

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет информационных технологий и управления

Кафедра систем управления

А. Л. Маковский, Е. В. Тарасюк

СХЕМОТЕХНИКА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ. КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия
для специальности 1-53 01 07 «Информационные технологии
и управление в технических системах»*

Минск БГУИР 2020

УДК 681.5.04(076)
ББК 32.965я73
М16

Рецензенты:

кафедра информационных технологий
Белорусского государственного университета (протокол №3 от 14.11.2018);

доцент кафедры управления информационными ресурсами
Академии управления при Президенте Республики Беларусь
кандидат технических наук, доцент Н. И. Белодед;

кафедра вычислительных методов и программирования
учреждения образования «Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники»
(протокол №6 от 12.11.2018)

Маковский, А. Л.

М16 Схемотехника в системах управления. Курсовое проектирование :
учеб.-метод. пособие / А. Л. Маковский, Е. В. Тарасюк. – Минск : БГУИР,
2020. – 74 с. : ил.
ISBN 978-985-543-529-8.

Содержит теоретический материал и практические указания по выполнению курсового проекта по дисциплине «Схемотехника в системах управления» с рассмотрением конкретных инженерных расчетов. Может быть использовано при выполнении дипломного проектирования.

УДК 681.5.04(076)
ББК 32.965я73

ISBN 978-985-543-529-8

© Маковский А. Л., Тарасюк Е. В., 2020
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2020

Содержание

Введение.....	4
1 Мощный каскад.....	5
2 Расчет тепловых потерь мощного ключа	15
3 Задатчик на базе терморезисторов	17
4 Выбор схемы усилителя.....	19
5 Расчет коэффициента передачи усилителя	23
6 Модуляторы.....	26
7 Драйверы силовых транзисторов	36
8 Защиты	47
8.1 Защита от токов короткого замыкания.....	47
8.2 Защита от длительного пускового режима	54
9 Построение схемы электронного блока.....	56
10 Методические указания.....	59
Приложение А Варианты заданий на курсовое проектирование	62
Приложение Б Усилители на базе ОУ	64
Приложение В Двигатели	67
Приложение Г Датчики температур.....	69
Литература	73

Введение

Цель курсового проектирования – ознакомить студентов с техническими проблемами при синтезе электронных приборов широкого применения, привить навыки работы с технической и справочной литературой.

В учебной задаче предлагается спроектировать электронное устройство для управления двигателем постоянного тока (ДПТ). Последние в силу своих преимуществ очень широко применяются в системах автоматического управления (САУ) малой мощности. В нашем случае устройство представляет собой задатчик – измеритель температуры, который работает следующим образом. С помощью построенного на базе терморезистора измерительного моста регистрируется отклонение температуры от ранее зафиксированного значения в виде сигнала напряжения постоянного тока разной полярности. После усиления ввиду его малости сигнал поступает на широтно-импульсный модулятор, где преобразуется в длительность импульса управления. Эти импульсы в свою очередь получают усиление по мощности в устройстве, называемом драйвером, и служат сигналами управления мощного каскада, включающего в себя двигатель постоянного тока и набор ключевых элементов, работающих по определенным законам управления. Двигатель под воздействием сигналов начинает вращаться, отрабатывая тем или иным образом рассогласование, возникшее в измерительном органе. Зафиксировав новое состояние этого элемента, мы можем производить измерение температуры по его положению.

Синтез электронных устройств обычно начинается с разработки схемы непосредственного управления наиболее мощным узлом – ДПТ. При этом приходится выбирать соответствующие элементы для обеспечения максимальных энергетических показателей и обеспечения их работоспособности при экстремальных режимах. С этой целью производится расчет мощности необходимых каскадов, разрабатываются защитные мероприятия от недопустимых режимов и решаются некоторые другие проблемы.

Обычно эта часть устройства называется мощным каскадом и по тем или другим причинам гальванически развязывается от другой (информационной) составляющей устройства (см. разделы 1, 3, 4, 8).

На втором этапе синтезируется информационный каскад: (подключаются датчики, разрабатываются усилительные каскады различного назначения, организуется ШИМ) (см. разделы 2, 5, 6, 7).

На третьем этапе составляется электрическая принципиальная схема прибора с учетом согласования разработанных узлов, определяется количество и величины напряжения необходимых источников питания, их гальваническая развязка и точки подключения, составляется ведомость учета необходимых комплектующих элементов, принимая во внимание температурные ограничения. Если необходимо, то разрабатывается инструкция по эксплуатации устройства в диапазоне температур в соответствии с техническим заданием на курсовое проектирование (см. разделы 9, 10).

1 МОЩНЫЙ КАСКАД

Двигатели постоянного тока – специфическая нагрузка мощного каскада. В цепи якоря действуют три фактора.

Первый – это напряжение питания, создающее силовой ток, приводящий якорь во вращение.

Второй фактор – генерационная электродвижущая сила противоположной полярности (противоЭДС). Она образуется при движении витков обмотки якоря в магнитном поле статора ДПТ. Направление в двигательном режиме – против напряжения питания. Величина генерационной электродвижущей силы (ЭДС) (противоЭДС) прямо пропорциональна скорости вращения якоря. В том случае, когда какие-либо внешние силы приведут к увеличению скорости якоря сверх той, которая определяется приложенным напряжением $E_{\text{п}}$, генерационная ЭДС может превысить напряжение питания – ток в цепи якоря изменит свое направление; при этом энергия не будет потребляться из цепи питания, а наоборот, будет возвращаться в источник. Двигатель перейдет в генераторный режим и сможет работать при определенных условиях в рекуперативном режиме.

Третий фактор – это ЭДС самоиндукции. Образуется он при возникновении условий или причин к изменению тока в цепи якоря. ЭДС самоиндукции рассматривается в комплексе с законом коммутации тока, сущность которого заключается в том, что ток в цепи с индуктивностью не может изменяться мгновенно. Иначе, ток до момента изменения начальных условий или причин к изменению и ток после момента изменения должны быть равны друг другу. Таким образом, ЭДС самоиндукции возникает в момент начала появления условий к изменению тока и направлена в том же направлении, что и протекающий ранее ток, если ток будет уменьшаться, или против – при увеличении протекающего тока.

В двигательном режиме второй фактор – величина генерационной ЭДС – не учитывается при выборе ключевых элементов схемы мощного каскада, так как ток по величине будет меньше пускового тока ДПТ, но обязательно учитывается направление протекания рекуперационного тока (включены дополнительные диоды и предусматриваются соответствующие режимы работы ключевых элементов). Третий фактор (ЭДС самоиндукции), если не будут предусмотрены цепи и соответствующие режимы работы ключевых элементов, может достигнуть недопустимых величин и выжечь полупроводниковые элементы мощного каскада.

В качестве мощного каскада для управления ДПТ могут применяться Т-схема или П-схема. В силу многочисленных причин (достоинства, недостатки, производство комплектующих элементов) наиболее часто применяется П-схема (рисунок 1.1), при которой полупроводниковые приборы (ключи) должны работать как ключевые переключатели с целью уменьшения потерь на управление ДПТ (когда увеличивается КПД).

В настоящее время в качестве ключей используются мощные полевые транзисторы типа *MOSFET* или биполярные транзисторы с изолированным

затвором типа *IGBT*. Но могут применяться и другие полностью управляемые ключи (биполярные, двухоперационные тиристоры и др.).

Для управления ключами в П-схеме чаще всего применяются два закона: симметричный и несимметричный.

При симметричном законе управления в течение времени T (период коммутации) одновременно включаются и выключаются ключи по диагонали (Кл. 1, Кл. 4 и Кл. 2, Кл. 3). Если пары ключей переключаются в течение времени $t_{и} = \frac{T}{2}$, то вал двигателя не будет вращаться (см. рисунок 1.2, б; в течение периода $T I_{я} = 0$).

Для движения якоря двигателя в ту или другую сторону необходимо время $t_{и} = \frac{T}{2} \pm \Delta t$, где $0 < \Delta t < \frac{T}{2}$.

При несимметричном законе управления одна вертикальная пара ключей работает в стационарном режиме, причем ключ Кл. 1 и Кл. 2 (или Кл. 3 и Кл. 4) находятся в противоположном состоянии (включены/выключены; чаще всего нижний ключ включен). Другая пара ключей переключается в соответствии с интервалом $t_{и}$ в течение каждого периода коммутации T . Такой алгоритм работы будет неизменным до тех пор, пока сигнал управления (сигнал ошибки САУ, определяющий направление и скорость ДПТ) не изменит свой знак. Для реверса скорости якоря необходимо поменять управление вертикальных ключей. Для остановки вращения вала двигателя верхние ключи стандартно оставляют разомкнутыми, а якорная цепи закорачивается замкнутыми нижними Кл. 2, Кл. 4. Электродвигатель будет отрабатывать режим динамического торможения, пока его скорость не станет нулевой, т. е. $n = 0$. Поэтому несимметричный закон управления по сравнению с симметричным более экономный: так как $I_{я} = 0$ при $n = 0$.

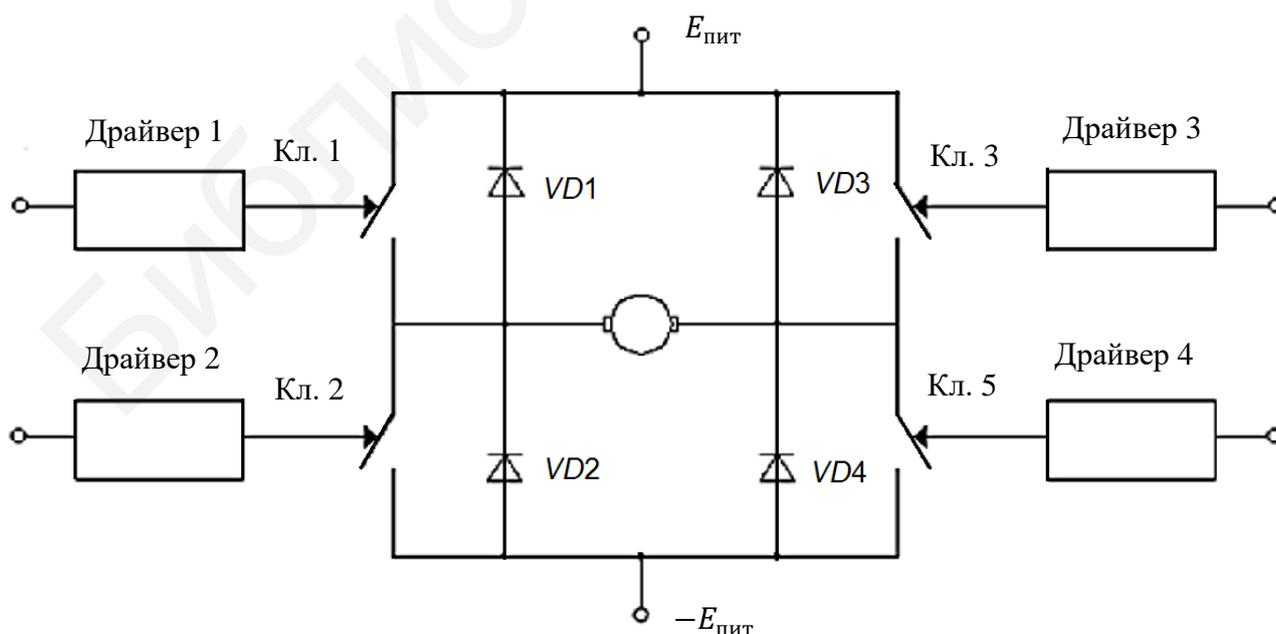
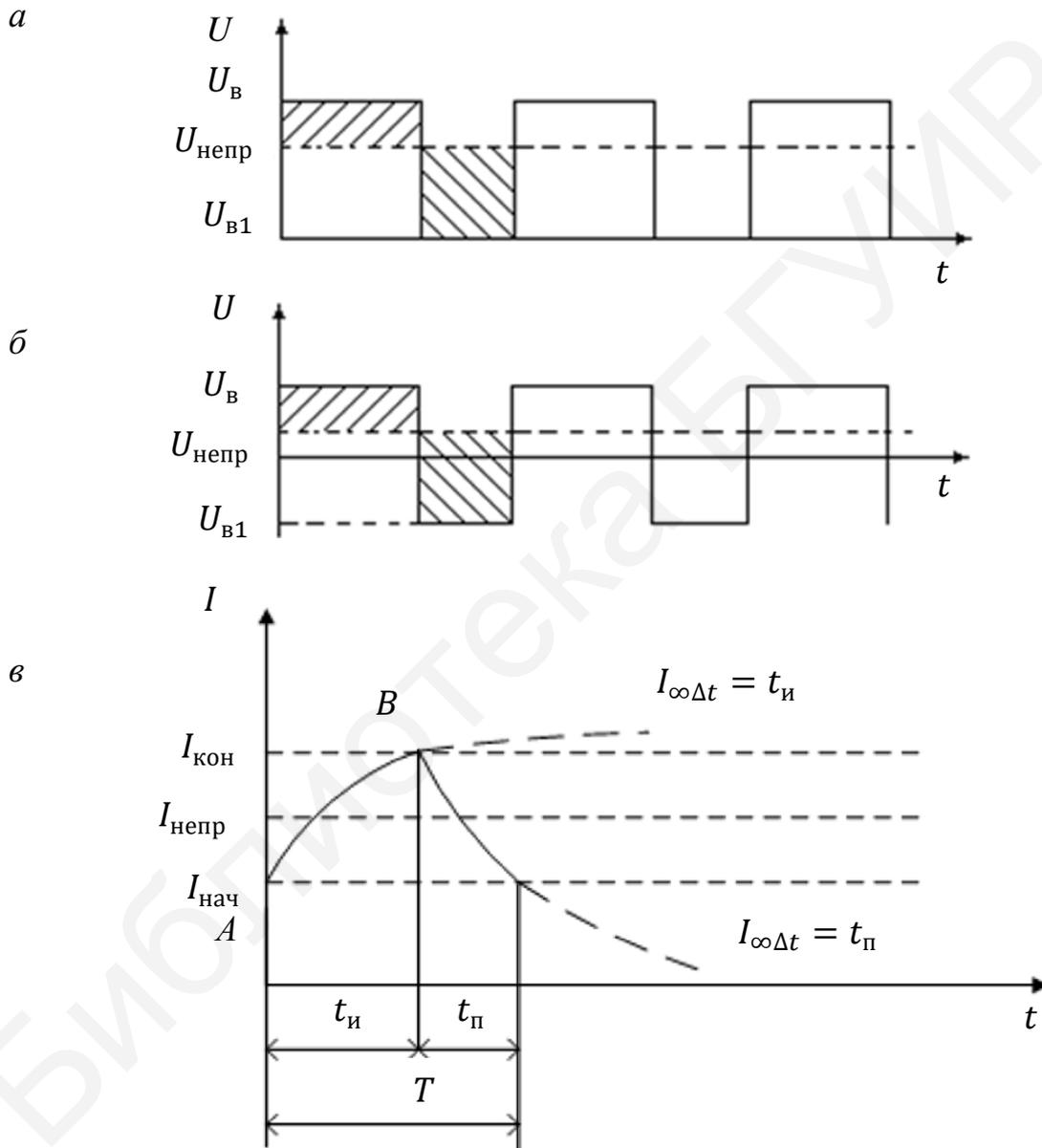


Рисунок 1.1 – П-схема мощного каскада

Исходными данными для выбора транзисторов являются напряжение питания и ток якоря. Так как схема преобразователя работает в ключевом режиме, то при расчете напряжения питания необходимо учитывать импульсный режим работы двигателя (рисунок 1.2). На этом рисунке штриховая линия изображает напряжение $U_{\text{непр}}$ и ток $I_{\text{непр}}$, которые необходимо приложить к двигателю, чтобы он развил номинальную мощность; эти номинальные величины приводятся в справочных данных ДПТ.



a – несимметричный закон управления; *б* – симметричный закон управления;
в – изменение значения тока I на протяжении работы схемы

Рисунок 1.2 – Временные диаграммы

Импульсы длительностью $t_{\text{и}}$ следуют с периодом T и паузой $t_{\text{п}}$ (минимальная величина $t_{\text{п}} = 0,1 T$ вводится для того, чтобы подготовиться к формированию очередного импульса). Из рисунка 1.2 следует, что амплитуда

импульса U_B должна быть больше по сравнению со значением $U_{\text{непр}}$. Ее можно рассчитать аналитически, применив разложение Фурье, или графически.

При графическом способе измеряют площадь между импульсами, заштрихованную отрицательным наклоном, и надстраивают такую же по величине площадь на вершине импульса, обозначенную положительной штриховкой. Затем измеряют U_B в соответствии с разложением в ряд Фурье сигнала (рисунок 1.2, а) (гармоники сигнала не оказывают влияния на скорость ДПТ, а только порождают тепловые потери). При $t_{\text{и}} = 0,9 T$ получаем, что для несимметричного закона управления (см. рисунок 1.2, а)

$$U_{\text{непр}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{и}}} U_B dt + \frac{1}{T} \int_{t_{\text{и}}}^{0,9T} U_{B1} dt.$$

Отсюда

$$U_B = \frac{U_{\text{непр}}}{\gamma + \alpha(1-\gamma)} = 1,11U_H$$

при $\gamma = 0,9$ и $U_{\text{непр}} = U_H$.

Для симметричного закона (рисунок 1.2, б) получим

$$U_B = \frac{U_{\text{непр}}}{\gamma + \alpha(1-\gamma)} = 1,25U_H$$

при $\gamma = 0,9$ и $U_{\text{непр}} = U_H$.

Напряжение источника питания складывается из напряжения U_B и падения напряжения на открытых транзисторах:

$$E_1 = 2U_{KЭнас} + U_B \text{ (для IGBT)}$$

или

$$E_1 = 2R_{СИ}I + U_B \text{ (для MOSFET)}.$$

Транзисторы и диоды выбирают на напряжение:

$$U_{СИдоп} = U_{KЭдоп} = U_{VDобр} \geq KE_1,$$

где K – коэффициент запаса, равный 1,5–2.

Примечание – При работе с индуктивной нагрузкой при запуске транзисторов возможны кратковременные выбросы напряжения.

В качестве примера возьмем двигатель с параметрами $R_{\text{я}} = 1 \text{ Ом}$, $U_H = 24 \text{ В}$, $I_{\text{пуск}} = 10 \text{ А}$.

Иногда в справочниках приводятся не все данные, поэтому в таких случаях в учебных целях можно принять

$$I_{\text{пуск}} = \frac{U_H}{R_{\text{я}}},$$

а в случаях отсутствия величины $I_{\text{пуск}}$ и $R_{\text{я}}$ – воспользоваться формулами

$$\frac{I_{\text{пуск}}}{I_{\text{ном}}} = \frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{ном}}}, \quad R_{\text{я}} = \frac{U_H}{I_{\text{пуск}}}$$

или в крайнем случае принять

$$I_{\text{пуск}} = (8 - 10)I_H.$$

Исходя из технических данных двигателя [6], нужно выбрать VT по следующим параметрам:

$$I_{K\text{max}}(I_{СИ\text{max}}) \geq (1,3 - 1,5)I_{\text{пуск}},$$

$$U_{KЭ\text{max}}(U_{СИ\text{max}}) = U_{VDобр} \geq KE_1.$$

Для примера необходимо найти транзистор с параметрами (например, симметричный закон управления, $K = 1,5$ и ориентировочно $U_{СИ}(U_{КЭ}) = 2$ В):

$$I_{К\max} (I_{С\max}) = 1,3 I_{\text{пуск}} = 1,3 \cdot 10 \geq 13 \text{ А}$$

и

$$U_{КЭ\max} (U_{СИ\max}) = 1,25 U_{Н} K = 1,25 \cdot 24 \cdot 1,5 \geq 45 \text{ В.}$$

Если пренебречь такими критериями, не отображаемыми в курсовом проекте, как габариты и цена, то рекомендуется выбирать транзисторы по следующим критериям:

1 При напряжении $U_{СИ}(U_{КЭ}) \leq 100$ В наиболее подходящие – мощные полевые транзисторы *MOSFET* с обратновключенными диодами. Среди них желательно выбирать транзисторы с минимальным значением $R_{СИ}$ (уменьшаются потери в открытом состоянии VT , повышается КПД устройства). Следует при этом учитывать корреляцию: чем больше допустимое $U_{СИ}$ транзистора, тем будет больше значение $R_{СИ}$.

2 При напряжении $U_{СИ}(U_{КЭ}) > 100$ В необходимо после расчета напряжения сток – исток открытого транзистора (см. рисунок 1.1) сравнить напряжение $U_{КЭ\text{нас}}$ транзистора *IGBT*, который подходит по критериям выбора ($U_{СИ\max}$, $I_{СИ\max}$). Если $U_{СИ\text{откр}} > U_{КЭ\text{нас}}$, то выбирают транзистор *IGBT*.

3 Для транзисторов *MOSFET* в структуре всегда присутствует встречновключенный диод, поэтому ключи на основе *IGBT* следует выбирать те, в которых на стадии изготовления специально формируют встречновключенный диод, параметры последнего согласуют с параметрами транзистора.

4 Если в справочных пособиях не указаны транзисторы, которые удовлетворяют требуемой величине $I_{К\max}$ ($I_{СИ\max}$), то производят параллельное включение менее мощных, а в цепь затвора каждого транзистора необходимо включать сопротивление в соответствии с расчетами (см. раздел 3).

Затем выписываются следующие данные, которые могут потребоваться в дальнейших расчетах: $U_{КЭ\max} (U_{СИ\max})$, $U_{КЭ\text{нас}}$ для *IGBT*, $R_{СИ}$ в открытом состоянии для *MOSFET*, $U_{ЗИ\max}$, $t_{ЗВКЛ}$, $t_{ВКЛ}$, $t_{ЗВЫКЛ}$, $t_{ВЫКЛ}$, Q_3 (общий заряд в цепи затвора), $R_{п-к}$, $T_{п\max}$, P_{\max} , $I_{ГСМ}$.

Но эти величины приводятся, как правило, при температуре, равной 25°C . Многие характеристики транзистора значительно зависят от температуры p - n -переходов структуры. Поэтому некоторые параметры (главные для расчетов) уточняют по диаграммам, приводимым в справочных данных. Следует помнить, что T и t измеряются в градусах Цельсия ($^\circ\text{C}$). Для $I_{СИ\max}$ она имеет вид, представленный на рисунке 1.3.

Отмечая на ней пусковой ток двигателя, определяем, что в транзисторе необходимо поддерживать максимальную температуру T_1 . И уже эта величина будет учитываться в дальнейших уточнениях и расчетах.

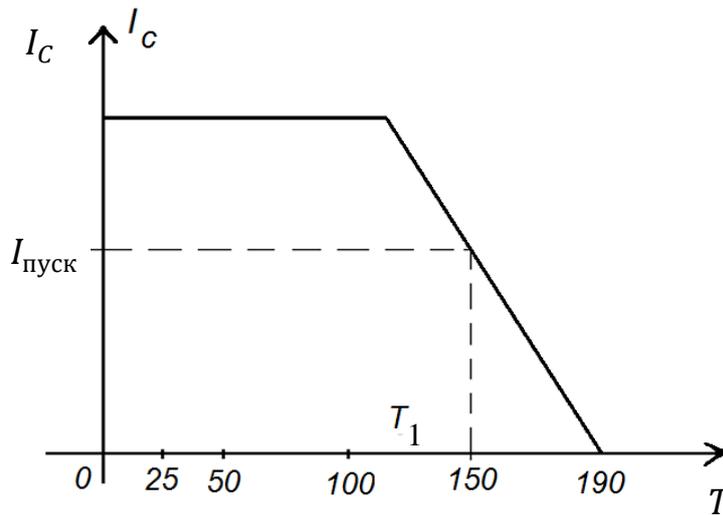


Рисунок 1.3 – Справочная зависимость $I_{СИ} = f(t)$

Также необходимо скорректировать величину сопротивления сток – исток в открытом состоянии транзистора типа *MOSFET* по рисунку 1.4 (справочная зависимость) с учетом величины T_1 в формуле вычисления мощности ключа.

