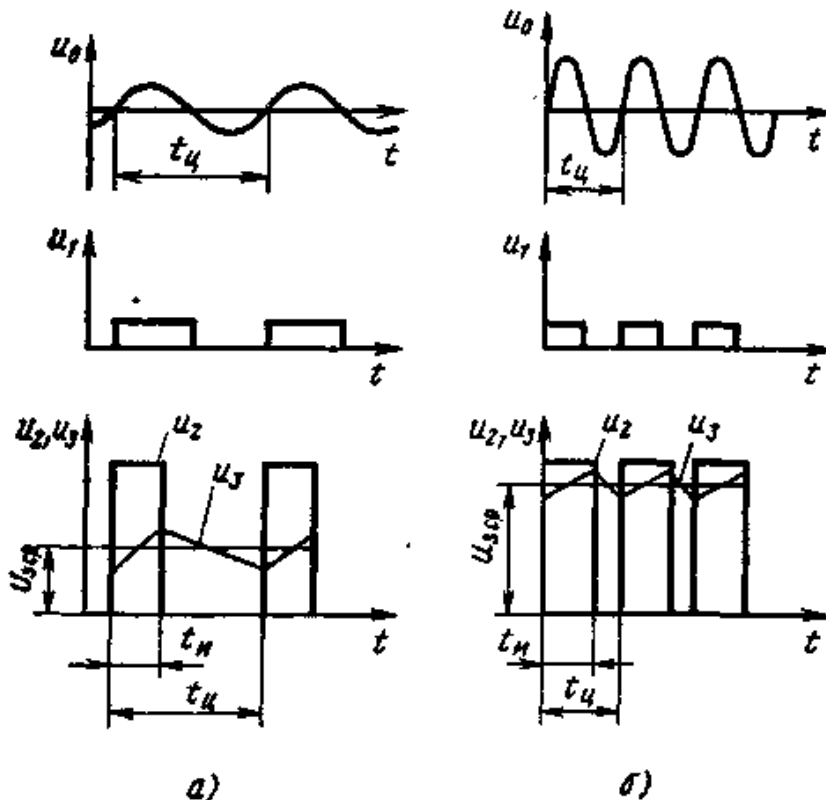


Рис. 9. Формы сигналов ПЧН на базе формирователя выходного сигнала переменной скважности и фильтра низких частот: а и б — соответственно при низких и высоких частотах вращения контролируемого вала

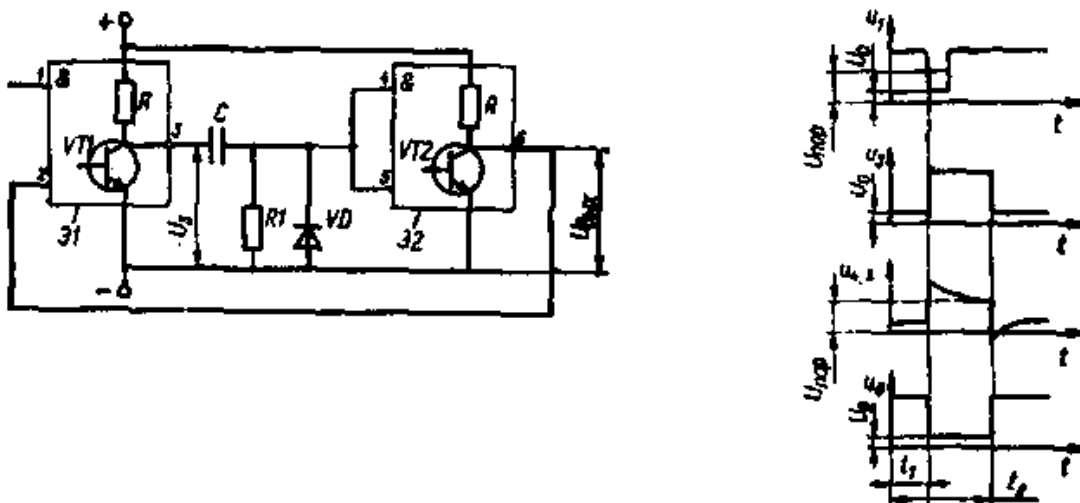


Рис. 10. Схема одновибратора на базе логических элементов 2И — НЕ и формы сигналов

Основным элементом ПЧН рассматриваемого типа является формирователь сигнала переменной скважности, в качестве которого обычно используют либо мультивибратор (ждуший мультивибратор), либо дифференциатор сигналов, поступающих с выхода усилителя-ограничителя, в сочетании с интегратором, который при этом выполняет и функции фильтра.

ПЧН с мультивибратором. Известно большое число самых различных схем мультивибраторов, выполненных как с дискретными элементами, так и на базе аналоговых и цифровых интегральных микросхем [9, 10, 35]. Одной из наиболее простых является приведенная на рис. 10 схема мультивибратора, выполненная на базе двух логических элементов типа 2И — НЕ и содержащая время-задающую дифференцирующую RC-цепь [9, 31].

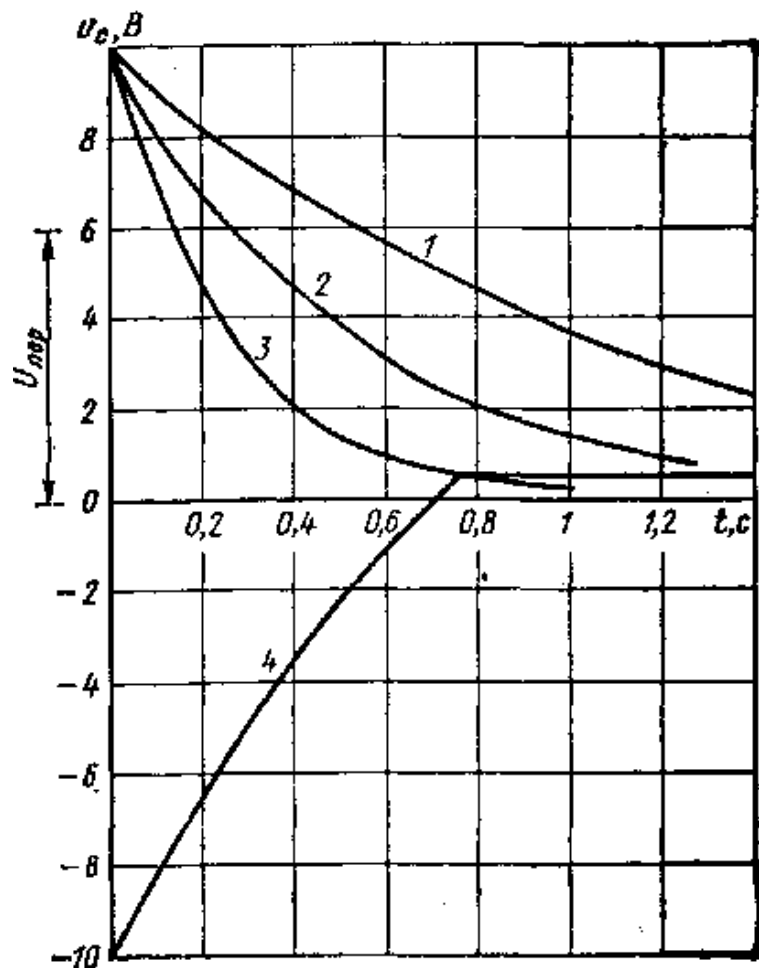


Рис. 11. Изменение напряжения на времязадающем конденсаторе мультивибратора:

1 — 8 — по схеме рис. 10 при различных постоянных времени цепи зарядки конденсатора; 4 — по схеме рис. 12

В исходном состоянии мультивибратора к входу 1 элемента Э1 подводится напряжение u_1 с уровнем, соответствующим «логической 1», а по схеме осуществляется при подаче на вход 1 короткого импульса с уровнем напряжения U_0 , соответствующим «логическому 0» (рис. 10).

В исходном состоянии напряжение u_c на выходе 6 элемента Э2, являющееся одновременно и выходным напряжением $U_{\text{вых}}$ одно-вибратора, равно уровню «логической 1». При этом и к входу 2 элемента Э1 подводится напряжение с уровнем «логической 1», чему соответствует открытое состояние транзистора VT1 данного элемента, обеспечивающее получение на его выходе 3 напряжения U_s с уровнем, соответствующим состоянию «логического 0». Напряжение такого же уровня получается и на входах 4 и 5 элемента Э2, благодаря чему обеспечивается закрытие транзистора VT2. Поэтому, как указывалось выше, на выходе 6 элемента Э2 напряжение возрастает до уровня «логической 1».

Поступление в момент t_1 на вход 1 элемента Э1 напряжения u_c с уровнем «логического 0» приводит к увеличению напряжения u_c на выходе 3 элемента Э1 до уровня «логической 1». Такой характер изменения напряжения объясняется тем, что резистор R имеет значительно меньшее сопротивление по сравнению с резистором $R1$, и поэтому можно считать, что падение напряжения в резисторе R при прохождении через него тока зарядки конденсатора C близко к нулю.

Напряжение с уровнем «логической 1» в момент времени t_1 через разряженный конденсатор C подводится к входам 4 и 5 элемента Э2, и, поскольку оно выше порогового напряжения ($U_{\text{пор}}$, при котором происходит

изменение напряжения на выходе элемента Э2, данный элемент переходит в режим работы с открытым транзистором VT2. При этом уровень напряжения $U_{\text{вых}}$ соответствует состоянию «логического 0». Далее под действием напряжения u_3 через резистор R1 осуществляется постепенная зарядка конденсатора C, в результате чего происходит соответствующее уменьшение напряжения $u_{4,5}$ на входах 4 и 5 элемента Э2.

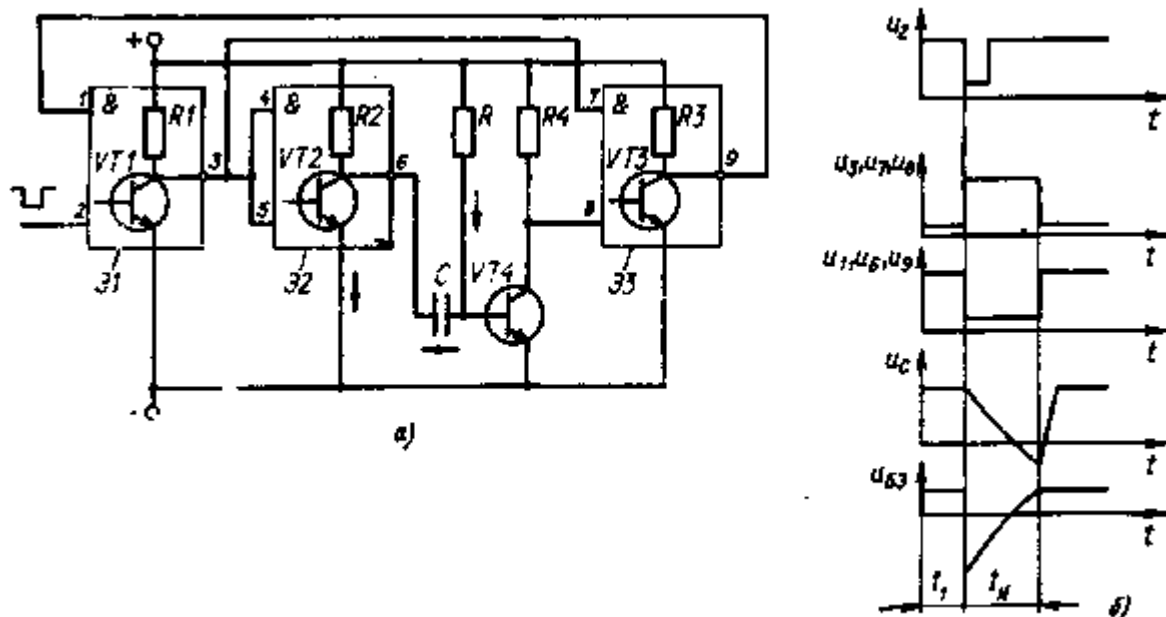


Рис. 12. Схема одновибратора с большой продолжительностью импульса на базе логических элементов 2И — НЕ и формы сигналов

В момент времени t_2 напряжение $u_{4,5}$ снижается до значения $U_{\text{пор}}$. При этом происходит закрытие транзистора VT2 и напряжение на выходе одновибратора возрастает до уровня «логической 1». В результате к обоим входам элемента Э1 оказывается подведенным напряжение с уровнем «логической 1», что обеспечивает открытие транзистора VT1 и быструю разрядку через его переход коллектор — эмиттер и диод VD конденсатора C. После окончания процесса разрядки конденсатора одновибратор устанавливается в исходное состояние. Продолжительность импульса $t_{\text{и}} = t_2 - t_1$ на выходе одновибратора определяется постоянной времени $\tau = R_1 C$. Чем больше τ , тем медленнее снижается напряжение на входах 4 и 5 элемента Э2 в процессе зарядки конденсатора C (рис. 11, кривые 1 — 3) и, следовательно, тем больший промежуток времени понадобится для снижения указанного напряжения до значения $U_{\text{пор}}$.

В первом приближении продолжительность $t_{\text{и}}$ импульса одно-Вибратора можно определить по формуле $t_{\text{и}} = R_1 C \ln(U_{\text{п}}/U_{\text{пор}})$ (где $U_{\text{п}}$ — напряжение питания одновибратора). При расчете по этой формуле получают несколько завышенные значения $t_{\text{и}}$, поскольку в ней не учитывается падение напряжения в выходной цепи логического элемента Э1 при прохождении через нее тока зарядки конденсатора C.

Стабильность $t_{\text{и}}$ в значительной степени зависит от постоянства напряжения $U_{\text{пор}}$ при изменении различных внешних факторов, например температуры элемента Э2. В этом отношении удовлетворительные показатели имеют логические микросхемы серии K511, для которых характерно $U_{\text{пор}} = 6-8$ В и температурная нестабильность $u_{\text{пор}}$ составляет не более 3 мВ/°С. Для микросхем серии K155 $U_{\text{пор}} = 0,84-1,2$ В, а температурная нестабильность порогового напряжения примерно такая же, как и у микросхем серии K511 (3 мВ/°С). Вследствие этого нестабильность напряжения $U_{\text{пор}}$ по отношению к его номинальному значению у микросхем серии K155 существенно больше, чем у микросхем серии K511. Соответственно хуже и стабильность $t_{\text{и}}$ при изменении температуры у одновибраторов на базе логических схем серии K155.

В тех случаях, когда необходимо получить значение $t_{\text{и}}$ порядка сотен миллисекунд и даже секунд, может быть рекомендована схема одновибратора, приведенная на рис. 12 [34]. Этот одновибратор выполнен на базе трех логических элементов типа 2И — НЕ, а его времязадающая цепь образована резистором R и конденсатором C. Исходное состояние одновибратора соответствует подведению к входу 2 элемента Э1 напряжения с уровнем «логической 1», а пуск схемы осуществляется при подаче на данный вход импульса с уровнем «логического 0» (рис. 12,6). В исходном состоянии уровень напряжения на выходе 9 элемента Э3, являющегося также выходным напряжением одновибратора, соответствует состоянию «логической 1». При этом к обоим выводам элемента Э1 оказывается подведенным напряжение с уровнем «логической 1», вследствие чего напряжение на выходе 3 элемента Э1 снизится до уровня «логического 0», а напряжение u_6 на выходе 6 элемента Э2 увеличится до уровня «логической 1».

Под действием напряжения u_6 происходит быстрая зарядка конденсатора C, причем ток зарядки проходит через резистор R2 и переход база — эмиттер транзистора VT4. Этот транзистор остается открытым и после окончания зарядки конденсатора, поскольку его база через резистор R подключена к положительному полюсу

источника питания. В результате этого напряжение на входе 8 элемента ЭЗ имеет уровень «логического 0», а напряжение на выходе 9 данного элемента — уровень «логической 1».

Подача в момент времени t_1 на вход 2 элемента Э1 импульса с уровнем «логического 0» приводит к появлению на выходе 3 элемента Э1 напряжения с уровнем «логической 1», а на выходе 6 элемента Э2 — «логического 0». При этом через открывшийся переход коллектор — эмиттер транзистора VT2 положительный вывод конденсатора С соединяется с эмиттером транзистора VT4. Это приводит к изменению полярности напряжения $U_{БЭ}$, подводимого к переходу эмиттер — база транзистора VT4, и закрытию этого транзистора. В результате через резистор R4 к входу 8 подводится напряжение с уровнем «логической 1». Так как напряжение на обоих входах элемента ЭЗ соответствует уровню «логической 1», то на выходе 9 элемента ЭЗ напряжение снижается до уровня «логического 0». Это напряжение подводится к входу 1 элемента Э1, что обеспечивает поддержание напряжения с уровнем «логической 1» на выходе 3 и напряжения с уровнем «логического 0» на выходе 6 элемента Э2 и после окончания действия импульса.

После открытия транзистора VT2 через конденсатор С проходит ток в направлении, указанном на рис. 12, а стрелками. Вследствие прохождения этого тока, направление которого противоположно направлению тока зарядки конденсатора, происходит перезарядка (разрядка) конденсатора с изменением напряжения (см. рис. 12,6). После того, как в процессе перезарядки конденсатора напряжение U_c на нем уменьшится до нуля, а затем возрастет до 0,3 — 0,5 В, произойдет открытие транзистора VT4. Вследствие этого напряжение на входе 8 элемента ЭЗ снижается до уровня «логического 0», а напряжение на выходе 9 увеличивается до уровня «логической 1».

Появление напряжения с уровнем «логической 1» на выходе 9 элемента ЭЗ и, следовательно, на входе 1 элемента Э1 в сочетании с подведением напряжения такого же уровня к входу 2 элемента Э1 обеспечивает установку одновибратора в исходное состояние. При этом поскольку транзистор VT2 будет закрыт, через резистор R2 произойдет быстрая зарядка конденсатора С, и схема окажется подготовленной к последующей работе.

Для реализуемого в одновибраторе процесса перезарядки конденсатора (вследствие подведения к нему напряжения питания обратной полярности) характерно более интенсивное снижение напряжения на конденсаторе по сравнению с режимом обычной его разрядки (см. рис. 11). Благодаря этому при $U_c = \pm 0,5$ В изменение напряжения в процессе перезарядки конденсатора происходит достаточно интенсивно. Поэтому можно сделать допущение о том, что окончание импульса на выходе одновибратора соответствует перезарядке конденсатора не до уровня 0,3 — 0,5 В, а до напряжения, равного нулю. При таком допущении продолжительность импульса одновибратора

$$t_{и} = -RC \ln 0,5 = 0,7RC.$$

Стабильность продолжительности импульса $t_{и}$ одновибратора, в первую очередь, определяется характеристиками конденсатора. Если требования к стабильности $t_{и}$ высоки, то нельзя применять в одновибраторе оксидно-полупроводниковые конденсаторы (имеющие минимальные размеры). В этом случае необходимо использовать конденсаторы иного типа, но во избежание чрезмерного увеличения размеров аппаратуры емкость конденсатора С приходится значительно ограничивать. Для получения же требуемой величины $t_{и}$ необходимо увеличивать сопротивление резистора R. В рассматриваемом одновибраторе эта задача решается без особых затруднений путем применения транзистора VT4 с высоким коэффициентом усиления.

Это можно проиллюстрировать на примере использования в одновибраторе логических микросхем серии К511, у которых максимальная сила входного тока составляет ~0,5 мА. Такой ток I_k должен проходить в цепи коллектора транзистора VT4 и для его обеспечения сила тока в цепи базы транзистора (проходящего через резистор R)

$$I_B = I_k k / \beta = 0,5k / \beta,$$

где β — коэффициент усиления транзистора по току; k — коэффициент, учитывающий необходимость увеличения силы тока базы для гарантированного получения режима насыщения транзистора, $k = 1,3-7-1,5$.

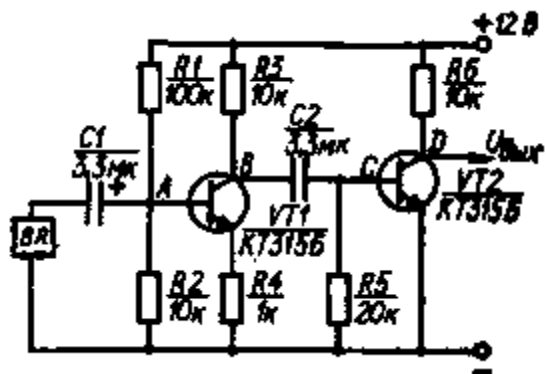


Рис. 13. Схема усилителя сигналов датчика частоты вращения

Значение r для ряда типов выпускаемых транзисторов (например, КТ3102, КТ342, КТ373) составляют не менее 100 — 200. Тогда сила тока базы транзистора $VT4$ должна быть не менее 3,75 — 7,5 мкА. При напряжении питания одновибратора, равном 15 В, для получения такого тока потребуется применение резистора R с сопротивлением 2 — 4 МОм. Следует, однако, иметь в виду, что для обеспечения стабильной работы автомобильной электронной аппаратуры применять резисторы со столь высоким номинальным сопротивлением не рекомендуется из-за возможных нарушений ее работы под воздействием токов утечки. Поэтому верхний допустимый предел сопротивления резистора R должен составлять 500 кОм — 1 МОм. При таких номинальных сопротивлениях резистора R для получения, например, продолжительности импульса $t_{и}=100$ мс в одновибраторе необходимо применять конденсатор C емкостью не более 0,15 — 0,33 мкФ.

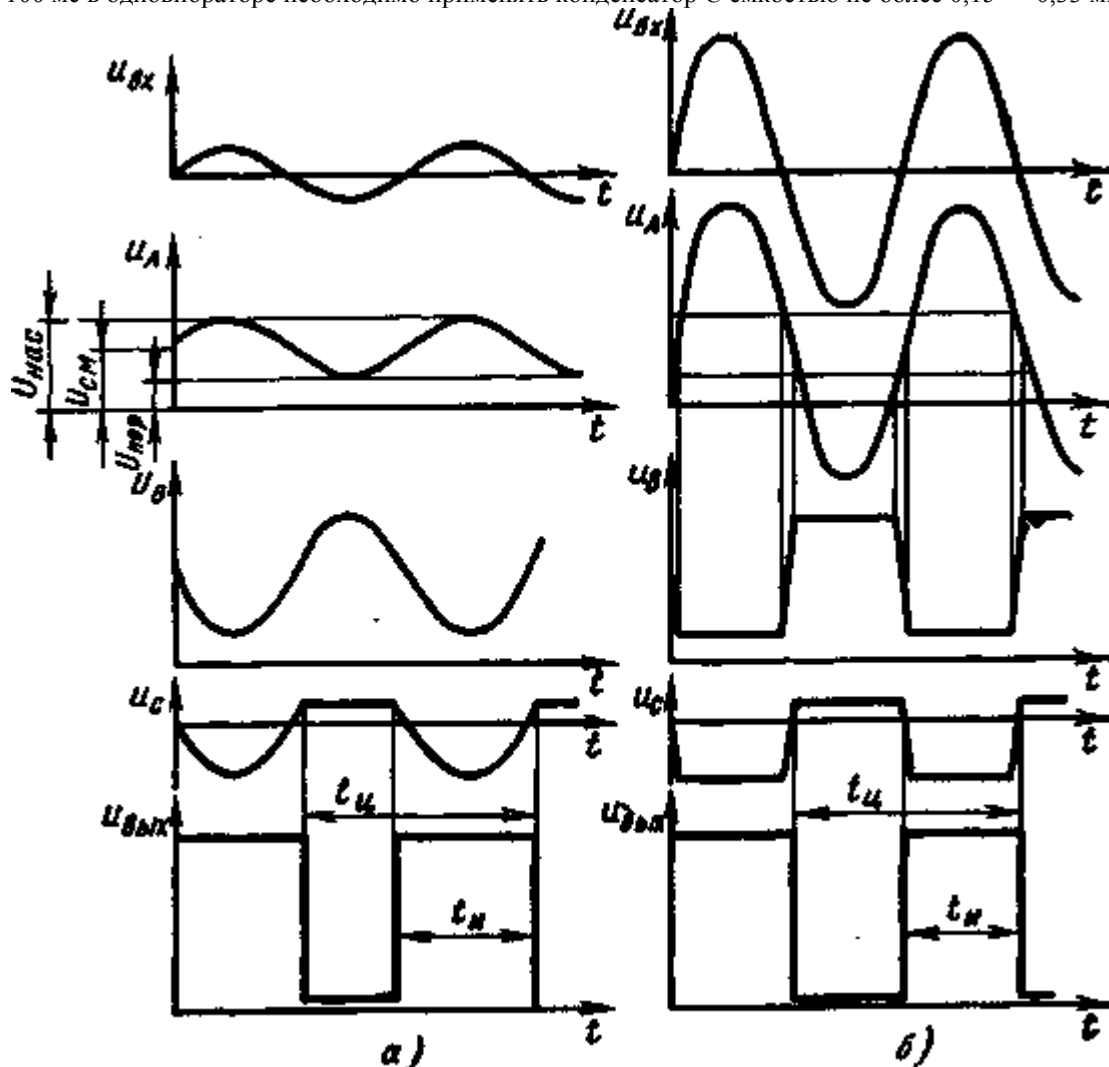


Рис. 14. Формы сигналов усилителя датчика частоты вращения при различных амплитудах входного сигнала

При использовании в составе ПЧН описанных одновибраторов для обеспечения их нормального функционирования необходимо подавать на вход одновибратора импульсы, амплитуда которых выше порогового напряжения $U_{пор}$ применяемых микросхем. Данное требование в некоторых случаях может быть обеспечено и без применения в составе ПЧН усилителя-ограничителя. В частности, это возможно в системах управления, в которых в качестве входного сигнала используется частота вращения коленчатого вала двигателя и вход ПЧН подключается к прерывателю системы зажигания, уровень напряжения на котором не ниже напряжения бортовой сети. Если же в качестве датчика частоты вращения контролируемого вала применяют устройства индукторного типа или тахогенераторы, то при низких частотах вращения вала амплитуда сигналов датчика недостаточна для нормальной работы одновибраторов. В этих случаях между выходом датчика и входом одновибратора устанавливают усилитель-ограничитель сигналов, который преобразует поступающие на его вход сигналы произвольной формы и небольшой амплитуды в последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой, близкой к напряжению бортовой сети.

На рис. 13 приведена схема одного из возможных вариантов такого усилителя, выполненного на базе дискретных элементов. Первый каскад усилителя, состоящий из транзистора $VT1$, конденсатора $C1$ и резисторов $R1 — R4$, выполнен по общеизвестной схеме усилителя с емкостной связью [31]. Вторым каскадом усилителя является ключ, выполненный на транзисторе $VT2$. Выход первого каскада (точка B) соединяется со

входом второго каскада (точка *C*) через разделительный конденсатор *C2*, благодаря чему на вход второго каскада не попадает постоянная составляющая напряжения. Характер изменения напряжения, действующего в различных элементах усилителя, показан на рис. 14, на котором использованы следующие обозначения: $U_{н0P}$ — пороговое напряжение открытия транзистора *VT1*; $U_{нас}$ — напряжение насыщения транзистора *VT1*; $U_{см}$ — напряжение на базе транзистора *VT1* при отсутствии внешнего сигнала (напряжение смещения).

Усилитель, выполненный по схеме согласно рис. 13, целесообразно применять в тех случаях, когда выходной сигнал тахомет-рического преобразователя имеет амплитуды не меньше 0,5 В. В этом случае сигнал $U_{вых}$ на выходе усилителя при изменении амплитуды входного сигнала $U_{вх}$ в широких пределах имеет практически постоянную скважность, т. е. отношение продолжительности цикла $t_{ц}$ к продолжительности $t_{и}$ импульса постоянно (рис. 14).

Если амплитуда входного сигнала усилителя меньше 0,5 В, то скважность сигнала начинает заметно уменьшаться. Для некоторых систем управления такое непостоянство величины скважности недопустимо. В этом случае для получения на выходе усилителя последовательности импульсов постоянной скважности независимо от уровня входного сигнала (начиная с десятков милливольт) в качестве основного элемента усилителя-ограничителя применяют операционный усилитель, работающий в режиме усилителя с положительной обратной связью, компаратор (или триггер Шмидта). Такой эффект достигается в результате того, что операционный усилитель переходит из режима с минимальным выходным напряжением в режим с максимальным выходным напряжением при изменении напряжения, подводимого к его входам, всего лишь на единицы или максимум на десятки милливольт.

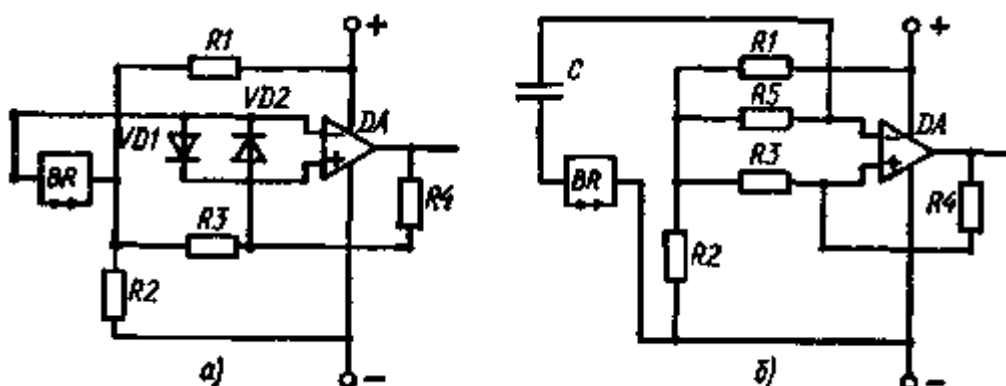


Рис. 15. Схемы усилителей-ограничителей для обработки входных сигналов низкого уровня датчика частоты вращения:

а — без разделения цепей постоянного и переменного токов; б — с разделительным конденсатором между входной цепью усилителя и обмоткой датчика частоты вращения

На рис. 15 приведены схемы усилителей-ограничителей, которые могут быть рекомендованы для применения при низких уровнях входного сигнала датчика частоты вращения. В этих схемах синфазным сигналом операционного усилителя является напряжение, подводимое к его входам от делителя напряжения (резисторы *R1* и *R2*).

В схеме на рис. 15, а переменная ЭДС, индуцируемая в обмотке датчика частоты вращения, является дифференциальным сигналом для операционного усилителя. Благодаря этому даже при небольшой амплитуде ЭДС при изменении ее полярности почти скачкообразно меняется уровень напряжения на выходе операционного усилителя. В результате соединения выхода операционного усилителя с его неинвертирующим входом через резистор *R4* большого сопротивления в усилителе создается небольшая положительная обратная связь, позволяющая получить еще более крутой фронт выходного напряжения.

В схеме согласно рис. 15, б изменение полярности ЭДС, индуцируемой в обмотке датчика частоты вращения, обеспечивает периодическое изменение напряжения на инвертирующем входе усилителя. Наличие в усилителе положительной обратной связи вследствие включения между выходом и неинвертирующим входом усилителя резистора *R4*, обуславливает смещение кривых 1 и 2 (рис. 16) вверх от оси абсцисс на величину $DU_{ос}$. В результате в усилителе формируется дифференциальный сигнал с крутым фронтом изменения в районе значений t , при которых изменяется полярность кривых 1 и 2. Вследствие этого импульсы напряжения на выходе усилителя имеют практически прямоугольную форму (кривые 1'' и 2'').

Применение положительной обратной связи в усилителе обеспечивает не только увеличение крутизны фронта выходного сигнала, но также позволяет получить постоянную его скважность, равную 2. Следует отметить, что в тех случаях, когда амплитуда сигнала преобразователя значительно выше $U_{см}$ (по крайней мере на один порядок), можно получить крутой фронт и практически постоянную скважность выходного сигнала без применения положительной обратной связи.

Схема, выполненная согласно рис. 15, а, содержит меньшее число элементов по сравнению со схемой, приведенной на рис. 15, б. Однако в схеме на рис. 15, б обмотка преобразователя не нагружается постоянной составляющей тока, в результате чего повышается его чувствительность.

ПЧН с дифференциатором входных сигналов в сочетании с интегратором. Принципиальная электрическая схема ПЧН данного типа, получающего сигналы от датчика частоты вращения индукторного типа, приведена на рис. 17. Для преобразования синусоидального сигнала, индуцируемого в обмотке датчика частоты вращения, в последовательность прямоугольных импульсов используется усилитель УО, схема которого была описана выше (см. рис. 13). Преобразование указанной последовательности импульсов в выходной аналоговый сигнал выполняется формирователем сигнала переменной скважности ФСК (дифференциатор сигналов в сочетании с интегратором) и фильтром низких частот ФНЧ. Интегратор выполнен на базе токоразностного усилителя $DA1$, а фильтр низких частот содержит конденсатор $C5$ и резистор $R10$ [10]. Усиление входного сигнала осуществляется с помощью транзистора $VT3$, включенного по схеме эмиттерного повторителя.

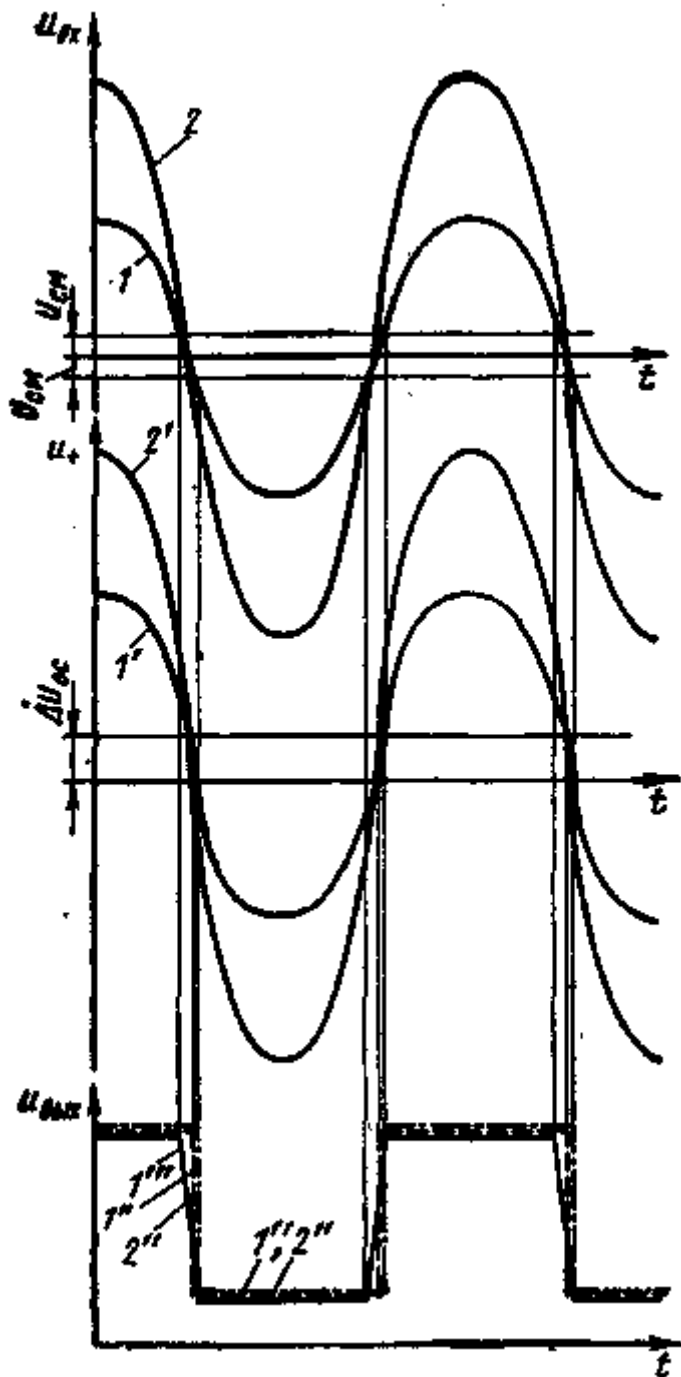


Рис. 16. Формы сигналов усилителей по схемам рис. 15:

1 и 2 — входные сигналы различной амплитуды; 1' и 2' — сигналы на неинвертирующем входе, соответствующие сигналам 1 и 2, с учетом действия обратной связи; 1'' и 2'' — сигналы на выходе, соответствующие сигналам 1' и 2'; 1''' и 2''' — сигналы на выходе, соответствующие сигналам 1 и 2 без действия обратной связи

При появлении на выходе усилителя-ограничителя (коллектор транзистора $VT2$) импульса напряжения V (рис. 18) происходит зарядка конденсатора $C3$, причем ток его зарядки $I_{сззар}$ одновременно является и током I_n , проходящим через неинвертирующий вход усилителя $DA1$. В процессе зарядки сила тока

$$I_n = (U/R_{зар}) \exp [-t/(R_{зар}C_3)], \text{ где } R_{зар} = R_6 + R_8.$$

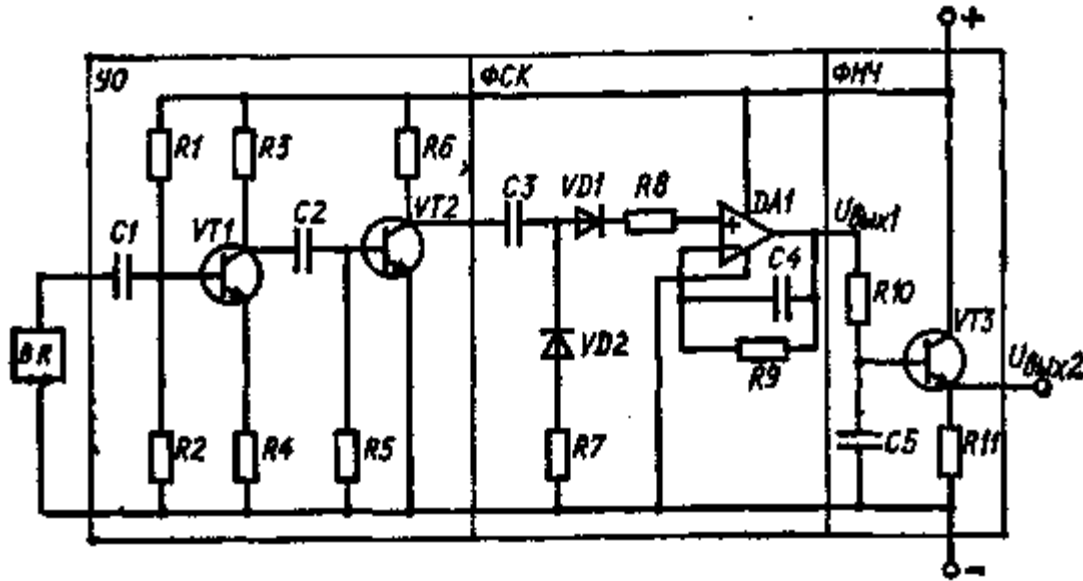


Рис. 17. Схема ПЧН с дифференциатором входных сигналов в сочетании с интегратором

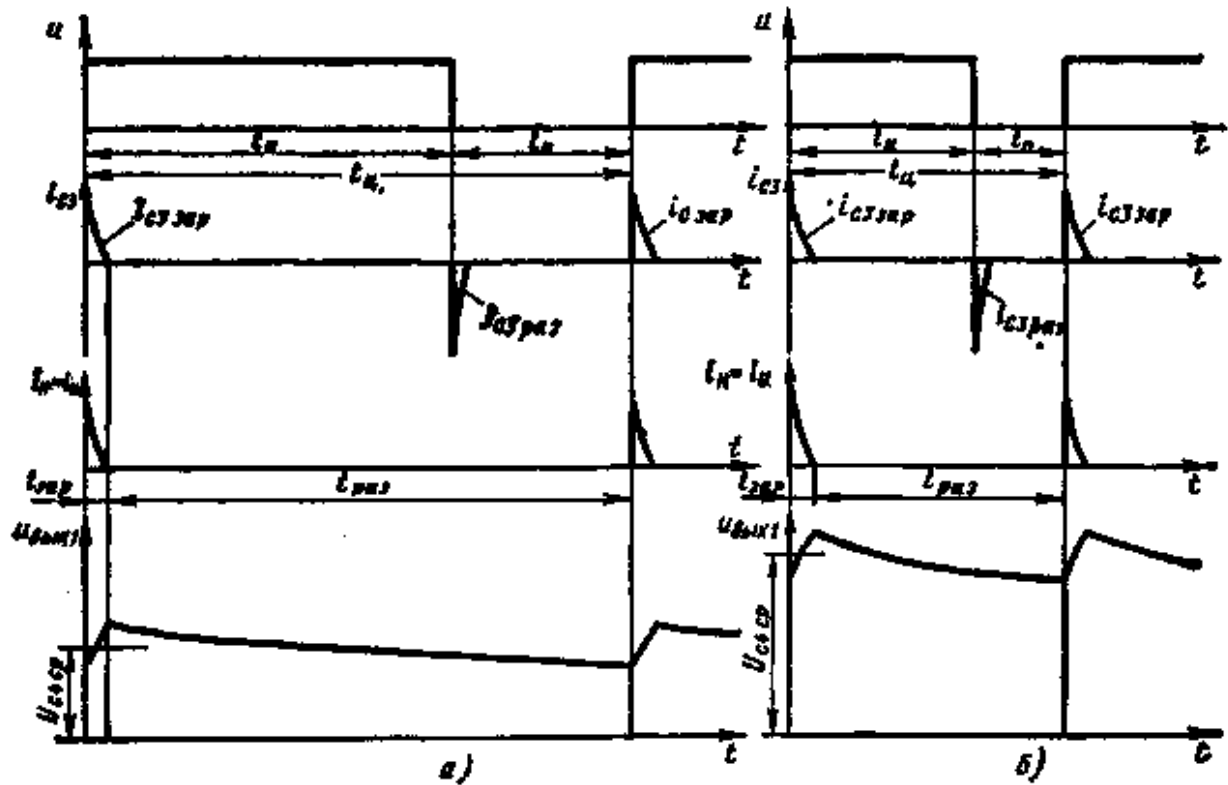


Рис. 18. Формы сигналов интегратора на базе токоразностного усилителя:
а и б — соответственно при низкой и высокой частотах сигналов от датчика частоты вращения

После окончания действия импульса (период t_n) происходит разрядка конденсатора $C3$ через диод $VD2$ и резистор $R7$. Характер изменения силы тока в процессе зарядки $I_{сззар}$ и разрядки $I_{сзраз}$ конденсатора $C3$ показан на рис. 18. У «идеального» токоразностного усилителя сила тока I_n должна быть равна силе тока I_n , проходящего через инвертирующий вход усилителя. В рассматриваемой схеме ток I_n формируется под действием напряжения $U_{вых1}$ на выходе усилителя $DA1$, которое равно напряжению U_{cb} до которого заряжен конденсатор $C4$.

В период действия импульса U сила тока I_{Π} равна сумме сил токов, проходящих через резистор R_9 и конденсатор C_4 , т. е.

$$I_{\Pi} = I_{R_9} + I_{C_4 \text{зар}} \quad (7)$$

Напряжение на конденсаторе C_4 в процессе его зарядки

$$U_{C_4} = U_{C_4 \text{н}} + \int_0^t \frac{i_{C_4 \text{зар}} dt}{C_4}, \quad (8)$$

где $U_{C_4 \text{н}}$ — напряжение на конденсаторе C_4 в момент начала его зарядки.

С учетом равенства $I_{\Pi} = I_{\Pi}$ и формул (7) и (8) может быть записано соотношение

$$U_{C_4} = U_{C_4 \text{н}} + \int_0^t \frac{i_{\Pi} dt}{C_4} - \int_0^t \frac{U_{C_4}}{R_9 C_4} dt,$$

в результате дифференцирования которого получаем

$$\frac{dU_{C_4}}{dt} + \frac{U_{C_4}}{R_9 C_4} = \frac{U}{R_{\text{зар}} C_4} \exp\left(-\frac{t}{C_3 R_{\text{зар}}}\right).$$

Общим решением данного неоднородного дифференциального уравнения является выражение

$$U_{C_4} = \frac{\exp[-t/(R_9 C_4)]}{A} + \frac{U \exp[-t/(R_{\text{зар}} C_3)]}{R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3},$$

где A — постоянная величина, которую находят исходя из начальных условий.

В момент начала зарядки конденсатора, т. е. при $t = 0$, $U_{C_4 \text{зар}} = U_{C_4 \text{н}}$. Соответственно этому начальному условию

$$\begin{aligned} A &= 1/[U_{C_4 \text{н}} - U/(R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3)]; \\ U_{C_4} &= [U_{C_4 \text{н}} - U/(R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3)] \exp[-t/(R_9 C_4)] + \\ &+ U \exp[-t/(R_{\text{зар}} C_3)] / (R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3). \end{aligned} \quad (9)$$

В момент окончания действия импульса U , т. е. при $t = t_{\text{зар}}$, напряжение на конденсаторе C_4 достигает своего наибольшего значения ($U_{\text{ом}}$ в данном цикле зарядки-разрядки), которое с учетом формулы (9) определяется выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{ом}} &= \frac{1}{R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3} \{ [U_{C_4 \text{н}} (R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3) - U] \exp[-t_{\text{зар}}/(R_9 C_4)] + \\ &+ U \exp[-t_{\text{зар}}/(R_{\text{зар}} C_3)] \}. \end{aligned} \quad (10)$$

В периоды между действием импульсов происходит разрядка конденсатора C_4 на резистор R_9 , т. е. напряжение на этом конденсаторе $U_{C_4 \text{раз}} = U_{\text{ом}} \exp[-t/(R_9 C_4)]$.

При установившемся режиме работы интегратора напряжение на конденсаторе C_4 в конце его разрядки ($t = t_{\text{раз}}$) равно напряжению на данном конденсаторе в начале зарядки. Исходя из этого $U_{C_4 \text{н}} = U_{\text{ом}} \exp[-t_{\text{раз}}/(R_9 C_4)]$. В результате преобразования этого выражения с учетом формулы (10) получаем

$$\begin{aligned} U_{\text{ом}} &= \frac{U}{R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3} \frac{\exp[-t_{\text{зар}}/(R_{\text{зар}} C_3)] - \exp[-t_{\text{зар}}/(R_9 C_4)]}{1 - \exp[-t_{\text{ц}}/(R_9 C_4)]} \quad \text{и} \\ U_{C_4 \text{ср}} &= 0,5 (U_{\text{ом}} + U_{C_4 \text{н}}) = 0,5 U_{\text{ом}} \{ 1 + \exp[-t_{\text{раз}}/(R_9 C_4)] \}, \end{aligned}$$

где $t_{\text{ц}}$ — продолжительность цикла работы интегратора, $t_{\text{ц}} = t_{\text{зар}} + t_{\text{раз}}$; $U_{C_4 \text{ср}}$ — среднее напряжение на конденсаторе C_4 .

Для обеспечения небольшого уровня пульсаций выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ должно быть выдержано условие $t_{\text{ц}} < R_9 C_4$ и, следовательно, $t_{\text{раз}} < R_9 d$. В этом случае без внесения значительных погрешностей в результаты расчетов экспоненциальные функции могут быть заменены следующими зависимостями:

$$1 - \exp[-t_{\Pi}'/(R_9 C_4)] = 1 - [1 - t_{\Pi}/(R_9 C_4)] = t_{\Pi}/(R_9 C_4);$$

$$1 + \exp[-t_{\text{раз}}/(R_9 C_4)] = 1 + [1 - t_{\text{раз}}/(R_9 C_4)] = 2 - t_{\text{раз}}/(R_9 C_4) \approx 2.$$

Зарядку конденсатора C_4 можно считать практически закончившейся, когда сила тока $I_{\Pi} = I_{\Pi}$ снижается до 5 % ее максимального значения. Такое уменьшение силы тока I_{Π} происходит за период времени $t_{3\text{ур}} = 3R_{\text{зар}}C_3$. Очевидно, что $t_{3\text{ур}}$ должно быть меньше продолжительности цикла t_{Π} . В противном случае будет отсутствовать разрядка конденсатора C_4 . С учетом этого

$$U_{\text{см}} = kf \text{ и } U_{C4\text{ср}} = U_{\text{см}},$$

где f — частота входного сигнала, $f=1/t_{\Pi}$;

$$k = \frac{UR_9 C_4 \{ \exp[-t_{2\text{ур}}/(R_{\text{зар}} C_3)] - \exp[-t_{2\text{ур}}/(R_9 C_4)] \}}{R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3} \approx$$

$$\approx \frac{UR_9 C_4 \{ \exp(-3) - \exp[-3R_{\text{зар}}C_3/(R_9 C_4)] \}}{R_{\text{зар}}/R_9 - C_4/C_3}.$$

Коэффициент k представляет собой постоянную величину, которая зависит только от напряжения V импульсов, подводимых к дифференцирующей цепи интегратора, и сопротивления его резисторов и конденсаторов. Соответственно этому напряжение $U_{\text{вых1}}$ на выходе интегратора, равное напряжению $U_{C4\text{ср}}$, пропорционально частоте f входных сигналов (см. рис. 18).

Принцип действия рассматриваемого ПЧН основан на периодически повторяющихся периодах зарядки и разрядки конденсатора C_4 , поэтому на выходе усилителя $DA1$ неизбежно наличие пульсаций напряжения $U_{\text{вых1}}$. Абсолютная величина этих пульсаций не зависит от частоты входного сигнала, но по отношению к $U_{C4\text{ср}}$ она тем больше, чем ниже эта частота.

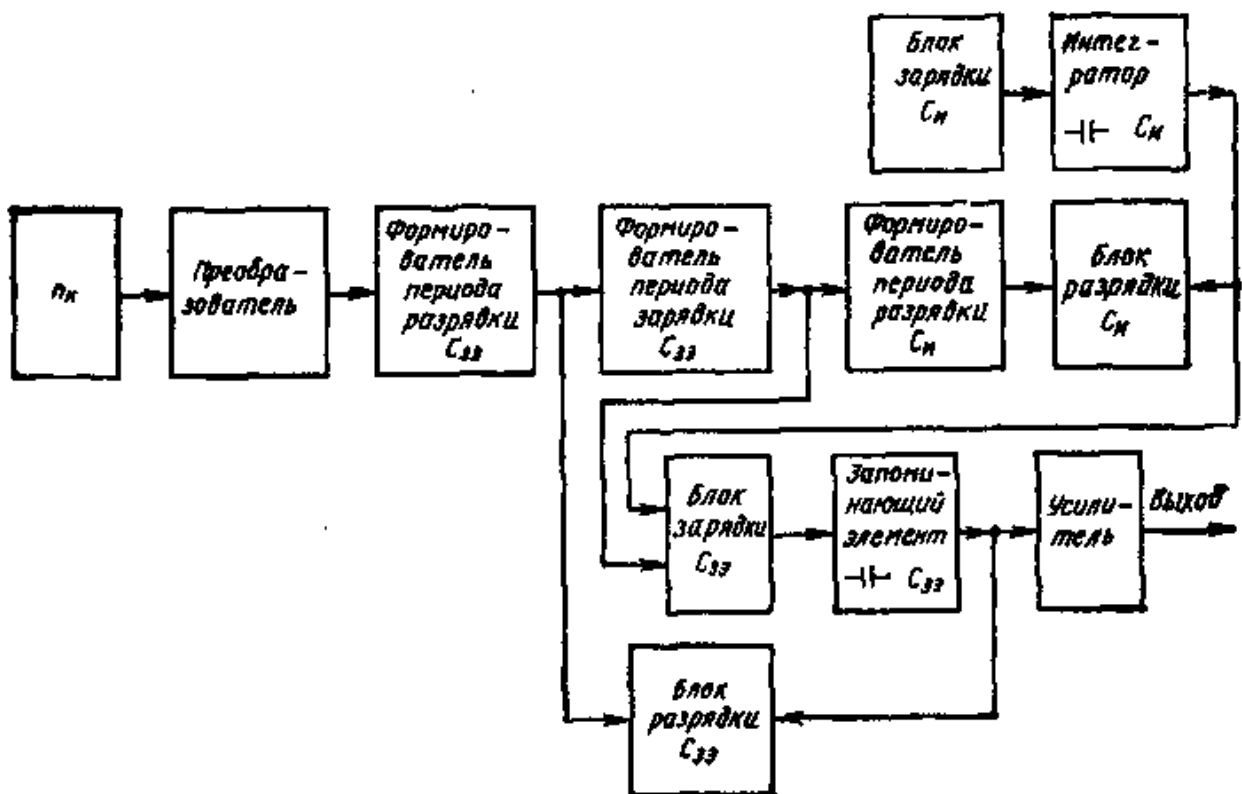


Рис. 19. Структурная схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла

Для уменьшения уровня пульсаций на выходе ПЧН применяют дополнительный фильтр низких частот, состоящий из резистора $R16$ и конденсатора $C5$. Для получения в рассматриваемом ПЧН приемлемого (низкого) уровня пульсаций выходного напряжения $U_{\text{вых2}}$ (см. рис. 17) в нем приходится применять времязадающие RC-цепи с постоянными времени на один — два порядка выше продолжительности цикла входных импульсов. Вследствие этого данный ПЧН имеет невысокое быстродействие, и во избежание недопустимого запаздывания изменения его выходного сигнала по отношению к входному сигналу он в ряде

случаев может быть применен при частотах входного сигнала не ниже сотен герц. Если же частоты входного сигнала составляют порядка десятков герц и допустимым является низкий уровень пульсаций, то ПЧН следует выполнять по какой-либо из схем, рассматриваемых ниже.

ПЧН с управляемыми интеграторами входных сигналов

В ПЧН данного типа с помощью управляемого интегратора происходит преобразование периода (или полупериода) входного сигнала в напряжение постоянного тока в следующем порядке:

- 1) от переднего или заднего фронта импульса входного сигнала подается команда на возврат интегратора в исходное состояние. При этом происходит быстрая разрядка ранее заряженного конденсатора интегратора с уменьшением на нем напряжения до нуля или другого заданного уровня;
- 2) после возврата интегратора в исходное состояние начинается зарядка его конденсатора, которая длится в течение периода действия импульса входного сигнала или в продолжение всего цикла входного сигнала;
- 3) в конце зарядки конденсатора интегратора уровень напряжения на нем запоминается, после чего процесс преобразования повторяется вновь.

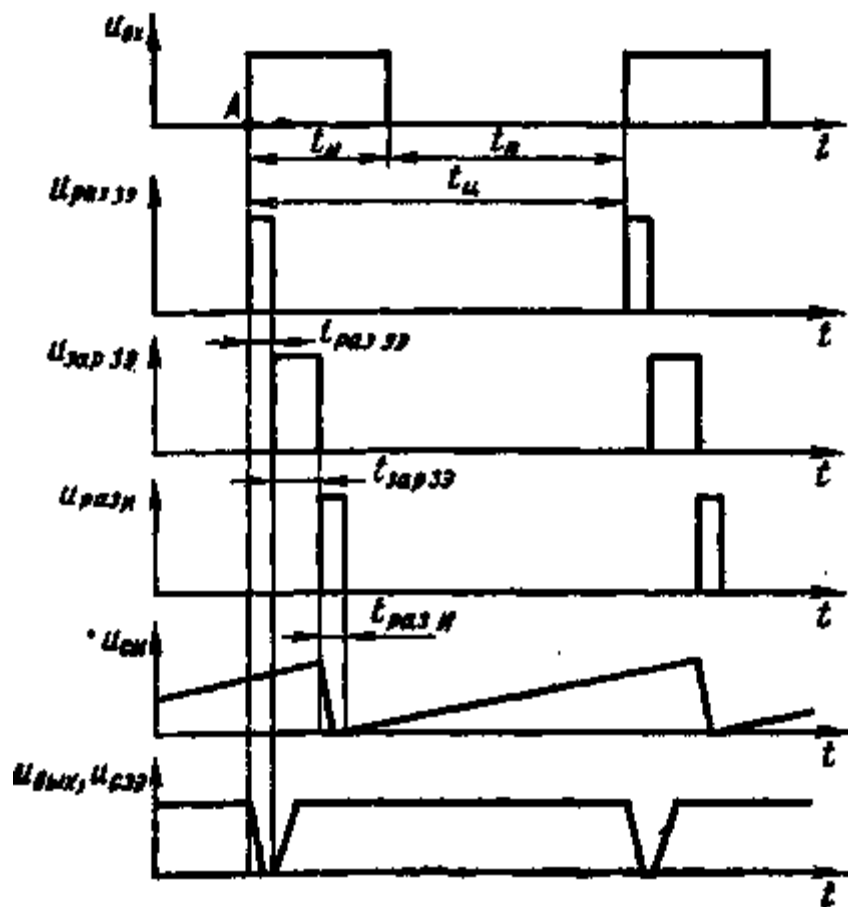


Рис. 20. Изменение формы сигналов в ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла

Рассмотрим схемы ПЧН двух типов, в которых используется указанный принцип преобразования. Они отличаются тем, что в первом из них осуществляется зарядка одного интегрирующего конденсатора в течение всего цикла работы, а во втором применены два интегрирующих конденсатора, поочередно заряжаемые в течение действия входного импульса и паузы между импульсами.

ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла. Действие данного ПЧН, структурная схема которого приведена на рис. 19, основано на том, что в течение всего цикла действия входного сигнала конденсатор C_n интегратора заряжается, а в конце цикла уровень напряжения на данном конденсаторе запоминается в результате кратковременного его соединения с конденсатором C_{33} запоминающего элемента. После этого происходит быстрая разрядка конденсатора интегратора, и цикл работы повторяется (А. с. 790280, СССР, МКИ³ Н 03 К 9/06).

Рассмотрим действие ПЧН с момента появления импульса входного сигнала $U_{вх}$ (рис. 20, точка А). От переднего фронта этого сигнала подается команда на формирование короткого импульса $U_{раз33}$, который управляет ключом быстрой разрядки конденсатора запоминающего элемента. При этом (за часть периода $t_{раз33}$) напряжение $U_{с33}$ на данном конденсаторе быстро уменьшается до нуля. После окончания действия импульса

$U_{раз33}$ от его заднего фронта подается команда на формирование короткого импульса $U_{зар33}$, вследствие чего обеспечивается связь между конденсатором $C_{и}$ интегратора и конденсатором C_{33} запоминающего элемента. Благодаря этому в течение части периода $t_{зар33}$ от конденсатора $C_{и}$ осуществляется зарядка конденсатора C_{33} , напряжение U_{C33} на котором возрастает от нуля до значения равного напряжению U_{CVL} на конденсаторе интегратора (в данный период времени). - v v

После окончания действия импульса $U_{зар33}$ от его заднего фронта подается команда на формирование короткого импульса $U_{раз}$ и, который обеспечивает включение ключа, осуществляющего быструю разрядку конденсатора интегратора (см. рис. 20) После окончания действия импульса $U_{раз}$ происходит выключение ключа разрядки конденсатора интегратора, что обеспечивает его последующую зарядку. Далее весь цикл работы ПЧН повторяется

Характер изменения напряжения $U_{с33}$, до которого заряжается конденсатор запоминающего элемента, аналогичен изменению выходного напряжения ПЧН. В свою очередь, величина $u_{с33}$ зависит от напряжения $U_{сн}$, до которого зарядился конденсатор интегратора к моменту появления импульса $U_{зар33}$

Чем выше частота f входных импульсов, тем меньше продолжительность цикла $t_{ц}$ и, следовательно, короче период, в течение которого заряжается конденсатор интегратора. По мере повышения частоты входных сигналов уменьшается значение $u_{сн}$ и снижается напряжение $U_{с33}$. Вследствие этого обеспечивается зависимость напряжения на выходе ПЧН от частоты входных сигналов

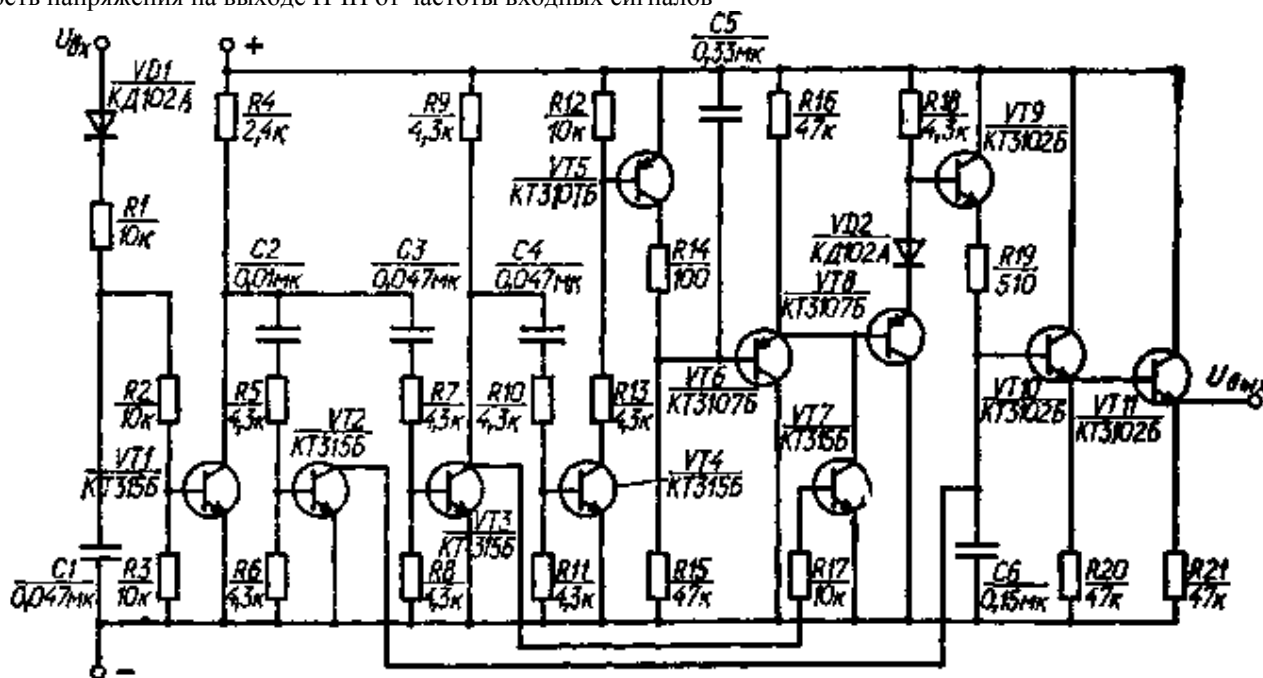


Рис. 21. Схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла

Следует отметить, что у ПЧН, действующего по рассмотренному принципу, напряжение $U_{вых}$ на выходе уменьшается по мере повышения частоты входного сигнала. Если такой характер зависимости $U_{вых}=F(f)$ неприемлем, т. е. необходимо обеспечить увеличение выходного напряжения ПЧН с повышением частоты входного сигнала, то схема ПЧН должна быть выполнена таким образом, чтобы его выходное напряжение было равно разности постоянного напряжения (например, напряжения источника питания) и напряжения $u_{с33}$.

Таким образом, быстродействие ПЧН, т. е. продолжительность формирования выходного напряжения в зависимости от частоты входного сигнала, равно продолжительности цикла входного сигнала. Это весьма высокий показатель быстродействия ПЧН.

Недостатком данного ПЧН является наличие провалов в кривой выходного напряжения (см. рис. 20). Эти провалы, однако, весьма короткие по продолжительности, и их легко ликвидировать либо с помощью фильтра, имеющего малую постоянную времени, либо иными способами, которые рассмотрены ниже.

Схема ПЧН, действующего в соответствии с рассмотренным принципом, изображена на рис. 21. Для обеспечения четкой работы формирователей периодов зарядки и разрядки конденсаторов интегратора $C5$ и запоминающего элемента $C6$ необходимо подавать на вход этих формирователей прямоугольные импульсы. Данное требование обеспечивается благодаря выполнению преобразователя входных сигналов в виде ключа на транзисторе $VT1$.

Напряжение $U_{к1}$ на коллекторе транзистора $VT1$ (рис. 22) является входным напряжением для формирователя периода разрядки конденсатора $C6$ запоминающего элемента, состоящего из конденсатора $C2$, резисторов $R5$ и $R6$, а также транзистора $VT2$.

В момент появления напряжения $U_{к1}$ (рис. 22, точка A) через ранее разрядившийся конденсатор $C2$ на базу транзистора $VT2$ поступает ток $I_{б2}=I_{с2}$. Открытие при этом перехода коллектор — эмиттер транзистора $VT2$

обеспечивает быструю разрядку конденсатора C_6 и, как следствие, снижение до нуля выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.

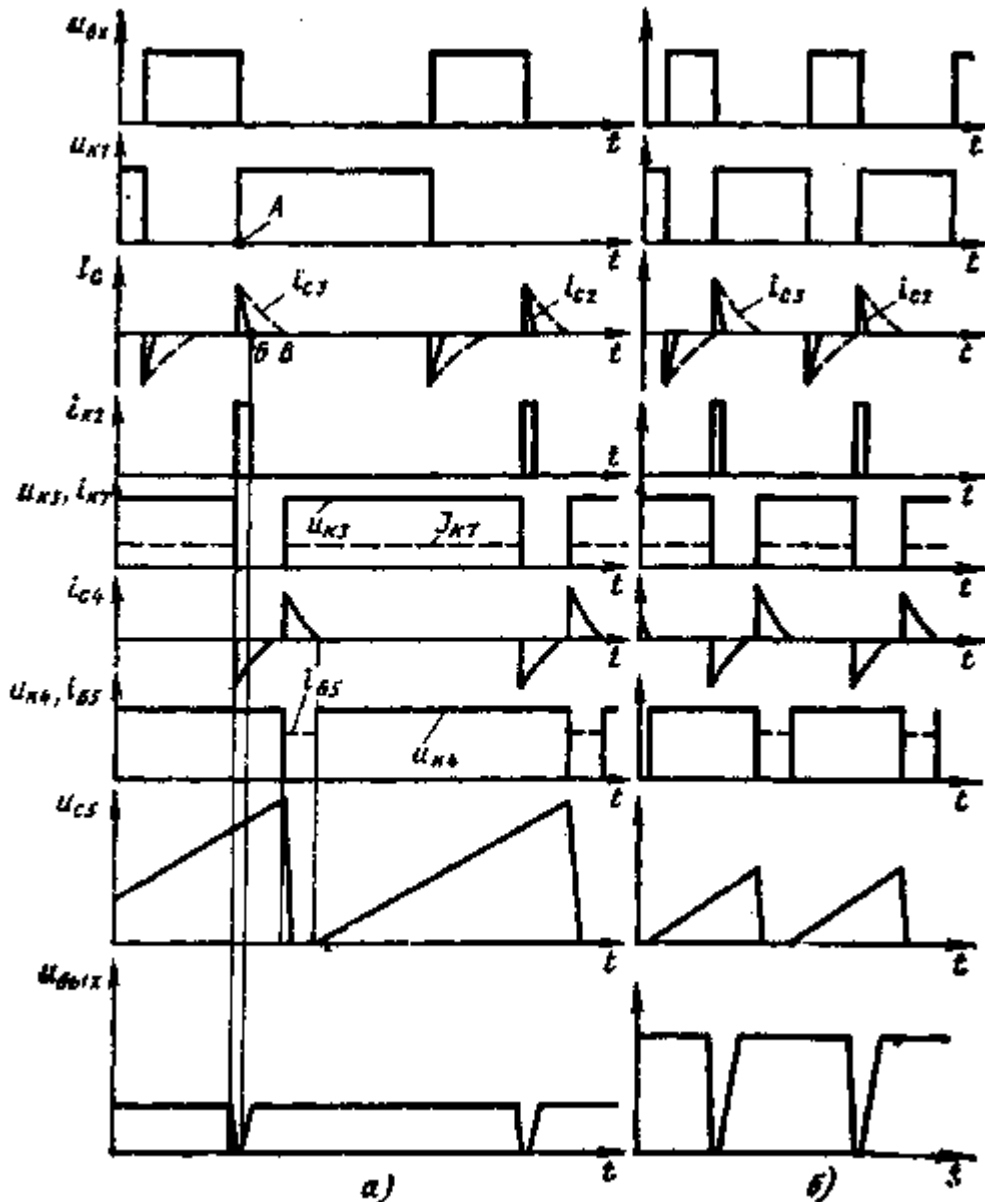


Рис. 22. Формы сигналов элементов ПЧН по схеме рис. 21: а и б — соответственно при низкой и высокой частотах входного сигнала

В результате прохождения тока I_{C2} через конденсатор $C2$ происходит постепенная его зарядка, вследствие чего уменьшается до нуля базовый ток транзистора $VT2$, и он выключается.

При появлении напряжения $U_{к1}$ наряду с открытием транзистора $VT2$ включается и транзистор $VT3$, поскольку в его базу поступает ток $I_{Б3}=I_{C3}$ через ранее разрядивший конденсатор $C3$. В результате этого напряжение на базе транзистора $VT7$ снижается, что обеспечивает его выключение с отключением от отрицательного полюса источника питания базы транзистора $VT8$. Тем самым подготавливается возможность последующей зарядки конденсатора $C6$.

При включении транзистора $VT3$ через резисторы $R10$ и $R11$ происходит разрядка ранее заряженного конденсатора $C4$ и подготавливается включение транзистора $VT4$ после того, как произойдет выключение транзистора $VT3$. Но до тех пор, пока транзистор $VT3$ включен, вместе с транзистором $VT4$ остается закрытым и транзистор $VT5$, благодаря чему происходит беспрепятственная зарядка конденсатора $C5$ через резистор $R15$. При этом напряжение, подводимое к базе транзистора $VT6$,

$$U_{B6} = U_n - U_{C6}, \quad (11)$$

где U_{C5} — напряжение на конденсаторе $C5$; U_n — напряжение источника питания ПЧН.

Напряжение, подводимое к конденсатору $C6$ от эмиттера транзистора $VT9$ после выключения транзистора $VT7$,

$$U_{C6} = U_{B6} + \Delta U_{ЭБ6} + \Delta U_{ЭБ8} + \Delta U_{VD2} - \Delta U_{БЭ9}, \quad (12)$$

где $DU_{ЭБ6}$, $DU_{ЭБ8}$ и $DU_{ЭБ9}$ — падения напряжения на переходе база — эмиттер соответственно транзисторов $VT6$, $VT8$, $VT9$; DU_{VD2} — падение напряжения в диоде $VD2$.

В первом приближении можно принять, что все указанные падения напряжения имеют одинаковую величину DU . При этом условии выражение (12) с учетом формулы (11) имеет вид

$$U_{C6} = U_n - U_{C5} + 2DU. \quad (13)$$

Напряжение на выходе ПЧН

$$U_{ВЫХ} = U_{C6} - DU_{БЭ10} - DU_{БЭ11}, \quad (14)$$

где $DU_{БЭ10}$ и $DU_{БЭ11}$ — падения напряжения на переходе база-эмиттер соответственно транзисторов $VT10$ и $VT11$.

Если, как и ранее принять, что $DU_{БЭЮ} = AU_{БЭП} = A(U_n - U_{C5})$, то формулу (14) можно записать в виде

$$U_{ВЫХ} = V_n - V_{C5}. \quad (15)$$

Зарядка конденсатора $C6$ начинается не сразу после включения транзистора $VT3$, а только после того, как вследствие зарядки конденсатора $C2$ произойдет выключение транзистора $VT2$, и положительный полюс конденсатора $C6$ будет отсоединен от отрицательного полюса источника питания. Начало этого периода на рис. 22 обозначено точкой B , а его окончание соответствует моменту выключения транзистора $VT3$, т. е. при уменьшении до нуля тока $I_{Б3} = I_{C3}$. Зарядка конденсатора $C6$ осуществляется через резистор $R19$, имеющий малое сопротивление. Благодаря этому зарядка данного конденсатора до напряжения источника зарядки, равного величине $U_n - U_{C5} + 2DU$, происходит в очень короткий промежуток времени (рис. 22), который всегда короче максимально возможного периода его зарядки (до момента выключения транзистора $VT3$), определяемого интервалом между точками B и B' . Таким образом, гарантируется нормальное функционирование ПЧН даже при значительных разбросах параметров комплектующих изделий его времязадающих цепей.

Конденсатор $C6$ к его зарядной цепи подключается практически в конце зарядки конденсатора $C5$, когда он уже заряжен до максимального значения напряжения U_{C5max} (соответствующего данной частоте входных сигналов). Для этого случая формулы (13) и (15) следует записать в виде

$$U_{C6} = U_n - U_{C5max} + 2DU; \quad (16)$$

$$U_{ВЫХ} = U_n - U_{C5max}. \quad (17)$$

После того, как вследствие зарядки конденсатора $C3$ произойдет выключение транзистора $VT3$, на его коллекторе появится напряжение $U_{к3}$ высокого уровня. При этом включится транзистор $VT7$, вследствие чего будет прервана связь между конденсатором $C6$ и источником его зарядки. В то же время через ранее разрядившийся конденсатор $C4$ и резистор $R10$ в базу транзистора $VT4$ поступит ток, что обеспечит включение как данного транзистора, так и транзистора $VT5$ (вследствие замыкания цепи тока $I_{Б5}$ его базы). В результате этого через открытый переход коллектор — эмиттер транзистора $VT5$ и резистор $R14$ низкого сопротивления произойдет быстрая разрядка конденсатора $C5$ (рис. 22).

Протекание тока через конденсатор $C4$ приведет к постепенной его зарядке с уменьшением до нуля силы тока $I_{Б4}$. Следствием этого является закрытие транзисторов $VT4$ и $VT5$, после чего начинается новый цикл зарядки конденсатора $C5$. Из анализа формулы (17) следует, что $U_{ВЫХ}$ возрастает по мере уменьшения напряжения U_{C5max} . С повышением частоты входных сигналов напряжение U_{C5max} уменьшается и, следовательно, возрастает выходное напряжение $U_{ВЫХ}$.

Таким образом, в течение любого цикла действия входного сигнала установившееся значение напряжения на конденсаторе $C6$ определяется напряжением U_{C5max} , до которого конденсатор $C5$ зарядился в конце предшествовавшего цикла. С учетом этого напряжение, действующее на выходе ПЧН в течение i -го цикла входного сигнала,

$$U_{ВЫХi} = U_n - U_{C5max(i-1)}, \quad (18)$$

где $U_{C5max(i-1)}$ — максимальное напряжение на конденсаторе $C5$ в конце $(i-1)$ -го цикла.

Зависимость напряжения $U_{ВЫХ}$ на выходе ПЧН от частоты f входных сигналов, полученная при испытаниях ПЧН, выполненного по схеме рис. 21, является нелинейной (рис. 23). Однако, как это показано штриховыми линиями на рис. 23, нелинейная характеристика ПЧН может быть с достаточной точностью представлена в виде двух отрезков с линейным изменением выходного напряжения от частоты входного сигнала в диапазонах 20 — 70 и 70 — 130 Гц. Для ряда устройств электронных систем управления агрегатами автомобилей линейность зависимости $U_{ВЫХ} = F(f)$ не является обязательным требованием к характеристике ПЧН.

Выходное напряжение ПЧН по схеме рис. 21 является функцией напряжения, до которого заряжается конденсатор $C5$. При этом несмотря на то, что связь между конденсатором $C5$ и выходом ПЧН осуществляется через несколько полупроводниковых приборов, в выражении (18) отсутствуют составляющие, зависящие от характеристик этих полупроводниковых приборов. Данная особенность схемы является существенным ее преимуществом, поскольку обеспечивается высокая температурная стабильность характеристики $U_{sbx} = F(f)$ ПЧН, несмотря на значительное влияние температуры на параметры полупроводниковых приборов. Такой результат получен вследствие того, что связь между конденсатором $C5$ и выходом ПЧН образована с помощью эмиттерных повторителей, выполненных на базе транзисторов типа $p-n-p$ ($VT6$, $VT8$) и типа $n-p-n$ ($VT9$, $VT10$, $VT11$). При этом падения напряжения в переходах база — эмиттер транзисторов типов $p-n-p$ и $n-p-n$ имеют

обратные знаки, что обеспечивает их взаимную компенсацию, независимо от температуры окружающей среды. В рассматриваемой схеме вместо одного эмиттерного повторителя на базе транзистора типа $p = n = p$ используется диод $VD2$, падение напряжения в котором компенсирует падение напряжения в одном из эмиттерных повторителей на базе транзисторов типа $n-p-n$.

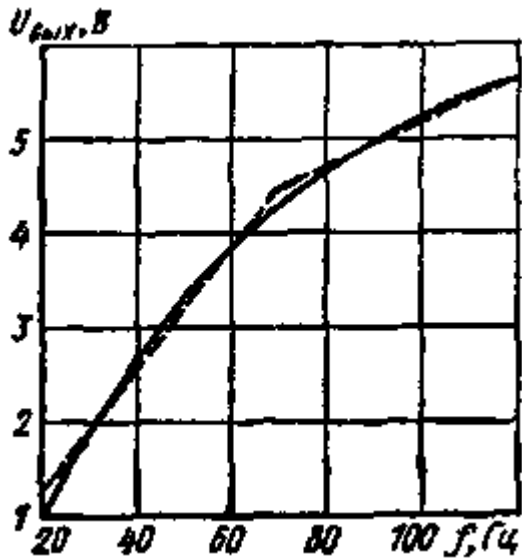


Рис. 23. Зависимость напряжения на выходе ПЧН по схеме рис. 21 от частоты входного сигнала

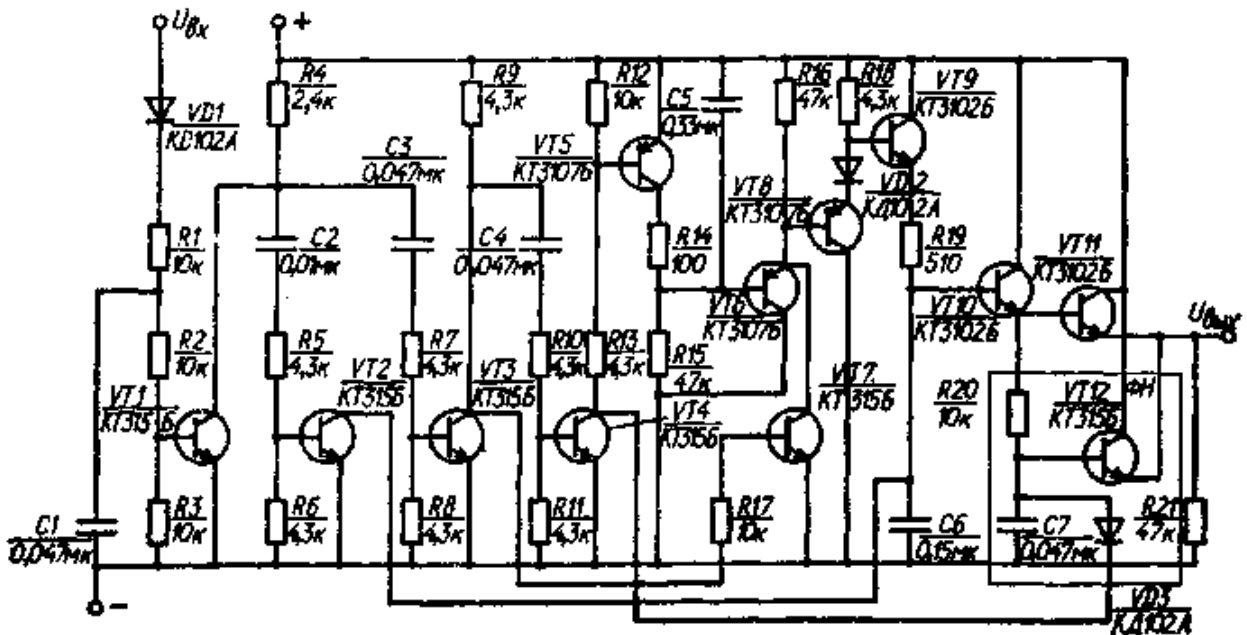


Рис. 24. Схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла, содержащего управляемый фильтр низких частот

У ПЧН, выполненного по схеме рис. 21, имеются провалы напряжения на конденсаторе $C6$ в периоды его зарядки и разрядки (см. рис. 22). Такие же провалы напряжения передаются от конденсатора $C6$ на выход ПЧН через транзисторы $VT10$ и $VT11$. Этот недостаток устранен в ПЧН, выполненном по схеме рис. 24, которая отличается от рассмотренной выше схемы наличием дополнительного управляемого фильтра низких частот ФНЧ, состоящего из резистора $R20$ и конденсатора $C7$.

Источником зарядки конденсатора $C7$ является конденсатор $C6$, поэтому напряжение, до которого заряжается конденсатор $C7$, определяется следующим выражением, в котором для упрощения принято, что падение напряжения в переходе база — эмиттер всех транзисторов является одинаковым и составляет DU :

$$U_{C7} = U_{C6} - DU_{БЭ10} = U_{C6} - DU. \quad (19)$$

Разрядка конденсатора $C7$ происходит через диод $VD3$ при включении транзистора $VT4$,

Особенность подключения фильтра низких частот заключается в том, что периоды зарядки и разрядки конденсаторов $C6$ и $C7$ смещены во времени (рис. 25). В течение промежутка времени t_n , когда имеется резкое

уменьшение напряжения на конденсаторе C_6 , конденсатор C_7 продолжает оставаться заряженным, и напряжение на нем определяется выражением (19). При этом напряжение на выходе ПЧН

$$U'_{\text{ВЫХ}} = U_{C7} - DU_{BЭ12} = U_{C7} - AU = U_{C6} - 2DU.$$

Вследствие малой длительности промежутка времени t_n для обеспечения постоянства напряжения на выходе ПЧН требуется конденсатор C_7 небольшой емкости. К моменту окончания периода t_n завершается зарядка конденсатора C_6 и напряжение на выходе ПЧН

$$U''_{\text{ВЫХ}} = U_{CВ} - DU_{BЭ10} - DU_{BЭ11} = U_{C6} - 2DU.$$

Это напряжение равно напряжению $U'_{\text{ВЫХ}}$, которое обеспечивалось на выходе ПЧН в период t_n вследствие действия конденсатора C_7 .

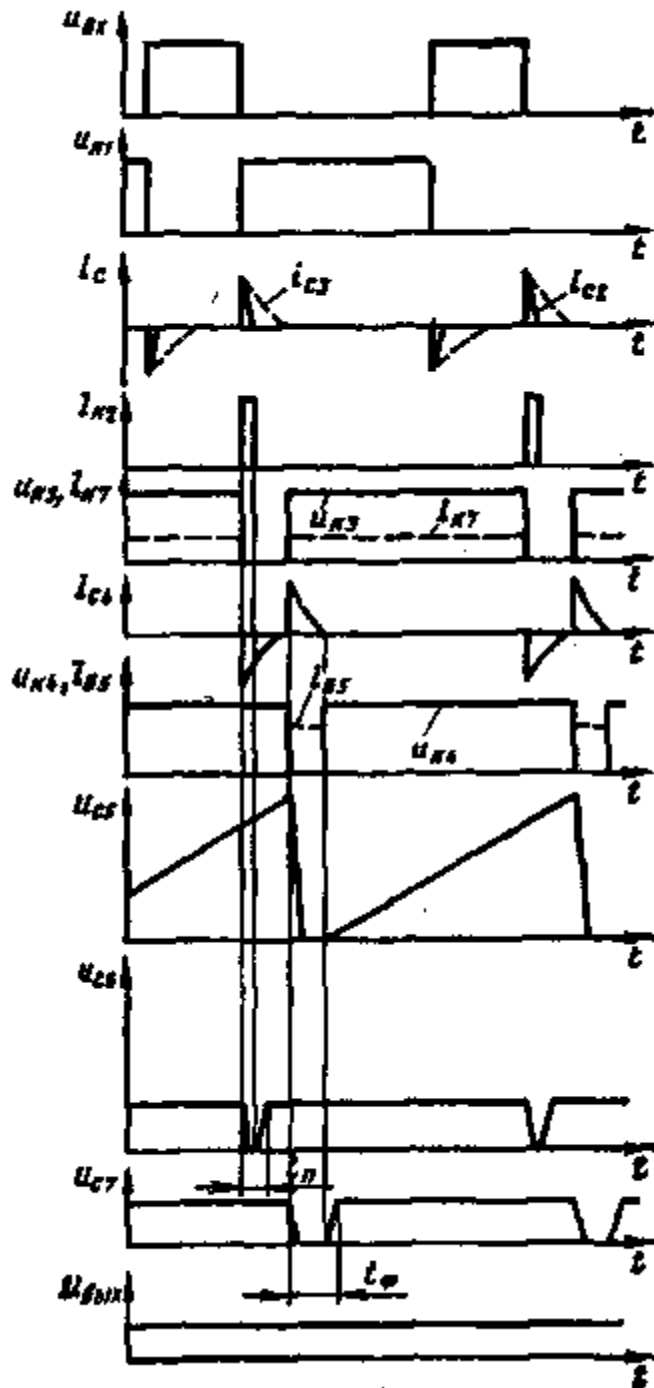


Рис. 25. Формы сигналов элементов ПЧН по схеме рис. 24

Период t_ϕ , в течение которого заряжается и разряжается конденсатор C_7 , начинается лишь после окончания периода t_n . Благодаря этому у ПЧН, выполненного согласно схеме рис. 24, отсутствуют провалы в выходном напряжении (см. рис. 25). Такой же эффект достигается при реализации в ПЧН принципа «следающей разрядки» конденсатора запоминающего элемента.

Суть принципа заключается в том, что разрядка или зарядка конденсатора запоминающего элемента, осуществляемая в конце каждого цикла входного сигнала, проводится до различной величины напряжения на конденсаторе в зависимости от частоты входного сигнала, действующего в течение данного цикла. При этом реализуются следующие режимы зарядки или разрядки конденсатора запоминающего элемента после окончания каждого из циклов входного сигнала:

если частота входного сигнала в текущем цикле равна его частоте в предшествовавшем цикле, то конденсатор запоминающего элемента не заряжается и не разряжается, т. е. напряжение на нем не изменяется;

при частоте входного сигнала в текущем цикле, меньшей, чем в предыдущем цикле, после окончания текущего цикла конденсатор запоминающего элемента разряжается до такого остаточного напряжения, которое должно соответствовать уровню зарядки конденсатора интегратора в текущем цикле;

если частота входного сигнала в текущем цикле больше, чем в предшествовавшем, то после окончания текущего цикла сразу же происходит зарядка конденсатора запоминающего элемента до напряжения, которое должно установиться на нем в соответствии с уровнем зарядки конденсатора интегратора в текущем цикле.

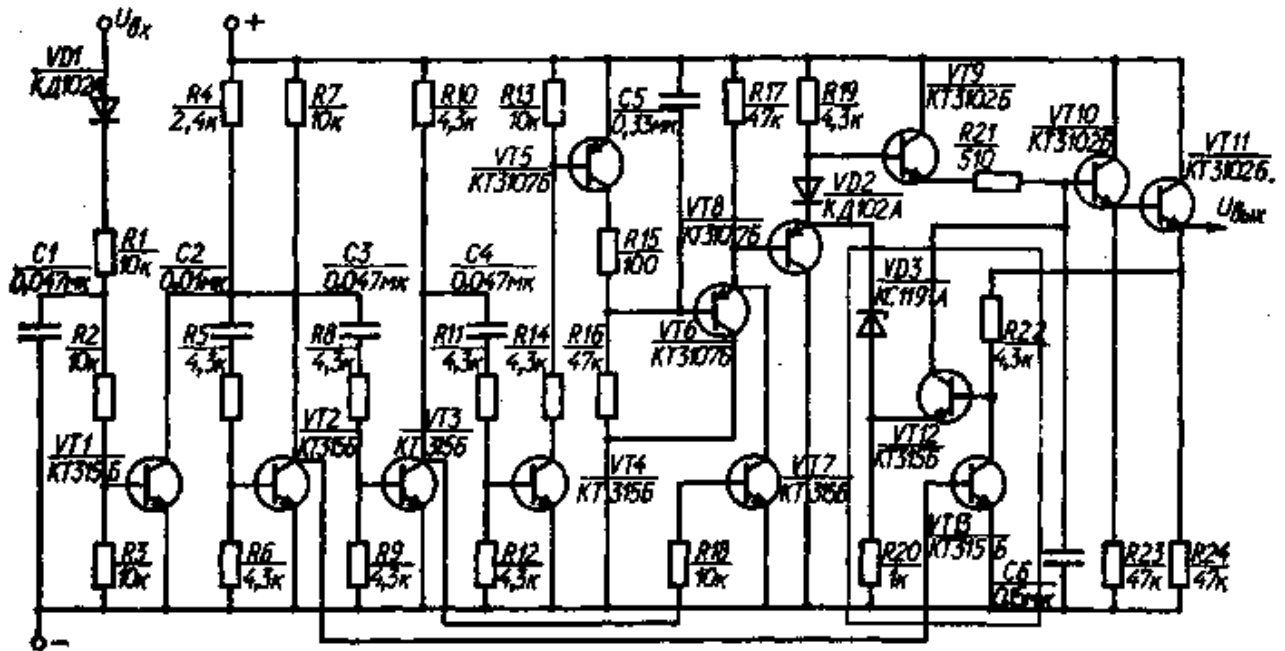


Рис. 26. Схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла, содержащего элемент следящей разрядки

Схема ПЧН, в котором реализован принцип следящей разрядки, приведена на рис. 26. Она отличается от схемы ПЧН по рис. 21 наличием дополнительного элемента слежения, состоящего из транзисторов VT_{12} и VT_{13} , стабилитрона VD_3 и резисторов R_{20} , R_{22} (на рисунке этот элемент очерчен тонкой сплошной линией).

Конденсатор C_6 запоминающего элемента разряжается через переход коллектор — эмиттер транзистора VT_{12} , который открывается, когда к его базе подводится напряжение U_{B12} , на 0,4 — 0,5 В большее, чем напряжение U_{312} , подводимое к его эмиттеру.

В ПЧН, выполненном по рассматриваемой схеме, сразу же после окончания 1-го цикла входного сигнала происходит быстрая зарядка или разрядка конденсатора C_6 запоминающего элемента до напряжения, определяемого напряжением, до которого к данному моменту зарядился конденсатор C_5 интегратора. Далее в течение всего $(i+1)$ -го цикла напряжение на конденсаторе C_6 остается неизменным и может быть определено по формуле

$$U_{C6(i+1)} = U_n - U_{C5maxi} + 2DU. \quad (20)$$

С учетом структуры этой формулы напряжение на конденсаторе C_6 в течение 1-го цикла

$$U_{C6t} = U_a - U_{C5max(i-1)} + 2DU. \quad (21)$$

В период, предшествующий окончанию i -го цикла, напряжение на базе транзистора VT_{12}

$$U_{B12i} = U_{C6i} - 2DU = U_n - U_{C5max(i-1)}. \quad (22)$$

Такое же напряжение $U_{B12i} = U_{B12i}$ подводится к базе транзистора VT_{12} и к моменту окончания i -го цикла, а напряжение, подводимое к эмиттеру транзистора VT_{12} в данный момент времени,

$$U_{Э12i} = U_n - U_{C5maxi} + 2DU - U_{VD3}, \quad (23)$$

где U_{VD3} — опорное напряжение стабилитрона VD_3 .

С учетом формулы (20) выражение (23) может быть записано в виде

$$U_{Э12i} = U_{C6(i+1)} - U_{VD3}. \quad (24)$$

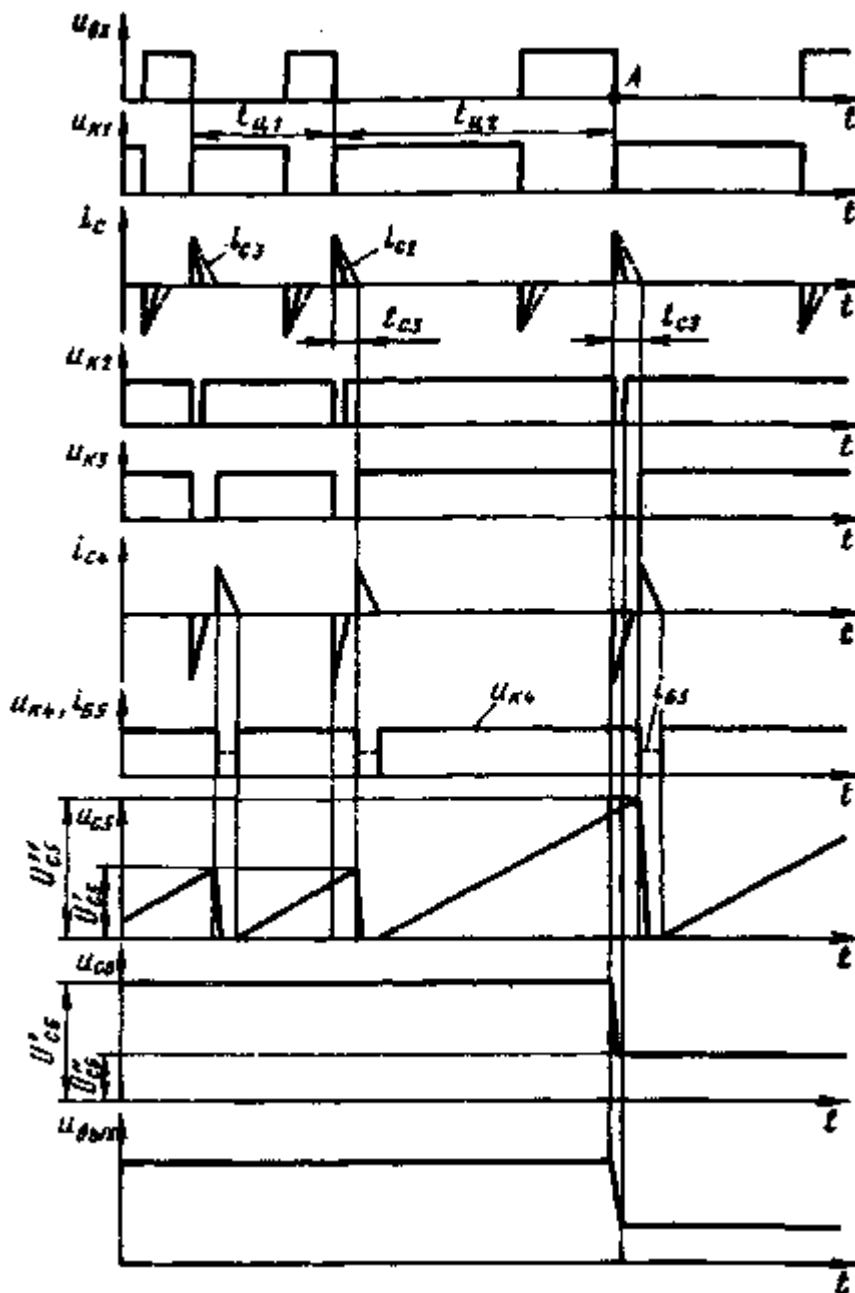


Рис. 27. Формы сигналов элементов ПЧН по схеме рис. 26 при уменьшении частоты входного сигнала

Для того чтобы исключить резкое снижение напряжения на выходе ПЧН, необходимо обеспечить следующие режимы его работы сразу же после окончания 1-го цикла:

при $U_{C6(i+1)} > U_{C6i}$ конденсатор $C6$ должен только заряжаться, а напряжение на нем увеличиваться от U_{C6i} до $U_{C6(i+1)}$;

при $U_{C6(i+1)} < U_{C6i}$ конденсатор $C6$ должен разряжаться, и напряжение на нем снижаться от U_{C6i} до $U_{C6(i+1)}$;

при $U_{C6(i+1)} = U_{C6i}$ конденсатор не должен ни заряжаться, ни разряжаться.

С учетом формул (22) и (24) напряжение между базой и эмиттером транзистора $VT12$ к моменту окончания 1-го цикла

$$U_{БЭ12i} = U'_{Б12i} - U_{Э12i} = U_{C6i} - U_{C6(i+1)} + U_{VD3} - 2DU. \quad (25)$$

Для реализации указанных выше режимов работы ПЧН необходимо, чтобы при $U_{C6i} = U_{C6(i+1)}$ обеспечивалось закрытие транзистора $VT12$, соответственно чему значение $U_{БЭ12}$ должно составлять 0,4 — 0,5 В. Исходя из данного условия, по формуле (25) можно определить требуемую величину опорного напряжения стабилитрона $VD3$: $U_{vm} = (0,44-0,5) + 2DU = 1,74-7,9$ В. Наиболее близко к указанному значению напряжение стабилизации

стаби-стора типа КС119А (1,9 В). Поэтому в рассматриваемой, схеме в качестве стабилитрона VD3 применен данный стабилстор.

Рассмотрим работу ПЧН в предположении, что продолжительность t -го цикла входного сигнала $t_{и2}$ больше продолжительности $(i - 1)$ -го цикла $t_{и1}$, а продолжительность $(t - 2)$ -го цикла, предшествовавшего циклу $i - 1$, такая же, как и цикла $i - 1$ (рис. 27). К концу $(i - 2)$ -го цикла конденсатор C5 оказывается заряженным до напряжения U'_{C5} , поэтому в течение $(i - 1)$ -го цикла напряжения на конденсаторе C6 и выходе ПЧН

$$U_{C6(i-1)} = U'_{C6} = U_n - U'_{C5} + 2DU \text{ и } U_{ВЫК(i-1)} = U_n - U'_{C5}.$$

После окончания $(i - 1)$ -го цикла напряжение на конденсаторе C5 также оказывается равным величине U'_{C5} (рис. 27), чему соответствует напряжение на эмиттере транзистора VT12 $U_{Э12} = U_n - U'_{C5} + 2DU - U_{VD3} = U_n - U'_{C5} - 0,5$. Поскольку $f_{C3} < f_{и1}$, изменение напряжения на конденсаторе C5 за время t_{C3} не учитывается.

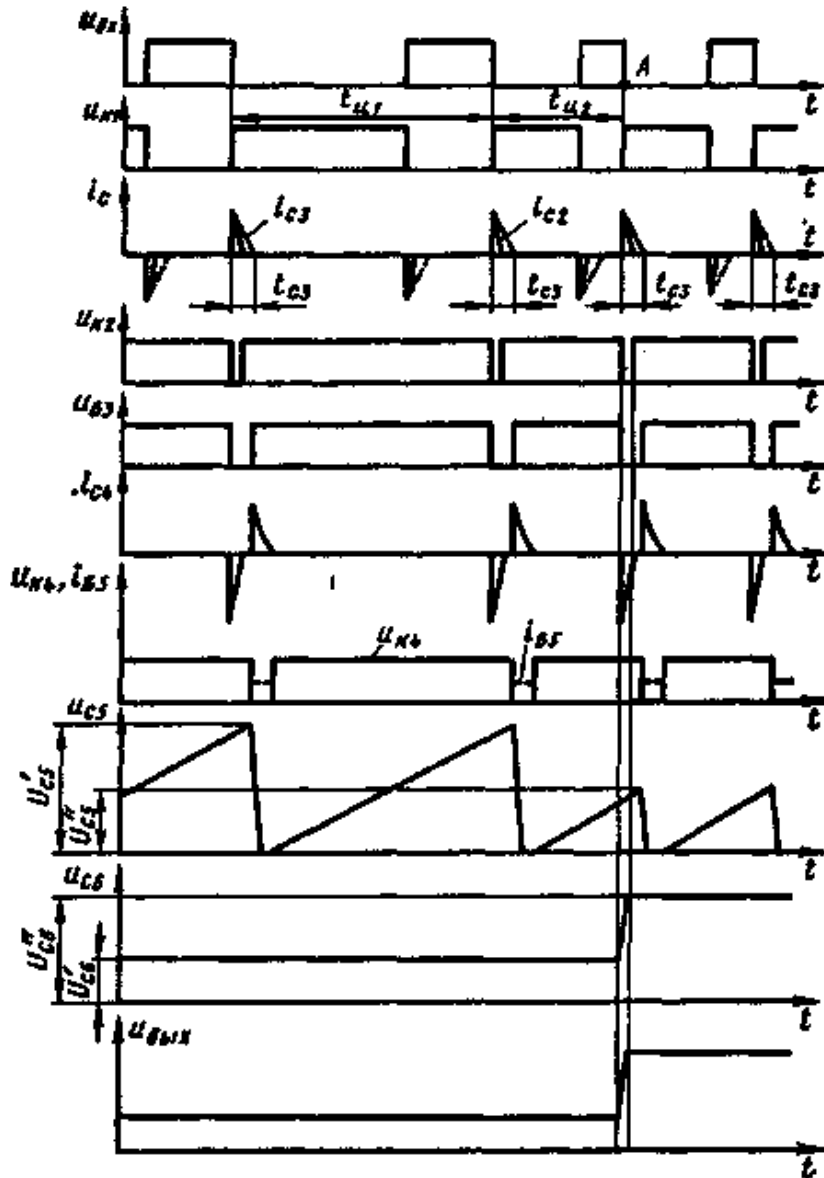


Рис. 28. Формы сигналов элементов ПЧН по схеме рис. 26 при увеличении частоты входного сигнала

Напряжение между базой и эмиттером транзистора VT12 $U_{БЭ12} = U_{ВЫК} - U_{Э12} = 0,5$ В. При таком напряжении между базой и эмиттером транзистор VT12 либо вообще не откроется, либо сразу же закроется после разрядки конденсатора C6 на 0,1 — 0,2 В. Поэтому в первом приближении можно считать, что после окончания $(i - 1)$ -го цикла и в течение всего t -го цикла напряжение на конденсаторе C6 останется практически постоянным и равным $U_{C6i} = U_n - U'_{C5} + 2DU$.

К моменту окончания 1-го цикла (рис. 27, точка А) вследствие появления напряжения $U_{К1}$ на коллекторе транзистора VT1 через конденсатор C2 и базу транзистора VT2 проходит ток I_{C2} , а напряжение $U_{К2}$ на коллекторе VT2 снижается практически до нуля, что обеспечивает выключение транзистора VT13 с отключением от отрицательного полюса источника питания базы транзистора VT12. Тем самым создается возможность включения транзистора VT12. К этому моменту конденсатор C5 оказывается заряженным до на-

пряжения U_{C5}'' , которому соответствует напряжение на эмиттере транзистора $VT12$ $U_{312i} = U_n - U_{C5}'' + 2DU - U_{VD3} = U_n - U_{C5}'' - 0,5$. Напряжение же на выходе ПЧН и, следовательно, на базе транзистора $VT12$ в данный момент времени $U_{B12i} = U_{B12i} = U_n - U'_{cs}$. Указанным значениям U_{B12i} и $V_{Э12i}$ соответствует разность напряжений между базой и эмиттером транзистора $U_{БЭ12i} = U_{C5}' - U_{C5}'' + 0,5$.

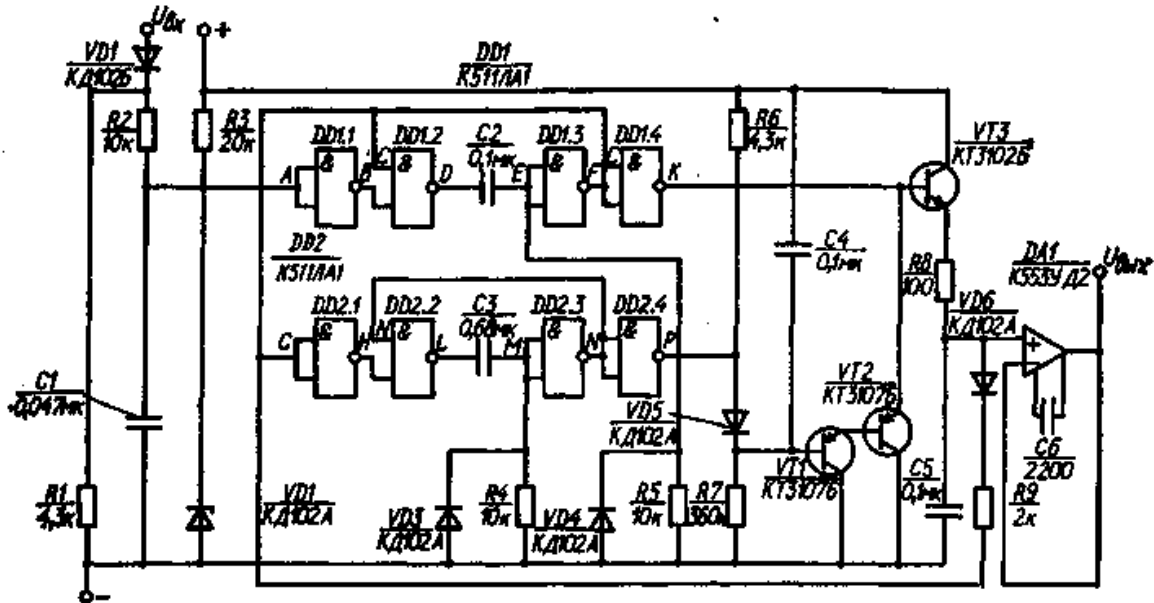


Рис. 29. Схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение цикла, содержащего элемент следящего разряда, выполненный на базе интегральных микросхем

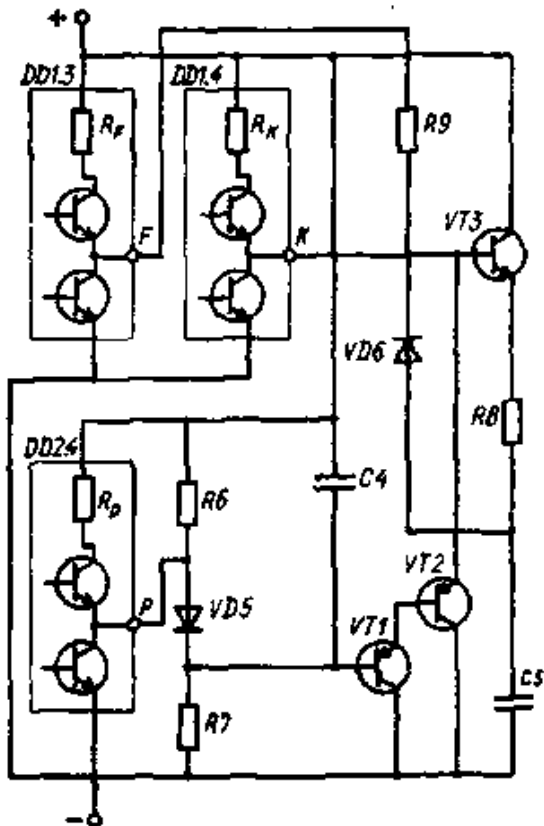


Рис. 30. Элементы схемы ПЧН по схеме рис. 29

Так как продолжительность i -го цикла выше, чем $(i - 1)$ -го цикла, то $U_{C5}'' > U_{C5}$. Вследствие этого транзистор $VT12$ открывается и начинается разрядка конденсатора $C6$. Она будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на конденсаторе $C6$ не снизится до значения $U_{C6}'' = U_n - U_{C5}'' + 2DU$. Из рассмотрения этого выражения следует, что величина U_{C6}'' равна тому напряжению, которое должно установиться на конденсаторе

C_6 в $(i+1)$ -м цикле в результате зарядки конденсатора C_5 до напряжения U_{C_5}'' . Это означает, что больше никаких изменений напряжения на конденсаторе C_6 в период времени t_{c3} не произойдет, т. е. и на выходе ПЧН будут отсутствовать провалы напряжения $U_{\text{Вых}}$ (см. рис. 27).

Рассмотрим работу ПЧН, выполненного по схеме рис. 26, когда продолжительность l -го цикла $t_{ц12}$ меньше продолжительности $(i-1)$ -го цикла $t_{ц1}$ (рис. 28). Для данного случая к моменту окончания l -го цикла (точка A) будут справедливы ранее полученные формулы, в том числе соотношение $U_{БЭ12i} = U_{C_5}'' - U_{C_5}' + 0,5$.

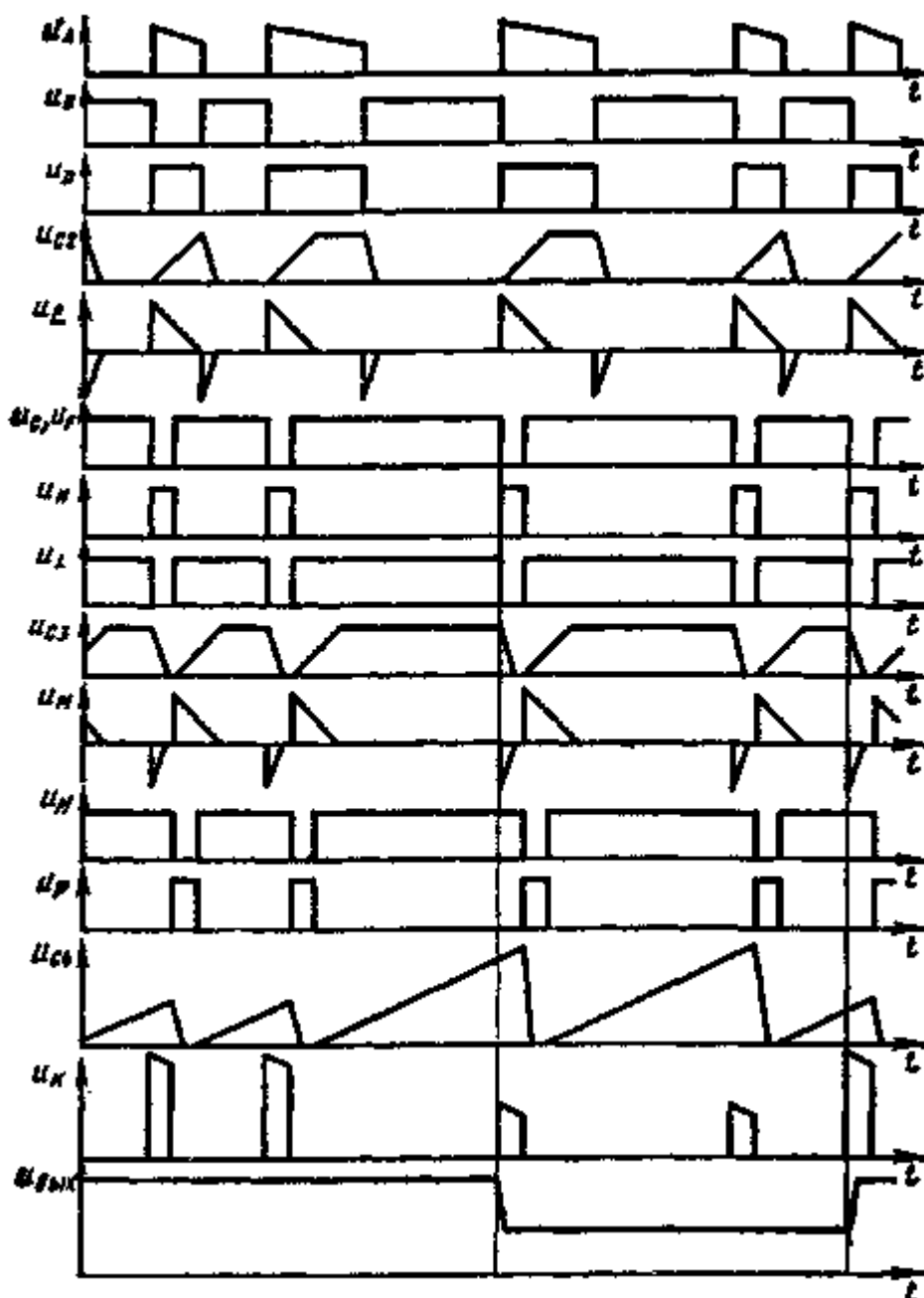


Рис. 31. Формы сигналов элементов ПЧН по схеме рис. 29

Так как $u_{C_5}' > U_{C_5}''$, то напряжение $U_{БЭ12i} < 0,5$ В, что обеспечивает закрытое состояние транзистора $VT12$ и тем самым предотвращается разрядка конденсатора C_6 . Наряду с этим в конце i -го цикла происходит уменьшение до нуля напряжения $U_{\text{ВЭС}}$ и на коллекторе транзистора $VT1$ появляется напряжение $U_{К1}$. Это приводит к кратковременному протеканию тока через конденсатор C_3 и базу транзистора $VT3$, в результате чего транзистор $VT3$ открывается, а транзистор $VT7$ закрывается и конденсатор C_6 заряжается до напряжения $U'_{C_6(i+1)} = U_{C_6}'' = U_{\text{П}} - U_{C_5}'' + 2DU$. Этому соответствует напряжение на выходе ПЧН $U_{\text{Вых}(i+1)} = U_{\text{П}} - U_{C_5}''$.

Из графиков, приведенных на рис. 28, видно, что и для данного случая на выходе ПЧН отсутствуют провалы напряжения.

При замене в ПЧН, выполненном по схеме рис. 26, ряда транзисторов интегральными микросхемами ($DD1$, $DD2$, $DA1$) значительно сокращается число комплектующих изделий. В состав интегратора такого ПЧН (рис. 29) входит конденсатор C_4 , заряжаемый через резистор R_7 , а запоминающий элемент содержит конденсатор C_5 , напряжение на котором определяется уровнем напряжения, до которого заряжается к концу предыдущего цикла

конденсатор $C4$. Такая связь напряжений обеспечивается вследствие соединения между собой конденсаторов $C4$ и $C5$ через транзисторы $VT1$, $VT2$ и $VT3$, включенные по схеме эмит-терного повторителя. Операционный усилитель $DA1$, включенный по схеме повторителя напряжения, обеспечивает усиление мощности сигнала, поступающего на выход усилителя от конденсатора $C5$.