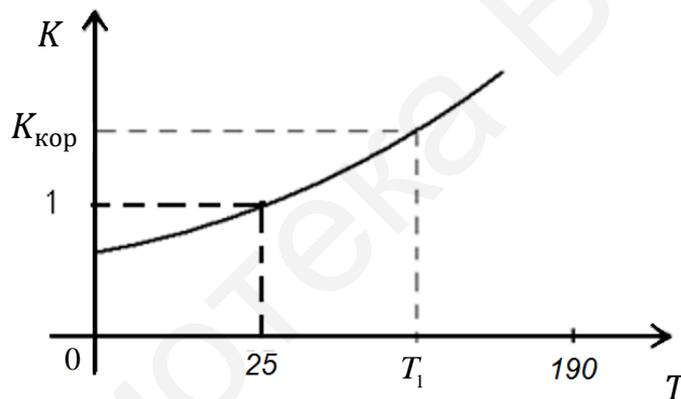


Рисунок 1.4 – Справочная зависимость $R_{СИ} = f(T)$

Тогда окончательная величина $R_{СИ}$ для дальнейших расчетов равна

$$R_{СИ} = K \cdot R_{СИТ} = 25 \text{ } ^\circ\text{C},$$

а напряжение открытого ключа равно

$$U_{СИоткр} = I_{пуск} \cdot R_{СИ}. \quad (1.1)$$

Для транзисторов *IGBT* в справочных данных часто не приводят таких характеристик, но их можно построить самостоятельно. Так, по данным I_K при $t = 25 \text{ } ^\circ\text{C}$ и I_K при $t = 110 \text{ } ^\circ\text{C}$ можно построить зависимость (рисунок 1.3) и уточнить температуру T_1 . Величина $U_{КЭ}$ мало зависит от температуры, и ее обычно не корректируют.

Зависимости (см. рисунок 1.3 и 1.4) приводятся в справочниках или на сайтах фирм-производителей. Коррекцию величины $R_{СИнас}$ необходимо привести в расчетно-пояснительной записке.

После выбора транзистора (транзисторов) необходимо уточнить величину напряжения питания выходного каскада с учетом потерь в схеме:

$$E_1 = 2U_{КЭнас} + U_B \quad \text{— для транзисторов } IGBT,$$

$$E_1 = 2R_{КЭ} I_{пуск} + U_B \quad \text{— для транзисторов } MOSFET.$$

Затем рассчитанная величина напряжения питания заменяется на ближайшую по стандарту в сторону увеличения (в процессе проектирования, возможно, потребуются еще дополнительные элементы (VD , VT и R), которые будут включаться в схему мощного каскада), т. е. $E_{пит}$ – стандартная величина.

Некоторые значения напряжений постоянного тока, определяемые стандартом, которые могут потребоваться в курсовом проекте: 4, 5, 9, 12, 15, 20, 24, 27, 30, 40, 48, 60, 80, 100, 150, 200 В.

Величина периода коммутации ключей ($f_{ком} = \frac{1}{T}$) оказывает большое влияние на энергетические (КПД) и качественные (пульсация скорости вращения вала двигателя Δn) показатели системы. Считается, что при импульсном управлении поведение двигателя практически не будет отличаться от линейного при выполнении следующего условия:

$$f_{ком} = \frac{1}{T} > \frac{1}{T_я}. \quad (1.2)$$

При выполнении (1.2) изменение среднего тока в якоре $I_{непр}$ определяется в основном постоянной времени якоря $T_я = \frac{L_я}{R_я}$. Зависимость (1.2) – это очень неточная оценка, приблизительно отражающая качественные показатели САУ.

Для уточнения величины T могут применяться различные подходы.

Например, можно непосредственно задаться величиной пульсации тока в якорной цепи $\Delta I_я = I_{кон} - I_{нач}$ (см. рисунок 1.2, в), причем $I_{кон} = I_{непр} + KI_{непр}$, $I_{нач} = I_{непр} - KI_{непр}$. Для расчетов величину K можно принять в пределах 0,1–0,01, что составит значение $I_{кон}$ или $I_{нач}$ в пределах от 10 до 1 процента от $I_{непр}$. Такой подход эквивалентен заданию пульсации статического момента на валу двигателя $\Delta M_{ст}$, так как $M = C_M I_я$, что с помощью механических характеристик (зависимость $n = f(M)$) легко пересчитывается в ожидаемое задание пульсации по скорости Δn . Здесь следует заметить, что в динамике из-за инерционности механики электропривода (когда с учетом механической постоянной T_M) эти колебания Δn будут меньшими.

При выполнении (1.2) для решения такой задачи (обеспечение $\Delta I_я \leq (I_{кон} - I_{нач})$) проще всего воспользоваться схемой замещения двигателя постоянного тока, приведенной на рисунке 1.5. Согласно рисунку 1.5 для стационарного режима (переходный процесс стабилизации n завершен) справедливо выражение

$$E_{пит} = C_E n + I_я R_я, \quad (1.3)$$

где C_E – коэффициент противоЭДС, зависящий от конструктивных параметров двигателя.

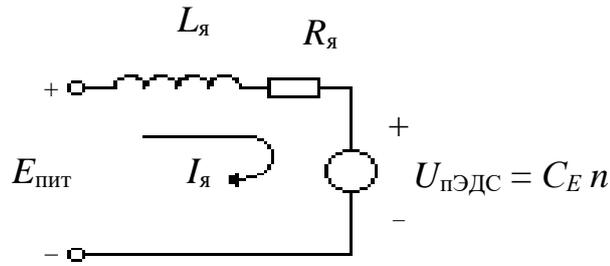


Рисунок 1.5 – Схема замещения двигателя

Задачу нахождения T проще всего решать для номинальных режимов работы двигателя. Тогда принимается $I_{непр} = I_n$, $n = n_n$, $M = C_M I_n = M_n$.

Сам же переходный процесс при коммутации $E_{пит}$ в такой цепи описывается экспонентой. Поэтому для нахождения величин $t_{и}$ и $t_{п}$ можно воспользоваться известной формулой $I = I_{\infty} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$. Отсюда

$$\Delta t = \tau \ln \left| \frac{I_{нач} - I_{\infty}}{I_{кон} - I_{\infty}} \right|,$$

где следует принять $\tau = \frac{L_я}{R_я}$.

Если в справочных данных двигателя не приводится значение $L_я$, то индуктивность обмотки якоря рассчитывается по формуле [7]

$$L = \frac{\beta U_{ном}}{p \omega_{н.дв} I_{я.ном}},$$

где β рекомендуется принять равным 0,6 без компенсации и 0,25 с компенсацией реакции якоря;

p – число пар полюсов;

$$\omega_{н.дв} = \frac{2\pi n_n}{60} \quad (n_n - \text{номинальная скорость двигателя}).$$

На промежутке времени $\Delta t = t_{и}$ к двигателю коммутируется $E_{пит} = U_B$ (рисунок 1.2) и ток якоря $I_{\infty \Delta t = t_{и}}$ согласно схеме замещения (рисунок 1.5) при $n = \text{const}$ равен

$$I_{\infty \Delta t = t_{и}} = \frac{E_{пит} - C_E n}{R_я}.$$

Величину C_E легко найти из (1.3), если подставить номинальные параметры двигателя:

$$C_E = \frac{U_n - I_n R_я}{n_n}.$$

Если перенести начало координат в точку А (см. рисунок 1.2, в: $I = I_{нач}$), то в формуле для расчета $\Delta t_{и}$ можно принять начальный ток экспоненты $I_{экс.нач} = 0$, $I_{экс.кон} = \Delta I_я = I_{кон} - I_{нач}$, $I_{экс \infty \Delta t = t_{и}} = I_{\infty \Delta t = t_{и}} - I_{нач}$ и

$$\Delta t_{и} = \tau \ln \left| \frac{I_{экс \infty \Delta t = t_{и}}}{\Delta I_я - I_{экс \infty \Delta t = t_{и}}} \right|.$$

Таким же подходом можно воспользоваться при вычислении Δt_{Π} : начало координат переносится в точку B (см. рисунок 1.2, $v: I = I_{\text{кон}}$). Тогда $I_{\text{экс.нач}} = 0$, $I_{\text{экс.кон}} = \Delta I_{\text{я}}$, $I_{\text{экс}\infty\Delta t = t_n} = \frac{|\alpha E_{\text{пит}}| + |C_E n|}{R_{\text{я}}} + I_{\text{кон}}$. Окончательно получим

$$\Delta t_{\Pi} = \tau \ln \left| \frac{I_{\text{экс}\infty\Delta t = t_{\Pi}}}{\Delta I_{\text{я}} - I_{\text{экс}\infty\Delta t = t_{\Pi}}} \right|.$$

После нахождения $t_{\text{и}}$ и t_{Π} величина T рассчитывается как $T = t_{\text{и}} + t_{\Pi}$, а величина γ – как $\gamma = \frac{t_{\text{и}}}{T}$. Отметим, что полученная величина T определит минимальную величину $f_{\text{ком}} = \frac{1}{T}$. С увеличением частоты коммутации стабильность скорости двигателя будет только увеличиваться (предельная частота коммутации ключей для ДПТ общего назначения не должна превышать 10 кГц).

В [4, с. 72–80] величина T рассчитывается на базе другого подхода. В качестве критерия берутся дополнительные потери мощности ΔP , связанные с пульсациями тока в обмотке якоря относительно его среднего значения $I_{\text{ср}}$. При этом автоматически учитываются потери и от пульсации скорости Δn с учетом механической постоянной $T_{\text{м}}$ в отличие от вышерассмотренной методики, где $n_{\text{ср}}$ двигателя принималась за постоянную величину $n_{\text{ср}} = \text{const}$ за период T . Окончательная формула для расчета ΔP имеет следующий вид:

$$\Delta P = \frac{E_{\text{пит}}^2}{R_{\text{я}}} (1 - \alpha)^2 \frac{\gamma^2 (1 - \gamma)^2}{12} \left(\frac{T}{T_{\text{я}}} \right)^2,$$

а максимальные потери ΔP_{max} (соответственно и максимальные величины $\Delta I_{\text{я}}$ и Δn) будут при $\gamma = 0,5$, т. е.

$$\Delta P_{\text{max}} = \frac{E_{\text{пит}}^2}{R_{\text{я}}} (1 - \alpha)^2 \frac{T^2}{192 T_{\text{я}}^2}.$$

Попутно следует отметить, что ΔP_{max} при одинаковой величине T при симметричном законе в четыре раза превышают аналогичные потери при несимметричном. И это различие будет значительно увеличиваться при малых входных сигналах (малых $U_{\text{ср.дв}}$), так как для симметричной коммутации $\gamma \rightarrow 0,5$, а при несимметричной – $\gamma \rightarrow 0$.

В последнем выражении величина $\frac{E_{\text{пит}}^2}{R_{\text{я}}}$ – это потери мощности в обмотке якоря от тока, равного пусковому. Поэтому максимальные потери иногда удобно представлять в относительных единицах. Тогда можно записать следующее:

$$\Delta P_{\text{max}} \frac{(1 - \alpha)^2 T^2}{192 T_{\text{я}}^2}.$$

В таких же относительных единицах можно представить и номинальные потери двигателя:

$$P_{\text{дв}} = \left(\frac{M_{\text{н}}}{M_{\text{пуск}}} \right)^2 = \left(\frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{пуск}}} \right)^2.$$

Теперь, если потребовать, чтобы относительные максимальные дополнительные потери ΔP_{\max} были в K раз меньше $P_{\text{дв}}$, где K в пределах 0,1–0,01 (от 10 до 1 процента), то можно получить формулу для расчета T , т. е.

$$\frac{T}{T_{\text{я}}} \leq \sqrt{192K} \frac{M_{\text{н}}}{(1-\alpha)M_{\text{пуск}}} = \sqrt{192K} \frac{I_{\text{н}}}{(1-\alpha)I_{\text{пуск}}}.$$

Очевидно, что с увеличением $f_{\text{ком}}$ дополнительные потери ΔP уменьшаются (уменьшаются $\Delta I_{\text{я}}$ и $\Delta I_{\text{л}}$), т. е. и этот расчет определяет минимальную границу частоты коммутации транзисторов мощного каскада.

В курсовом проекте студенты должны рассчитать T по двум методикам и обосновать выбор величины T , принимаемой для дальнейших расчетов. Например, система проектируется для получения стабильной скорости вращения. Тогда принимаем в дальнейшем $T = T_1$ по первому методу; или для получения максимального КПД принимаем $T = T_2$ по второму методу; или (если $T_2 < T_1$) примем $T = T_2$ и получим еще лучшую стабильность скорости при минимальных потерях в двигателе (возможны и другие обоснования). В общем случае, как отмечено выше, в расчетах значения T_1 и T_2 определяют минимальную частоту коммутации ключей, но, взяв меньшую величину i за период, можно обеспечить одновременно два критерия выбора $f_{\text{ком}}$.

2 РАСЧЕТ ТЕПЛОВЫХ ПОТЕРЬ МОЩНОГО КЛЮЧА

Типовой расчет потерь ключа основан на типовых формах токов и напряжений. Реальные кривые имеют отличительные особенности, связанные с переходными процессами и действием паразитных элементов схемы. На рисунке 2.1 показан типовой процесс кривых тока и напряжения в переходном процессе включения и выключения полупроводникового ключа для индуктивной нагрузки [9].

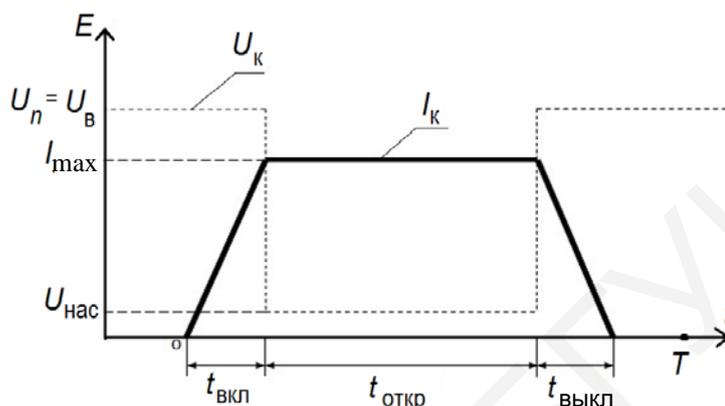


Рисунок 2.1 – Типовые кривые переходного процесса при включении и выключении ключа на индуктивную нагрузку

Мощность потерь транзистора равна

$$P_{\text{тр}} = \frac{1}{T} \left[\frac{I_{\text{мах}} \cdot U_{\text{п}} \cdot t_{\text{вкл}}}{2} + I_{\text{мах}} \cdot U_{\text{нас}} \cdot t_{\text{откр}} + \frac{I_{\text{мах}} \cdot U_{\text{п}} \cdot t_{\text{выкл}}}{2} \right] =$$

$$= \frac{1}{T} \left[\frac{I_{\text{мах}} \cdot U_{\text{п}}}{2} (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) + I_{\text{мах}} \cdot U_{\text{нас}} \cdot t_{\text{откр}} \right],$$

где $I_{\text{мах}}$ – максимальный ток коллектора (стока) мощного транзистора в пусковом режиме $I_{\text{пуск}}$;

$U_{\text{п}} = U_{\text{в}}$ (см. раздел 1);

$U_{\text{нас}}$ – напряжение на ключе в открытом состоянии: $U_{\text{нас}} = U_{\text{КЭнас}}$ для транзисторов *IGBT* и $U_{\text{нас}} = I_{\text{пуск}} \cdot R_{\text{СИ1}}$ (см. раздел 1) для транзисторов *MOSFET*;

T – период коммутации;

$t_{\text{выкл}}$ – время выключения *VT* (время спада тока стока – справочная величина);

$t_{\text{вкл}}$ – время включения мощного транзистора (время нарастания тока стока – справочная величина).

Необходимо проверить правильность временных параметров в соответствии с выражением $t_{\text{вкл}} + t_{\text{откр}} + t_{\text{выкл}} \approx 0,9 T$ (самая опасная ситуация для ключей).

Отсюда можно определить $t_{\text{откр}}$.

После вычисления $P_{\text{тр}}$ эту величину сравнивают с $P_{\text{доп}}$ *VT*. Если выполняется соотношение $P_{\text{тр}} < P_{\text{доп}}$, то выбор *VT* произведен корректно и

необходимо определить допустимую температуру переходов транзистора для обеспечения рассчитанной мощности в соответствии с рисунком 2.2 (справочная зависимость для VT типа MOSFET).

Для транзисторов IGBT обычно приводятся $P_{\text{доп}}$ при $t = 25$ °С и коэффициент снижения $K_{\text{сниж}}$, Вт/°С. С использованием $K_{\text{сниж}}$ легко самостоятельно построить зависимость $P_{\text{доп}} = f(t)$.

T и t измеряются в градусах Цельсия (°С).

Рисунок 2.2 обязателен в расчетно-пояснительной записке.

Расчет площади теплоотвода можно производить в соответствии с формулой [5, с. 117]

$$S \geq \frac{P_{\text{тр}}}{K_T [T_{\text{пmax}} - t_c - P_{\text{тр}} (R_{\text{п-к}} + R_{\text{ТКМ}})]}$$

где $P_{\text{тр}}$ – мощность VT, полученная из расчетов;

K_T – коэффициент, характеризующий радиатор. Для алюминия черногого $K_T = 0,8 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{t \cdot \text{см}^2}$;

t_c – максимальная температура среды (см. задание);

$R_{\text{п-к}}$ – тепловое сопротивление переход – корпус;

$R_{\text{ТКМ}}$ – тепловое сопротивление корпус – радиатор и, применяя шлифовку контакта корпус – радиатор, различные пасты, медные шайбы, можно принять, что $R_{\text{ТКМ}} = \frac{R_{\text{п-к}}}{5}$.

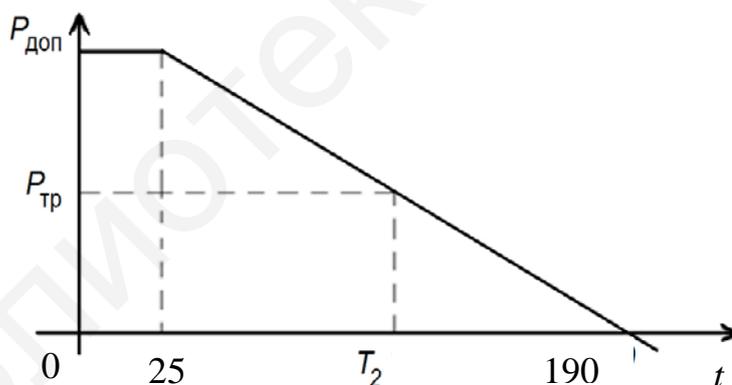


Рисунок 2.2 – Зависимость $P_{\text{доп}} = f(t)$ для VT

Если при расчетах S будет отрицательной величиной, то радиатор не обеспечит теплоотвод, и необходимо подыскать другой транзистор с большим запасом по току или понизить температуру среды за счет различного рода охладителей.

3 ЗАДАТЧИК НА БАЗЕ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ

Для терморезистивного датчика из [2] берутся данные для построения характеристики $R = f(t)$ (рисунок 3.1).

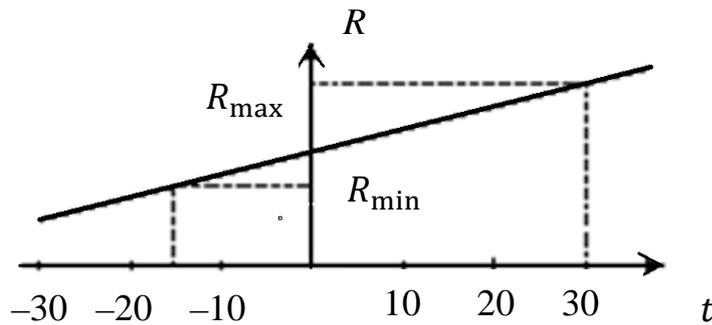


Рисунок 3.1 – Выходная характеристика датчика

Для заданного диапазона температуры (например, 15–30 °С) определяется диапазон изменения сопротивления датчика (R_{\min} , R_{\max}). Кроме того, необходимо написать уравнение характеристики (прямая, проходящая через две точки) $R = f(t)$, которое будет использоваться в дальнейших расчетах.

Наиболее часто датчик включается в мостовую схему (рисунок 3.2).

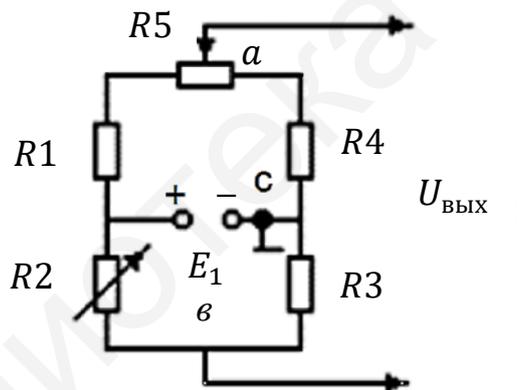


Рисунок 3.2 – Задатчик: двухпроводная схема подключения датчика температуры

Резистор $R1$ – это сам датчик, $R2$ – непосредственно задатчик, который позволяет установить требуемую температуру, и его можно оцифровать не в омах, а в градусах Цельсия. При достижении температуры мост будет уравновешен и $U_{\text{вых}}$ равно нулю. Для расчета всех резисторов можно воспользоваться известным соотношением для уравновешенного моста, причем стоит задача рассчитать $R5$ так, чтобы обеспечить работу системы во всем заданном диапазоне работы датчика. При $R2_{\min}$ мост уравновешен, когда движок $R5$ будет находиться в крайнем левом положении, т. е. будет справедливо равенство

$$R2_{\min}(R4 + R5) = R1R3.$$

Когда температура максимальная, то равновесие моста будет при направлении движка $R5$ вправо, и тогда

$$R2_{\max} R4 = (R1 + R5)R3.$$

Есть два уравнения и четыре неизвестных: $R1$, $R3$, $R4$ и $R5$. Поэтому необходимо задать величины двух любых резисторов (желательно не $R5$) и решить эту систему уравнений. При этом следует учитывать два условия:

1) желательно, чтобы мост состоял из низкоомных резисторов (выходное сопротивление моста будет меньше, что повысит точность системы и будет легче его настройка);

2) ток через датчик должен быть такой, чтобы не было эффекта саморазогрева датчика от источника E_1 . Следует знать этот ток или допустимую мощность рассеивания и проверить в рассчитанной схеме следующее неравенство: $I_{R2} < I_{\text{саморазг}}$ (обычно $P_d \leq 1$ мВт).

Поэтому обычно $R3$ не задают, а рассчитывают, исходя из этого условия. Вначале находят допустимый ток через датчик:

$$I_{\text{дmax}} = \sqrt{\frac{P_d}{R_{\text{дmin}}}},$$

так как

$$P_d = I_{\text{дmax}}^2 R_{\text{дmin}};$$

$$E_1 = I_{\text{дmax}}(R_{\text{дmin}} + R3).$$

Исходя из вышеприведенных формул определяют величину $R3$:

$$R3 \geq \frac{E_1 - I_{\text{дmax}} R_{\text{дmin}}}{I_{\text{дmax}}}.$$

Рассчитывать резисторы для определения равновесия моста необходимо очень точно (до четырех знаков после запятой). Затем необходимо уточнить баланс моста для $R2_{\text{min}}$ или $R2_{\text{max}}$, т. е. определить $U_{\text{вых}}$ (например, для $R2_{\text{min}}$), приняв $E_1 = 5$ В:

$$U_{\text{ac}} = \frac{E_1}{R_1 + R_4 + R_5} (R5 + R4); \quad (3.1)$$

$$U_{\text{bc}} = \frac{E_1}{R3_{2\text{min}3}}; \quad (3.2)$$

$$\varepsilon_1 = U_{\text{ав}} = U_{\text{ac}} - U_{\text{bc}}.$$

Напряжение $U_{\text{ав}}$ (U_{ac} и U_{bc}) следует определить с точностью до пяти знаков после запятой (величины резисторов необходимо подставлять с точностью до четырех знаков после запятой; $U_{\text{ав}}$ должно быть порядка $U_{\text{ав}} = 0,00000\dots$). В противном случае мост не уравновешен и следует пересчитать резисторы.