Элементы схемы, через которые заряжаются и разряжаются конденсаторы $C4$ и $C5$, показаны на рис. 30. Формирование периодов зарядки и разрядки этих конденсаторов выполняется с помощью одновибраторов, собранных из элементов $DDL2$, $DD1.3$ и $DD2.2$, $DD2.3$, входящие в состав интегральных микросхем $DD1$ и $DD2$ (см. рис. 29). Конденсатор $C4$ заряжается в периоды времени, когда напряжение на выходе элемента $DD2.4$ (см. рис. 30, точка P) имеет низкий уровень. При появлении на этом выходе напряжения высокого уровня происходит быстрая разрядка конденсатора $C4$ через параллельно соединенные резисторы $R7$, $R6$ и диод $VD5$.

Особенность рассматриваемой схемы заключается в том, что команды на зарядку и разрядку конденсатора $C5$ подаются одновременно, когда напряжение на выходе элемента $DD1.3$ (точка F) имеет низкий уровень, а напряжение на выходе элемента $DD1.4$ (точка K) — высокий. При этом возможны следующие режимы зарядки или разрядки конденсатора.

1. Если напряжение, до которого ранее (т. е. в конце предыдущего цикла) был заряжен конденсатор $C5$ выше напряжения, которое подводится к базе транзистора $VT3$ от конденсатора $C4$ (через транзисторы $VT1$, $VT2$), то зарядка конденсатора $C5$ отсутствует, и он только разряжается через цепь, состоящую из диода $VD6$ и резистора $R9$.

Разрядка конденсатора $C5$ происходит до такого момента, когда снижение напряжения на нем достигает величины

$$U_{C5\text{раз}} = U_n - U_{C4} + DU_{ЭБ1} + DU_{ЭБ2} - DU_{ЭБ3}, \quad (26)$$

где $DU_{ЭБ1}$, $DU_{ЭБ2}$ и $DU_{ЭБ3}$ — падения напряжения на переходе база — эмиттер транзисторов соответственно $VT1$, $VT2$ и $VT3$.

Дальнейшая разрядка конденсатора $C5$ прекращается и напряжение на нем поддерживается на уровне, определяемом формулой (26), в результате подключения конденсатора к его зарядной цепи (через открывающийся транзистор $VT3$).

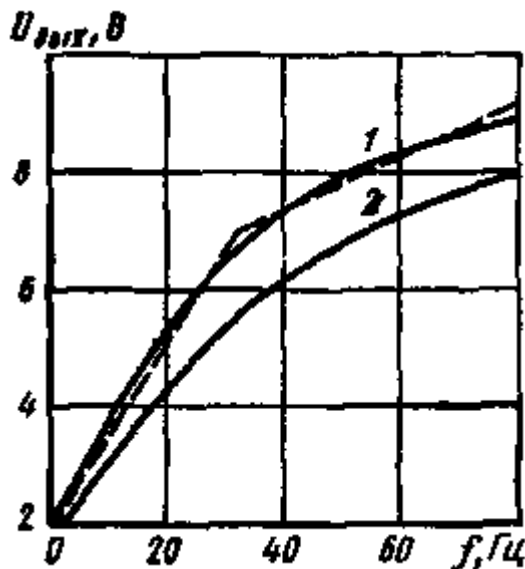


Рис. 32. Зависимость напряжения $u_{\text{вых}}$ ПЧН (см. рис. 29) от частоты входного сигнала: 1 и 2 — напряжения питания соответственно 12 и 10,8 В

2. Если напряжение, до которого ранее был заряжен конденсатор $C5$, на 0,4 — 0,5 В ниже, чем напряжение, подводимое к базе транзистора $VT3$ от конденсатора $C4$, то данный транзистор открывается и через него конденсатор $C5$ заряжается до уровня, определяемого формулой (26).

Для иллюстрации работы рассматриваемого ПЧН (см. рис. 29) на рис. 31 показано изменение во времени напряжения в некоторых точках схемы при различных частотах входного сигнала. Из рисунка видно, что при данной схеме на выходе ПЧН отсутствуют «провалы» напряжения.

На рис. 32 приведены полученные при испытаниях ПЧН зависимости напряжения $U_{\text{вых}}$ на его выходе от частоты f входного сигнала (при напряжении питания 10,8 и 12 В). Зависимости $U_{SKL} = F(f)$ являются нелинейными, однако в них могут быть выделены два линейных участка.

ПЧН с ускоренным (в течение полуцикла) преобразованием входного сигнала. Особенностью данного ПЧН, структурная схема которого приведена на рис. 33, является наличие двух интеграторов. У первого интегратора зарядка и разрядка интегрирующего конденсатора $C1$ протекают в течение действия импульсов U_n входного сигнала (первый полуцикл), а в промежутке между ними (второй полуцикл) напряжение на данном конденсаторе остается неизменным (период запоминания уровня напряжения). Во втором интеграторе зарядка

и разрядка интегрирующего конденсатора C_2 происходят под действием инверсного входного сигнала $t_{7_{вх}}$, импульс которого появляется в периоды t_n (рис. 34). Во время действия импульсов $U_{вх}$ напряжение на конденсаторе C_2 не меняется (запоминается).

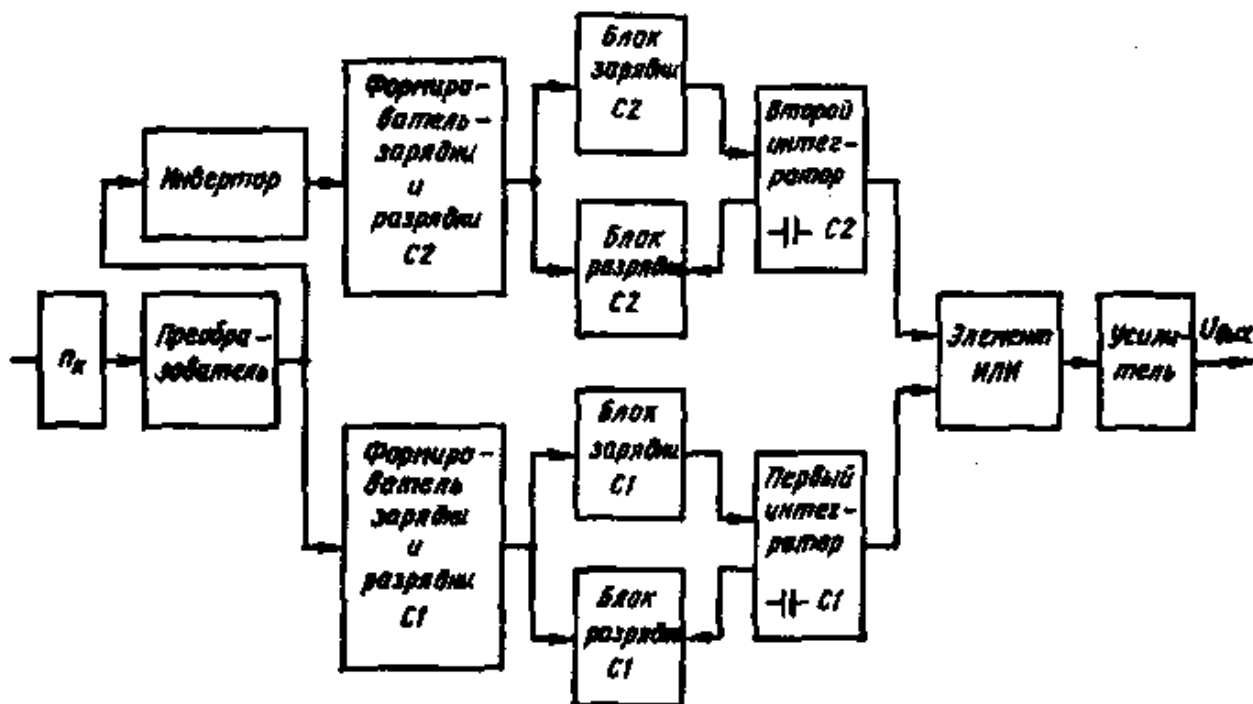


Рис. 33. Структурная схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение полупериода

Конденсаторы интеграторов связаны с выходной цепью ПЧН через элемент типа ИЛИ, который пропускает на выход ПЧН напряжение того из конденсаторов, которое в данный момент имеет большее (или меньшее) значение.

В начале периодов $t_{н2}$ и t_n формируются короткие импульсы $U_{раз1}$ и $U_{раз2}$ продолжительностью $t_{раз}$, в течение которых происходит поочередная быстрая разрядка конденсаторов C_1 и C_2 , после чего начинается их зарядка.

Из анализа изменения напряжения U_{C1} и U_{C2} на конденсаторах интеграторов следует, что процесс обработки входного сигнала, характеризующийся прекращением изменения указанных напряжений, завершается в течение полупериодов входного сигнала. Следовательно, в рассматриваемом ПЧН обеспечивается более высокое быстродействие по сравнению с ПЧН по схеме рис. 26. В частности, при скважности входного сигнала, равной 2 ($t_n=t_{н1}$), быстродействие увеличивается в 2 раза.

Данное положительное качество рассматриваемого ПЧН приобретает особое значение в случае низкочастотных входных сигналов. Следует, однако, иметь в виду, что максимальное быстродействие ПЧН можно реализовать только при условии равенства величин U_{C1max} и U_{C2max} . В противном случае будут иметь место пульсации выходного напряжения ПЧН (рис. 34), и для их сглаживания потребуются применение дополнительного ФНЧ. Это, в свою очередь, приведет к снижению быстродействия ПЧН. Такой же фильтр окажется необходимым при нестабильности скважности входного сигнала, как, например, при использовании в качестве входного сигнала импульсов прерывателя распределителя системы зажигания.

Рассмотрим работу ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение полупериода, используемого в системе автоматического управления сцеплением (рис. 35). В момент появления импульса входного сигнала $U_{вх}$ (рис. 36, точка A) открывается транзистор $VT1$ (см. рис. 35), в результате чего напряжение $U_{к1}$ на его коллекторе уменьшается практически до нуля. Это приводит к следующим изменениям в работе схемы. Для прохождения базового тока $I_{б6}$ транзистора $VT6$ создается цепь, в результате чего обеспечивается открытие перехода эмиттер — коллектор данного транзистора, приводящее к быстрой разрядке конденсатора C_5 . При прохождении тока $I_{б6}$ через конденсатор C_4 он заряжается, в результате чего сила тока $I_{б6}$ снижается до нуля. При этом транзистор $VT6$ закрывается и создается возможность последующей зарядки конденсатора C_5 . Вследствие уменьшения до нуля напряжения $U_{к1}$ закрываются транзисторы $VT2$ и $VT3$. Закрытие транзистора $VT2$ приводит к прекращению зарядки конденсатора C_2 , которое ранее осуществлялось через переход эмиттер — коллектор данного транзистора и резистора R_7 .

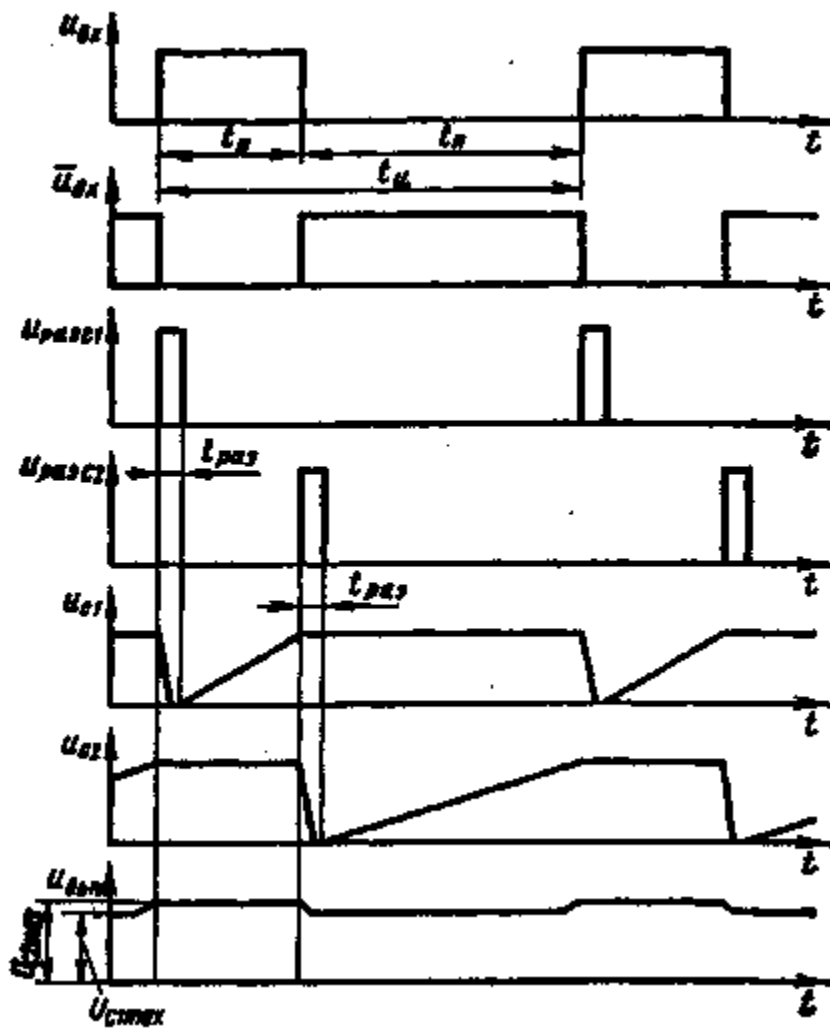


Рис. 34. Формы сигналов в ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение полупериода

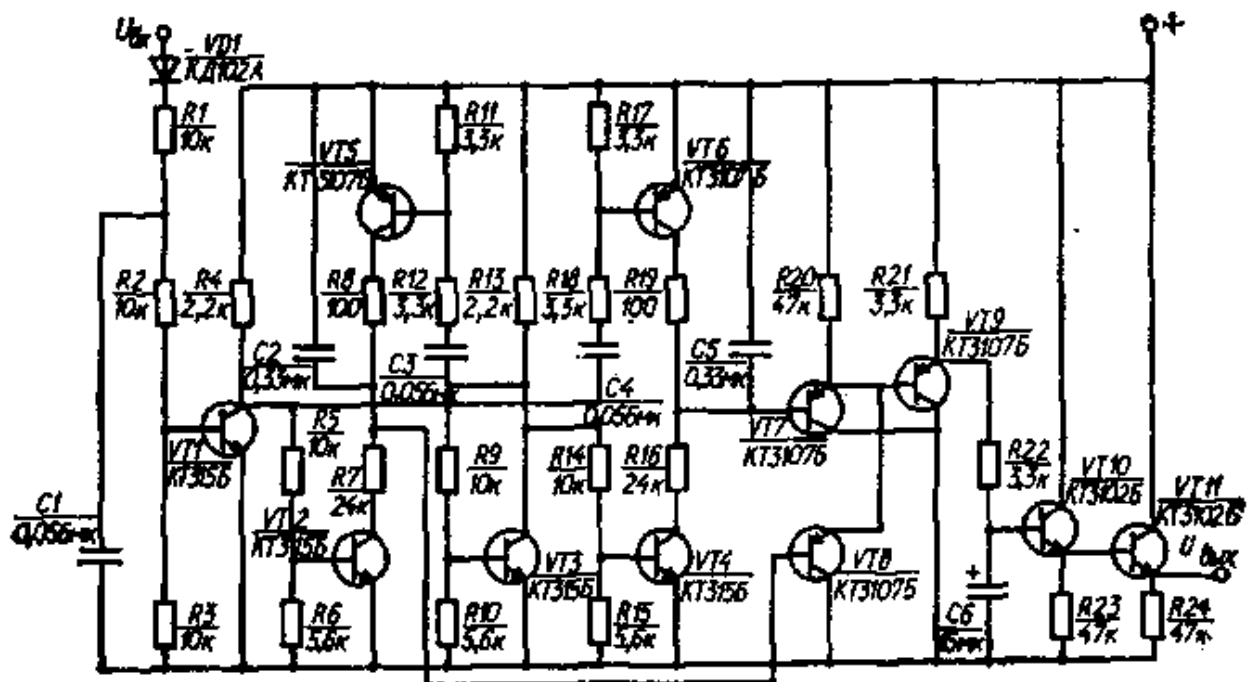


Рис. 35. Схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение полупериода

В течение всего последующего периода t_k действия импульса входного сигнала напряжение U_{C2} на конденсаторе $C2$ практически не изменяется (см. рис. 36). Закрытие транзистора $VT3$ приводит к появлению напряжения $U_{кз}$ высокого уровня на его коллекторе, вследствие чего открывается транзистор $VT4$ и конденсатор $C5$ заряжается через резистор $R16$. Конденсатор $C5$ заряжается в течение почти всего периода действия импульса входного сигнала, за исключением очень короткого промежутка времени $t_{раз}$. При закрытии транзистора $VT3$ через резисторы $R12$, $R11$ и $R13$ разряжается ранее зарядившийся конденсатор $C3$. В течение всего периода t_n действия импульса входного сигнала напряжение U_{C2} на конденсаторе $C2$ имеет более высокий уровень по сравнению с напряжением U_{C5} на конденсаторе $C5$. Вследствие этого к базе транзистора $VT8$ будет подведено напряжение $U_{Б8} = U_n - U_{C2}$, которое ниже напряжения $U_{Б7} = U_n - U_{C5}$, подводимого к базе транзистора $VT7$.

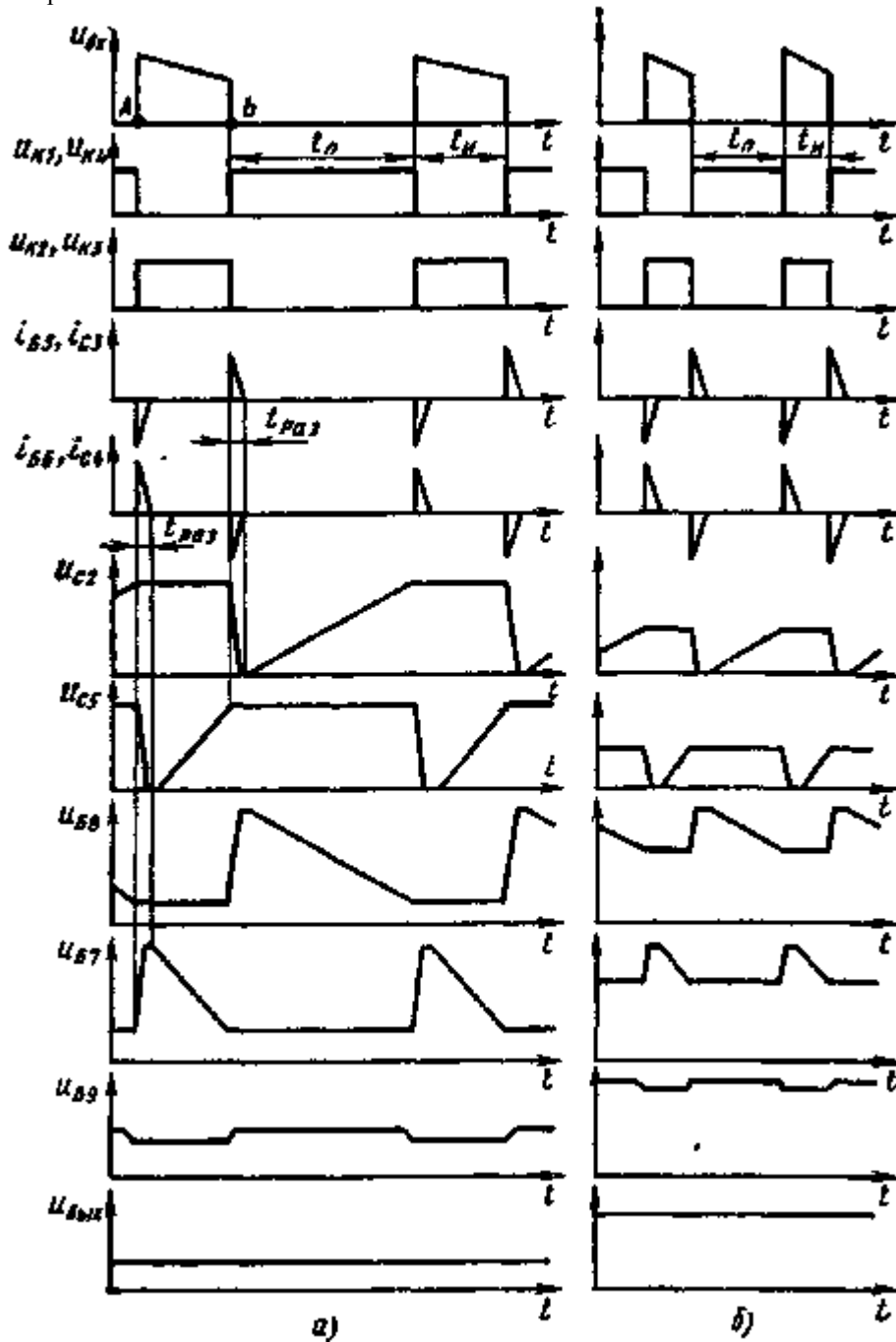


Рис. 36. Формы сигналов элементов ПЧН по схеме рис. 35: а и б — соответственно при низкой и высокой частотах входного сигнала

Транзисторы $VT7$ и $VT8$, включенные по схеме эмиттерного повторителя, образуют схему типа ИЛИ, которая пропускает на выход входное напряжение низшего уровня. Поэтому к базе транзистора $VT9$, также включенного по схеме эмиттерного повторителя, будет подведено напряжение $U_{Б9} = DU_{Б8} + U_{ЭБ3} = U_n - U_{C2max} + DU_{ЭБ8}$ (где $DU_{ЭБ8}$ — падение напряжения в переходе эмиттер — база транзистора $VT8$). Этому напряжению будет соответствовать выходное напряжение ПЧН

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{п}} - U_{C2\text{max}} + \Delta U_{\text{ЭБ8}} + \Delta U_{\text{ЭБ9}} - \Delta U_{\text{ЭБ10}} - \Delta U_{\text{ЭБ11}}, \quad (27)$$

где $\Delta U_{\text{ЭБ9}}$, $\Delta U_{\text{ЭБ10}}$ и $\Delta U_{\text{ЭБ11}}$ — падения напряжения на переходе эмиттер — база транзисторов соответственно $VT9$, $VT10$, $VT11$.

Падение напряжения на переходе база — эмиттер транзисторов $VT8$, $VT9$, $VT10$ и $VT11$ в первом приближении может быть принято одинаковым. Тогда формула (27) приобретает вид $U_{\text{вых}} =$

После окончания действия импульса входного сигнала (см. рис. 36, а, точка Б) напряжение на базе транзистора $VT1$ снижается до нуля, а напряжение $U_{\text{кл}}$ на его коллекторе возрастает. В результате закрытия транзистора $VT1$ через резисторы $R4$, $R17$ и $R18$ разряжается ранее заряженный конденсатор $C4$. Тем самым создается возможность последующего включения транзистора $VT6$ (в следующем пол у цикле работы схемы). Кроме того, закрытие транзистора $VT1$ вызывает следующие изменения в работе схемы: открываются транзисторы $VT2$ и $VT3$ и закрывается транзистор $VT4$. В результате открытия транзистора $VT3$ создается цепь для прохождения базового тока $I_{\text{Б5}}$ транзистора $VT5$, благодаря чему открывается переход эмиттер — коллектор данного транзистора и быстро разряжается конденсатор $C2$. При прохождении тока $I_{\text{Б5}}$ конденсатор $C3$ быстро заряжается, что обуславливает закрытие транзистора $VT5$. Тем самым подготавливается возможность последующей зарядки конденсатора $C2$.

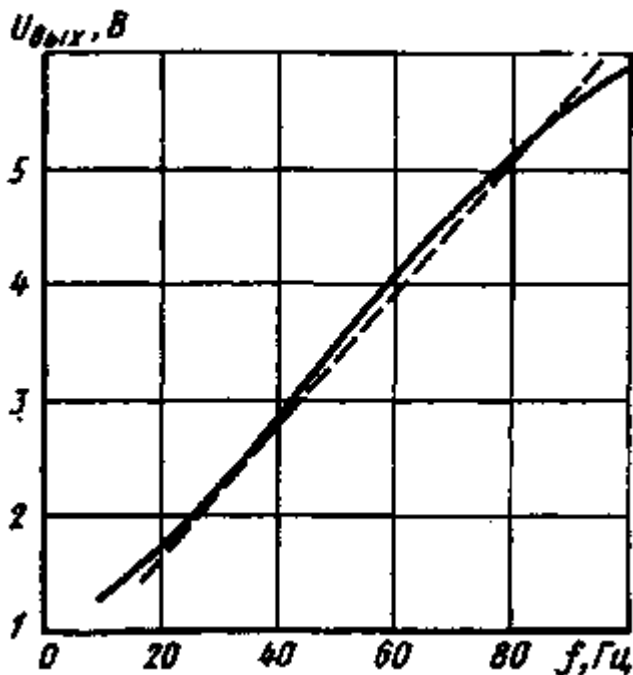


Рис. 37. Зависимость выходного напряжения ПЧН по схеме рис. 35 от частоты входного сигнала

Кроме того, открытие транзистора $VT3$ приводит к закрытию транзистора $VT4$ и прекращению вследствие этого зарядки конденсатора $C5$. В результате напряжение U_{C5} на конденсаторе в течение всего периода t_n (между импульсами входного напряжения) остается неизменным (см. рис. 36).

В результате открытия транзистора $VT2$ через его переход эмиттер — коллектор и резистор $R7$ заряжается конденсатор $C2$. Зарядка продолжается в течение всего периода t_n , за исключением небольшого промежутка времени $t_{\text{раз}}$. При этом напряжение U_{C5} на конденсаторе $C5$ выше напряжения U_{C2} на конденсаторе $C2$ и, следовательно, напряжение $U_{\text{Б7}}$ на базе транзистора $VT7$ имеет более низкий уровень по сравнению с напряжением $U_{\text{Б8}}$ на базе транзистора $VT8$. Таким образом, к базе транзистора $VT9$ оказывается подведенным напряжение $U_{\text{Б9}} = U_{\text{Б7}} + \Delta U_{\text{ЭБ7}} = U_{\text{п}} - U_{C5\text{max}} + \Delta U_{\text{ЭБ7}}$ (где $\Delta U_{\text{ЭБ7}}$ — падение напряжения в переходе эмиттер — база транзистора $VT7$). Этому соответствует напряжение на выходе ПЧН $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{п}} - U_{C5\text{max}}$.

Таким образом, в течение периода t_n напряжение на выходе ПЧН $U_{\text{ВЫХ}}' = U_{\text{п}} - U_{C2\text{max}}$, а в течение периода $t_n U_{\text{ВЫХ}}'' = U_{\text{п}} - U_{C5\text{max}}$.

Выше уже отмечалось, что в реальных условиях работы ПЧН трудно обеспечить точное равенство Величин $U_{C2\text{max}}$ и $U_{C5\text{max}}$.

Поэтому для сглаживания пульсаций выходного напряжения, возникающих при неравенстве

Величин $U_{C2\text{max}}$ и $U_{C5\text{max}}$. В реальной схеме ПЧН применен ФНЧ, содержащий резистор $R22$ и конденсатор $C6$ (см. рис. 35). Очевидно, что наличие такого фильтра уменьшает быстродействие ПЧН. Поэтому ПЧН, выполненный по рассматриваемой схеме, в случае непостоянства скважности входного сигнала практически не имеет преимуществ в быстродействии по сравнению с ПЧН по схемам, приведенным на рис. 21, 24, 26 и 29.

Путем соответствующего выбора сопротивления резисторов и конденсаторов времязадающих цепей ($R7$, $R16$, $C2$ и $C5$) в ПЧН по схеме рис. 35 можно получить зависимость $U_{\text{ВЫХ}} = F(f)$ (где f — частота входного

сигнала) при $U_n=10$ В (рис. 37), приближающуюся к линейной. При этом, однако, сужается диапазон изменения напряжения на выходе ПЧН, который в линейной зоне составляет всего лишь около 40 % напряжения источника питания. Диапазон изменения $U_{\text{вых}}$ может быть увеличен, но только за счет ухудшения линейности характеристики $U_{\text{вых}} = F(f)$, т. е. рассматриваемая схема не имеет преимуществ по сравнению со схемами на рис. 21, 24, 26 и 29. Так, из сопоставления зависимостей ($A_{\text{вых}} = F(f)$), приведенных на рис. 23, 32 и 37, видно, что для всех сравниваемых схем уменьшение диапазона изменения напряжения $U_{\text{вых}}$ позволяет улучшить линейность характеристики ПЧН.

С учетом особенностей рассмотренных выше ПЧН различного типа могут быть даны следующие рекомендации по их выбору:

при высокой частоте входных сигналов (выше сотен герц) и отсутствии особых требований к быстродействию преобразования предпочтительным является применение ПЧН с формирователем выходных сигналов переменной скважности в сочетании с ФНЧ;

при частотах входных сигналов порядка единиц и десятков герц и необходимости высокого быстродействия преобразования и сведения к минимуму пульсации выходного напряжения ПЧН следует применять схему с управляемым интегратором входных сиг-Налов;

схема ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение полупериода является предпочтительной, если скважность входного сигнала изменяется в небольших пределах. В этом случае дополнительный фильтр ПЧН может иметь небольшую постоянную времени, что обеспечит максимальное быстродействие преобразования входного сигнала.

РЕГУЛЯТОРЫ СИЛЫ ТОКА

В автомобильной электронной аппаратуре часто возникает необходимость автоматического регулирования силы тока в цепи нагрузки по заданному закону в зависимости от тех или иных управляющих сигналов. Частным случаем такого регулирования является поддержание постоянства заданной силы тока в цепи при возможных изменениях напряжения питания, сопротивления нагрузки, температуры окружающей среды и других факторов.

Способы решения задач регулирования существенно отличаются в зависимости от того, в какой цепи необходимо обеспечить регулирование (или поддержание постоянства) силы тока. Наиболее просто решается эта задача в цепях малой мощности, где регулирующие элементы работают с небольшой рассеиваемой мощностью. Значительно сложнее обеспечить нормальную работу системы регулирования при токах нагрузки, превышающих 1 — 2 А, особенно если необходимо иметь значительный диапазон регулирования силы тока.

Ниже рассматриваются электронные системы, которые могут быть рекомендованы для автоматического регулирования силы тока в цепях с мощностью нагрузки от единицы до десятков ватт.

Системы непрерывного регулирования силы тока

В некоторых системах управления автомобильными агрегатами для автоматического регулирования давления жидкости или количества топлива, подаваемого в двигатель, используют клапаны или золотники с электромагнитным приводом. При таком способе управления для обеспечения стабильности регулировочной характеристики необходимо сохранять постоянство заданной силы тока в обмотке электромагнита независимо от таких факторов, как напряжение в бортовой сети автомобиля и температура окружающей среды, влияющая на сопротивление обмотки электромагнита.

Как правило, в указанных системах управления используют сравнительно маломощные электромагниты с максимальной силой тока нагрузки, не превышающей 1 А (при номинальном напряжении бортовой сети 12 В). Для управления такими электромагнитами может быть рекомендована система автоматического поддержания силы тока с так называемым режимом непрерывного регулирования. При таком режиме практически отсутствуют пульсации силы тока в цепи нагрузки, но в силовом регулирующем элементе (выходном транзисторе) рассеивается значительная мощность

$$P = (U_n - I_n R_n) I_n, \quad (28)$$

где I_n — сила заданного тока нагрузки; R_n — сопротивление нагрузки (обмотки электромагнита).

В качестве примера подобных систем регулирования на рис.38 приведена схема регулятора, обеспечивающего поддержание заданной силы тока в обмотке электромагнита, предназначенного для регулирования давления жидкости в напорной магистрали гидромеханической передачи. По принципу действия электронный блок напоминает компенсационный стабилизатор напряжения. Измерительным элементом блока является резистор R_6 , через который проходит ток нагрузки $I_{\text{эм}}$ электромагнита. В качестве управляющего элемента блока используется транзистор $VT1$, а регулирование (поддержание постоянства) силы тока $I_{\text{эм}}$ осуществляется с помощью регулирующего транзистора $VT2$, работающего в активном режиме.

Применение стабилизатора $VD1$ обеспечивает постоянство напряжения U_{B1} , подводимого к базе транзистора $VT1$, независимо от напряжения U_n бортовой сети. Напряжение U_{31} , подводимое к эмиттеру транзистора $VT1$, определяется падением напряжения в измерительном резисторе R_6 при прохождении через него тока $I_{\text{эм}}$. Сила тока I_{B1} , проходящего через базу транзистора $VT1$, определяется разностью напряжений U_{B1} и U_{31} . Чем больше

эта разность, тем выше сила тока I_{B1} , следствием чего является увеличение силы тока I_{K1} коллектора транзистора $VT1$, а также силы тока базы I_{B2} и коллектора I_{K2} транзистора $VT2$, определяющего величину тока $I_{эм}$.

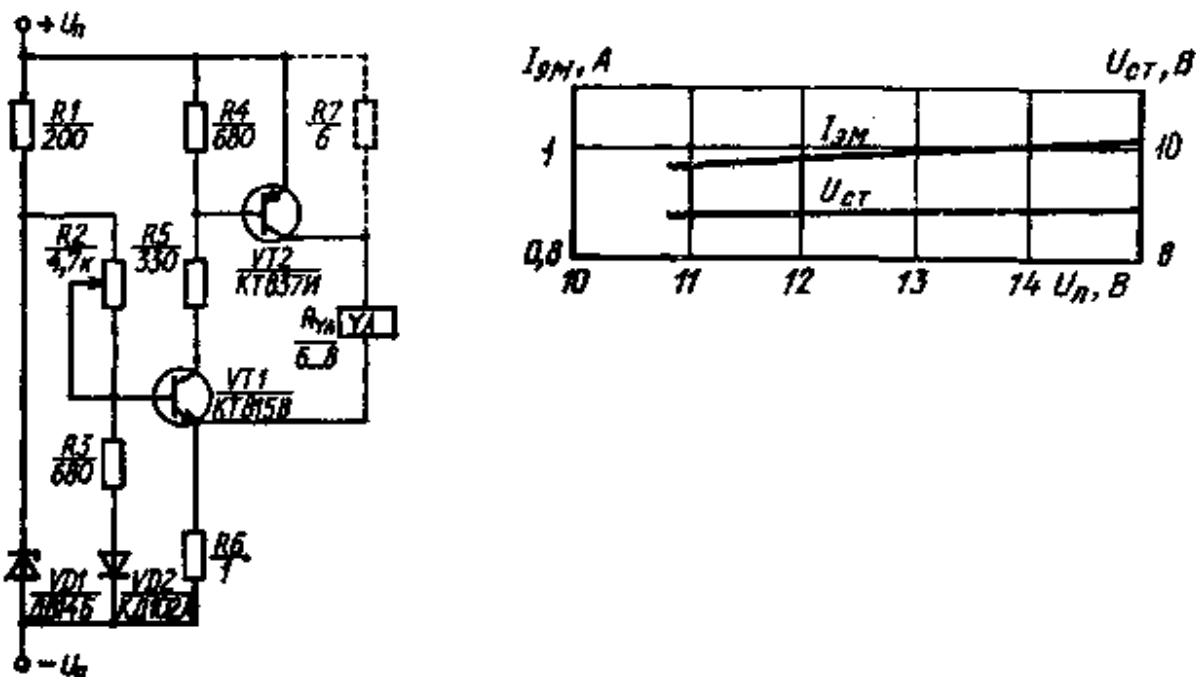


Рис. 38. Схема регулятора силы тока с непрерывным регулированием и зависимость тока $I_{эм}$ и напряжения $U_{ст}$ от напряжения U_n

Параметры схемы рассчитывают таким образом, чтобы при прохождении через резистор $R6$ тока электромагнита $I_{эм}$ заданной силы падение напряжения в резисторе обеспечивало такую разность $U_{B1} - U_{э1}$, которая необходима для получения тока $I_{K2} I_{эм}$. При отклонении силы тока в обмотке электромагнита от заданного значения $I_{эм}$, например, в сторону увеличения возрастает падение напряжения в резисторе $R6$ и, следовательно, уменьшится разность $U_{B1} - U_{э1}$. Это приведет к снижению силы тока I_{B1} и восстановлению прежней силы тока $I_{эм}$ в обмотке электромагнита.

В случае уменьшения силы тока $I_{эм}$, наоборот, произойдет увеличение разности $U_{B1} - U_{э1}$, что обусловит восстановление заданной силы тока $I_{эм}$. Надо отметить, что сила тока в обмотке электромагнита не зависит ни от сопротивления его обмотки, ни от напряжения источника питания, так как режим работы транзисторов $VT1$ и $VT2$ определяется исключительно падением напряжения в резисторе $R6$, которое является функцией только силы тока $I_{эм}$. Данная особенность рассматриваемой схемы является важным ее преимуществом.

Если параллельно переходу эмиттер — коллектор транзистора $VT2$ подключить, как это показано штриховой линией на рис. 38, резистор $R7$, то тепловой режим транзистора $VT2$ существенно улучшится, так как часть тока обмотки электромагнита будет проходить через этот резистор. Сопротивление резистора $R7$ должно быть выбрано таким, чтобы при максимально возможном напряжении питания сила проходящего через него тока была не больше заданного значения $I_{эм}$.

Анализ полученной при испытаниях рассматриваемой схемы зависимости силы тока $I_{эм}$ в обмотке электромагнита от напряжения U_n источника питания (рис. 38) показывает, что изменение силы тока $I_{эм}$ в диапазоне напряжений 10,8 — 15 В составило всего лишь $\pm 2,5\%$ (от 0,96 до 1,01 А). При максимальном напряжении питания бортовой сети, равном 15 В, в регулирующих элементах системы рассеивается мощность, составляющая около 6 — 8 Вт в зависимости от сопротивления $R_{эм}$ обмотки электромагнита, которое при изменении ее температуры колеблется в пределах 6 — 8 Ом. При отсутствии резистора $R7$ вся эта мощность рассеивается в транзисторе $VT2$, а в случае применения резистора $R7$ с сопротивлением, равным 6 Ом, мощность, рассеиваемая в транзисторе $VT2$, уменьшается примерно в 2 раза.

Приведенные цифры являются наглядной иллюстрацией неблагоприятных энергетических показателей систем непрерывного регулирования силы тока. В связи с этим системы данного типа являются менее универсальными по сравнению с системами импульсного регулирования, обладающими несравненно лучшими показателями по мощности, рассеиваемой в регулирующих элементах.

Системы импульсного регулирования силы тока

По принципу действия рассматриваемые системы подобны электронному регулятору напряжения, но контролируемым параметром в них является не регулируемое напряжение, а сила тока в цепи нагрузки. Примером такой системы регулирования является регулятор силы тока в обмотке электромагнита, входящего в состав устройства автоматического сцепления автомобиля (рис.39).

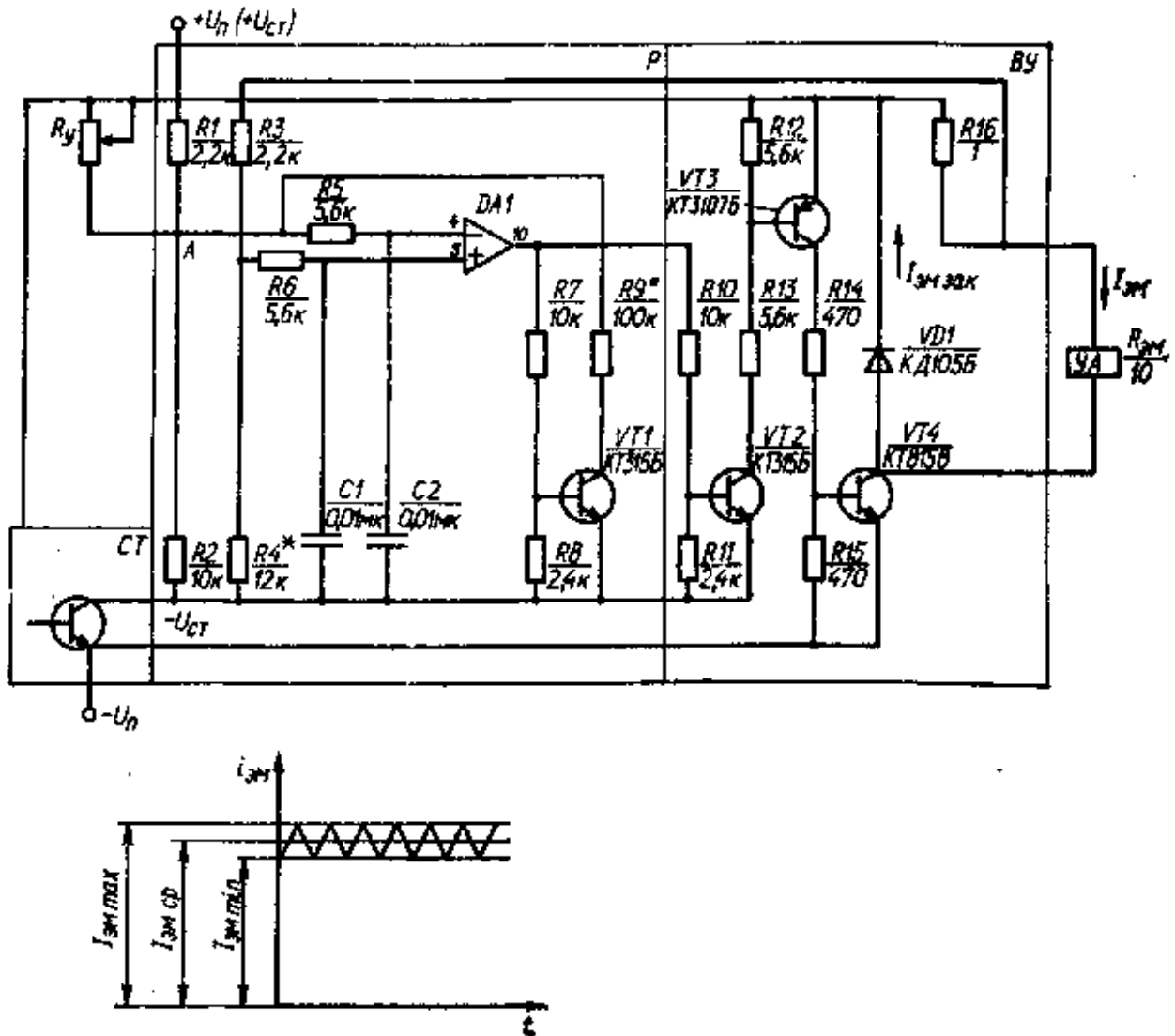


Рис. 39. Схема импульсного регулятора силы тока и зависимость $i_{эм} = f(t)$

Управляющим элементом регулятора P является операционный усилитель $DA1$, источником питания которого является стабилизатор напряжения CT , поддерживающий постоянным напряжение U_{CT} между положительным полюсом бортовой сети ($+U_{CT}$) и шиной ($-U_{CT}$). Разность напряжений между ними составляет 10,0 — 10,2 В.

Вначале рассмотрим действие регулятора при неизменном сопротивлении переменного резистора R_y , являющегося элементом задания требуемой силы тока. При этом напряжение, подводимое к инвертирующему входу 4 операционного усилителя, зависит от того, открыт или закрыт транзистор $VT1$. Если данный транзистор открыт, то резистор $R1$ нагружается дополнительным током, проходящим через резистор $R9^*$, вследствие чего к входу 4 усилителя подводится более низкое напряжение $U_{4отк}$ по сравнению с напряжением $U_{4зак}$, подводимым к входу 4 при закрытом транзисторе $VT1$.

Сопротивление резистора $R9^*$ выбирают таким, чтобы разность $U_{4зак} - U_{4отк} = \Delta U_4$ была больше напряжения дифференциального сигнала, требуемого для перевода операционного усилителя из режима с низким уровнем выходного напряжения в режим с высоким (максимальным) уровнем выходного напряжения.

К неинвертирующему входу 5 операционного усилителя подводится напряжение

$$U_5 = (U_{CT} - I_{эм} R_{15}) R_4 / (R_3 + R_4). \quad (29)$$

Если разность напряжений $U_5 - U_4$ превышает величину ΔU_A , то напряжение на выходе 10 усилителя имеет высокий уровень (8,5 В). При $U_4 > U_5$ напряжение на выходе усилителя имеет низкий уровень (1,5 В).

В первый момент после подключения схемы к источнику питания вследствие большой индуктивности обмотки электромагнита сила тока $I_{эм} = 0$ независимо от того, открыт или закрыт транзистор. Падение

напряжения в резисторе $R16$ будет отсутствовать, благодаря чему напряжение U_5 окажется значительно выше напряжения U_4 . Следствием этого явится появление на выходе 10 усилителя напряжения высокого уровня, что обеспечит открытие транзисторов $VT2$, $VT3$ и $VT4$ выходного усилителя ВУ с подключением обмотки электромагнита к источнику питания. Кроме того, откроется транзистор $VT1$, и на входе 4 усилителя установится напряжение $U_{4\text{отк}}$ низкого уровня.

При подключении обмотки электромагнита к источнику питания постепенно увеличится в ней сила тока, который, проходя через резистор $R16$, обусловит в нем падение напряжения $\Delta U_{\text{в}} = I_{\text{эм}} R_{16}$. Из этой формулы следует, что по мере увеличения силы тока $I_{\text{эм}}$ происходит уменьшение напряжения U_5 , подводимого к неинвертирующему входу 5 усилителя. Когда вследствие увеличения силы тока $I_{\text{эм}}$ до значения $I_{\text{эм max}}$ это напряжение уменьшится настолько, что разность $U_5 - U_{4\text{отк}}$ окажется меньше ΔU_4 , напряжение на выходе 10 усилителя начнет снижаться, и одновременно будет постепенно закрываться транзистор $VT1$. Это вызовет повышение напряжения на входе 4 усилителя.

Такое повышение напряжения U_4 приведет к дальнейшему уменьшению разности $U_5 - U_4$, вследствие чего усилитель начнет работать в режиме с низким уровнем выходного напряжения. Напряжение на входе 4 при этом равно значению $U_{4\text{зак}}$.

Вследствие уменьшения до низкого уровня напряжения на выходе усилителя выключаются транзисторы $VT2$, $VT3$ и $VT4$, в результате чего обмотка электромагнита отключается от источника питания (бортовой сети). Однако сила тока $I_{\text{эмзак}}$ (см. рис. 39) при этом не падает до нуля, а постепенно уменьшается, поскольку данный ток поддерживается за счет ЭДС самоиндукции обмотки электромагнита, и его цепь замыкается через диод VDL .

По мере уменьшения силы тока $I_{\text{эм}}$ возрастает напряжение U_5 и, когда оно при силе тока $I_{\text{эм}} = I_{\text{эм min}}$ превысит напряжение $U_{4\text{зак}}$, усилитель начнет работать в режиме с высоким уровнем выходного напряжения. Вследствие открытия при этом транзистора $VT1$ и снижения напряжения на входе 4 усилителя до значения $U_{40\text{тк}}$ данный переход происходит лавинообразно и на выходе усилителя сразу же устанавливается напряжение высокого уровня. Далее процесс будет неоднократно повторяться, а сила тока в цепи электромагнита будет меняться от $I_{\text{эм min}}$ до $I_{\text{эм max}}$ (см. рис. 39).

Важной особенностью рассматриваемой схемы является использование для управления операционным усилителем эффекта положительной обратной связи, реализуемой с помощью транзистора $VT1$. В результате действия этой положительной обратной связи при любой комбинации напряжений на входах 4 и 5 усилителя на его выходе устанавливается либо минимальное (1,5 В), либо максимальное (8,5 В) напряжение. Тем самым гарантируется режим работы транзисторов $VT2$, $VT3$ и $VT4$ либо в режиме отсечки, либо в режиме насыщения. Как в том, так и другом случае рассеиваемая мощность в данных транзисторах минимальна. Частота изменения силы тока $I_{\text{эм}}$ зависит от глубины указанной положительной обратной связи, которая определяется сопротивлением резистора $R9^*$.

При электромагнитной постоянной времени обмотки электромагнита, равной 100 — 120 мс, изменением сопротивления резистора $R9^*$ обеспечивается регулирование частоты изменения силы тока $I_{\text{эм}}$ в пределах 10 — 1000 Гц. Сила тока $I_{\text{эм}}$ не зависит ни от напряжения источника питания, ни от сопротивления обмотки электромагнита, поскольку входным сигналом для системы регулирования является только падение напряжения в резисторе $R16$, которое при постоянстве сопротивления данного резистора является функцией силы тока $I_{\text{эм}}$. Благодаря этому данная схема обеспечивает высокую стабильность среднего значения тока $I_{\text{эм ср}}$ в цепи нагрузки при значительных колебаниях таких внешних факторов, как напряжение бортовой сети автомобиля и температура окружающей среды.

Наряду с поддержанием в цепи нагрузки постоянной заданной силы тока рассматриваемая схема позволяет обеспечить и ее изменение по заданному закону в зависимости от уровня управляющих сигналов, подводимых к входу A схемы. Это, в частности, может быть реализовано путем изменения сопротивления резистора R_9 или подведения к входу A напряжения от источника управляющего сигнала.

В любом случае требуется только обеспечить изменение по заданному закону напряжения, подводимого к входу A схемы и, следовательно, к входу 4 операционного усилителя. Изменение данного напряжения обусловит переход усилителя от режима с низким уровнем выходного напряжения в режим с высоким его уровнем и обратно при других значениях напряжения U_5 на выходе 5 усилителя.

Из формулы (29) следует, что напряжение U_5 определяет силу тока в обмотке электромагнита, т. е. значения $I_{\text{эм min}}$, $I_{\text{эм max}}$ и $I_{\text{эм ср}}$ будут меняться в зависимости от величины U_b .

Описываемая схема теоретически не имеет ограничений в отношении мощности нагрузки, если требуется поддержание заданной силы тока или его регулирование. Практически, однако, использовать данную схему при силе тока выше 10 — 15 А затруднительно из-за необходимости применения радиаторов больших размеров, способных рассеивать мощность 10 — 20 Вт, выделяемую в цепи регулирующих (выходных) транзисторов.

УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ОТ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ

В случае отказа или неправильного функционирования тех или иных элементов электронной системы управления в ней могут возникнуть аварийные режимы, следствием которых явится выход системы из строя, а

в некоторых случаях возможно даже снижение безопасности эксплуатации автомобиля. Для исключения подобных ситуаций электронные системы снабжают защитными устройствами.

Наибольшее распространение получили устройства, осуществляющие следующие защитные функции:

отключение потребителей от источника питания при увеличении силы тока нагрузки выше допустимого предела (в том числе при коротком замыкании в цепи нагрузки);

предотвращение непредусмотренного одновременного включения двух и более потребителей;

защиту от непредусмотренного включения потребителей в случае отказа датчика частоты вращения контролируемого вала;

предотвращение выхода аппаратуры из строя при подведении к ней напряжения питания обратной полярности.

Защита от перегрузки (по силе тока) и коротких замыканий в цепи нагрузки

В системах управления агрегатами автомобилей нагрузкой электронных блоков, как правило, являются электромагнитные механизмы. В этих механизмах возможно или частичное замыкание между собой витков обмотки, или полное короткое замыкание в ее цепи. В обоих случаях повышается сила тока нагрузки электронного блока, и во избежание его выхода из строя необходимо обеспечить отключение нагрузки от блока при увеличении силы тока нагрузки выше заданного предела.

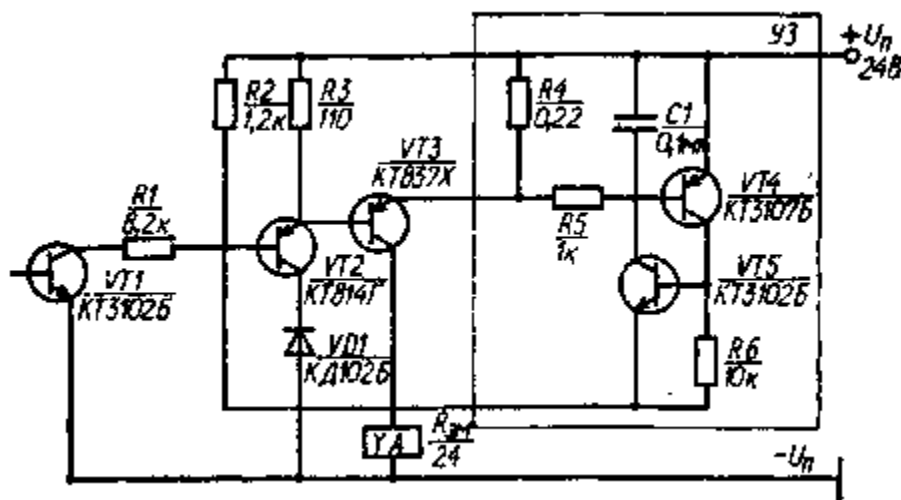


Рис. 40. Схема устройства защиты цепей от перегрузки по току и коротких замыканий

Известно большое число различных систем защиты электронных устройств от перегрузки по току [18, 35]. Для электронных систем управления агрегатами автомобилей предпочтительнее применять системы защиты с «защелкой». Особенность действия такой системы заключается в том, что после ее срабатывания даже в случае ликвидации причины перегрузки электронного блока для повторного подключения к нему нагрузки необходимо сначала принудительно отключить систему защиты.

Эта система защиты исключает возможность перегрева каких-либо элементов схемы и, кроме того, требует вмешательства водителя для восстановления нормальной работы системы управления. Последнее имеет особое значение с точки зрения обеспечения безопасности эксплуатации автомобиля, поскольку водитель получает сигнал о неисправности в системе управления.

Рассмотрим устройство защиты УЗ от перегрузки по току выходной цепи электронного блока, через которую осуществляется питание электромагнитов системы автоматического управления гидромеханической передачей (рис. 40). Нагрузкой выходной цепи блока является обмотка электромагнита, сила тока в цепи которой практически равна силе тока, проходящего через эмиттер транзистора VT3 и измерительный резистор R4 блока защиты.

При нормальных условиях работы системы, когда сила тока нагрузки не превышает заданного предельного значения, падение напряжения в резисторе R4 недостаточно для открытия транзистора VT4. В этом случае блок защиты не вступает в действие. Если же в цепи нагрузки происходит короткое замыкание или сопротивление обмотки существенно уменьшается, то вследствие увеличения силы тока, проходящего через резистор R4, падение напряжения в нем возрастает до значения, достаточного для открытия транзистора VT4. Вследствие этого появляется напряжение на коллекторе транзистора VT4, что вызывает открытие транзистора VT5. В результате к эмиттеру транзистора VT5 оказывается подведенным напряжение

$$U_a = U_n - \Delta U_{ЭБ4} - \Delta U_{КЭ5},$$

где $DU_{ЭБ4}$ — падение напряжения на переходе эмиттер — база транзистора $VT4$; $DU_{КЭ5}$ — падение напряжения на переходе коллектор — эмиттер транзистора $VT5$.

Сумма значений $DU_{ЭБ4}$ и $DU_{КЭ5}$ не превышает 0,7 — 0,75 В, поэтому к базе транзистора $VT2$ подводится напряжение $U_{B2} = U_{п} - (0,74-0,75)$, а к его эмиттеру — напряжение $U_{Э2} = U_{п} - (0,64-0,7)$. Это гарантирует закрытие транзисторов $VT2$ и $VT3$ с отключением обмотки электромагнита от источника питания, вследствие чего сила тока, проходящего через резистор $R4$ снижается до нуля. Транзисторы $VT4$ и $VT5$ при этом продолжают оставаться открытыми, поскольку они включены по схеме аналога однопереходного транзистора, и после включения остаются в таком состоянии, несмотря на прекращение действия открывающего сигнала (падение напряжения в резисторе $R4$).

Для последующего подключения обмотки электромагнита к источнику питания необходимо сначала принудительно закрыть транзисторы $VT4$ и $VT5$. Это может быть выполнено либо путем кратковременного закрытия транзистора $VT1$, либо отключения электронного блока от источника питания. Затем следует вновь подключить электронный блок к источнику питания, вследствие чего восстановится его нормальная работа.

Защита от непредусмотренного включения двух и более потребителей

Эта защита предназначена для предотвращения аварийных режимов, которые могут возникнуть в автомобиле при одновременном непредусмотренном включении двух или более его узлов и агрегатов. Такая защита, в частности, необходима в системах управления переключением передач, так как одновременное включение двух передач может привести не только к поломке коробки передач, но и явиться причиной аварии автомобиля. В результате действия рассматриваемой защиты должна исключаться возможность одновременного включения транзисторов или других коммутирующих элементов, управляющих включением передач.

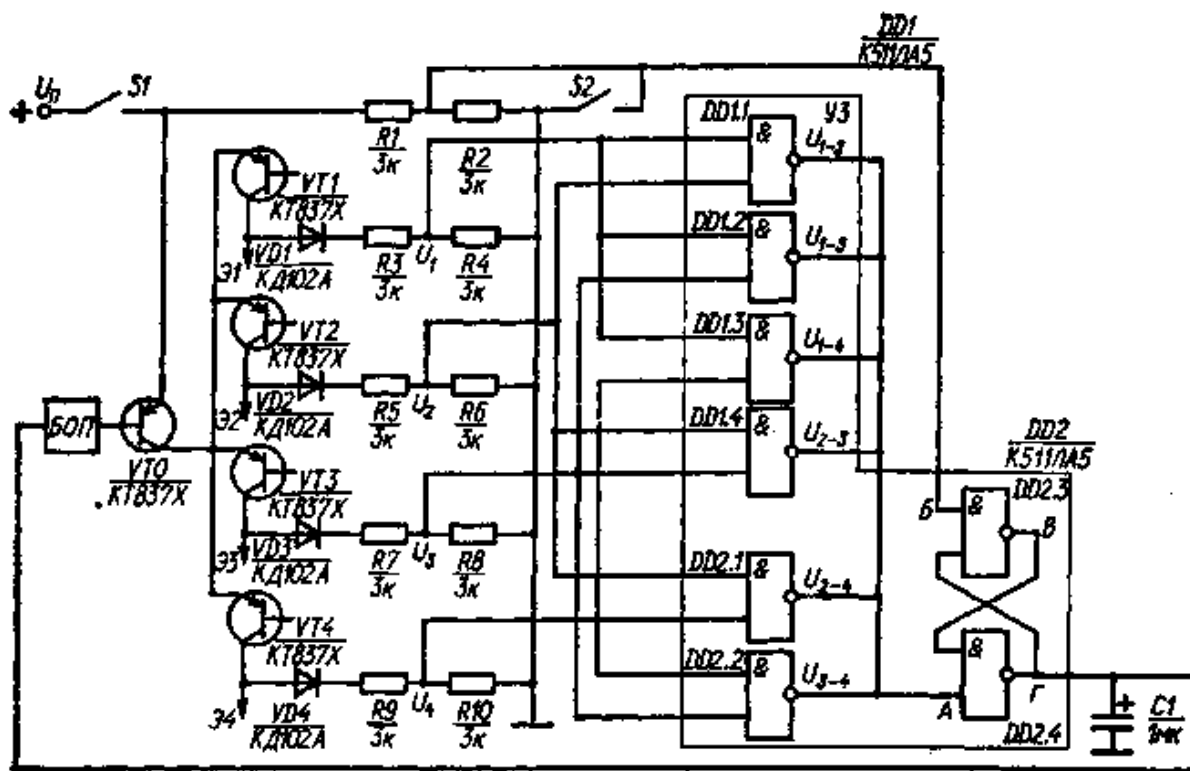


Рис. 41. Схема подключения устройства защиты от непредусмотренного одновременного включения транзисторов коммутации нагрузки на базе логических элементов типа 2И — НЕ

В состав блока защиты входят следующие функциональные узлы: устройство контроля числа включенных коммутирующих элементов и командное устройство включения защиты. При нормальном функционировании электронной системы управления, т. е. при включении только какого-либо одного коммутирующего элемента, устройство контроля не вырабатывает сигнала для срабатывания командного устройства включения защиты. Такой сигнал поступает на вход командного устройства лишь в случае одновременного включения двух или более коммутирующих элементов. В результате командное устройство срабатывает, и обеспечивается отключение всех потребителей от источника питания.

Рассматриваемая система защиты может быть реализована с использованием как цифровых элементов, так и аналоговой схемотехники. Схема подключения устройства защиты УЗ, предотвращающего возможность одновременного включения двух или более транзисторов $VT1$ — $VT4$ коммутации нагрузки, выполненная на базе цифровых логических элементов типа 2И — НЕ показана на рис. 41. Элементы $DD1.1$ — $DD1.4$, $DD2.1$ и $DD2.2$ образуют устройство контроля, а триггер типа R — S , собранный на элементах $DD2.3$ и $DD2.4$ — командное устройство включения защиты.

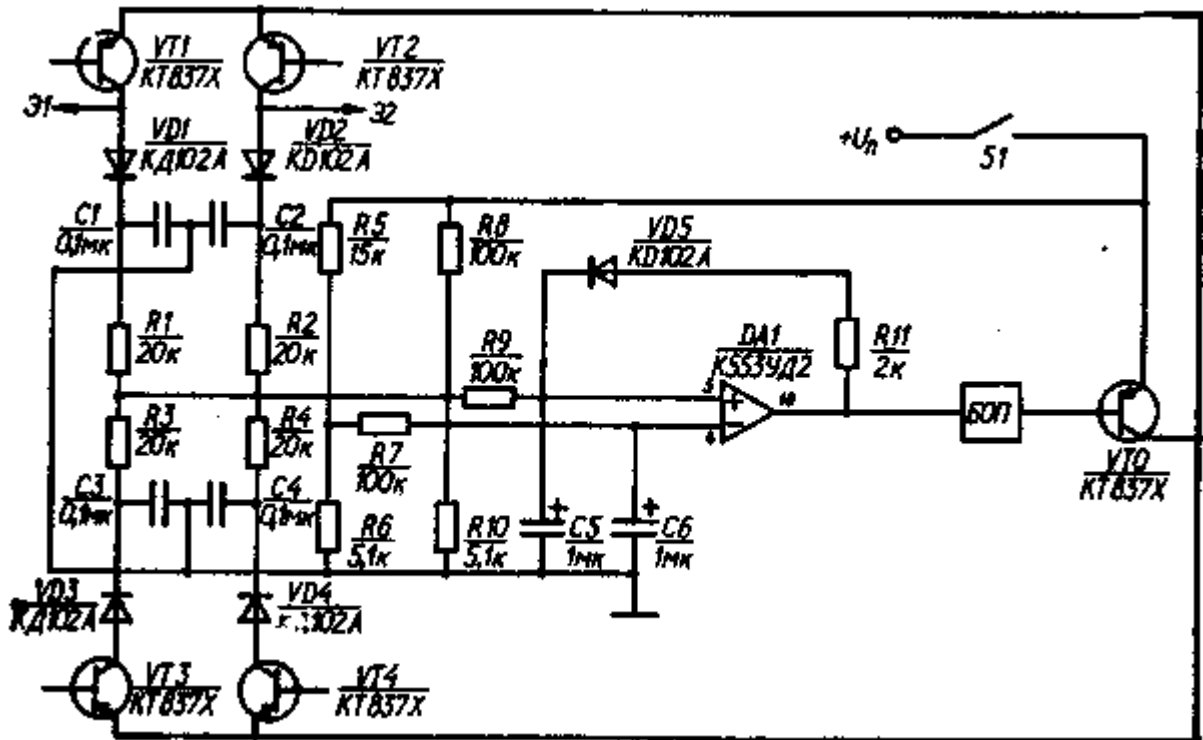


Рис. 42. Схема устройства защиты от непредусмотренного одновременного включения транзисторов коммутации нагрузки на базе операционного усилителя $DA1$

Коммутирующими элементами системы управления являются транзисторы $VT1$, $VT2$, $VT3$ и $VT4$, выходы которых через делители напряжения связаны с входами логических элементов устройства контроля. При нормальной работе системы управления включен только какой-либо один из этих транзисторов, и только на коллекторе данного транзистора появляется напряжение. На коллекторах остальных транзисторов напряжение равно практически нулю. Благодаря этому напряжение с уровнем «логической 1» может быть подведено только к какому-либо одному из входов логических элементов устройства контроля, и, следовательно, на всех выходах данных логических элементов и входе A элемента $DD2.4$ напряжение имеет уровень, равный «логической 1».

При таком уровне напряжения на входе A напряжение на выходе Γ триггера имеет низкий уровень, в результате чего блок отключения питания $БОП$ не приводится в действие, и транзистор VTO остается во включенном состоянии.

Если же по какой-либо причине происходит одновременное включение двух транзисторов, то по крайней мере у одного из логических элементов коммутирующего устройства напряжение с уровнем «логической 1» подводится одновременно к обоим его входам. Следствием этого является появление напряжения низкого уровня на выходе данного логического элемента и на входе Γ триггера. Таким образом, триггер перебрасывается в состояние с напряжением на его выходе Γ , равным уровню «логической 1». Это, в свою очередь, приводит к срабатыванию блока $БОП$, вызывающему выключение транзистора VTO , т. е. к отключению всех потребителей от источника питания.

Для возврата схемы в исходное положение необходимо подать короткий импульс с уровнем «логического 0» на вход B триггера, что реализуется при замыкании контактов выключателя $S2$.

Схема устройства, выполненного на базе элемента аналоговой схемотехники — операционного усилителя $DA1$, представлена на рис. 42. Напряжение на инвертирующем входе 4 операционного усилителя с помощью резисторов $R5$ и $R6$ устанавливается на уровне, превышающем напряжение, подводимое к неинвертирующему входу 5 усилителя при включении какого-либо одного из транзисторов $VT1$, $VT2$, $VT3$ или $VT4$. При этом напряжение на выходе 10 операционного усилителя имеет низкий уровень, благодаря чему не включается блок $БОП$, и транзистор VTO остается включенным.

Если же происходит одновременное включение каких-либо двух из указанных транзисторов, то это приводит к увеличению напряжения, подводимого к неинвертирующему входу 5 усилителя, до уровня, превышающего напряжение на инвертирующем входе 4. В результате операционный усилитель переходит в

режим с высоким уровнем напряжения на его выходе 10 , что приводит к срабатыванию блока $БОП$ и выключению транзистора VTO с отсоединением от источника питания всех коммутирующих транзисторов.

После появления напряжения высокого уровня на выходе 10 усилителя вступает в действие его положительная обратная

связь, благодаря соединению выхода 10 и неинвертирующего входа 5 через резистор $R11$ и диод $VD5$. Это обеспечивает сохранение высокого уровня напряжения на входе 5 усилителя несмотря на то, что к данному входу не подводится напряжение от коммутирующих транзисторов. В результате и на выходе 10 усилителя напряжение имеет высокий уровень, что обеспечивает выключенное состояние транзистора VTO . Для выключения защиты надо на короткое время отключить схему от источника питания, разомкнув контакты выключателя $S1$.

При некоторых неисправностях в электронной системе управления может возникнуть режим релаксации, при котором будут быстро поочередно включаться и выключаться какие-либо два коммутирующих элемента. В этом случае среднее значение напряжения на выходе данных элементов окажется равным примерно половине напряжения источника питания потребителей — бортовой сети автомобиля.

В электронных системах управления нагрузкой обычно является обмотка электромагнита. Для надежной работы системы управления электромагниты рассчитывают так, чтобы они срабатывали при наиболее неблагоприятных условиях, т. е. при минимальном напряжении бортовой сети, максимальной температуре нагрева обмотки и т. д. В связи с этим вполне вероятно срабатывание электромагнита при подведении к его обмотке напряжения, равного половине напряжения бортовой сети, особенно если это напряжение близко к максимально допустимому значению (15 и 30 В соответственно для номинальных напряжений бортовой сети, равных 12 и 24 В).

При быстро повторяющемся включении и выключении двух коммутирующих элементов в каждый момент времени напряжение высокого уровня появляется только на выходе какого-либо одного из элементов. Поэтому если не принять специальных мер, то при таком режиме работы коммутирующих элементов рассматриваемая защита не срабатывает, т. е. не будет предотвращено возможное одновременное срабатывание двух электромагнитов системы управления, что недопустимо. Для срабатывания защиты при данных условиях в ее схеме применены конденсаторы $C1$, $C2$, $C3$ и $C4$. Зарядка указанных конденсаторов происходит в очень короткий промежуток времени, поскольку в цепи их зарядки отсутствуют резисторы, а разрядка конденсаторов осуществляется значительно медленнее вследствие наличия в их разрядной цепи резистора с сопротивлением 20 кОм.

Рассмотрим вначале действие схемы при нормальной работе системы управления в режиме, когда происходит выключение транзистора $VT1$ и включение транзистора $VT2$. В период включения транзистора $VT1$ конденсатор $C1$ заряжается до напряжения, близкого к напряжению источника питания. Поэтому в момент выключения транзистора $VT1$ и включения транзистора $VT2$ напряжение к входу 5 операционного усилителя подводится как от коллектора транзистора $VT2$, так и от ранее зарядившегося конденсатора $C1$. При этом напряжение на входе 5 постепенно увеличивается по мере зарядки конденсатора $C5$.

Постоянная времени зарядки конденсатора $C5$ существенно выше постоянной времени разрядки конденсатора $C1$, поэтому количество электричества, поступающее от конденсатора $C1$ к конденсатору $C5$, невелико и мало влияет на уровень напряжения на данном конденсаторе. Вследствие этого рассматриваемая защита не срабатывает.

Иное положение создается при быстро повторяющемся включении и выключении транзисторов $VT1$ и $VT2$. В таком случае из-за малого промежутка времени между повторяющимися включениями транзисторов $VT1$ и $VT2$ конденсаторы $C1$ и $C2$ за периоды выключенного состояния транзисторов не успевают разрядиться, т. е. создаются условия, аналогичные появлению высокого уровня напряжения одновременно на коллекторах двух транзисторов. В результате срабатывает устройство защиты и предотвращается возможность одновременного включения электромагнитов системы управления.

Команда на одновременное непредусмотренное включение двух потребителей может поступить как при ошибочном действии системы управления коммутирующими элементами, так и вследствие пробоя в их выходной цепи. В первом случае для предотвращения одновременного включения двух потребителей достаточно подать команду системе управления принудительно закрыть коммутирующие элементы.

Если же произошел пробой в выходной цепи коммутирующего элемента, то он становится неуправляемым, и для обеспечения отключения потребителей от источника питания приходится использовать дополнительное выключающее устройство в цепи питания всех коммутирующих элементов.

В обоих рассмотренных устройствах защиты для этой цели используется транзистор VTO , взамен которого можно применять любое отключающее устройство, например электромагнитное реле.

Схема устройства защиты, выполненная в соответствии с рис. 42, имеет следующие преимущества перед схемой на рис. 41: меньшее число комплектующих изделий, более высокая помехоустойчивость; обеспечивается защита от одновременного включения большого количества цепей без значительного усложнения схемы. Требуется лишь от коммутирующего элемента каждой защищаемой цепи подать напряжение на неинвертирующий вход операционного усилителя. Для решения этой же задачи в устройствах защиты, выполненных на базе логических элементов типа И — НЕ, добавление каждой защищаемой цепи вызывает необходимость введения в схему нескольких дополнительных логических элементов.

Таким образом, устройства защиты на базе логических элементов следует применять при числе защищаемых цепей не более трех, а также в тех случаях, когда вся система управления создана на базе цифровых элементов и в нее нецелесообразно вводить устройства аналоговой схемотехники.

Защита от непредусмотренного включения потребителей при отказе датчика частоты вращения системы управления

Обязательным элементом любой электронной системы управления агрегатами трансмиссии является датчик частоты вращения того или иного вала. Его выходным сигналом является ЭДС, частота и амплитуда которой меняются в зависимости от частоты вращения контролируемого вала.

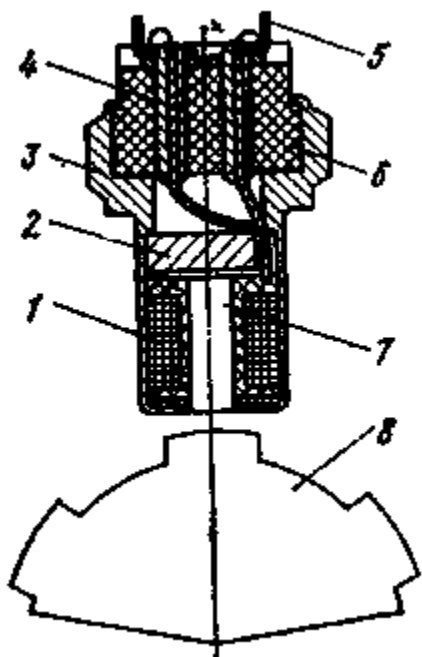


Рис. 43. Индукторный датчик частоты вращения:
1 — обмотка; 2 — постоянный магнит; 3 — корпус; 4 и 5 — выводные концы обмотки; 6 — изоляционная втулка; 7 — сердечник; 8 — зубчатый диск

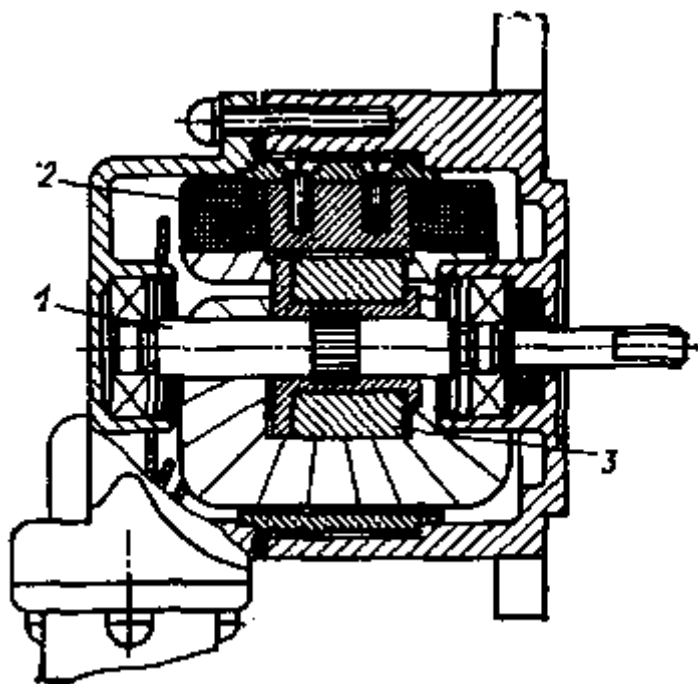


Рис. 44. Тахогенератор:

1 — вал; 2 — обмотка статора; 3 — постоянный магнит

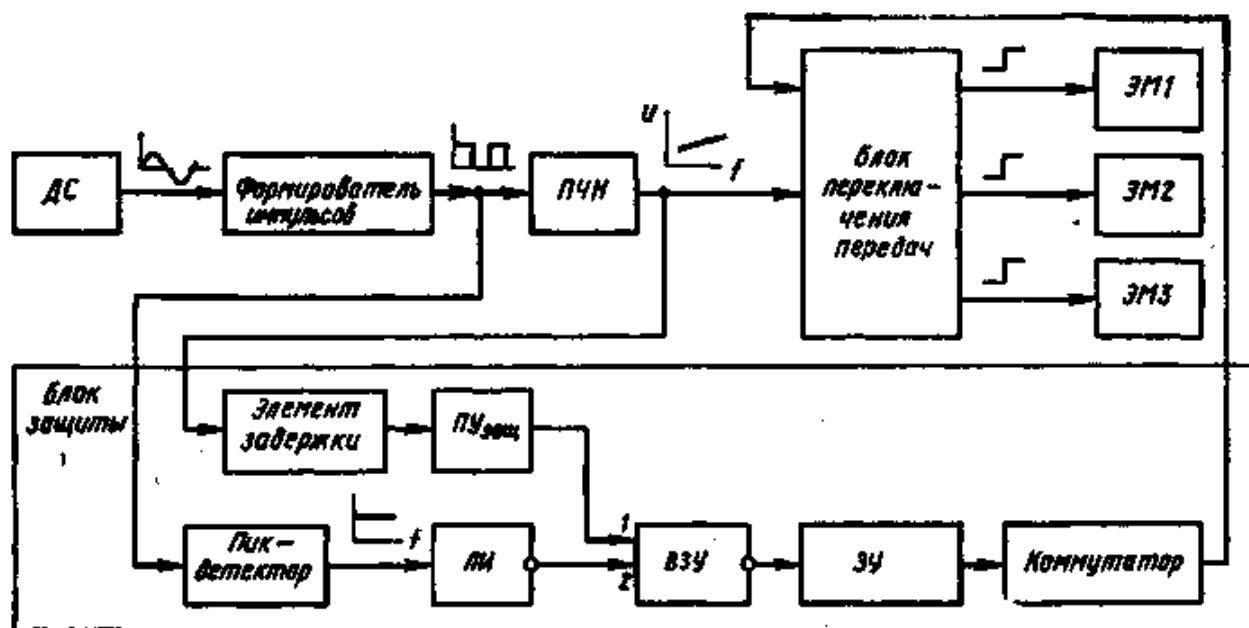


Рис. 45. Структурная схема системы защиты от непредусмотренного включения передач при отказе датчика скорости

В современных электронных системах управления обычно используют датчики частоты вращения индукторного типа (рис. 43), устанавливаемые с небольшим зазором над зубчатым диском, приводимым от контролируемого вала. Выходным сигналом датчика является индуктируемая в его обмотке ЭДС, имеющая форму обычной или «деформируемой» синусоиды. Частота изменения ЭДС пропорциональна частоте вращения контролируемого вала, а ее амплитуда, хотя и возрастает с повышением частоты вращения вала, но изменяется в зависимости от нее по нелинейному закону и ее величина существенно зависит от точности установки зазора между преобразователем и зубчатым диском. В связи с этим в системах управления, содержащих индукторный датчик, в качестве управляющего сигнала используется только частота изменения его ЭДС.

В некоторых системах автоматики для контроля частоты вращения валов используют тахогенераторы переменного тока с возбуждением от постоянных магнитов (рис. 44). У таких генераторов как амплитуда, так и частота изменения ЭДС пропорциональны частоте вращения контролируемого вала. Поэтому в системах управления с применением тахогенератора входным сигналом электронного блока могут быть и частота, и ЭДС генератора.

Если вал, контролируемый датчиком частоты вращения, неподвижен, то сигнал на его выходе отсутствует. При отказе датчика сигнал на его выходе пропадает независимо от частоты вращения контролируемого вала, что эквивалентно подаче сигнала системе управления об остановке контролируемого вала. Следствием этого ложного сигнала может явиться выработка системой управления такой ошибочной команды, которая приведет или к поломке того или иного агрегата автомобиля, или к снижению безопасности его эксплуатации. Так, например, если в системе автоматического управления переключением коробки передач произойдет отказ датчика, контролирующего частоту вращения выходного вала коробки передач, то это вызовет подачу команды на включение низшей передачи. Очевидно, что такое включение при движении автомобиля с высокой скоростью приведет к аварийной ситуации.

Для исключения подобных случаев используют защиту от непредусмотренного включения потребителей при отказе датчика частоты вращения, основанную на различии в скорости изменения сигналов в системе управления при нормальном ее функционировании и при отказе датчика, а также на контроле за исправностью обмотки датчика.

Система защиты, основанная на первом принципе, предназначена для предотвращения непредусмотренного включения в коробке передач низшей (первой) передачи в случае отказа датчика частоты вращения выходного вала коробки передач во время движения автомобиля с высокой скоростью.

Синусоидальный сигнал, вырабатываемый датчиком скорости ДС, поступает на вход формирователя импульсов (рис. 45), который преобразует данный сигнал в последовательность прямоугольных импульсов. Далее сигнал с выхода формирователя разделяется на два: один поступает на вход ПЧН системы переключения электромагнитов, другой — на вход блока преобразования импульсов системы защиты, выполненный по схеме пик — детектора. Этот блок преобразует последовательность импульсов в напряжение постоянного тока, величина которого остается постоянной независимо от частоты следования импульсов.

В ПЧН происходит преобразование частоты входных импульсов в напряжение постоянного тока, подводимое далее к входу блока переключения передач (БПП), управляющему переключением электромагнитов ЭМ1, ЭМ2 и ЭМ3. Кроме того, напряжение от выхода ПЧН подводится к входу элемента задержки ЭЗ. Изменение напряжения на выходе происходит с запаздыванием по отношению к входному сигналу.

БПП содержит пороговые устройства, каждое из которых настроено на срабатывание при определенном напряжении. Поэтому в зависимости от частоты входного сигнала, определяющей величину напряжения на выходе ПЧН, происходит включение соответствующих пороговых устройств с подачей команд на включение электромагнитов через имеющиеся в БПП элементы логики и усилители.

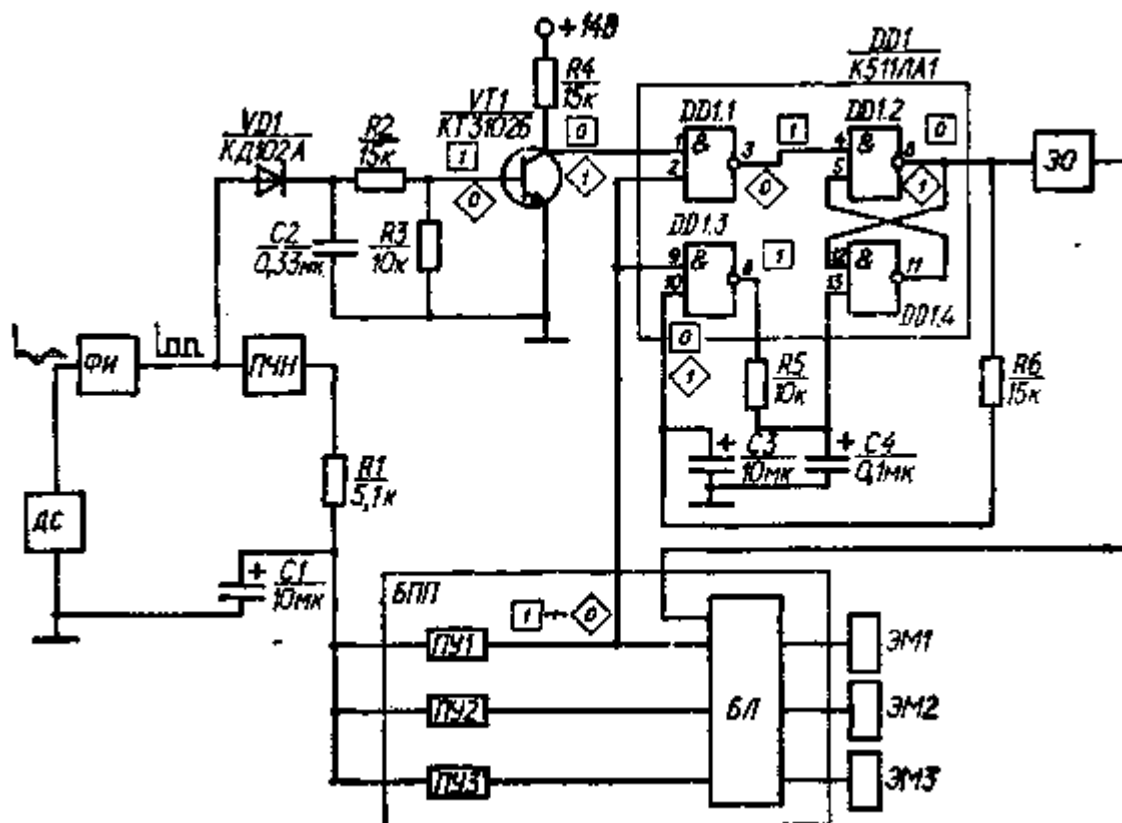


Рис. 46. Схема устройства защиты от непредусмотренного включения передач при отказе датчика скорости с элементом задержки

Во время движения автомобиля к входу пик-детектора при исправном датчике скорости подводятся импульсы, вследствие чего на его выходе имеется напряжение высокого уровня, а напряжение на выходе логического инвертора ЛИ (схема НЕ) при этом близко к нулю. Также близким к нулю оказывается напряжение на входе 2 включателя запоминающего устройства ВЗУ, выполненного по типу логического элемента 2И — НЕ. Поэтому напряжение на выходе ВЗУ, подводимое к входу запоминающего устройства ВЗУ, имеет высокий уровень.

Запоминающее устройство (триггер) срабатывает только при подведении к его входу напряжения низкого уровня, поэтому при исправном датчике ДС это устройство не подает команды коммутатору выключить электромагниты.

При неподвижном автомобиле импульсы напряжения на выходе формирователя импульсов отсутствуют и напряжение на выходе пик-детектора равно нулю, а напряжения на выходе инвертора ЛИ и входе 2 ВЗУ имеет высокий уровень. Это, однако, не приводит к появлению напряжения низкого уровня на выходе ВЗУ, поскольку при отсутствии импульсов на выходе формирователя импульсов напряжение на выходе ПЧН ил. и. равно нулю, или столь незначительно, что пороговое устройство защиты ПУзащ не может сработать, т. е. напряжение на его выходе и входе 1 ВЗУ равно нулю. Поэтому при неподвижном автомобиле рассматриваемая защита не срабатывает.

Если автомобиль движется со скоростью, при которой напряжение на выходе ПЧН оказывается достаточным для срабатывания порогового устройства защиты, и в это время происходит отказ датчика скорости, то система защиты действует следующим образом. Вследствие отказа датчика ДС исчезают импульсы на выходе формирователя, и напряжение на выходе пик-детектора снижается до нуля, а на выходе инвертора ЛИ и входе 2 ВЗУ появляется напряжение высокого уровня. Исчезновение импульсов на выходе формирователя приводит к резкому снижению напряжения на выходе ПЧН и, следовательно, на входе элемента задержки.

Несмотря на это, напряжение на выходе последнего исчезает не сразу, а с определенным запаздыванием, поэтому пороговое устройство защиты остается во включенном состоянии еще некоторое время после исчезновения входных импульсов. В течение указанного времени будет подводится напряжение высокого уровня к входу 1 ВЗУ. Так как напряжение высокого уровня подводится в данный период и ко входу 2 ВЗУ, то ВЗУ переключается в состояние с низким напряжением на его выходе. В результате сработает запоминающее устройство ЗУ и к коммутатору поступит команда на отключение всех электромагнитов. Тем самым будет исключено аварийное включение низшей передачи при отказе датчика скорости.

Электрическая схема такого устройства защиты приведена на рис. 46. В ней для преобразования последовательности прямоугольных импульсов, действующих на выходе формирователя импульсов *ФИ*, в напряжение постоянного уровня использован пик-детектор, состоящий из диода *VD1*, конденсатора *C2* и резисторов *R2* и *R3*. В периоды действия импульса через диод *VD1* осуществляется быстрая зарядка конденсатора, а его разрядка в периоды паузы между импульсами происходит гораздо медленнее, поскольку ток разрядки конденсатора ограничивается резисторами *R2* и *R3*. Вследствие этого при работающем датчике скорости ДС напряжение на выходе пик-детектора, подводимое к базе транзистора *VT1*, достаточно для его открытия. В результате напряжение, подводимое от коллектора транзистора *VT1* к входу логического элемента *DD1.1*, оказывается близким к нулю, что обеспечивает получение напряжения высокого уровня (уровня «логической 1») на выходе 3 элемента *DD1.1* и входе 4 элемента *DD1.2*.

Элементы *DD1.2* и *DD1.4* образуют триггер типа *R — S*, переключение которого происходит только при подведении к его управляющим входам 4 и 13 сигналов с уровнем «логического 0». Поэтому при работающем датчике ДС переключение триггера не происходит, и напряжение на его выходе 6 имеет низкий уровень. В результате элемент отключения ЭО, принудительно выключающий блок логики *БЛ* не приводится в действие, т. е. система защиты не срабатывает.

При неподвижном автомобиле пороговое устройство *ПУ1* выключено, поэтому на его выходе и на входе 2 элемента *DD1.1* напряжение близко к нулю. Поэтому напряжение на выходе 3 элемента *DD1.1* имеет уровень «логической 1», т. е. переключение триггера не происходит, и устройство защиты не вступает в действие.

Если автомобиль движется со скоростью, при которой уже произошло срабатывание порогового устройства *ПУ1* (вызывающее переключением с первой на вторую передачу), и в это время произошел отказ датчика скорости, то устройство защиты действует следующим образом:

при отказе датчика ДС пропадают импульсы на выходе формирователя импульсов *ФИ*, в результате чего происходит быстрая разрядка конденсатора *C2* и, как следствие, выключение транзистора *VT1*. В этом случае на коллекторе *VT1* появляется напряжение с уровнем «логической 1», которое подводится к входу 1 элемента *DD1.1*;

исчезновение импульсов на выходе формирователя *ФИ* обуславливает уменьшение до нуля (или до низкого уровня) напряжения на выходе ПЧН.

До тех пор, пока не разрядится конденсатор *C1*, к входам пороговых устройств *ПУ1*, *ПУ2* и *ПУ3* будет подводится напряжение. Вследствие этого на выходе порогового устройства *ПУ1* и, следовательно, на входе 2 элемента *DD1.1* в течение небольшого промежутка времени будет сохраняться напряжение с уровнем «логической 1». В результате к обоим входам элемента *DD1.1*

окажется подведенным напряжение с уровнем «логической 1», а на выходе 3 этого элемента появится напряжение с уровнем «логического 0», что обеспечит переключение триггера в состояние с напряжением на выходе 6 элемента *DD1.2*, равным «логической 1». Следствием этого явится срабатывание элемента отключения ЭО с подачей команды блоку логики *БЛ* блока переключения передач *БПП* на отключение электромагнитов *ЭМ1* и *ЭМ2* включения первой и второй передач. При этом во избежание разрыва связи между двигателем и колесами автомобиля одновременно подается команда на принудительное включение высшей (третьей) передачи вследствие подачи команды на включение электромагнита *ЭМ3*.

Для выключения системы защиты следует после остановки автомобиля отключить систему управления от источника питания на короткий промежуток времени, а затем вновь ее включить. При отключении системы управления произойдет разрядка конденсатора *C3*, поэтому сразу же после включения питания к входу 13 элемента *DD1.4* окажется подведенным напряжение с уровнем «логического 0», что обеспечит переключение триггера в состояние с напряжением на выходе 6 элемента *DDL2*, равным уровню «логического 0», в результате чего система защиты будет выключена.

Если при торможении автомобиля на скользкой дороге произойдет блокирование колес, то действие датчика скорости, несмотря на продолжение движения автомобиля, прекратится. В этом случае система защиты может сработать, несмотря на исправность датчика. Однако если колеса автомобиля разблокируются в процессе движения автомобиля, то датчик скорости вновь вступит в действие и на его выходе появится напряжение, которое может оказаться достаточным для включения порогового устройства *ПУ1* с появлением на его выходе напряжения с уровнем «логической 1». В таких условиях напряжение с уровнем «логической 1» окажется подведенным к обоим входам элемента *DD1.3*, вследствие чего на его выходе 8 и, следовательно, на входе 13 элемента *DD1.4* напряжение уменьшится до уровня «логического 0». Тем самым будет обеспечено переключение триггера в состояние с напряжением на выходе 6 логического элемента *DD1.4*, равным уровню «логического 0». В результате произойдет выключение системы защиты без вмешательства водителя.

Если в качестве датчика скорости используется трехфазный тахогенератор, то защита от неправильного функционирования системы управления может быть обеспечена с помощью схемы, приведенной на рис. 47. (А.

с. 740546, СССР, МКИ² В 60 К 31/00). При исправном генераторе (период $t_{отк}$) ЭДС U_{ϕ} индуцируется во всех трех его фазах I, II и III, поэтому напряжение $U_{вых}$ на выходе выпрямителя, состоящего из диодов $VD1 - VD6$, имеет незначительные пульсации (рис. 48). В результате напряжение U_{c1} на конденсаторе $C1$ практически постоянно и меньше среднего значения напряжения $U_{вых}$ на $0,65 - 0,7$ В (из-за падения напряжения в диоде $VD7$). В результате обеспечивается закрытое состояние транзистора $VT1$, поскольку к его эмиттеру подводится меньшее напряжение, чем к базе. При этом также закрыт транзистор $VT2$, управляющий триггером включения защиты типа R — 5, выполненном на элементах $DD1.1$ и $DD1.2$, и напряжение, подводимое к входу 5 элемента $DDL2$, равно уровню «логической 1».

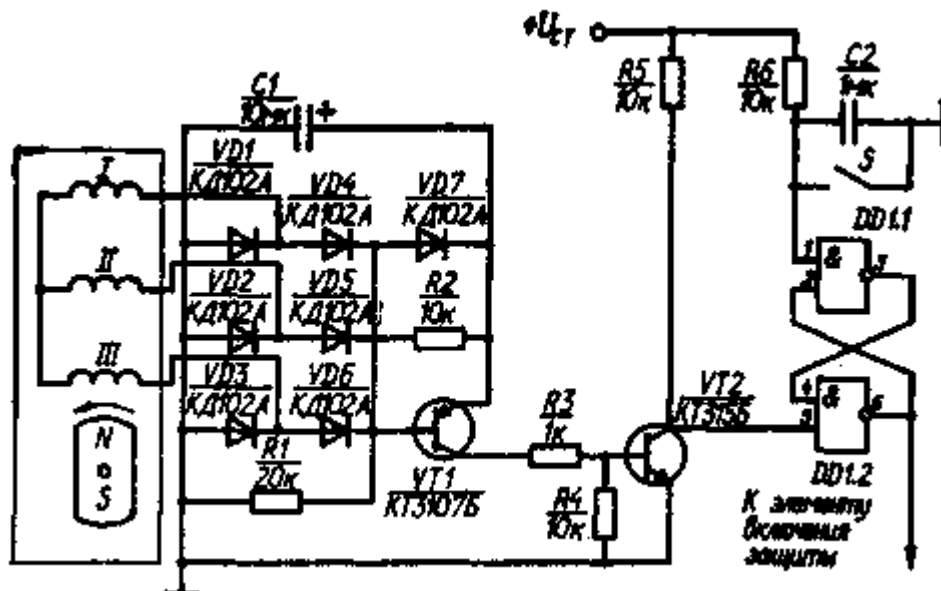


Рис. 47. Схема устройства защиты от непредусмотренного включения передач при отказе тахогенератора

В момент подключения триггера к источнику питания конденсатор $C2$ не заряжен, вследствие чего первоначально к входу 1 элемента $DD1.1$ оказывается подведенным напряжение с уровнем «логического 0». После зарядки конденсатора $C2$ на входе 1 устанавливается напряжение с уровнем «логической 1». Следовательно, после подключения системы управления к источнику питания триггер устанавливается в положение, при котором напряжение на выходе 6 элемента $DD1.2$ равно уровню «логического 0». В этом случае команда на срабатывание устройства защиты не подается.

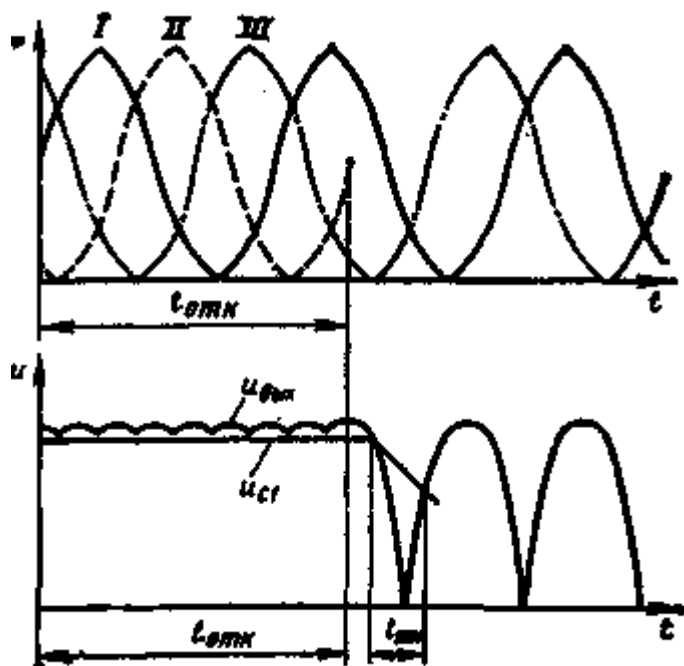


Рис. 48. Изменение ЭДС, индуцируемой в фазах тахогенератора и напряжения на выходе выпрямителя и конденсатора

Если во время движения автомобиля происходит отказ тахогенератора вследствие обрыва цепи хотя бы одной из его обмоток или ее замыкания (например, фазы II в момент $t_{отк}$), генератор работает как двухфазный. Резко увеличиваются пульсации напряжения $U_{вых}$ (рис. 48), одновременно уменьшается напряжение U_{c1} на конденсаторе C1. Однако постоянная времени его разрядки значительно выше периода изменения напряжения $U_{вых}$ (при скоростях движения автомобиля, когда включена хотя бы вторая передача). Поэтому при отказе тахогенератора уже в первом полупериоде $t_{3\&M}$ изменения напряжения $U_{вых}$ оно становится меньше напряжения U_{c1} . В результате напряжение, подводимое к эмиттеру транзистора VT1, оказывается больше напряжения на его базе, что обеспечивает открытие как данного транзистора, так и транзистора VT2. Напряжение на входе 5 элемента DD1.2 уменьшается до уровня «логического 0», что обеспечивает переключение триггера в состояние с напряжением на выходе 6 элемента DD1.2, равным уровню «логической 1». Следствием этого является выработка команды на срабатывание устройства защиты.

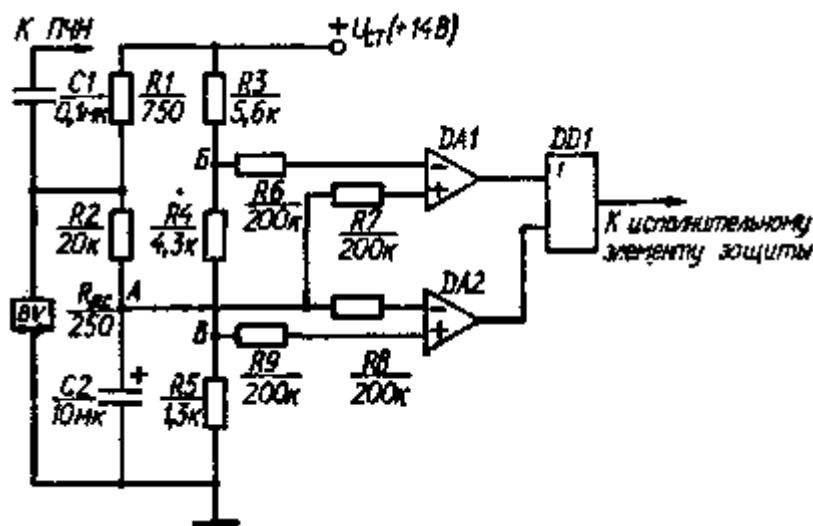


Рис. 49. Схема устройства защиты от непредусмотренного включения передач при отказе датчика скорости, основанная на контроле его сопротивления

Принцип действия рассмотренных устройств защиты основан на сопоставлении двух сигналов, один из которых действует с малым запаздыванием по отношению к изменению частоты вращения вала датчика скорости, а второй — имеет относительно большое запаздывание по отношению к первому сигналу. Продолжительность запаздывания выбирают из условия предотвращения срабатывания устройства защиты при относительно медленном изменении частоты сигналов, вырабатываемых датчиком скорости, что имеет место при нормальной работе системы управления. При отказе преобразователя быстро изменяются вырабатываемые им сигналы, на что реагирует система защиты, обеспечивая отключение защищаемых устройств.

Недостатком систем защиты, основанных на данном принципе, является возможность их ошибочного срабатывания при некоторых быстро протекающих переходных процессах в системе управления. С этой точки зрения более совершенными являются системы защиты, основанные на контроле сопротивления датчика скорости. Одна из схем устройства такой системы защиты, предназначенного для использования в системе управления с датчиком индукторного типа, приведена на рис. 49.

Основным элементом устройства является двухуровневый компаратор, выполненный на двух операционных усилителях [10]. Отказ датчика скорости может произойти при обрыве цепи его обмотки или резком увеличении ее сопротивления из-за плохого контакта, либо при замыкании обмотки, вследствие чего ее сопротивление существенно уменьшается. Таким образом, при отказе датчика скорости происходит или уменьшение, или увеличение сопротивления в цепи его обмотки по отношению к нормальному значению. Это используют для выработки сигнала, подаваемого для срабатывания устройства защиты.

ВТ рассматриваемой схеме обмотка датчика скорости BV (сопротивлением R_{dc}) совместно с резистором R1 образует делитель напряжения, от которого напряжение подводится к ФНЧ, состоящему из резистора R2 и конденсатора C2. ФНЧ сглаживает пульсации напряжения, подводимого к точке A схемы от делителя напряжения. Напряжение в данной точке схемы $U_A = U_{ct} R_{dc} / (R_1 + R_{dc})$ (где U_{ct} — стабилизированное напряжение источника питания схемы).

При исправном состоянии датчика скорости напряжение U_A выше напряжения U_B , подводимого к резистору R9 и далее к неинвертирующему входу операционного усилителя DA2 (от делителя напряжения, верхним плечом которого является последовательно соединенные резисторы R3 и R4, а нижним плечом — резистор R5). Наряду с этим напряжение U_A ниже напряжения U_B , подводимого к резистору R6 и далее к инвертирующему входу операционного усилителя DA1 (от делителя напряжения, верхним плечом которого является резистор R3, а нижним плечом — последовательно соединенные резисторы R4 и R5). При указанных соотношениях между

напряжениями U_A , U_B и U_B оба операционных усилителя имеют на выходах напряжение низкого уровня, вследствие чего сигнал на срабатывание устройства защиты ими не подается.

Положение меняется, например, при коротком замыкании в цепи обмотки датчика или ее разрыве. В первом случае ($R_{дс} = 0$) напряжение U_A падает до нуля, вследствие чего напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя $DA2$ становится выше напряжения, подводимого к его инвертирующему входу. В результате усилитель $DA2$ будет работать в режиме с высоким выходным напряжением, благодаря чему через элемент ИЛИ подается команда на срабатывание устройства защиты.

Во втором случае ($R_{дс} = \infty$) напряжение U_A возрастает до значения, близкого к напряжению источника питания $U_{ст}$, в результате чего напряжение, подводимое к неинвертирующему входу операционного усилителя, становится больше напряжения на его инвертирующем входе. Следствием этого является переключение операционного усилителя $DA1$ в режим с высоким уровнем напряжения на его выходе с подачей команды на срабатывание устройства защиты.

В рассматриваемой схеме команда на срабатывание устройства защиты сохраняется в течение всего времени, пока существует неисправность датчика скорости. Поэтому в составе схемы отсутствует элемент запоминания сигнала включения защиты, который является обязательным в рассмотренных ранее схемах устройств защиты (триггер типа $R-S$).

Для предотвращения подведения напряжения источника питания на вход ПЧН в состав схемы защиты введен разделительный конденсатор $C1$.

Защита электронной аппаратуры от выхода из строя при подведении к ней напряжения питания обратной полярности

Для обеспечения в этом случае защиты в цепь питания электронной аппаратуры достаточно включить диод. Тогда при подведении к аппаратуре напряжения обратной полярности цепь ее питания окажется разорванной из-за включения защитного диода в непроводящем направлении. Данный способ защиты следует применять в тех случаях, когда дополнительное падение напряжения в защитном диоде (0,6 — 0,8 В) приемлемо. Имеются, однако, случаи, когда такое падение напряжения недопустимо. В частности, при номинальном напряжении бортовой сети 12 В введение в цепь питания электронной схемы дополнительного диода приведет к тому, что минимально возможное напряжение ее питания снизится до 10 В. При этом невозможно будет обеспечить требуемое для ряда потребителей стабилизированное напряжение 10 В.

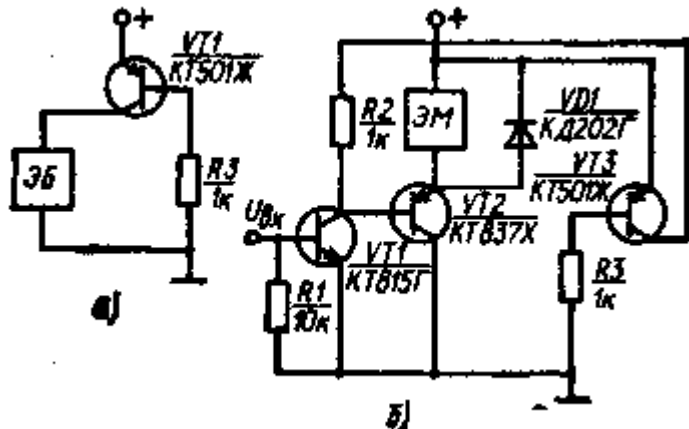


Рис. 50. Схемы устройств защиты от подключения к электронному блоку напряжения обратной полярности: а — цепей управления; б — силовой цепи и цепей управления

При номинальном напряжении бортовой сети 12 В проблема защиты маломощных цепей от подведения напряжения обратной полярности может быть решена с помощью схемы, приведенной на рис. 50, а. В случае подведения напряжения требуемой полярности транзистор $VT1$ работает в режиме насыщения с падением напряжения в его переходе эмиттер — коллектор порядка 0,1 — 0,15 В по сравнению с падением напряжения в защитном диоде 0,6 — 0,8 В. Если подается напряжение обратной полярности, то транзистор $VT1$ останется закрытым, в результате чего цепь питания электронного блока ЭБ окажется разорванной. Следует, однако, иметь в виду, что данная схема может быть применена только в том случае, если допустимое напряжение между базой и эмиттером транзистора превышает максимальное напряжение источника питания. В противном случае произойдет пробой перехода база — эмиттер с открытием перехода коллектор — эмиттер транзистора.

В рассматриваемой схеме в качестве защитного элемента применен транзистор типа КТ501Ж, у которого допустимое напряжение между базой и эмиттером составляет 20 В, что выше максимально возможного напряжения бортовой сети (15 В).

Для защиты электронной схемы от напряжения обратной полярности в некоторых случаях могут быть использованы коммутирующие элементы самой схемы. В этом случае требуемая защита обеспечивается без дополнительного падения напряжения в цепях питания схемы. Данный принцип реализован в схеме (рис. 50,б), которая защищает достаточно мощную цепь (сила тока до 4 А в цепи нагрузки — обмотке электромагнита).

В случае подведения в рассматриваемой схеме напряжения обратной полярности транзистор $VT2$ (типа КТ837Х) остается закрытым, так как допустимое напряжение между его базой и эмиттером составляет 15 В. Предотвращается и включение транзистора $VT1$, потому что резистор $R2$ отключается от источника питания с помощью транзистора $VT3$, включенного согласно схеме, данной на рис. 50, а.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ СЦЕПЛЕНИЕМ

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ АВТОМАТИЗАЦИИ

Сцепление автомобиля предназначено для регулирования момента, передаваемого от двигателя к коробке перемены передач.

Для установления требований к системе автоматического управления сцеплением рассмотрим, какие действия совершает водитель, управляя неавтоматически действующим сцеплением. Перед началом движения автомобиля водитель должен включить ту или иную передачу в коробке передач. При работающем двигателе для этого необходимо предварительно полностью выключить сцепление. Далее для трогания автомобиля с места водитель должен одновременно нажимать на педаль подачи топлива и постепенно отпускать педаль управления сцеплением.

При правильно согласованном воздействии на эти педали будет одновременно возрастать как частота вращения n_k коленчатого вала, так и момент M_c , передаваемый сцеплением. После того как момент M_c превысит момент M_S сопротивления движению (приведенный к коленчатому валу двигателя), автомобиль тронется с места. По мере увеличения момента M_c будет возрастать частота вращения n_c ведомого элемента сцепления и соответственно увеличиваться скорость движения автомобиля.

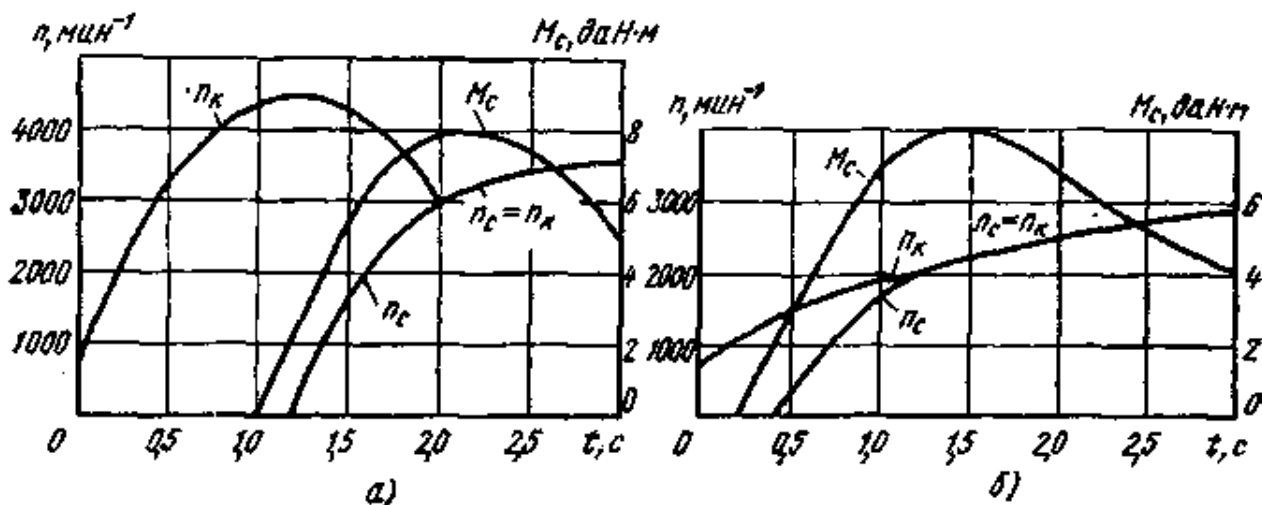


Рис. 51. Изменение M_c , n_k и n_c при разгоне автомобиля с неавтоматически управляемым сцеплением: а и б — отпускание педали управления сцеплением соответственно медленное и быстрое

Когда в процессе разгона автомобиля водитель полностью от-пускает педаль управления сцеплением, момент M_c увеличивается до максимального $M_{c\max}$, который превышает максимальный крутящий момент $M_{\text{тах}}$ двигателя. В результате сцепление блокируется, т. е. частоты вращения n_c и n_k становятся одинаковыми. Таким образом, в процессе трогания автомобиля с места и последующего его разгона по мере увеличения частоты вращения n_k коленчатого вала момент M_c , передаваемый сцеплением, постепенно возрастает от нуля до максимального значения.

Характер зависимости $M_c = f(n_k)$ при неавтоматическом управлении сцеплением определяется темпом нажатия водителем на педаль управления сцеплением. Если водитель быстро нажимает на педаль подачи топлива и медленно отпускает педаль управления сцеплением, то это обуславливает интенсивное возрастание n_k при незначительном увеличении n_c (рис. 51, а). Последующее отпускание педали управления сцеплением вызывает соответствующее повышение момента M_c , что приводит к возрастанию нагрузки двигателя. В результате этого интенсивность увеличения частоты вращения коленчатого вала снижается и даже возможно замедление, если при неравенстве n_k и n_c момент M_c становится больше момента двигателя M .

С увеличением момента M_c возрастает частота вращения ведомого элемента сцепления и, следовательно, уменьшается разность $n_k - n_c$. Начальная стадия разгона автомобиля заканчивается, когда эта разность становится равной нулю, т. е. сцепление блокируется и прекращается его пробуксовывание.

По-иному протекает процесс разгона автомобиля при быстром отпускании водителем педали управления сцеплением (рис. 51,6). Вследствие быстрого возрастания момента M_c , создающего значительную нагрузку двигателю, частота вращения коленчатого вала будет увеличиваться менее интенсивно, а увеличение частоты вращения ведомого элемента сцепления начнется почти сразу же после начала отпускания водителем педали управления сцеплением. В результате существенно уменьшится продолжительность пробуксовывания сцепления.

На основании анализа зависимостей, приведенных на рис. 51, можно сделать следующие выводы. При медленном отпускании водителем педали управления сцеплением вследствие быстрого повышения частоты вращения коленчатого вала еще в начальной стадии процесса (т. е. при неравенстве величин n_k и n_c) двигатель работает в зоне высоких частот вращения, чему соответствует высокий крутящий момент. В результате обеспечиваются высокие динамические качества автомобиля, но наряду с этим увеличивается работа буксования сцепления, что отрицательно влияет на его долговечность.

При быстром отпускании водителем педали управления сцеплением вследствие медленного увеличения частоты вращения коленчатого вала двигатель в начальной стадии процесса развивает относительно небольшой крутящий момент, что отрицательно сказывается на динамических качествах автомобиля. Для данного режима характерна также небольшая работа буксования сцепления, что обеспечивает благоприятный его температурный режим и минимальное изнашивание фрикционных элементов.