Затем необходимо из уравнения датчика определить $R2$ (отличное от $R2_{\text{min}}$) при уходе температуры на 1 % от заданного диапазона. Если рассчитываемый диапазон $\Delta t = 30 - (-15) = 45$ °С, то 1 % составит 0,45 °С, т. е. необходимо определить $R2$ при $t = -15 + 0,45$ °С. Затем эту величину подставляем в (3.2) и определяем ε_1 . Это уже будет напряжение на выходе задатчика, которое и должна обрабатывать САУ (будет определять ее чувствительность или точность).

После расчетов выбирают резисторы в соответствии с общими требованиями.

4 ВЫБОР СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ

Наиболее простым является синтез схемы на базе операционных усилителей (ОУ). В курсовом проекте следует обратить внимание на ряд проблем, возникающих при таком подходе [3]:

1 Полезный сигнал о стабилизируемой температуре снимается с выводов 1 и 2 резисторной мостовой схемы (рисунок 4.1).

Предположим, что $R1 = R2 = R3 = R + R4$, мост сбалансирован, и в точках 1 и 2 будут равные напряжения: $U_1 = U_2 = \frac{5}{2} = 2,5$ В.

Если эти напряжения с помощью дифференциального усилителя вычесть, то в идеальном случае $U_{\text{ВЫХ}} = 0$. В случае изменения $R2$ ($R2 = R_{\text{дат}}$) напряжение U_2 изменится и $U_{\text{ВЫХ}} \neq 0$, т. е. мост будет разбалансирован.

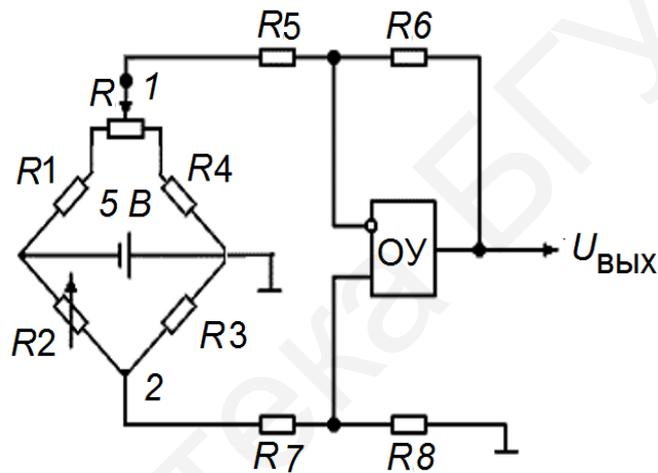


Рисунок 4.1 – Схемный вариант подключения дифференциального усилителя и датчика

Таким образом, полезный сигнал в единицы милливольт (см. расчет датчика) формируется на фоне достаточно большого напряжения $U = 2,5$ В. Этот уровень можно при расчетах принять в качестве синфазной помехи с амплитудой U . Действительно, ОУ, включенный по схеме дифференциального усилителя, из-за внутренней асимметрии не полностью подавляет эту помеху. Ослабление этой помехи выражено в коэффициенте ослабления синфазного сигнала ($K_{\text{ОСС}}$), который приводится в справочных данных ОУ.

Например, примем $U_{\text{сиг}} = 2,5 \cdot 10^{-3}$ В, $K_{\text{диф.ус}} = 100$, $U_{\text{син.сиг}} = 2,5$ В, $K_{\text{ОСС}} = 40$ дБ (ослабление в 100 раз). Тогда на выходе усилителя получим

$$U_{\text{син.сиг}} = \frac{2,5}{100} = 25 \text{ мВ};$$

$$U_{\text{сиг}} = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 250 \text{ мВ}.$$

Чтобы схема стабилизации была работоспособна, необходимо стремиться к выполнению неравенства $\frac{U_{\text{сиг}}}{U_{\text{пом}}} \geq 100$. Тогда точность будет от 1 % и выше.

Исходя из примера, следует к выходу мостовой схемы подключить ОУ с большим $K_{\text{ОСС}}$. Но реальная схема дифференциального усилителя будет ослаблять синфазный сигнал значительно меньше величины $K_{\text{ОСС}}$ из-за непостоянства температуры резисторов $R5-R8$ и изменяющейся величины $R_{\text{ВЫХ}}$ моста ($R2 \neq \text{const}$), и особенно самого датчика (см. рисунок 4.1).

2 Учет входных токов ОУ.

При слабых входных сигналах следует учитывать ошибку из-за $I_{\text{ВХОУ}}$. Рассмотрим простейший пример усилителя (рисунок 4.2).

Пусть $K = 100$, что организуется, например, при $R1 = 1 \text{ кОм}$; $R2 = 100 \text{ кОм}$, и выбран ОУ с величиной $I_{\text{ВХОУ}} = 10 \text{ мкА}$. Если $U_{\text{ВХ}} = 0$, то $I_{\text{ВХ}}$ обеспечивается за счет напряжения $U_{\text{ВЫХОУ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВХ}} R2 = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3 = 1 \text{ В}$ при $R3 = 0$.

Полезный сигнал (см. проблему 1) равен 250 мВ, т. е. помеха будет в четыре раза больше полезного сигнала. Влияние $I_{\text{ВХ}}$ можно ослабить, если усилитель строить на нескольких каскадах, тогда $R2$ можно взять меньшей величины или выбирать ОУ с меньшим значением $I_{\text{ВХ}}$. Если взять ОУ без полевых транзисторов на входе, то подключение резистора $R3$ (параллельное соединение $R1$ и $R2$) позволяет брать в расчетах помехи на входной ток, а разностный ток $\Delta I_{\text{ВХ}}$ (дается в справочниках для ОУ), который обычно в 2–5 раз меньше $I_{\text{ВХ}}$. Если же ОУ с полевыми транзисторами на входе, то $R3$ обычно не ставится, так как $I_{\text{ВХОУ}} \approx \Delta I_{\text{ВХОУ}}$ (почти нет выигрыша), но ОУ с $R3$ увеличивает ошибку при колебаниях температуры среды.

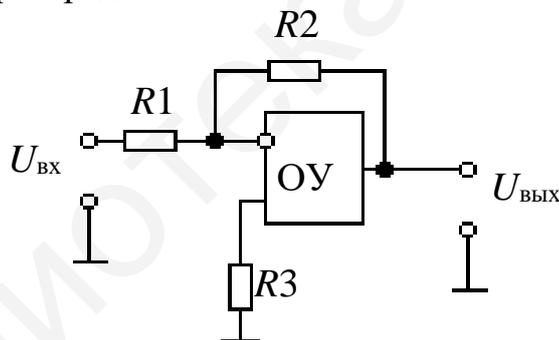


Рисунок 4.2 – Инвертирующий усилитель

Если студенты все же желают выбрать рассмотренный выше дифференциальный усилитель, то необходимо провести расчет бюджета помехи из-за влияния $I_{\text{ВХОУ}}$ и $K_{\text{ОСС}}$ и сравнить с полезным сигналом (привести рассматриваемые сигналы к входу или выходу усилителя).

Более подробно эти проблемы рассмотрены в [3] (глава «Прецизионная техника»).

В схемотехническом плане в [3] приводится удачная схема усилителя, которая позволяет избавиться от рассмотренных проблем (рисунок 4.3). Это – измерительный усилитель (дифференциальный усилитель с большим входным сопротивлением и большим $K_{\text{ОСС}}$), который выпускается зарубежной промышленностью в отдельном корпусе.

Нужно только организовать пайку одного резистора $R3$, обеспечивающего требуемое усиление, т. е. необходимо подключить только один резистор соответствующего номинала в зависимости от требуемой величины K (на схеме, представленной на рисунке 4.3, – это $R3$). Входной каскад состоит из двух операционных усилителей, обеспечивающих большой дифференциальный коэффициент усиления (зависит от соотношения резисторов $R2$ и $R3$) и единичный коэффициент усиления синфазных сигналов без особого точного согласования этих резисторов. Его дифференциальный выход представляет собой усиленный в $K_{\text{диф}}$ полезный сигнал с существенно уменьшенной по отношению к нему синфазной составляющей. Он используется для возбуждения схемы обычного дифференциального усилителя. Задачи последнего – получение однополюсного выходного сигнала и дополнительное подавление остаточного синфазного сигнала. Дифференциальный усилитель часто бывает включен с единичным коэффициентом усиления. В высокоточных схемах резисторы $R4$, $R5$ выбирают прецизионные (точность калибровки – не ниже 0,01 %).

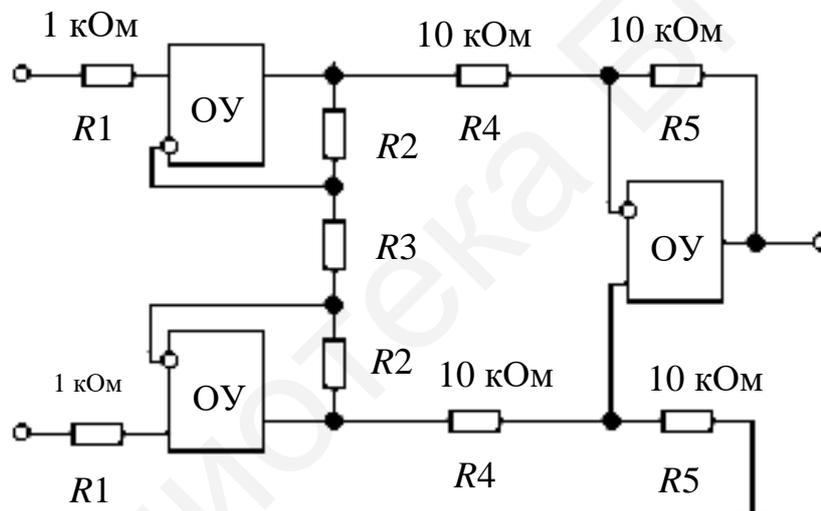


Рисунок 4.3 – Внутренняя структура измерительного усилителя

Здесь $K_{\text{син}} = 1$; $K_{\text{син}} \approx 0$; $K_{\text{диф}} = 1 + \frac{2R2}{R3}$; $K_{\text{диф}} = \frac{R5}{R4}$.

Коэффициент передачи измерительного усилителя равен

$$K = \left(1 + \frac{2R2}{R3}\right) \frac{R5}{R4}.$$

Как правило, производители добиваются равенства $R5$ и $R4$. Тогда

$$K = 1 + \frac{2R2}{R3}.$$

Величина резисторов обычно выбирается в пределах нескольких килоом и приводятся формулы расчета K в виде

$$K = 1 + \frac{50}{R3}$$

или

$$K = 1 + \frac{100}{R3},$$

или другие, где $R3$ имеет размерность в килоомах.

Измерительные усилители выпускаются фирмами в интегральном исполнении (отдельная микросхема) и обычно в технических данных приводится допустимый диапазон использования K . Если необходимо усиление на большее значение, то последовательно подключают еще один усилитель (см. рисунок 4.2), который изменит полярность сигнала ε . Поэтому используют еще один для сохранения полярности сигнала ε или сразу усиливают его на базе неинвертирующего усилителя.

При расчете схем ШИМ приходится задаваться величиной $U_{y\max}$. На выходе конечного (последнего), с которого подается сигнал U_y на вход модулятора, необходимо предусмотреть двухсторонний ограничитель напряжения на принимаемом для расчетов уровне $U_{y\max}$. Требование к величине $U_{y\max}$ для модулятора приводится в разделе 6.

5 РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ УСИЛИТЕЛЯ

Здесь необходимо определить коэффициент передачи усилителя (K_y), так как сигнал от задатчика очень мал (в единицах милливольт). Для линейных САУ коэффициент передачи разомкнутой системы стабилизации определяет ее точность. Но так как студенты еще не владеют опытом синтеза таких САУ, то в курсовом проекте предлагается методика расчета точности с учетом одной нелинейности (зоны нечувствительности двигателя). Эта нелинейность обычно определяется экспериментально, но для расчетов можно принять $U_{зн}$, равное $0,2-0,3U_n$. Если к якорю двигателя приложить напряжение меньшее $U_{зн}$, то он останется неподвижным. Это напряжение необходимо пересчитать в ширину импульса с амплитудой $U_{пит} = U_B$ (см. рисунок 1.2). Напряжение двигателя в соответствии с временными диаграммами зависит от длительности импульса $t_{ц}$.

Рассмотрим варианты использования контроллера TL494.

1 Симметричный закон управления для модулятора на ШИМ-контроллере TL494 (рисунок 5.1).

Напряжение U_1 при $U_{y1} = 0$ обеспечивает равенство площадей S_1 и S_2 ($S_1 = S_2$), и двигатель не будет вращаться. Отклонение напряжения на входе модулятора от этой величины на $\pm \Delta U_{y1}$ приводит к тому, что $S_1 \neq S_2$, и вал двигателя будет вращаться в ту или другую сторону. При этом законе управления отсчет величины U_{y1} необходимо проводить от прямой $y = U_1$. Графическое решение дает

$$S_1 = E_{пит} \left(\frac{T}{2} \pm t_x \right); S_2 = E_{пит} \left(\frac{T}{2} \mp t_x \right); S_3 = U_{зн} T.$$

Из рисунка 5.1 очевидно уравнение

$$|S_1| - |S_2| = |S_3|$$

или

$$E_{пит} 2t_x = U_{зн} T.$$

Отсюда получим

$$t_x = \frac{T}{2} \cdot \frac{U_{зн}}{E_{пит}}.$$

Далее в соответствии с уравнением «пилы» на промежутке $[0; T]$ прямая $y = kt$, где $k = \frac{U_{nmax}}{T \frac{3(B)}{T}}$ определяется значение U_1 , подставив в уравнение «пилы» значение

$$t = \frac{T}{2}.$$

Затем находим значение U_2 из уравнения «пилы» при $t = \frac{T}{2} + t_x$ (рисунок 5.1).

Окончательно рассчитывается величина U_{y1} :

$$U_{y1} = |U_2 - U_1|.$$

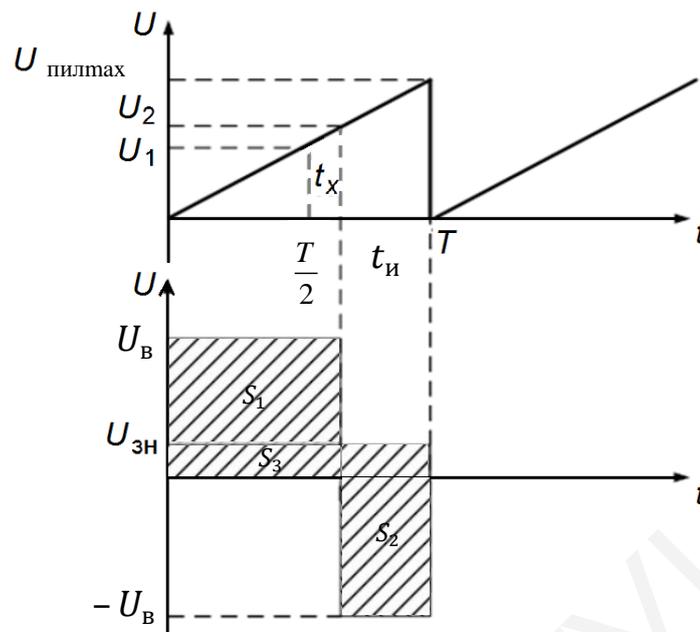


Рисунок 5.1 – Временные диаграммы симметричного закона управления (ШИМ-контроллер TL494)

2 Несимметричный закон управления мощными ключами с использованием микросхемы TL494.

Временные диаграммы для данного модулятора приведены на рисунке 5.2. Здесь графическое решение определения $t_n = t_x$ на базе равенств площадей дает

$$S_1 = U_B t_x;$$

$$S_2 = U_{3н} T.$$

Приравняв эти площади, определяем значение t_x :

$$t_x = T \frac{U_{3н}}{U_B}.$$

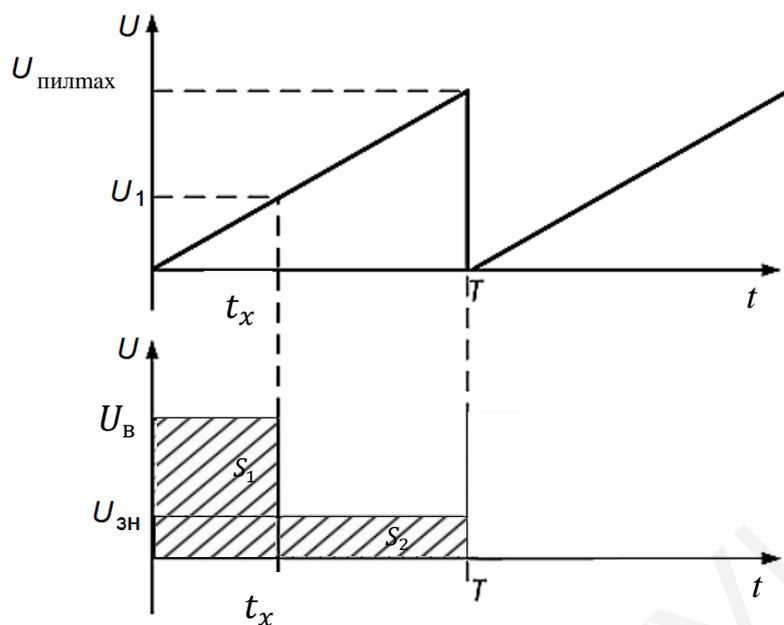


Рисунок 5.2 – Временные диаграммы несимметричного закона управления (ШИМ-контроллер TL494)

Зная параметры $U_{\text{пилмак}}$ (см. технические данные TL494) и период T , используем уравнение «пилы»:

$$U_{\text{пил}} = kt,$$

где $k = \frac{U_{\text{пилмак}}}{T}$.

Подставив в уравнение значение $t = t_x$, находим необходимую величину $U_{y1} = kt_x$.

Обычно в структурных схемах указывается коэффициент передачи узлов при изменении входного сигнала на единичную ступеньку (изменении температуры задатчика на 1 °С). Поэтому коэффициент усилителя равен

$$K_y = \frac{U_{y1}}{\varepsilon_1 \cdot \Delta t}$$

6 МОДУЛЯТОРЫ

За время развития промышленной электроники изобретено много разновидностей схем широтно-импульсных модуляторов на базе транзисторов, операционных усилителей, интегральных логических элементов и т. д. В настоящее время фирмы разных стран производят специализированные многофункциональные интегральные схемы, которые легко приспособить для создания ШИМ. В данном учебно-методическом пособии студентам предлагается ознакомиться с микросхемой *TL494* (аналог *1114EУ4*), которая является двухтактным контроллером с ШИМ (рисунок 6.1).

С помощью микросхемы *TL494* можно реализовать следующие основные функции: формирование опорного напряжения, усиление сигнала рассогласования, формирование пилообразного напряжения, широтно-импульсную модуляцию, формирование двухтактного и однотактного режима коммутации, усиление сигнала датчика тока, обеспечение «мягкого» запуска. Контроллер *TL494* может работать в двухтактном режиме, когда осуществляется управление двумя силовыми транзисторами (например, стойкой моста), и в однотактном (управление одиночным транзистором). С этой целью в контроллере предусмотрен специальный вход *ОТС* (см. рисунок 6.1). В двухтактном режиме на вход *ОТС* нужно подать сигнал логической 1 с выхода V_{REF} источника опорного напряжения, а в однотактном – логический 0 (общая точка микросхемы *GND*).

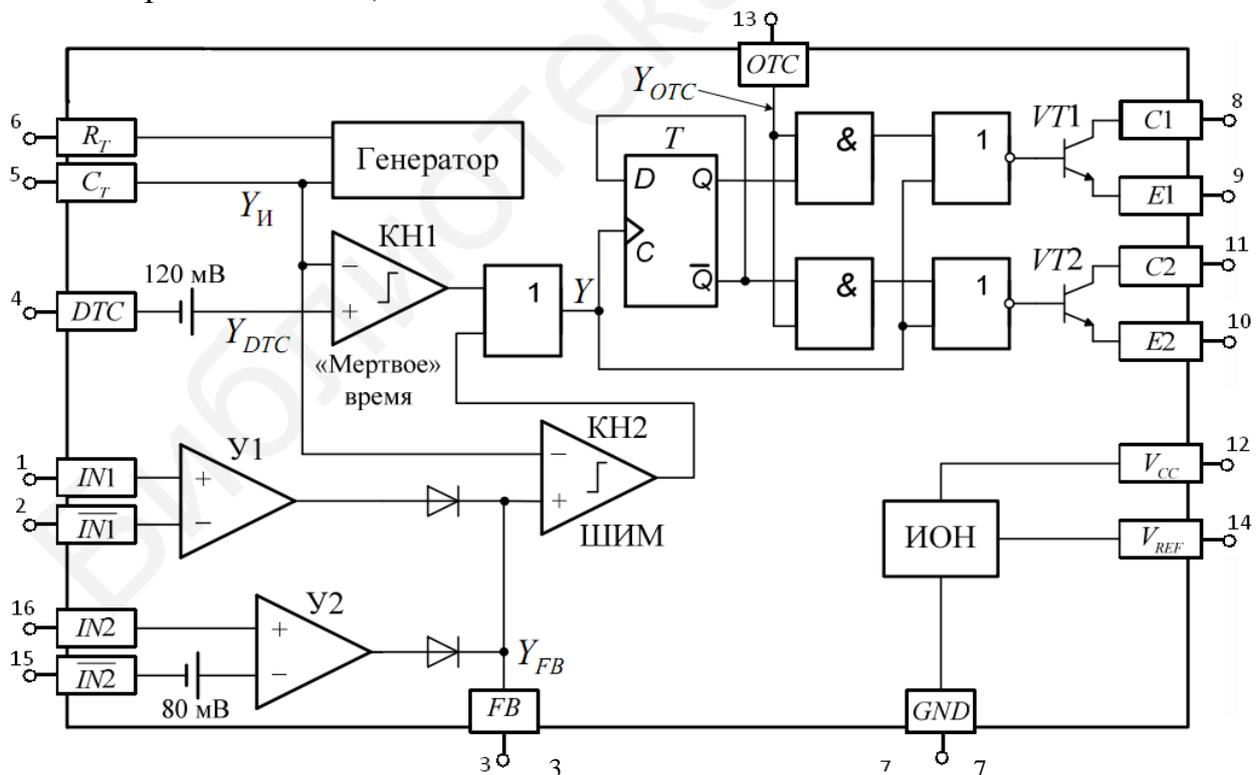


Рисунок 6.1 – Функциональная схема ШИМ-контроллера *TL494*

Здесь $IN1, IN2$ – прямой вход усилителей ошибки $U1, U2$;
 $\overline{IN1}, \overline{IN2}$ – инверсный вход усилителей ошибки $U1$ и $U2$;
 FB – вход обратной связи усилителей ошибки $U1$ и $U2$;
 DTC – вход управления «мертвого» времени;
 R_T – подключение времязадающего резистора генератора;
 C_T – подключение времязадающего конденсатора генератора;
 GND – общая точка микросхемы контроллера;
 C_1, C_2 – коллектор выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$;
 E_1, E_2 – эмиттер выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$;
 OTS – выбор режима работы;
 V_{CC} – напряжение питания микросхемы;
 V_{REF} – выход источника опорного напряжения.

В двухтактном режиме работы логические элементы 2ИЛИ-НЕ переводят в открытое состояние транзисторы $VT1$ или $VT2$ только тогда, когда выходные сигналы Q или \bar{Q} триггера T находятся в состоянии логического 0 (см. рисунок 6.2, z – $ж$). При этом выходная частота управляющих импульсов $(T)^{-1}$ равна половине частоты генератора $(T_0)^{-1}$. В однотактном режиме на базах транзисторов $VT1$ и $VT2$ формируются одинаковые управляющие сигналы (см. рисунок 6.2, $e, ж$). Выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ на выходе контроллера могут быть включены по схеме с общим эмиттером или эмиттерного повторителя.