Известно большое число различных систем автоматического регулирования момента, передаваемого сцеплением. Однако в настоящее время преимущественно применяются системы, обеспечивающие увеличение момента M_c с повышением частоты вращения n_k коленчатого вала. Именно по такой закономерности, как это было показано выше, изменяется момент M_c при неавтоматическом управлении сцеплением.

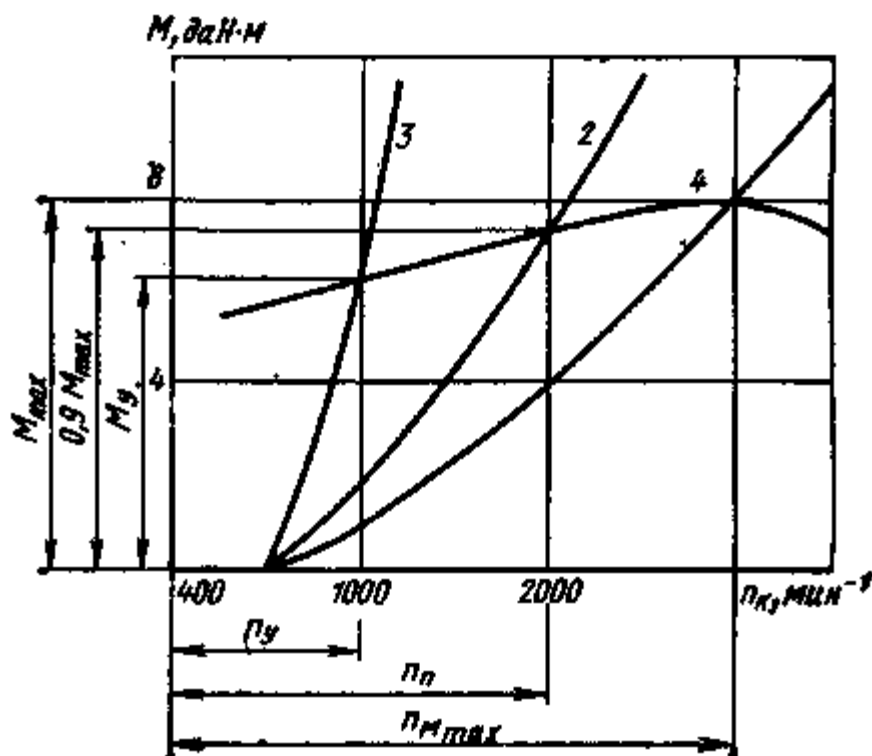


Рис. 52. Влияние зависимости $M_c=f(n_k)$ на режимы совместной работы двигателя и сцепления

Если в автомобиле используется неавтоматическое сцепление, то водитель по своему усмотрению в зависимости от условий эксплуатации может выбирать такой темп его включения, при котором обеспечиваются оптимальные условия работы сцепления и движения автомобиля. При использовании автоматически действующего сцепления практически невозможно для всех условий эксплуатации автомобиля обеспечить оптимальный режим работы сцепления. Поэтому при создании системы автоматического управления сцеплением зависимость $M_c = f(n_k)$ приходится выбирать, исходя из компромиссных требований обеспечения высоких динамических показателей автомобиля и минимальной работы буксования сцепления.

Рассмотрим влияние характера зависимости $M_c=f(n_k)$ на режимы совместной работы двигателя и сцепления. На рис. 52 приведены три такие зависимости (кривые 1 — 3), имеющие различный наклон, и внешняя характеристика двигателя $M=f(n_k)$ (кривая 4). Зависимость $M_c = f(n_k)$, изображенная кривой 1, пересекает

характеристику $M=f(n_k)$ в точке с координатами $n_k = n_{M \max}$ и $M = M_{\max}$. Это означает, что в начальный период разгона, когда сцепление еще пробуксовывает, частота вращения коленчатого вала может увеличиваться до частоты вращения $n_k = n_{M \max}$, при которой двигатель развивает максимальный момент. Выше уже отмечалось, что при этом обеспечиваются наилучшие динамические показатели автомобиля, но повышается работа буксования сцепления.

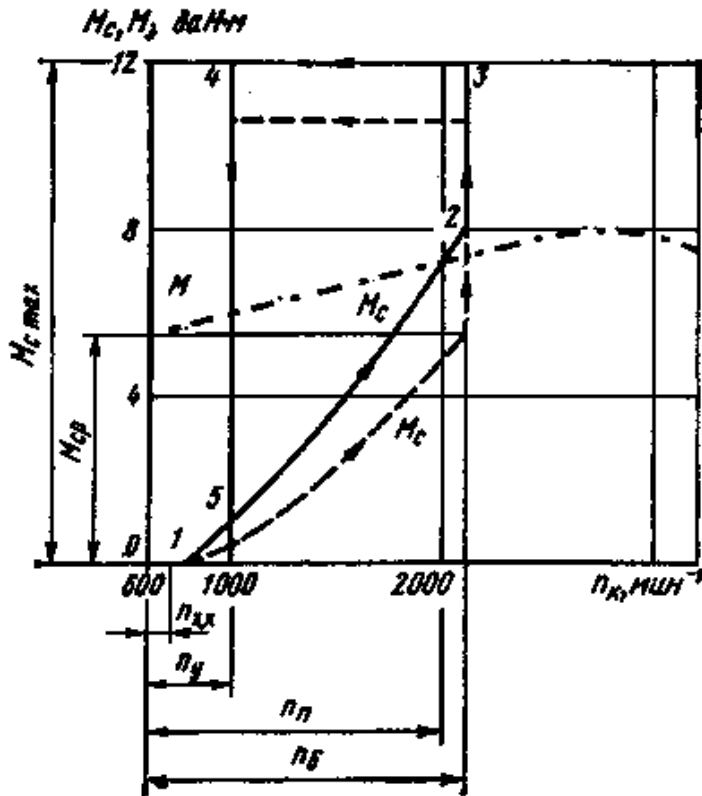


Рис. 53. Влияние зависимости $M_c=f(n_k)$ на режимы блокировки сцепления

Пересечение кривой 3 зависимостью $M = f(n_k)$ характеризуется значением $n_k = n_y$ (где n_y — минимальная устойчивая частота вращения коленчатого вала при работе двигателя на внешней характеристике, т. е. с полной подачей топлива). В этом случае сцепление пробуксовывает только при $n_k < n_y$, в результате чего значительно уменьшается работа буксования сцепления. Но одновременно заметно ухудшаются динамические показатели автомобиля, поскольку момент M_y существенно меньше момента A_{\max} . Поэтому системы автоматического управления обычно проектируют таким образом, чтобы в точке пересечения зависимостей $M_c=f(n_k)$ и $M=f(n_k)$ (при $n_k=n_n$) крутящий момент двигателя составлял $(0,85-0,9) A_{\max}$ (кривая 2). В этом случае обеспечивается как получение приемлемых динамических показателей автомобиля, так и относительно небольшой работы буксования сцепления. Следует иметь в виду, что в некоторых случаях можно получить не одну, а несколько различных зависимостей $M_c=f(n_k)$. Тем самым значительно улучшаются показатели автомобиля, оборудованного автоматически действующим сцеплением. Так, например, если при включении в коробке передач низшей передачи система управления позволяет получить зависимость $M_c=f(n_k)$, соответствующую кривой 1 или 2, а при включении высших передач — кривой 3, то в процессе разгона автомобиля на низшей передаче достигаются заданные высокие динамические показатели автомобиля, а после перехода на высшие передачи уменьшается до минимума работа буксования сцепления.

В условиях эксплуатации автомобиля, характеризующихся многократно повторяющимися увеличениями и уменьшениями частоты вращения n_k , значительное снижение продолжительности работы сцепления с пробуксовыванием может быть достигнуто при зависимости $M_c=f(n_k)$, изображенной на рис. 53 сплошными линиями.

При повышении частоты вращения n_k от значения n_x , соответствующему режиму холостого хода двигателя, до $n_k < n_6$ (где n_6 — частота вращения, соответствующая блокировке сцепления) изменение момента M_c соответствует участку 1 — 2 характеристики $M_c=f(n_k)$. После того, как частота вращения n_k увеличится до значения n_6 , момент M_c сцепления скачкообразно возрастет до значения $M_{c \max}$ (участок 2 — 3) и останется неизменным до тех пор, пока частота вращения n_k не уменьшится до n_y , при которой еще возможна устойчивая работа двигателя на его внешней характеристике (участок 3 — 4 характеристики $M_c=f(n_k)$). Очевидно, что в диапазоне частот вращения n_y — n_6 будет исключена работа сцепления с пробуксовыванием, поскольку на участке 3 — 4 $M_c = M_{c \max} > M$. Лишь после уменьшения частоты вращения n_k до значения n_y произойдет скачкообразное уменьшение момента M_c (участок 4 — 5) с установлением его значения в соответствии с участком 1 — 2 характеристики $M_c=f(n_k)$ при $n_k=n_y$.

Таким образом, если в процессе разгона автомобиля хотя бы на одной из передач частота вращения n_k достигла значения n_b , то сцепление будет работать без пробуксовывания во всем рабочем диапазоне частот вращения коленчатого вала.

Из рис. 53 следует, что при изменении момента M_c в соответствии с участком 1 — 2 характеристики $M_c=f(n_k)$ после повышения частоты вращения коленчатого вала до частоты вращения $n_k=n_n$, при которой $M_c=M$, должно прекращаться пробуксовывание сцепления. В связи с этим характер зависимости $Af_c=f(n_k)$ при частотах вращения $n_k>n_n$ не влияет на нагрузочный режим как самого сцепления, так и других узлов трансмиссии, а также на динамические показатели автомобиля. Следовательно, целесообразно сразу же после повышения частоты вращения коленчатого вала до $n_k=n_n$ обеспечивать увеличение момента сцепления до значения $M_{сmax}$ и тем самым уменьшать продолжительность работы элементов привода сцепления (например, его выжимного подшипника) под нагрузкой. Такой характер изменения момента M_c наблюдается на участке 2 — 3 характеристики $M_c=f(n_k)$ при значении n_b , близком к n_n .

Следует, однако, иметь в виду, что в условиях массового производства невозможно получить точное совпадение характеристик $M=f(n_k)$ и $M_c=f(n_k)$ у различных двигателей и сцеплений. Кроме того, в процессе эксплуатации автомобиля данные характеристики также меняются. Поэтому практически невозможно во всех случаях обеспечить равенство моментов M_c и M в точке, соответствующей $n_k=n_n$. В частности, если вследствие изнашивания рабочих поверхностей сцепления или уменьшения их коэффициента трения (например, из-за нагрева) уменьшатся моменты M_c , то это приведет к тому, что при частоте вращения $n_k=n_n$ момент $M_c<M$.

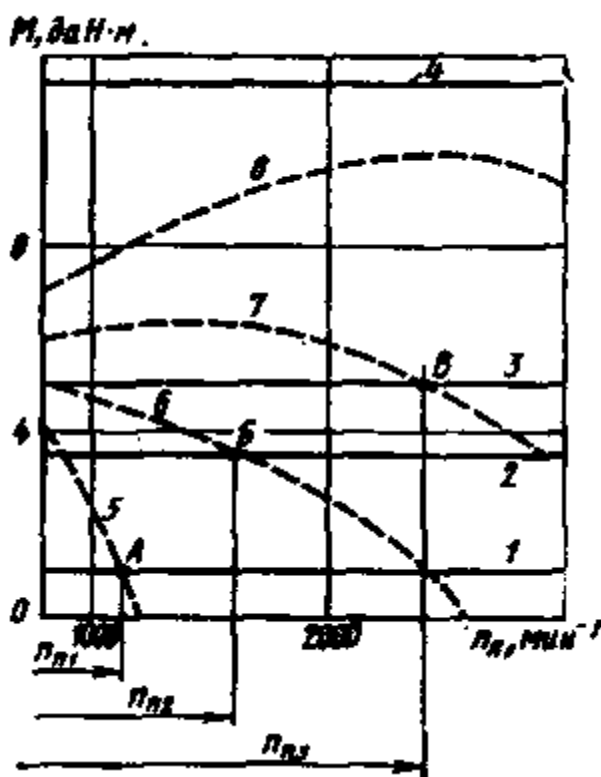


Рис. 54. Влияние зависимости $M_c=f(a)$ на режимы совместной работы двигателя и сцепления:

1 — 4 — $M_c=f(n_k)$ при различных углах a ; 5 — 8 — $M=f(n_k)$ — соответственно при тех же углах a

Для иллюстрации на рис. 53 штриховыми линиями изображена зависимость $M_c=f(n_k)$, соответствующая применению сцепления с величинами M_c меньшими, чем у сцепления с характеристикой, очерченной линиями 1 — 2, 2 — 3, 3 — 4 и 4 — 5. В этом случае скачкообразное увеличение момента M_c при частоте вращения $n_k=n_n$ произойдет при $M_c<M$, вследствие чего резко увеличится нагрузка в трансмиссии. В этом случае такую зависимость $M_c=f(n_k)$ называют несогласованной. Для исключения возникновения подобного режима при реально встречающихся в эксплуатации изменениях характеристик двигателя и сцепления целесообразно после подачи команды на полное включение (блокировку) сцепления увеличить продолжительность такого включения до $t=1,5$ с. В этом случае при $n_k=n_n$ будет обеспечено полное включение сцепления, исключающее его пробуксовывание, а сам процесс блокировки сцепления будет происходить без перегрузок в трансмиссии.

Применение систем автоматизации, обеспечивающих получение указанных зависимостей $M=f(n_k)$, не является единственно возможным путем создания автоматически действующих сцеплений. Задача может быть решена и с помощью систем автоматизации, повышающих момент M_c с увеличением угла a открытия дроссельной заслонки.

Основным элементом таких систем является вакуумный усилитель следящего действия, т. е. механизм, применяющийся в различных приводах автомобильных агрегатов (например, в усилителях привода тормозных механизмов). Возможность применения для автоматизации управления сцеплением механизмов, широко используемых в автомобилестроении, очевидно, явилось одной из основных причин разработки данных систем несмотря на то, что по некоторым показателям они уступают системам автоматизации, обеспечивающим функциональную зависимость $M_c = f(n_k)$. Для исключения пробуксовывания сцепления при больших углах а систему управления сцеплением проектируют так, чтобы при таких углах величина M_c была больше M при всех частотах вращения n_k (рис. 54, кривые 4 и 8). Наряду с этим при малых и средних значениях а в определенном диапазоне значений n_k должно выдерживаться соотношение $M > M_c$ (кривые 1 и 5, 2 и 6, 3 и 7). Данное условие является необходимым для обеспечения пробуксовывания сцепления в процессе разгона автомобиля. С ростом угла а увеличиваются частоты вращения n_{n1} , n_{n2} и n_{n3} , при которых $M = M_c$ и, следовательно, прекращается пробуксовывание сцепления (рис. 54, точки А, В и В). Поэтому чем больше угол а, тем в большем диапазоне величин n_k происходит пробуксовывание сцепления. По данному показателю рассматриваемая система управления не имеет отличий от систем с зависимостями $M_c = f(n_k)$.

Одним из существенных недостатков систем автоматизации с зависимостью $M_c = f(a)$ является неполное включение сцепления при движении автомобиля при малых и средних углах а. Для исключения этого недостатка, создающего неблагоприятные условия работы выжимного подшипника сцепления, в систему управления сцеплением вводят дополнительные устройства, вырабатывающие команду на полное включение сцепления при определенной частоте вращения коленчатого вала двигателя или скорости движения автомобиля. Реализация команд обычно обеспечивается клапанными устройствами с электромагнитным приводом, которые действуют параллельно со следящим вакуумным усилителем. Использование рассматриваемой системы не позволяет в полной мере реализовать динамические показатели автомобиля при разгоне в результате быстрого полного открытия дроссельной заслонки. Так как $M_c > M$, при всех значениях n_k произойдет остановка двигателя. По этой же причине у данной системы несколько хуже показатели и с точки зрения обеспечения возможности трогания автомобиля с места на подъеме, а также в тяжелых дорожных условиях.

При автоматическом управлении сцеплением для обеспечения нормального переключения передач необходимо сразу же после подачи команды на переключение быстро выключить сцепление независимо от частоты вращения коленчатого вала (за 0,15 — 0,25 с). После же включения новой передачи должен быть выдержан оптимальный для данных условий эксплуатации темп включения сцепления, который обеспечивал бы без перегрузки трансмиссии требуемую динамику разгона автомобиля. С этой целью в некоторых системах автоматизации управления сцеплением предусматривается изменение темпа включения сцепления в зависимости от разрежения во впускном коллекторе двигателя или положения педали подачи топлива в двигатель, т. е. факторов, характеризующих нагрузку двигателя. Чем выше нагрузка двигателя, тем быстрее должно включаться сцепление.

С учетом изложенного система автоматического управления сцеплением, реализующая зависимость $M_c = f(n_k)$, должна удовлетворять следующим основным требованиям:

обеспечивать командными и исполнительными устройствами максимальную быстроту выключения сцепления (за 0,15 — 0,25 с) независимо от частоты вращения коленчатого вала;

осуществлять монотонное увеличение момента, передаваемого сцеплением, по мере повышения частоты вращения коленчатого вала двигателя (в заданном диапазоне частот вращения). При этом режиме холостого хода двигателя должно соответствовать полное выключение сцепления, а после увеличения частоты вращения коленчатого вала до заданного значения должна обеспечиваться блокировка сцепления, исключая его пробуксовывание;

после! повышения частоты вращения коленчатого вала до заданного значения последующее ее снижение не должно вызывать уменьшения момента, передаваемого сцеплением, до тех пор, пока частота вращения не снизится ниже заданного предела;

при единой для всех режимов движения автомобиля зависимости момента, передаваемого сцеплением, от частоты вращения коленчатого вала двигателя ее пересечение с внешней характеристикой двигателя должно происходить в точке, соответствующей крутящему моменту двигателя, равному 85 — 90 % его максимального значения;

обеспечивать возможность изменения характера зависимости момента, передаваемого сцеплением, от частоты вращения коленчатого вала (при поступлении команд от аппаратуры, управляемой водителем, или срабатывающей автоматически);

после поступления команды на блокировку сцепления продолжительность ее реализации должна составлять 1 — 1,5 с;

темп включения сцепления после переключения передач должен зависеть от режима движения автомобиля и нагрузки двигателя. Кроме выполнения указанных требований, система автоматического управления сцеплением должна иметь высокую надежность и минимальную стоимость. Минимальными также должны

быть масса и размеры электронного блока системы управления. Автоматически действующее сцепление может быть использовано в автомобиле и как самостоятельный узел, и как составной элемент полуавтоматической или автоматической трансмиссии.

При использовании автоматически действующего сцепления в составе автоматической трансмиссии требования, связанные с изменением характеристики $M_c = f(n_k)$ в зависимости от условий работы автомобиля, как правило, являются обязательными для обеспечения высокого технического уровня такой трансмиссии.

ОСНОВНЫЕ ПРЕДПОСЫЛКИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Для автоматизации управления сцеплением разрабатывались различные системы. Наиболее перспективными из них являются системы, базирующиеся на использовании стандартного (штатного) фрикционного сцепления автомобиля. Автоматическое управление таким сцеплением возможно, даже если сохранить без изменения серийный силовой агрегат, что экономически наиболее целесообразно.

Для получения заданной функциональной связи между моментом M_c и частотой вращения n_k необходимо на вход системы управления подавать сигнал, зависящий от n_k . Выходной сигнал системы управления может быть различным в зависимости от того, на какую управляющую аппаратуру он должен воздействовать. Так, например, если для регулирования момента M_c используется гидроавтоматика, то выходным сигналом системы управления должно быть давление жидкости, а необходимая функциональная связь между M_c и n_k может быть в принципе обеспечена путем включения в состав системы управления гидронасоса или центробежного регулятора давления с приводом от коленчатого вала. Если же для регулирования момента M_c используется силовой пневмопривод, то в системе управления должен быть предусмотрен регулятор давления воздуха, приводимый, например, от коленчатого вала.

При использовании для автоматизации управления сцеплением электромагнитных или электромеханических устройств в состав системы управления должен входить преобразователь, выходное напряжение или выходной ток которого являются функцией частоты вращения коленчатого вала двигателя.

Для обеспечения принудительного выключения сцепления в процессе переключения передач независимо от частоты вращения коленчатого вала во всех известных системах автоматического управления сцеплением используется выключатель, встроенный в рычаг переключения передач. Когда водитель, переключая передачи, прикладывает усилие к рычагу переключения, контакты данного, выключателя замыкаются. При этом к источнику питания (бортовой сети автомобиля) подключается электромагнит системы управления, вследствие чего к исполнительному устройству привода сцепления поступает команда на выключение сцепления. Таким образом, в случае гидро- и пневмоавтоматики в составе системы автоматического управления сцеплением необходимо иметь как соответствующий регулятор давления с приводом от коленчатого вала двигателя, так и электромагнит принудительного выключения сцепления. Если же применяется система электроавтоматики, то нет необходимости в центробежном регуляторе давления, так как электромагнит принудительного выключения сцепления может быть одновременно использован и в качестве регулятора давления при условии его подключения к блоку автоматики, в состав которого входит преобразователь частоты входного сигнала в напряжение (ПЧН) или в силу тока (ПЧТ).

В большинстве систем автоматизации управления сцеплением используют исполнительные механизмы с пневмо- или гидроприводом. Для управления этими приводами до последнего времени преимущественно применялись различные виды центробежных регуляторов, воздействующих на клапанные устройства. Недостатком применения таких регуляторов (или гидронасосов) является необходимость их привода от коленчатого вала двигателя, что часто затруднительно, а иногда и даже невозможно из-за ограниченности места в моторном отделении двигателя. Кроме того, при использовании регуляторов давления такого типа не обеспечивается получение оптимальных зависимостей $M_c = f(n_k)$ и, в том числе, различный характер их протекания на режимах разгона и замедления коленчатого вала.

Задачи реализации требуемых законов управления решаются относительно просто при использовании электрических и в особенности электронных систем управления для регулирования давления в исполнительных механизмах привода сцепления. Наиболее сложными в системе автоматического управления сцеплением являются те ее элементы, которые обеспечивают получение требуемой зависимости $M_c = f(n_k)$. Поэтому целесообразность применения электронной системы управления сцеплением в первую очередь зависит от возможности создания надежной электронной аппаратуры, осуществляющей преобразование входного сигнала (зависящего от частоты вращения коленчатого вала) в силу тока, поступающего в обмотку электромагнита управления исполнительными механизмами привода сцепления.

При выборе типа системы управления следует сопоставить технико-экономические показатели аппаратуры, основанные как на использовании только электронных устройств, так и элементов релейной автоматики в сочетании с электронными комплектующими изделиями. Следует иметь в виду, что вместо одного электромагнитного реле, как правило, приходится использовать электронное устройство, содержащее от 10 до 20 полупроводниковых и других комплектующих изделий. Поэтому экономические преимущества применения чисто электронной системы управления обычно обеспечиваются только при условии ее создания на базе оптимальных схемотехнических решений. Одним из условий реализации таких решений является рациональное использование в электронной аппаратуре интегральных микросхем массового производства.

Электронная система управления при унифицированном ее исполнении может применяться в автомобилях с различными требуемыми законами изменения $M_c = f(n_k)$. В этом случае достаточно только изменить настройку

электронной аппаратуры, исходя из условия обеспечения оптимальных условий совместной работы двигателя и сцепления на данной модели автомобиля. Вследствие унификации электронной системы уменьшается ее стоимость.

ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Системы автоматического управления сцеплением получили наиболее широкое распространение в 50 — 60-х годах. Их особенностью являлось применение сцеплений специальных конструкций, которые легче поддавались автоматизации по сравнению с обычными фрикционными сцеплениями.

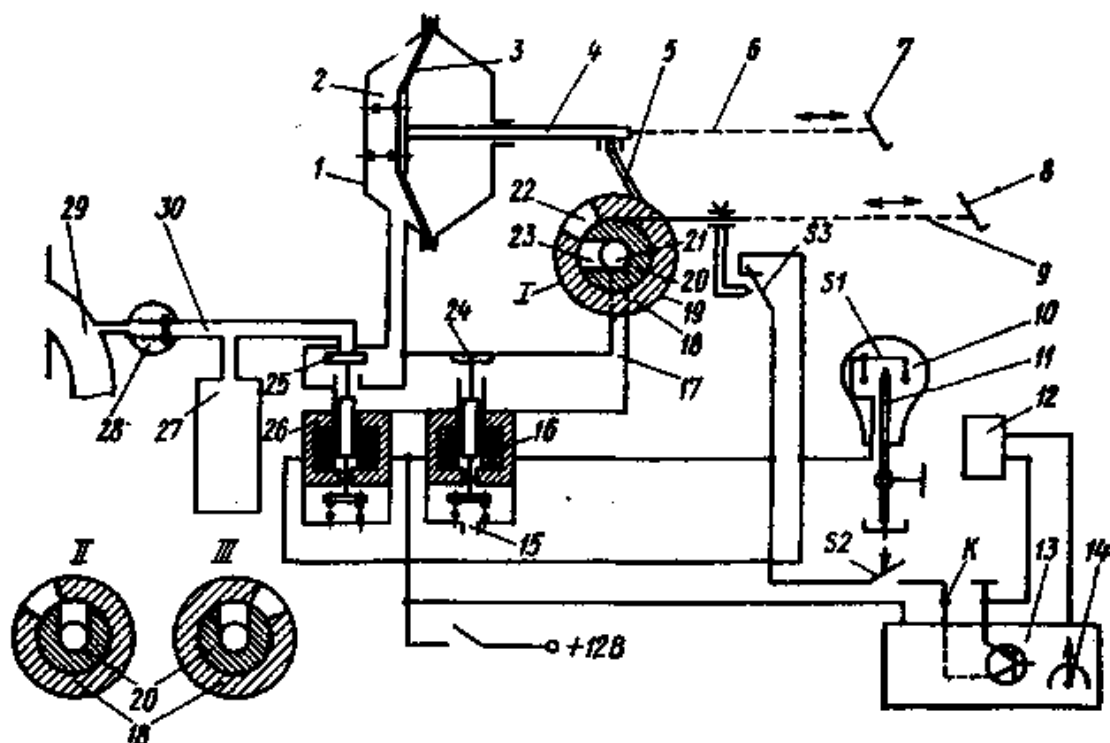


Рис. 55. Схема системы автоматического управления сцеплением «Драйв Матик»:

а — педаль управления дроссельной заслонкой отпущена, сцепление выключено; б — педаль управления дроссельной заслонкой нажата, сцепление выключено; в — педаль управления дроссельной заслонкой нажата, сцепление включено; 1 — вакуумная сервокамера; 2 — полость сервокамеры; 3 — мембрана; 4 — шток; 5 — рычаг; 6 — трос педали сцепления; 7 — педаль привода сцепления; 8 — педаль управления дроссельной заслонкой; 9 — трос педали привода дроссельной заслонки; 10 — рукоятка переключения передач; 11 — рычаг переключения передач; 12 — датчик скорости; 13 — электронный блок; 14 — потенциометр, id — отверстие для впуска воздуха; 16 и 26 — электромагниты; 17 — шланг; 18 и 20 — элементы золотника; 19 — золотник; 21 — полость золотника; 22 и 23 — каналы; 24 — воздушный клапан; 25 — вакуумный клапан; 27 — ресивер; 28 — обратный клапан; 29 — впускной коллектор двигателя; 30 — шланг

Широкое применение получили центробежные сцепления, а также электромагнитные (фрикционные и из порошковых материалов), имеющие сравнительно простые релейные схемы управления. Недостаток автоматически действующих сцеплений — невозможность использования унифицированного силового агрегата. В конце 70-х годов за счет применения электронных систем оказалось возможным относительно простыми средствами автоматизировать работу обычного фрикционного сцепления. Следует, однако, отметить, что системы автоматизации управления сцеплением пока что носят единичный характер. В качестве примера такой системы можно указать на выпускаемую в ФРГ систему управления «Драйв Матик». Эта система обеспечивает автоматизацию управления обычным фрикционным сцеплением. Ее комплектуют только из навесных узлов, благодаря чему ее применение не связано с изменением конструкции серийных агрегатов автомобиля.

Исполнительным механизмом системы (рис. 55) является вакуумная сервокамера 1 с мембраной 3, шток 4 которой через трос 6 воздействует на педаль 7 привода сцепления, осуществляя регулирование момента M_c . Кроме того, шток 4 через приводной рычаг 5 связан с первым подвижным элементом 18 кольцевого золотника

19, регулирующего разрежение в полости 2 вакуумной сервокамеры 1. Второй подвижный элемент 20 кольцевого золотника посредством троса 9 соединен с педалью 8 управления дроссельной заслонкой.

В элементах 18 и 20 имеются каналы 22 и 23, которые в зависимости от взаимного расположения элементов либо соединяются между собой, либо разобщаются. При совмещении этих каналов внутренняя полость 21 золотника соединяется с атмосферой, а при разобщении связь указанной полости золотника с атмосферой прерывается. Полость 21 золотника посредством шланга 17 соединяется с полостью 2 сервокамеры 1, поэтому в зависимости от взаимного расположения элементов золотника полость 2 сервокамеры или соединяется или разъединяется с атмосферой.

Соединение полости 2 сервокамеры с атмосферой может осуществляться и через клапан 24, приводимый от электромагнита 16. При включении электромагнита клапан 24 разъединяет полость сервокамеры с атмосферой (соединяемые через отверстия 15), и разрежение в этой полости определяется только действием золотника 19. Если же электромагнит 16 выключен, то независимо от действия золотника в полости 2 сервокамеры устанавливается атмосферное давление.

Клапан 25 при срабатывании электромагнита 26 соединяет полость 2 сервокамеры с ресивером 27, который с помощью шланга 30 через обратный клапан 28 связан с впускным коллектором 29 двигателя. При этом клапан 25 одновременно осуществляет отсоединение полости 2 от остальной части системы регулирования разрежением.

Электронный блок 13 управляет включением и выключением электромагнита 16 в зависимости от скорости движения автомобиля, получая входные сигналы от датчика 12 скорости автомобиля. При его движении со скоростями ниже заданной выход блока (вывод К) соединен с массой, а при достижении автомобилем заданной скорости эта связь прерывается. С помощью потенциометра 14 электронный блок настраивается на срабатывание при требуемой скорости. Когда водитель прикладывает усилие к рукоятке 10 рычага 11 переключения передач в выключателе S1, встроенном в эту рукоятку, контакты замыкаются на массу. В выключателе S2, расположенном в приводе переключения передач, контакты замыкаются при включении любой из передач. При нейтральном положении коробки передач контакты разомкнуты. С тросом 9 привода дроссельной заслонки связан микровыключатель S3, контакты которого замкнуты только при режиме холостого хода двигателя.

Система «Драйв Матик» действует следующим образом. При установке рычага переключения передач в нейтральное положение и отпущенной педали управления дроссельной заслонкой вследствие размыкания контактов выключателей S1 и S2 электромагниты 16 и 26 оказываются отключенными от источника питания. Вследствие этого клапан 25 отсоединяет полость 2 сервокамеры от ресивера 27, а через открытый воздушный клапан 24 полость 2 сервокамеры соединяется с атмосферой, в результате сцепление выключается.

Как только водитель при неподвижном автомобиле включает какую-либо из передач, создается цепь питания электромагнитов 16 и 26 через замкнувшиеся контакты выключателя S2 и замкнутую выходную цепь электронного блока. В результате срабатывают оба электромагнита, и воздушный клапан 24 разъединяет полость 2 сервокамеры с атмосферой, а вакуумный клапан 25 соединяет ее с ресивером 27. Это обеспечивает полное выключение сцепления.

При нажатии водителем на педаль 8 управления дроссельной заслонкой замыкаются контакты микровыключателя S3, в результате чего цепь питания электромагнита 26 разрывается и вакуумный клапан 25 закрывается, разъединяя полость 2 сервокамеры и ресивер. Поскольку вследствие включения электромагнита 16 воздушный клапан 24 оказывается также закрытым, величина разрежения в полости 2 вакуумной камеры определяется только действием золотника 19. Элемент 18 золотника 19 установлен по отношению к элементу 20 так, что при отпущенной педали 8 и расположении штока 4 в крайнем левом положении (полное выключение сцепления) каналы 22 и 23 элементов золотника оказываются соединенными между собой. Вследствие этого полость 2 сервокамеры соединяется с атмосферой, что приводит к постепенному уменьшению в ней разрежения и, как следствие, к перемещению штока 4 слева направо. Такое перемещение штока 4 будет продолжаться до тех пор, пока поворот элемента 18 не разобьет каналы 22 и 23. В этом случае связь полости 2 сервокамеры с атмосферой прервется и дальнейшее перемещение штока 4 прекратится.

Элементы золотника располагают таким образом, что при отпущенной педали 8 шток 4 устанавливается в положении I, соответствующем началу передачи сцеплением момента.

При нажатии водителем на педаль 8 вследствие поворота элемента 20 (положение II золотника) вновь произойдет соединение каналов элементов 18 и 20. Это обусловит соединение полости 2 сервокамеры с атмосферой и дальнейшее перемещение штока в направлении включения сцепления. Такое перемещение прекратится, когда шток 4 опять установится в положение III, соответствующее разобщению каналов 22 и 23. Очевидно, что чем на больший угол была открыта дроссельная заслонка, тем дальше в направлении включения сцепления должен переместиться шток 4 для того, чтобы произошло разобщение каналов элементов. Таким образом, в системе «Драйв Матик» момент M_c регулируется в зависимости от угла а открытия дроссельной заслонки. Показатели такой системы управления были рассмотрены выше.

После того, как автомобиль разгонится до скорости, при которой срабатывает электронный блок, вследствие отключения от массы вывода К блока разрывается цепь питания электромагнита 16. Это обеспечивает открытие воздушного клапана 24, и полость 2 сервокамеры соединяется с атмосферой независимо от взаимного положения элементов золотника. Диаметр отверстия 15 выбирают из условия обеспечения плавного включения сцепления в процессе его блокировки вследствие открытия воздушного клапана.

Принудительная блокировка сцепления после разгона автомобиля до заданной скорости предотвращает повышенное изнашивание выжимного подшипника сцепления при движении автомобиля с малыми углами открытия дроссельной заслонки.

Система «Драйв Матик» обеспечивает только плавное увеличение момента M_c по мере увеличения угла открытия заслонки. Если же водитель уменьшает угол открытия дроссельной заслонки, то момент M_c не снижается и остается равным тому значению, которое было достигнуто ранее при наибольшем угле открытия заслонки. Для того чтобы уменьшить момент M_c до значения, соответствующего меньшему углу открытия дроссельной заслонки, необходимо вначале полностью отпустить педаль δ для того, чтобы замкнулись контакты микровыключателя $S3$ и полость 2 сервокамеры соединилась с ресивером, а затем перевести педаль δ в требуемое положение. Данная особенность системы управления является положительной с точки зрения уменьшения опасности работы сцепления с длительным пробуксовыванием. Однако при этом усложняется маневрирование при движении автомобиля с низкими скоростями, а также уменьшается предельный угол подъема, на котором возможно трогание автомобиля с места.

Принудительное выключение сцепления в процессе переключения передач независимо от частоты вращения коленчатого вала и скорости движения автомобиля обеспечивается при замыкании контактов выключателя $S1$. В этом случае включается электромагнит 26, благодаря чему через открывшийся вакуумный клапан 25 происходит соединение полости 2 сервокамеры с ресивером и, как следствие, полное выключение сцепления.

Система «Драйв Матик» обеспечивает все требуемые режимы работы автоматического сцепления. Но для этого она помимо сервокамеры и регулирующего золотника содержит значительное количество дополнительной управляющей аппаратуры (два клапана с электромагнитным приводом, три выключателя, датчик скорости, электронный блок управления блокировкой сцепления). Следует, однако, учесть, что электронный блок по функциональному назначению представляет собой один из вариантов частотного компаратора, т. е. степень его сложности невелика и примерно соответствует сложности электронного блока управления экономайзером принудительного холостого хода, выпускаемого промышленностью для моделей автомобилей отечественного производства.

Автоматический электровакуумный привод сцепления

Электровакуумный привод сцепления (ЭПС) представляет собой универсальную систему автоматического управления стандартным фрикционным сцеплением автомобилей с двигателями, имеющими рабочий объем 0,65 — 2,5 л, которая изменяет момент трения M_c сцепления в зависимости от частоты вращения n_c коленчатого вала. Он комплектуется только из навесных узлов, не имеющих механической связи с другими агрегатами автомобиля. Благодаря этому оборудование автомобилей ЭПС не требует изменения конструкции их агрегатов.

Основными узлами ЭПС являются вакуумная сервокамера (рис. 56) и электронный блок автоматики, регулирующий силу тока в обмотке электромагнита 2 сервокамеры. Сцепление включается и выключается в результате перемещения поршня 6 (рис. 57) и связанного с ним штока 3 сервокамеры. Если, например, поршень 6 втягивается внутрь сервокамеры, то шток 3, воздействуя на рычаг 2, перемещает слева направо поршень главного гидроцилиндра 22 сервокамеры. Это вызывает перемещение поршня рабочего гидроцилиндра 19 (слева направо на рис. 57), вследствие чего шток 15, нажимая на рычаг привода сцепления, передвигает выжимной подшипник сцепления, выключая его через пята сцепления. При движении поршня 6 в обратном направлении сцепление включается.

Слева от поршня 6 расположена полость 5, постоянно соединенная с атмосферой, а справа от поршня находится полость 9 регулируемого давления, в которой давление может меняться от атмосферного до разрежения 60 — 70 кПа. Чем выше разрежение в полости 9, тем большая разность сил действует на стенки поршня 6, в результате чего возрастает сила, стремящаяся переместить поршень внутрь сервокамеры. Под ее действием через приводные узлы сцепления сжимаются нажимные пружины, вследствие чего уменьшается прижатие нажимного диска к ведомому и соответственно уменьшается момент, передаваемый сцеплением. По мере уменьшения разрежения в полости 9 снижается сила, действующая на поршень 6. В результате этого уменьшается усилие, действующее на нажимные пружины сцепления, что приводит к ослаблению силы прижатия нажимного диска к ведомому.

При этом обеспечивается возрастание момента, передаваемого сцеплением.

Разрежение в полости 9 регулируется с помощью клапана 31, на который с одной стороны действует пружина 32, а с другой стороны — толкатель 28. В свою очередь, на толкатель действует, во-первых, усилие последовательно установленных пружин 4 и 8, которое стремится передвинуть его слева направо, и, во-вторых, сила $F_{эм}$, развиваемая электромагнитом 12, направленная навстречу усилию указанных пружин. Пружина 8 создает гораздо меньшее усилие по сравнению с пружиной 4, поэтому она полностью сжимается после втягивания поршня 6 на 20 — 25 % полного его перемещения, в пределах которого момент M_c сохраняет максимальное значение. Так как пружина 8 не влияет на характеристики сервокамеры, то при рассмотрении принципа действия ЭПС будет приниматься во внимание только действие пружины 4. Назначение пружины 8 будет указано ниже.

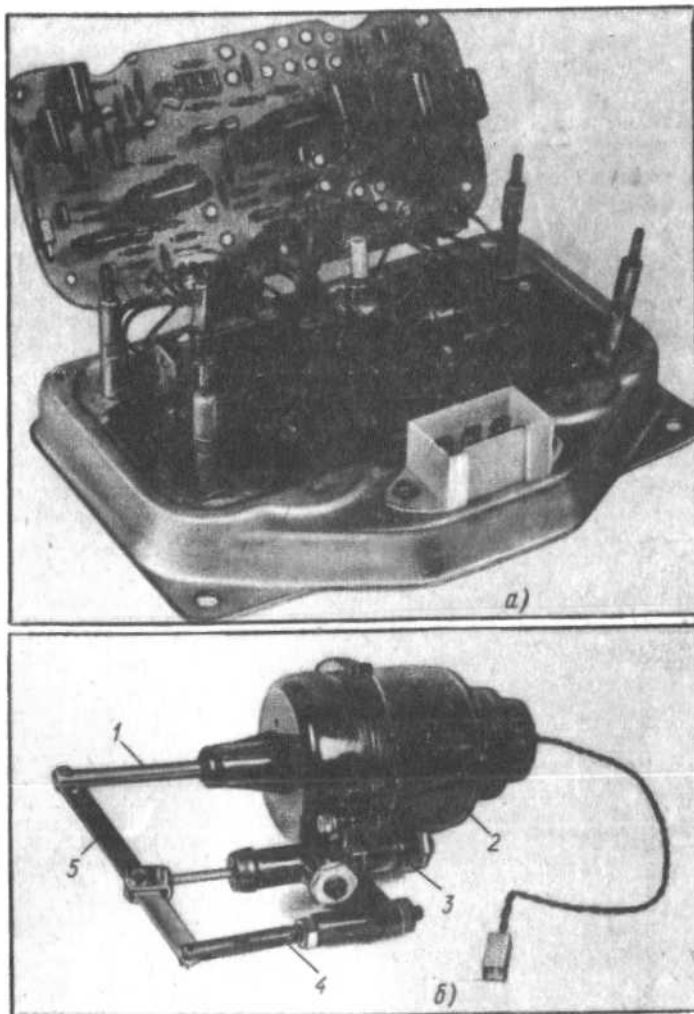


Рис. 56. Узлы электровакуумного привода сцепления:
а — электронный блок управления; **б** — сервокамера; 1 — шток; 1 — электромагнит; 3 — главный гидроцилиндр; 4 — регулируемая опора рычага; 5 — рычаг.

Электромагнит 12 в отличие от электромагнитов с втягивающимся якорем обычного типа выполнен без центрального неподвижного сердечника. В результате по мере втягивания якоря внутрь полости электромагнита развиваемое им тяговое усилие не возрастает, как у обычных электромагнитов (рис. 58, кривые 1 и 2), а уменьшается (кривые 3 — 8). Тем самым за счет регулирования силы тока в обмотке электромагнита создается возможность перемещать его якорь в любое положение, которое является устойчивым для данной силы тока. Такой вид тяговых характеристик электромагнита является необходимым условием для функционирования ЭПС.

Если усилие FSM превысит? усилие пружины 4 (см. рис. 57), то толкатель 28 сместится в левое положение и его подвижное седло 30 отойдет от клапана 31. В результате этого клапан 31 под действием пружины 32 переместится в крайнее левое положение и прижмется к неподвижному седлу 29 (рис. 57, Л). В результате полость 9 через обратный клапан 13 соединится с впускным коллектором 14 двигателя, благодаря чему в данной полости возникнет разрежение, обеспечивающее втягивание поршня 6 внутрь сервокамеры, и, следовательно, уменьшится момент M_c . Если же усилие пружины 4 станет больше силы FSM то подвижное седло, во-первых, закроет центральное отверстие в клапане 31 и тем самым разъединит полость 9 с впускным коллектором двигателя, и, во-вторых, отодвинет клапан от неподвижного седла 29, благодаря чему полость 9 через отверстие 33 в корпусе 34 клапана соединится с атмосферой (рис. 57,5). В результате произойдет уменьшение разрежения в полости 9, вследствие чего, как отмечалось выше, увеличится момент, передаваемый через сцепление.

Усилие $F_{пр}$ пружины 4 зависит от положения поршня б, возрастая по мере его втягивания внутрь сервокамеры, а сила FSM, развиваемая электромагнитом, — от силы тока, проходящего через его обмотку. Если при каком-то положении поршня сила $P_{эм}$ будет больше усилия пружины 4, то поршень будет втягиваться внутрь сервокамеры. Но в этом случае из-за сжатия пружины 4 возрастет развиваемое ею усилие, которое при определенном положении поршня становится равным усилию электромагнита. В результате толкатель 28 установится в таком положении, при котором его подвижное седло 30 только закроет центральное отверстие в клапане 31, не отодвигая сам клапан от неподвижного седла 29. В таком положении клапана 31 (рис. 57, Б)

будет обеспечено отсоединение полости 9 как от впускного коллектора двигателя, так и от атмосферы, благодаря чему в данной полости установится постоянное разрежение, и дальнейшее перемещение поршня прекратится.

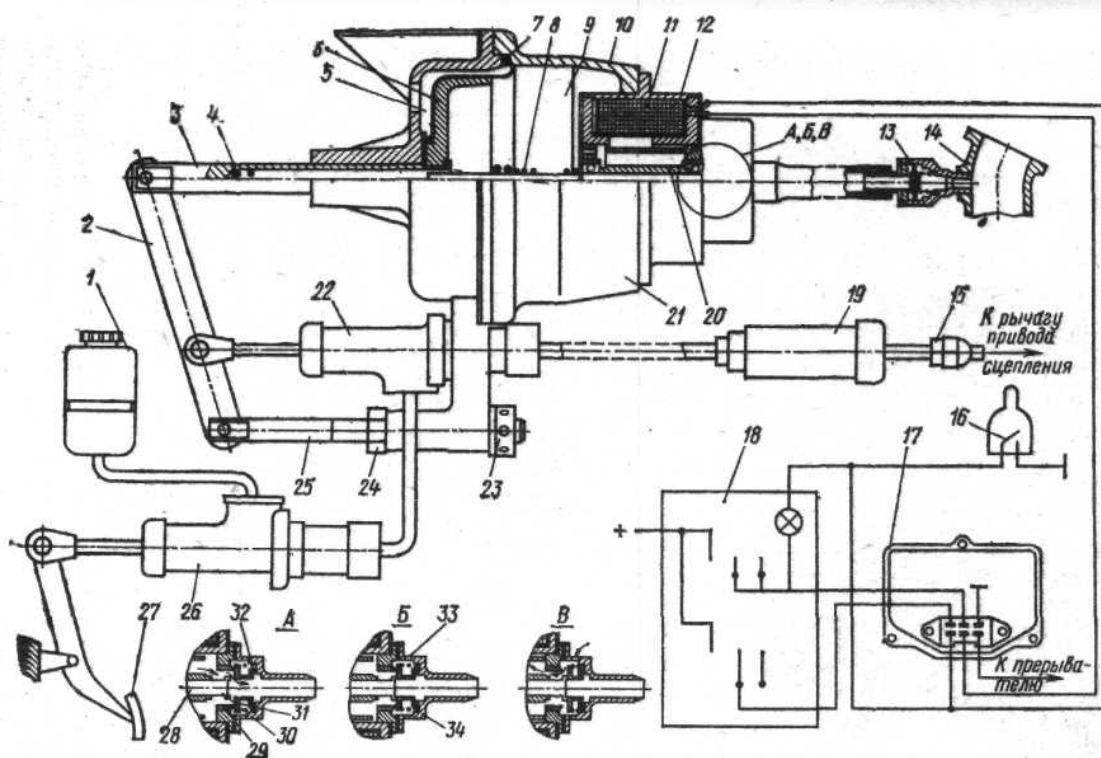


Рис. 57. Схема ЭПС:

1 — бачок системы гидропривода; 2 — рычаг сервокамеры; 3 — шток; 4 и 5 — пружины; 6 — поршень; 7 — мембрана; 8 — полость регулируемого давления; 9 — полость атмосферного давления; 10 — корпус сервокамеры; 11 — обмотка электромагнита; 12 — электромагнит; 13 — обратный клапан; 14 — впускной коллектор двигателя; 15 — шток рабочего гидроцилиндра; 16 — выключатель сцепления; 17 — электронный блок управления ЭПС; 18 — щиток управления; 19 — рабочий гидроцилиндр; 20 — якорь электромагнита; 21 — сервокамера; 22 — главный гидроцилиндр сервокамеры; 23 и 24 — гайки; 25 — опора рычага; 26 — главный гидроцилиндр дублера привода сцепления; 27 — педаль дублера привода сцепления; 28 — толкатель; 29 — неподвижное седло; 30 — подвижное седло; 31 — клапан; 32 — пружина; 33 — отверстие для впуска воздуха; 34 — корпус клапана

Если же в процессе работы сервокамеры при каком-то положении поршня усилие $F_{пр}$ пружины 4 превысит силу $F_{эм}$, то в результате соединения полости сервокамеры с атмосферой это приведет к перемещению поршня 6 в направлении его выхода из сервокамеры. Но в результате уменьшится усилие пружины 4 и, когда оно сравняется с силой $F_{эм}$, клапан 31 соприкоснется как с подвижным, так и неподвижным седлом. Полость 9 сервокамеры будет отсоединена как от источника разрежения, так и от атмосферы, в ней установится постоянное разрежение и положение поршня 6 не будет изменяться.

Данное положение клапана 31 и толкателя 28 соответствует установившемуся режиму работы сервокамеры. Практически же в процессе ее работы поршень колеблется с небольшой амплитудой и с высокой частотой относительно установившегося его положения. При этом амплитуда колебаний поршня постепенно уменьшается и в случае постоянства силы $F_{эм}$, спустя некоторое время, поршень занимает установившееся положение.

Чем выше сила тока $I_{эм}$, проходящего через обмотку электромагнита, тем при большем сжатии пружины 4 обеспечивается равенство развиваемого ею усилия $F_{пр}$ и силы $F_{эм}$ электромагнита. Для обеспечения увеличения усилия пружины 4 поршень 6 должен дальше втянуться внутрь камеры, вследствие чего уменьшается момент M_c . Таким образом, рассматриваемый привод представляет собой следящую систему, в которой элементом обратной связи является пружина 4.

В исходном состоянии ЭПС, соответствующем силе тока $I_{эм} = 0$, поршень гидроцилиндра 22 занимает крайнее левое положение, которое не зависит от длины опоры 25 рычага 2. Поэтому с увеличением длины опоры 25 при перемещении влево ее конца шток 3 (и поршень 6) будут втягиваться внутрь сервокамеры. В результате уменьшится полный ход штока 3, так как конечное его положение, соответствующее упору поршня 6 в корпус электромагнита, не изменится. Благодаря этому уменьшается зазор между нажимным и ведомым дисками сцепления в конечном положении штока 3, и для обеспечения начала трогания автомобиля с места

нажимной диск должен от своего конечного положения пройти меньшее расстояние. Тем самым достигается начало трогания автомобиля с места при большей силе тока $I_{ЭМ}$, чему соответствует меньшее значение n_k .

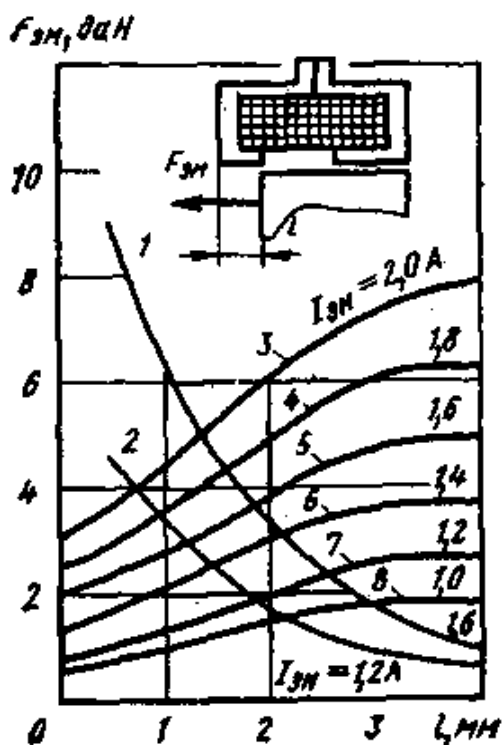


Рис. 58. Зависимости тягового усилия $F_{ЭМ}$ от перемещения l якоря и силы тока $I_{ЭМ}$ в обмотке электромагнита с втягивающимся якорем: 1 и 2 — с центральным неподвижным сердечником

Изменение исходного положения штока 3 вследствие его перемещения внутрь сервокамеры вызывает сжатие пружины 8. Однако так как пружина 8 рассчитана на небольшое усилие и имеет малую жесткость, ее усилия при регулировании исходного положения штока 3 будут изменяться незначительно. Вследствие этого общее усилие, создаваемое пружинами 4 и 8, при работе ЭПС будет практически зависеть только от характеристики пружины 4. В результате обеспечивается примерное постоянство изменения момента M_c при перемещении штока 3. Для изменения длины опоры 25 нужно отвернуть гайку 24, а затем, вращая гайку 23, переместить опору в требуемое положение и зафиксировать ее, затянув гайку 24.

Таким образом, в результате изменения положения опоры 25 осуществляется изменение частоты вращения коленчатого вала, соответствующее началу трогания автомобиля с места, а для получения требуемой зависимости $M_c = f(n_k)$ достаточно обеспечить с помощью электронной системы управления необходимый закон изменения силы тока $I_{ЭМ}$ в обмотке электромагнита от частоты вращения n_k .

Темп включения сцепления определяется скоростью заполнения полости 9 воздухом, поступающим в нее через отверстия 33 в корпусе 34 при установке клапана 31 в положение, согласно рис. 57,5. Диаметр отверстий 33 выбран таким, что при полностью открытом клапане 31 обеспечивается требуемое быстрое включение сцепления после окончания процесса переключения передач и вместе с тем чрезмерно не увеличиваются нагрузки на узлы трансмиссии.

Принудительное выключение сцепления независимо от частоты вращения коленчатого вала выполняется с помощью входящего в состав ЭПС выключателя 16, установленного в головке рычага переключения передач. Контакты данного выключателя замыкаются, когда водитель прикладывает усилие к рычагу переключения передач. В результате этого к обмотке электромагнита подводится полное напряжение источника питания, что обеспечивает прохождение через нее тока $I_{ЭМ} = I_{ЭМ \max} = 3,5-4$ А.

Законы управления ЭПС, реализуемые с помощью электронной системы управления. Выше было установлено, что закон изменения момента M_c определяется зависимостью силы тока $I_{ЭМ}$ в обмотке электромагнита сервокамеры от частоты вращения n_k коленчатого вала.

Для обеспечения требуемых режимов работы сцепления при различных условиях эксплуатации автомобиля системой управления ЭПС предусмотрена возможность реализации двух режимов работы системы автоматического управления сцеплением — основного и вспомогательного.

Различие между этими режимами заключается в том, что при вспомогательном режиме зависимость $I_{ЭМ} = f(n_k)$ по сравнению с аналогичной зависимостью для основного режима смещена в зону более высоких частот n_k , как это показано штриховыми линиями на рис. 59. Благодаря этому при вспомогательном режиме зависимость $M_c = f(n_k)$ также смещается в зону более высоких n_k , что требуется в случае эксплуатации

автомобиля в условиях низких отрицательных температур с плохо прогретым двигателем или при движении автомобиля в тяжелых дорожных условиях (с большим сопротивлением движению).

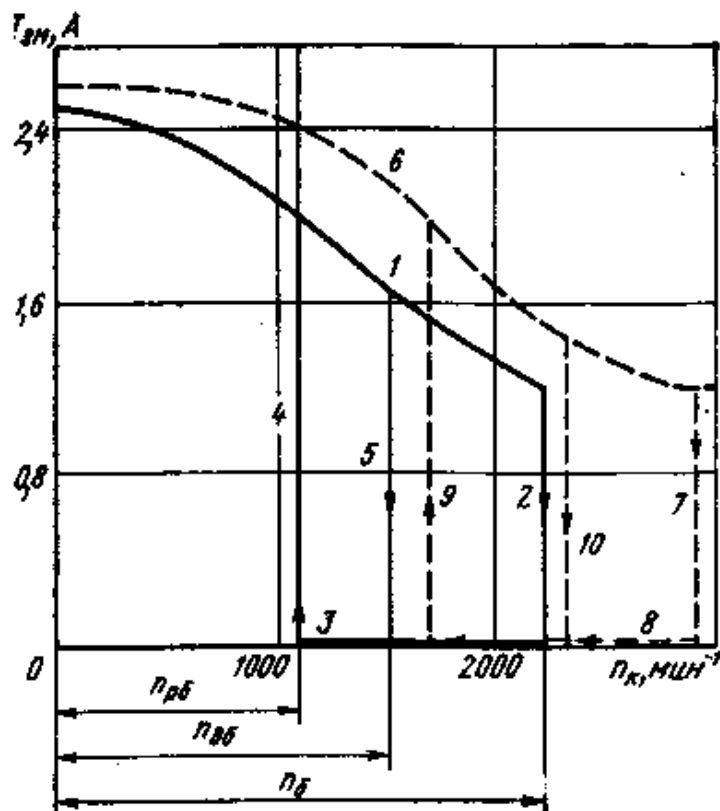


Рис. 59. Зависимости силы тока $I_{эм}$ в обмотке электромагнита ЭПС от частоты вращения n_k : 1 — 4 — основной режим работы; 5 — доблокировка, основной режим; 6 — 9 — вспомогательный режим работы; 10 — доблокировка, вспомогательный режим

Для перехода от основного режима к вспомогательному водитель должен переключить выключатель на щитке управления 18 (см. рис. 57).