Из временных диаграмм сигналов (см. рисунок 6.2) видно, что уменьшение сигнала обратной связи Y_{FB} приводит к увеличению ширины выходных импульсов.

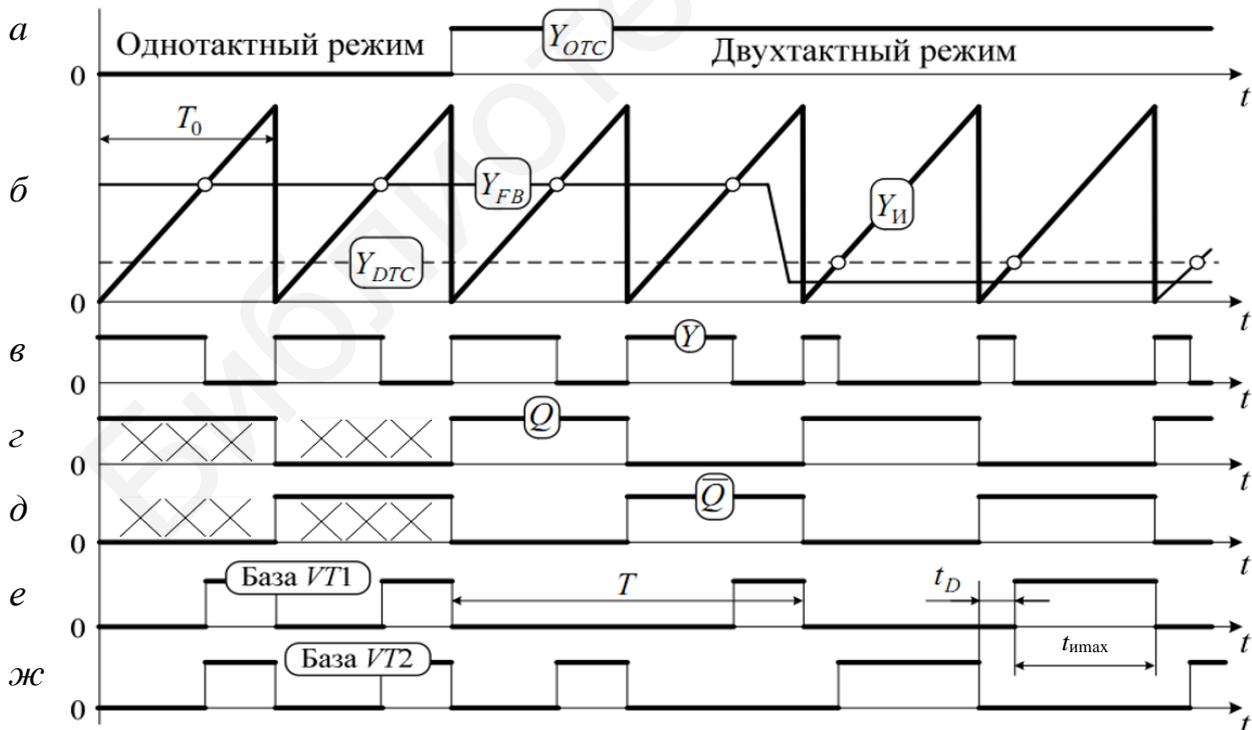


Рисунок 6.2 – Временные диаграммы сигналов ШИМ-контроллера $TL494$ (XXX-сигналы триггера не влияют на управление $VT1$ и $VT2$)

Компаратор регулировки «мертвого» времени КН1 имеет постоянное смещение 0,12 В (см. рисунок 6.1), что ограничивает минимальное «мертвое» время t_D на уровне 4 % от периода T_0 генератора пилообразного напряжения. В результате максимальная длительность управляющего импульса t_{imax} равна $0,96T_0$ для одноктактного режима и $0,48T_0$ – для двухтактного. «Мертвое» время t_D позволяет устранить режим сквозного тока, возникающий в результате переходного процесса включения и выключения транзисторов стойки моста при условии, что сигнал обратной связи Y_{FB} становится меньше сигнала установки «мертвого» времени Y_{DTC} (см. рисунок 6.2, б, е, ж).

Для большинства одноктактных контроллеров «мертвое» время позволяет ограничить минимальную длительность управляющего импульса t_{imin} , которая определяется не столько свойствами контроллера, сколько частотными свойствами мощных ключей. В области малых значений длительности импульса t_{imin} нарушается точность воспроизведения импульса управления и, следовательно, характеристика преобразования модулятора и мощного ключа. Поэтому для многих контроллеров при значениях $t_{\text{и}} < t_{\text{imin}}$ на выходе модулятора не происходит формирования управляющего импульса.

Предельные значения параметров приведены в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Предельные значения параметров

Напряжение питания V_{CC}	41 В
Входное напряжение усилителя	$(V_{CC} + 0,3)$ В
Выходное напряжение коллектора	41 В
Выходной ток коллектора	250 мА
Общая мощность рассеивания в непрерывном режиме	1 Вт
Рабочий диапазон температур окружающей среды:	
- с суффиксом L;	- 25...85 °С;
- с суффиксом C	0...70 °С

Питание микросхемы (рисунок 6.3) находится на выводах 7 и 12.

больше, чем на неинвертирующем. Компаратор меняет свое выходное напряжение на логический 0, тем самым снимая первую ступень блокировки. Вторая ступень блокировки контролируется компаратором *DA5*, который следит за величиной напряжения питания 5 В, поскольку внутренний стабилизатор *DA6* не может выдать напряжение больше, чем на его входе. Когда напряжение питания превысит 5 В, на инвертирующем входе *DA5* станет равным логическому 0 и попадает на вход *DD1*. Снимается вторая ступень блокировки. Внутреннее опорное напряжение 5 В используется и внутри микросхемы и за ее пределами, подавая его наружу через вывод 14. Внутреннее использование гарантирует стабильную работу логических схем *DA3* и *DA4*, поскольку данные компараторы формируют импульсы управления из сравнения пилообразного напряжения, формируемого генератором *G1*. *G1* – генератор пилообразного напряжения, частота которого зависит от времязадающей цепочки, состоящей из конденсатора 3 и резистора 13. Резистор не принимает непосредственного участия в формировании пилообразного сигнала, а служит регулирующим элементом генератора тока, который и заряжает конденсатор 3. Уменьшая номинал *R13*, увеличивают ток зарядки – конденсатор 3 заряжается быстрее и увеличивается тактовая частота. Амплитуда формируемой «пилы» сохраняется. Далее «пила» попадает на инвертирующий вход компаратора *DA3*. На неинвертирующем входе находится опорное напряжение 0,12 В. Это как раз то напряжение, которое соответствует 5 % от всей амплитуды импульса. Другими словами, независимо от частоты на выходе компаратора *DA3* появится логическая 1 ровно на 5 % от длительности всего управляющего импульса. Тем самым эта логическая 1 блокирует *DD1* и обеспечивает время паузы между переключениями транзисторов выходного каскада схемы. Это не совсем удобно, если в процессе эксплуатации изменяется частота. И тут нужно будет следить за тем, чтобы силовые транзисторы преобразователя успевали закрываться и возникновение сквозного тока полностью исключалось. Эта проблема решается довольно легко, если величину опорного напряжения увеличить на 0,12 В. Соответственно увеличится и длительность пауз. Сделать это можно, собрав делитель напряжения на резисторах или использовав диод с малым падением напряжения на переходе.

Пилообразное напряжение с генератора также поступает на компаратор *DA4*, который сравнивает его с напряжением, формируемым усилителем ошибки *DA1* и *DA2*.

Если напряжение с усилителя ошибки располагается ниже амплитуды пилообразного напряжения, то управляющие импульсы проходят дальше беспрепятственно на формирователь. Если на выходах усилителя ошибки имеется какое-то напряжение, отличное от нуля, и оно больше минимального и меньше максимального, то при достижении пилообразного напряжения уровня напряжения ошибки компаратор *DA4* формирует логическую 1 и выключает управляющий импульс, идущий на *DD1*. После *DD1* стоит инвертор *DD2*, который формирует фронты для работающего по фронту *D*-триггера *DD3*. Триггер в свою очередь делит тактовый сигнал на два и поочередно разрешает

работу элементов И. Суть работы элементов И заключается в том, что на его выходе будет логическая 1 только в том случае, если на всех его входах будет единичный сигнал. И наоборот, на выходе логического элемента И будет логический 0, если хотя бы один вход имеет нулевой сигнал. Вторые выводы логических элементов И выведены на внешний контакт 14, который может служить для подачи сигнала разрешения работы микросхемы.

На месте $DD6$ и $DD7$ стоит пара элементов ИЛИ, выходное напряжение которых инвертировано. На вторые входы элементов ИЛИ подается выходной сигнал с $DD1$, что блокирует $DD6$ и $DD7$, когда с выхода $DD1$ снимается единица. С выходов $DD6$ и $DD7$ сигнал поступают на базы выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$. Сама микросхема использует только базы транзисторов, а эмиттеры и коллекторы выведены за пределы микросхемы и могут использоваться по усмотрению пользователя. Например, соединив эмиттеры с общим проводом и подключив коллектора к обмоткам согласующего трансформатора, мы можем с помощью микросхемы непосредственно управлять силовыми транзисторами. Если же коллекторы выходных транзисторов соединить с напряжением питания, а эмиттеры нагрузить резисторами, то получаем импульсы для непосредственного управления затворами полевых транзисторов. Транзисторы должны быть не очень мощными, чтобы ток коллекторов выходных транзисторов микросхемы не превышал 250 мА. Также схему можно использовать для управления однотактными преобразователями, соединив эмиттеры и коллекторы транзисторов между собой. По этой же схемотехнике можно делать импульсные стабилизаторы. Фиксированное время пауз не даст намагнитится индуктивности. Можно использовать его и как многоканальный стабилизатор.

Рассмотрим варианты использования контроллера $TL494$.

1 Для симметричного закона управления мощными ключами рекомендуется следующая схема включения контроллера $TL494$ (рисунок 6.4).

Значения R_T и C_T определяются по формуле

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1,1}{R_T C_T},$$

где T – период коммутации мощных ключей. Задаваясь величиной C_T , можно рассчитать величину резистора R_T .

Входы $IN2$ и $\overline{IN2}$ подключены к земле (или на $\overline{IN2}$ можно подать напряжение +5 В от клеммы 14 через резистор с сопротивлением 1–5 кОм), за счет источника 80 мВ, усилитель (компаратор) $У2$ будет выключен из работы контроллера. На вход DTC (клемма 4) не подается сигнал, и этим исключается из работы контроллера компаратор $КН1$, а так как вход OTS подключен к земле, то используется однотактный режим работы контроллера и выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ будут включены в параллельную работу.

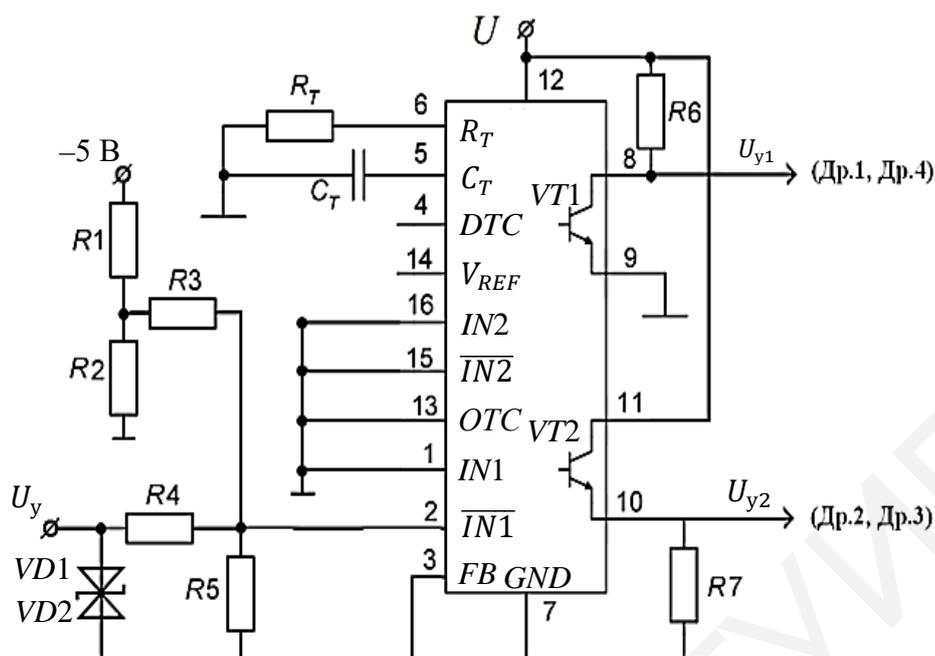


Рисунок 6.4 – Принципиальная схема включения контроллера *TL494* в качестве модулятора для симметричного закона управления

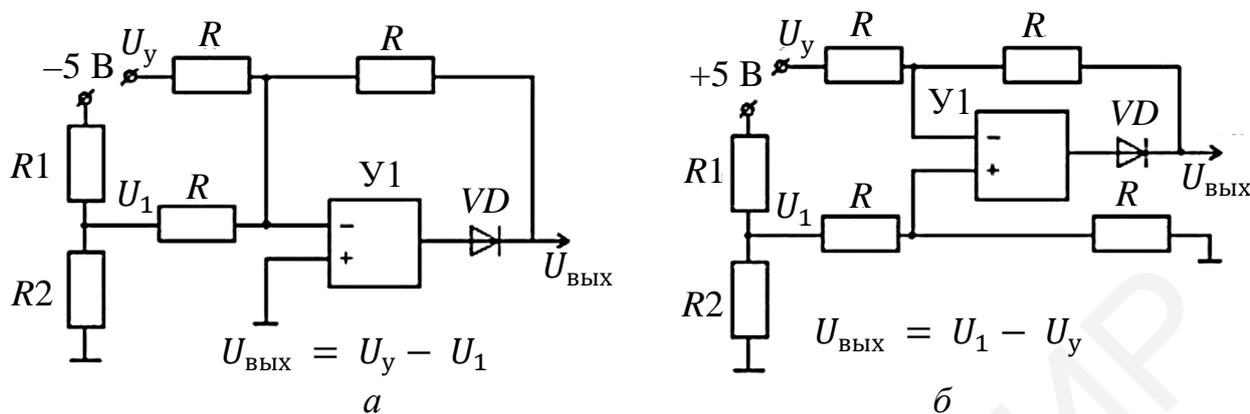
Резисторы $R3 = R4 = R5$ (можно принять без расчета порядка 2–10 кОм) помогают на базе операционного усилителя (компаратора) $U1$ реализовать схему инвертирующего суммирующего усилителя с коэффициентом усиления $K_{y1} = -1$ (применяя другие величины резисторов $R3, R4, R5$, можно изменять коэффициенты усиления по соответствующим входам).

На резисторах $R1$ и $R2$ реализуется схема делителя. При их расчете следует учитывать то обстоятельство, что при симметричном законе управления мощным каскадом при $U_y = 0$ необходимо иметь ширину импульса, равную $0,5T$ (50 % от периода T). Тогда, используя следующее соотношение (с учетом технических данных *TL494*), 4 % соответствуют 120 мВ, а 50 % – x .

Откуда $x = \frac{0,12 \cdot 50}{4} = 1,5$ В и делитель $R1$ и $R2$ должны понизить напряжение с -5 В до $-1,5$ В ($R1$ и $R2$ должны быть на порядок меньше значения $R3$). При расчете усилителя от задатчика необходимо получить $\left| U_{y\max} \right| \left| \frac{0,12 \cdot 90}{2 \cdot 4} \right|$ В (так как $t_{\text{имак}} = 0,9T$, или 90 % от периода T , деленное на 2). Стабилитроны $VD1$ и $VD2$ должны гарантировать величину $\left| U_{y\max} \right|$ в этом пределе (часто устанавливается на выходе усилителя, формирующего U_y).

Как отмечено выше, на базе внутреннего усилителя (компаратора) с помощью внешних дополнительных резисторов ($R3, R4, R5$) реализована схема инвертирующего суммирующего усилителя (рисунок 6.5, а). Сигнал от делителя ($-1,5$ В) помогает получить на выходе суммарный сигнал в пределах от $+0,2$ до $+2,7$ при изменении U_y от 0 до 1,35 В, что обеспечит его ШИМ-преобразование. Но такая схемная реализация требует дополнительный источник -5 В.

На рисунке 6.5, б та же задача может быть решена на базе дифференциального (разностного) усилителя [3].



а – усилитель инвертирующий суммирующий; б – усилитель дифференциальный (разностный)
Рисунок 6.5 – Схемы усилителей

Такая схемная реализация выполняет ту же задачу, но источник +5 В формируется в ШИМ-контроллере (вывод 14).

Сигналы U_{y1} и U_{y2} с выходных транзисторов контроллера $VT1$ и $VT2$ всегда будут в противофазе ($VT1$ включен по схеме с общим эмиттером, $VT2$ – по схеме эмиттерного повторителя). Такая схема включения транзисторов не требует использования специальной схемы НЕ (см. описание лабораторного макета). Минимальные величины $R6$ и $R7$ рассчитывают исходя из технических данных контроллера:

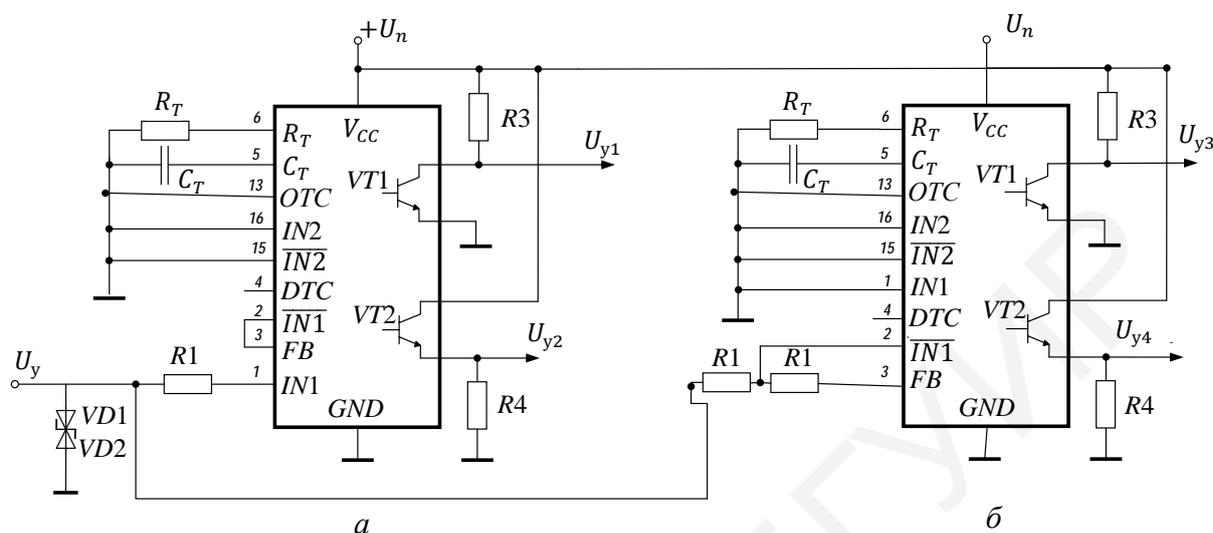
$$R6 \approx R7 > \frac{U_{\text{п}}}{I_{\text{ввыхмажкол}} \frac{U_{\text{п}}}{0,25}}$$

Не следует принимать $U_{\text{п}} = 41$ В и $I = 250$ мА (это предельные значения, резисторы $R6$ и $R7$ будут иметь большую мощность рассеивания). Обычно за $U_{\text{п}}$ берется стандартное значение, выбранное для питания других узлов (микросхем) (5, 10, 15, 20 В), а ток $I_{\text{ввых}}$ должен обеспечивать с запасом 1,5–5 В входной ток последующей микросхемы (в курсовом проекте учитывается $I_{\text{вх}}$ драйвера).

2 ШИМ-контроллер $TL494$ можно использовать и при несимметричном законе управления мощными ключами.

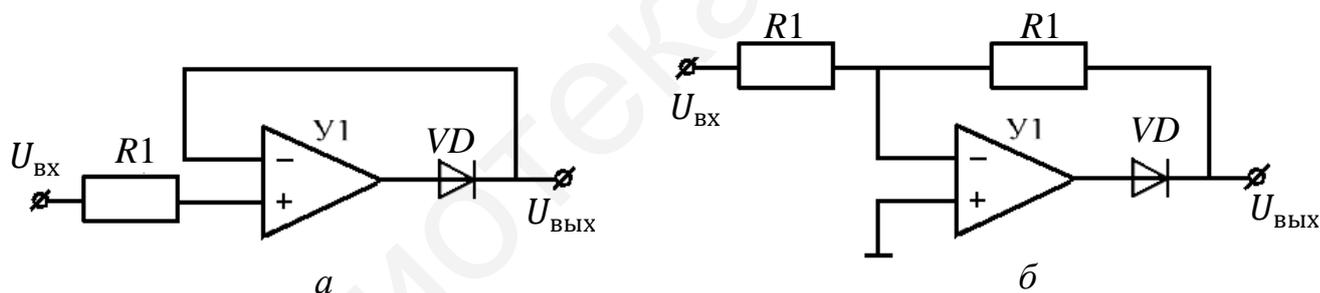
Для этого случая рекомендуется схема (рисунок 6.6), которая использует два контроллера. Первый контроллер работает в режиме ШИМ при сигнале $U_y > 0$, второй – при $U_y < 0$. На базе внутреннего усилителя (компаратора) $Y1$ (ШИМ-контроллер 1) с помощью дополнительных связей реализован усилитель-повторитель (рисунок 6.7), а в контроллере 2 реализован инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным -1 . Этим согласуется полярность входного сигнала с полярностью пилообразного напряжения (в микросхеме $TL494$ всегда положительное). И в зависимости от полярности $U_{\text{вх}}$ будет

функционировать одна из схем ШИМ-контроллера, однозначно определяя направление вращения вала двигателя. Величину резистора $R1$ можно без расчета принять равным 2–10 кОм.



a – ШИМ-контроллер 1; b – ШИМ-контроллер 2

Рисунок 6.6 – Схема включения ШИМ-контроллеров $TL494$ для несимметричного закона управления мощными ключами



a – усилитель-повторитель; b – инвертирующий усилитель

Рисунок 6.7 – Усилители на ОУ

В усилителе-повторителе [3] полярности входного и выходного сигналов совпадают. Если полярность входного сигнала поменяется на отрицательную, то диод VD запирается и выходное напряжение будет близко к нулю, на выходе компаратора КН2 всегда будет напряжение логического 0 (напряжение «пилы» ≥ 0) и выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ будут находиться в открытом состоянии. На выходах этих транзисторов напряжение U_{y1} и U_{y2} при такой схеме включения будут в логическом отношении инверсными ($U_{y1} \approx 0$ В, $U_{y2} \approx U_n$), т. е. на драйвер 2 будет подаваться высокое напряжение и мощный транзистор $VT2$ будет открыт, а мощный транзистор $VT1$ – закрыт. Это утверждение справедливо, если драйверы будут синфазными. В противном случае следует поменять местами сигналы управления драйверов. Эта рекомендация преследует

цель, чтобы и при несимметричном законе управления в этом частном случае было возможно применение бутстрепного принципа питания драйверов мощных ключей (экономим два источника, но приходится вместо них включать два высокочастотных диода и две высокочастотные емкости).

Второй контроллер будет работать в качестве широтно-импульсного модулятора только при отрицательном сигнале U_y , так как при помощи двух дополнительных резисторов $R1$ на компараторе $У1$ (ШИМ-контроллера 2) реализован инверсный усилитель. Тогда

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}}.$$

Величины резисторов $R3$ и $R4$ в схеме обоих контроллеров должны быть достаточными, чтобы обеспечить входной ток драйверов (см. расчет схемы для симметричного закона управления).

Примечание – В случае если ШИМ-контроллер должен работать только с положительными сигналами U_y , имеется еще несколько вариантов подключения сигнала преобразования, кроме варианта, изображенного на рисунке 6.6, а:

1 Реализовать схему (см. рисунок 6.6) на усилителе $У2$, используя входы $IN2$ и $\overline{IN2}$.

2 Подключить сигнал U_y к входу DTC (клемма 4) через резистор около 1–10 кОм.

3 Подключить сигнал U_y к входу FB (клемма 3) через резистор около 1–10 кОм.

4 Подключить сигнал U_y к входу FB через резистор R около 1–10 кОм и параллельно к входу DTC также через резистор.

При этом необходимо тем или другим способом выключить работу компаратора $У1$ и (или) $У2$, если последние не используются в работе. Также следует обратить внимание на то, что входы DTC и компаратора $У2$ имеют сдвигающие напряжения (120 и 80 мВ соответственно) и последние могут вносить в работу ШИМ ошибки (необходим дополнительный анализ).

7 ДРАЙВЕРЫ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Драйвер представляет собой усилитель мощности и предназначается для непосредственного управления силовым ключом (иногда ключами) преобразователя. Он должен усилить управляющий сигнал по мощности и напряжению и в случае необходимости обеспечить его потенциальный сдвиг.

При выборе драйвера необходимо согласовать его выходные параметры с входными параметрами мощного ключа (транзисторы *MOSFET*, *IGBT*).

1 МДП-транзисторы и *IGBT* – это приборы, управляемые напряжением, однако для увеличения входного напряжения до оптимального уровня (12–15 В) необходимо обеспечить в цепи затвора соответствующий заряд.

2 Динамические характеристики переключения определяются скоростью перезаряда паразитных конденсаторов транзистора. Минимальные значения времени обеспечиваются в режиме перезаряда постоянным динамическим током.

3 Для ограничения скорости нарастания тока и уменьшения динамических помех необходимо использовать последовательные сопротивления в цепи затвора.

Драйверы для управления сложными преобразовательными схемами содержат большое количество элементов, поэтому их выпускают в виде интегральных схем. Эти микросхемы, помимо усилителей мощности, содержат также цепи преобразования уровня, вспомогательную логику, цепи задержки для формирования «мертвого» времени, а также ряд защит, например, от перегрузки по току и короткого замыкания, снижения напряжения питания и ряд других.

Многие фирмы выпускают многочисленный функциональный ряд: драйверы нижнего ключа мостовой схемы, драйверы верхнего ключа мостовой схемы, драйверы верхнего и нижнего ключей с независимым управлением каждого из них, полумостовые драйверы, которые часто имеют только один управляющий вход и могут использоваться для симметричного закона управления, драйверы для управления всеми транзисторами мостовой схемы.

В драйверах, производимых компанией *IR (International Rectifier)*, принята базовая схема, имеющая высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня и получающая питание от бутстрепной емкости или «плавающего» источника. Основными преимуществами микросхем управления *IR* являются минимальные габариты, низкое потребление энергии и полный набор конфигураций: одиночные драйверы нижнего и верхнего плеча, полумостовые и трехфазные мостовые. В зависимости от типа кристаллов время включения и время выключения микросхем *IR* составляет 25–120 и 15–80 нс соответственно, что обеспечивает работу в диапазоне частот до сотен кГц. Выходные токи драйверов *IR* позволяют использовать их в силовых преобразователях мощностью до 3–5 кВт – это диапазон, где позиции *IR* традиционно сильны и для которого выпускается широкая гамма транзисторов и модулей. Приведенная на рисунке 7.1 схема полумостового драйвера *IR2110* показывает основные схемные решения, заложенные в микросхемах управления *IR* [10]. Драйвер

содержит каскады, предназначенные для нормирования входных логических сигналов, каскад сдвига уровня, выходные каскады управления изолированными затворами и устройствами контроля напряжения управления *UVLO*. Входы драйверов совместимы с уровнями сигналов ТТЛ/КМОП, уровень логической единицы некоторых микросхем изменяется пропорционально напряжению питания V_{DD} входного каскада, у остальных микросхем пороговые уровни являются стандартными для ТТЛ-сигналов.

Как правило, на входе устанавливается триггер Шмидта, осуществляющий нормирование фронтов входных сигналов и имеющий ширину гистерезиса, равную примерно 10 % от напряжения питания V_{DD} . Полумостовые драйверы могут иметь независимые входы верхнего и нижнего плеча или запрещать одновременное включение обоих транзисторов полумоста (плеча моста). Как правило, такие микросхемы формируют время задержки переключения t_{dt} , необходимое для исключения сквозных токов. Это время может быть фиксированным или задаваться с помощью внешних элементов. Время задержки включения/выключения для каналов драйвера должно быть согласовано, уровень согласования указывается в технических характеристиках. Ряд микросхем имеет вход стробирования (*SD – shut down*), предназначенный для отключения выходных сигналов.

После триггера Шмидта входные сигналы поступают на транслятор уровня. Эти узлы, имеющие высокий уровень помехозащищенности, позволяют согласовать логический сигнал, связанный с сигнальным общим проводом, с силовой минусовой шиной питания. Трансляторы уровня содержат также импульсный фильтр, не пропускающий сигналы с длительностью менее 50 нс.

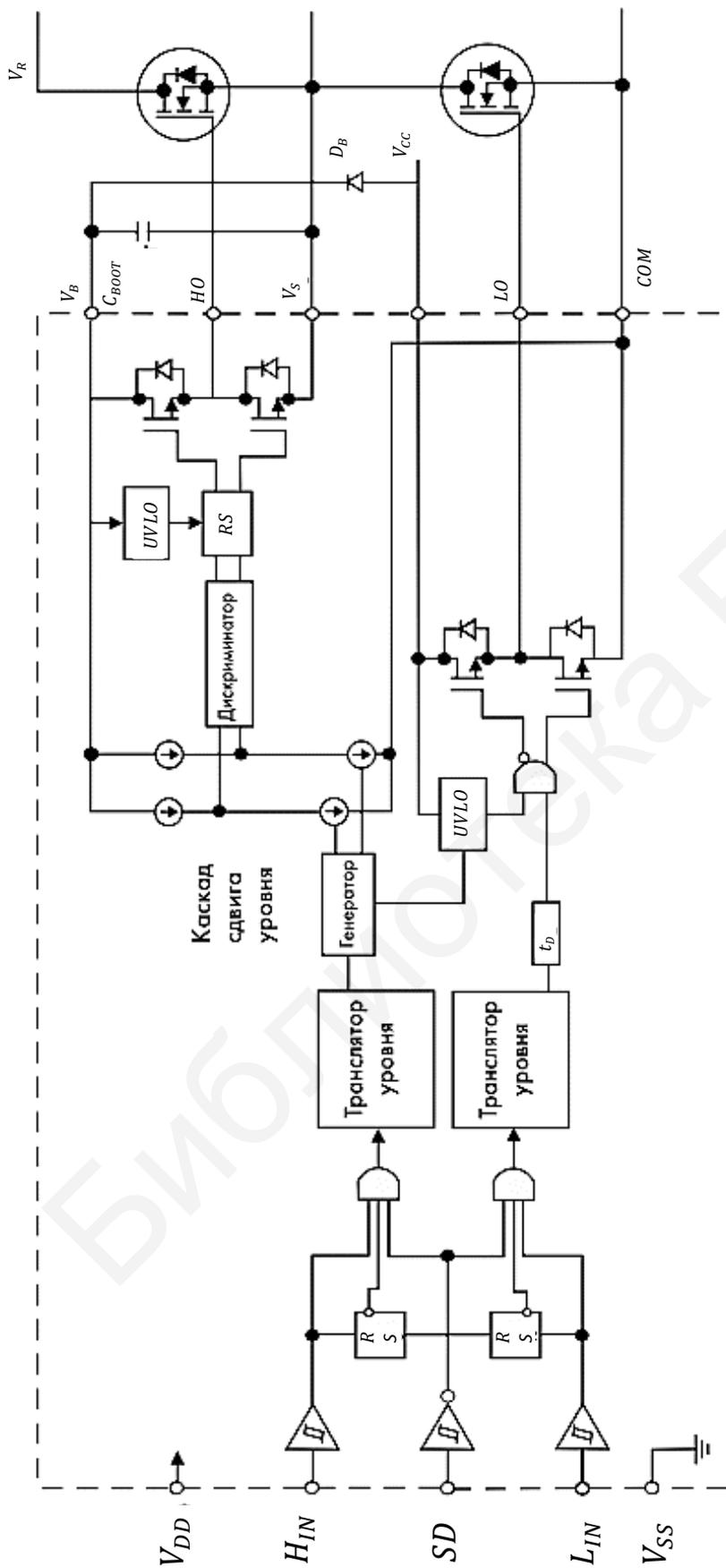


Рисунок 7.1 – Структурная схема драйвера IR2110

Схема защиты от падения напряжения управления *UVLO* необходима для предотвращения линейного режима работы транзистора и обычно имеет уровень 8–11 В. Каскад сдвига уровня предназначен для передачи логического сигнала схеме управления транзистором верхнего плеча. *IR* выпускает микросхемы, рассчитанные на перепад напряжений от –5 до 600–1200 В. Каскад сдвига уровня содержит генератор, вырабатывающий узкие импульсы, совпадающие с фронтами входного логического сигнала, дискриминатор импульсов и триггер-защелку (*RS*), формирующий сигнал управления выходным каскадом. Такая схема позволяет резко снизить ток потребления верхнего каскада драйвера. Дискриминатор требуется для повышения устойчивости драйвера к воздействию переходных перенапряжений dV/dt , возникающих из-за больших скоростей переключения. Благодаря наличию дискриминатора драйверы *IR* способны устойчиво работать при значениях dV/dt до 50 В/нс. При более высоких скоростях может произойти защелкивание драйвера – одна из самых серьезных проблем, присущих высоковольтным схемам управления, не имеющим гальванической разрядки.

Поскольку для надежного открывания транзистора верхнего плеча напряжение питания каскада драйвера должно быть выше напряжения шины питания, как минимум, на величину *UVLO*, обычно для питания верхних каскадов драйвера применяют изолированные источники. Важным преимуществом драйверов *IR* является то, что благодаря чрезвычайно малому собственному току потребления драйвера питание может осуществляться с помощью бутстрепных емкостей. Именно они обеспечивают необходимый ток перезаряда емкостей затвора управляемого транзистора.

Типовая схема включения драйвера верхнего и нижнего ключей *IR2110* с бутстрепным принципом питания приведена на рисунке 7.2, а. Управление обоими ключами независимое. Отличие данного драйвера от других заключается в том, что в *IR2110* введена дополнительная схема преобразования уровня как в нижнем, так и верхнем каналах, позволяющая разделить по уровню питание логики микросхемы от напряжения питания драйвера. Содержится также защита от пониженного напряжения питания драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

Конденсаторы C_D , C_C предназначены для подавления высокочастотных помех по цепям питания логики и драйвера соответственно. Высоковольтный плавающий источник образован конденсатором $C1$ и диодом $VD1$ (бутстрепный источник питания).

Подключение выходов драйвера к силовым транзисторам осуществляется при помощи затворных резисторов R_{G1} и R_{G2} .

Поскольку драйвер построен на полевых элементах и суммарная мощность, расходуемая на управление, незначительна, то в качестве источника питания выходного каскада может быть использован конденсатор $C1$, подзаряжаемый от источника питания $U_{пит}$ через высокочастотный диод $VD1$. Конденсатор $C1$ и диод $VD1$ в совокупности образуют высоковольтный «плавающий» источник питания, предназначенный для управления верхним

транзистором $VT1$ стойки моста. Когда нижний транзистор $VT2$ проводит ток, то исток верхнего транзистора $VT1$ подключается к общему проводу питания, диод $VD1$ открывается и конденсатор $C1$ заряжается до напряжения $U_{C1} = U_{пит} - U_{VD1}$. Наоборот, когда нижний транзистор переходит в закрытое состояние и начинает открываться верхний транзистор $VT1$ (см. рисунок 7.1), диод $VD1$ оказывается подпертым обратным напряжением силового источника питания. В результате этого выходной каскад драйвера начинает питаться исключительно разрядным током конденсатора $C1$. Таким образом, конденсатор $C1$ постоянно «гуляет» между общим проводом схемы и проводом силового источника питания (точка 1).

При использовании драйвера $IR2110$ с бутстрепным питанием особое внимание следует обратить на выбор элементов высоковольтного «плавающего» источника. Диод $VD1$ должен выдерживать большое обратное напряжение (в зависимости от силового источника питания схемы), допустимый прямой ток – примерно 1 А, время восстановления t_{rr} равно 10–100 нс, т. е. быть быстродействующим. В литературе рекомендуется диод $SF28$ (600 В, 2 А, 35 нс), а также диоды $UF 4004$ – 4007 , $UF 5404$ – 5408 , $HER 105$ – 108 , $HER 205$ – 208 и другие классы *ultra-fast*.

Схема драйвера выполнена таким образом, что высокому логическому уровню сигнала на любом входе HIN и LIN соответствует такой же уровень на его выходе HO и LO (см. рисунок 7.2, б). Появление высокого уровня логического сигнала на входе SD приводит к запираанию транзисторов стойки моста.

Данную микросхему целесообразно использовать для управления ключами инвертора с ШИМ-регулированием выходного напряжения. При этом следует помнить, что в СУ необходимо обязательно предусмотреть временные задержки («мертвое» время) с целью предотвращения сквозных токов при коммутации транзисторов стойки моста ($VT1$, $VT2$ и $VT3$, $VT4$) (см. рисунок 1.1).

Емкость $C1$ – это бутстрепная емкость, минимальная величина которой может рассчитываться по формуле [8]

$$C_1 = \frac{2 \cdot (2Q_3 + I_{пит}T + Q_1)}{V_H - V_{qпр}},$$

где Q_3 – величина заряда затвора мощного ключа (справочная величина);

$I_{пит}$ – ток потребления драйвера в статическом режиме (справочная величина, обычно $I_{пит} \approx I_{Гст}$ мощного ключа);

Q_1 – циклическое изменение заряда драйвера (для 500–600-вольтных драйверов – 5 нК);

V_H – напряжение питания схемы драйвера;

$V_{qпр}$ – падение напряжения на бутстрепном диоде $VD1$;

T – период коммутации мощных ключей.

V_{DD} – питание логики микросхемы;

SS – общая точка логической части драйвера;

HIN , LIN – логические входные сигналы, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно;

SD – логический вход отключения драйвера;

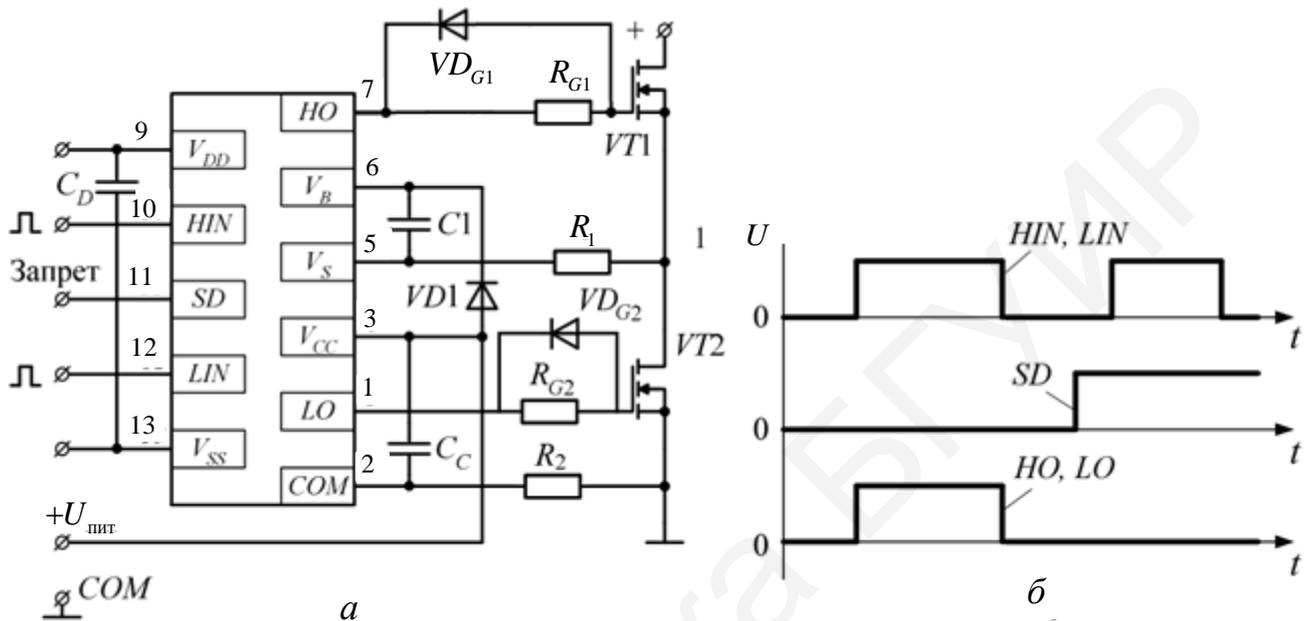
V_{CC} – напряжение питания драйвера;

COM – отрицательный полюс источника питания V_{CC} ;

HO, LO – выходные сигналы драйвера, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно;

V_B – напряжение питания высоковольтного «плавающего» источника;

V_S – общая точка отрицательного полюса высоковольтного «плавающего» источника.



a – функциональная схема драйвера; b – временные диаграммы сигналов на входах и выходах

Рисунок 7.2 – Типовая схема драйвера IR2110

Полученное значение бутстрепной емкости необходимо увеличить в 10–15 раз (обычно C в пределах 0,1–1 мкФ). Это должна быть высокочастотная емкость с малым током утечки (в идеале – танталовая).

Резисторы R_{G1}, R_{G2} определяют время включения мощных транзисторов, а диоды VD_{G1} и VD_{G2} , шунтируя эти резисторы, уменьшают время выключения до минимальных величин. Резисторы R_1, R_2 имеют небольшую величину (до 0,5 Ом) и выравнивают разброс омических сопротивлений вдоль общей шины управления (обязательны, если мощный ключ – параллельное соединение менее мощных транзисторов).

При выборе драйвера для мощных транзисторов необходимо учитывать:

1 Закон управления мощными транзисторами:

а) для симметричного закона подходят драйверы верхнего и нижнего ключа и драйверы полумостов;

б) для несимметричного закона необходимы драйверы верхнего и нижнего ключа с независимым управлением каждого мощного ключа. Для

несимметричного закона не подходят драйверы с трансформаторной гальванической развязкой.

2 Параметры мощного ключа (I_k или $I_{\text{стока}}$).

Обычно применяют приближенный подход:

а) $I_{\text{вых.дрмах}}$, равный 2 А, может управлять мощным VT с током до 50 А;

б) $I_{\text{вых.дрмах}}$, равный 3 А, может управлять мощным VT с током до 150 А (иначе время включения и выключения значительно возрастает и увеличиваются мощностные потери на переключение), т. е. высококачественный транзистор при ошибочном выборе драйвера теряет свои основные достоинства.

Учет дополнительных функций

Фирмы выпускают драйверы с многочисленными сервисными функциями:

а) различные защиты мощного ключа;

б) защита от понижения напряжения питания драйвера;

в) с встроенными бутстрепными диодами;

г) с регулируемым и нерегулируемым временем задержки включения мощного VT по отношению к моменту выключения другого (борьба со сквозными токами в полумосте);

д) со встроенной или отсутствующей гальванической развязкой. В последнем случае на входе драйвера необходимо подключить микросхему гальванической развязки (чаще всего – высокочастотная диодная оптопара);

е) синфазные или противофазные;

ж) питание драйверов (бутстрепный вид питания или необходимы три гальванически развязанных источника питания).

При равноценности нескольких типов драйверов следует отдать предпочтение тем, которые коммутируют ток затвора мощных транзисторов с помощью биполярных VT . Если эту функцию выполняют полевые транзисторы, то могут быть отказы в работе драйвера при определенных обстоятельствах (перегрузках) за счет триггерного эффекта «защелкивания».

После выбора типа драйвера (и его данных) необходимы мероприятия по борьбе со сквозными токами в полумосте. Стандартный способ – выключение мощного ключа мгновенно, а включение запертого – с задержкой. Для этой цели применяют диоды VD_{G1} и VD_{G2} , которые при закрывании VT шунтируют затворные резисторы, и процесс выключения будет быстрее, чем отпирание.

Кроме шунтирования затворных резисторов R_{G1} и R_{G2} с помощью диодов (VD_{G1} , VD_{G2} , рисунок 7.1), для борьбы со сквозными токами в П-схеме мощного каскада фирмы выпускают интегральные драйверы, асимметричные по выходному току включения VT $I_{\text{др.выхмахвкл}}$ и выключения $I_{\text{др.выхмахвыкл}}$ (например, $I_{\text{др.выхмахвкл}} = 2$ А, $I_{\text{др.выхмахвыкл}} = 3$ А).

Этим задаются асимметричные выходные сопротивления микросхемы, которые включены последовательно с затворными резисторами R_{G1} и R_{G2} :

$$R_{\text{вых.др.вкл}} = \frac{U_{\text{п.дрмах}}}{I_{\text{др.выхмахвкл}}},$$

$$R_{\text{вых.др.выкл}} = \frac{U_{\text{п.дрмах}}}{I_{\text{др.выхмахвыкл}}},$$

где все величины в формулах – справочные данные конкретного драйвера.

Для симметричного (по токам) драйвера справедливо равенство

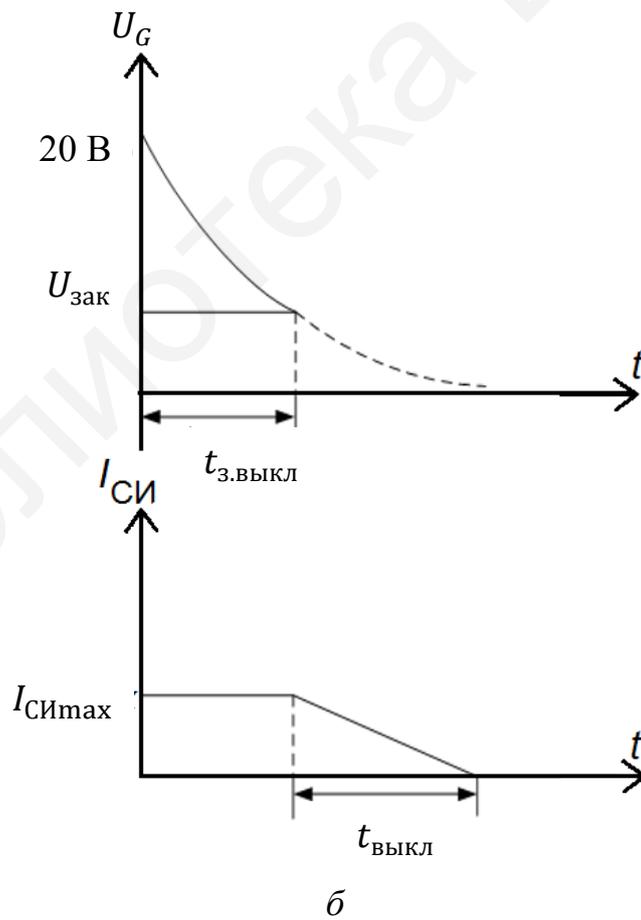
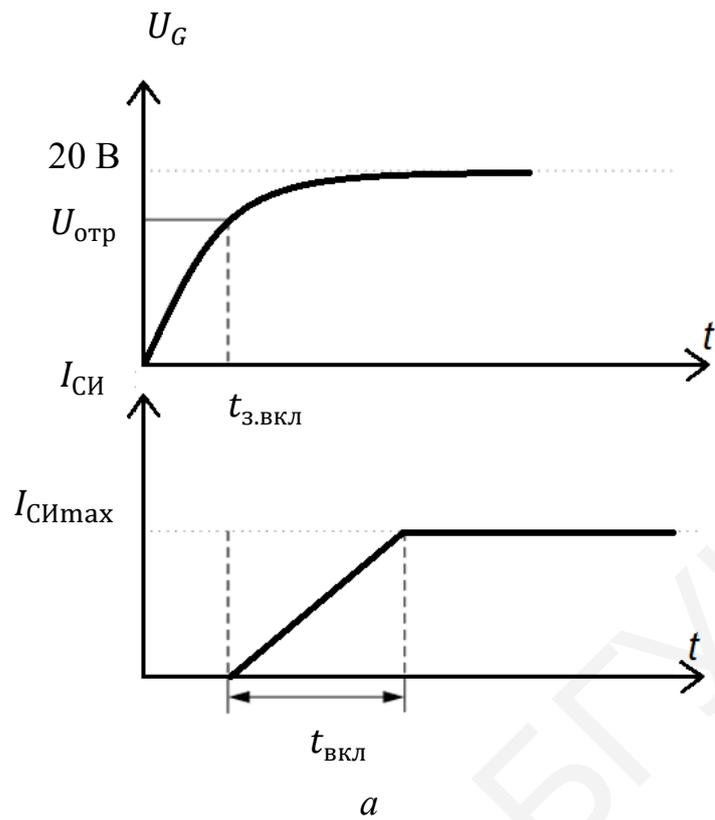
$$R_{\text{вых.др.вкл}} = R_{\text{вых.др.выкл}}.$$

В структуре *MOSFET* транзистора присутствует три емкости: емкость затвор – исток (входная емкость $C_{зи}$), емкость исток – сток (выходная $C_{ис}$), затвор – сток (проходная $C_{зс}$). Для транзистора *IGRT* присутствуют соответственно $C_{зэ}$, $C_{эк}$, $C_{зк}$. При подаче напряжения на затвор величиной 15–20 В начинает по экспоненте заряжаться входная емкость и при напряжении $U_{зи} \approx 8–10$ В в транзисторе будет появляться ток $I_{ис}$. Этот промежуток времени приводится в виде параметра задержки включения $t_{з.вк}$ (см. рисунок 7.2) при определенном сопротивлении в цепи затвора $R_{G\text{справ}}$.