Основной режим работы системы управления. На основном режиме в диапазоне частот вращения n_k от 800 мин⁻¹ (режим холостого хода двигателя) до 2200 мин⁻¹ сила тока $I_{эм}$ монотонно уменьшается от 2,2 до 1,2 А (рис. 59, кривая 1).

Вакуумная сервокамера ЭПС спроектирована таким образом, что при прохождении через обмотку ее электромагнита тока силой 2,1 — 2,2 А она обеспечивает полное выключение сцепления, а при силе тока 1,8 — 2 А (соответствующей $n_{с_к} = 1100-1300$ мин⁻¹) сцепление передает момент M_c , достаточный для трогания автомобиля с места на горизонтальном участке пути. По мере уменьшения силы тока $I_{эм}$ происходит увеличение момента M_c и при силе тока 1,2 А ($n_k = 2200$ мин⁻¹), сцепление может передать момент M_c , несколько превышающий максимальный крутящий момент двигателя.

При частоте вращения $n_k > n_б = 2200$ мин⁻¹ происходит уменьшение силы тока от 1,2 А почти до нуля (линия 2), обеспечивающее увеличение момента трения сцепления до максимального значения $M_{с\max}$, благодаря чему гарантируется блокировка сцепления. Указанное снижение силы тока происходит не мгновенно, а в течение примерно 1,5 с, что исключает возможность появления пиковых нагрузок в трансмиссии автомобиля даже при «несогласованной» характеристике $M_c = f(n_k)$.

После того, как реализуется режим блокировки сцепления, сила тока $I_{эм}$ остается близкой к нулю (линия 3) до тех пор, пока частота вращения n_k не уменьшится до значения $n_{рб} = 1100$ мин⁻¹. При такой частоте вращения сила тока (линия 4) скачкообразно увеличивается до 2 А (режим разблокировки сцепления). Далее сила тока $I_{эм}$ в зависимости от частоты вращения n_k изменяется по кривой 1 характеристики $I_{эм} = f(n_k)$.

Таким образом, если при движении автомобиля частота вращения коленчатого вала двигателя хотя бы кратковременно превысила 2200 мин⁻¹ и вследствие этого произошла блокировка сцепления, то в дальнейшем сцепление останется заблокированным до тех пор, пока частота вращения коленчатого вала не станет ниже 1100 мин⁻¹. Благодаря этому, как указывалось выше, значительно уменьшается опасность работы сцепления с пробуксовыванием в случае движения автомобиля с низкими скоростями, т. е. исключается основной недостаток большинства известных систем автоматизации управления сцеплением.

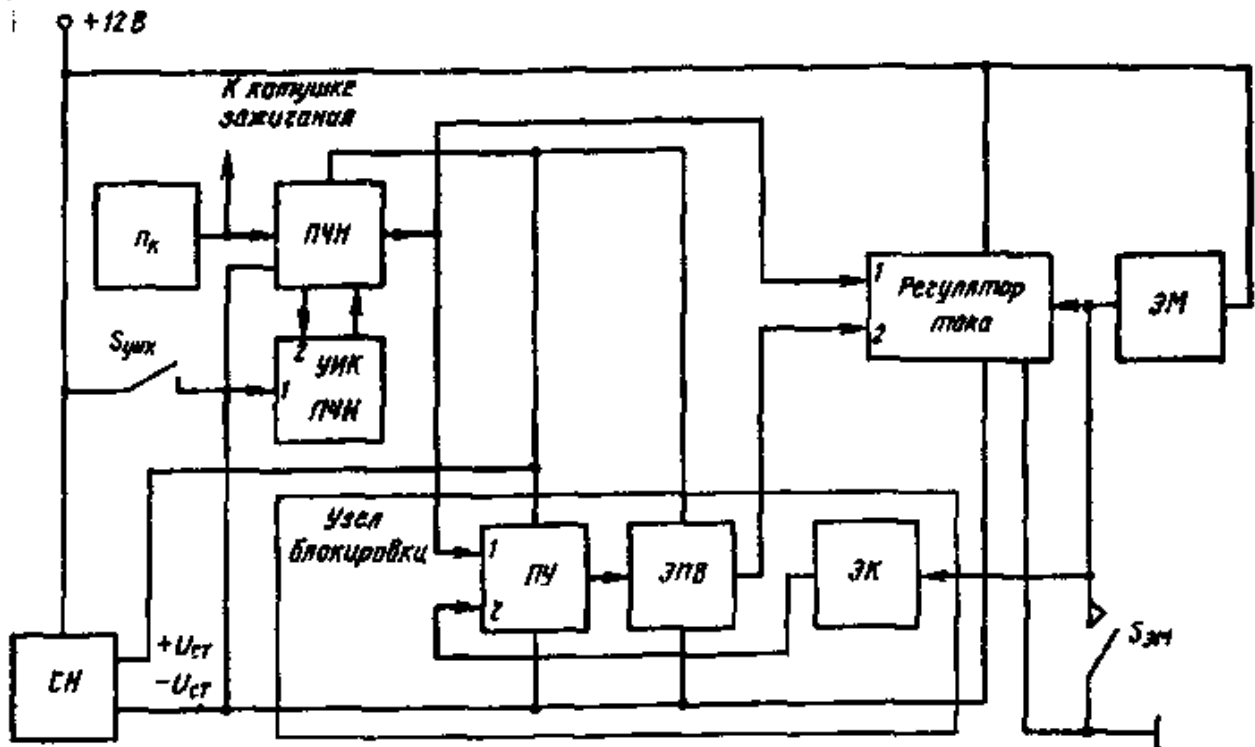


Рис. 60. Структурная схема системы управления ЭПС

При частотах вращения n_k , меньших $n_{дб}$, имеется возможность подачи команды на включение блокировки сцепления. Такой режим (А. с. 929471, СССР, МКИ³ В 60 К 41/02) реализуется в случае, если во время переключения передач частота вращения n_k оказывается больше $n_{дб}=1500 \text{ мин}^{-1}$ (линия 5). При этом уменьшается опасность длительной работы сцепления с пробуксовыванием, которая могла бы быть в случае движения автомобиля с низкими скоростями при включенных высших передачах. Вместе с тем такое смещение режима блокировки не оказывает влияния на динамику автомобиля при его трогании с места, поскольку низшая передача, на которой начинается разгон автомобиля, включается еще до начала его разгона, чему соответствует условие $n_k < n_{дб}$. Рассмотренный режим называется доблокировкой сцепления. Отметим, что обычно в системах автоматического управления сцеплением такой режим не предусматривается.

Вспомогательный режим работы системы управления. Зависимости $M_c = f(n_k)$ для основного и вспомогательного режимов имеют аналогичный вид и отличаются только тем, что для последнего эта зависимость смещена в зону более высоких частот вращения n_k . Вследствие этого во вспомогательном режиме сцепление начинает передавать момент, достаточный для трогания автомобиля с места, при частоте вращения $n_k = 1700\text{-}7\text{-}1900 \text{ мин}^{-1}$ (см. рис. 59, линия 6), благодаря чему оказывается возможным увеличить частоту вращения коленчатого вала $n_{к. х}$ в режиме холостого хода двигателя до $1500\text{—}1600 \text{ мин}^{-1}$ без опасности резкого включения сцепления при трогании автомобиля с места. В результате можно начинать эксплуатацию автомобиля при плохо прогретом двигателе, у которого во избежание его остановки приходится значительно увеличивать частоту вращения $n_{к. х}$. Во вспомогательном режиме точка пересечения зависимостей $M_c = f(n_k)$ и $M = f(n_k)$ соответствует частоте вращения $n_k = 2500\text{-}2700 \text{ мин}^{-1}$, при которой двигатель развивает момент, близкий к максимальному. В результате обеспечивается улучшение динамики автомобиля. Однако следует иметь в виду, что так как при вспомогательном режиме резко возрастает работа буксования сцепления, данным режимом нужно пользоваться только в течение короткого промежутка времени, во избежание ускоренного изнашивания накладок ведомого элемента сцепления.

Принцип действия электронной системы управления ЭПС, электрическая схема и конструкция электронного блока автоматики. Структурная схема электронной системы управления ЭПС приведена на рис. 60, а ее принципиальная электрическая схема — на рис. 61.

Стабилизатор напряжения. Стабилизатор напряжения СН предназначен для питания постоянным по величине напряжением (10 — 10,2 В) цепей управления электронного блока, и в том числе элементов частотно-аналогового преобразователя ПЧН и операционных усилителей, входящих в состав регулятора тока и узла блокировки сцепления. По схематическому решению стабилизатор СН аналогичен стабилизатору напряжения, выполненному по схеме рис. 6. Он поддерживает стабилизированное напряжение по отношению к положительному полюсу источника питания. Поэтому действие элементов СЯ, обеспечивающих стабилизацию его выходного напряжения, в данном разделе не рассматривается. В дополнение к указанным элементам в

состав *СН* входят также элементы защиты цепей управления электронного блока от перенапряжений в бортовой сети и от подключения блока под напряжение обратной полярности.

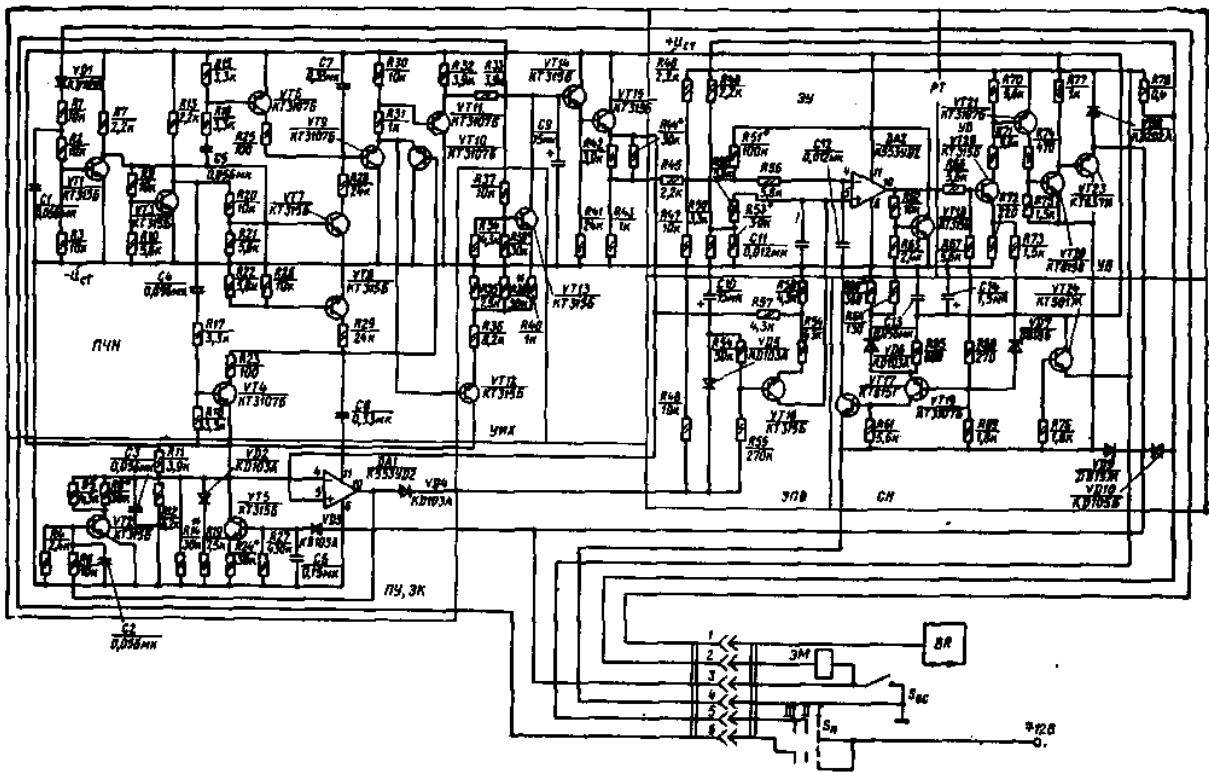


Рис. 61. Схема электронной системы управления ЭПС

Защита от перенапряжений осуществляется с помощью стабилитрона *VD9* типа Д815Ж (см. рис. 61), включенного последовательно с диодом *VD10*. Опорное напряжение стабилитрона Д815Ж составляет $(18 \pm 2,7)$ В, а падение напряжения в диоде *VD10* равно $\sim 0,7$ В. При повышении напряжения бортовой сети до 16 — 21,4 В происходит пробой стабилитрона *VD9* и создается дополнительная нагрузка для цепи питания электронного блока. Благодаря этому предотвращается появление недопустимых напряжений в данной цепи, поскольку они ограничиваются указанным выше уровнем напряжений. Диод *VD10* предотвращает выход стабилитрона *VD9* из строя при подключении электронного блока под напряжение обратной полярности. Для защиты цепей управления блока используется транзистор *VT24* типа КТ501Ж, переход эмиттер — коллектор которого включен между выводом +12 В блока и шиной + U_{ct} , от которой осуществляется питание цепей управления блока.

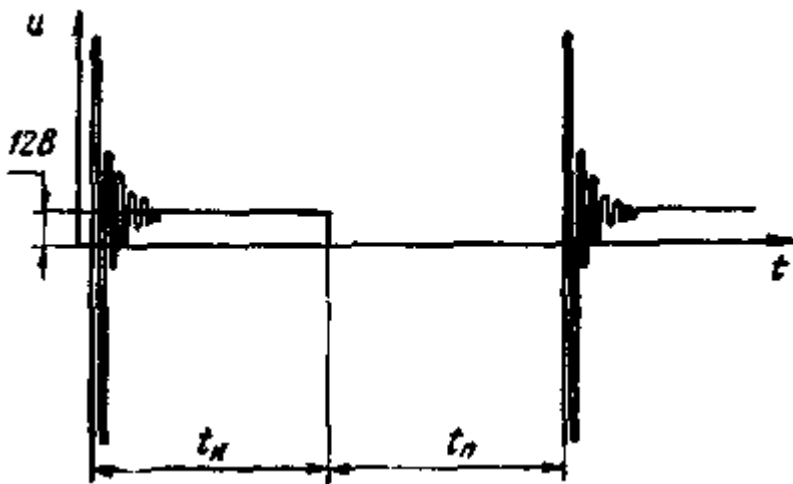


Рис. 62. Изменение напряжения на входе электронного блока

При правильном включении блока положительный полюс бортовой сети соединяется с эмиттером, а отрицательный (масса) подключается к базе транзистора *VT24*. Это обеспечивает открытие транзистора *VT24*, благодаря чему к шине + U_{ct} подводится напряжение, отличающееся от напряжения бортовой сети на величину падения напряжения в переходе эмиттер — коллектор транзистора *VT24* (0,11-0,15 В). Если же к электронному

блоку подводится напряжение обратной полярности, то транзистор $VT24$ остается закрытым, а пробой его перехода база — эмиттер не может произойти, поскольку допустимое обратное напряжение для данного перехода у транзистора КТ501Ж составляет 20 В.

Частотно-аналоговый преобразователь. При движении автомобиля происходит быстрое изменение частоты вращения коленчатого вала двигателя. При этих условиях нормальная работа ЭПС оказывается возможной лишь при условии обеспечения высокого быстродействия системы управления, в том числе максимального быстродействия преобразования сигнала, поступающего от датчика частоты вращения коленчатого вала, в напряжение постоянного тока, которое далее используется для изменения силы тока в обмотке электромагнита ЭПС. С учетом данного требования в электронном блоке применен ПЧН с преобразованием входного сигнала в течение полупериода.

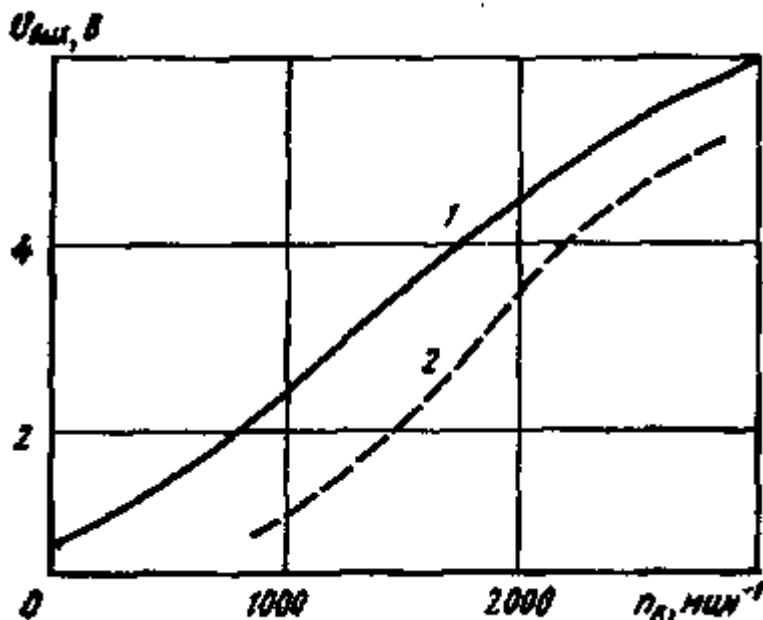


Рис. 63. Зависимость $u_{\text{вых}} = f(n_k)$ для ПЧН при работе ЭПС: 1 — в основном режиме; 2 — во вспомогательном режиме

Входным сигналом для ПЧН является напряжение, подводимое от датчика частоты вращения n_k (прерывателя-распределителя) к выводу 1 электронного блока (рис. 61). Входное устройство ПЧН, состоящее из диода $VD1$, резисторов $R1$, $R2$, $R3$ и $R7$, конденсатора $C1$ и транзистора $VT1$, преобразует входное напряжение блока в последовательность прямоугольных импульсов (рис. 62), поступающих на коллектор транзистора $VT1$. Дальнейшее преобразование последовательности импульсов в напряжение $U_{\text{вых}}$ постоянного тока на выходе ПЧН (коллекторе транзистора $VT5$) осуществляется таким же образом, как было описано при рассмотрении действия ПЧН, выполненного согласно схеме, приведенной на рис. 35. По сравнению с этой схемой в ПЧН системы управления ЭПС имеется лишь дополнительное устройство изменения характеристики преобразователя (УИХ), осуществляющее изменение зависимости $U_{\text{вых}} = f(n_k)$ при переключении ЭПС во вспомогательный режим (рис. 63). Такое переключение водитель осуществляет путем перевода переключателя 5 в положение III (см. рис. 61), благодаря чему напряжение от бортовой сети подводится к выводу 6 блока и далее через резистор $R37$ к базе транзистора $VT13$. Это обеспечивает открытие данного транзистора, в результате чего при прохождении коллекторного тока через резисторы $R32$ и $R33$ создается дополнительное падение напряжения, приводящее к уменьшению напряжения на базе транзистора $VT14$ и, следовательно, к снижению напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе ПЧН.

При переключении ЭПС во вспомогательный режим необходимо, чтобы в рабочем диапазоне частот вращения $n_k = 1600-2600 \text{ мин}^{-1}$, соответствующих данному режиму, крутизна характеристики $U_{\text{вых}} = f(n_k)$ была примерно такой же, как и в рабочем диапазоне частот вращения $n_k = 1000-2000 \text{ мин}^{-1}$ основного режима работы ЭПС. Напряжение на выходе преобразующей части ПЧН (эмиттеры транзисторов $VT9$ и $VT10$) в зоне частот вращения $n_k = 1000-2000 \text{ мин}^{-1}$ изменяется более интенсивно, чем в диапазоне частот вращения $n_k = 1600-2600 \text{ мин}^{-1}$. Поэтому для получения одинаковой крутизны характеристики $U_{\text{вых}} = f(n_k)$ ПЧН при обоих режимах работы ЭПС в нем применено решение, обеспечивающее во вспомогательном режиме уменьшение падения напряжения в резисторах $R32$ и $R33$ по мере увеличения частоты вращения n_k . Это достигается вследствие включения транзистора $VT13$ по схеме генератора тока. Кроме того, в цепь эмиттера транзистора $VT13$ включен делитель напряжения, состоящий из параллельно соединенных резисторов $R35$, $R39^*$ и резистора $R36$. К средней точке делителя через резистор $R40$ подключен эмиттер транзистора $VT13$, а к одному из выходов делителя — эмиттер транзистора $VT12$. Данный транзистор включен по схеме эмиттер-ного повторителя,

поэтому напряжение на его эмиттере изменяется соответственно напряжению на базе транзистора, которая подключена к указанному выходу преобразующей части ПЧН. По мере повышения частоты вращения коленчатого вала увеличивается напряжение на базе и эмиттере транзистора $VTJ2$. Соответственно возрастает и напряжение в средней точке делителя, к которой подключен резистор $R40$. В результате понижается сила тока в цепях базы и коллектора транзистора $VT13$, благодаря чему достигается требуемое уменьшение падения напряжения в резисторах $R32$ и $R33$.

С увеличением сопротивления подстроечного резистора $R38^*$ повышается напряжение на базе транзистора $VT13$, что увеличивает силу тока коллектора данного транзистора и, следовательно, уменьшает выходное напряжение ПЧН. При увеличении сопротивления подстроечного резистора $R39^*$ изменение напряжения на выходе преобразующей части ПЧН будет сильнее влиять на режим работы транзистора $VT13$. Поэтому с увеличением сопротивления резистора $R39^*$ возрастает крутизна характеристики $U_{\text{Вых}} = f(n_k)$ во вспомогательном режиме.

Регулятор силы тока. При постоянном напряжении $U_{\text{Вых}}$, подводимом к входу регулятора силы тока PT от выхода ПЧН, данный регулятор должен обеспечивать постоянное среднее значение силы тока $I_{\text{эм}}$ в обмотке электромагнита ЭПС независимо от напряжения бортовой сети автомобиля и сопротивления обмотки электромагнита. Только при выполнении данного требования может быть обеспечена стабильная работа ЭПС. Необходимо также, чтобы среднее значение силы тока $I_{\text{эм}}$ изменялось в зависимости от n_k , причем по мере возрастания частоты вращения сила тока должна уменьшаться.

Регулятор силы тока (А. с. 901096, СССР, МКИ³ В 60 К 41/02) содержит два функциональных узла: элемент управления ЭУ и выходной усилитель УВ. По принципу действия элемент управления относится к устройствам Импульсного регулирования силы тока. Данный элемент РТ по схеме и принципу действия аналогичен РТ, описанному выше (см. рис. 39). Поэтому режимы работы элемента управления не рассматриваются, а описываются только УВ и некоторые особенности «настройки ЭУ».

В периоды, когда напряжение на инвертирующем входе 4 операционного усилителя $DA2$ (см. рис. 61), входящего в состав ЭУ, выше напряжения на его неинвертирующем входе 5, напряжение на выходе 10 усилителя небольшое (примерно 1,5 В по отношению к шине — $U_{\text{ст}}$). При этом необходимо с помощью выходного транзистора $VT23$ отключать обмотку электромагнита ЭПС от источника питания, для чего требуется обеспечить выключение транзисторов $VT22$, $VT21$ и $VT20$, входящих совместно с транзистором $VT23$ в состав выходного усилителя. С этой целью эмиттер транзистора $VT20$ подключен к средней точке делителя напряжения, образованного резисторами $R72$ и $R73$, а база транзистора — к средней точке делителя напряжения, образованного резисторами $R66$ и $R67$.

При номинальных значениях сопротивлений резисторов, указанных на рис. 61, напряжение на эмиттере транзистора $VT20$ оказывается выше напряжения на его базе, вследствие чего транзистор закрыт.

Когда напряжение на неинвертирующем входе 5 усилителя $DA2$ выше напряжения на его инвертирующем входе 4, на выходе 10 усилителя появляется высокое напряжение (примерно 8,5 В). При подаче данного напряжения на базу транзистора $VT20$ через делитель (резисторы $R66$ и $R67$) транзистор открывается и работает в режиме насыщения. В результате происходит открытие транзисторов $VT21$, $VT22$ и $VT23$, и обмотка электромагнита ЭПС подключается к бортовой сети через резистор $R78$ (0,4 Ом).

Транзисторы $VT22$ и $VT23$ включены по одной из модификаций схемы составного транзистора. При этом падение напряжения на переходе эмиттер — коллектор включенного транзистора $VT23$ равно около 1 В, т. е. даже при максимально возможной силе тока нагрузки данного транзистора, не превышающей 3 А, рассеиваемая мощность в транзисторе составит не более 3 Вт.

У транзисторов типа КТ837Х, использованного в качестве выходного транзистора $VT23$, коллектор соединен с корпусом транзистора. С другой стороны, коллектор транзистора $VT23$ имеет электрическую связь с массой автомобиля. Это позволяет просто решить проблему охлаждения транзистора $VT23$ путем его установки непосредственно на корпус электронного блока.

Выше уже отмечалось, что при постоянном напряжении $U_{\text{Вых}}$ РТ обеспечивает постоянное среднее значение тока $I_{\text{эм}}$ независимо от сопротивления обмотки электромагнита. Это сохраняется и при коротком замыкании обмотки электромагнита. Однако в данном случае резко возрастает частота изменения тока $I_{\text{эм}}$ (на 2 — 3 порядка), так как в короткозамкнутой цепи отсутствует индуктивность. Кроме того, увеличивается разница между минимальным и максимальным значениями силы тока в процессе его изменения, которая имеется при открытии и закрытии выходного транзистора $VT23$.

В результате указанного существенно увеличивается мощность, рассеиваемая на транзисторе $VT23$. Именно этот режим является определяющим для выбора размеров охлаждающего радиатора для транзистора $VT23$.

При применении в качестве выходного транзистора типа КТ837Х, у которого допустимое напряжение база — эмиттер равно 15 В, обеспечивается защита всех элементов усилителя от напряжения обратной полярности. В случае такого подключения, несмотря на соединение базы транзистора $VT23$ с положительным полюсом бортовой сети, переход база — эмиттер транзистора не будет пробит, а инверсное включение транзистора $VT22$ также не создаст каких-либо аварийных режимов, поскольку в цепь коллектора транзистора $VT22$ включен резистор $R77$ с номинальным сопротивлением 1 кОм.

За счет совместного действия ПЧН, элемента управления и выходного усилителя РТ обеспечивается получение характеристик $I_{\text{эм}} = f(n_k)$, приведенных на рис. 59. Наклон этих характеристик можно корректировать с помощью подстроечных элементов РТ. При изменении напряжения $U_{\text{Вых}}$ на выходе ПЧН напряжение на

выводе 4 операционного усилителя $DA2$ будет меняться тем в больших пределах, чем меньше сопротивление подстроечного резистора $R44^*$. В свою очередь, увеличение диапазона изменения напряжения на выводе 4 $DA2$ приводит к большим изменениям силы тока $I_{эм}$ при том же диапазоне изменения частот вращения n_k . Вследствие этого возрастает крутизна характеристики $I_{эм} = f(n_k)$. Очевидно, что в результате повышения сопротивления подстроечного резистора $R44^*$ будет обеспечено уменьшение крутизны этой характеристики.

В случае повышения сопротивления подстроечного резистора $R53^*$ для сохранения прежнего уровня напряжения на выводе 5 усилителя $DA2$ необходимо соответственно уменьшить напряжение, подводимое к резистору $R49$. Это возможно только при увеличении падения напряжения в измерительном резисторе $R78$, т. е. при повышении силы тока $I_{эм}$. Поэтому повышение сопротивления резистора $R53^*$ приводит к смещению зависимости $I_{эм} = f(n_k)$ в зону более высоких значений n_k , а уменьшение сопротивления резистора $R53^*$ — в зону меньших n_k .

Узел блокировки сцепления. В состав узла блокировки (УБ) сцепления входят:

пороговое устройство ПУ, вырабатывающее при определенных значениях n_k команды на осуществление блокировки и разблокировки сцепления;

элемент плавного включения блокировки (ЭПВ), получающий от порогового устройства команду на блокировку сцепления и реализующий ее вследствие плавного уменьшения силы тока в обмотке электромагнита ЭПС до значения, близкого к нулю. Продол-

жительность указанного процесса уменьшения силы тока составляет 1,5 — 2 с;

элемент корректирования включения блокировки (ЭК), изменяющий после переключения передач настройку порогового устройства для включения блокировки сцепления при уменьшенном значении n_k .

Пороговое устройство. Пороговое устройство (ПУ) выполнено в виде операционного усилителя $DA1$ с положительной обратной связью, реализуемой с помощью транзистора $VT2$ и резисторов $R5$ и $R6$ (см. рис.61).

Напряжение к неинвертирующему входу 5 $DA1$ подводится от выхода ПЧН, а инвертирующий вход 4 подключен к стабилизированному напряжению питания через делитель напряжения, образованный резисторами $R11$, $R12$ и $R14^*$. При частоте вращения коленчатого вала, меньшей значения n_6 , напряжение $U_{вых}$ на выходе ПЧН и, следовательно, на входе 5 $DA1$ меньше напряжения на входе 4. Поэтому операционный усилитель $DA1$ работает в режиме с низким уровнем напряжения на его выходе 10 (около 1,5 В). Этого напряжения недостаточно для открытия транзистора $VT16$ вследствие падения напряжения в диоде $VD4$ и подведения к эмиттеру транзистора $VT16$ напряжения от выхода ПЧН (через делитель напряжения, образованный резисторами $R57$ и $R58$). При выключенном, транзисторе $VT16$ команда на включение блокировки не подается. В этот период также закрыт и транзистор $VT2$, что обеспечивает отключение резисторов $R5$ и $R8^*$ от шины — U_{cr} . После того, как частота вращения n_k возрастает до значения n_6 , при котором напряжение на входе 5 $DA1$ становится больше напряжения на его входе 4, операционный усилитель скачкообразно переходит в режим, характеризующийся появлением напряжения высокого уровня (около 8,5 В) на его выходе 10. Скачкообразное переключение $DA1$ обеспечивается тем, что еще в процессе нарастания напряжения на его выходе открывается транзистор $VT2$, вызывающий уменьшение напряжения на инвертирующем входе 4 усилителя вследствие подключения к шине — $U_{ст}$ резисторов $R5$ и $R8^*$. Появление высокого напряжения на выходе 10 усилителя является командой на блокировку сцепления.

После перехода усилителя $DA1$ в режим с высоким уровнем выходного напряжения вследствие уменьшения напряжения на инвертирующем входе 4 обратное переключение усилителя (в режим с низким уровнем выходного напряжения) может произойти лишь после того, как напряжение $U_{Вык}$ на выходе ПЧН снизится до значения, равного уменьшенному напряжению на входе 4 усилителя. Для этого частота вращения коленчатого вала должна снизиться до значения $n_{р6}$, которое меньше частоты вращения n_6 . В результате обеспечивается требуемый характер изменения зависимости $M_c = f(n_k)$, при котором снижается работа буксования сцепления. С увеличением сопротивления подстроечного резистора $R14^*$ повышается напряжение на инвертирующем входе 4 усилителя $DA1$. В этом случае для переключения усилителя в режим с высоким уровнем его выходного напряжения к входу 5 необходимо подвести от выхода ПЧН более высокое напряжение. Указанное означает, что увеличение сопротивления резистора $R14^*$ смещает частоты вращения n_6 и $n_{р6}$ в зону более высоких значений n_k . Уменьшение сопротивления резистора $R14^*$, наоборот, уменьшает значения n_6 и $n_{р6}$.

Уменьшение сопротивления подстроечного резистора $R8^*$ приводит к тому, что после открытия транзистора $VT2$ снижение напряжения на инвертирующем входе 4 усилителя $DA1$ происходит в большей степени. В результате увеличивается разность частот вращения n_6 и $n_{р6}$. Благодаря этому изменением сопротивления подстроечного резистора $R8^*$ обеспечивается регулирование режима разблокировки сцепления.

Элемент плавного включения блокировки (ЭПВ). ЭПВ предназначен для преобразования скачкообразного возрастающего напряжения в плавно повышающееся напряжение, управляющее процессом уменьшения силы тока в обмотке электромагнита ЭПС. Для решения этой задачи в элемент входит интегрирующая цепь, состоящая из конденсатора $C10$ (см. рис. 61), резисторов $R54$ и $R55$ и транзистора $VT16$, образующих генератор тока.

После переключения операционного усилителя $DA1$ порогового устройства в режим с высоким напряжением на его выходе происходит постепенная зарядка конденсатора $C10$, в ходе которой также постепенно возрастает напряжение, подводимое к базе транзистора $VT16$. В результате этого обеспечивается плавное увеличение силы тока коллектора транзистора $VT16$, следствием чего является уменьшение напряжения на неинвертирующем входе 5 операционного усилителя $DA2$, сопровождающееся соответ-

вующим уменьшением силы тока в обмотке электромагнита. Постоянная времени цепи зарядки конденсатора $C10$ выбрана такой, что сила тока $I_{эм}$ уменьшается от 1,2 — 1,4 А до значения, близкого к нулю, за 1,5 — 2 с, что достаточно для предотвращения излишне резкого включения сцепления после подачи команды на его блокировку.

Элемент корректировки включения блокировки (ЭК). В состав ЭК (см. рис. 61) входят пик-детектор (диод $VD3$, конденсатор $C6$ и резистор $R27$), эмиттерный повторитель (на транзисторе $VT5$ и резисторах $R19$ и $R24^*$) и разделительный диод $VD2$. Элемент приводится в действие от выключателя сцепления SBC , встроенного в головку рычага переключения передач. Пока водитель не воздействует на рычаг, контакты выключателя SBC разомкнуты, и напряжение от эмиттера транзистора $VT23$ подводится к конденсатору $C6$.

Во время работы электронного блока происходят повторяющиеся включения и выключения транзистора $VT23$, причем когда транзистор $VT23$ выключен, на его эмиттере появляются импульсы напряжения, близкие по величине к напряжению источника питания. От них происходит зарядка конденсаторов $C6$, в результате чего на эмиттере транзистора $VT5$, включенного по схеме эмиттерного повторителя, имеется напряжение высокого уровня, препятствующее прохождению¹ тока через диод $VD2$. Тем самым при разомкнутых контактах выключателя SBC исключается влияние элемента корректировки на работу порогового устройства.

Однако когда водитель переключает передачи, автоматически замыкаются контакты выключателя SBC , и к конденсатору $C6$ перестает подводиться напряжение. В результате он быстро разряжается, что вызывает открытие диода $VD2$ с подключением к входу 4 усилителя $DA1$ резисторов $R19$ и $R24^*$. Уменьшение вследствие этого напряжения на инвертирующем входе 4 усилителя $DA1$ обеспечивает смещение включения блокировки в зону более низких частот вращения коленчатого вала двигателя.

Если частота вращения $n_б$ выбирается на уровне 2100 — 2300 мин⁻¹, то частота вращения $n_{дб}$, соответствующая подаче команды от элемента корректировки на включение блокировки, устанавливается на уровне 1500 — 1600 мин⁻¹.

На величину $n_{рб}$ элемент корректировки не оказывает влияния. Этот элемент подает команду на перенастройку порогового устройства только при одновременном соблюдении двух условий: $n_k > n_{дб}$ и наличие воздействия водителя на рычаг переключения передач для замыкания контактов выключателя SBC .

При трогании автомобиля с места водитель включает низшую передачу, когда двигатель работает с небольшой частотой вращения n_k , которая меньше значения $n_{дб}$. Поэтому в процессе разгона автомобиля на низшей передаче элемент корректировки не влияет на режим блокировки сцепления, что и требуется для быстрого увеличения частоты вращения коленчатого вала в начальной стадии разгона автомобиля. Но уже после перехода на следующую передачу элемент корректировки может вступить в действие для обеспечения скорейшей блокировки сцепления.

Работа ЭПС с электронной системой управления. При трогании автомобиля с места по мере увеличения частоты вращения n_k коленчатого вала растет напряжение $U_{вых}$ на выходе ПЧН, в результате чего уменьшается сила тока $I_{эм}$ в катушке электромагнита ЭПС. ЭПС обычно регулируется так, что автомобиль трогается с места, когда сила тока $I_{эм}$ становится равной 1,7 — 1,8 А, чему при основном режиме блока соответствует частота вращения $n_k = 1100$ – 1300 мин⁻¹.

После того, как частота вращения увеличивается до $n_б = 2100$ – 2200 мин⁻¹, напряжение $U_{вых}$ возрастает до уровня, обеспечивающего срабатывание порогового устройства-узла блокировки сцепления. Пороговое устройство включает элемент плавного включения блокировки, который в течение 1,5 — 2 с уменьшает силу тока в обмотке электромагнита ЭПС до нуля, следствием чего является блокировка сцепления.

После срабатывания узла блокировки сцепления обмотка электромагнита вновь может быть подключена к бортовой сети через регулятор тока (РТ), если вследствие снижения частоты вращения n_k до значения $n_{рб} = 1100$ — 1200 мин⁻¹ напряжение на выходе ПЧН уменьшится до величины, при которой выключится пороговое устройство.

Если передачи автомобиля включаются, когда частота вращения коленчатого вала превышает 1500 — 1600 мин⁻¹ и в процессе переключения она не падает ниже 1200 — 1300 мин⁻¹, то после окончания переключения передач сцепление будет заблокировано. И в этом случае разблокировка сцепления произойдет, когда частота вращения n_k уменьшится до значения $n_{рб}$, при котором выключится пороговое устройство.

Работа блока во вспомогательном режиме будет протекать аналогично, но трогание автомобиля с места начнется при значении $n_k = 1700$ – 1900 мин⁻¹, а величины $n_{б}$ и $n_{рб}$ составят соответственно 2700 — 3000 мин⁻¹ и 1700 — 2000 мин⁻¹.

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Рассмотрим микропроцессорную систему, разработанную для легкового автомобиля «Фиат — Панда 30». Исполнительным механизмом системы (рис. 64) является вакуумная сервокамера 20, шток 21 которой через рычаг 22 воздействует на выжимной подшипник 4 сцепления 5. Источником разрежения для вакуумной сервокамеры является впускной коллектор 7 двигателя, соединенный через обратный клапан 13 с вакуумным ресивером 14.

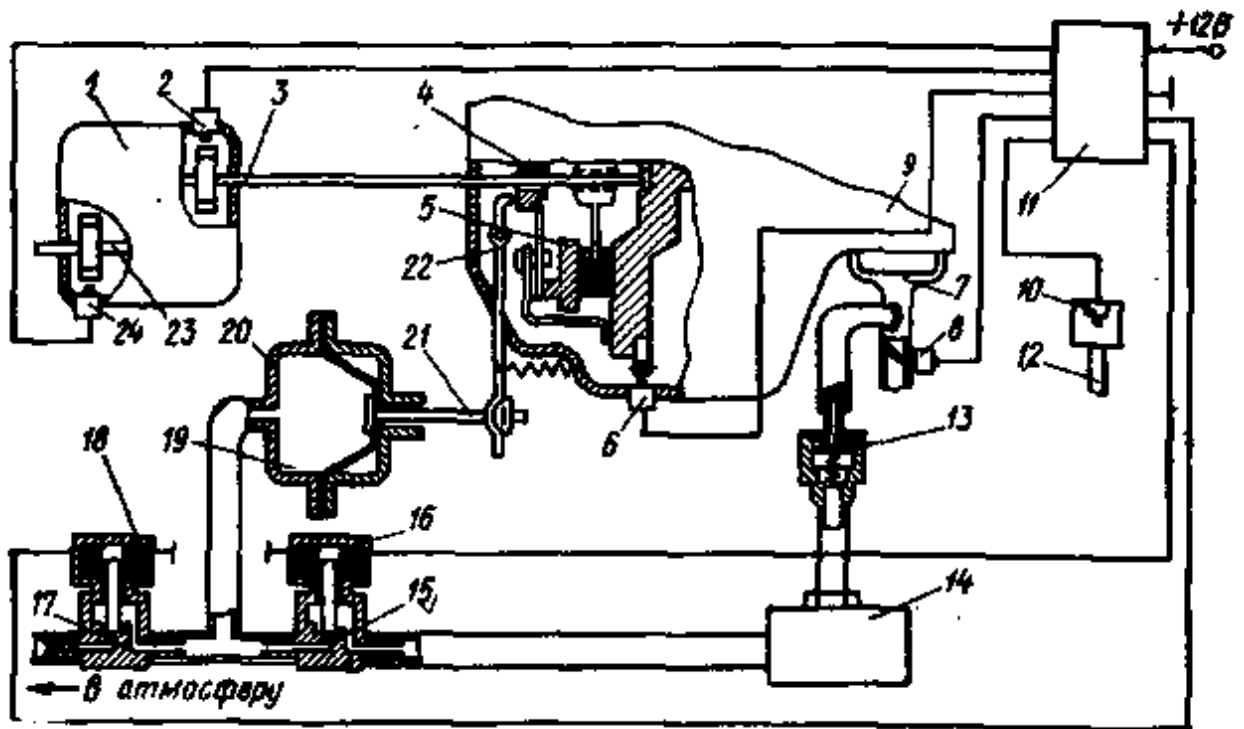


Рис. 64. Схема размещения элементов микропроцессорной системы управления сцеплением:

1 — коробка передач; 2 — датчик частоты вращения ведомого элемента сцепления; 3 — вал ведомого элемента сцепления; 4 — выжимной подшипник; 5 — сцепление; 6 — датчик частоты вращения коленчатого вала; 7 — впускной коллектор двигателя; 8 — датчик положения дроссельной заслонки; 9 — двигатель; 10 — выключатель рычага переключения передач; 11 — электронный блок управления; 12 — рычаг переключения передач; 13 — обратный клапан; 14 — вакуумный ресивер; 15 — клапан соединения сервокамеры с ресивером; 16 и 18 — электромагниты; 17 — клапан соединения сервокамеры с атмосферой; 19 — полость регулируемого давления сервокамеры; 20 — сервокамера; 21 — шток сервокамеры; 22 — рычаг; 23 — ведомый вал коробки передач; 24 — датчик частоты вращения ведомого вала коробки передач

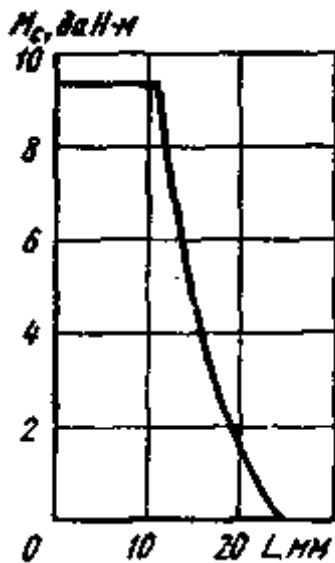


Рис. 65. Зависимость $M_c = f(L)$

При подключении к источнику питания электромагнита 16 открывается управляемый им вакуумный клапан 15, в результате чего вакуумный ресивер соединяется с полостью 19 сервокамеры 20. Если же клапан 15 закрыт, то связь между вакуумным ресивером и полостью 19 сервокамеры прерывается. В случае подключения к

источнику питания электромагнита 18 открывается приводимый им воздушный клапан 17, что приводит к соединению полости 19 сервокамеры с атмосферой. При закрытом клапане 17 эта связь прерывается.

Таким образом, при открытии клапана 15 увеличивается разрежение в полости 19 сервокамеры, а при открытии клапана 17, наоборот, уменьшается. Когда оба клапана закрыты, разрежение в полости 19 остается неизменным.

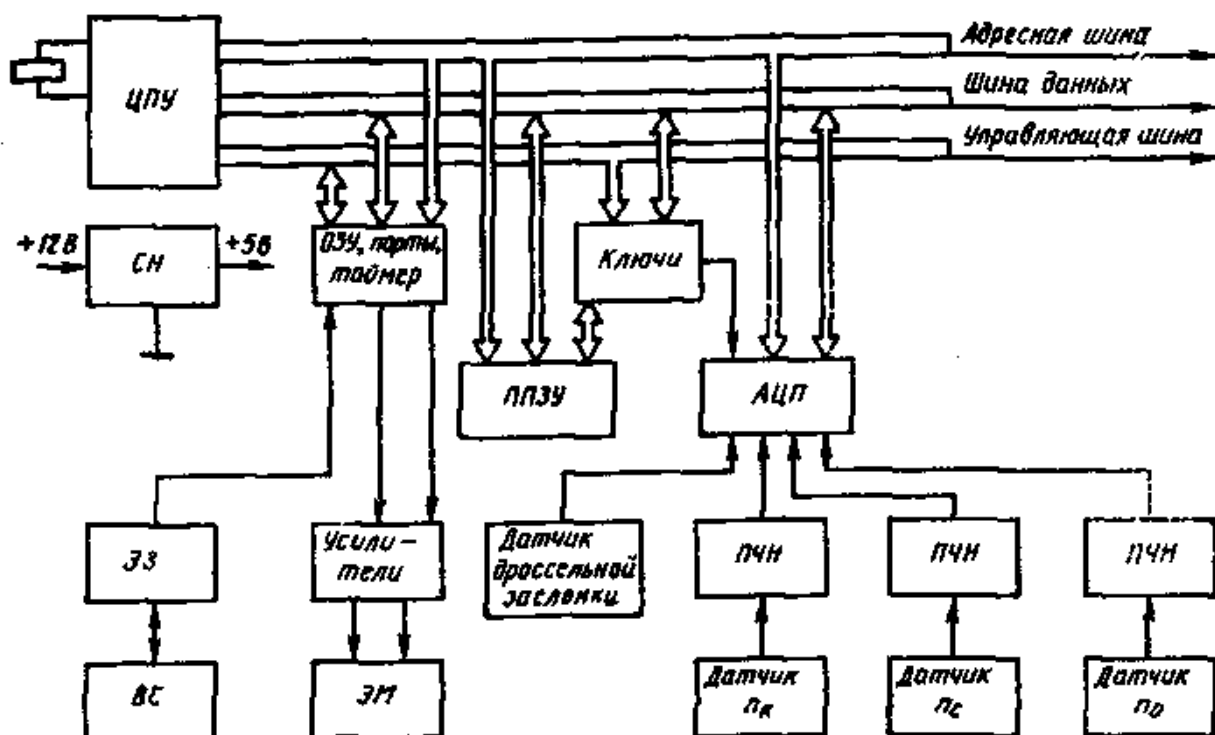


Рис. 66. Структурная схема микропроцессорной системы управления сцеплением

В зависимости от разрежения в полости 19. сервокамеры меняется положение ее штока 21, и соответственно регулируется момент M_c , передаваемый сцеплением. Из рассмотрения зависимости M_c от перемещения L рычага привода сцепления (рис. 65) следует, что момент M_c изменяется от нуля до значения $M_{c \text{ так}}$ при перемещении рычага на 13 мм (полный ход рычага составляет 46 мм). Это учитывается алгоритмом системы управления.

Работой клапанов 15 и 17 (см. рис. 64) управляет микропроцессорный электронный блок 11 управления, который вырабатывает необходимые команды для включения и выключения электромагнитов 16 и 18 в зависимости от сигналов, получаемых от датчиков частоты вращения 6, 2 и 24 соответственно коленчатого вала, ведомого элемента сцепления, ведомого вала коробки передачи и датчика 8 положения дроссельной заслонки карбюратора. Команду на принудительное выключение сцепления в процессе переключения передач микропроцессорное устройство вырабатывает при поступлении к нему сигнала от выключателя 10, контакты которого замыкаются, когда водитель прикладывает усилие к рычагу переключения передач.

Обработка информации, получаемой от всех элементов системы управления, выполняется центральным микропроцессором ЦПУ типа 8085 с тактовой частотой 2,2 МГц (рис. 66). Он связан с программируемым постоянным запоминающим устройством ППЗУ с объемом памяти 2 кбайт и оперативным запоминающим; устройством ОЗУ с объемом памяти 256 байт.

В ППЗУ записывается программа алгоритма, контакты, стандартные программы и т. д. ОЗУ используется для записи результатов промежуточных вычислений, текущих значений измеренных величин и других данных, требуемых для функционирования микропроцессорной системы.

Работа системы в реальном масштабе времени, требуемая для выдачи в определенное время команд управления и организации временных задержек, реализуется таймером. Связь между управляющими элементами системы и силовыми исполнительными устройствами (электромагнитами клапанов) осуществляется через так называемые порты ввода-вывода и усилительные каскады. ОЗУ, порты ввода-вывода и таймер выполнены в виде одной большой интегральной схемы (БИС) типа 8156.

Микропроцессоры могут обрабатывать сигналы только в виде двоичного цифрового кода. В связи с этим сигналы от датчиков частоты вращения n_k коленчатого вала, частоты вращения n_c ведомого вала сцепления и частоты вращения n_g ведомого вала коробки передач, имеющие вид последовательности импульсов, вначале с помощью ПЧН преобразуются в аналоговый сигнал (напряжения постоянного тока соответственно U_k, U_c, U_g), а затем с помощью АЦП преобразуются в двоичный код. Также с помощью АЦП осуществляется

преобразование аналогового сигнала датчика положения дроссельной заслонки (потенциометра) в цифровой двоичный код. Работой АЦП и ППЗУ управляют ключевые элементы, входящие в микросхему типа 8212.

Для исключения нечеткой работы системы управления в режиме принудительного выключения сцепления, возможной при «дребезге» контактов выключателя ВС сцепления, используется устройство с элементом задержки разрыва цепи ЭЗ.

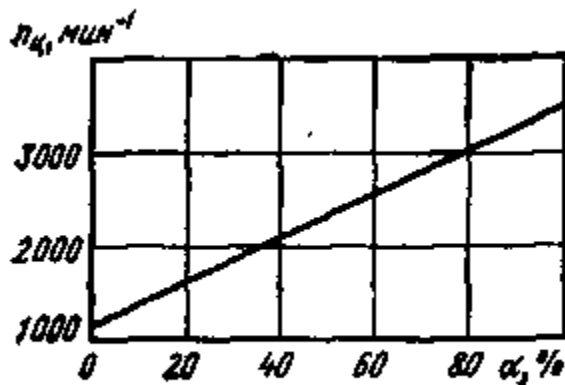


Рис. 67. Зависимость $n_{ц} = f(\alpha)$

Основной задачей системы управления является регулирование по заданному закону момента M_c в зависимости от угла открытия дроссельной заслонки, частоты вращения коленчатого вала, его ускорения (замедления) и включения в коробке передач той или иной передачи.

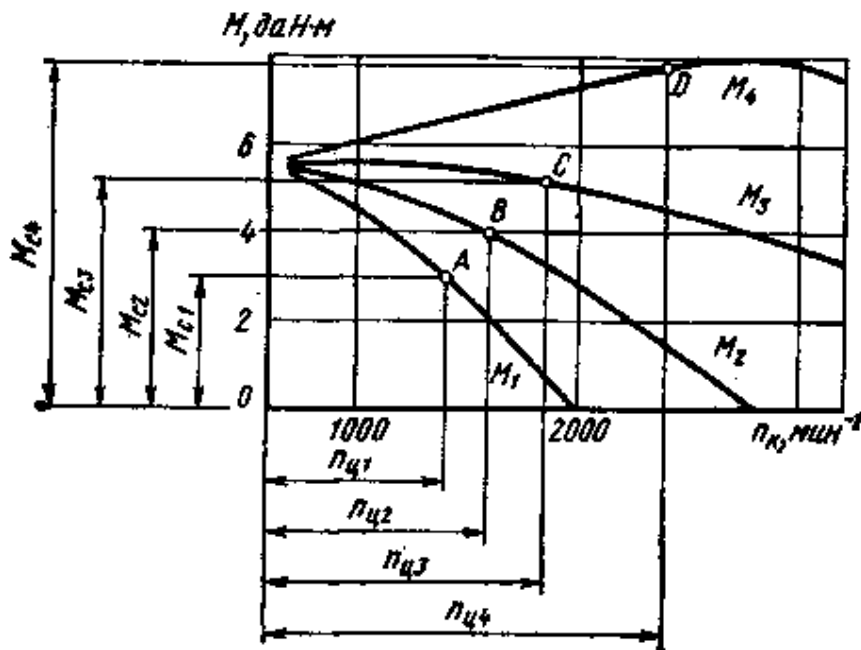


Рис. 68. Зависимости $M=f(n_k)$ и $M_c=f(n_k)$ для различных α при микропроцессорной системе управления сцеплением

В зависимости от угла открытия дроссельной заслонки микропроцессор рассчитывает «целевую» частоту вращения $n_{ц}$, которая тем выше, чем на больший угол α открыта дроссельная заслонка (рис. 67). Система управления непрерывно сравнивает значение $n_{ц}$ с текущей частотой вращения n_{ki} коленчатого вала и определяет знак разности $n_{ki} - n_{ц}$. Если $n_{ц} > n_{ki}$, то система управления уменьшает момент M_c для того, чтобы снизить нагрузку на двигатель и увеличить частоту вращения n_k . Наоборот, при $n_{ц} < n_{ki}$ значение M_c увеличивается и частота вращения n_k снижается.

Таким образом, в рассматриваемой системе управления параметром обратной связи для системы регулирования момента M_c является разность между истинной и целевой частотами вращения, причем последняя является функцией угла открытия дроссельной заслонки.

Особенность действия системы управления заключается в том, что при постоянстве угла открытия дроссельной заслонки процесс разгона автомобиля в период до окончания пробуксовывания сцепления будет протекать при постоянстве частоты вращения коленчатого вала, которая окажется равной значению $n_{ц}$ для

данного угла открытия заслонки. Величины моментов M_c в указанные периоды (рис. 68, точки A , B , C и D) будут равны крутящим моментам двигателя M , развиваемым при данных значениях угла α и n_c .

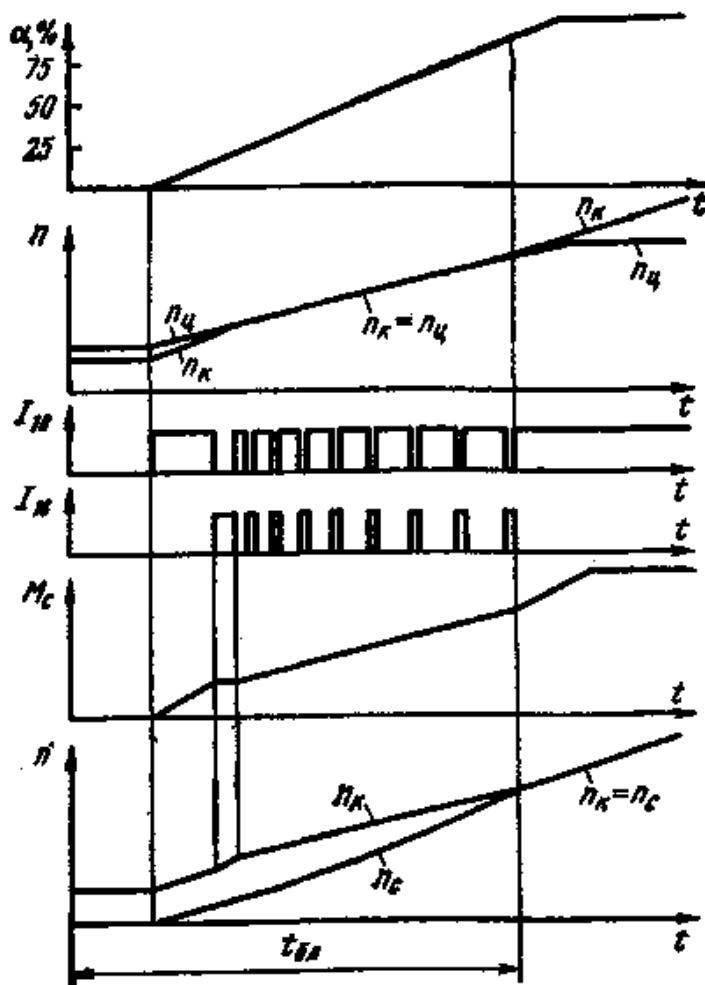


Рис. 69. Изменение при разгоне автомобиля угла α , частот вращения n_k , n_c и n_c , момента M_c и силы тока I_{16} и I_{18} в обмотках электромагнитов управления воздушным и вакуумным клапанами при микропроцессорной системе управления

Момент M_c возрастает по мере увеличения n_k , т. е. в конечном итоге рассматриваемая система управления обеспечивает получение именно такой зависимости $M_c=f(n_k)$, которая является оптимальной для автоматизации действия сцепления. После окончания пробуксовывания сцепления, определяемого системой управления путем сравнения сигналов от датчиков 2 и 6 (см. рис. 64), поступает команда на блокировку сцепления при $t=t_{01}$ (рис. 69). Благодаря этому уменьшается износ узлов привода сцепления и, в первую очередь, его выжимного подшипника.

Ввиду неизбежного запаздывания в срабатывании исполнительных механизмов по отношению к изменению частоты вращения коленчатого вала для получения качественного процесса регулирования момента M_c необходимо исключить режимы работы двигателя без нагрузки, поскольку это приведет к чрезмерно высокому темпу изменения частоты вращения его вала.