При появлении в структуре *VT* стокового тока входная емкость будет заряжаться по другой экспоненте. Так как на этот процесс оказывает влияние выходная емкость $C_{си}$, то в конечном итоге входная емкость накопит заряд Q (справочная величина). Выходной ток $I_{си}$ (уменьшение напряжения на электродах исток – сток) в основном будет зависеть от процессов в цепи $C_{ис}$, без существенного влияния тока затвора.

Время разряда емкости $C_{си}$ также приводится в справочных параметрах *VT* в виде времени включения $t_{\text{вкл}}$.

При выключении транзистора вначале будет разряжаться емкость $C_{зи}$ до величины $(U_{\text{зак}}; t_{\text{з.выкл}})$ (рисунок 7.3, б), затем начнет уменьшаться ток истока $I_{ис}$ до 0 ($t_{\text{выкл}}$). Таким образом, от величины резистора в цепи затвора будет зависеть задержка на включение и выключение *VT*, а с использованием драйвера общее сопротивление в цепи затвора будет иметь две составляющие: $R_{\text{вых.др}}$ (при несимметричном драйвера $R_{\text{вых.др.вк}}$ и $R_{\text{вых.др.выкл}}$), равный const , и дополнительный затворный резистор, который можно менять для регулировок задержек. На рисунке 7.3 представлены вышеперечисленные рассуждения в виде упрощенных графиков.



a – при включении VT ; b – при выключении VT
 Рисунок 7.3 – Временные диаграммы

В справочных данных не приводятся параметры входных и выходных емкостей транзистора, но из математики известно, что начальный участок экспоненты (до $0,7U_{\max}$) аппроксимируется прямой, угол наклона которой прямо пропорционален RC , что позволяет производить оценочные расчеты в виде пропорций.

Итак, для предотвращения возникновения сквозных токов необходимо подобрать суммарную величину сопротивлений в цепи затвора ($R_{\text{вых.др.вкл}}$ и R_G регулируют скорость заряда затворной емкости VT), чтобы обеспечить задержку включения $t_{\text{з.вкл}}$ транзистора больше или равную времени, затрачиваемому на закрывание VT (см. рисунок 7.2):

$$t_{\text{з.вкл}} \geq t_{\text{з.выкл}} + t_{\text{выкл}}, \quad (7.1)$$

где $t_{\text{выкл}}$ – время спада тока стока (справочная величина);

$t_{\text{з.выкл}}$ – время запаздывания начала выключения VT по отношению к моменту подачи на затвор запирающего напряжения. При шунтирующих затворных диодах VD_{G1} и VD_{G2} (см. рисунок 7.2) скорость разряда однозначно определяется сопротивлением $R_{\text{вых.др.выкл}}$. Поэтому для определения $t_{\text{з.выкл}}$ решают следующую пропорцию, (полагая, что R_G будет шунтироваться диодом VD_G):

$$\begin{aligned} t_{\text{з.выкл.справ}} \text{ (соответствует)} - R_{G\text{справ}}; \\ t_{\text{з.выкл}} \text{ (соответствует)} - R_{\text{вых.др.выкл}}. \end{aligned}$$

Отсюда

$$t_{\text{з.выкл}} = \frac{R_{\text{вых.др.выкл}} t_{\text{з.выкл.справ}}}{R_{G\text{справ}}}.$$

Если скорректированная величина $t_{\text{з.выкл}}$ будет на порядок больше $t_{\text{з.выкл.справ}}$, то это свидетельствует о некорректном выборе типа драйвера по мощности (большое $R_{\text{вых}}$) и этим корректируется в худшую сторону быстродействие мощных ключей. Для окончательного определения величины $t_{\text{з.вкл}}$ можно воспользоваться техническими справочными данными мощного VT .

Для этого составляется пропорция:

$$\begin{aligned} t_{\text{з.вкл.справ}} \text{ (соответствует)} - R_{G\text{справ}}; \\ t_{\text{з.вкл}} \text{ (соответствует)} - R_{\text{вых.др.вкл}} + R_{G1}. \end{aligned}$$

Отсюда

$$R_{G1} = \frac{R_{G\text{справ}} \cdot t_{\text{з.вкл}}}{t_{\text{з.вкл.справ}}} - R_{\text{вых.др.вкл}},$$

где $t_{\text{з.вкл}}$ рассчитывают в соответствии с (7.1).

Для оценки мощности резисторов R_G следует использовать формулу $Q = I_{\text{ср.зат}} T$, где Q и T – известные величины.

Отсюда

$$P = I_{\text{ср.зат}}^2 R_G.$$

Примечание – Если решение дает значение R_G с отрицательным знаком, то задержку на включение будет с запасом обеспечивать выходное сопротивление драйвера.

Для облегчения борьбы со сквозными токами некоторые производители уже на стадии изготовления добиваются того, чтобы $t_{\text{выкл}} < t_{\text{вкл}}$ (например, сборка – полумост *CM35084-5F* фирмы *Mitsubishi Electric* с динамическими параметрами: $t_{\text{з.вкл}} = 1,1$ мс, $t_{\text{вкл}} = 2,4$ мс, $t_{\text{з.выкл}} = 0,9$ мс, $t_{\text{выкл}} = 0,5$ мс).

Диоды VD_{G1} и VD_{G2} должны быть высокочастотными и выдерживать с запасом напряжение питания драйвера.

Можно для борьбы со сквозными токами (для симметричного закона управления) выбрать нужный полумостовой драйвер (если он подходит по другим параметрам), у которого время задержки регулируется в диапазоне 0,4–5 мкс (например, драйверы фирмы *IR* типа *IR2184* или *IR21844*), если их задержка больше или равна величине $t_{\text{выкл}}$.

В заключение стоит заметить, что фирмы вместо старых модификаций драйверов выпускают новые типы, которые совместимы со старыми, но могут иметь дополнительные сервисные функции (обычно встроенные бутстрепные диоды, вернее, бутстрепные транзисторы, выполняющие функцию диодов, которые раньше отсутствовали).

8 ЗАЩИТЫ

8.1 Защита от токов короткого замыкания

Кроме адекватного управления цепью затвора, основной функцией драйверов является защита от перегрузки по току и короткого замыкания (КЗ). Для лучшего понимания работы схемы защиты необходимо проанализировать поведение силовых транзисторов в режиме КЗ. Причины возникновения токовых перегрузок разнообразны. Чаще всего это аварийные случаи, такие, как пробой на корпус или замыкание нагрузки.

Перегрузка может быть вызвана и особенностями схемы, например, переходными процессами или током обратного восстановления диода оппозитного плеча. Такие перегрузки должны быть устранены схемотехническими методами: применением цепей формирования траектории управления (снабберов), выбором резисторов затвора, изоляцией цепей управления от силовых шин и пр.

8.1.1 Включение транзистора при КЗ в цепи нагрузки

Принципиальная схема и диаграммы напряжений, соответствующие этому режиму, приведены на рисунках 8.1 и 8.2.

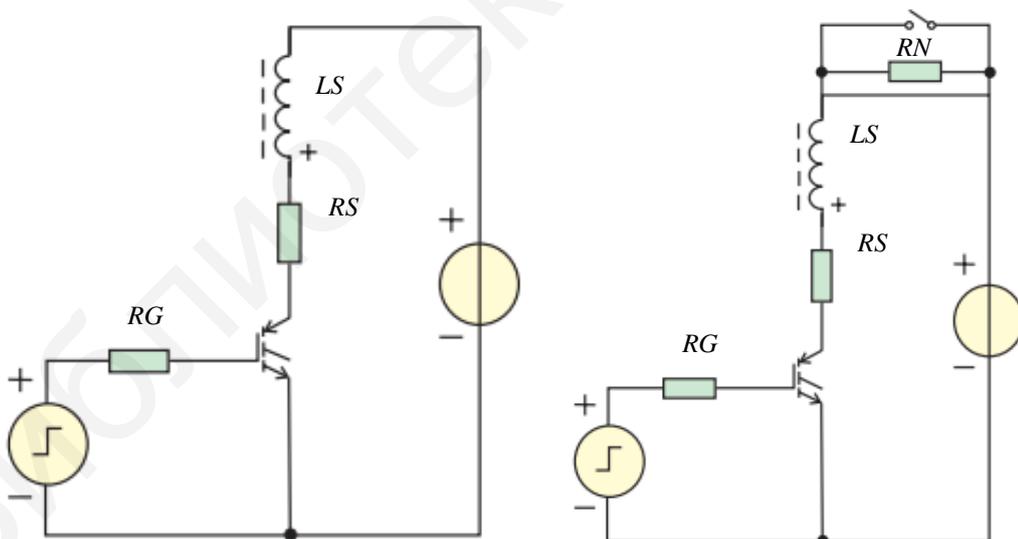
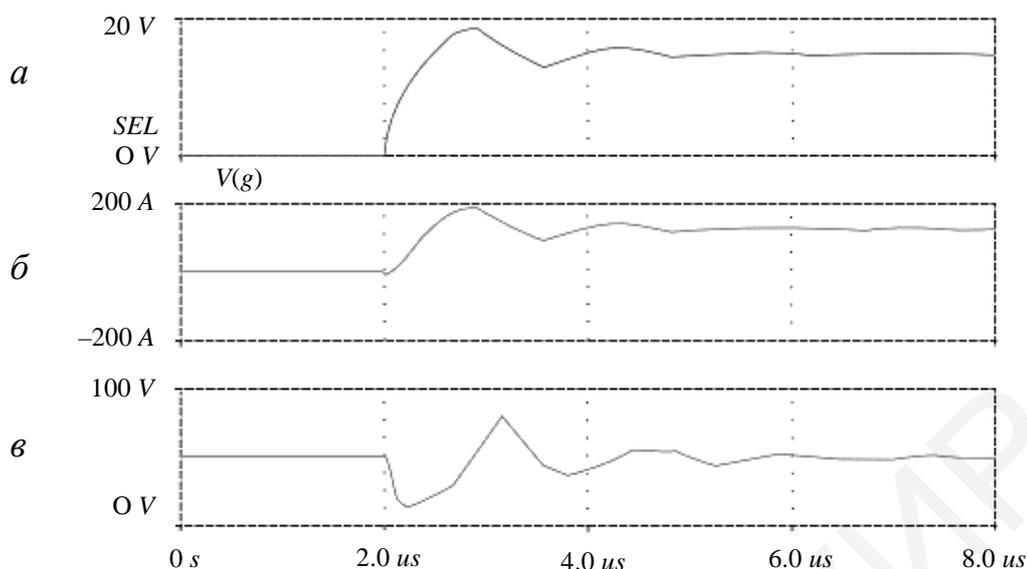


Рисунок 8.1 – Режимы короткого замыкания



a – напряжение на затворе; *б* – нарастание тока;
в – напряжение коллектор – эмиттер

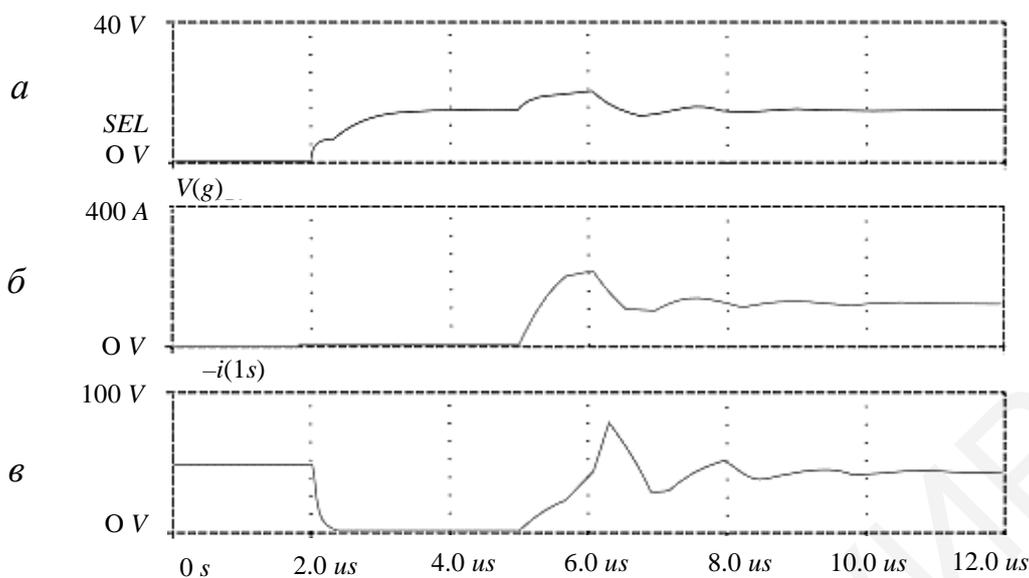
Рисунок 8.2 – Диаграммы включения транзистора в режиме КЗ

Все графики получены при моделировании схем с помощью программы *PSPICE A/D* [10]. Для анализа были использованы модели транзисторов *MOSFET* и *IGBT* фирмы *IR* и макромоделли драйверов.

Максимальный ток в цепи коллектора транзистора ограничен напряжением на затворе и крутизной транзистора. Из-за наличия емкости в цепи питания внутреннее сопротивление источника питания не влияет на ток короткого замыкания. В момент включения ток в транзисторе нарастает плавно из-за паразитной индуктивности L_S в цепи коллектора (рисунок 8.2, *б*). По этой же причине напряжение имеет провал (рисунок 8.2, *в*). После окончания переходного процесса к транзистору приложено полное напряжение питания, что приводит к рассеянию огромной мощности в кристалле. Режим КЗ можно прервать через некоторое время, необходимое для исключения ложного срабатывания. Это время обычно составляет 1–10 мкс. Естественно, что транзистор должен выдерживать перегрузку в течение этого времени.

8.1.2 Короткое замыкание нагрузки у включенного транзистора

Принципиальная схема и диаграммы напряжения, соответствующие этому режиму, приведены на рисунках 8.1, *a* и 8.3.



а – напряжение на затворе; *б* – нарастание тока;
в – напряжение коллектор – эмиттер

Рисунок 8.3 – Диаграммы напряжения при коротком замыкании нагрузки включенного транзистора

Как видно из графиков, процессы в этом случае протекают несколько иначе. Ток, как и в предыдущем случае, ограниченный параметрами транзистора, нарастает со скоростью, определяемой паразитной индуктивностью L_S (рисунок 8.3, *б*). Прежде чем ток достигнет установившегося значения, начинается рост напряжения коллектор – эмиттер V_{CE} (график представлен на рисунке 8.3, *в*). Напряжение на затворе нарастает за счет эффекта Миллера (график представлен на рисунке 8.3, *а*). Соответственно возрастает и ток коллектора, который может превысить установившееся значение. В этом режиме, кроме отключения транзистора, необходимо предусмотреть ограничение напряжения на затворе.

Известно, что установившееся значение тока КЗ определяется напряжением на затворе [10]. Однако уменьшение этого напряжения приводит к повышению напряжения насыщения и, как следствие, к увеличению потерь проводимости. Устойчивость к КЗ напрямую зависит от крутизны транзистора. Современные *IGBT* с высоким коэффициентом усиления по току имеют низкое напряжение насыщения, но небольшое допустимое время перегрузки. Как правило, транзисторы, наиболее устойчивые к перегрузкам по току КЗ, имеют высокое напряжение насыщения и, следовательно, высокие потери.

Допустимый ток КЗ у *IGBT* гораздо выше, чем у биполярного транзистора. Обычно он в два раза выше номинального тока коллектора при допустимых напряжениях на затворе (требование области безопасной работы – ОБР). Этот параметр оговаривается в справочных данных на транзисторы и называется *Short Circuit Ration*, а допустимое время перегрузки – t_{SC} (*Short Circuit Withstand Time*).

8.1.3 Применение драйверов для защиты от перегрузки

Драйверы верхнего плеча. На рисунке 8.4 приведена структурная схема, а на рисунке 8.5 – типовая схема подключения драйвера с использованием функции защиты от перегрузки.

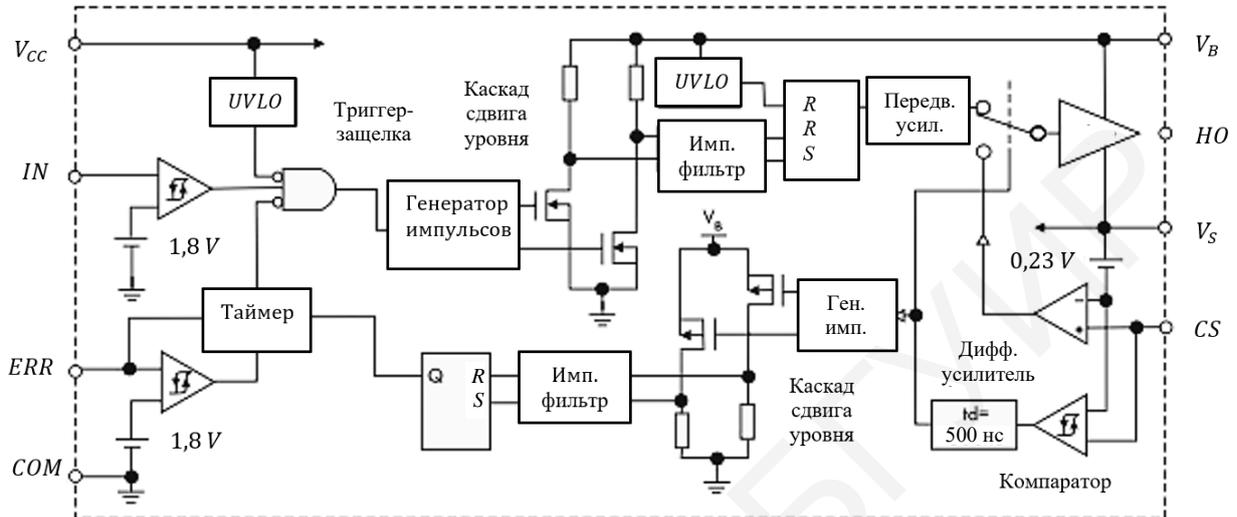


Рисунок 8.4 – Структурная схема драйвера IR2121

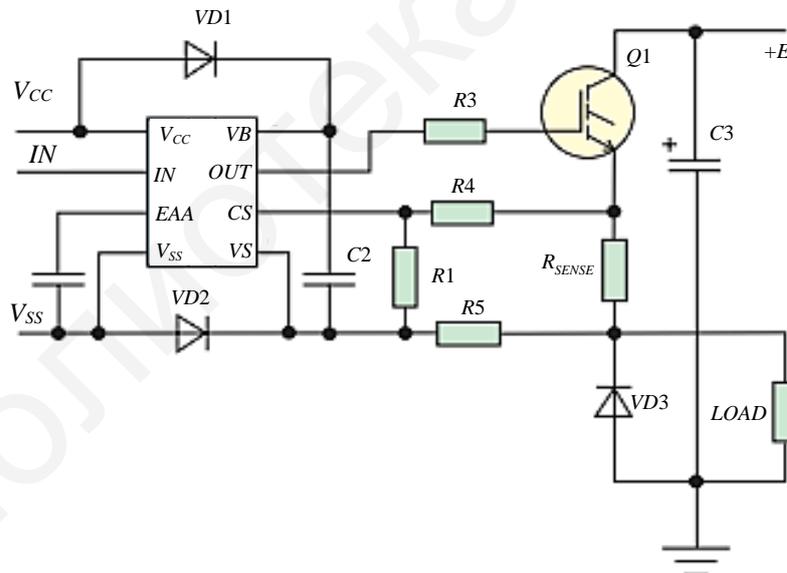


Рисунок 8.5 – Схема включения драйвера IR2121 с использованием функции защиты от перегрузки

Для этой цели используется вывод 6 (CS). Напряжение срабатывания входа защиты – 230 мВ. Для измерения тока в цепи эмиттера установлен резистор R_{SENSE} , номинал которого и делитель $R1, R2$ определяют ток защиты. Если при появлении перегрузки уменьшить напряжение на затворе, период распознавания аварийного режима может быть увеличен. Это необходимо для исключения ложного срабатывания. Данная функция реализована в микросхеме драйвера

IR2121. Конденсатор $C1$, подключенный к выводу 3 (ERR), определяет время анализа состояния перегрузки. При $C1 = 300$ пФ время анализа составляет 10 мкс (оно определяется выходным током таймера и пороговым напряжением компаратора ERR) (см. рисунок 8.4). На это время выходной буфер драйвера переключается на управление от дифференциального усилителя, напряжение на затворе снижается, а ток коллектора ограничивается на безопасном уровне. Если состояние перегрузки не прекращается, то через 10 мкс транзистор отключается полностью. Дополнительная помехозащищенность обеспечивается схемой задержки, которая включает схему защиты через 500 нс после возникновения перегрузки.

Отключение защиты происходит при снятии входного сигнала, что позволяет организовать циклическую схему сброса при перегрузке. При использовании такой схемы защиты особое внимание следует уделять выбору времени повторного включения, которое должно быть больше тепловой постоянной времени кристалла силового транзистора. Тепловая постоянная времени определяется по графику теплового импеданса, приводимому в технических характеристиках.

В курсовом проекте предусматриваются защиты:

- 1) от длительного пускового режима, когда по какой-то причине двигатель не набирает обороты;
- 2) от больших токов, протекающих через транзистор (защита от токов короткого замыкания).

Для решения этих задач необходимо фиксировать напряжение, пропорциональное току. Стандартный способ – это использовать закон Ома: напряжение прямо пропорционально току, коэффициент пропорциональности – резистор.

Схема включения резистора (шунта) показана на рисунке 8.6.