Для удовлетворения данного требования в системе управления предусмотрено частичное включение сцепления, как только водитель откроет дроссельную заслонку на небольшой угол. Это достигается путем принудительного кратковременного открытия клапана 17 (см. рис. 64) на 0,15 с несмотря на то, что в данный период $n_k < n_c$. В результате последующее увеличение n_k будет происходить при наличии нагрузки на двигателе, создаваемой частично включенным сцеплением.

Для плавного изменения момента M_c при его регулировании, осуществляемом открытием и закрытием клапанов 15 и 17, должны быть исключены значительные колебания разрежения в полости 19 сервокамеры 20. В рассматриваемой системе управления это достигается вследствие непрерывно повторяющегося открытия и закрытия на короткие периоды данных клапанов. При этом увеличение момента M_c реализуется за счет того, что общая продолжительность открытого состояния клапана 17 оказывается больше общей продолжительности открытого состояния клапана 15. Если же необходимо уменьшить момент M_c , то это обеспечивается вследствие увеличения общей продолжительности открытого состояния клапана 15 (по сравнению с клапаном 17). После того как значение M_c устанавливается на заданном уровне, оба клапана закрываются.

Если во время разгона автомобиля водитель постепенно увеличивает открытие дроссельной заслонки, то это приводит к повышению «ц», вследствие чего и частота вращения n_k при разгоне автомобиля также возрастает.

При этом для повышения момента M_c система управления по мере повышения частоты вращения n_k увеличивает общее время открытого состояния воздушного клапана 17, через который полость 19 сервокамеры соединяется с атмосферой. Работа клапанов корректируется также в зависимости от значения ускорений (замедлений) коленчатого вала и ведущего вала коробки передач. По мере увеличения n_k возрастает продолжительность импульсов тока I_{18} (см. рис. 69), проходящего через обмотку электромагнита 18 (см. рис. 64), и уменьшается продолжительность импульсов тока I_{16} , проходящего через обмотку электромагнита 17. В результате относительная продолжительность открытого состояния воздушного клапана возрастает, а вакуумного клапана 15 — снижается, что и обеспечивает требуемое увеличение M_c при повышении n_k .

В результате поступления в процессор информации от датчиков частоты вращения ведущего и ведомого валов коробки передач система управления определяет, какая из передач включена в каждый момент времени. Благодаря этому можно реализовать различный темп включения сцепления после окончания процесса переключения передач в зависимости от порядка их переключения. Данная особенность системы управления позволяет после перехода с высших на низшие передачи уменьшить темп включения сцепления, что обеспечивает плавность движения автомобиля в процессе переключения передач.

Результаты испытаний рассмотренной системы управления показали возможность применения микропроцессорных систем для автоматизации управления сцеплением.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ГИДРОМЕХАНИЧЕСКИМИ ПЕРЕДАЧАМИ

В настоящее время практически все автомобильные автоматические трансмиссии массового производства создаются на базе гидромеханических передач (ГМП), которые состоят из гидравлического преобразователя момента (гидротрансформатора) и нескольких автоматически переключаемых передач. Переключение передач осуществляется с помощью фрикционов, имеющих гидро- или пневмопривод. В некоторых конструкциях ГМП такие же фрикционы используют для блокировки гидротрансформатора после того, как коэффициент преобразования их момента (коэффициента трансформации) приближается к единице. При блокировке улучшается топливная экономичность автомобиля, так как при этом исключаются потери в гидротрансформаторе.

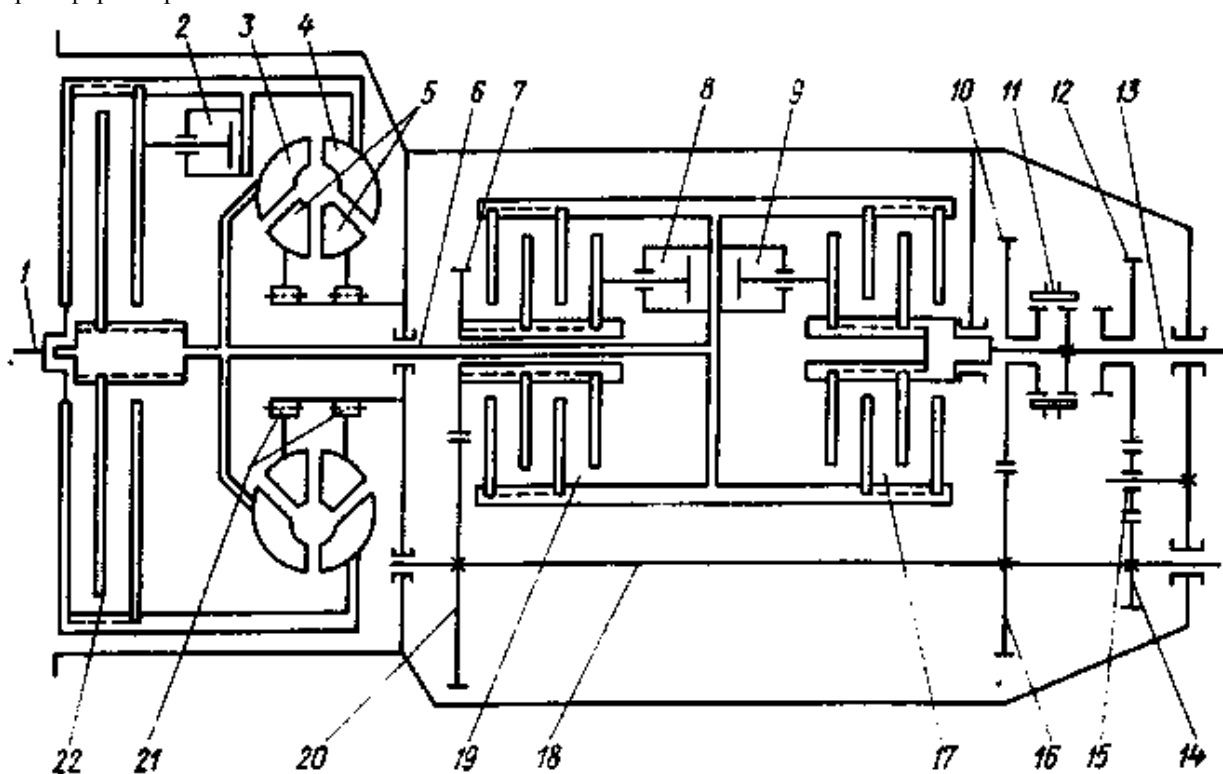


Рис. 70. Кинематическая схема двухступенчатой ГМП:

1 — коленчатый вал; 2 — поршень управления фрикционом блокировки гидротрансформатора; 3 — турбинное колесо; 4 — насосное колесо; 5 — реакторы; 6 — ведущий вал; 7 — шестерня понижающей передачи; 8 — поршень включения фрикциона понижающей передачи; 9 — поршень включения фрикциона прямой передачи; 10 — ведомое зубчатое колесо переднего хода; 11 — зубчатая муфта переключения передач; 12 — ведомое зубчатое колесо

передачи заднего хода; 13 — ведомый вал; 14 — ведущее зубчатое колесо передачи заднего хода; 15 — промежуточная шестерня; 16 — ведущее зубчатое колесо переднего хода; 17 — фрикцион включения прямой передачи; 18 — промежуточный вал; 19 — фрикцион включения понижающей передачи; 20 — зубчатое колесо привода промежуточного вала; 21 — механизм свободного хода; 22 — фрикцион блокировки гидротрансформатора

В качестве примера выполнения гидромеханической передачи на рис. 70 приведена кинематическая схема ГМП типа ЛАЗ-НАМИ «Львов», устанавливаемой на городских автобусах ЛИА3-677 (8).

Особенность протекания процесса переключения передач ГМП можно рассмотреть на примере перехода с передачи, включаемой фрикционом 19, на передачу, включаемую фрикционом 17. При этом происходит одновременное плавное уменьшение момента, передаваемого фрикционом 19, и плавное возрастание момента, передаваемого фрикционом 17 (режим «перекрывтия»). В течение всего процесса переключения передач оба фрикциона взаимно пробуксовывают, однако связь через них двигателя с ведущими колесами автомобиля сохраняется — процесс переключения передач происходит без разрыва потока мощности. Во время переключения передач обычно выключается и фрикцион 22 блокировки гидротрансформатора, демпфирующие свойства которого обеспечивают высокую плавность процесса переключения [8, 33].

Включение и выключение фрикционов 17, 19 и 22 осуществляется с помощью гидроцилиндров соответственно 9, 8 и 2, управляемых клапанами, на которые воздействуют электромагниты системы управления. Поэтому основной задачей автоматической системы управления ГМП является коммутирование тока в обмотках электромагнита в соответствии с требуемым законом. Системы автоматического управления ГМП значительно проще, чем аналогичные системы коробок передач иных типов. Эти преимущества в сочетании с высокой плавностью переключения передач обусловили широкое применение ГМП в современном автомобилестроении, несмотря на то что конструкция их существенно сложнее (следовательно, выше стоимость), чем у обычных механических коробок передач и сцепления автомобилей, а КПД их ниже.

Ввиду широкого распространения гидромеханических передач улучшение их показателей представляет особый интерес. Это является стимулом для создания электронных систем управления ГМП.

ОСНОВНЫЕ ПРЕДПОСЫЛКИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМ

Система управления ГМП должна обеспечивать переключение передач, а в некоторых случаях осуществлять блокировку и разблокировку гидротрансформатора в зависимости от входных управляющих сигналов, поступающих от устройств контроля режима движения автомобиля и нагрузки его двигателя. Наиболее распространены системы управления ГМП, которые вырабатывают команды на переключение передач в зависимости от скорости движения автомобиля и нагрузки двигателя.

При полностью гидравлической системе автоматизации ГМП в качестве датчиков скорости движения автомобиля используются гидравлические устройства, обеспечивающие повышение давления жидкости по мере увеличения частоты вращения ведомого вала передачи. В качестве таких гидравлических устройств наиболее широко применяют центробежные регуляторы давления, а для управления блокировкой гидротрансформатора иногда используются так называемые трубки Пито. Давление жидкости, создаваемое этими устройствами, обеспечивает необходимое усилие воздействия на золотники или клапаны в гидросистеме управления ГМП.

Нагрузку двигателя обычно оценивают по положению педали подачи топлива или по разрежению во впускном трубопроводе двигателя. В зависимости от указанных факторов изменяется натяжение пружин, воздействующих на указанные золотники (или клапаны), либо осуществляется их перемещение.

Под воздействием результирующего давления жидкости, создаваемого гидравлическим устройством, и усилия пружины, зависящего от нагрузки двигателя, перемещаются золотники (открываются и закрываются клапаны), в результате чего гидравлические цилиндры включения фрикционов ГМП соединяются с напорной магистралью гидросистемы (полость высокого давления жидкости) или с полостью низкого давления (полость слива). Таким образом происходит включение и выключение соответствующих фрикционов ГМП, обеспечивающих изменение передаточного отношения ее редуктора, и блокировка гидротрансформатора. Для создания «перекрывтия» в состав гидросистемы управления ГМП входят соответствующие дросселирующие устройства или регулирующие клапаны. Такие же устройства (золотники или клапаны) применяют в гидросистеме управления ГМП в механических или механогидравлических устройствах, вырабатывающих команды на переключение передач.

При оснащении ГМП электронной системой управления обычно гидропривод исполнительных механизмов, воздействующих на фрикционы, сохраняется. Однако взамен золотниковых устройств и гидропривода клапанов системы управления в ней используется электромагнитный привод клапанов, а управление электромагнитами осуществляется электронными устройствами.

Электронная система автоматизации так же, как и любая другая система, должна вырабатывать команды на переключение передач в зависимости от условий движения автомобиля. Однако она обладает по сравнению с другими системами более широкими возможностями реализации оптимального закона управления. Так,

например, теоретические исследования показывают, что весьма перспективной является система управления ГМП, которая обеспечивает переключение передач в зависимости от режима работы гидротрансформатора. При данной системе управления команда на включение последующей (высшей) передачи должна вырабатываться, когда коэффициент трансформации гидротрансформатора приближается к единице. Реализация такой системы управления целесообразна только при использовании электронных устройств.

Применение электронной системы управления позволяет в некоторых случаях упростить конструкцию ГМП и повысить ее надежность. В частности, при управлении по заданному закону электромагнитными клапанами включения фрикционов можно исключить из гидросистемы специальные гидроклапаны плавного включения фрикционов, осуществляющие режим «перекрытия». Важным преимуществом электронной системы управления ГМП является стабильность ее характеристик, отсутствие необходимости регулирования и технического обслуживания в эксплуатации. Настройка ГМП на заданные условия работы при электронной системе управления может быть обеспечена с точностью до 1 — 2 %, в то время как механические и гидравлические устройства позволяют иметь точность настройки только 5 — 7 %.

Помимо выполнения основной задачи — обеспечения переключения передач по заданному закону — электронная система управления защищает ГМП от аварийных режимов в случае ошибочных действий водителя или отказа одного из элементов управления. Существенным достоинством электронной системы управления ГМП является возможность быстрой замены отказавшего электронного блока управления переключением передач — в штепсельный разъем подключают исправный электронный блок автоматики взамен отказавшего.

Электронная аппаратура управления располагается вне картера ГМП, а узлы автоматики гидравлических систем управления — внутри картера или в лучшем случае под крышкой ГМП. Вследствие этого для ремонта или замены отказавшего элемента при электронной системе управления ГМП требуется гораздо меньше времени и трудозатрат по сравнению с гидросистемами управления.

Следует, однако, иметь в виду, что стоимость гидравлических или механогидравлических систем управления ГМП по сравнению с электронными системами автоматики ниже. В настоящее время начался серийный выпуск электронных систем управления ГМП для автомобилей высокого класса и автобусов, для которых сравнительно высокая стоимость электронной системы управления не имеет решающего значения.

ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ЭЛЕКТРОННЫМ И МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ СИСТЕМАМ

В зависимости от выбранного алгоритма управления и настройки системы автоматики можно обеспечить или высокие динамические показатели автомобиля, или наилучшую топливную экономичность. В связи с этим приходится выбирать компромиссные варианты алгоритма и настройки системы управления ГМП, которые, не ухудшая заметно динамических показателей автомобиля, позволяют получить хорошую топливную экономичность на наиболее часто встречающихся режимах эксплуатации. Задача может быть успешно решена при переключении передач в зависимости от двух параметров: скорости движения автомобиля и нагрузки на двигатель. Чем выше нагрузка на двигатель, тем при более высоких частотах вращения коленчатого вала и, следовательно, при больших скоростях движения автомобиля должны переключаться передачи.

Для улучшения топливной экономичности автомобиля и исключения цикличности процесса переключения передач скорость движения автомобиля, при которой происходит переход с низшей на высшую передачу, должна быть выше скорости, соответствующей обратному переключению (с высшей на низшую передачу).

Именно по такому алгоритму действуют практически все выпускаемые серийно ГМП независимо от типа применяемой системы управления. Наряду с этим проводятся разработки и исследования электронных систем управления ГМП, в которых переключение передач осуществляется в зависимости от коэффициента трансформации гидротрансформатора [16].

При использовании электронной и в особенности микропроцессорной систем управления достаточно просто решается проблема изменения алгоритма переключения передач, а также перенастройка блоков автоматики. Поэтому в зависимости от условий эксплуатации автомобиля можно переключать названные системы управления в наиболее подходящий для данных условий режим их работы. Такое переключение особенно целесообразно для автобусов, которые могут эксплуатироваться как в городских условиях, так и на загородных маршрутах, в том числе на горных дорогах.

Для защиты электронного блока ГМП от аварийных режимов, которые могут возникнуть при ошибочных действиях водителя или отказах элементов самой системы, в состав электронных и микропроцессорных систем управления должны входить устройства, осуществляющие следующие защитные функции:

- предотвращение выхода из строя электронного блока при коротком замыкании или перегрузке по току цепей питания электромагнитов системы управления;

- исключение возможности перехода на низшую передачу при движении с высокой скоростью в случае отказа датчиков скорости автомобиля или нагрузки двигателя, а также при неправильном срабатывании элементов системы автоматического управления;

- предотвращение одновременного включения двух и более передач.

Кроме того, система управления должна содержать устройство индикации срабатывания защиты для сигнализации водителю о наличии неисправности в системе.

ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

На некоторых моделях автобусов фирмы «Вольво» (Швеция) применяется электронная система управления ГМП с «жесткой логикой». В состав электронного блока системы управления в основном входят дискретные элементы и только несколько интегральных микросхем. Управление переключением передач осуществляется в зависимости от скорости движения автобуса и нагрузки двигателя. В качестве датчика скорости автобуса используется индукторный датчик, частота выходного сигнала которого пропорциональна частоте вращения ведомого вала ГМП. Датчиком нагрузки двигателя является ступенчатый электрический переключатель, связанный с педалью подачи топлива.

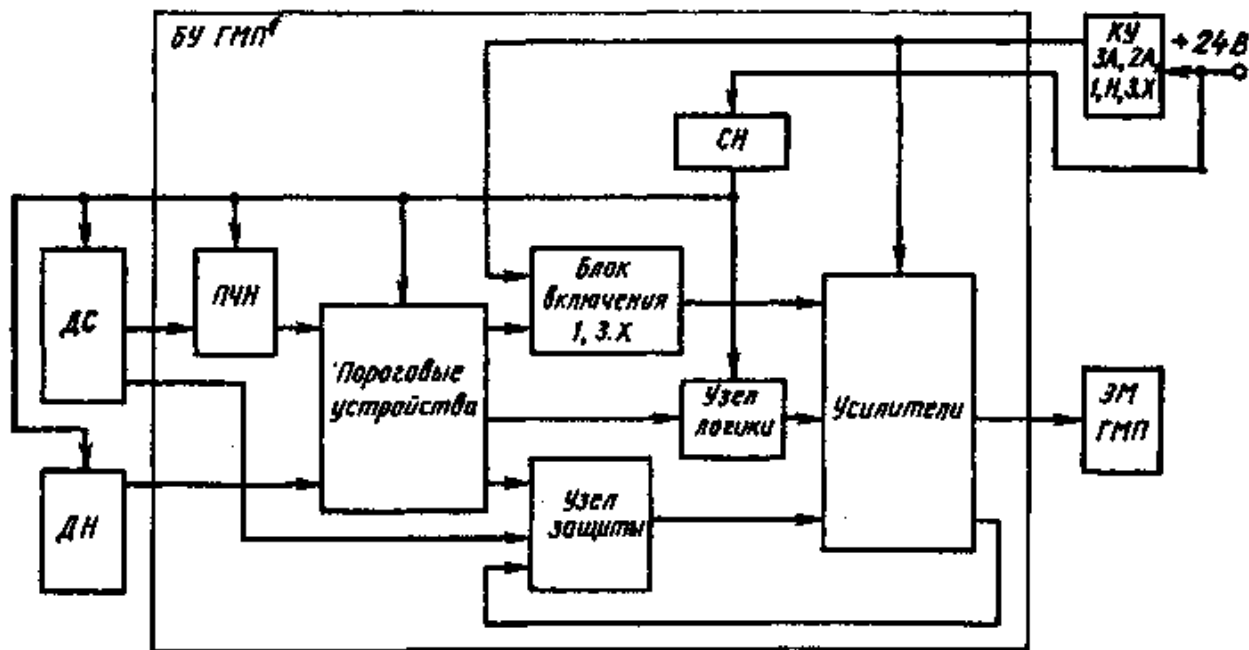


Рис. 71. Структурная схема электронной системы управления ГМП автобусов

Опыт длительной эксплуатации автобуса, оборудованного ГМП с такой системой управления, показал высокую ее надежность. В качестве примера выполнения элементов, входящих в электронную систему управления ГМП, ниже приведено описание отечественной системы управления ГМП автобусов большой вместимости.

Электронная система управления ГМП городских автобусов

Рассматриваемая электронная система предназначена для автоматического управления трехступенчатой гидромеханической передачей с блокируемым гидротрансформатором. По мере разгона автобуса происходит последовательное переключение передач с первой до третьей и далее блокируется гидротрансформатор. Кроме этого, электронная система выполняет защитные функции.

Структурная схема электронной системы управления показана на рис. 71, ее электрическая схема и электронный блок — на рис. 72 и 73, а подключение внешних устройств к электронному блоку — на рис. 74. Схема стабилизатора напряжения СИ и ПЧН приведена на рис. 5 и 17.

В качестве датчика скорости ДС автобуса (см. рис. 71) использован индукторный датчик (см. рис. 43), расположенный над одним из зубчатых колес, установленных на ведомом валу ГМП. Поэтому частота изменения ЭДС на выходе датчика ДС пропорциональна частоте вращения данного вала ГМП, т. е. пропорциональна скорости движения автобуса.

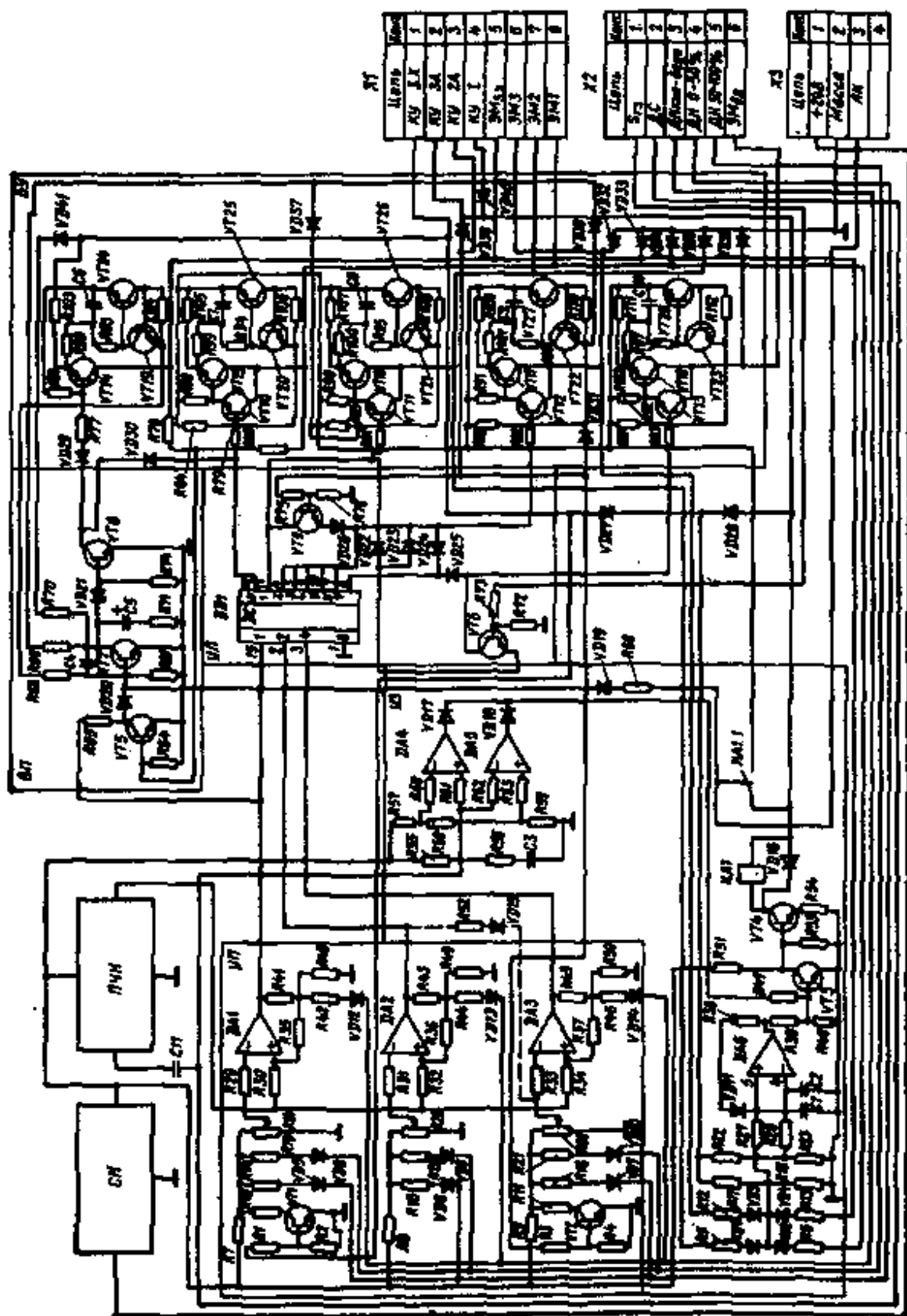


Рис. 72. Схема электронного блока системы управления ГМП автобусов

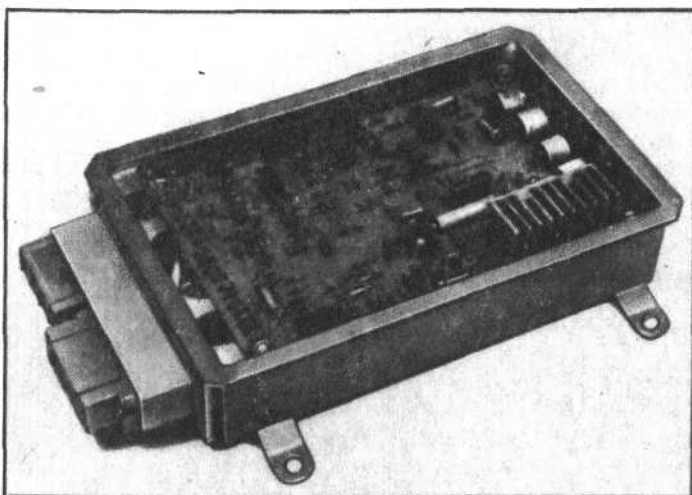


Рис. 73. Электронный блок системы управления ГМП автобусов

Датчик нагрузки ДН двигателя выполнен в виде двух переключателей $S1$ и $S2$, приводимых от педали подачи топлива.

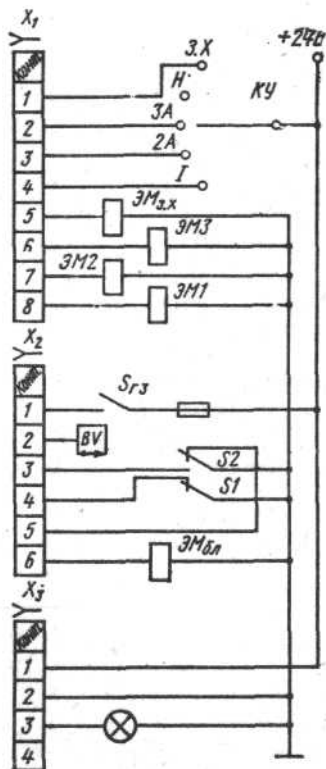


Рис. 74. Схема подключения аппаратуры управления и электромагнитов системы управления ГМП к электронному блоку: $K.U$ — контроллер управления; $S_{гз}$ — включатель гидрозамедлителя; $S1, S2$ — микропереключатели датчика нагрузки двигателя; $ЭМ_1, ЭМ_2, ЭМ_3, ЭМ_{вд}, ЭМ_{13.х}$ — электромагниты системы управления

До тех пор, пока эта педаль находится в положениях, соответствующих подаче менее 50 % максимального значения величины подачи топлива, ни один из переключателей датчика нагрузки не срабатывает (положение контактов переключателей показано на рис. 74). Переключатель $S1$ срабатывает, когда педаль устанавливается в любое из положений, при которых подача топлива в двигатель составляет от 50 до 100 % максимального ее значения.

Для обеспечения срабатывания переключателя $S2$ водитель должен установить педаль подачи топлива дальше Положения, соответствующего 100 % подаче топлива в двигатель, преодолев при этом усилие дополнительной пружины. Такой режим носит название «кикдаун», и используется для принудительного включения понижающей передачи автобуса с целью повышения его динамики в процессе обгона.

Помимо основного режима управления гидротрансформацией, при котором по мере разгона автобуса осуществляется автоматическое переключение всех передач и блокировка гидротрансформатора (положение 3А контроллера), в системе управления предусмотрены еще следующие режимы:

автоматического переключения первой и второй передач с блокировкой гидротрансформатора после разгона автобуса на второй передаче до заданной скорости (положение 2А контроллера);

принудительного включения первой передачи независимо от скорости движения автобуса (положение 1 контроллера);

принудительного включения передачи заднего хода независимо от скорости движения автобуса (положение 3.Х контроллера).

Кроме того, обеспечивается возможность установки передачи в нейтральное положение (положение Н контроллера).

Задание необходимого режима работы системы управления ГМП осуществляется с помощью контроллера управления КУ, схема подключения которого к электронному блоку приведена на рис. 74.

В табл. 19 указан порядок подключения электромагнитов системы управления к источнику питания в зависимости от включаемой передачи и положения контроллера управления.

Узел пороговых устройств. Команды на переключение передач и блокировку гидротрансформатора вырабатывает пороговое устройство системы управления в зависимости от уровня напряжения на выходе ПЧН и положения переключателей датчика нагрузки ДН. Эти пороговые устройства выполнены на базе токо-разностных усилителей DA1, DA2 и DA3 (см. рис. 71). В режимах автоматического переключения передач 3А и 2А напряжение к резистору R1 не подводится, вследствие чего транзистор VT1 закрыт, и резистор R10 отключен от массы.

В первом положении датчика нагрузки контакты переключателей S1 и S2 (см. рис. 74) замкнуты, что приводит к замыканию на массу (соответственно через диоды VD5, VD6, VD7, VD8, VD9, VD10) резисторов R14, R15, R16, R19, R20, R21 (см. рис. 72).

Во втором положении датчика нагрузки контакты S1 размыкаются, вследствие чего с массой оказываются соединенными только резисторы R19, R20, R21.

Третьему положению датчика нагрузки соответствует размыкание и замыкание соответствующих контактов переключателя S2. В этом случае с массой оказываются соединенными резисторы R42, R44 и R46 (соответственно через диоды VDI2, VDI3 и VDI4). Изменение подключения резисторов в зависимости от положения переключателей S1, S2 датчика нагрузки обеспечивает корректировку переключения передач в соответствии с нагрузкой двигателя.

19. Порядок включения электромагнитов системы управления

Положение контроллера	Включаемая передача	Электромагниты				
		ЭМ1	ЭМ2	ЭМ3	ЭМ _{бл}	Мз.х
3А	Первая	+	—	—	—	—
	Вторая	—	+	—	—	—
	Третья	—	—	+	—	—
	Третья**	—	—	+	+	—
2А	Первая	+	—	—	—	—
	Вторая	—	+	—	—	—
	Вторая**	—	+	—	+	—
1	Первая	+	—	—	—	—
3. Х	Задний ход	—	—	—	—	+
Н	Нейтральное положение	—	—	—	—	—

* + — электромагнит включен, — — выключен.

** С режимом блокировки гидротрансформатора.

Управление переключением с первой на вторую передачу и обратно осуществляется пороговым устройством на базе усилителя DA1. Если в автобусе педаль подачи топлива находится в положении, соответствующем первому положению датчика нагрузки, то сила тока I_n , проходящего через инвертирующий вход усилителя, определяется сопротивлением резисторов R7, R14, R19, R29 и установкой подвижного контакта регулировочного переменного резистора R24.

Сила тока I_n , проходящего через неинвертирующий вход усилителя DA1, зависит от напряжения U_y на выходе ПЧН и сопротивления резистора R30. При низкой скорости движения автобуса величина U_y мала, в

связи с чем $I_{н1} > I_{н2}$, усилитель закрыт и на его выходе напряжение близко к нулевому значению. Когда же вследствие возрастания скорости автобуса до значения v_{1-2} , соответствующего переключению с первой передачи на вторую, сила тока $I_{н1}$ становится больше, чем $I_{н2}$, то на выходе усилителя появляется напряжение. Это напряжение через делитель напряжения, образованный резисторами $R41$, $R42$ (см. рис. 72), и резистор $R35$ подводится к неинвертирующему входу усилителя $DA1$. В результате возникающей положительной обратной связи происходит лавинообразное увеличение силы тока $I_{н1}$, обеспечивающее переход усилителя в режим с высоким уровнем напряжения $U_{вых}$ на его выходе. Появление напряжения $U_{вых}$ является сигналом для переключения с первой на вторую передачу.

Для переключения со второй на первую передачу скорость автобуса должна снизиться до значения V_{1-1} , при котором сила тока $I_{н1}$ станет меньше значения $I_{н2}$.

При включении второй передаче, вследствие действия в делителе $DA1$ положительной обратной связи, уменьшение силы тока $I_{н1}$ до значения, соответствующего $I_{н2}$, произойдет при скорости V_{1-1} , которая меньше скорости V_{1-2} . Тем самым предотвращается цикличность переключения передач.

При установке педали подачи топлива в положение, соответствующее второму положению датчика нагрузки, вследствие отключения от массы резистора $R14$ (см. рис. 72), уменьшается падение напряжения в резисторе $R7$, благодаря чему возрастает сила тока $I_{н1}$, проходящего через инвертирующий вход усилителя $DA1$. В результате переключение с первой на вторую передачу и обратно будет происходить при более высоких уровнях напряжения на выходе ПЧН и соответственно при больших скоростях движения автобуса.

На режиме кикдаун вследствие отключения от массы резисторов $R14$ и $R19$ переключение с первой на вторую передачу и обратно будет происходить при еще более высоких скоростях движения автобуса. Наряду с этим из-за подключения к массе резистора $R42$ уменьшится напряжение на средней точке делителя напряжения, образованного резисторами $R41$ и $R48$, что приведет к ослаблению эффекта положительной обратной связи в усилителе $DA1$. Это необходимо для расширения диапазона скоростей автобуса, где может быть реализовано действие режима кикдаун.

Управление переключением со второй на третью передачу и обратно осуществляется пороговым устройством на базе усилителя $DA2$. Оно действует точно так же, как и пороговое устройство на базе усилителя $DA1$. Аналогичным образом действует и пороговое устройство на базе усилителя $DA3$, управляющее включением и выключением блокировки гидротрансформатора.

20. Таблица истинности дешифратора К511ИД1

Номер строки	Уровень напряжения на входах			Номер выхода, соединенного с массой
	1	2	4	
<i>Предусмотренные комбинации входных сигналов</i>				
1	0	0	0	0
2	1	0	0	1
3	1	1	0	3
4	1	1	1	7
<i>Непредусмотренные комбинации входных сигналы</i>				
5	0	1	1	6
6	1	0	1	5
7	0	1	0	2
8	0	0	1	4

Для создания оптимальных условий работы ГМП в режиме 2А необходимо, чтобы на данном режиме блокировка гидротрансформатора включалась при более низких скоростях движения автобуса по сравнению с режимом 3А. Для выполнения указанного требования резистор $R3$ соединяется с выводом 3 штепсельного разъема XI , к которому подводится напряжение от бортовой сети при установке контроллера в положение 2А. В этом случае открывается транзистор $VT2$, резистор $R11$ подключается к массе, что обеспечивает увеличение падения напряжения в резисторе $R9$ и, как следствие, уменьшение силы тока $I_{н1}$, проходящего через инвертирующий вход усилителя $DA3$. Уменьшение силы тока $I_{н1}$ позволяет переключить усилитель $DA3$ в режим с высоким уровнем напряжения на выходе при меньшей силе тока $I_{н1}$, т. е. при более низкой скорости движения автобуса.

Узел логики (УЛ). При движении автобуса с низкой скоростью напряжения на выходах усилителей $DA1$, $DA2$ и $DA3$ (см. рис. 72) близко к нулю, что соответствует уровню «логического 0» для устройств, осуществляющих последующую обработку данных сигналов. По мере разгона автобуса высокое напряжение вначале появляется на выходе усилителя $DA1$, а затем последовательно на выходах усилителей $DA2$ и $DA3$. Данный уровень напряжения является уровнем «логической 1» при последующей обработке сигналов, которая выполняется с помощью дешифратора $DD1$, в качестве которого применена интегральная микросхема типа К511ИД1.

Дешифратор осуществляет преобразование различных комбинаций сигналов на выходе усилителей *DA1*, *DA2* и *DA3* в сигналы, необходимые для включения в заданной последовательности усилителей питания электромагнитов системы управления.

Дешифратор К511ИД1 имеет четыре входа, из которых используются только три (1, 2 и 4). В зависимости от комбинации сигналов с уровнями «логического 0» или «логической 1», подводимых к входам дешифратора, какой-либо один из его выходов соединяется с массой.

Таблица истинности дешифратора (табл. 20) содержит указания, каким комбинациям сигналов на входе дешифратора соответствует соединение с массой того или иного его выхода.

При выполненном в схеме управления соединении выхода усилителя *DA1* с входом 1 дешифратора и выходов усилителей *DA2*, *DA3* соответственно с входами 2 и 4 дешифратора напряжение с уровнем «логической 1» может появиться на входе с более высоким номером только при наличии такого уровня на входах с более низкими номерами. Такие комбинации сигналов, указанные в строках 1 — 4 табл. 20, в дальнейшем будут обозначаться термином «предусмотренные», поскольку они соответствуют нормальной работе пороговых устройств. Любая другая комбинация сигналов на входах дешифратора, указанная в строках 5 — 8 табл. 20, возможна только при нарушении нормальной работы пороговых устройств. Поэтому в дальнейшем такие комбинации сигналов обозначаются термином «непредусмотренные».

21. Подключение выходных усилителей питания электромагнитов к выходам дешифратора

Передача	Электромагнит	Транзисторы усилителя		Номер выхода дешифратора, соединенного с усилителем
		Выходной	Предвыходной	
Положение 3А контроллера				
Первая	ЭМ1	VT15	VT10	0
Вторая	ЭМ2	VT16	VT11	1
Третья	ЭМ3	VT12	VT17	3
Третья*	ЭМ3	VTJ2	VT17	3
Задний ход	ЭМбл	VT13	VT18	7
	ЭМз.х	VT14	VT8	
Положение 2А контроллера				
Первая	ЭМ1	VT15	VT10	0
Вторая	ЭМ2	VT16	VT11	1
Вторая*	ЭМ2	VT16	VT11	1 или 3
	ЭМбл	VT14	VT18	7

*С режимом блокировки гидротрансформатора.

Для обеспечения в процессе разгона автобуса порядка включения электромагнитов, указанного в табл. 19, соединение входов усилителей питания электромагнитов с выходами дешифратора выполнено в соответствии с данными табл. 21 (режимы 3А и 2А).

При работе гидрозамедлителя во время движения автобуса на второй и третьей передачах в системе управления осуществляется блокировка гидротрансформатора. Это необходимо для того, чтобы в дополнение к тормозному эффекту от работы гидрозамедлителя получить дополнительное тормозное усилие за счет реализации режима торможения двигателем. После включения в ГМП первой передачи во избежание остановки двигателя в процессе торможения автобуса осуществляется разблокировка гидротрансформатора. Это обеспечивается подключением базы транзистора *VT6* через резистор *R73* к выводу 1 разъема *X2*, в результате чего данный транзистор открывается одновременно с подачей команды на включение гидрозамедлителя. Вход усилителя включения блокировки гидротрансформатора (резистор *R83*) через переход коллектор — эмиттер транзистора *VT6* и диоды *VD22* и *VD23* соединяется соответственно с выходом 1 или 3 дешифратора, один из которых оказывается соединенным с массой при включении в ГМП второй или третьей передач. Тем самым на данных передачах обеспечивается блокировка гидротрансформатора, и ее отключение после включения в ГМП первой передачи, поскольку при этом отключаются от массы выходы 1 и 3 дешифратора.

Принудительное выключение электромагнита ЭМ3 в режиме 2А обеспечивается за счет соединения вывода 3 разъема *X1* с базой транзистора *VT12* (через диод *VD31*). Благодаря этому в режиме 2А напряжение от бортовой сети подводится к базе транзистора *VT12*, что приводит к закрытию транзисторов *VT12* и *VT17*, требуемому для выключения электромагнита ЭМ3.

При установке контроллера в положение 2А электромагнит ЭМ2 должен оставаться включенным даже в том случае, когда вследствие разгона автобуса напряжение высокого уровня появится на выходе усилителя *DA3* и входе 4 дешифратора, в результате чего произойдет отключение от массы выхода 1 дешифратора (к которому подключен вход усилителя питания электромагнита ЭМ2). Для обеспечения данного требования в схеме использован транзистор *VT9*, база которого через резистор *R75* подключена к выводу 3 разъема *X1*. В

положении 2А контроллера данный транзистор открывается, благодаря чему через его переход коллектор — эмиттер и диод VD26 соединяются между собой выход 1 и выход 3 дешифратора, который подключается к массе, как только от нее отключается выход 1 дешифратора. В результате сохраняется замкнутой входная цепь усилителя питания электромагнита ЭМ2.

Блок выходных усилителей (БВ). Все выходные усилители выполнены по одинаковой схеме. Каждый из них содержит два коммутирующих транзистора (выходной и предвыходной). Коллектор выходного транзистора соединен с обмоткой электромагнита ГМП, а база предвыходного транзистора через резистор подключена к соответствующему выходу дешифратора. Эмиттер выходного транзистора через небольшой резистор узла защиты от перегрузки, контакты КАЛ1 (см. рис. 72) реле КА1 защиты и соответствующие контакты контроллера управления подключаются к бортовой сети автобуса. Выходной усилитель открывается, когда соединяется с массой выход дешифратора, к которому подключена база предвыходного транзистора усилителя.

В положении 1 контроллера должны быть отключены электромагниты ЭМ2 и ЭМ3. Для выполнения этого требования база транзистора VT12 через диод VD3J, а база транзистора VT11 через диод VD37 подключены к выводу 4 разъема XI. В результате при установке контроллера в положение 1 напряжение бортовой сети окажется подведенным к базе транзисторов VT11 и VT12, что обеспечит закрытие транзисторов VT11 и VT16, требуемое для выключения электромагнита ЭМ2, и транзисторов VT12 и VT17, необходимое для выключения электромагнита ЭМ3.

Защита усилителей питания электромагнитов от перегрузки по току (в том числе при коротком замыкании в их выходной цепи) осуществляется элементами защиты, входящими в состав усилителя. Так, например, для защиты усилителя питания электромагнита ЭМ1 первой передачи используются транзисторы VT20 и VT25, конденсатор С7 и резисторы R94, R99, R105 и R106. Принцип действия такой защиты был описан выше (см. рис. 40). После срабатывания данной защиты для ее отключения необходимо переключение дешифратора в положение, соответствующее размыканию входной цепи усилителя, защита которого сработала, или следует установить контроллер управления в положение Н для отключения электронного блока от источника питания.

Блок, принудительного включения передач. Блок БП обеспечивает возможность принудительного включения первой передачи и передачи заднего хода при установке контроллера управления в положения соответственно 1 и 3.Х (см. рис. 74).

В положении 1 контроллера напряжение от бортовой сети через вывод 4 разъема XI, диод VD40 (см. рис. 72), контакты КА1.1 реле КА1 защиты и резистор R105 подводится к эмиттеру транзистора VT15 усилителя питания электромагнита ЭМ1, а через резистор R69 и стабилитрон VD21 данное напряжение подводится к базе транзистора VT8. Это обеспечивает открытие транзистора VTS, в результате чего включаются транзисторы VT10 и VT15, осуществляя подключение к бортовой сети электромагнита ЭМ1.

В положении 3.Х контроллера через контакт 1 разъема XI напряжение от бортовой сети через резистор R103 подводится к эмиттеру транзистора VT14 усилителя питания электромагнита ЭМ3.х. Кроме того, напряжение через диод VD41, резистор R70 и стабилитрон VD21 подводится к базе транзистора VT8, что обеспечивает его открытие. В результате включается транзистор VT14 и подключает электромагнит ЭМ3.х к бортовой сети.

Для защиты ГМП от недопустимого включения первой передачи или передачи заднего хода в случае движения автобуса со скоростями, выше заданных, используется транзистор VT7, входящий в БП. При движении автобуса с большой скоростью на выходе усилителя DA1 создается высокий уровень напряжения. Это обеспечивает включение транзистора VT7 и тем самым предотвращается возможность включения транзистора VT8 в случае ошибочной установки контроллера управления в положение 1 или 3.Х. Разрешение на принудительное включение первой передачи и передачи заднего хода поступает лишь после того, как вследствие снижения скорости автобуса усилитель DA1 переключается в состояние с низким уровнем напряжения на его выходе.

При установке контроллера управления в положение 3.Х напряжение от вывода 1 разъема XI подводится к резистору R1. Это обеспечивает открытие транзистора VT1, благодаря чему уменьшается сила тока, проходящего через инвертирующий вход усилителя DA1. В результате переключение усилителя DA1 в режим высокого уровня напряжения на его выходе будет происходить при более низкой скорости автобуса, чем при установке контроллера в положение 1. Поэтому включение передачи заднего хода оказывается возможным при меньшей скорости автобуса по сравнению с допустимой для включения первой передачи.

Система защиты предохраняет ГМП от включения первой передачи или передачи заднего хода, если они до этого не были включены. Однако в тех случаях, когда та или другая из этих передач уже была включена, то независимо от скорости движения автобуса они не будут выключаться. Это достигается за счет действия транзистора VT5 (см. рис. 72), который открывается, как только происходит включение передачи заднего хода или первой передачи. В результате к базе транзистора VT5 подводится напряжение (через резистор R80 от коллектора транзистора VT15 или через резистор R78 от коллектора транзистора VT14). Открытый транзистор VT5 независимо от уровня напряжения на выходе усилителя DA1 обеспечивает отсутствие напряжения на базе транзистора VT7. Поэтому транзистор VT7 оказывается закрытым и не будет препятствовать включению транзистора VT8.

Узел защиты (VЗ). Ошибочная подача команды на одновременное включение двух и более электромагнитов может иметь место при неисправностях элементов управления выходными усилителями электронного блока или в случае пробоя транзисторов этих усилителей, вследствие чего они становятся неуправляемыми.

Для того чтобы исключить аварийное включение ГМП при любой из указанных неисправностей, в системе управления используется специальное электромагнитное реле защиты. Контакты реле размыкаются и отключают усилители питания электромагнитов от бортовой сети при поступлении от системы управления команды на срабатывание защиты.

Основным управляющим элементом устройства защиты является операционный усилитель *DA6* (интегральная микросхема К553УД2).

К инвертирующему входу 4 усилителя (см. рис. 72) через резистор *R28* подводится постоянное напряжение от делителя напряжения, образованного резисторами *R22* и *R23*.

Неинвертирующий вход 5 усилителя через резисторы *R5*, *R6*, *R12*, *R13* и разделительные диоды *VD1*, *VD2*, *VD3* и *VD4* соединен с коллекторами выходных транзисторов *БУ*. Кроме того, к входу 5 усилителя подводится напряжение от средней точки делителя напряжения, образованного резисторами *R17* и *R18*. Номиналы указанных резисторов выбраны таким образом, что при включении одного (любого) из выходных усилителей питания электромагнитов напряжение на инвертирующем входе 4 усилителя *DA6* превышает напряжение на его неинвертирующем входе 5. В этом случае напряжение на выходе усилителя *DA6* имеет низкий уровень, недостаточный для открытия транзистора *VT3*. В результате обеспечивается открытие транзистора *VT4* с подключением к бортовой сети обмотки *КА1* реле защиты. При срабатывании этого реле замыкаются его нормально разомкнутые контакты *КА1.1*, благодаря чему через них подводится напряжение от бортовой сети к эмиттерам выходных транзисторов *БУ*. В случае же одновременного (непредусмотренного) включения двух и более выходных усилителей к неинвертирующему входу 5 усилителя *DA6* подводится напряжение, которое превышает напряжение, подводимое к его инвертирующему входу 4. Это приводит к появлению напряжения высокого уровня на выходе усилителя, следствием чего является открытие транзистора *VT3* и закрытие транзистора *VT4* с отключением от бортовой сети обмотки *КА1* реле защиты. В результате происходит выключение реле с разрывом его размыкающих контактов и отключением *БУ* от бортовой сети. За счет замыкания при этом замыкающих контактов *КА1* реле включается цепь питания лампы индикации срабатывания защиты. Через резистор *R68* и диод *VD19* подается напряжение на базу транзистора *VT7*, открытие которого обеспечивает выключение транзистора *VT8*, благодаря чему в случае непредусмотренного схемой включения двух выходных усилителей исключается возможность принудительного включения как первой передачи, так и передачи заднего хода. Как только на выходе усилителя *DA6* появляется напряжение высокого уровня, оно через диод *VD11* и резистор *R38* подводится к входу 5 усилителя. Это обеспечивает повышение напряжения на неинвертирующем входе 5 усилителя до значения, которое превышает напряжение на инвертирующем входе 4 усилителя даже при условии выключения всех усилителей питания электромагнитов.

Под действием в усилителе *DA6* положительной обратной связи защита не отключается и после того, как в результате ее срабатывания выключаются все усилители питания и электромагнитов. Для отключения защиты водитель должен сначала перевести контроллер в положение Я, а затем вновь установить его в требуемое положение.

Устройство защиты от непредусмотренного включения низших передач при отказе датчика скорости является ответственным элементом электронной системы управления ГМП, так как отказ датчика скорости воспринимается системой, как остановка автобуса. В результате этого должна последовать команда на включение первой передачи, что при движении автобуса с высокой скоростью может привести к созданию аварийной ситуации.

Принцип действия рассматриваемой защиты основан на контроле сопротивления обмотки датчика скорости. В состав устройства защиты входят токоразностные усилители *DA4*, *DA5*, резисторы *R55* — *R63* и диоды *VD17*, *VD18* (см. рис. 72).

Особенности работы такого устройства защиты были изложены выше. В случае отказа датчика скорости на выходе усилителя *DA4* или *DA5* появляется напряжение высокого уровня. Это напряжение через резистор *R47* подводится к базе транзистора *VT3*, что приводит к его открытию и закрытию транзистора *VT4* с разрывом цепи питания обмотки *КА1* реле защиты. В результате выключается реле, что обеспечивает отключение всех электромагнитов системы управления ГМП от бортовой сети автобуса.

В случае отказа порогового устройства на его выходе независимо от скорости движения автобуса может появиться сигнал, соответствующий либо уровню «логического 0» или уровню «логической 1». Непредусмотренное при этом появление напряжения с уровнем «логической 1» на любом из выходов дешифратора не является опасным для эксплуатации автобуса, поскольку в таком случае может лишь произойти самопроизвольное переключение на высшую передачу. Значительно опаснее случаи непредусмотренного уменьшения напряжения на выходе дешифратора до уровня «логического 0», поскольку в результате этого может быть выработана команда на самопроизвольное включение низших передач.

В рассматриваемой системе управления использование в качестве узла логики дешифратора *DD1* позволило уменьшить опасность такого непредусмотренного включения низших передач.

Если во время движения автобуса с высокой скоростью вследствие отказа усилителей *DA1* или *DA2* напряжение на входе 1 или 2 дешифратора снижается до уровня «логического 0», то это приводит к появлению непредусмотренной комбинации сигналов на входе дешифратора (табл. 20). В результате отключаются от массы выходы 0, 1, 3 и 7 дешифратора, которые подключают цепи питания всех выходных усилителей. Тем самым предотвращается самопроизвольное аварийное включение низших передач. С целью предотвращения

переключения ГМП в нейтральное положение, что в ряде случаев нежелательно с точки зрения безопасности эксплуатации автобуса, в схеме управления выполнено соединение между собой выходов 2 — 6 дешифратора, благодаря чему при любой непредусмотренной комбинации сигналов на входе дешифратора во время движения автобуса с высокой скоростью обеспечивается включение третьей передачи.

22. Порядок переключения передач при отказе усилителей пороговых устройств

Скорость автобуса	Номер входа дешифратора			Номер выхода, соединенного с массой	Передача
	1	2	4		
<i>Усилители исправны</i>					
0— V_{I-II}	0	0	0	0	Первая
$V_{I-II} — V_{II-III}$	1	0	0	1	Вторая
$V_{II-III} — V_{III-(III+Бл)}$ *	1	1	0	3	Третья
Более $V_{III-(III+Бл)}$	1	1	1	7	Третья**
<i>Отказ усилителя DA1</i>					
0— V_{I-II}	0	0	0	0	Первая
$V_{I-II} — V_{II-III}$	0	0	0	0	»
$V_{II-III} — V_{III-(III+Бл)}$	0 0	1	0	2 6	Третья »
Более $V_{III-(III+Бл)}$		1	1		
<i>Отказ усилителя DA2</i>					
0— V_{I-II}	0	0	0	0	Первая
$V_{I-II} — V_{II-III}$	1	0	0	1	Вторая
$V_{II-III} — V_{III-(III+Бл)}$	1	0	0	1	»
Более $V_{III-(III+Бл)}$	1	0	1	5	Третья
<i>Отказ усилителей DA1 и DA2</i>					
0— V_{I-II}	0	0	0	0	Первая
$V_{I-II} — V_{II-III}$	0	0	0	0	»
$V_{II-III} — V_{III-(III+Бл)}$	0 0	0 0	0	0 1	» Третья
Более $V_{III-(III+Бл)}$			1		

* $V_{III-(III+Бл)}$ — скорость, соответствующая включению блокировки гидротрансформатора .

** С режимом блокировки гидротрансформатора.

В табл. 22 приведен порядок переключения передач при различных скоростях движения автобуса для любых вариантов отказов усилителей DA1 и DA2. Анализ данных показывает, что в случае отказа одного из этих усилителей в зоне средних и низких скоростей движения в худшем случае произойдет переключение «вниз» только на одну передачу.

Лишь в случае одновременного отказа обоих усилителей, что мало вероятно, в диапазоне скоростей $V_{II-III} — V_{III-(III+Бл)}$ возможно переключение «вниз» на две передачи, а в остальных диапазонах скоростей может иметь место переключение «вниз» только на одну передачу.

Следует отметить, что при незначительном усложнении схемы возможно предотвратить переключение «вниз» на две передачи в случае отказа обоих усилителей. Для этого достаточно соединить выход усилителя DA2 с инвертирующим входом усилителя DA3 (через резистор R52 и диод VD15, как это показано штриховой линией на рис. 72). Благодаря такому подключению в случае отказа усилителя DA2 переход усилителя DA3 в режим с высоким уровнем выходного напряжения произойдет при более низкой скорости автобуса, т. е. наиболее опасная комбинация на входах дешифратора (000) сместится в зону меньших скоростей движения автобуса.

МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ

Микропроцессорные системы управления в последнее время все чаще используют для управления ГМП автобусов, грузовых и легковых автомобилей. Система управления фирмы «Аллисон» с условным

обозначением АТЕС предназначена для управления трех- пятиступенчатыми ГМП, оборудованными блоком электромагнитных клапанов (ЭМ ГМП). С помощью этих клапанов осуществляется управление исполнительными устройствами (фрикционными) ГМП. Система АТЕС (рис. 75) является многофункциональной системой управления. В зависимости от сигналов, поступающих от датчика скорости ДС, контролирующего скорость автомобиля, и датчика нагрузки ДН двигателя, микропроцессор в соответствии с заложенной в него программой и с учетом положения контроллера управления КУ вырабатывает команды на переключение передач и блокировку гидротрансформатора. Эти сигналы усиливаются силовыми элементами системы управления и далее поступают к электромагнитам привода соответствующих гидравлических клапанов. Исполнительными устройствами ГМП являются фрикционы, включением и выключением которых управляют указанные гидравлические клапаны.

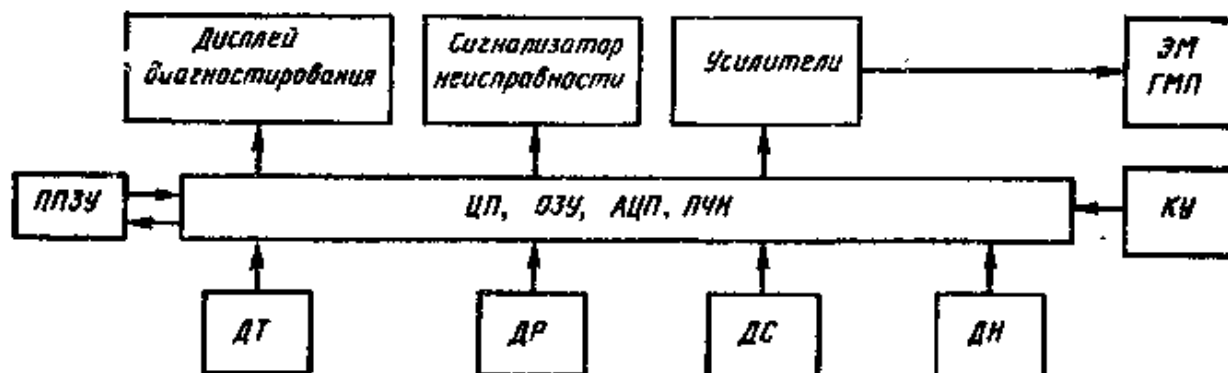


Рис. 75. Структурная схема микропроцессорной системы управления ГМП грузовых автомобилей

Кроме выработки сигналов на переключение передач система управления осуществляет ряд функций защиты передачи от аварийных режимов, а также используется для диагностирования состояния узлов ГМП по сигналам датчиков температуры масла ДТ и давления в системе ДР.