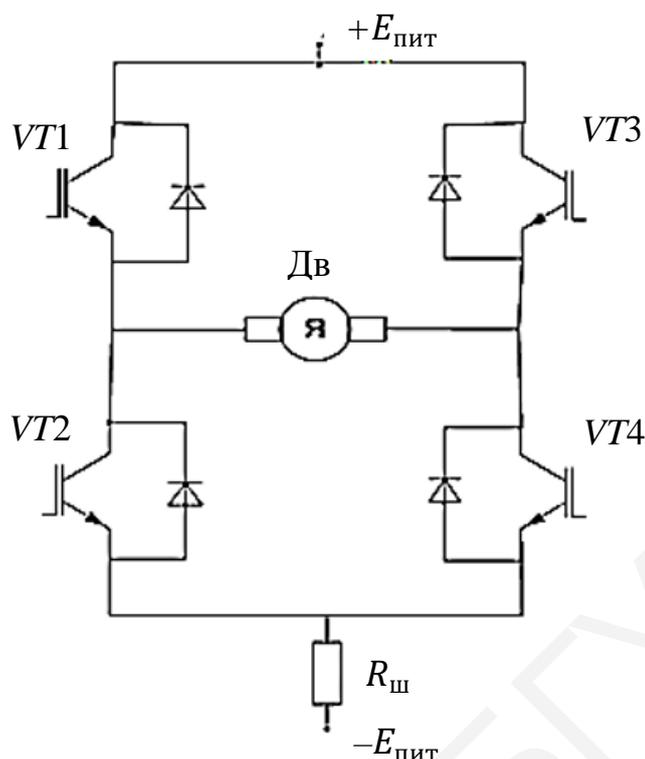


Рисунок 8.6 – Схема включения резистора $R_{ш}$

В какую бы сторону не запускался двигатель, на $R_{ш}$ будет выделяться напряжение одной полярности, но такой способ включения резистора имеет существенные недостатки:

1) резистор $R_{ш}$ должен быть мощным и безындуктивным (серийно выпускаемые витые мощные резисторы имеют недопустимо высокую паразитную индуктивность);

2) необходим мощный радиатор для отвода тепла от него, чтобы не было влияния температуры на его величину;

3) резистор создает дополнительные потери мощности, снижающие КПД схемы (например, $I_{пуск} = 50 \text{ А}$, $R_{ш} = 0,1 \text{ Ом}$, $P = 250 \text{ Вт}$).

Схема подключения резистора $R_{ш}$, свободная от указанных недостатков, приведена на рисунке 8.7. В ней в цепь протекания якорного тока двигателя включен *SENSE* МДП-транзистор. Он постоянно открыт (вход *IN* драйвера *IR2121* подключен к +20 В), и потери мощности минимальные. На дополнительном выводе (*SENSE*) протекает ток, пропорциональный основному (коэффициент понижения $K_{п}$ – справочный параметр).

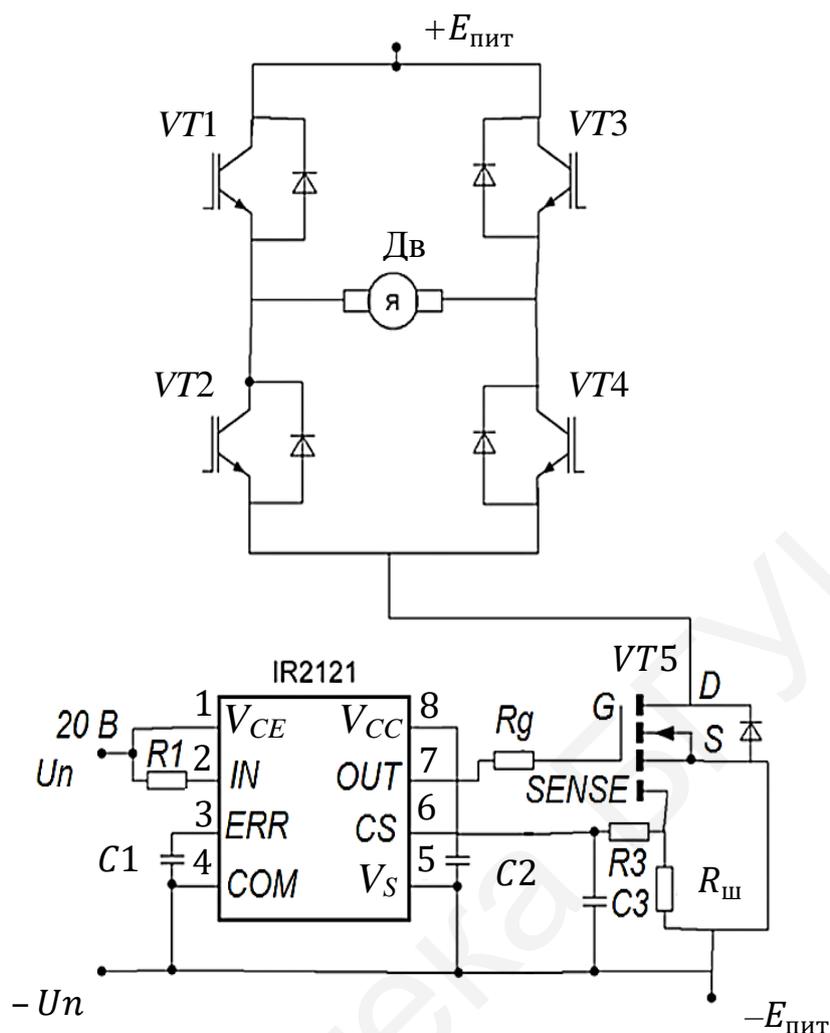


Рисунок 8.7 – Схема защиты от токов короткого замыкания на базе *SENSE* МДП-транзистора (*VT5*)

Микросхема *IR2121* (драйвер нижнего ключа мостовой схемы) оснащена довольно сложной схемой защиты силового транзистора от перегрузки по току ($I_{к.з}$). Уменьшенный в K_{Π} ток транзистора измеряется шунтом $R_{\text{ш}}$ и через делитель напряжения (резисторы R_2, R_3) ($R_{\text{ш}}, R_2, R_3$ совместно определяют ток срабатывания защиты), поступает на вход *CS*. Емкость C_3 предназначена для подавления высокочастотных помех. Если напряжение на входе *CS* $> 0,23$ В, то внутри драйвера включается компаратор напряжения, который переводит микросхему в режим стабилизации стокового тока *VT5* на уровне

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{0,23 \cdot K_{\Pi}}{R_{\text{ш}}}$$

за счет регулирования напряжения на затворе транзистора *VT5*.

Одновременно с этим запускается схема формирования задержки времени выключения питания затвора мощного ключа. Длительность этой задержки определяется временем заряда конденсатора C_1 от 0 до 1,8 В под действием постоянного тока $I_{\text{зар}} = 0,1$ мА.

Время задержки рассчитывается по формуле

$$t_{\text{зад}} = \frac{C_1 \cdot 1,8}{0,1 \cdot 10^{-3}} \quad (8.1)$$

По истечении этой задержки силовой транзистор на этом цикле коммутации (в течение периода T) запирается. В следующем цикле все повторяется.

Транзистор VT5 выбирается так же, как и мощные ключи VT1–VT4 (на ток, напряжение, мощность, расчет теплоотвода).

Для упрощения расчетов следует выбирать SENSE МДП-транзисторы, в которых коэффициент $K_{\text{п}}$, не зависящий от величины резистора, подключаемого к его дополнительным электродам, это лучший вариант. С этой же целью выбирают такую величину $R_{\text{ш}}$, чтобы выполнялось соотношение для тока короткого замыкания ($I_{\text{к.з}}$):

$$\frac{I_{\text{к.з}} R_{\text{ш1}}}{K_{\text{nvvar}_{\text{ш}}}},$$

где $I_{\text{к.з}} = I_{\text{пуск}} K_{\text{к.з}}$ ($K_{\text{к.з}}$ – см. техническое задание).

С другой стороны, $U_{\text{ш}}$ должно удовлетворять условию несрабатывания защиты от пускового тока:

$$U_{\text{ш}} = \frac{I_{\text{пуск}} R_{\text{ш1}}}{K_{\text{nvvar}}} < 0,23.$$

Если $K_{\text{п}}$ не зависит от величины $R_{\text{ш}}$, то просто решается уравнение:

$$\frac{I_{\text{к.з}} R_{\text{ш1}}}{K_{\text{п}}} = 0,23. \quad (8.2)$$

Величину $R3$ и $C3$ выбирают исходя из требований к фильтрации высокочастотных помех.

Номинал емкости $C1$ рассчитывают по равенству (8.1), а $t_{\text{зад}}$ задают в диапазоне, чтобы минимизировать величину мощности рассеивания VT5 и не увеличивать площадь радиатора: $0 \leq t_{\text{зад}} \leq 0,1 t_{\text{имак}}$.

Емкость $C2$ – фильтрующая емкость источника питания драйверов – может отсутствовать, в общем случае желательна для фильтрации высокочастотных помех по источнику питания. Размер R_G выбирают по справочным данным VT.

8.2 Защита от длительного пускового режима

Схемная реализация такой защиты аналогична рисунку 8.7, резистор $R3$ и емкость $C3$ рассчитывают в соответствии с временными параметрами задания (время срабатывания защиты $t_{\text{з.пуск}}$). Из равенства (8.2), задавая напряжение $U_{\text{ш2}}$ ($U_{\text{ш2}}$ равно 0,3–0,5 В) и подставляя ток $I_{\text{пуск}}$, рассчитывают значение величины $R_{\text{ш2}}$.

Емкость $C3$ определяет задержку срабатывания защиты в соответствии с уравнением

$$U_{\text{зар}} = |0,23 \text{ В}| = U_{\text{ш2}} e^{-\frac{t_{\text{зад}}}{R3 C3}}.$$

Решая это уравнение (см. раздел 1, расчет величины $t_{\text{и}}$), задаваясь величиной $C3$, находят величину резистора $R3$.

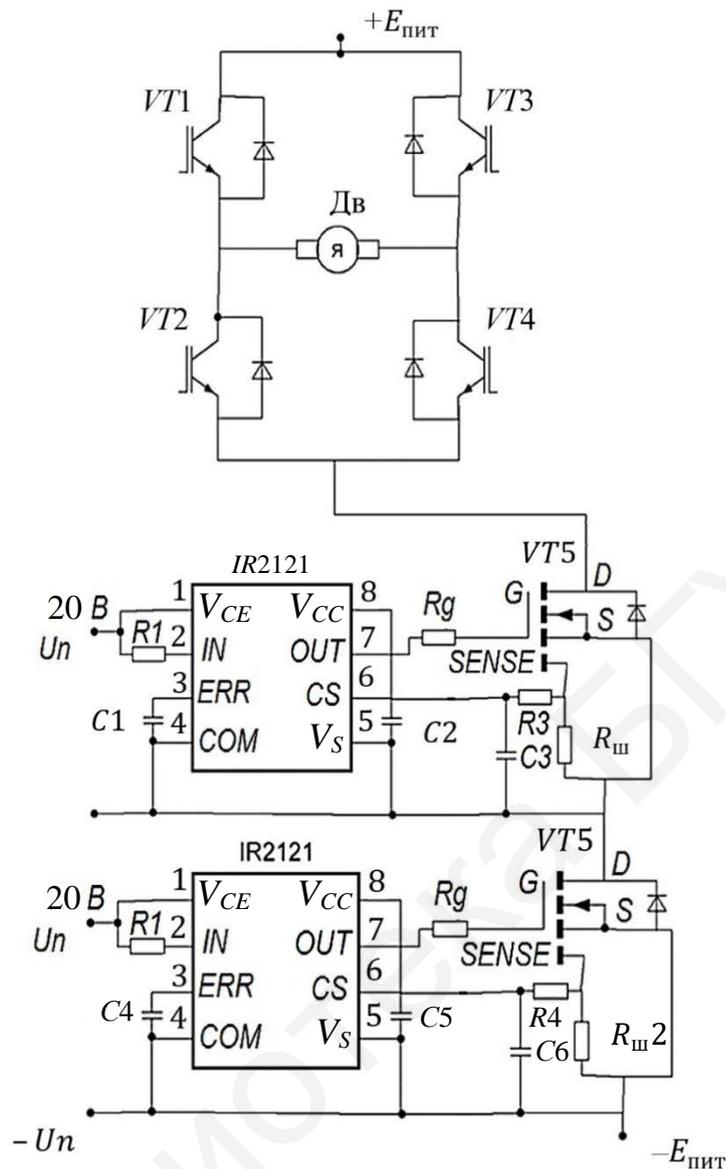


Рисунок 8.8 – Мощный каскад на *IGBT*-транзисторах с защитами от длительного пускового режима (*VT5*) и токов короткого замыкания (*VT6*)

9 ПОСТРОЕНИЕ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО БЛОКА

Все синтезированные каскады необходимо объединить на чертеже в соответствии с функциональной схемой САУ (рисунок 9.1).

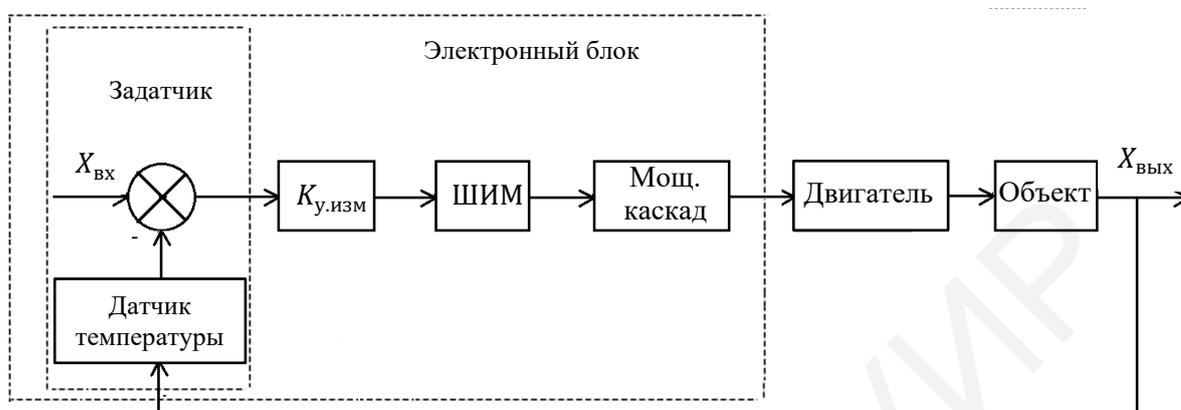


Рисунок 9.1 – Функциональная схема замкнутой САУ с электронным блоком

В курсовом проекте следует предусмотреть все необходимые источники питания (обозначить их на общей схеме) и показать точки подключения. При этом нужно учитывать: если источники питания применяются до гальванической развязки, то одна клемма их присоединяется к общей точке – земле, другая – к нужной точке схемы. Все источники, которые применяются после гальванической развязки, не должны иметь электрического контакта с землей и другими элементами схемы до гальванической развязки.

Для стандартной П-схемы нужно иметь три гальванически развязанных источника, если не применяется бутстрепное питание (рисунки 9.2, 9.3).

Вначале, по мере развития электроники, был разработан так называемый универсальный способ управления силовыми ключами, при котором $VT1$, $VT3$ (см. рисунок 9.2), а также $VT2$, $VT4$ управляются отдельными четырьмя схемами и запитываются от трех, гальванически развязанных источников питания (отдельного для $VT1$, отдельного для $VT3$, отдельного для $VT2$ и $VT4$; изображены три земли – земля 1, земля 2, земля 3). Они гальванически отделены друг от друга.

БП1, БП2, БП3 – блоки питания схем управления Др.1, Др.3, а также Др.2 и Др.4. Тогда силовыми транзисторами можно управлять как угодно независимо друг от друга – это первый способ управления; например, $VT1$, $VT2$ – противофазно переключаются в режиме ШИМ, $VT3$ – постоянно закрыт, $VT4$ – постоянно открыт. Другой способ: $VT1$, $VT4$ и $VT2$, $VT3$ противофазно переключаются и т. д.; силовые ключи могут быть как биполярными, так и униполярными; между модулятором, не приведенным здесь, необходима гальваническая развязка (например, посредством оптопар). Недостаток заключается в необходимости использовать три источника питания, в то время

как желателен один – именно это обеспечивает способ бутстрепного питания, представленный на рисунке 9.3.

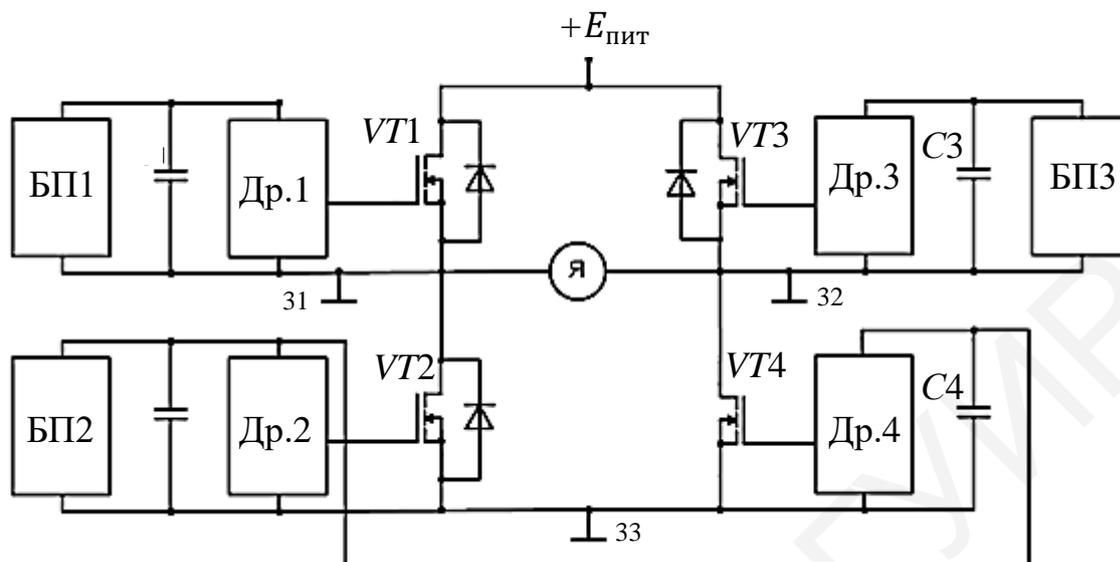


Рисунок 9.2 – Универсальное питание для управления силовыми транзисторами

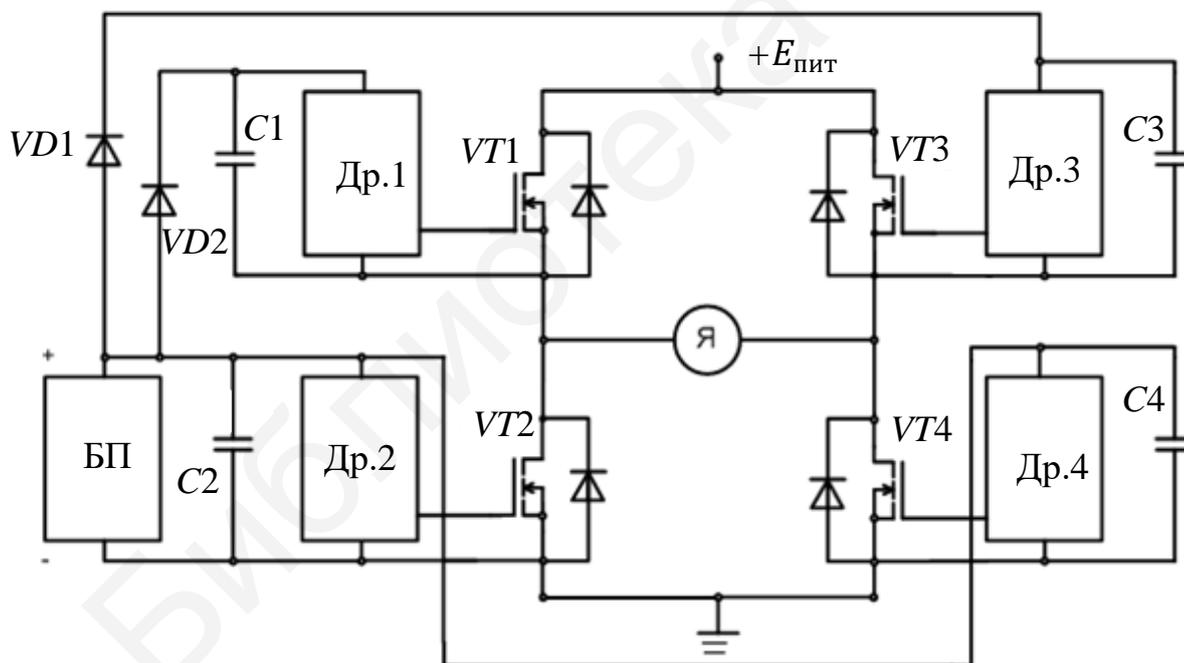


Рисунок 9.3 – Схема бутстрепного питания

Если при универсальном питании конденсаторы $C1-C4$ могут отсутствовать, то при бутстрепном питании конденсаторы $C1$ и $C3$ обязательны.

Таким образом, на рисунке 9.3 только один блок питания БП, а не три, но введены два бутстрепных диода $VD1$ и $VD2$, а также бутстрепные конденсаторы $C1$, $C3$, емкость которых надо рассчитывать. Достоинство схемы – она проще,

дешевле, всего один блок питания, зато схема потеряла свойство универсальности: работать может только в импульсном, достаточно высокочастотном режиме. Кроме того, драйверы не могут открывать или закрывать ключи на биполярных транзисторах, так как в базовых цепях должны протекать значительные токи – бутстрепным способом невозможно их создать. Принято считать, что обратносмещенные закрытые диоды $VD1$, $VD2$ обеспечивают гальваническую развязку между низковольтными информационными каскадами и силовыми мостовыми схемами, имеющими вид, представленный на рисунке 9.3. В действительности диоды со временем могут быть пробиты – в этом случае вся информационная часть портится. Таким образом, недостатки есть, тем не менее бутстрепное питание применяется широко, особенно в зарубежных схемах.

В данном пособии даются стандартные решения, которые не являются единственными. Поэтому студенты могут выполнить задание на базе других узлов (например, создать модулятор ШИМ на таймерах, микропроцессорах и т. д.). Отход от стандартных решений обычно приветствуется преподавателем, так как студент показывает свой уровень знаний и способность самостоятельно работать с технической литературой. Студентам-заочникам предлагается схемная реализация электронного устройства на базе стандартных решений, освещенных в пособии по курсовому проектированию.

При выполнении работы студент обязан:

1 Исходя из технического задания на курсовое проектирование самостоятельно выбрать соответствующие типы и номиналы комплектующих элементов (ОУ, мощные VT , VD , драйверы, оптопары, резисторы, емкости и т. д.).

2 Выбрать драйверы, управляющие мощными ключами (VT), которые обязательно должны иметь внутреннюю гальваническую развязку и допускать бутстрепный способ питания.

3 Предусмотреть все необходимые источники питания, $E1$, $E2$ и т. д. В приложении на всех схемах все источники обозначены символом E . Поэтому следует разобраться с их назначением и заменить символ E на соответствующий E_j и соответственно подключить к необходимой точке схемы их вторую клемму.

4 Разобраться с назначением узлов спроектированного устройства. Для этого при работе с отдельными разделами особенно важно обращаться к приложению Б. На чертеже пронумеровать все используемые «ножки» каждой микросхемы (например, разные типы ОУ имеют свою оригинальную нумерацию и т. д.).

10 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

Цель курсового проектирования по дисциплине «Схемотехника в системах управления» – практически закрепить изучаемые теоретические разделы одноименного курса; освоить методы, приемы расчета и конструкторской разработки специальных устройств автоматики на основе оптимальных критериев качества; научиться пользоваться справочниками, пособиями, реферативными журналами и другими библиографическими изданиями, выбирать необходимые материалы из накопленных в технической литературе.

Проектирование начинается с изучения технического задания. В настоящем методическом пособии приведены варианты технических заданий на различные электронные устройства. Техническое задание формирует требования к функциональным возможностям проектируемого устройства и условиям, в которых оно должно действовать; эти требования должны быть корректны.

Обычно имеется несколько путей построения общей функциональной схемы, значительно большее число вариантов может быть предложено для отдельных функциональных узлов. Опытный разработчик имеет набор всевозможных вариантов из практической деятельности, как правило, сравнительно быстро выбирает оптимальные или близкие к ним. Студентам рекомендуется прежде всего обращаться к литературе, указанной в предметном и алфавитном каталогах библиотеки, реферативным журналам по данной теме, перечню, приведенному в конце пособия. Умение быстро и уверенно найти нужную книгу, журнал, выбрать искомый материал – одно из самых ценных качеств, присущих хорошему специалисту. В значительной степени это качество приобретается путем самостоятельной и систематической тренировки. Настоятельно предлагается на каждый просмотренный источник заполнять карточку с исходными данными по форме перечня литературы пособия или любой книги, и, если по истечении времени источник потребуется вновь, то по правильно оформленной карточке его легко найти. Заполненные карточки составят начальную часть собственной картотеки в данной области. Постепенно пополняясь, она оказывает надежную помощь в приобретении опыта.