ГМП является сложным и дорогостоящим агрегатом, поэтому своевременная сигнализация о возможных ее неисправностях позволяет существенно повысить эксплуатационную надежность ГМП. Система может быть применена для управления трансмиссиями различного типа благодаря тому, что корректировка алгоритма управления применительно к различным типам трансмиссий требует лишь изменения программы, записываемой в ППЗУ, т. е. сама система не претерпевает никаких конструктивных изменений.

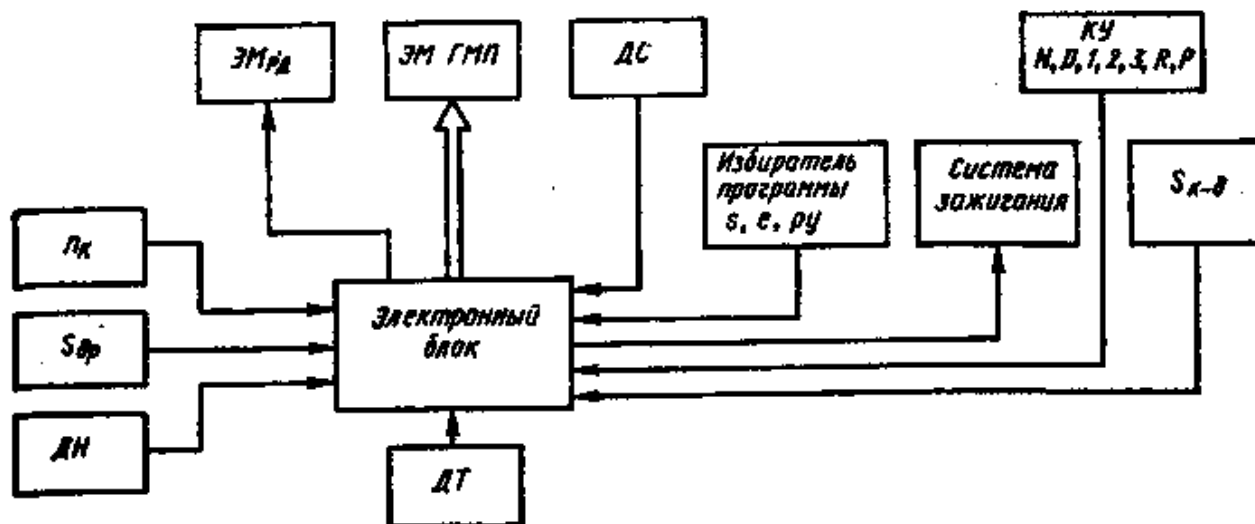


Рис. 76. Структурная схема микропроцессорной системы управления ГМП

Использование микропроцессорной системы управления ГМП обеспечивает переключение передач при скоростях движения автомобиля, отличающихся не более чем на 1 % от их оптимальных значений. При применении гидравлической системы управления допуск скоростей, соответствующих переключению передач, составляет 5 — 10%.

Сравнительные испытания ГМП с гидравлической и микропроцессорной системами управления показали, что применение последней позволяет экономить до 7 — 8 % топлива.

Система управления АТЕС выполняет следующие защитные функции:

предотвращает возможность включения передачи заднего хода при скорости движения выше установленного предела;

запрещает переключений передач в случае пробуксовывания или блокировки колес автомобиля при торможении, благодаря чему исключается ошибочное действие системы управления;

предотвращает чрезмерное увеличение частоты вращения коленчатого вала при спуске с горы с включенным замедлителем.

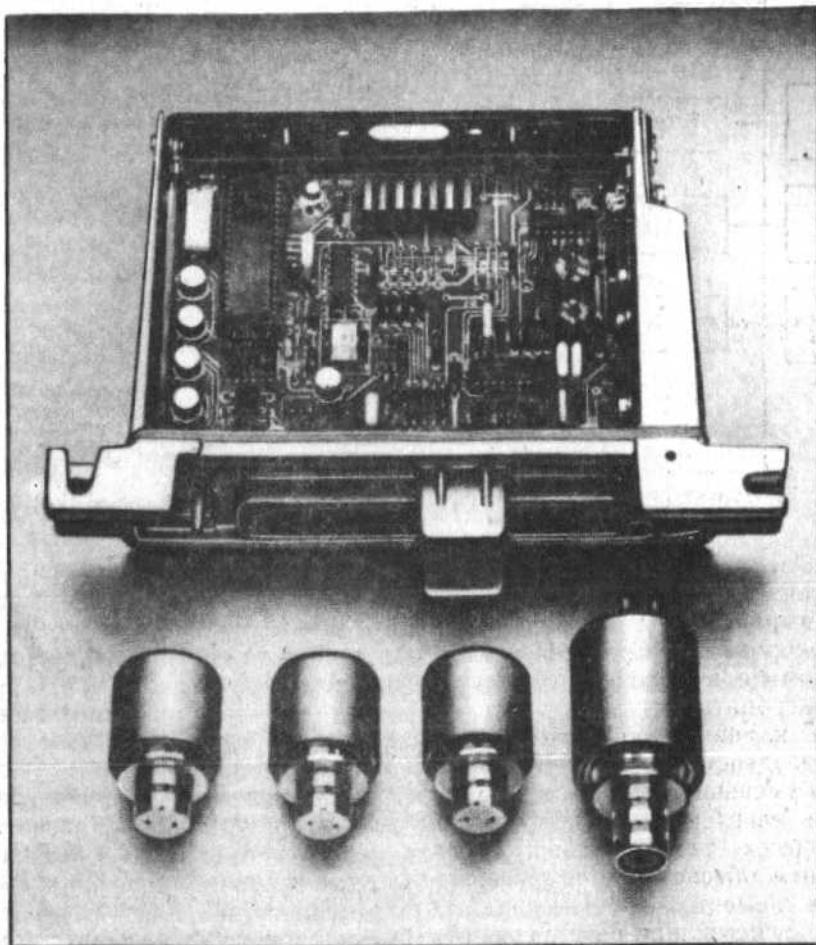


Рис. 77. Электронный блок микропроцессорной системы управления ГМП и электромагнитные клапаны

Кроме того, система управления, будучи связанной с встроенными устройствами диагностирования, не только сигнализирует водителю о наличии каких-либо неисправностей или отклонении показателей ГМП от нормы (перегрев масла или недопустимое изменение давления в гидросистеме), но и записывает в памяти эти данные для последующего анализа причин появления неисправностей.

Микропроцессорная система управления для четырехступенчатой планетарной ГМП типа 4НР22 [39] предназначена для применения в легковых автомобилях (БВМ) большого класса. Структурная схема ее представлена на рис. 76, а электронный блок на рис. 77.

Режим автоматического переключения передач реализуется при установке контроллера управления КУ в положение D. При этом в зависимости от положения избирателя программ, заранее устанавливаемого водителем в то или иное положение, обеспечивается переключение передач по программе *e*, соответствующей наилучшей топливной экономичности или по программе *s*, позволяющей реализовать наивысшие динамические показатели автомобиля.

При переключении передач по программе *s* четвертая передача не включается. Данный режим переключения используют при эксплуатации автомобиля в горных условиях или при движении с прицепом.

Установка избирателя программ в положение *ру* (ручное управление) обеспечивает отключение автоматики, что позволяет водителю с помощью контроллера управления принудительно включать первую — третью передачи переднего хода, а также передачу заднего хода (см. рис. 76, положение *R*). Положение *P* контроллера используется для механического соединения ведущего вала ГМП с картером для обеспечения затормаживания неподвижного автомобиля во время стоянок.

Электронный блок выполняет следующие функции управления:

вырабатывает команды на переключение ступеней передачи и блокировку гидротрансформатора в зависимости от скорости автомобиля и нагрузки двигателя путем подключения к источнику электропитания электромагнитов ЭМ ГМП привода гидравлических клапанов управления тормозами ГМП;

воздействует на электронную систему зажигания двигателя для уменьшения крутящего момента двигателя, что позволяет снизить нагрузки в трансмиссии автомобиля и увеличить плавность процесса переключения в период переключения передач. Тем самым обеспечивается уменьшение работы буксования фрикционных элементов системы управления ГМП;

осуществляет регулирование давления в гидросистеме ГМП с учетом режима ее работы путем воздействия на электромагнит ЭЛР_д системы регулирования давления, что позволяет снизить потери в ГМП, и благоприятно влияет на плавность процесса переключения передач;

корректирует режимы переключения в зависимости от теплового режима двигателя благодаря подключению электронного блока к датчику температуры ДТ;

обеспечивает режим переключения передач, соответствующий максимальному использованию мощности двигателя, при подаче сигнала от выключателя кикдаун S_k — д;

защищает передачу от аварийных режимов в случае неправильных действий водителя или отказа элементов системы управления. В частности, система защиты предотвращает возможность ошибочного включения передачи заднего хода при движении автомобиля вперед со скоростью выше заданной. Также исключается возможность переключения с третьей на вторую и со второй на первую передачу при скоростях движения, превышающих их заданные максимальные значения.

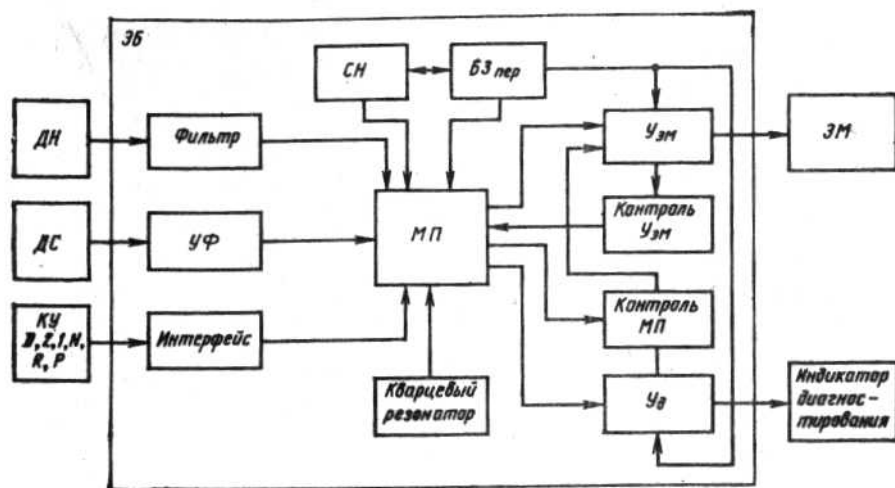


Рис. 78. Структурная схема микропроцессорной системы управления ГМП легковых автомобилей

В случае отключения системы управления от источника питания осуществляется автоматическое включение третьей передачи (с помощью подпружиненного гидравлического клапана-).

Микропроцессорная система применяется для управления трехступенчатыми планетарными ГМП легковых автомобилей «Рено» мод. R9s, 18; и «Фуэго» [36, 40].

В зависимости от положения рычага контроллера управления КУ (рис. 78) сигналы от него через интерфейс поступают в микропроцессор МП, что обеспечивает следующие режимы работы ГМП: автоматическое переключение всех трех передач (положение D контроллера), автоматическое переключение первой и второй передач (положение 2), принудительное включение первой передачи (положение 1), передачи заднего хода (положение R), установка в нейтраль (положение N) и блокировка передачи (положение P).

Переключением передач при установке контроллера в положения D, 2 и 1 управляют два клапана с электромагнитным приводом (ЭМ1 и ЭМ2). Порядок включения этих клапанов на различных передачах приведен ниже (знаком + отмечено подключение электромагнитов их привода к источнику питания).

Положение контроллера	D	D	D	D	2	2	1
Передача	Первая	Вторая	(Вторая — третья)	Третья	Первая	Вторая	Первая
Включение электромагнитов:							
ЭМ1	—	+	(+)	—	—	+	—
ЭМ2	+	+	(—)	—	+	+	+

Примечание. Данные в скобках соответствуют режиму переключения передач.

При отключении электромагнитов от источника питания в случае установки контроллера в положения 1, 2 и D включается третья передача, а установка контроллера в положения R, N и P обеспечивает включение соответственно передачи заднего хода, нейтрали и режима блокировки передач.

Структурная схема рассматриваемой микропроцессорной системы управления представлена на рис. 78. Основным элементом ее электронного блока ЭБ является микропроцессор типа 80A22, в состав которого входят собственно микропроцессор, счетчик, генератор, ОЗУ с памятью объемом 64 слова, ПЗУ с памятью объемом 2048 слов, 28 линий ввод-вывод, из которых две идут от входящего в состав микропроцессора аналого-цифрового преобразователя и еще две рассчитаны на выходной ток до 7 мА. Допустимое напряжение питания микропроцессора 4,5 — 6,5 В, рабочий температурный диапазон от — 40 до 100 С, число команд — более 70. По существу, данный микропроцессор является микроЭВМ.

Автоматическое переключение передач осуществляется в зависимости от двух параметров — скорости движения автомобиля и нагрузки двигателя. Требуемые для этой цели сигналы поступают в электронный блок через усилитель-формирователь УФ от датчика скорости ДС автомобиля индукторного типа и через фильтр — от датчика нагрузки ДН двигателя, выполненного в виде потенциометра, приводящегося от педали подачи топлива. С помощью этого потенциометра реализуется и режим кикдаун, используемый для обгонов.

Связь потенциометра с педалью управления дроссельной заслонкой выполняется таким образом, что при полностью опущенной педали напряжение на его выходе не снижается до нуля. Наличие на выходе потенциометра напряжения не ниже определенного уровня является индикатором его исправности и используется в системе защиты ГМП от неправильного срабатывания. С учетом сигналов, получаемых от датчиков скорости автомобиля и нагрузки двигателя, в соответствии с заданной программой микропроцессор вырабатывает команды управления клапанами ЭМ1 и ЭМ2, обеспечивающие требуемые переключения передач. Для того чтобы произошло переключение со второй на третью передачу, необходимо отключить от источника питания оба клапана. Однако нельзя гарантированно обеспечить строго одновременного выключения обоих клапанов, в связи с чем возможен случай, когда клапан ЭМ1 выключится несколько раньше клапана ЭМ2. В результате какое-то время при выключенном клапане ЭМ1 клапан ЭМ2 окажется включенным. Это соответствует включению первой передачи, т. е. вместо того, чтобы произошло переключение со второй на третью передачу, будет иметь место переход со второй на первую передачу.

Для предотвращения такой возможности микропроцессорная система управления после выработки команды перехода со второй на третью передачу, задерживает на небольшой период времени выключение клапана ЭМ1, благодаря чему в период переключения возможна только комбинация в виде открытого клапана ЭМ1 и закрытого клапана ЭМ2 с последующим закрытием обоих клапанов.

Помимо выработки команд на переключение передач микропроцессорная система управляет перекрытием включения фрикционов и тормозов ГМП, обеспечивая необходимую плавность процесса переключения.

Программой, заложенной в микропроцессорную систему, предусмотрено выполнение следующих защитных функций: предотвращение непредусмотренного переключения со второй или третьей на первую передачу при отказе датчика скорости. Для решения этой задачи сигнал датчика скорости автомобиля после его поступления в микропроцессор сравнивается с пороговым сигналом, соответствующим скорости движения 3 км/ч. Если при движении автомобиля на второй или третьей передачах сигнал преобразователя оказался ниже порогового сигнала, то это свидетельствует о неисправности преобразователя, и переключение на первую передачу запрещается. Одновременно выдается сигнал неисправности на контрольную лампу;

исключение неправильного функционирования системы управления в случае отказа датчика нагрузки. Если такой отказ происходит и напряжение на выходе датчика снижается до нуля, вместо заданного минимального его значения при исправном датчике, то система управления не принимает сигналов от датчика нагрузки и при этом включается третья передача;

контроль прохождения в микропроцессоре заданной программы. Для этой цели в конце выполнения микропроцессором отдельных участков программы выдается короткий импульс, который запускает одновибратор. Сигнал, вырабатываемый одновибратором, более продолжительный, чем период выполнения участка программы между двумя соседними импульсами. Благодаря этому при нормальном функционировании микропроцессора на выходе одновибратора все время поддерживается высокий уровень сигнала. Если же в работе микропроцессора происходят остановки или «зацикливание», то на выходе одновибратора появляется напряжение низкого уровня, что является сигналом неисправности. Этот элемент защиты, имеющий обозначение «Контроль МП» (см. рис. 78) обеспечивает отключение усилителей УЭМ питания электромагнитов клапанов;

проверка правильности прохождения команд через усилители УЭМ питания электромагнитов клапанов сопоставлением сигналов на входах и выходах усилителей. При несоответствии этих сигналов микропроцессор вырабатывает команду на выключение усилителей. Блок защиты БЗ_{пер} предотвращает ошибочные переключения во время переходных процессов в системе.

Помимо выполнения защитных операций микропроцессор все обнаруженные неисправности через усилитель диагностики У_д отображает на индикаторе диагностики, сигнализируя о них водителю. Кроме того, код этих неисправностей записывается в память микропроцессора и сохраняется в ней до тех пор, пока к микропроцессору подведено напряжение питания.

Микропроцессорные системы управления ГМП, так же как и электронные системы управления с «жесткой» логикой, осуществляют переключение передач по одинаковому принципу, то есть в зависимости от двух

параметров — скорости автомобиля и нагрузки двигателя. Особенность применения микропроцессорных систем заключается в том, что с их помощью наилучшим образом могут быть решены задачи регулирования давления в гидросистеме, диагностирования состояния узлов ГМП, вопросы защиты передачи от аварийных режимов, а также вспомогательные информационные задачи (с помощью цифровых спидометров, тахометров и т. д.). Микропроцессорные системы могут быть использованы и для регулирования темпа включения фрикционов ГМП с целью обеспечения высокой плавности движения автомобиля во время переключения передач.

АНТИБЛОКИРОВОЧНЫЕ ТОРМОЗНЫЕ СИСТЕМЫ

Из теории автомобиля известно, что качение колеса в процессе его затормаживания может происходить только в том случае, когда тормозной момент, прикладываемый к колесу, уравновешивается реактивным моментом, равным произведению нормальной нагрузки P_z , действующей на колесо, на продольный коэффициент его сцепления с дорогой ϕ_n . Величина коэффициента сцепления ϕ_n зависит как от состояния дорожного покрытия, так и от величины проскальзывания колеса по отношению к покрытию. Величину проскальзывания колеса оценивают безразмерным коэффициентом

$$s = (v_a - v_T) / v_a,$$

где v_a — скорость автомобиля; v_T — скорость колеса в точке его соприкосновения с дорожным покрытием.

При увеличении s от нуля до определенной величины $s_{кр}$ (рис. 79) происходит увеличение коэффициента ϕ_n . В диапазоне значений $s = s_{кр} - 1$ по мере увеличения значения s коэффициент ϕ_n уменьшается. Вследствие этого если тормозной момент M_T , прикладываемый к колесу, не превысит значения $P_z \phi_{nmax}$, то в процессе торможения автомобиля будет иметь место качение колеса при одновременном его проскальзывании. Величина этого проскальзывания установится именно такой, какая необходима для получения коэффициента $\phi_{пт}$ определяемого выражением $\phi_{пт} = M_T / P_z$.

Если же момент M_T окажется больше произведения $P_z \phi_{nmax}$, то даже при значении $s = s_{кр}$ реактивный момент не сможет уравновесить тормозной момент. В результате этого скольжение s превысит значение $s_{кр}$, что повлечет за собой дальнейшее уменьшение коэффициента ϕ_n и в конечном итоге вызовет блокировку колеса.

Поскольку при $s=1$ коэффициент ϕ_n значительно меньше значения $\phi_{пт}$, тормозные качества автомобиля при блокировке колес существенно ухудшаются. Блокировка колес автомобиля крайне нежелательна еще и потому, что в этом случае происходит резкое уменьшение поперечного (бокового) коэффициента сцепления ϕ_b колеса с дорогой, как это показано на рис. 79. В результате могут быть потеряны устойчивость и управляемость автомобиля.

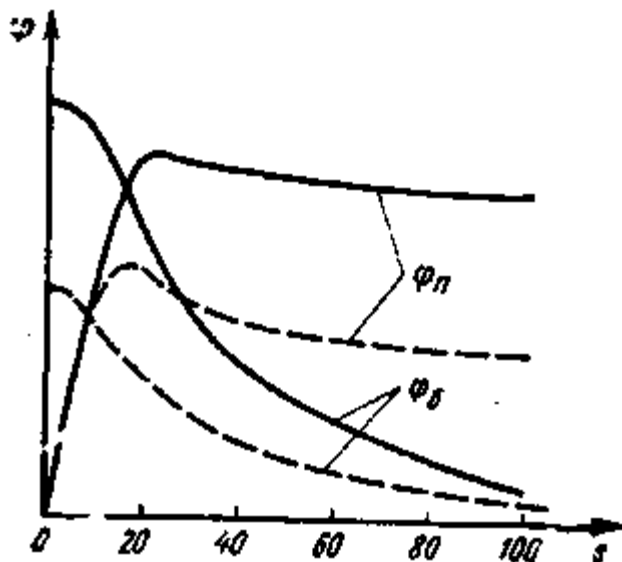


Рис. 79. Зависимость продольного ϕ_n и поперечного ϕ_b коэффициентов сцепления автомобильного колеса от величины его проскальзывания s :

----- сухая дорога;

- - - - скользкая дорога

Очевидно, что названные опасные последствия могут иметь место в случае торможения автомобиля при низких значениях коэффициентов сцепления ϕ_n и ϕ_b . Поэтому основной задачей антиблокировочных тормозных систем является поддержание в процессе торможения автомобиля такого тормозного момента, который при данном состоянии дорожного покрытия исключит возможность блокировки колес и обеспечит максимально возможный эффект торможения.

Для решения данной задачи антиблокировочная система (АБС) должна в зависимости от характера изменения частоты вращения затормаживаемых колес автоматически изменять давление в цилиндрах или тормозных камерах исполнительных тормозных механизмов. При этом необходимо обеспечить высокое быстродействие регулирования давления, для чего используют быстродействующие клапанные устройства с электромагнитным приводом (так называемые модуляторы давления).

Многолетний опыт разработки и исследования антиблокировочных устройств показал, что очень жесткие требования, предъявляемые к этим устройствам, могут быть удовлетворены только при условии применения электронных систем управления. В настоящее время уже серийно выпускается ряд электронных антиблокировочных тормозных систем на базе как электронных блоков с жесткой логикой, так и микропроцессорных комплектов. Они предназначены для автомобилей, имеющих гидравлический и пневматический привод тормозных механизмов, причем может быть обеспечено индивидуальное управление процессом торможения каждого из колес и одновременное воздействие на несколько затормаживаемых колес.

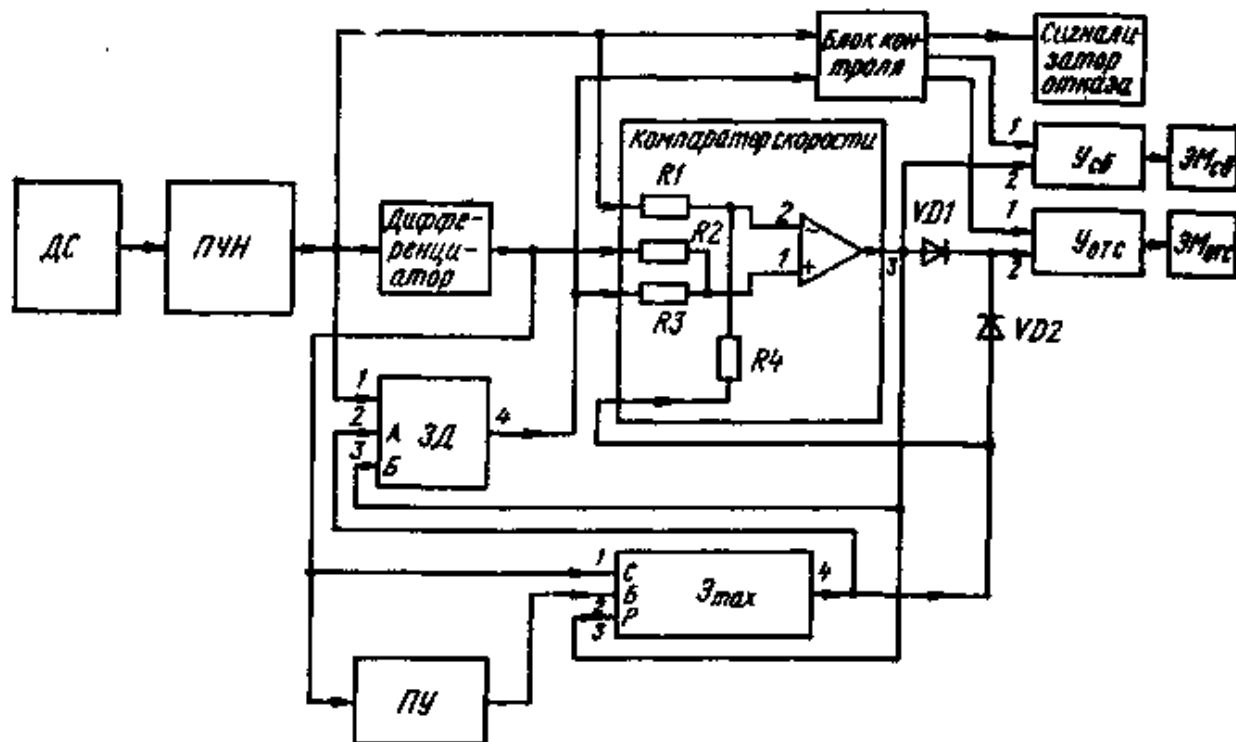


Рис. 80. Структурная схема электронной антиблокировочной системы управления тормозами

Рассмотрим принцип действия различных АБС [6, 11, 22]. Следует отметить, что для обеспечения нормального функционирования системы она должна непрерывно сравнивать скорость автомобиля и частоту вращения затормаживаемого колеса.

Основная трудность решения этой задачи связана с отсутствием надежных и простых прямых методов определения скорости автомобиля, т. е. методов, не связанных с измерением частоты вращения его колес. Поэтому для оценки скорости автомобиля в АБС используют те или иные косвенные методы, в основном основанные на запоминании частоты вращения колес в определенные периоды времени. Способ решения данной задачи и последующая обработка получаемого сигнала являются факторами, существенно влияющими на алгоритм АБС.

Известно очень большое число самых различных алгоритмов АБС, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки. Однако по большинству показателей в настоящее время предпочтение отдается алгоритмам, основанным на сопоставлении реальной частоты вращения колеса и так называемой опорной частоты вращения, рассчитываемой в каждый момент времени системой управления [22].

В большинстве современных АБС изменение давления в исполнительных устройствах тормозных систем организовано по трехфазовому циклу. При таком цикле наряду с процессами увеличения или уменьшения давления в цилиндрах (или камерах) тормозного привода предусмотрена также фаза (называемая «отсечкой») поддержания в них постоянного давления. В течение этой фазы рабочая полость цилиндров (или тормозных камер) отсоединена как от источника давления, так и от атмосферы (при пневмоприводе тормозных механизмов) или от полости слива (при гидроприводе тормозных механизмов).

Благодаря высокой чувствительности системы управления процесс поддержания ею требуемого тормозного усилия обеспечивается за счет непрерывного повторения циклов регулирования давления. Частота следования

этих циклов составляет 5 — 10 Гц. При этих условиях наличие фазы «отсечки» позволяет существенно уменьшить расход сжатого воздуха или снизить подачу гидронасоса.

На первом этапе применения АБС выявились их серьезные недостатки, основной из которых — недостаточная надежность [38]. В результате последующей доработки АБС эти недостатки были устранены, и в настоящее время антиблокировочные системы получают все большее распространение. Однако ввиду относительно высокой стоимости этих систем они в основном используются на магистральных многоосных автопоездах. Для легковых автомобилей массового производства АБС пока что являются слишком дорогим оборудованием.

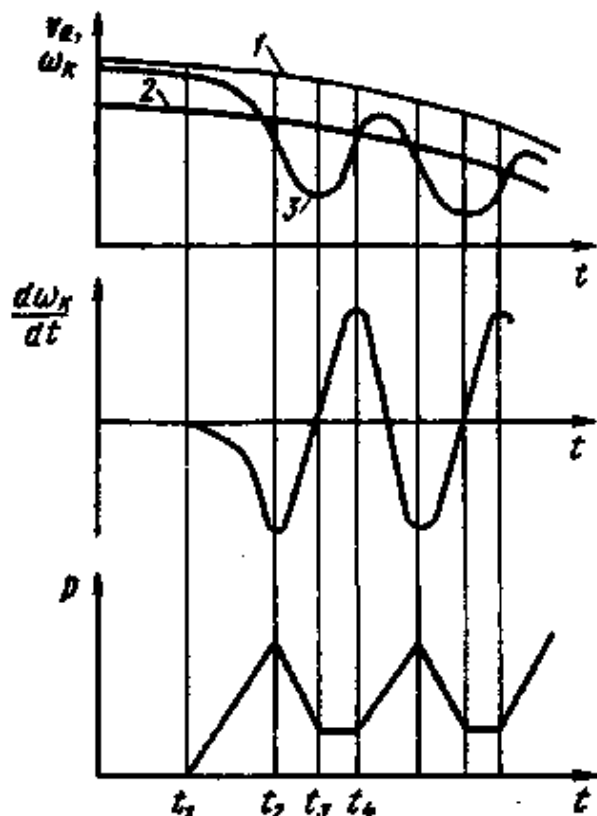


Рис. 81. Изменение скорости v_w , ω_k и dw_k/dt и давления P при работе антиблокировочной системы:

1 — частота вращения колеса, пропорциональная скорости автомобиля; 2 — частота вращения колеса при «идеальном» режиме торможения; 3 — фактическая частота вращения колеса

В качестве примера реализации АБС на базе аналоговой схемотехники рассмотрим принцип действия системы такого типа, разработанной для автомобилей с пневмоприводом тормозных механизмов. Система управления действует по трехфазному циклу, а ее алгоритм основан на сопоставлении «опорного» сигнала с сигналом, определяющим фактическую частоту вращения затормаживаемого колеса (А. с. 553142, СССР, МК№ В 60 Т 8/08). Рассмотрим принцип действия системы управления (рис. 80). Будем считать, что торможение автомобиля происходит на скользкой дороге, вследствие чего в процессе торможения частота вращения затормаживаемого колеса снижается быстрее, чем уменьшается скорость автомобиля v_a (рис. 81). На рис. 81 t_1 — время начала торможения, а t_2 — время, при котором разность сигналов, определяемых кривыми 1 и 5, достигнет заданной величины. В момент времени t_2 тормозная камера отключается от источника давления и одновременно соединяется с атмосферой, что обеспечивает перевод системы регулирования в фазу «сброс» давления. Падение давления P будет продолжаться до тех пор, пока вследствие уменьшения тормозного момента не прекратится замедление колеса.

В этот момент времени ($t=t_3$) произойдет изменение знака производной dw_k/dt , в результате чего выработается сигнал для прекращения снижения давления в тормозной камере путем перевода системы регулирования в режим «отсечка».

Тормозная система обладает определенной инерционностью, поэтому замедление колеса несколько отстает по времени от падения давления в тормозной камере. В результате к моменту, когда прекращается замедление колеса, давление в тормозной камере успевает снизиться в большей степени, чем это было бы необходимо в случае высокого быстродействия тормозной системы. Вследствие этого в период действия фазы «отсечка» будет иметь место разгон колеса. Когда в процессе этого Разгона при $t=t_4$ ускорение колеса и, следовательно, производная dw_k/dt достигнут максимума, это будет означать, что сцепление колеса с дорогой восстановилось,

в связи с чем следует увеличить тормозной момент. Исходя из этого, система управления подает команду к переходу от фазы «отсечка» к фазе «увеличение» давления.

23. Режим работы задатчика

Состояние затормаживаемого колеса	Режим работы ЗД	Напряжение на входах А и Б задатчика		$U_{ЗД}$	Скорость изменения напряжения на входе задатчика $dU_{ЗД}/dt$. В/с
		U_A	U_B		
Не блокируется	Слежение	Н	Н	$0,7U_{пчн}$	$<3,5$
Замедление	Память		В	Постоянное, равное $U_{Здо}$	$>3,5$
Разгон	Перезапись	В	Н	$0,7 U_{пчн}$	Любая

Примечания: В — высокий уровень напряжения; Н — низкий уровень напряжения; $U_{Здо}$ — опорное напряжение на выходе задатчика.

После этого весь описанный процесс работы системы будет многократно повторяться, причем сигнал, определяющий частоту вращения колеса, в каждом новом цикле будет сравниваться с откорректированным для этого цикла «опорным» сигналом.

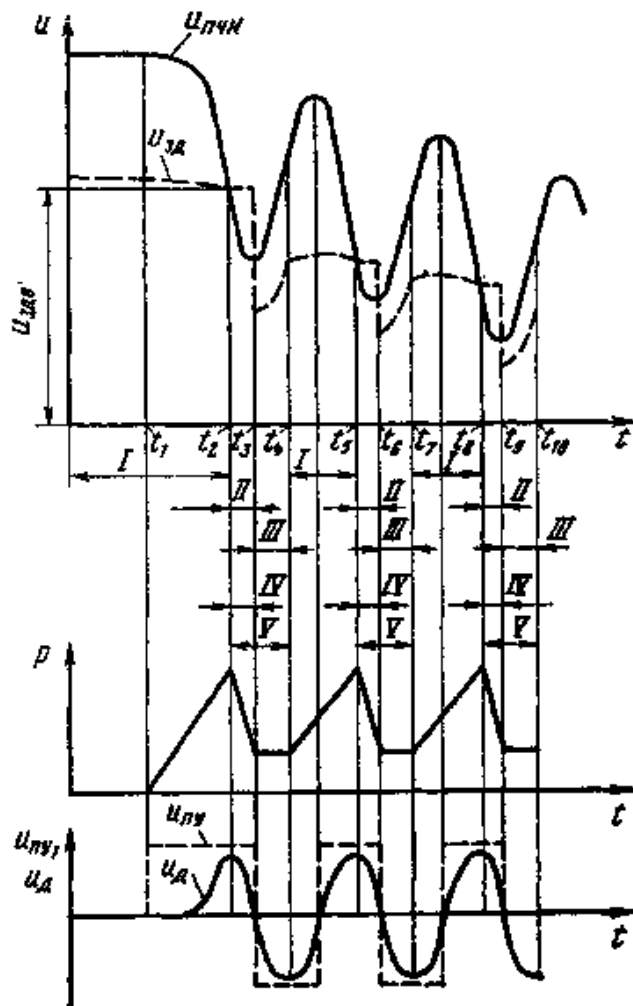


Рис. 82. Изменение давления в тормозной камере и электрических сигналов элементов антиблокировочной системы в процессе торможения автомобиля:

I — слежение; II — память; III — перепись; IV — сброс давления; V — отсечка; $U_d = -k dw/dt$

В случае реализации «идеального» управления процессом торможения, во время которого поддерживалась бы постоянной величина $s=s_{кр}$, характер изменения частоты вращения соответствовал бы кривой 2. Чем меньше отличаются кривые 2 и 3, тем совершеннее работа АБС.

Основным элементом АБС является датчик *ЗД* «опорного» уровня скорости, с которым сопоставляется фактическая частота вращения колеса. Этот датчик выполняет функции элемента памяти. В зависимости от сигналов, поступающих через резисторы *R1* — *R4* (см. рис. 80), на его входы, он работает в одном из трех режимов, указанных в табл. 23.

Приведенное в табл. 23 соотношение между напряжением $U_{пчн}$ на выходе ПЧН и напряжением $U_{зд}$ на выходе датчика, а также темп изменения напряжения $U_{зд}$ в режиме слежения, исключают возможность уменьшения напряжения $U_{пчн}$ ниже значения U в процессе торможения автомобиля, происходящего без блокировки колес, даже при максимально возможной его эффективности (замедление до 5 м/с^2). Однако если в процессе торможения автомобиля появится тенденция к блокировке колеса, то частота его вращения резко уменьшится и датчик не успеет «отследить» изменение напряжения $U_{пчн}$. В результате этого будет иметь место соотношение $U_{зд} > U_{пчн}$.

Вследствие этого в момент времени t_z напряжение, подводимое от выхода 4 датчика к неинвертирующему входу 1 компаратора скорости, окажется выше напряжения, подводимого к его инвертирующему входу 2 от выхода ПЧН. В результате на выходе 3 компаратора скорости и, следовательно, на входе *Б* датчика появится напряжение высокого уровня, под действием которого датчик перейдет в режим памяти. При этом напряжение на выходе датчика установится равным значению $U_{здо}$, которое на рис. 82 соответствует времени t_z . После появления напряжения высокого уровня на выходе 3 компаратора скорости через усилители $У_{сб}$ и $У_{отс}$ (см. рис. 80) вырабатывается команда включения электромагнитов $Э_{сб}$ и $Э_{отс}$ управления модуляторами, осуществляющими сброс давления и «отсечку». В результате снижения при этом давления *P* в тормозной камере (см. рис. 82) уменьшится замедление колеса и, как следствие, снизится уровень положительного напряжения U_d на выходе дифференциатора. Когда замедление колеса прекратится и начнется его разгон, напряжение U_d изменит свой знак, т. е. станет отрицательным. В результате этого будет приведен в действие элемент $Э_{тах}$ обнаружения максимума ускорения (см. рис. 80).

Этот элемент выполнен таким образом, что напряжение на его выходе имеет высокий уровень только при одновременном соблюдении двух условий:

напряжение на входе элемента должно быть отрицательным;

уровень отрицательного напряжения на сигнальном входе 1 элемента должен не меняться или возрастать. В случае же его уменьшения напряжение на выходе 4 элемента падает до низкого уровня.

Для четкой фиксации момента изменения полярности напряжения на выходе дифференциатора используется пороговое устройство ПУ дифференциатора, которое преобразует плавно изменяющееся выходное напряжение дифференциатора в сигнал *ЦПУ* прямоугольной формы (см. рис. 82, штриховая линия). Данный сигнал подводится к блокирующему входу 2 элемента обнаружения максимума (см. рис. 80), благодаря чему появление высокого уровня напряжения на выходе 4 этого элемента может иметь место только в периоды, когда напряжение на выходе порогового устройства ПУ имеет отрицательную полярность, т. е. в периоды разгона колеса.

Соединение сигнального входа 1 элемента обнаружения максимума с выходом дифференциатора обеспечивает получение напряжения высокого уровня на выходе элемента только в периоды, когда имеет место увеличение ускорения колеса. На рис. 81 этот период соответствует интервалу времени, ограниченному точками t_3 и t_4 , а на рис. 82 — участкам, ограниченными точками $t_3 — t_4$, $t_6 — t_7$, $t_9 — t_{10}$.

За счет соединения выхода элемента обнаружения максимума с входом *А* датчика (см. рис. 80) одновременно с появлением высокого уровня напряжения на выходе 4 элемента такое же напряжение подводится к входу *А* датчика. Вследствие этого датчик переводится в режим «перепись».

Кроме того, благодаря соединению выхода элемента обнаружения максимума с инвертирующим входом 2 компаратора скорости обеспечивается перевод этого компаратора в режим с низким уровнем выходного напряжения.

Последнее приводит к выключению усилителя $У_{сб}$ электромагнита $Э_{сб}$ модулятора, управляющего выпуском воздуха из тормозной сервокамеры, т. е. прекращению «сброса» давления. Но электромагнит $Э_{отс}$ модулятора «отсечки» при этом продолжает оставаться включенным, поскольку к входу его усилителя подводится напряжение высокого уровня от выхода элемента обнаружения максимума.

Отключение электромагнита $Э_{отс}$ модулятора «отсечки» от источника питания происходит лишь после того, как вследствие уменьшения ускорения колеса (точки t_4 , t_7 , t_{10}) напряжение U_d на выходе дифференциатора начинает уменьшаться (см. рис. 82), что приводит к уменьшению до нуля напряжения на выходе элемента обнаружения максимума.

Далее весь цикл регулирования давления в тормозной системе многократно повторяется.

Опорным сигналом для системы управления является напряжение $U_{здо}$, фиксируемое на выходе датчика в периоды «памяти». В каждом новом цикле работы системы уровень запоминаемого напряжения $U_{здо}$ уменьшается по сравнению с его уровнем в предшествующем цикле. Иными словами, «опорный» сигнал фиксируемый в точках t_2 , t_5 , U , все время изменяется соответственно скорости движения автомобиля, что и требуется для функционирования системы управления.

Если в процессе торможения автомобиля на скользкой дороге имеет место особо интенсивное снижение частоты вращения колеса, то это вызывает соответствующее увеличение напряжения положительной полярности на выходе дифференциатора. Подключение выхода дифференциатора к неинвертирующему входу 1 компаратора скорости приводит к повышению уровня напряжения на данном входе компаратора, вследствие чего напряжение высокого уровня на его выходе появляется раньше, чем вследствие замедления колеса напряжение на выходе ПЧН снизится до 70 % его первоначальной величины.

Благодаря этому сигнал на «сброс» давления будет выдан с опережением, что и требуется для повышения эффективности действия АБС.

Выход компаратора скорости соединен с входом 3 элемента обнаружения максимума (см. рис. 80). Особенность этой связи заключается в том, что при наличии напряжения на входе 3 элемента приводится в действие его блок запоминания данного напряжения, которое является разрешающим для действия элемента. Это запоминание является относительно непродолжительным, поэтому для создания возможности появления напряжения высокого уровня на выходе элемента обнаружения максимума (при наличии соответствующего уровня напряжения на его сигнальном входе 1) необходимо, чтобы периодически к его разрешающему входу 3 подводилось напряжение от выхода компаратора скорости.

Данное условие окажется выполненным при торможении автомобиля на скользкой дороге, когда вследствие резкого уменьшения частоты вращения колес будет иметь место включение компаратора скорости с появлением на его выходе напряжения высокого уровня (в периоды «памяти»).

По-иному действует система управления в случае, например, движения автомобиля на спуске с увеличением его скорости. При этом водитель может начать подтормаживать автомобиль путем включения тормозов.

В процессе разгона автомобиля дифференциатор вырабатывает напряжение отрицательной полярности, которое является сигналом для включения элемента обнаружения максимума. Если при этом не предотвратить включение данного элемента, то будет реализован режим «отсечки», т. е. самопроизвольно прекратится торможение автомобиля, что совершенно недопустимо.

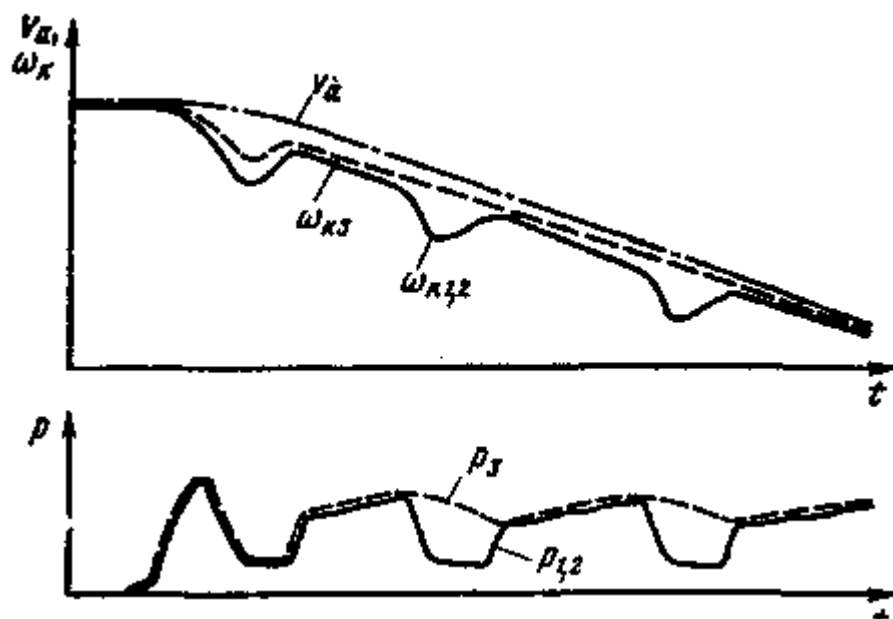


Рис. 83. Изменение угловой скорости $\omega_{1,2}$ и ω_3 , скорости i_a , давлений $P_{1,2}$ и P_a при работе антиблокировочной системы тягача

Такое действие АБС, однако, оказывается невозможным, поскольку в процессе разгона автомобиля $U_{пчн} > U_{зд}$, т. е. компаратор скорости не срабатывает и вследствие этого напряжение к разрешающему входу 3 элемента обнаружения максимума не подводится.

Очень важным элементом АБС является блок контроля ее исправности. В его задачу входит автоматическое выключение электромагнитов модуляторов сброса и отсечки при появлении неисправности в системе управления. Одновременно должна быть приведена в действие сигнализация, оповещающая водителя о наличии неисправности в АБС.

На входы блока контроля подается напряжение от выходов ПЧН и задатчика. Сигналом неисправности АБС являются нарушение нормального соотношения между $U_{пчн}$ и $U_{зд}$ в течение периода времени более 1 с.

В этом случае на выходе блока контроля, во-первых, вырабатываются команды выключения усилителей управления модуляторами «сброса» и отсечки и, во-вторых, подается команда на включение сигнализатора отказа АБС (например, аварийной лампы).

В последнее время появилось большое число сообщений о создании и серийном производстве различных антиблокировочных тормозных систем на базе микропроцессорных комплектов. Такой путь создания антиблокировочных систем является вполне оправданным, поскольку применение микропроцессоров позволяет

наилучшим образом осуществлять оптимальное управление тормозами с учетом большого числа факторов, влияющих на процесс торможения автомобилей [11].

Можно, правда, отметить, что микропроцессорные АБС ввиду относительно высокой их стоимости пока что в основном применяются на большегрузных автомобилях и тягачах.

В качестве примера такого применения можно указать на микропроцессорную АБС, которой оборудуются трехосные полуприцепы большой грузоподъемности с пневмоприводом тормозных механизмов. Эта система содержит два канала управления тормозными механизмами, один из которых используется для регулирования давления $P_{1,2}$ в тормозных камерах первой и второй осей, а второй канал осуществляет регулирование давления P_3 в камерах третьей оси.

Сравнение характеристик изменения угловой скорости $w_{K1,2}$ и w_{K3} колес первой, второй и третьей осей и скорости автомобиля v_a (рис. 83) показывает, что применение АБС обеспечивает незначительное расхождение между ними в процессе торможения. Это свидетельствует об эффективности действия АБС.

У автомобилей, содержащих АБС, при выходе из строя тормозных систем сохраняется обычный привод тормозных механизмов. Опыт эксплуатации автомобилей с АБС показал, что при наличии такой системы у водителя вырабатываются новые навыки управления процессом торможения. Поэтому в случае внезапного отказа АБС водитель может не обеспечить необходимой эффективности торможения автомобиля. Вследствие этого к надежности АБС и в том числе к надежности электронного блока предъявляют особо жесткие требования.

Это особенно важно для микропроцессорных АБС. При разработке схемотехники электронных блоков таких систем принимают специальные меры для предупреждения сбоев в их работе. Достигают этого как вследствие аппаратного обеспечения, так и применением специальных -помехоустойчивых программ. Данные решения частично напоминают схемотехнику элементов защиты от неправильного функционирования микропроцессорных систем управления ГМП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Автомобиль «Запорожец».** Специальные агрегаты и оборудование/ Д. Г. Поляк, Ю. К. Есеновский — Пашков, В. М. Мосягин, Б. Н. Пятко, М.: Транспорт, 1981, 206 с.
2. **Автомобильные электронные системы:** Сб. статей/Под ред. Ю. М. Галкина. М.: Машиностроение, 1982. С. 27 — 38.
3. **Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы:** Справочное пособие/ Под ред. С. В. Якубовского. М.: Радио и связь, 1985. 432 с.
4. **Ануфриев Ю. А., Гусев В. Н., Смирнов В. Ф.** Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов. М.: Энергия, 1976. 224 с.
5. **Бедрековский Б. А., Кручинин Н. С., Подольян В. А.** Микропроцессоры. М.: Радио и связь, 1981. 72 с.
6. **Белла Буна.** Электроника на автомобиле. М.: Транспорт, 1979. 192 с.
7. **Вересов Г. П., Смуряков Ю. Л.,** Стабилизированные источники радиоаппаратуры. М.: Энергия, 1978. 192 с.
8. **Гидромеханическая передача автобуса/** В. В. Баранов, О. И. Гируцкий, М. Н. Дзядык и др. М.: Транспорт, 1977. 133 с.
9. **Гольденберг Л. М.** Импульсные устройства. М.: Радио и связь, 1981, 496с.
10. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергия, 1980. 248 с.
11. **Гуревич Л. В.** Разработка и внедрение антиблокировочных тормозных систем автомобилей//Автомобильная промышленность. 1982, № 7. С. 37 — 38.
12. **Додик С. Д.** Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока (с непрерывным регулированием). М.: Сов. радио, 1980. 344 с.
13. **Есеновский — Лашков Ю. К., Поляк Д. Г.** Электромеханические устройства и электронные системы автоматизации трансмиссии//Исследование, конструирование и расчет тепловых двигателей внутреннего сгорания. М.: НАМИ, 1984. С. 61 — 70.
14. **Есеновский — Лашков Ю. К., Поляк Д. Г.** Автоматизация управления сцеплением. Проблемы, перспективы, области применения//Автомобильная промышленность. 1983. № 8. С. 17 — 19.
15. **К вопросу** расчета на ЭВМ динамических показателей автомобиля и нагруженности его трансмиссии при автоматизации управления сцеплением/ Ю. К. Есеновский — Лашков, Е. Ф. Волобуев, С. П. Контанистов, Д. Г. Поляк// Тр. НАМИ. 1981. Вып. 184. С. 103 — 115.
16. **Крайнык Л. В., Вильковский Е. К., Дзядык М. Н.** Электронные системы управления гидромеханическими передачами автомобилей. М.: НИИНавтопром, 1978. Ч. II. 34 с.
17. **Куликов С. В., Чистяков Б. В.** Дискретные преобразователи сигналов на транзисторах. М.: Энергия, 1972. 288 с.
18. **Лавриненко В. Ю.** Справочник по полупроводниковым приборам. Киев: Техника, 1984. 424 с.
19. **Левенталь Л.** Введение в микропроцессоры: Программное обеспечение, аппаратные средства, программирование. М.: Энергоатомиздат, 1983. 464 с.

20. **МикроЭВМ/Под** ред. А. Дирксена. М.: Энергоатомиздат, 1982. 328 с.
21. **Мощные** полупроводниковые приборы: Транзисторы: Справочник/Под ред, А. В. Голомедова. М.: Радио и связь, 1985. 560 с.
22. **Нефедьев Я. Н.** Конструкции и характеристики электронных антиблокировочных устройств зарубежных фирм. М.: НИИНавтопром, 1979. с. 60 с.
23. **Полупроводниковые** приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник/Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1982. 744 с.
24. **Полупроводниковые** приборы: Транзисторы: Справочник/Под общ. ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1983. 904 с.
25. **Поляк Д. Г., Есеновский — Лашков Ю. К.** Универсальный частотно-аналоговый преобразователь для электронных систем автоматики управления автомо-билем//Совершенствование технико-экономических показателей автомобильной техники. М.: НАМИ. 1983. С. 23 — 37.
26. **Поляк Д. Г., Клейменов В. Б.** Электронная система автоматического управления приводом сцепления//Автомобильная промышленность. 1982. № 7 С. 32 — 35.
27. **Резисторы:** Справочник/Под ред. И. И. Четверткова. М.: Энергоатом-издат, 1981. 352 с.
28. **Сливинская А. Г.** Электромагниты и постоянные магниты. М.: Энергия, 1972. 248 с.
29. **Справочник** по электрическим конденсаторам/Под общ. ред. И. И. Четверткова, В. Ф. Смирнова, М/ Радио и связь, 1983. 576 с.
30. **Справочник** по полупроводниковым диодам/Под ред. И. Ф. Николаевского. М/ Связь, 1979. 432 с.
31. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1977. 672 с.
32. **Транзисторы** для аппаратуры широкого применения: Справочник/Под ред. Б. Л. Перельмана. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
33. **Трехступенчатая** гидромеханическая передача автобуса/В. В. Баранов, О. И; Гируцкий, М. Н. Дзядык и др. М.: Транспорт, 1980. 152 с.
34. **Фишер Д. Ж. Э., Гетланд Х. Б.** Электроника — от теории к практике. М/ Энергия. 1980. 400 с.
35. **Хоровиц П., Хилли У.** Искусство схемотехники. М.: Мир. 1984. Т. 1. 598 с.; т. 2. 590 сv
36. **Эндрю Э.** Новые функций бортовых компьютеров/Автомобильная промышленность США. 1984. № 4. С. 12 — 13.
37. **Falzone G. L., Pellegrino E., Troisi R.** Microprocessor clutch control Electronic Engine: Drivetrain SP — 540. Internation Congress Exposition. Detroit, Michigan, 1983. P. 115 — 125.
38. **Hartley J.** Anti — skid system slated in the USA//Commercial Motor. 1976. N. 3632. P. 19.
39. **Lorenz K., Larisch R.** Einsatz des Viergang — Automatikgetriebe — bes 4HP22 mit elektronisch — hydraulischer Steuerung//ATZ. 1983. N. 85(6). S. 401 — 405.
40. **Microprocessors** applied to automobile transmission control Automotive Engineering August. 1982. Vol. 90, N. 8. P. 36 — 42.
41. **Onp H., Nakano J., Nakano Y., Takahaschi Y.** Toyota's New Microprocessor Based Engine and Transmission/Electronic Engine Drivetrain Control SP — 540. International Congress Exposition Detroit, Michigan, 1983, P. 19 — 26.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие

Введение

Условия работы электронной аппаратуры автомобилей

Исполнительные и командные устройства электронных систем

Микропроцессорные системы управления

Сравнительные технико-экономические показатели механических, гидравлических, пневматических и электронных систем

Элементная база электронных систем

Пассивные комплектующие элементы

Активные комплектующие элементы

Типовые функциональные узлы электронных систем

Стабилизаторы напряжения

Частотно-аналоговые преобразователи

Регуляторы силы тока

Устройства защиты электронных систем управления от аварийных режимов

Электронные и микропроцессорные системы автоматического управления сцеплением

Основные принципы автоматизации

Основные предпосылки применения электронных систем

Электронные системы автоматического управления

Микропроцессорные системы автоматического управления

Электронные и микропроцессорные системы управления гидромеханическими передачами
Основные предпосылки применения электронных и микропроцессорных систем
Основные требования к электронным и микропроцессорным системам
Электронные системы
Микропроцессорные системы
Антиблокировочные тормозные системы
Список литературы

ББК 39.33-04

П54

УДК 629.113.014 — 523.8

Рецензент Б. И. Морозов

Поляк Д. Г., Есеновский-Лашков Ю. К.

П54 Электроника автомобильных систем управления. — М.: Машиностроение, 1987. — 200 с.: ил.

(В обл.): 70 к.

Описаны электронные системы управления сцеплением, коробкой передач, тормозными системами, даны рекомендации по их проектированию и расчету.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, конструированием и эксплуатацией автомобилей.

3603030000-310

ББК 39.33-04

П-----310-87

038 (01) -87

© Издательство «Машиностроение». 1987

ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ИЗДАНИЕ

Давид Григорьевич Поляк Юрий Константинович Есеновский-Лашков

ЭЛЕКТРОНИКА АВТОМОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Редакторы *Н. Ю. Скачкова, З. М. Рябкова*

Художественный редактор *С. С. Водчиц*

Обложка художника *Е. Н. Волкова*

Технический редактор *О. В. Куперман*

Корректор *А. А. Снастина*

ИБ № 4180

Сдано в набор 22.07.86. Подписано в печать 25.09.86. Т-15437. Формат 60x90Vie.

Бумага офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 12,50 Усл. кр.-отт. 12,75. Уч.-изд. л. 14,0. Тираж 20000 экз.

Заказ 1532. Цена 70 к.

Ордена Трудового Красного Знамени издательство «Машиностроение», 107076, Москва, Стромьинский пер., 4.

Московская типография № 6 Союзполиграфпрома при Государственном

комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.

109088, Москва, Южнопортовая ул., 24

OCR Pirat