Из приобретенных теоретических знаний и из литературы студенты выбирают всевозможные варианты построения функциональных схем и их отдельных составляющих, применяя свои способности к инженерному творчеству, komponуют функциональные схемы с целью получения предельных качественных показателей по простоте, количеству элементов, стабильности характеристик, надежности, габаритам, весу, стоимости, коэффициенту полезного действия и т. д.

В пояснительной записке к курсовому проекту должны быть приведены как минимум две-три возможные реализации общих функциональных схем и входящих в них узлов. На основании сопоставления и сравнения доказать, что выбранные варианты наилучшие, оптимальные для данных параметров и условий технического задания. В

пояснительной записке из приведенного учебно-методического пособия выбирать только необходимые формулы и текст (но не приводить бездумно все пояснения, которые могут не касаться решаемой технической задачи). Студенты должны показать свой технический уровень и умение работать со справочной литературой.

Последовательность выполнения курсового проекта

Последовательность выполнения курсового проекта следующая:

1 Составляются и обосновываются схема электронного блока, а также схемы вспомогательных электронных узлов – источников питания, генераторов, цепей защиты, регулировки (коэффициента усиления и т. д.) и согласовываются с руководителем проекта.

2 Производится расчет схем электронного блока.

3 Оформляется пояснительная записка к проекту:

а) На первом листе записки необходимо привести все данные задания на курсовое проектирование:

- кодовый вариант задания (каждый столбец задания шифруется в виде двух цифр), например XX XX XX XX XX XX XX;

- технические данные двигателя с указанием его типа;

- технические данные термометра сопротивления с указанием его типа;

- ток срабатывания электронного предохранителя;

- время срабатывания защиты от длительного пускового режима;

- $K_{оос}$;

- температуру, диапазон среды.

На втором листе следует расположить содержание.

На следующих листах располагаются: введение, постановка задачи, обоснования выбранных узлов, электрические расчеты, заключение, список литературы; составляется ведомость учета элементов.

4 Производится коррекция предложенной принципиальной электрической схемы и выполняется окончательный чертеж проекта (лист А1).

На чертеже изображаются все комплектующие элементы и обозначаются по ГОСТу (резисторы – R , емкости – C , транзисторы – VT , диоды – VD , аналоговые устройства – DA , логические (цифровые) – DD , оптопары – VU и т. д.).

Обозначения: нумерация – сверху вниз и затем слева направо; входные линии – слева (допускается – сверху), выходные линии – справа (допускается – снизу); чертежный лист не должен иметь пустых участков.

Студенты также должны составить ведомость учета элементов (формат указан в руководстве по дипломному проектированию и приложении), но в ней необходимо ввести дополнительную колонку, где указывается рабочий температурный диапазон, а в примечаниях отметить те элементы, которые не могут эксплуатироваться в заданном по курсовому проектированию диапазоне. В этом случае необходимо разработать мероприятия (указание по эксплуатации) для нормальной работы электронного блока (работа в обогреваемом помещении,

включение в работу после прогрева и т. д.). Если температура среды будет выше, чем верхний диапазон работы элемента блока, то необходимо с помощью кондиционера или другим способом понижать температуру в помещении на каком-то приемлемом уровне. В этом случае необходимо произвести перерасчет площади радиатора с учетом этой новой величины t_c , отличной от задания.

Библиотека БГУИР

ПРИЛОЖЕНИЕ А
(обязательное)

Варианты заданий на курсовое проектирование

Таблица А.1 – Варианты заданий

Номер варианта	Тип двигателя	Тип датчика температуры	Тип ШИМ-модуляции (ТЛ494)	$K_{кз} = \frac{I_{кз}}{I_{пуск}}$	Время срабатывания защиты от длительного пускового режима, с	Температурный диапазон среды, °С
1	2	3	4	5	6	7
1	1	1	Симметричная	1,4	10	+15...+50
2	2	2	Несимметричная	1,45	11	-50...+50
3	3	3	Симметричная	1,5	12	+40...+70
4	4	4	Несимметричная	1,55	13	-60...+20
5	5	5	Симметричная	1,6	14	-60...+60
6	6	6	Несимметричная	1,65	15	+15...+50
7	7	7	Симметричная	1,7	16	-50...+50
8	8	8	Несимметричная	1,75	17	+40...+70
9	9	9	Симметричная	1,8	18	-60...+20
10	10	10	Несимметричная	1,85	19	-60...+60
11	11	11	Симметричная	1,9	20	+15...+50
12	12	12	Несимметричная	1,95	21	-50...+50
13	13	13	Симметричная	2,0	22	+40...+70
14	14	14	Несимметричная	2,05	23	-60...+20
15	15	15	Симметричная	2,1	24	-60...+60
16	16	16	Несимметричная	2,15	25	+15...+50
17	17	17	Симметричная	2,2	26	-50...+50
18	18	18	Несимметричная	2,25	27	+40...+70
19	19	19	Симметричная	2,3	28	-60...+20
20	20	20	Несимметричная	2,35	29	-60...+60
21	21	21	Симметричная	1,4	10	+15...+50
22	22	22	Несимметричная	1,45	11	-50...+50
23	23	23	Симметричная	1,5	12	+40...+70
24	24	24	Несимметричная	1,55	13	-60...+20
25	25	25	Симметричная	1,6	14	-60...+60

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7
26	26	26	Несимметричная	1,65	15	+15...+50
27	27	27	Симметричная	1,7	16	-50...+50
28	28	28	Несимметричная	1,75	17	+40...+70
29	29	29	Симметричная	1,8	18	-60...+20
30	30	30	Несимметричная	1,85	19	-60...+60
31	31	31	Симметричная	1,9	20	+15...+50
32	32	32	Несимметричная	1,95	21	-50...+50
33	33	33	Симметричная	2,0	22	+40...+70
34	34	34	Несимметричная	2,05	23	-60...+20
35	35	35	Симметричная	2,1	24	-60...+60
36	36	36	Несимметричная	2,15	25	+15...+50
37	37	37	Симметричная	2,2	26	-50...+50
38	38	38	Несимметричная	2,25	27	+40...+70
39	39	39	Симметричная	2,3	28	-60...+20
40	40	40	Несимметричная	2,35	29	-60...+60

Примечание – В четный/нечетный год выдачи задания номер варианта четного/нечетного столбца равен порядковому номеру студента в группе плюс последняя цифра группы, плюс число, состоящее из суммы двух последних цифр года выдачи задания.

Для остальных столбцов номер варианта равен порядковому номеру студента в группе плюс последняя цифра группы, плюс число, состоящее из одной последней цифры года выдачи задания.

Если полученное число больше 40, то студент берет номер варианта, равный полученному числу, минус 40. Например, студент Иванов И. И. по списку 25-й, из группы 922 404, получает в 2012 (четном) году номер варианта задания по четным столбцам (2, 4, 6) – №1, так как $25 + 4 + 12 = 41 \Rightarrow 41 - 40 = 1$. А по нечетным столбцам (1, 3, 5) – №31, так как $25 + 4 + 2 = 31$.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б (справочное)

Усилители на базе ОУ

При синтезе различных электронных приборов широкое применение находят специальные интегральные микросхемы, которые получили название операционных усилителей (ОУ). В курсовом проекте на их базе рекомендуется создавать различные схемы (узлы) преобразования аналоговых сигналов (усиление, суммирование, вычитание, согласование подключения датчика температуры и других узлов). Для упрощения анализа будем принимать число аналоговых сигналов не более двух.

Во всех схемах усилителей на ОУ реализуется отрицательная обратная связь (ООС), когда часть выходного сигнала схемы обязательно подается на инверсный вход микросхемы.

Б.1 Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя показана на рисунке Б.1.

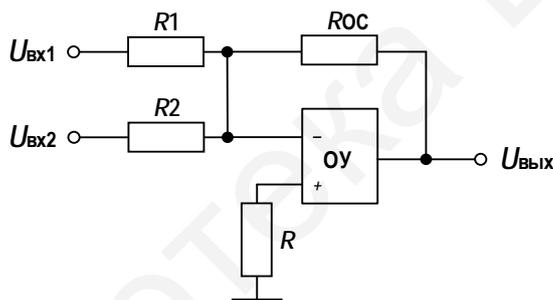


Рисунок Б.1 – Инвертирующий усилитель

Выходной сигнал $U_{\text{ВЫХ}}$ инверсен по отношению к входным и равен

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{ОС}}}{R1} \cdot U_{\text{ВХ1}} - \frac{R_{\text{ОС}}}{R2} \cdot U_{\text{ВХ2}} = -K_1 \cdot U_{\text{ВХ1}} - K_2 \cdot U_{\text{ВХ2}};$$
$$K_1 = \frac{R_{\text{ОС}}}{R1}; K_2 = \frac{R_{\text{ОС}}}{R2}.$$

С помощью инвертирующего усилителя можно суммировать аналоговые сигналы, если они синфазные, или вычитать, если входные напряжения противофазные. Сопротивление R способствует увеличению точности усиления и сказывается при малых входных сигналах, выравнивая внутренние входные токи ОУ. Обычно R рассчитывается как $R = R_{\text{ОС}} \parallel R1 \parallel R2$, где символ « \parallel » означает параллельное соединение.

К недостаткам инвертирующего усилителя можно отнести зависимость коэффициентов усиления (K_1 и K_2) от нестабильности входных резисторов $R1$ или $R2$ из-за того, что в их номинал необходимо включать выходное

сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ предыдущего каскада, которое из-за специфики работы бывает непостоянным.

Б.2 Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рисунке Б.2.

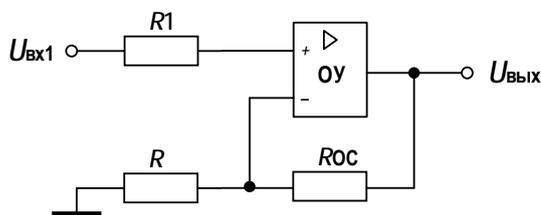


Рисунок Б.2 – Неинвертирующий усилитель

Выходной сигнал $U_{\text{ВЫХ}}$ усилителя на рисунке Б.2 равен

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{R_{\text{OC}}}{R}\right) \cdot U_{\text{ВХ1}} = K \cdot U_{\text{ВХ1}};$$

$$K = 1 + \frac{R_{\text{OC}}}{R}.$$

Входная цепь усилителя обладает очень большим сопротивлением (ОУ имеет $R_{\text{ВХ}}$ от сотен мегаом до нескольких гигаом). Благодаря этому небольшие флуктуации $R_{\text{ВЫХ}}$ предыдущего каскада практически не оказывают влияния на коэффициент усиления (в отличие от инвертирующего усилителя в формуле вычисления K сопротивление $R1$ отсутствует).

Б.3 Усилитель – повторитель

Применяется в основном для согласования каскадов. Его схема приведена на рисунке Б.3.

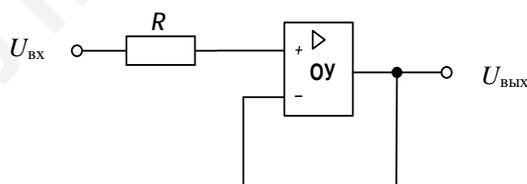


Рисунок Б.3 – Усилитель – повторитель

Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ равно $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$.

Б.4 Разностный (дифференциальный) усилитель

Схема разностного усилителя приведена на рисунке Б.4.

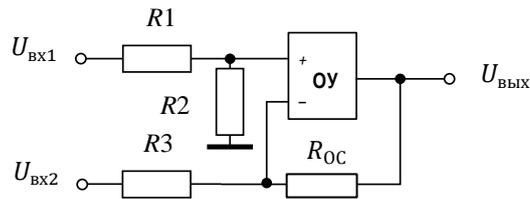


Рисунок Б.4 – Разностный (дифференциальный) усилитель

Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ равно

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ1}} R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R}{R_3} \right) - \frac{U_{\text{ВХ2}} R}{R_3}.$$

Когда все резисторы выбираются одного номинала ($R_1 = R_2 = R_3 = R_{0C}$), тогда выходной сигнал равен

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}.$$

С помощью разностного усилителя можно вычитать аналоговые сигналы (если они синфазны) или получать их сумму (если они противофазные).

Основной недостаток инвертирующего усилителя характерен для схемы, представленной на рисунке Б.4.

Б.5 Измерительный усилитель

В курсовом проекте мостовую схему с датчиком температуры рекомендуется подключать к специальной интегральной микросхеме, которую называют измерительным усилителем (ИУ). Схема согласования датчика и измерительного усилителя приведена на рисунке Б.5.

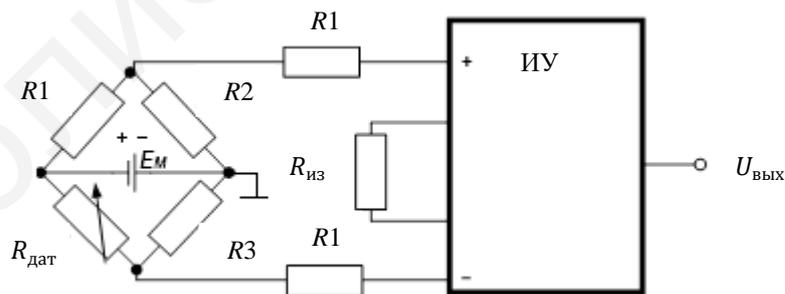


Рисунок Б.5 – Измерительный усилитель

Входные сигналы обрабатываются с помощью неинвертирующих усилителей. Это позволяет исключить влияние $R_{\text{дат}}$ от температуры ($R_{\text{ВЫХ}}$ моста) на величину коэффициента усиления $K_{\text{из}}$. Его величина однозначно определяется резистором $R_{\text{из}}$. Разные фирмы при синтезе микросхемы используют сопротивление разного номинала и для расчета $K_{\text{из}}$ приводят оригинальные формулы. Диапазон коэффициента усиления приводят как справочную величину.

ПРИЛОЖЕНИЕ В
(справочное)

Двигатели

Таблица В.1 – Двигатели

Тип двигателя	$U_{\text{ном}}$, В	$P_{2\text{ном}}$, Вт	$n_{\text{ном}}$, об/мин	$I_{\text{ном}}$, А	$I_{\text{п}}$, А	$R_{\text{я}}$, Ом
1	2	3	4	5	6	7
СЛ-365	110	56	3240–4260	1,4	–	–
ДПМ-35-Н1/Н2-03	6	23	1800	2	7,4	–
ДПР-62-Н1/Н2-06	12	3,1	6000	1,5	18,4	–
СЛ-322	110	22	3600–5000	0,60	–	14,5
ДПМ-35-Н1/Н2-04	27	20	6000	1,1	6,8	–
ДПР-52-Н1/Н2-06	12	3,1	6000	0,8	11,7	–
ДПР-62-Н1/Н2-07	12	6,15	4500	1,2	11,9	–
ДПР-72-Н1/Н2-07	12	9,25	4500	2,2	23	–
ДПР-72-Н1/Н2-08	12	18,5	2500	1,3	10,2	–
ДПМ-30-Н1, Н2-09	12	6,16	6000	1,4	9	–
СЛ-121	110	5	3500–5500	0,3	–	–
СЛ-569К	110	36	850–1050	0,8	–	3,5
ДПМ-35-Н1/Н2-09	12	20	6000	2,2	14	–
ДПР-52-Н1/Н2-07	12	4,6	4500	0,6	6,6	–
ДПР-72-Н1/Н2-03	27	–	4500	1	13,3	–
ДПМ-35-Н1, Н2-01	27	13,87	9000	1,5	11	–
ДПМ-30-Н3-01	23	6,47	9000	1	6,5	–
ДПМ-30-Н3-02	28	2,47	12000	1	8	–
СЛ-321	110	38	3000–4100	0,58	–	25,8
ДПМ-35-Н1/Н2-01	27	15	9000	1,3	12	–
ДПМ-35-Н1/Н2-10	12	20	4500	1,6	10,5	–
ДПР-62-Н1/Н2-01	27	6,15	9000	1	13	–
ДПР-62-Н1/Н2-05	12	–	9000	2,4	27	–
ДПР-62-Н5, Н8, Ф5, Ф8-01	27	16	6000	0,97	14,0	–
ДПМ-35-Н1-03	6	4,25	1800	2,5	8,5	–
СЛ-161	110	7,5	3500–5500	0,25	–	–
ДПР-52-Н1/Н2-05	12	4,6	9000	1,2	19,6	–
ДПР-62-Н1/Н2-03	27	–	4500	0,55	6,2	–
СЛ-327	110	29,5	3200–4100	0,9	–	–
ДПМ-25-Н3-03А	14	1,85	6000	0,9	6,8	–
ДПМ-30-Н3-01А	23	6,47	9000	1,25	8,5	–
СЛ-263	110	24	3600–4700	0,47	–	–

Продолжение таблицы В.1

1	2	3	4	5	6	7
ДПР-2-Н1/Н2-01	12	–	9000	0,145	0,9	–
ДПР-52-Н1/Н2-02	27	6,15	6000	0,36	5,25	–
ДПР-62-Н1/Н2-02	27	–	6000	0,72	9,6	–
ДПР-72-Н5, Н8, Ф5, Ф8-01	27	25	6000	1,4	27,0	–
ДПМ-35-Н1, Н2-04	27	12,32	6000	1,3	6	–
ДПР-52-Н1/Н2-01	27	–	9000	0,53	10	–
ДПР-72-Н1/Н2-02	27	12,3	6000	1,35	16,5	–
ДПР-72-Н1/Н2-06	12	–	6000	3	24	–

Примечание – Во всех перечисленных типах двигателя число полюсов принять равным 2.

ПРИЛОЖЕНИЕ Г
(справочное)

Датчики температур

Таблица Г.1 – Датчики температур

Тип	Градуировка	Предел измерения, °С	Зависимость сопротивления от температуры, °С/Ом			
			4	5	6	7
1	2	3	4	5	6	7
ТСП-5071	21	-200...+150	-200/7,95	-50/36,80	50/55,06	150/72,78
ТСП-5071	21	-150...+100	-150/17,85	-100/27,44	50/55,06	100/63,99
ТСП-5071	22	-200...+20	-200/17,28	-100/59,65	0/100,00	20/107,91
ТСП-5071	22	-100...+300	-100/59,65	0/100,00	150/158,21	300/213,79
ТСМ-5071	23	-50...+100	-50/47,71	0/53,00	50/64,29	100/75,58
ТСМ-5071	23	-0...+150	0/53,00	50/64,29	100/75,58	150/86,87
ТСМ-5071	24	-50...+80	-50/78,70	0/100,00	40/117,04	80/134,08
ТСМ-5071	24	-50...+50	-50/78,70	-20/91,48	10/104,26	50/121,30

Продолжение таблицы Г.1

1	2	3	4	5	6	7
ТСП-6097	21	-30...+40	-30/40,5	-10/44,17	20/49,64	40/53,26
ТСП-6097	21	-20...+200	-20/42,34	50/55,06	100/63,99	200/81,43
ТСП-6097	22	+80...+150	80/131,37	100/139,10	120/146,78	150/158,21
ТСП-6097	22	-50...+250	-50/80,00	50/119,70	150/158,21	250/195,56
ТСМ-6097	23	-15...+15	-15/49,61	-5/51,87	5/54,13	15/56,39
ТСМ-6097	23	-20...+30	-20/48,48	0/53,00	10/55,26	30/59,77
ТСМ-6097	24	-40...+100	-40/82,96	0/100,00	50/121,30	100/142,60
ТСМ-6097	24	-50...+150	-50/78,70	50/121,30	100/142,60	150/163,90
ТСП-8012	22	-40...+20	-40/84,03	-30/88,04	-10/96,02	20/107,91
ТСМ-8012	23	0...+40	0/53,00	10/55,26	30/59,77	40/62,03
ТСМ-6114	23	-45...+75	-45/42,84	-10/50,74	25/58,65	75/69,93

Продолжение таблицы Г.1

1	2	3	4	5	6	7
ТСМ-6114	23	-5...+40	-5/51,87	10/55,26	25/58,65	40/62,03
ТСП-23	22	-150...+60	-150/38,80	-50/80,00	0/100,00	60/123,60
ТСП-23	22	-70...+40	-70/71,90	-30/88,04	0/100,00	40/115,78
ТСП-085	21	0...+80	0/46,00	40/53,26	60/56,86	80/60,43
ТСП-085	21	+10...+50	10/47,82	20/49,64	30/51,45	50/55,06
ТСП-410-01	21	+10...+70	10/47,82	30/51,45	50/55,06	70/58,65
ТСМ-410-01	23	+50...+100	50/64,29	60/66,55	80/71,06	100/75,58
ТСМ-410-01	23	+75...+120	75/69,93	90/73,32	105/76,71	120/80,09
ТСП-175	21	-50...+250	-50/36,80	50/55,06	150/72,78	250/89,46
ТСП-175	21	-10...+400	-10/44,17	100/63,99	250/89,46	400/114,72
ТСП-175	22	-50...+500	-50/80,00	150/158,21	400/249,38	500/283,80

Продолжение таблицы Г.1

1	2	3	4	5	6	7
ТСП-175	22	0...+300	0/100,00	100/139,10	200/177,03	300/213,79
ТСП-591	22	-200...0	-200/17,28	-150/38,80	-50/80,00	0/100,00
ТСП-611	22	-60...+20	-60/75,96	-30/88,04	0/100,00	20/107,91
ТСП-712	21	-40...+300	-40/38,65	50/55,06	150/72,78	300/98,34
ТСП-763	21	+40...+80	40/53,26	50/55,06	60/56,86	80/60,43
ТСП-763	21	+50...+100	50/55,06	60/56,86	80/60,43	100/63,99
ТСП-5081-01	22	-20...+150	-20/92,04	0/100,00	50/119,70	150/158,21
ТСП-5081-01	22	-50...+200	-50/80,00	20/107,91	120/146,78	200/177,03
ТСП-5081-01	21	-10...+80	-10/44,17	20/49,64	40/53,26	80/60,43
ТСП-5081-01	21	0...+180	0/46,00	50/55,06	150/72,78	180/77,99

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Захаров, В. К. Электронные устройства автоматики и телемехники / В. К. Захаров, Ю. И. Лыпарь. – Л. : Энергоатомиздат, 1984. – 433 с.
- 2 Кошарский, Б. Д. Автоматические приборы, регуляторы и вычислительные системы : справочное пособие / под ред. Б. Д. Кошарского. – Л. : Машиностроение, 1976. – 453 с.
- 3 Хоровиц, П. Искусство схемотехники. В 2 т. Т. 1 / П. Хоровиц, У. Хилл ; под ред. М. В. Гальперина. – М. : Мир, 1984. – 598 с.
- 4 Полковников, В. А. Электропривод летательных аппаратов / В. А. Полковников ; под ред. В. А. Полковникова. – М. : Машиностроение, 1990. – 352 с.
- 5 Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / под ред. С. Д. Додика, Е. И. Гальперина. – М. : Сов. радио, 1969. – 448 с.
- 6 Электротехнический справочник. В 3 т. Т. 2 / В. Г. Герасимов. – М. : Энергоиздат, 1986. – 618 с.
- 7 Карлащук, В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В. И. Карлащук – М. : СОЛОН-Пресс, 2003. – 736 с.
- 8 Семенов, Б. Ю. Силовая электроника / Б. Ю. Семенов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2001. – 327 с.
- 9 Воронин, П. А. Силовые полупроводниковые ключи / П. А. Воронин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Изд. дом «Додека – XXI», 2005. – 384 с.
- 10 Колпаков, А. И. Характеристики и особенности применения драйверов MOSFET и IGBT / А. И. Колпаков // Компоненты и технологии. – 2003. – №3. – С. 23–43.

Учебное издание

Маковский Андрей Леонидович
Тарасюк Евгений Васильевич

**СХЕМОТЕХНИКА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ.
КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. В. Иванюшина*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *М. В. Касабуцкий*

Подписано в печать 06.02.2020. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,53. Уч.-изд. л. 4,7. Тираж 70 экз. Заказ 318.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».

Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.

Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск