

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

Кафедра систем управления

Решетиллов Анатолий Родионович,  
Ольшевский Николай Иванович

**МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ ПО КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ  
ПО КУРСУ  
“ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОСХЕМОТЕХНИКА”**

для студентов специальности  
I–53 01 07 «Информационные технологии и управление  
в технических системах»

Минск

# 1. Мощный каскад

Согласно заданию на курсовое проектирование, необходимо выбрать элементы Т-схемы (рис. 1.1) или П-схемы (рис. 1.2) выходного каскада, обеспечивающей реверс двигателя в соответствии со знаком сигнала на входе системы стабилизации температуры.

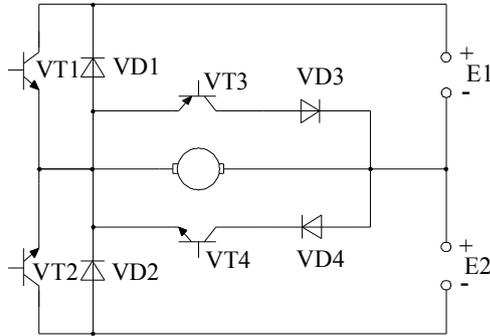


Рис. 1.1. Т-схема

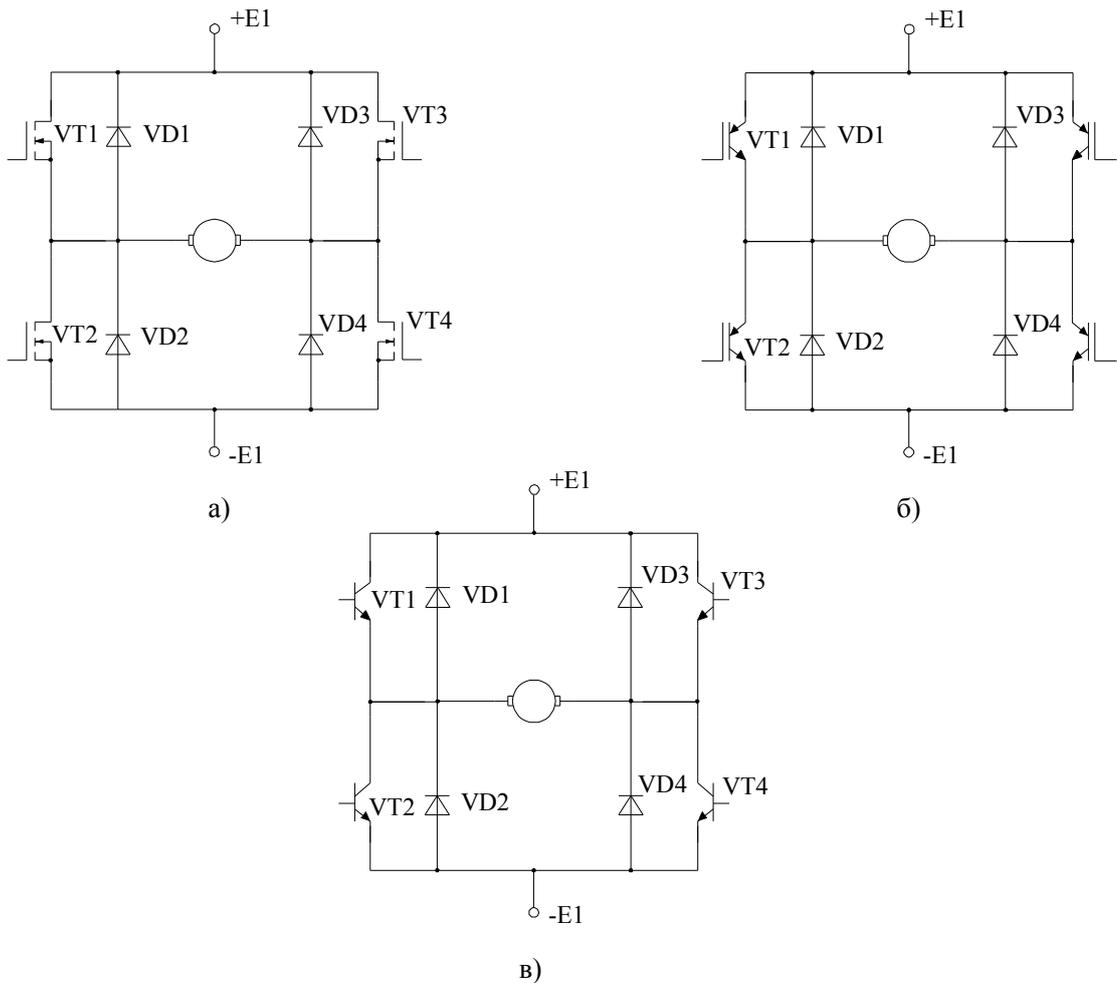


Рис. 1.2. П-схемы

Приведенные схемы выходного каскада обеспечивают 4 режима работы электродвигателя постоянного тока: генератора (рекуперация), двигателя, противовключения, динамического торможения.

Во всех режимах через якорь двигателя должен протекать ток. Если  $I_{\text{я}} = 0$ , то двигатель можно принять за простой маховик.

В качестве мощных ключей (транзисторов VT) могут быть приняты IGBT, MOSFET, униполярные (полевые) или биполярные, обеспечивающие подачу необходимого напряжения и тока в нагрузку. Двигатель – это специфическая нагрузка. В цепи якоря действуют три фактора. Первый – это напряжение питания, создающее силовой ток, приводящий якорь во вращение. Вторым фактором – генерационная ЭДС противоположной полярности (противоЭДС). Она образуется при движении витков обмотки якоря в магнитном поле статора двигателя. Направление в двигательном режиме – против напряжения питания. Величина генерационной ЭДС прямо пропорциональна скорости вращения якоря.

В том случае, когда какие-либо внешние силы приведут к увеличению скорости вращения якоря сверх номинальной, генерационная ЭДС может превысить  $U_{\text{н}}$ , ток в цепи якоря изменит свое направление; теперь энергия будет не потребляться из цепей питания, а наоборот, возвращаться в источник. Двигатель переходит в генераторный режим, который в литературе иногда называют рекуперативным. Третьим фактором – это ЭДС самоиндукции. Образуется при возникновении условий или причин к изменению тока в цепи якоря. ЭДС самоиндукции рассматривается в комплексе с законом коммутации тока, сущность которого в том, что ток в цепи с индуктивностью не может изменяться мгновенно. Или то же самое: 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 ток, если ток будет уменьшаться, или против направления тока при увеличении последнего.

В двигательном режиме вторым фактором – генерационная ЭДС – не учитывается при выборе транзисторов, но все же в П- и Т-образных схемах предусматриваются цепи рекуперации энергии (диоды и соответствующие режимы VT). Третьим фактором (ЭДС самоиндукции) вообще никак не должен воздействовать на силовые ключи, так как эта ЭДС может в сотни раз превышать напряжение питания и выжечь ключ. В П- и Т-образных схемах должны быть предусмотрены цепи и режимы работы транзисторов, исключающие воздействие ЭДС самоиндукции на элементы схемы.

Таким образом, исходными данными для выбора транзисторов являются напряжение питания и ток якоря. Так как П- и Т-образные схемы работают в ключевом режиме, то при расчете напряжения питания необходимо учитывать импульсный режим работы двигателя (рис. 1.3).

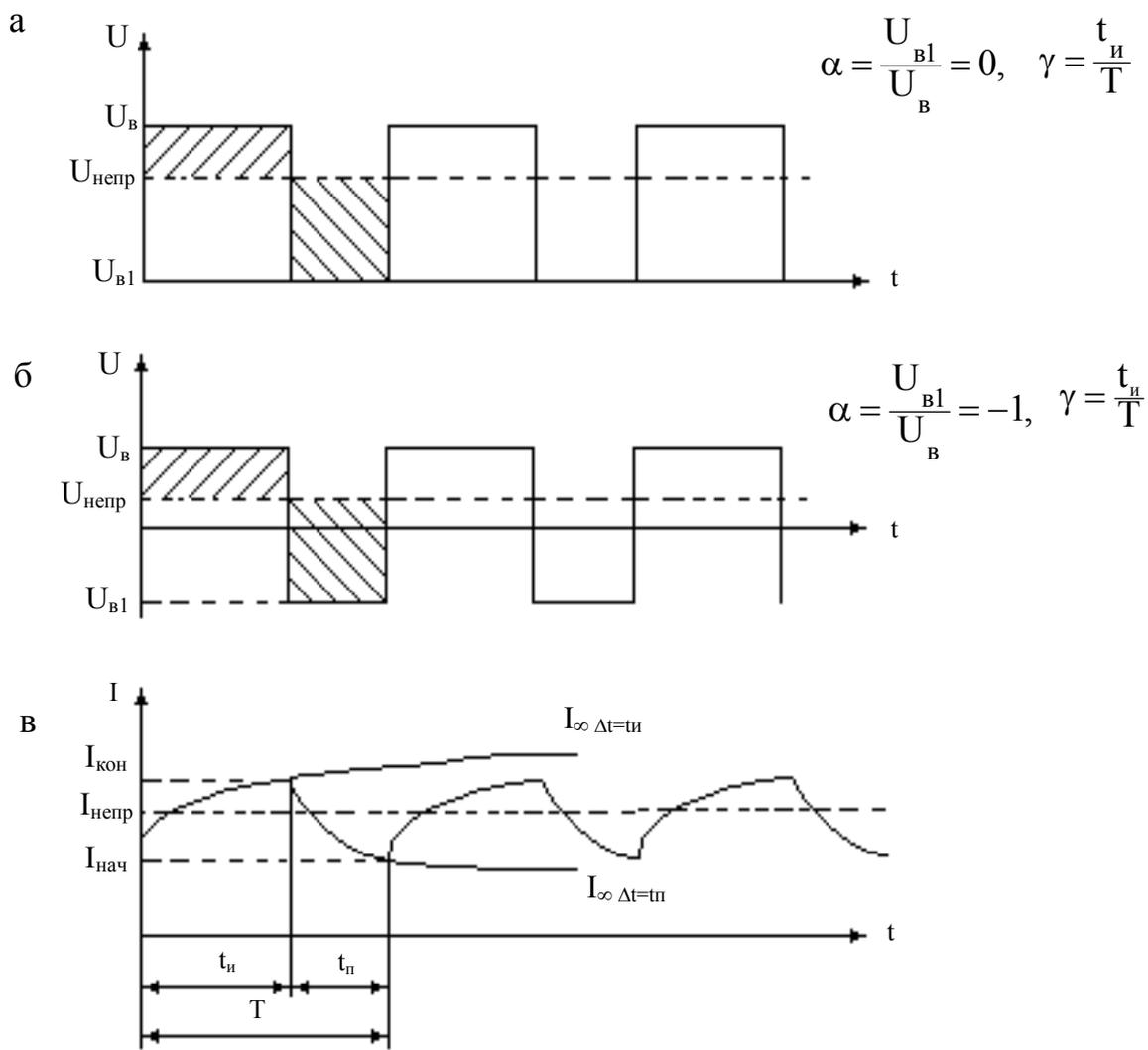


Рис. 1. 3. Временные диаграммы

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 двигателя. Импульсы длительностью  $t_n$  следуют с периодом  $T$  и паузой  $t_n$ , составляющей примерно  $0,2T$ . Пауза вводится для того, чтобы подготовиться к формированию очередного импульса. Из рис. 1.3 следует, что амплитуда импульса  $U_B$  должна быть больше в сравнении со значением  $U_{\text{непр}}$ . Для импульсного напряжения (см. рис. 1.3,а) известно [12], с.78, табл. 5.1:

$$U_n = U_d = U_B \cdot \sqrt{\gamma}$$

$$\text{Отсюда } U_B = \frac{U_n}{\sqrt{\gamma}} = 1,12U_n \quad \text{при } \gamma=0,8$$

Для симметричного закона управления с учетом того, что импульс на промежутке  $t_n$  тормозит двигатель, получим

$$U_B = \frac{U_n}{\sqrt{\frac{t_n - t_n}{T}}} = \frac{U_n}{\sqrt{0,6}} = 1,29U_n \quad \text{при } t_n=0,8T, \quad t_n=0,2T.$$

Таким образом, напряжение источника питания складывается из напряжения  $U_B$  и падения напряжения на открытых транзисторах.

Для П-образных схем

$$E_1 = 2U_{КЭ\text{ нас}} + U_B.$$

Для Т-образных схем

$$E_1 = U_{КЭ\text{ нас}} + U_B.$$

В П-образной схеме транзисторы и диоды выбирают на напряжение:

$$U_{КЭ\text{ доп}} = U_{VD\text{ обр}} \geq KE_1, \text{ где } K - \text{коэффициент запаса: } K=1,1 - 2.$$

В Т-образных схемах транзисторы VT1, VT2 и диоды VD1, VD2 должны выдерживать двойное напряжение питания:  $U_{КЭ\text{ доп}} = U_{VD\text{ обр}} \geq 2KE_1$ .

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

Иногда, к сожалению, 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

$$\frac{I_{\text{пуск}}}{I_{\text{ном}}} = \frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{ном}}}, \quad R_{\text{я}} = \frac{U_H}{I_{\text{пуск}}} \quad (1.1)$$

или в крайнем случае принять  $I_{\text{пуск}} = (8-10)I_H$ .

Исходя из технических данных двигателя [10], нужно выбрать VT по параметрам:

1.  $I_{K\text{ max}} \geq (1,1 - 1,2)I_{\text{пуск}}$ .

Для П-схемы:

2.  $U_{КЭ\text{ доп}} = U_{VD\text{ обр}} \geq KE_1$ .

В случае Т-схемы:

3. а) для VT<sub>1</sub> и VT<sub>2</sub>:  $U_{КЭ\text{ доп}} = U_{VD\text{ обр}} \geq 2KE_1$ ;

б) для VT<sub>3</sub>, VT<sub>4</sub>, VD<sub>3</sub> и VD<sub>4</sub> эти требования по  $U_{КЭ\text{ доп}}$  могут быть довольно ниже. Для упрощения расчётов в качестве их можно взять тот же тип транзистора, что и для VT<sub>1</sub>. В нашем примере необходимо найти VT с параметрами (например, несимметричный закон;  $K=1,5$  и ориентировочно  $U_{КЭ\text{ нас}}=2 \text{ В}$ ):

для П-схемы:  $I_{K\text{ max}} \geq 28 \text{ А}$  и  $U_{КЭ\text{ доп}} \geq 40 \text{ В}$ ;

для Т-схемы:  $I_{K\text{ max}} \geq 28 \text{ А}$  и  $U_{КЭ\text{ доп}} \geq 80 \text{ В}$ .

Если пренебречь такими критериями, не отображаемыми в курсовом проекте, как габариты и цена электронного блока, то из нескольких VT, подходящими по критерию  $I_{K\text{ max}}$  и  $U_{КЭ\text{ доп}}$ , лучше остановиться на VT с

большим коэффициентом усиления  $h_{21Э}$  (или  $\beta$ ), на более высокочастотных, у которых меньшее значение  $U_{КЭ\text{ нас}}$ .

Если в справочниках нет транзисторов, которые удовлетворяют требуемой величине тока  $I_{К\text{ max}}$ , то производят параллельное включение менее мощных. Например, на ток 28 А можно включить параллельно 10 транзисторов с  $I_{К\text{ доп}}=3$  А. В общем случае параллельно включают до нескольких тысяч транзисторов [7, с. 115].

Необходимо рассчитать число параллельно включенных транзисторов по формуле

$$n = \frac{I_{\text{пус}} \cdot k}{I_{VT\text{ доп}}}, \text{ где } k=1,5 - \text{коэффициент запаса.}$$

Затем число  $n$  округляют в большую сторону до целого значения  $n$ .

Из-за несимметричности параметров через один из транзисторов может протекать ток больший, чем  $I_{К\text{ доп}}$ . Для обеспечения равномерного распределения токов необходимо симметрично включить дополнительные резисторы в цепи эмиттеров. Это также позволит уравнивать мощности рассеивания каждого из параллельно включенных транзисторов. Общее падение напряжения на этих резисторах должно быть несколько больше среднего напряжения между эмиттером и базой. Отсюда

$$R_c = \frac{k \cdot U_{бэ} \cdot n}{I_{\text{пус}}}, \text{ где } k \approx 1,1. U_{бэ} \text{ определяется по зависимости } U_{бэ\text{ нас}} = f(I_{К}).$$

Не рекомендуется включать параллельно составные транзисторы, изначально имеющие большее значение  $U_{КЭ\text{ нас}}$  и  $U_{бэ}$ , что приводит к завышенному значению  $R_c$ . Все это дополнительно увеличивает мощностные потери и снижает КПД схемы.

Аналогично, если нет транзисторов на требуемую величину  $U_{КЭ\text{ доп}}$ , то производят последовательное включение нужного числа транзисторов или диодов.

Необходимо выписать следующие данные VT, которые потребуются в дальнейших расчетах:  $U_{КЭ\text{ доп}}$ ,  $U_{КЭ\text{ нас}}$ ,  $h_{21Э}$  ( $\beta$ ),  $P_{\text{доп}}$ ,  $I_{К0}$  ( $I_{Б0}$ ),  $R_{п-к}$  (тепловое сопротивление переход-корпус),  $I_{К\text{ max}}$ ,  $r_B$  (входное сопротивление),  $C_K$  (емкость коллектора),  $f_{гр}$  (граничная частота),  $T_{п\text{ max}}$  (максимально допустимая температура перехода),  $r_K$  (сопротивление коллектора).

После выбора VT необходимо уточнить величину напряжения питания выходного каскада с учётом потерь в схеме.

1. Для П-схемы  $E_1 = 2U_{КЭ\text{ нас}} + U_B$ .

2. Для Т-схемы  $E_1 = U_{КЭ\text{ нас}} + U_B$ .

Затем рассчитанная величина напряжения питания заменяется на ближайшую по стандарту в сторону увеличения (в процессе проектирования, возможно, потребуются еще дополнительные элементы (VD и R), которые будут включаться в схему мощного каскада).

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

Пусть для выбранного мощного VT имеем  $U_{КЭ\text{нас}} = 2 \text{ В}$ .

Тогда

1) для П-схемы

$$E_1 = 2 \cdot 2 + 24 \cdot 1,12 = 31 \text{ В.}$$

И окончательно принимаем

$$E_{\text{пит}} = 40 \text{ В;}$$

2) для Т-схемы

$$E_1 = 2 + 24 \cdot 1,12 = 28,9 \text{ В.}$$

И, согласно стандарту, принимаем  $E_{\text{пит}} = 30 \text{ В}$ .

После уточнения необходимых источников питания выходного каскада необходимо рассчитать мощность, которая нагревает VT. Эта мощность состоит из потерь в стационарном режиме (VT открыт) и потерь в динамическом режиме (VT открывается или закрывается и находится в активном режиме).

Для расчета можно воспользоваться формулой из [1, с.162]:

$$P_{\text{ТР}} = \frac{E_0^2 t_{\text{и}}}{R_{\text{н}} T} \left[ \frac{U_{\text{КЭнас}} t_{\text{и}}}{E_0 T} + \frac{t_{\text{с}}}{3T} \right], \quad (1.2)$$

если величина  $R_{\text{н}}$  явно не задана, то эта формула преобразуется в следующую:

$$P_{\text{ТР}} = \frac{E_0 I_{\text{к}} t_{\text{и}}}{T} \left[ \frac{U_{\text{КЭнас}} t_{\text{и}}}{E_0 T} + \frac{t_{\text{с}}}{3T} \right]. \quad (1.3)$$

В пусковом режиме  $E_0 = E_{\text{пит}}$ ,  $R_{\text{н}} = R_{\text{пуск}} = R_{\text{я}} \approx \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{пуск}}}$ ;  $t_{\text{и}}$  – длительность

импульсов и для пускового режима  $t_{\text{и}} \approx 0,8T$ .

Величина периода коммутации ключей  $T$  ( $f_{\text{ком}} = \frac{1}{T}$ ) оказывает большую роль на энергетические (КПД) и качественные (пульсация скорости двигателя  $\Delta n$ ) показатели системы. Считается, что при импульсном управлении поведение двигателя практически будет мало отличаться от линейного (подача  $U_{\text{ср}} = [1 + \alpha(1 - \gamma)] U_{\text{пит}}$ ) при выполнении следующего условия:

$$f_{\text{ком}} = \frac{1}{T} > \frac{1}{T_{\text{я}}}. \quad (1.4)$$

При выполнении (1.4) зависимость изменения среднего тока в якоре  $I_{\text{непр}}$  определяется в основном постоянной времени якоря  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$ .

Для уточнения величины  $T$  могут применяться различные подходы. Например, можно непосредственно задаться величиной пульсации тока в якорной цепи  $\Delta I_{\text{я}} = I_{\text{кон}} - I_{\text{нач}}$  (см.рис.1.3,в), причем  $I_{\text{кон}} = I_{\text{непр}} + KI_{\text{непр}}$ ,

$I_{нач} = I_{непр} - KI_{непр}$ . Для расчетов величину  $K$  можно принять в пределах  $K = 0,1 - 0,01$ , что составит значение  $I_{кон}$  или  $I_{нач}$  в пределах (10–1)% 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  $\Delta n$ . Здесь следует заметить, что в динамике из-за инерционности механики электропривода (с учетом механической постоянной  $T_M$ ) эти колебания  $\Delta n$  будут меньшими.

При выполнении (1.4) для решения такой задачи (обеспечение  $\Delta I_{я} \leq (I_{кон} - I_{нач})$ ) проще всего воспользоваться схемой замещения двигателя постоянного тока, приведенной на рис. 1.4.

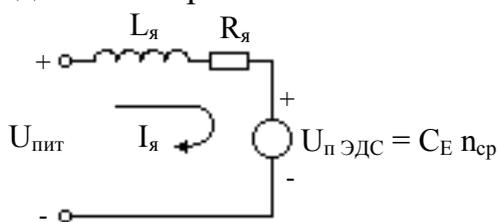


Рис. 1.4. Схема замещения двигателя

Согласно рис. 1.4, для стационарного режима (переходный процесс стабилизации  $n$  завершен) справедливо выражение

$$U_{пит} = C_E n_{ср} + I_{я} R_{я}, \quad (1.5)$$

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

Сам же переходный процесс при коммутации  $E_{пит}$  в такой цепи описывается экспонентой. Поэтому для нахождения величин  $t_n$  и  $t_n$  можно воспользоваться известной формулой

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

где следует принять  $\tau = L_{я}/R_{я}$ .

В соответствии с [11] (стр. 456-457) индуктивность обмотки якоря рассчитывается по формуле

$$L_{я} = \frac{\beta U}{\rho \omega_n I_{я}}, \text{ Гн}$$

где  $\beta$  - рекомендуется принимать равным 0,6 для машин без компенсации и 0,25 с компенсацией якоря. Под компенсацией подразумевается, что в магнитной системе двигателя введена дополнительная обмотка, создающая магнитный поток, компенсирующий остаточную намагниченность магнитопровода.

При проектировании, если неизвестно, есть ли эта обмотка или нет, с учебной целью, допускается свободный выбор, но в тексте необходимо написать о принятом решении и обосновать принятое решение;

$U$  – напряжение питания двигателя;

$\rho$  – число пар полюсов;

$\omega_H$  – угловая скорость вращения вала;

$I_{\text{я}}$  – ток якоря.

Пример: двигатель МИ-33;  $P=0,37$  кВт,  $U=110$  В,  $I=4,4$  А,  $n=3000$  об/мин, сопротивление обмотки якоря при температуре  $15^{\circ}\text{C}$   $R_{15}=0,546$  Ом,  $j_{\text{д}}=0,004$  кг·м<sup>2</sup>, двигатель без компенсации ( $\beta=0,6$ ), число пар полюсов  $\rho=2$ .

$$1 \quad \omega_H = 2\pi n / 60 = 314 \text{ рад/с}$$

$$2 \quad L_{\text{я}} = \beta U / \rho \omega_H I = 0,6 \cdot 110 / 2 \cdot 3,14 \cdot 4,4 = 0,02 \text{ Гн}$$

$$3 \quad T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}} = 0,02 / 0,85 = 0,024 \text{ с}$$

где  $R_{75}=R_{15}(1+j_{\text{д}} \cdot \Delta T)$ ; при  $j_{\text{д}}=0,004$  и разности температур  $\Delta T=60^{\circ}\text{C}$ ;  $R_{75}=0,68$  Ом. С учетом сопротивления токоведущих проводников принимаем  $R_{\text{я}}=0,85$  Ом.

На промежутке времени  $\Delta t=t_{\text{и}}$  к двигателю коммутируется  $E_{\text{пит}}$  и ток  $I_{\infty \Delta t=t_{\text{и}}}$ , согласно схеме замещения при  $n_{\text{ср}}=\text{const}$ , равен

$$I_{\infty \Delta t=t_{\text{и}}} = \frac{U_{\text{пит}} - C_E n_{\text{ср}}}{R_{\text{я}}}.$$

Величину  $C_E$  легко найти из (1.5), если подставить номинальные параметры двигателя

$$C_E = \frac{U_H - I_H R_{\text{я}}}{n_H}.$$

На интервале  $\Delta t=t_{\text{п}}$  предельный ток переходного процесса в общем случае равен

$$I_{\text{пр}} = \frac{-\alpha U_{\text{пит}} - C_E n_{\text{ср}}}{R_{\text{я}}}.$$

Тогда за максимальную величину скачка тока для расчета  $t_{\text{п}}$  следует принять

$$I_{\infty \Delta t=t_{\text{и}}} = |I_{\text{пр}}| + I_{\text{кон}}.$$

После нахождения  $t_{\text{и}}$  и  $t_{\text{п}}$  величина  $T$  рассчитывается как  $T=t_{\text{и}}+t_{\text{п}}$ , а величина  $\gamma$  как  $\gamma=t_{\text{и}}/T$ .

Часто для выполнения других критериев может потребоваться корректировка  $T$ . Но в любом случае необходимо сохранять значение  $\gamma$ . В этом случае величина

$$U_{cp} = [\gamma + \alpha(1 - \gamma)]U_{пит} \quad (1.6)$$

будет независима от  $T$ , что обеспечит постоянство угловой скорости  $n_{cp}$ . Обычно стабилизация величины  $\gamma$  в замкнутой схеме поддерживается автоматически за счет применения отрицательной обратной связи. Задачу нахождения  $T$  проще всего решать для номинальных режимов работы двигателя, тогда принимается  $I_{непр} = I_n$ ,  $n_{cp} = n_n$ ,  $M = C_M I_n = M_n$ .

Рассчитанная величина  $T$  обеспечит требуемое  $\Delta I_{я}$  при  $\gamma \approx \gamma_{max}$ . Ниже будет показано, что  $\Delta I_{я}$  будут максимальными при  $\gamma = 0,5$ . Например, для симметричного закона коммутации это будет при ситуации, когда  $n_{cp} = 0$  и половину периода  $T$  к якорю будет коммутироваться одна полярность  $U_{пит}$ , во второй половине – противоположная, а участки экспоненты нарастания  $I_{я}$  будут аппроксимироваться прямыми линиями.

В [6, с.(72–80)] величина  $T$  рассчитывается на базе другого подхода. В качестве критерия берутся дополнительные потери мощности  $\Delta P$ , связанные с пульсациями тока в обмотке якоря относительно его среднего значения  $I_{cp}$ . При этом автоматически учитываются потери и от пульсации скорости  $\Delta n$  с учетом механической постоянной  $T_m$  в отличие от выше рассмотренной методики, где  $n_{cp}$  двигателя принималась за постоянную величину  $n_{cp} = const$  за период  $T$ . Окончательная формула для расчета  $\Delta P$  имеет следующий вид:

$$\Delta P = \frac{U_{пит}^2}{R_{я}} (1 - \alpha)^2 \frac{\gamma^2 (1 - \gamma)^2}{12} \left( \frac{T}{T_{я}} \right)^2, \quad (1.7)$$

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

$$\Delta P_{max} = \frac{U_{пит}^2}{R_{я}} (1 - \alpha)^2 \frac{T^2}{192 T_{я}^2}. \quad (1.8)$$

Попутно следует отметить, что  $\Delta P_{max}$  при одинаковой величине  $T$  при симметричном законе в 4 раза превышают аналогичные потери при несимметричном. И это различие будет значительно увеличиваться при малых входных сигналах (малых  $U_{cp}$  дв), так как  $\gamma$  для симметричной коммутации  $\gamma \rightarrow 0,5$ , а при несимметричной  $\gamma \rightarrow 0$ .

В выражениях (1.7) и (1.8) величина  $\frac{U_{пит}}{R_{я}}$  – это потери мощности в обмотке якоря от тока, равного пусковому. Поэтому (1.7) и (1.8) иногда удобно представлять в относительных единицах. Например, из (1.8) получим

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

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  $\Delta P_{\max}^*$  были в  $K$  раз меньше  $P_{\text{дв}}^*$ , где  $K=0,1-0,01$  (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  $\Delta P$  уменьшаются (уменьшаются  $\Delta I_{\text{я}}$  и  $\Delta n$ ), но увеличиваются динамические потери на переключение транзисторов мощного каскада. Эти потери с учетом законов коммутации (с учетом числа переключаемых VT) равны (см. (1.2))

$$P_{\text{дин}} = \frac{2U_{\text{пит}}^2 \gamma t_{\text{с}} (1-\alpha)}{3R_{\text{н}} T}.$$

Поэтому желательно для увеличения КПД выбрать величину  $T$  так, чтобы минимизировать сумму этих потерь, т.е.

$$\sum P = P_{\text{дин}} + \Delta P = \frac{2}{3} \frac{U_{\text{пит}}^2 \gamma t_{\text{с}} (1-\alpha)}{R_{\text{н}} T} + \frac{U_{\text{пит}}^2}{12R_{\text{н}}} (1-\alpha)^2 \frac{\gamma^2 (1-\gamma)^2 T^2}{T_{\text{я}}^2} \rightarrow 0.$$

Если провести минимизацию этого выражения по параметру  $T$  (взяв производной и приравняв результат к нулю), то можно получить выражение для расчета в следующем виде:

$$T_{\sum P \rightarrow \min} = \sqrt[3]{\frac{4t_{\text{с}} T_{\text{я}}^2}{(1-\alpha)\gamma(1-\gamma)^2}}. \quad (1.9)$$

Если расчеты производить с учетом максимальных дополнительных потерь  $\Delta P_{\max}$  при  $\gamma=0,5$ , то выражение (1.9) преобразуется к следующему виду:

$$T_{\Sigma P \rightarrow \min} = 3 \sqrt[3]{\frac{32 t_S T_{я}^2}{(1-\alpha)}}.$$

В курсовом проекте студенты должны рассчитать  $T$  по всем трем методикам и обосновать выбор величины  $T$ , принимаемой для дальнейших расчетов.

Временной параметр  $t_S$  в (1.2 и 1.3) является суммой  $t_\phi + t_c$ , где

$$t_\phi = \tau_\beta \ln \left( \frac{I_{Б1}}{I_{Б1} - I_{Б гр}} \right), \quad (1.10)$$

$$t_c = \tau_\beta \ln \left( \frac{I_{Б2} + I_{Б гр}}{I_{Б2}} \right). \quad (1.11)$$

В формулах (1.10) и (1.11)  $\tau_\beta$  – время пролета неосновных носителей в области базы. Если в справочниках этой цифры нет, то можно принять

$$\tau_\beta \approx \frac{1}{2\pi f_\beta},$$

где  $f_\beta$  – верхняя граница частоты выбранного транзистора.

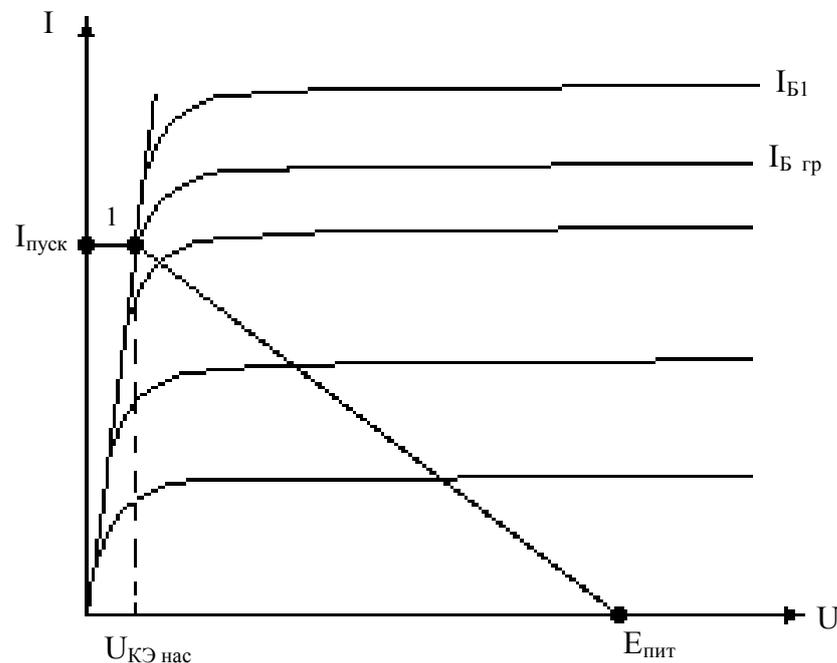


Рис. 1.5. Выходные характеристики VT

$I_{Б1}$ ,  $I_{Б2}$  – открывающий и закрывающий токи в базовой цепи силового ключа, определяются из графического построения на семействе выходных характеристик транзистора (рис. 1.5).

На вертикальной оси откладывается пусковой ток двигателя  $I_{\text{пуск}}$ , затем определяется точка 1 на линии насыщения. Ближайшая базовая характеристика, проходящая через точку 1, дает цифру  $I_{\text{Б гр}}$ . Ток  $I_{\text{Б1}}$  обычно выбирают большим в сравнении с  $I_{\text{Б гр}}$ , т.е.  $I_{\text{Б1}}=KI_{\text{Б гр}}$ . Чем больше коэффициент  $K$ , тем короче фронт, меньше  $t_{\text{ф}}$ , но увеличивается время рассасывания неосновных носителей  $t_{\text{рас}}$ . Вместе с тем ток  $I_{\text{Б1}}$  не должен выжечь переход база–эмиттер, т.е.  $I_{\text{Б1}} < I_{\text{Б доп}}$ . Обычно принимают  $K$  в пределах  $1,3 < K < 5$ . Закрывающий ток  $I_{\text{Б2}}$  может быть так же различным, в частном случае  $I_{\text{Б2}}=I_{\text{Б1}}$ . Если в справочниках не приводятся выходные характеристики для VT, то значения  $I_{\text{Б гр}}$  можно найти по приближенной формуле  $I_{\text{Б гр}} \approx \frac{I_{\text{пуск}}}{h_{21Э \text{ min}}}$ .

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 произведён корректно и необходимо рассчитать площадь теплоотвода по формуле [7, с.117]:

$$S \geq \frac{P_{\text{тр}}}{K_{\text{т}} [T_{\text{п max}} - t_{\text{с}} - P_{\text{тр}} (R_{\text{п-к}} - R_{\text{ТКМ}})]} \text{ [см}^2\text{]},$$

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

$K_{\text{т}}$  – коэффициент, характеризующий радиатор. Для алюминия чёрного

$$K_{\text{т}} = 0,8 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{\text{t}^{\circ}\text{C} \cdot \text{см}^2};$$

$t_{\text{с}}$  – 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  $R_{\text{ТКМ}} = \frac{R_{\text{п-к}}}{5}$ .

Если при расчетах  $S$  будет отрицательной величиной, то радиатор не обеспечит теплоотвод и необходимо подыскать другой VT.

При выборе мощных VT следует еще учитывать явление “лавинного пробоя” [4, с.301]. Это накладывает более жесткие ограничения на выбор VT, чем по  $I_{\text{К доп}}$ ,  $U_{\text{КЭ доп}}$  и  $P_{\text{max}}$ . В новых справочниках по VT часто приводятся области безопасной работы (взаимная зависимость между  $U_{\text{КЭ}}$ ,  $I_{\text{К}}$  и  $t_{\text{и max}}$ ). Если при выборе этих величин VT будет находиться в области безопасной работы, то это будет гарантировать его длительную безопасную работу (в курсовом проекте проверка на этот критерий обязательна).

Затем следует выбрать диоды VD. Они должны выдерживать те же  $U_{\text{доп}}$ ,  $I_{\text{нас}}$ , что и VT, и предназначены для исключения работы VT в инверсном режиме, иметь  $f_{\text{гр}}$ , близкую к  $f_{\text{гр}}$  транзистора. В курсовом проекте допускается для диода  $f_{\text{гр}} \geq 200$  кГц. Рассчитывается мощность диода  $P_{\text{VD}}$  по формуле, приведённой в [1, с.162]:

$$P_{VD} = \frac{E_0^2 t_{и}}{R_H T} \left[ \frac{U_{нас VD}}{E_0} - \frac{U_{нас VD} t_{и}}{E_0 T} + \frac{t_s}{3T} \right].$$

Компоненты, входящие в эту формулу, те же, что и для транзисторов. Напряжение  $U_{нас VD} (U_{пр VD})$  приводится в справочных данных диодов.

Для MOSFET, IGBT транзисторов формула (1.2) аналогична, но вместо  $U_{кэ нас}$  принимают  $U_{откр}$  - падение напряжения на открытых транзисторах, а  $t_{ф}$  и  $t_c$  (1.10), (1.11) – временные интервалы длительности открывания и закрывания выбираются из справочных данных.

## 2. Предмощный каскад

В общем случае управляющие сигналы для мощных ключей формируются микроконтроллерами или маломощными электронными схемами. Между микроконтроллерами и мощными ключами вводят гальваническую развязку, разделяющую их и, следовательно, защищающую микроконтроллеры от высокого напряжения мощных ключей.

В курсовом проекте следует предусмотреть гальваническую развязку между частью схемы, формирующей все управляющие сигналы мощного каскада, и высоковольтной частью (мощным каскадом). Наиболее часто для этой цели применяются транзисторные оптопары, которые должны работать в ключевом режиме. Следует считать, что максимальный выходной ток для оптопары (т.е. входной ток мощного каскада) меньше 200 мА (оптопара типа АОТ-110). Поэтому, если  $I_{Б VT мощ. каскадов} \geq 200$  мА, то необходимо применение нескольких предмощных транзисторов. Каждый транзистор позволяет уменьшить входной ток ( $I_B$ ) в  $B$  раз ( $I_K \approx B I_B$ , где  $B$  – условный коэффициент усиления по току). Для несоставных транзисторов  $B \leq h_{21Э}$ , и можно для мощных VT принять  $B \approx 10$ . Часто соединяют мощный и предмощные транзисторы по схеме составного транзистора (стандартные схемы Дарлингтона или Шиклаи – рис. 2.1). Эти схемы позволяют на базе одного типа мощного транзистора (n–p–n) синтезировать составной VT того же типа (схема Дарлингтона) или типа p–n–p (схема Шиклаи), где мощный и предмощный VT имеют разный тип про–водимости.

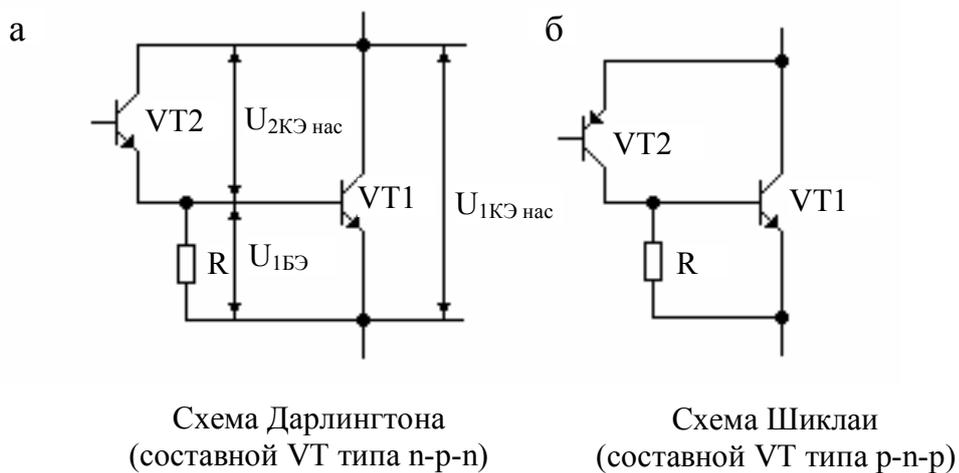


Рис. 2.1

Выбор предмощных VT следует производить аналогично выбору мощных транзисторов.  $I_K$  предмощных VT равен  $I_B$  мощных VT и т.д. Так как для предмощных VT не задается в явной форме  $R_n$ , то следует применить другой вариант формулы для  $P_{тр}$ , где нет  $R_n$  (см. формулу (1.3)).

В составном транзисторе один из VT, как правило, находится в насыщенном состоянии, другой – в активной области.

В общем случае должно выполняться очевидное равенство

$$U_{2КЭ\text{ нас}} + U_{1БЭ} = U_{1КЭ\text{ нас}} \quad (2.1)$$

Напряжение  $U_{КЭ\text{ нас}}$  для транзисторов берется из справочных данных (см. рис. 1.5) и меньше быть не должно (может только увеличиваться, что характеризует его нахождение в активной области);  $U_{1БЭ}$  для мощных VT можно найти по входным характеристикам. Если их нет в справочнике, то можно принять для мощных VT в диапазоне (1–1,5) В, для маломощных кремниевых VT (0,7–0,8) В, (0,3–0,4) В для германиевых. Пусть  $U_{2КЭ\text{ нас}} = 1\text{ В}$ ,  $U_{1БЭ} = 1\text{ В}$ ,  $U_{1КЭ\text{ нас}} = 1,5\text{ В}$ , тогда из (2.1) следует, что VT1 будет находиться в активной области, а VT2 – в насыщении. Поэтому следует уточнить расчет мощности VT1 и его теплоотвод, т.е. в формулу  $P_{тр}$  вместо  $U_{КЭ\text{ нас}} = 1\text{ В}$  необходимо подставить скорректированное  $U_{1КЭ\text{ нас}} = 2,5\text{ В}$ . В общем случае желательно (но не обязательно) подбирать VT для составного транзистора так, чтобы выполнялось неравенство

$$U_{2КЭ\text{ нас}} > U_{1КЭ\text{ нас}},$$

и соответственно будет лучшим КПД схемы.

Резистор R позволяет избежать для VT1 режима "оборванной" базы, когда VT2 закрыт. Для его расчета вначале определяется неуправляемый тепловой ток при максимальной температуре среды. В справочнике для VT приводится  $I_{K0}$  ( $I_{B0}$ ) для температуры  $t_c = 25^{\circ}\text{C}$ . Ток  $I_{K0}$  для  $t_c$  можно определить из графиков или формул (если они приводятся в справочнике) или приближенно:

$$I_{K0} = I_{K0\ t=25} e^{\frac{t_c - 25}{A}},$$

где A для германиевых VT принимаем равным 10, для кремниевых VT  $A=6,5$ .

Ток  $I_{K0}$  на R должен создавать  $U_B$  меньше, чем порог срабатывания транзистора. Для германиевых VT порог срабатывания может быть  $U_{B\text{ порог}} = 0,4\text{ В}$ , для кремниевых –  $U_{B\text{ порог}} = 0,7\text{ В}$ .

Таким образом необходимо, чтобы выполнялось соотношение

$$I_{K0}R \leq U_{B\text{ порог}}.$$

Отсюда находится допустимая величина R.

*При этом следует здесь и в дальнейших расчетах величин R поступать следующим образом:*

*1. Расчетная величина с учетом знаков > или < заменяется на ближайшее значение согласно стандарту.*

*2. Рассчитывается величина рассеиваемой на нем мощности по формуле*

$$P_R = I_R^2 R_{\text{ст}} \quad \text{или} \quad P_R = \frac{U_R^2}{R_{\text{ст}}},$$

*так как значение  $I_R$  или  $U_R$  известно (участвует в расчетных формулах). Если  $P_R > 0,5\text{ Вт}$ , то следует считать, что расчеты ошибочные или ошибочны исходные данные.*

*3. Далее  $P_R$  заменяется стандартными значениями, согласно которым резисторы выпускаются промышленностью (замена всегда в сторону больших значений  $P_R$ ; ряд стандартных цифр по  $P_R$  в ваттах: 0,125; 0,25; 0,5 и т. д.).*

*4. Делается типовая запись: выбираем резистор  $R_1$  типа МЛТ (можно и другие) 510 Ом мощностью 0,125 Вт.*

Затем определяется  $r_{\text{вх}}$  транзистора (по входным характеристикам или грубо по формуле  $r_{\text{вх}} = \frac{U_{B\text{нас}}}{I_{B\text{нас}}}$ ). И если  $R \geq 10r_{\text{вх}}$ , то он необходим. В

противном случае при открывании VT будет сказываться шунтирующий эффект резистора R и его не применяют.

Если одного VT недостаточно ( $I_{BVT2} \geq 200$  мА), то необходимо применить дополнительные VT, включаемые по схеме Дарлингтона или Шиклаи, и также учитывать аналог формулы (2.1), но только скорректированной для трёх VT.

Таким образом, предмощные каскады, включаемые между гальванической развязкой и мощными ключами, предназначены для формирования импульсов открывающей и закрывающей полярности по отношению к мощным ключам. Закрывающая полярность обязательна, так как при этом формируются процессы закрывания ключей, а также они надежно удерживаются в закрытом состоянии на интервале паузы между импульсами. Предмощные каскады должны удовлетворять следующим требованиям:

- 1) быть максимально экономичны;
- 2) обеспечивать необходимый коэффициент усиления по току, достаточный для согласования гальванической развязки и мощных ключей;
- 3) формировать возможно более крутые фронты и спады импульса, т. е. давать максимальное быстродействие;
- 4) исключить режим "оборванной" базы.

Известно, что наибольшее усиление по току показывают схемы эмиттерных повторителей. Они же дают и максимальное быстродействие. Для дальнейшего увеличения коэффициента усиления по току применяют составные транзисторы. На основе изложенного komponуем принципиальную схему предмощного каскада, изображенную на рис. 2.2.

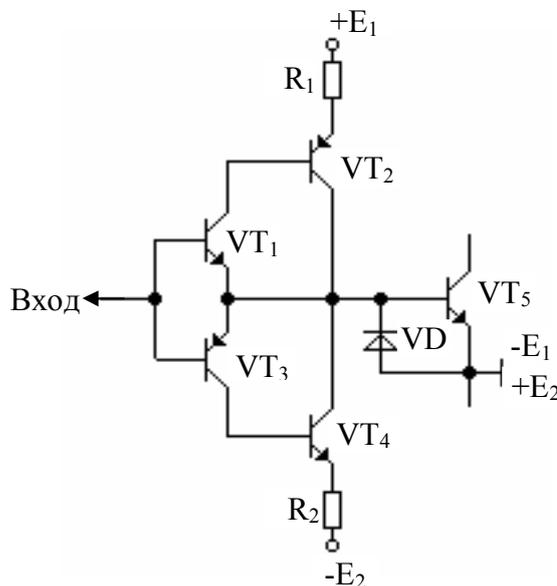


Рис. 2. 2. Схема предмощного каскада

Эта схема имеет два источника питания  $+E_1$  и  $-E_2$ . Составной транзистор n-p-n на комплементарной паре VT1 и VT2 формирует открывающий импульс тока для силового ключа VT5 П-образной и Т-образной схем, а составной транзистор p-n-p на комплементарной паре VT3 и VT4 формирует

закрывающий импульс тока, а затем обеспечивает закрывающее напряжение для силового ключа VT5. Резисторы R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> устанавливают необходимые величины токов. Диод VD защищает переход эмиттер–база ключа VT5 от чрезмерной величины закрывающего напряжения. Режим "оборванной" базы ключа VT5 отсутствует. При переключении пары VT2–VT4 образуется сквозной ток, величина которого ограничивается резисторами R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> и поэтому безопасна для VT2, VT4.

Расчет предмощного каскада начинают с выбора комплементарной пары VT2, VT4. Исходными данными для выбора являются ток и напряжение питания. Принимаем напряжение питания E<sub>1</sub>=E<sub>2</sub>=5 В. Цифра 5 В принята из тех соображений, что это относительно небольшая величина, к тому же источники 5 В широко применяются в промышленности. Кроме того, эта цифра имеется в стандартном ряде напряжений. При дальнейших уточняющих расчетах напряжение питания предмощного каскада может быть увеличено или уменьшено. Как транзистор VT2, так и транзистор VT4 выбираем на двойное напряжение, так как в импульсном режиме один из них открыт, второй закрыт, следовательно, к одному из них прикладывается двойное напряжение.

Током I<sub>K2</sub> транзистора VT2 является ток базы I<sub>B1</sub> силового ключа VT5, рассчитанный в разделе 1. По справочнику выбираем транзисторы комплементарных пар, например КТ315 (n–p–n), КТ361 (p–n–p); КТ814, КТ815; КТ816, КТ817 и т.д. Основная часть тока, активного для VT5, протекает по цепи: +E<sub>1</sub>, R<sub>1</sub>, открытый VT2, переход база–эмиттер VT5, земля, –E<sub>1</sub>. Составляем уравнение для расчета сопротивления R<sub>1</sub>:

$$E_1 = I_{K2} R_1 + U_{KЭ \text{ нас } VT2} + U_{БЭ VT5}. \quad (2.2)$$

Напряжение U<sub>БЭ VT5</sub> определяется для выбранного в предыдущем разделе мощного транзистора VT5 по току I<sub>B1 VT5</sub>=I<sub>K VT2</sub>. В справочниках обычно приводятся входные характеристики, имеющие вид, изображенный на рис. 2.3.

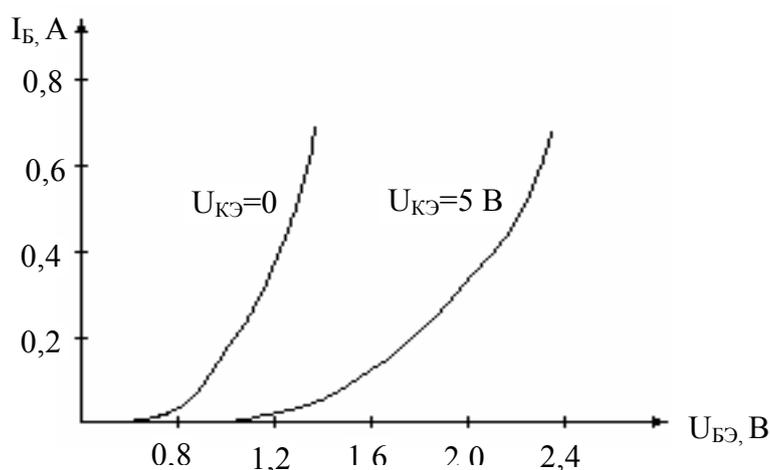


Рис 2.3. Входные характеристики VT

Для определения U<sub>БЭ VT5</sub> необходимо использовать характеристику U<sub>КЭ</sub>=5 В, так как хотя реальное напряжение на открытом и насыщенном ключе

может отличаться от цифры 5 В, но характеристики для других напряжений близки к кривой  $U_{КЭ}=5$  В.

Аналогично, по справочнику, определяется  $U_{КЭ \text{ нас } VT2}$ , используя характеристику на рис. 2.4.

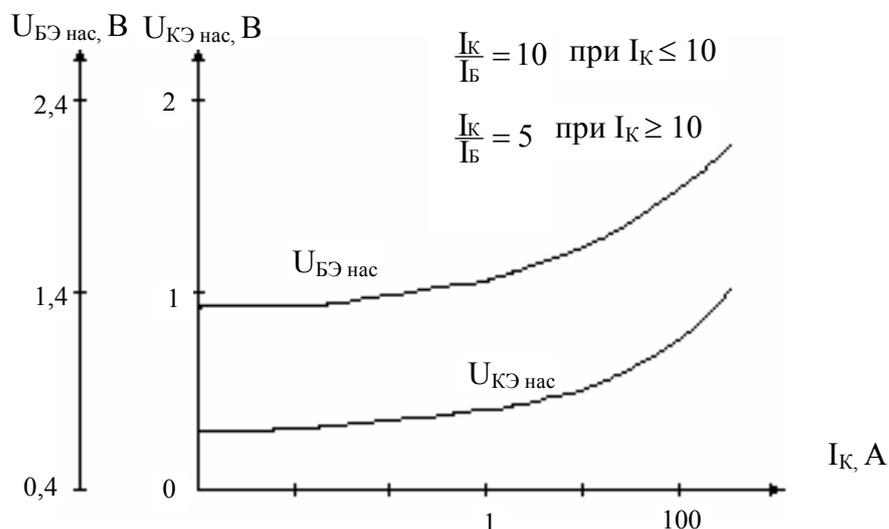


Рис 2.4. Зависимость  $U_{КЭ}$ ,  $U_{БЭ}$  от  $I_{К}$

Таким образом, все компоненты формулы (2.2) известны, кроме  $R_1$ . Находим  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{E_1 - U_{КЭ \text{ нас } VT2} - U_{БЭ VT5}}{I_{К2}}$$

По справочнику выбираем резистор ближайшего стандартного номинала. Рассчитываем мощность рассеяния по формуле

$$P_1 = I_{К2}^2 R_1.$$

Если эта мощность меньше или равна 0,5 Вт, то расчет резистора считаем законченным, если больше, то необходимо уменьшить напряжение питания  $E_1$  и  $E_2$  и произвести перерасчет. Недопустимо, чтобы на плате были резисторы большой мощности – это признак плохо спроектированной схемы с высокими потерями мощности и низким КПД.

Расчет мощности рассеивания транзистора  $VT2$  производится по методике раздела 1, причем в качестве сопротивления нагрузки в формуле (1.2) принимаем величину

$$R_{н} = R_1 + \frac{U_{БЭ \text{ откр } VT5}}{I_{Б1}}.$$

Если рассчитанная величина мощности окажется ниже в сравнении с той, которая приведена в справочнике, то расчет считается законченным. При неудовлетворительном результате выбираются более мощные транзисторы.

Расчет мощности рассеивания транзистора VT4 не производим, так как он симметричен VT2.

Транзисторы VT1 и VT3 выбираем на двойное напряжение  $U_{КЭ доп} \geq 2E_1$  и ток:

$$I_{К VT1} = I_{К VT3} = \frac{I_{К VT2}}{B} = \frac{I_{К VT4}}{B},$$

где  $B$  – условный коэффициент усиления по току.

Расчет мощности рассеивания этих транзисторов не производим, так как они работают в облегченных режимах.

Диод VD выбираем и рассчитываем по методике раздела 1.

Схемы рисунков 2.1 и 2.2 имеют учебный смысл. Возможны другие способы, например, применение драйверных микросхем, которые одновременно усиливают по мощности, току и напряжению до нужных уровней, а также обеспечивают гальваническую развязку. Один из таких способов – так называемое “бутстрепное питание” [12], [13], иллюстрируемое на рисунке 2.5.

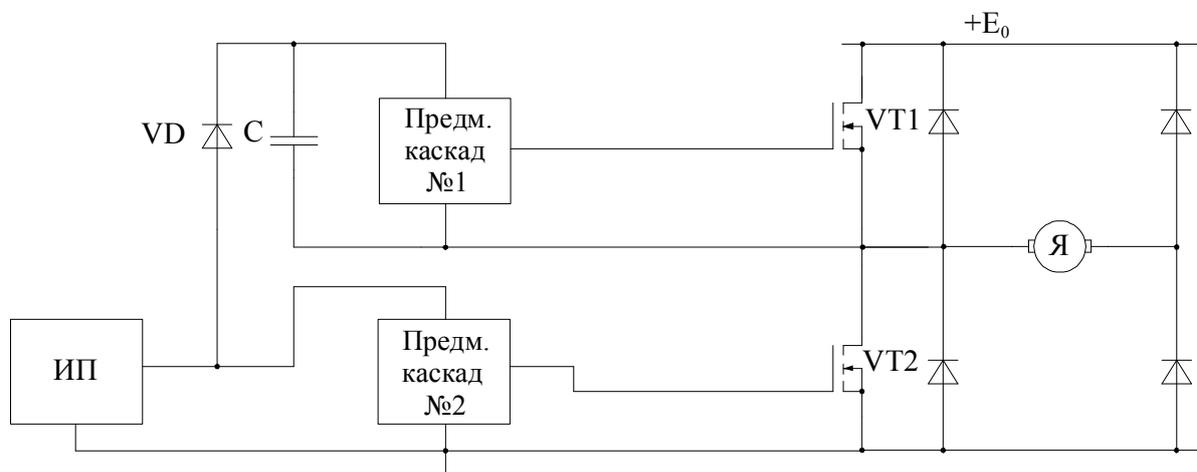


Рисунок 2.5 – Бутстрепное питание

Примем, что ключи VT1 и VT2 противофазно переключаются, как и должно быть, и что на данном интервале времени VT1 закрыт, VT2 открыт. Следовательно, оба предмощных каскада – для верхнего ключа №1 и нижнего ключа №2 запитываются от источника питания ИП почти одинаково: нижний –

непосредственно с выхода ИП, а верхний №1 получает питание по цепи: ИП, бутстрепный диод VD, предмощный каскад №1, открытый транзистор силового каскада VT2, земля источника питания ИП. Одновременно заряжается бутстрепный конденсатор C. После закрывания VT2 и открывания VT1 предмощный каскад №1 отключается от источника питания, теперь он получает энергию от разряжающегося конденсатора C, диод VD закрыт высоким напряжением  $+E_0$  и т.д. Т.о. способ пригоден только для импульсных режимов при достаточно высокой частоте и небольшой мощности на выходе предмощного каскада №1, как в случае ключей типа MOSFET или IGBT с изолированными затворами. В случае длительных импульсов или биполярных транзисторов с большими токами в базовых цепях бутстрепное питание применять нельзя, т.к. конденсатор C быстро разряжается, транзистор VT1 остается без управления.

Считается, что через бутстрепный диод VD в закрытом состоянии нет гальванической связи с источником питания ИП, т.е. схема обеспечивает гальваническую развязку. Насколько она приемлема, судить об этом потребителю этого способа.

Фирма International Rectifier разработала ряд драйверных микросхем, одна из которых IR2113 изображена на рисунке 2.6.

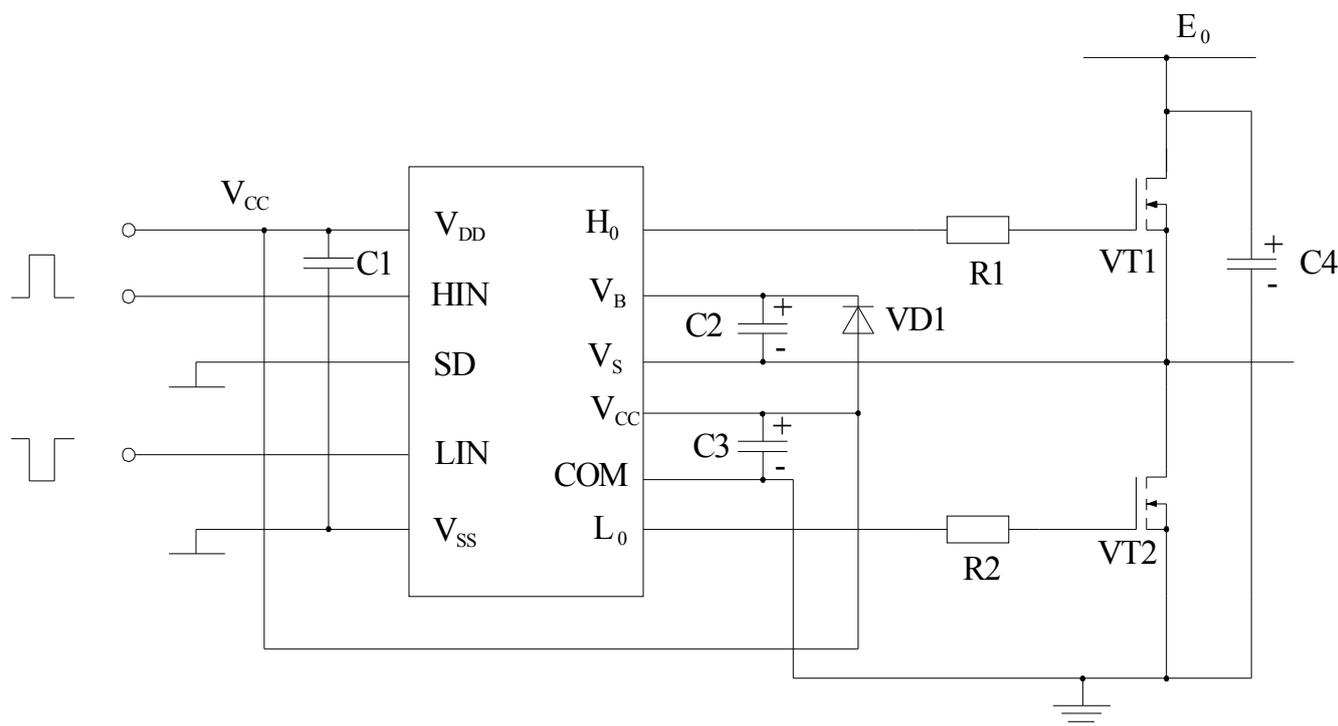


Рисунок 2.6 – Микросхема-драйвер IR2113

VD1 и C2 – бутстрепные диод и конденсатор.  
Типовые параметры микросхемы:

- максимальное напряжение на выводе  $V_b$  относительно общего провода – 625В
- максимальное напряжение на выводе  $V_s$  – 25 В
- максимальный ток управления ( $I_0^+$ ,  $I_0^-$ ) – 2 А
- время включения ( $t_{on}$ ) – 120 нсек
- время выключения ( $t_{off}$ ) – 94 нсек
- диапазон рабочих температур – 55...150° С
- тепловое сопротивление кристалл – среда - 75° С/Вт

Минимальный заряд бутстрепного конденсатора определяется из выражения

$$Q_b = 2Q_g + \frac{I_{gbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs}}{f} + \frac{I_{gss}}{f}$$

где  $Q_b$  – заряд бутстрепного конденсатора

$Q_g$  – заряд затвора силового транзистора VT1

$I_{gbs}$  – ток потребления выходного каскада микросхемы в статическом режиме

$Q_{ls}$  – циклическое изменение заряда драйвера (5 нКл для 500/600 – вольтовых драйверов и 20 нКл для 1200 – вольтовых)

$I_{cbs}$  – ток утечки бутстрепного конденсатора

$I_{gss}$  – ток утечки затвора ключа VT1.

Рекомендуют применять высококачественные бутстрепные конденсаторы (например – танталовые), следовательно,  $I_{cbs}$  можно пренебречь. Ток утечки затворной цепи силовых ключей также невелик, его не учитываем.

В итоге получаем емкость бутстрепного конденсатора:

$$C_b = \frac{2[2Q_g + \frac{I_{gbs}}{f} + 2Q_{ls}]}{V_{cc} - V_{VD1}}$$

Где  $V_{cc}$  – напряжение питания схемы управления (драйвера)

$V_{VD1}$  – падение напряжения на бутстрепном диоде (0,8...1,0 В)

В этой формуле  $Q_g = C_3 \cdot U$ , где  $U$  – напряжение на затворе VT1 (в соответствии со справочными данными),  $C_3$  – затворная емкость VT1 (предполагается, что она известна из паспортных данных силового ключа).

Током  $I_{gbs}$  задается разработчик схемы, имеется в виду, что он знает величину тока, на которую проектируется выбранный драйвер (например, 2 А для IR2113).

Полученное значение бутстрепной емкости является минимальным. Чтобы минимизировать риск от ненадежной работы схемы, разработчики рекомендуют умножить полученный результат на коэффициент 15.

Бутстрепный диод должен выдерживать обратное напряжение не менее, чем  $(V_b + V_{cc})$ . Кроме того, он должен иметь возможно малый обратный ток и приемлемые характеристики обратного восстановления. Рекомендуемое время обратного восстановления не должно превышать 100 нсек.

Известны другие микросхемы драйверов: с емкостной, индуктивной и оптической гальванической развязкой [13], [14].

### 3. Модулятор

1. Симметричный закон управления мощным каскадом (рис. 3.1)  
 Схема модулятора приведена в [1, с. 316].

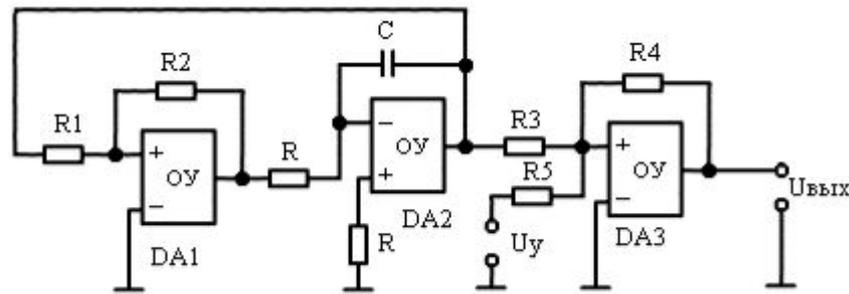


Рис.3.1. Схема модулятора для симметричного закона

Сигнал  $U_y$  – это сигнал ошибки САУ с учетом сигнала обратной связи по току (см.рис.11.1 выход схемы), который должен быть преобразован в ширину импульса.

В расчетных формулах необходимо принять величину  $T$  ту же, что и в расчёте мощного каскада. Напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}^{+(-)}$  – максимальное выходное напряжение ОУ и берётся из справочных данных;  $U_{\text{ВЫХ}}$  – выходное напряжение генератора пилы и можно принять из условия

$$U_{\text{ВЫХ}} \leq (0,6 - 0,7)U_{\text{ВЫХ}}^{+(-)}.$$

Для расчета  $R_1$  и  $R_2$  необходимо величину одного из резисторов выбрать в соответствии со стандартом, а другую вычислить. **При этом следует здесь и в дальнейших расчётах схем с ОУ, чтобы не выполнять дополнительный анализ по работоспособности схем, получать в расчетах и задаваться величинами сопротивлений в пределах**

$$R_{\text{н min}} < R_{\text{расчет}} \leq 500 \text{ кОм},$$

где  $R_{\text{н min}}$  приводится в справочных данных для ОУ.

Для расчёта  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$  нужно принять равными величины

$$U_{\text{тр}} = U_y < U_{\text{ВЫХ}}.$$

Так же задаются  $R_4$  и  $R_5$ , причём  $R_5 \ll R_4$ , т.е. эти величины должны отличаться приблизительно на два порядка (3 и 300 кОм или 4 и 400 кОм). Остается по формулам рассчитать величины  $R$  и  $R_3$  [1].

## 2. Несимметричный закон управления мощным каскадом (рис. 3.2)

Принципиальное отличие реализации этого закона управления от рассмотренного симметричного – необходимость получения только положительного или только отрицательного напряжения пилы при соединении всех остальных функциональных узлов схемы рис.3.1. Соответственно сигнал ошибки САУ  $U_y$  должен быть выпрямленным и подаваться на суммирующий триггер [1, с.67, рис.5]. Там же приводятся расчётные формулы, где  $U_{вх}$  – сигнал обратной связи с выхода интегратора,  $U_{оп}$  – источник ЭДС. В зависимости от его полярности можно получить пилообразное напряжение только положительное или только отрицательное.

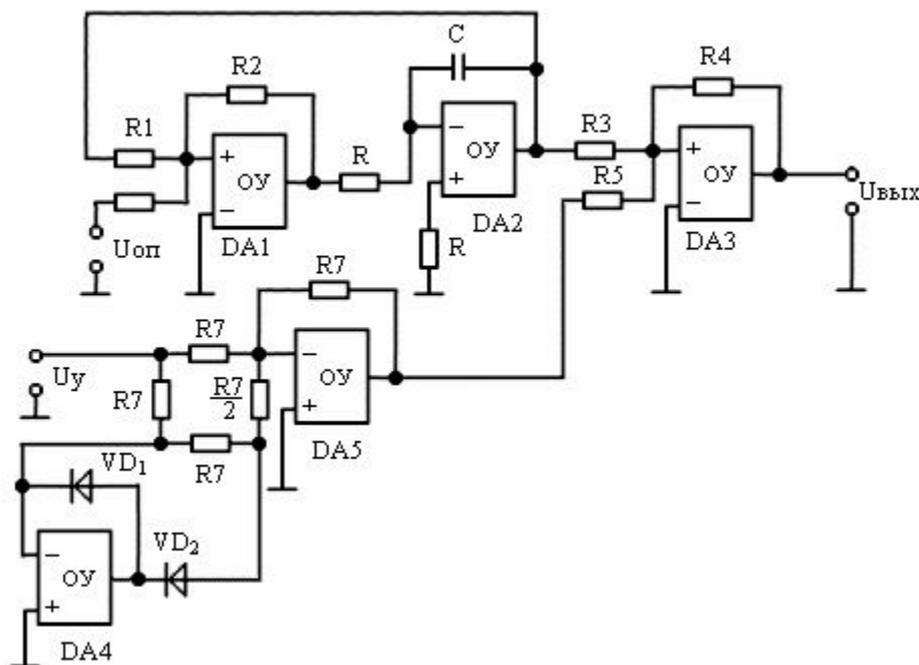


Рис.3.2. Схема модулятора с активным двухполупериодным выпрямителем на входе

Полярность напряжения  $U_y$  выбирается за счет соответствующего включения диодов  $VD1$  и  $VD2$  (на схеме рис.3.2 на выходе выпрямителя будет положительный сигнал).

В формулах расчета можно принять, что  $U_1 = 0$ ;  $U_2 = (0,6 - 0,7) \left| U_{\text{ВЫХ}}^{+(-)} \right|$ , т.е. пилообразное напряжение задаем отрицательное или поступаем наоборот:  $U_1 = (0,6 - 0,7) \left| U_{\text{ВЫХ}}^{+(-)} \right|$ ;  $U_2 = 0$ , что даёт возможность поменять его полярность. Для  $U_1 = 0$  (см. формулы расчёта суммирующего триггера) необходимо, чтобы

$U_{оп}$  было только отрицательной полярности. Задаваясь дальше величиной этого напряжения ( $-5$  В или  $-15$  В) и одним из резисторов и решая систему уравнений, получаем величины остальных резисторов.

Остальные элементы модулятора рассчитываем как для симметричного закона. При схемной реализации этого закона управления усиленный от датчика сигнал необходимо выпрямить (реализуется на ОУ) и подать в схему ШИМ-модулятора противонаправленным по отношению к напряжению пилы. Но чтобы не потерять знак управления (направление вращения двигателя), с выхода усилителя сигнал подается на компаратор (дополнительно реализует функцию согласователя ОУ со схемами ТТЛ). Дальнейшая схемная реализация приведена в [2, рис.7]. В общем случае при синтезе блока необходимо предусмотреть, чтобы сигналы 1 и 2 [2, рис.7] переключали те транзисторы мощного каскада, которые работают в противофазе (например в П схеме – это VT1 и VT3). То же относится и к сигналам 3 и 4.

### 3. Интегральная ШИМ

Схема модулятора изображена на рис. 3.3.

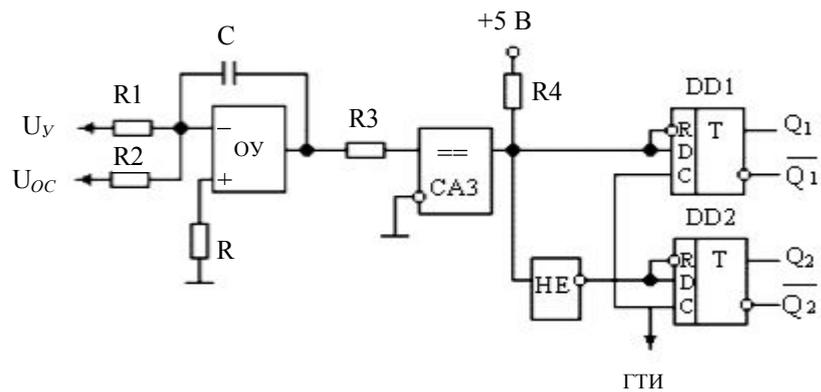


Рис. 3.3. Схема интегральной ШИМ

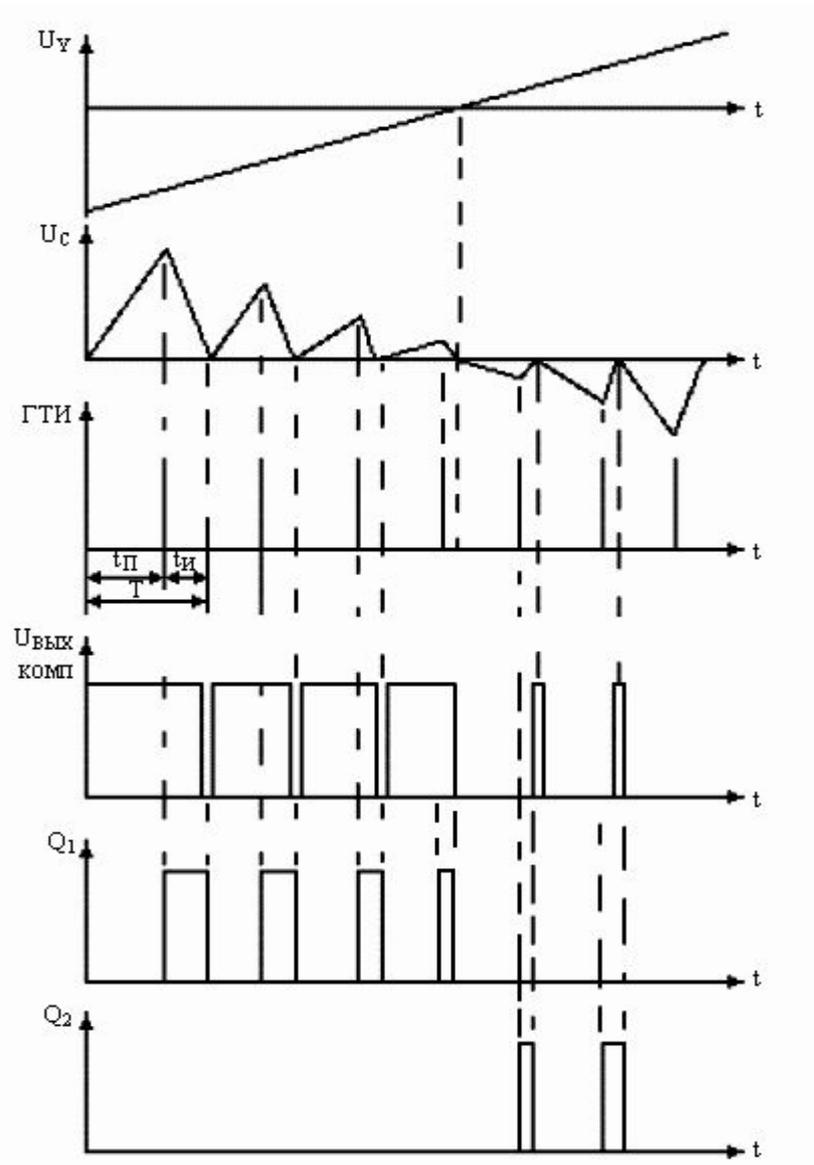


Рис. 3.4. Временные диаграммы интегральной ШИМ

Схема состоит из интегратора, компаратора, инвертора и двух D-триггеров ТМ2. Временные диаграммы ее работы изображены на рис. 3.4. В сравнении с предыдущей схемой эта обладает высокой помехоустойчивостью, так как и сигнал управления  $U_y$  и сигнал обратной связи проходят через интегратор, который является фильтром. При отрицательном знаке  $U_y$  на выходе интегратора формируется положительное напряжение  $U_c$  и в такт с ГТИ переключается только триггер DD1, при смене знака  $U_y$  – триггер DD2, что обеспечит движение якоря двигателя в ту или другую сторону (см. рис. 3.4). Таким образом, триггер DD1 должен управлять одной парой транзисторов VT1, VT2, другой – транзисторами VT3, VT4 (см. рис. 1.2).

Когда на двигатель не подаётся управление, то  $U_{OC} = 0$  и напряжение на выходе интегратора

$$U_{c1} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^{T-t_{и}} U_y dt = -\frac{U_y (T - t_{и})}{R_1 C}. \quad (3.1)$$

Когда двигатель запитан, то

$$U_{c2} = U_{c1} - \frac{1}{R_1 C} \int_{T-t_{и}}^T U_y dt + \frac{1}{R_2 C} \int_{T-t_{и}}^T U_{OC} dt = -\frac{U_y T}{R_1 C} + \frac{|U_{OC}| t_{и}}{R_2 C}, \quad (3.2)$$

а полярность напряжений  $U_y$  и  $U_{OC}$  должна быть противоположной. Двигатель снова будет обесточен, когда  $U_{c2} = 0$  в момент времени  $t=T$ . Расчёт будем вести для  $U_y = U_{y \max}$ , тогда  $t_{и} = t_{и \max}$  (см. расчет мощного каскада).

Порядок расчёта: примем  $U_{y \max} \leq 0,8 U_{OY \max}^{+(-)}$ .

Рассчитаем схему так, чтобы интегратор не заходил в насыщение, т.е. зададимся напряжением  $U_{c1}$  исходя из следующего условия:

$$U_{c1} < U_{OY \max}^{+(-)}.$$

Задаваясь величиной  $C$  в (3.1) (см. стандарт), можно получить величину  $R_1$ . Затем в (3.2) принимаем, что  $U_{c2} = 0$ .

После этого, задаваясь напряжением  $U_{OC}$  (5 В или 15 В), можно получить значение  $R_2$ . При расчётах значения  $T$  и  $t_{и}$  принимают величины, такие же, как и при расчёте мощного каскада, а напряжение  $U_{c2}$  в конце периода равным нулю. Значение  $R_3$  можно без расчётов принять порядка 1–5 кОм.

Резистор  $R_4$  можно задавать в тех же пределах (он необходим, так как компаратор типа САЗ имеет открытый коллектор). Значение  $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  – параллельное соединение  $R_1$  и  $R_2$ , – см. раздел 7, рис. 7.2.

В качестве генератора тактовых импульсов (ГТИ) можно взять любой, но его частота  $f_{ГТИ}$  принимается равной  $\frac{1}{T}$  и он должен иметь на выходе крутые фронты (пологие фронты не опрокинут триггер). Когда  $U_y$  меньше  $U_{y \max}$ , то напряжение на выходе интегратора  $U_{c1 \max}$  будет понижаться по абсолютной величине, и этим определяется более короткий промежуток  $t_{и}$ .

Сигналы  $Q_1$  и  $\bar{Q}_1$  должны управлять транзисторами мощного каскада, как и рассмотренные выше сигналы 1 и 2 при реализации несимметричного закона управления.

## 4. Гальваническая развязка

В качестве элемента гальванической развязки часто выбирают диодно-транзисторную оптопару типа АОТ. Одна из типовых схем гальванической развязки изображена на рис. 4.1.

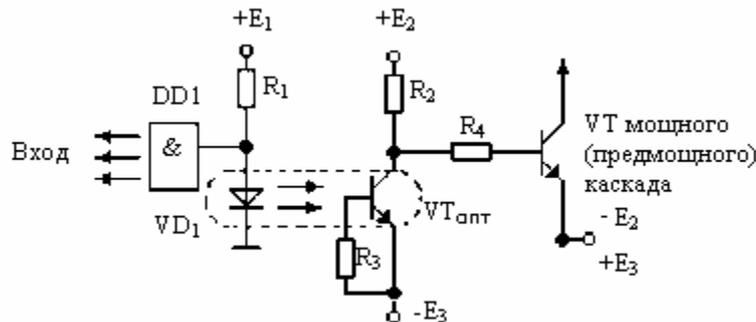


Рис. 4.1. Схема гальванической развязки

1. Выбор элементов схемы и их расчет производится из следующих условий:

1.1. Транзистор  $VT_{\text{опт}}$  должен работать в ключевом режиме.

1.2. Допустимый выходной ток  $I_{\text{вых}}$  схемы DD1 должен быть больше, чем принимаемый при расчетах входной ток оптопары  $I_{\text{вх.опт}}$ . Поэтому приходится включать в схему электронного блока буферные каскады (DD1) и даже дополнительные буферные транзисторы ( $VT_{\text{буф.}}$ , рис. 4.2).

1.3. Допустимый выходной ток оптопары  $I_{\text{вых.доп}}$  должен быть хотя бы в 1,1–1,2 раза больше, чем ток, определяемый по формуле

$$I = \frac{|E_2| + |E_3| - U_{\text{ост}}}{R_2}, \quad (4.1)$$

где величина  $U_{\text{ост}}$  приводится в справочных данных оптопары.

Здесь полагается, что базовый ток закрытого VT равен нулю. При выборе оптопары также следует учитывать, что

$$I_{\text{вх.мощ(предмощ)}} = \frac{E_2 - \sum_{i=1}^n U_{\text{БЭ } i}}{R_2 + R_4}.$$

1.4. Следует учитывать, что открывающий базовый ток VT будет ограничиваться резисторами  $R_2$  и  $R_4$  и в расчётных формулах необходимо брать их сумму.

1.5. Резистор  $R_4$  ограничивает величину первоначального броска закрывающего базового тока транзистора в допустимых пределах, когда в VT протекают процессы рассасывания неосновных носителей. Для его расчёта можно воспользоваться соотношением

$$R_4 \geq \frac{E_3 - U_{БЭ VT}}{I_{Б доп}} . \quad (4.2)$$

2. Порядок расчета схемы рис 4.1:

2.1. Исходя из пункта 1.3 ориентировочно выбирается соответствующая оптопара.

2.2. Задаваясь напряжением  $|E_2| = |E_3|$  порядка 5 В (в общем случае  $|E_2| < |E_3|$  коммутируемого, которое приводится в справочных данных), согласно уравнению (см. рис. 4.1, VT<sub>опт</sub> закрыт)

$$E_2 = I_{вх.мощ} (R_2 + R_4) - \sum_{i=1}^n U_{БЭi} , \quad (4.3)$$

можно рассчитать величину  $R = R_2 + R_4$ .

2.3. Рассчитывается величина  $R_4$  с учётом  $I_{Б доп}$  выбранного транзистора (4.2).

2.4. С учётом (4.3) рассчитывается величина резистора  $R_2$ .

2.5. Определяется ток, протекающий через открытую оптопару согласно (4.1).

2.6. Если ток оптопары в 1,1–1,2 раза больше тока, определённого в пункте 2.5, то оптопара по выходным критериям выбрана корректно. Если нет, то выбирается более мощная или же необходимо включение дополнительного предмощного каскада.

2.7. Величина резистора  $R_3$  принимается согласно рекомендациям завода изготовителя (приводится в справочных данных).

2.8. По выходным характеристикам оптопары определяется входной ток оптопары  $I_{вх.гр}$ . Для расчетов берется ток  $I_{вх.опт}$  в  $K$  раз больше  $I_{вх.гр}$ , где  $K = 1,1–1,5$ . При этом необходимо стремиться к выполнению неравенства:

$$I_{вх.опт} < I_{н.доп},$$

где  $I_{н.доп}$  (допустимый входной ток) приводится в справочных данных.

2.9. Зная  $I_{вх.опт}$ , с учетом условия 2.2 выбирается соответствующая микросхема DD1.

2.10. Если микросхема DD1 выбрана с открытым коллектором, согласно уравнению (VT в DD1 закрыт)

$$E_1 = I_{вх.опт} R_1 + U_{нас VD1}$$

рассчитывается величина  $R_1$ . Для ТТЛ логики  $E_1 = 5$  В, а  $U_{нас VD}$  приводится в справочных данных.

2.11. Проверяется ток  $I_{DD1}$  (VT в DD1 открыт) согласно уравнению

$$E_1 = I_{DD1} R_1 + U_{вых DD1}.$$

Если выполняется неравенство

$$I_{вых.доп DD1} \geq (1,1 - 1,2) I_{DD1},$$

то микросхема DD1 выбрана корректно. В противном случае необходима более мощная логика или следует предусмотреть включение  $VT_{буф}$  (см. рис. 4.2).

Недостаток схемы на рис. 4.1 – низкий КПД.

Более сложной, но с лучшими рабочими качествами является гальваническая развязка, изображенная на рис. 4.2. Она особенно хорошо согласуется со схемой предмощного каскада (рис. 2.2), так как последняя для своей эффективной работы требует двухполярного управляющего сигнала.

3. Порядок расчета схемы рис. 4.2:

3.1. Исходя из пункта 1.3 выбирается соответствующая оптопара. (В формулах (4.1), (4.2) необходима коррекция индексов резисторов и учет того, что на схеме рис. 4.2 отсутствует резистор  $R_4$ ).

3.2. Задаваясь величиной напряжений  $|E_2| = |E_3| = 5\text{ В}$  (в общем случае необходимо, чтобы  $|E_2| + |E_3| < E$  коммутации), согласно уравнению ( $VT_1_{опт}$  – открыт,  $VT_2_{опт}$  – закрыт)

$$E_2 = I_{вх.мощ} R_5 + U_{ост} + \sum_{i=1}^n U_{БЭi}$$

определяется величина резистора  $R_5$ .

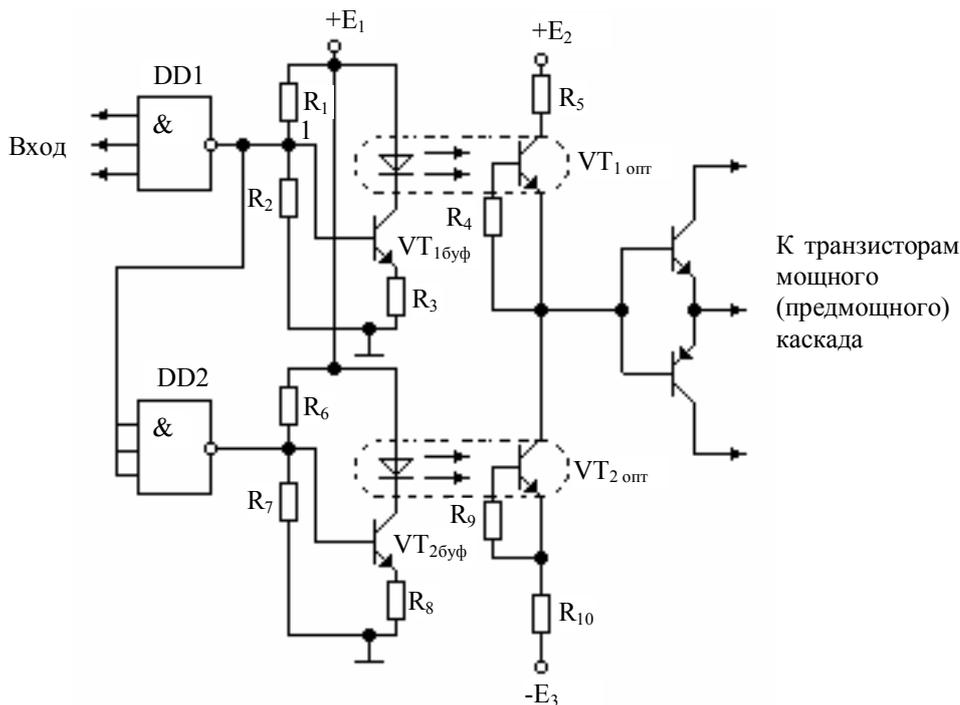


Рис. 4.2. Схема гальванической развязки

3.3. Резистор  $R_{10}$  берется такой же величины при  $|E_2| = |E_3|$ .

3.4. Находится максимальный сквозной ток  $I_{ск.макс}$  из следующего уравнения (принимая, что все  $VT$  мощного каскада закрыты):

$$|E_2| + |E_3| = I_{ск.макс} R_5 + 2U_{ост} + I_{ск.макс} R_{10}.$$

Если  $I_{\text{опт.доп}} \geq (1,1-1,2) I_{\text{ск.мах}}$ , то оптопара выбрана корректно.

3.5. По характеристикам оптопары определяется входной ток оптопары (см. расчет схемы 4.1).

3.6. Зная  $I_{\text{вх.опт}}$ , выбирается соответствующая микросхема DD<sub>1</sub> или, если необходимо, буферный транзистор VT<sub>буф</sub> (см. расчет мощного или предмощного каскада).

3.7. Расчет резисторов R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, R<sub>3</sub> в схеме стабилизации тока можно производить согласно методике, приведенной в [4, с. 99–103].

3.7.1. Задаемся напряжением U<sub>э</sub>=1В (меньше нежелательно из-за возможных помех).

3.7.2. Тогда величина R<sub>3</sub> равна

$$R_3 = \frac{U_{\text{э}}}{I_{\text{вх.опт}}} = \frac{1}{I_{\text{вх.опт}}}.$$

3.7.3. Напряжение U<sub>б</sub> = U<sub>э</sub> + U<sub>бэ</sub> ≈ 1 + 0,6 = 1,6 В.

3.7.4. Из уравнения

$$U_{\text{б}} = \frac{E_{\text{н}} R_2}{R_1 + R_2}$$

находим, что при E<sub>н</sub>=5 В, U<sub>б</sub>=1,6 В

$$R_1 = R_2 \frac{U_{\text{н}} - U_{\text{б}}}{U_{\text{б}}} \approx 2,1 R_2. \quad (4.4)$$

3.7.5. Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы ток, протекающий через делитель напряжения, был всегда больше I<sub>б</sub>. Для точки 1 (см. рис. 4.2) R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> – параллельное соединение. Поэтому необходимо выполнение неравенства

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll h_{21\text{э}} R_3.$$

Для выполнения этого неравенства возьмем

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 0,1 h_{21\text{э}} R_3.$$

Зная h<sub>21э</sub>, R<sub>3</sub> и учитывая (4.4), легко находятся величины резисторов R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub>.

3.8. Когда на выходе микросхемы DD1 будет логический ноль, то справедливо уравнение (логика DD1 с открытым коллектором)

$$E_1 = I_{\text{вых DD1}} R_1 - U_{\text{вых DD1}} \approx I_{\text{вых DD1}} R_1.$$

Отсюда легко подобрать необходимый тип логики, и аналогично пункту 2.11 (см. расчет схемы рис. 4.1) проверяется корректность расчетов. В общем случае возможно скорректировать схему рис. 4.2 путем подбора соответствующей логики DD1 и отказа от транзисторов VT<sub>буф</sub> (см. рис. 4.1).

В рассматриваемых схемах гальванической развязки выбор оптопар производится по мощностным (по току и напряжению) критериям. Но необходимо учитывать и их частотные свойства. Например, для наиболее мощной оптопары типа АОТ-110 ( $I_{\text{вых, доп}} \approx 200$  мА) приводятся следующие справочные данные: время включения – 1–50 мкс, время выключения – 5–100 мкс. Для наиболее инерционного экземпляра (наиболее худший случай) только на переключение потребуется время

$$t_{\text{пер}} = 50 + 100 = 150 \text{ мкс.}$$

Если еще необходима передача полезной информации, то следует потребовать, чтобы рабочий период по крайней мере был

$$t_{\text{раб}} \geq 10t_{\text{пер}} = 1,5 \text{ мс.}$$

Тогда рабочая частота оптопары имеет верхний предел порядка

$$f_{\text{раб}} \leq \frac{1}{t_{\text{раб}}} = \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 667 \text{ Гц.}$$

Эта величина может оказаться значительно ниже  $f_{\text{ком}} = \frac{1}{T}$  мощных ключей и необходимо будет выбрать менее мощную оптопару, но более быстродействующую. В последнем случае может потребоваться корректировка числа каскадов предмощного усилителя (см. раздел 2).

Схемы рисунков 4.1 и 4.2 имеют учебный смысл. В электронике для гальванической развязки применяют интегральные микросхемы – драйверы [13] или скоростные цифровые изоляторы [14]. Они могут быть с емкостной, индуктивной или оптической гальваническими развязками, выпускаются разными фирмами, но конструкция у всех такова, что можно производить замену без изменения конструкции печатной платы. Сравнение этих трех типов микросхем (гальванических развязок) показало, что на первом месте по надежности, отсутствию электромагнитных излучений находятся емкостные изоляторы. На втором месте – индуктивные изоляторы, кроме того, они излучают электромагнитные импульсы вследствие наличия обмоток и магнитопроводов. Оптические изоляторы наименее надежны, т.к. оптические излучатели и приемники относительно недолговечны, стареют медленнее, в сравнении с лампами накаливания, ртутными трубками, но, примерно, подобным образом.

## 5. Задатчик

### 5.1. Задатчик на базе терморезисторов

Для терморезистивного датчика из [3] берутся данные для построения характеристики  $R=f(t^{\circ}\text{C})$  (рис. 5.1).

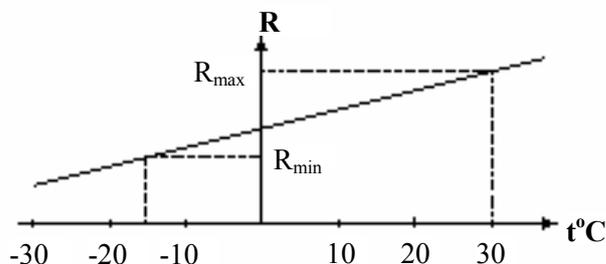


Рис.5.1. Выходная характеристика датчика

Для заданного диапазона температуры (например  $-15^{\circ}\text{C} - 30^{\circ}\text{C}$ ) определяется диапазон изменения сопротивления датчика ( $R_{\min}$ ,  $R_{\max}$ ). Кроме того, необходимо написать уравнение характеристики (прямая, проходящая через две точки)  $R=f(t^{\circ}\text{C})$ . Наиболее часто датчик включается в мостовую схему вида рис. 5.2.

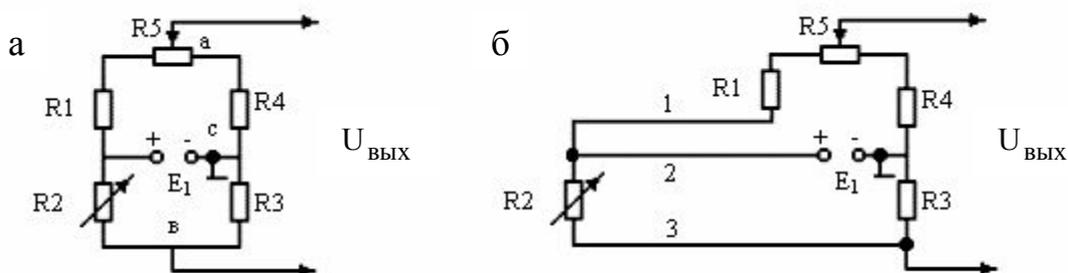


Рис.5.2. Схема включения датчика

Резистор  $R_2$  – это сам датчик,  $R_5$  – непосредственно задатчик, который позволяет установить температуру стабилизации, и его можно оцифровать не в омах, а в  $t^{\circ}\text{C}$ . При достижении температуры стабилизации мост будет уравновешен и  $U_{\text{ВЫХ}}=0$ . Для расчета всех резисторов можно воспользоваться известным соотношением для уравновешенного моста, причем стоит задача рассчитать  $R_5$  так, чтобы обеспечить работу системы во всем заданном диапазоне работы датчика. При  $R_{\min}$  мост уравновешен, когда движок  $R_5$  будет находиться в крайнем левом положении, т. е. будет справедливо равенство

$$R_{2 \min}(R_4+R_5)=R_1 R_3.$$

Когда температура стабилизации максимальная, то равновесие моста будет при движении  $R_5$  вправо и тогда

$$R_{2 \max} R_4 = (R_1 + R_5) R_3.$$

Есть два уравнения и 4 неизвестных  $R_1$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$ . Поэтому необходимо задать величины двух любых резисторов (желательно не  $R_5$ ) и решить эту систему уравнений, при этом следует учитывать две проблемы:

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:  $I_{R_2} < I_{\text{саморазг}}$  (обычно  $P_{\text{дат}} \leq 1$  мВт).

Рассчитывать резисторы для равновесия моста необходимо очень точно (4 знака после запятой). Затем необходимо уточнить баланс моста для  $R_{2 \min}$  или  $R_{2 \max}$ , т.е. определить  $U_{\text{вых}}$  (например, для  $R_{2 \min}$ ), приняв  $E_n = 5$  В:

$$U_{\text{ac}} = \frac{E_n}{R_1 + R_4 + R_5} (R_5 + R_4); \quad (5.1)$$

$$U_{\text{bc}} = \frac{E_n}{R_{2 \min} + R_3} R_3; \quad (5.2)$$

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

Напряжение  $U_{\text{ав}}$  ( $U_{\text{ac}}$  и  $U_{\text{bc}}$ ) следует определить с точностью до 5 знаков после запятой (величины резисторов необходимо подставлять с точностью до 4 знаков после запятой;  $U_{\text{ав}}$  должно быть порядка  $U_{\text{ав}} = 0,00000\dots$ ). В противном случае мост неуравновешен и следует пересчитать резисторы.

Затем необходимо из уравнения датчика определить  $R_2$  (отличное от  $R_{2 \min}$ ) при уходе температуры на 1% от заданного диапазона. Если рассчитываемый диапазон  $\Delta t = 30 - (-15) = 45^\circ\text{C}$ , 1% составит  $0,45^\circ\text{C}$ , т.е. необходимо определить  $R_2$  при  $t = -15 + 0,45^\circ\text{C}$ . Затем эту величину подставляем в (5.2) и определяем  $U_{\text{ав}}$ . Это уже будет напряжение на выходе датчика, которое и должна обрабатывать САУ (будет определять ее чувствительность или точность).

Трехпроводная схема (рис. 5.2,б) компенсирует погрешности соединительных проводов.

## 5.2. Датчик на базе термопар

Классическая схема включения термопары типа J (железо – константан) приведена на рис. 5.3.



Рис.5.3. Схема включения термопары

Опорная термопара абсолютно необходима, иначе придется иметь дело с добавочными (паразитными) термопарами, возникающими в точках, где различные металлы соединяются с контактами измерительной схемы. Если термопары находятся на далеком расстоянии от измерителя, то необходимы специальные соединительные провода (на рис. 5.3 это будут провода из константана). Даже при наличии двух термопар на зажимах все же имеют место термопарные соединения, но это редко вызывает осложнения, поскольку они одинаковы (контакт одной и той же пары металлов и практически одинаковая температура) и должны взаимно вычитаться в схеме измерителя.

Сама схема измерителя, как правило, должна обладать усилительным эффектом (термопары имеют низкое выходное напряжение порядка 50 мкВ/С), учитывать синфазные помехи промышленной частоты и радиопомехи (провода экранируют, применяют фильтры НЧ), иметь достаточно высокое входное сопротивление ( $R_{вх} \geq 10$  кОм), чтобы предотвратить ошибки от нагружения датчика.

В термопарных схемах рис. 5.3 результирующее напряжение зависит от температуры обеих термопар (их разности), что можно использовать при синтезе задатчика, если температуру опорного спая задавать как необходимую стабилизируемую (аналог действия потенциометра  $R_5$  на рис. 5.2).

Задавать температуру опорной термопары можно двумя способами:

- 1) помещать вспомогательную термопару в холодильник, термостат;
- 2) более современные методы заключаются в применении компенсирующих схем, которые корректируют отличие, связанное с тем, что температура на опорном спая колеблется (не является постоянной).

Примером построения задатчика может служить схема, приведенная на рис. 5.4.

Она реализована на дифференциальном усилителе ДАЗ с Т-образной цепью обратной связи, обеспечивающей некоторое усиление по напряжению (в данном случае около 200 – доказать самостоятельно). Если по расчетам требуется большее усиление, то проще всего применить еще один усилительный каскад. Дифференциальный усилитель имеет величину входного сопротивления, достаточную для практического применения.

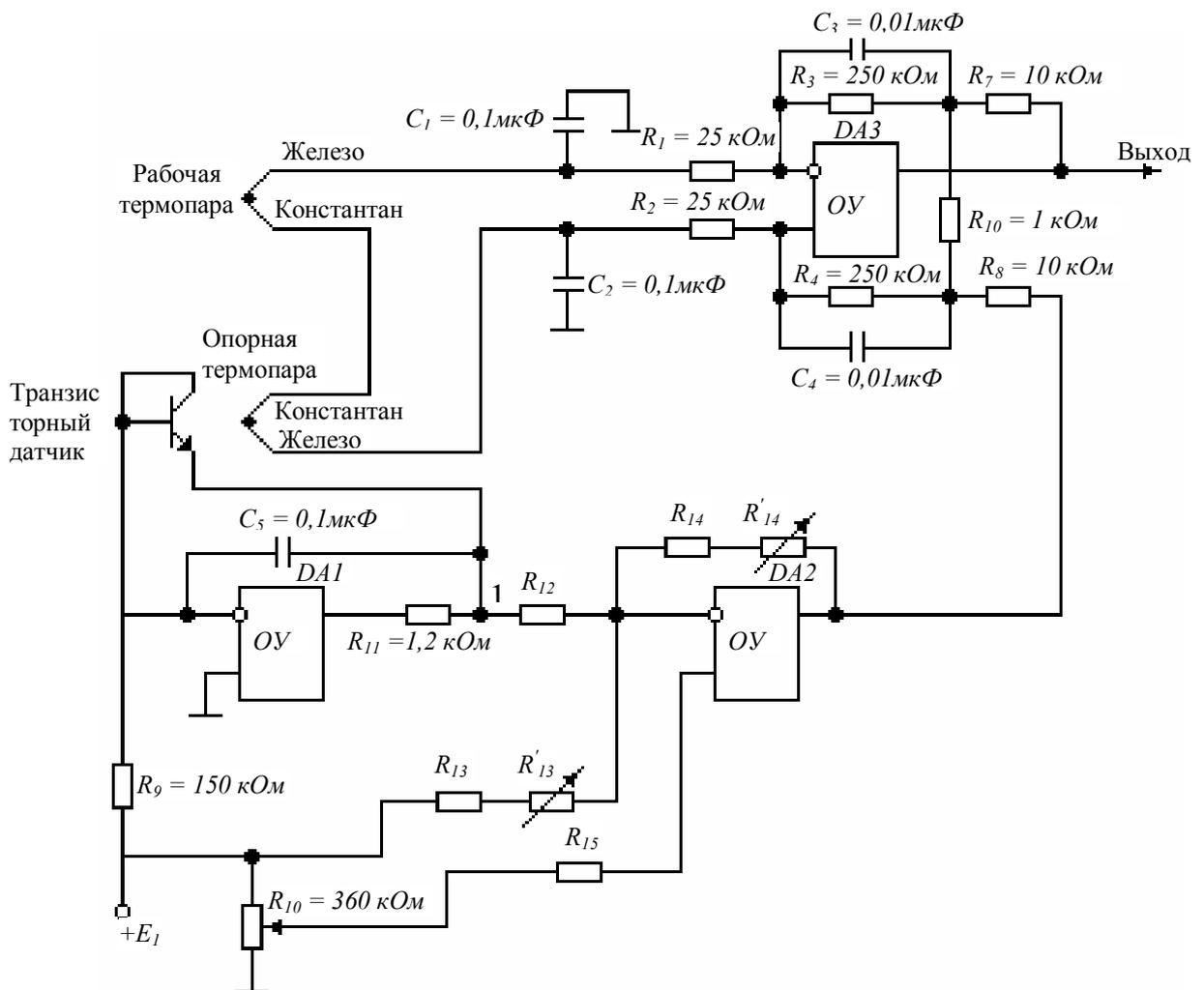


Рис.5.4. Дифференциальный датчик с компенсацией температуры среды на опорной термопаре

Шунтирующие конденсаторы  $C_1, C_2$  ослабляют ВЧ-радиопомехи, конденсаторы  $C_3, C_4$ , подключенные параллельно резисторам обратной связи, дополнительно ограничивают полосу пропускания (НЧ-фильтр). Еще можно осуществить экранизацию проводов и добавить ВЧ-дрессели перед шунтирующими конденсаторами.

Отметим, что схема компенсации напряжения на опорном спае (DA1, DA2) подключена к выходной цепи. Это сделано для того, чтобы сохранить точный дифференциальный баланс на входе и обеспечить высокое подавление синфазной помехи (см. раздел 7). Так как сам усилитель имеет коэффициент передачи  $K_y=200$ , то на выходе схемы компенсации напряжение термоЭДС необходимо усиливать до величины  $K_{\text{комп}} = K_y K_T$ , где в качестве  $K_T$  можно принять следующие значения для различных типов термопар в мкВ/К [8, с.329]:

J	–	51,45;
K	–	40,28;
T	–	40,28;
E	–	60,48;
S	–	5,88;
R	–	5,8.

Если тип термопары

неизвестен, то необходимо построить характеристику  $U=f(T)$  и по ней найти  $K_T$  (угол наклона).

На схеме DA1 реализован вспомогательный датчик, работающий в диапазоне изменения температуры среды (см. техзадание). В качестве самих датчиков можно взять любые, но для курсового проекта предлагаются наиболее простые и дешевые: диоды или транзисторы. Они имеют хорошую линейную зависимость в диапазоне от 40 до 400 К (рис.5.5), но чувствительны к сильным магнитным полям и менее повторяемы, т.е. для высокоточного измерения необходима подстройка элементов схемы под конкретный датчик [9, с.269–273].

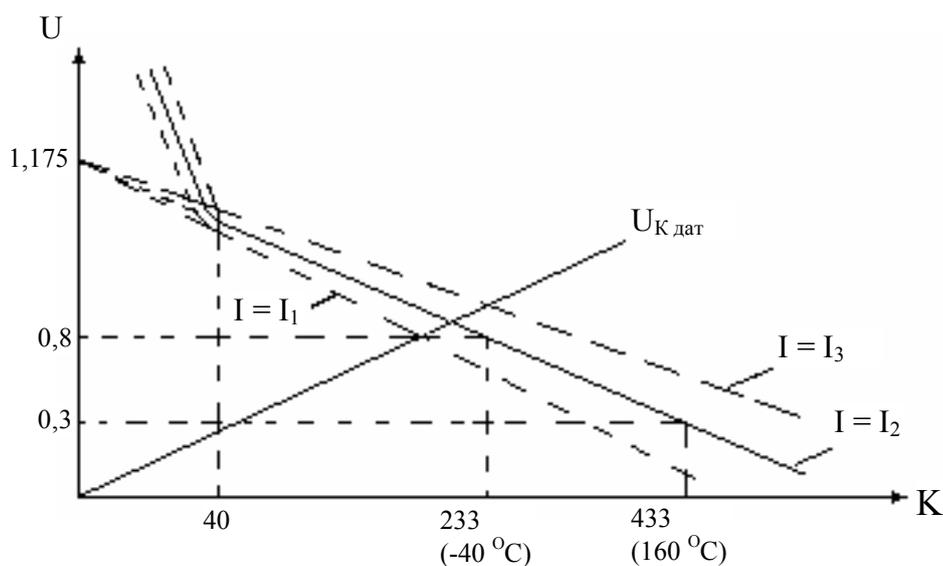


Рис.5.5. Типовая зависимость  $U = f(T)$  кремниевого диода (транзистора)

Усредненный коэффициент передачи датчика для курсовых расчетов можно принять как

$$K_d = \frac{0,3 - 0,8}{433 - 233} \approx -2,5 \text{ мВ/К.}$$

Резистор  $R_9$  определяет ток диода (транзистора) и должен обладать высокой стабильностью и низким температурным коэффициентом сопротивления (например, типа МЛТ). На выходе схемы DA1 (точка 1) будет действовать напряжение минус  $U_d$ . Так как коэффициент передачи датчика  $K_d$  – величина отрицательная, то с помощью резистора  $R_{13}$  он преобразуется в положительную величину (см. рис.5.5, кривая  $U_{K \text{ дат}}$ ) из-за того, что токи, протекающие через резисторы  $R_{12}$  и  $R_{13}$ , вычитаются (противоположная полярность источников).

Коэффициент усиления схемы DA2 должен быть таким, чтобы коэффициент передачи схемы компенсации был равен коэффициенту термопары  $K_T$  с учетом  $K_y$  дифференциального усилителя. Таким образом, должно выполняться равенство

$$K_T K_y = K_{\text{дат}} K_{DA2}.$$

Отсюда легко найти требуемую величину  $K_{DA2}$ , которая в свою очередь определяется как

$$K_{DA2} = \frac{R_{14}}{R_{12}}.$$

На инвертирующий вход схемы DA2 необходимо подавать напряжение, прямо пропорциональное температуре стабилизации согласно формуле

$$U_+ = K_T K_y T_{\text{стаб}},$$

где  $T_{\text{стаб}}$  – это температура стабилизации, выраженная в градусах Кельвина. Таким образом потенциометр  $R_{10}$  можно оцифровать в градусах рабочего диапазона.

Величина резистора  $R_{15}$  берется как параллельное соединение резисторов  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  (уменьшается ошибка за счет  $I_{\text{вх.ОУ}}$ ; см. раздел 7). Элементы  $R_{11}$ ,  $C_5$  предотвращают самовозбуждение схемы вспомогательного датчика. Остальные резисторы и емкости, не играющие основной роли, в курсовом проекте могут не рассчитываться, а принимаются те величины, которые указаны на рис.5.4. При выборе микросхем DA1–DA3 желательно остановиться на прецизионных операционных усилителях, у которых температурный дрейф составляет меньше 50 мкВ (точность схемы будет не менее 1°C), а источник  $E_1$  взять отдельный и высокостабильный.

Несколько слов о прецизионной настройке схемы компенсации к индивидуальному датчику (VD или VT):

1. В точку 1 необходимо подать отрицательное напряжение  $U_1 = 1,175$  В и резистором  $R_{13}$  добиться на выходе схемы DA2 нулевого напряжения (начальная точка кривой  $U_{K \text{ дат}}$  на рис. 5.5). При этом необходимо, чтобы на неинвертирующем входе было нулевое напряжение, т.е.  $U_+ = 0$ .

2. Поместить все датчики (термопары, VD или VT) в среду с известной температурой  $t_c$  (например, в среду с тающим льдом) и посредством резистора  $R_{14}$  добиться на выходе схемы DA2 (и схемы DA3) напряжения, равного

$$U_{\text{ком}} = T_c K_T K_y,$$

где  $T_c$  – это  $t_c$ , выраженная в градусах Кельвина.

После синтеза схемы задатчика (как и в подразделе 5.1) необходимо с учетом выходной характеристики термопары (можно также использовать коэффициент  $K_T$ ) определить  $U_{\text{дат.min}}$  при уходе температуры на 1% от заданного рабочего диапазона с учетом коэффициента усиления  $K_y$  дифференциального усилителя.

## 6. Коэффициент передачи усилителя

Здесь необходимо определить коэффициент передачи усилителя, так как сигнал от задатчика очень мал (порядка единиц милливольт). Для линейных САУ коэффициент передачи всей разомкнутой системы стабилизации температуры 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 (зона нечувствительности двигателя). Эта нелинейность обычно определяется экспериментально, но для расчетов можно принять порядка  $(0,2 - 0,3)U_H$  двигателя, т.е.  $U_{зн} = (0,2 - 0,3)U_H$ .

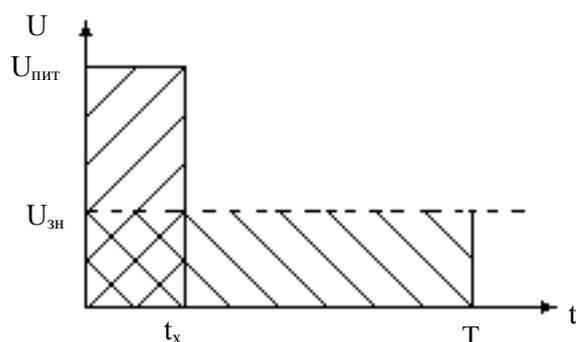


Рис. 6.1. Временные диаграммы

Таким образом, если к якорю двигателя приложить напряжение, меньше  $U_{зн}$ , то он останется неподвижным. Это напряжение необходимо пересчитать в ширину импульса с амплитудой  $U_{пит}$ . Поэтому справедливо следующее соотношение (рис. 6.1):

$$U_{зн} = \frac{1}{T} \int_0^{t_x} U_{пит} dt = \frac{t_x U_{пит}}{T}$$

или

$$(0,2 - 0,3)U_H = \frac{t_x}{T} U_{пит}.$$

Из этого отношения находится величина  $t_x$ .

После этого следует определить необходимое  $U_y$ , подаваемое на ШИМ, чтобы получить  $U_{дв\ ср} = U_{зн}$  или получить ширину импульса длительностью  $t_x$ . Величина этого напряжения  $U_y$  зависит от типа модулятора.

1. Несимметричный закон управления

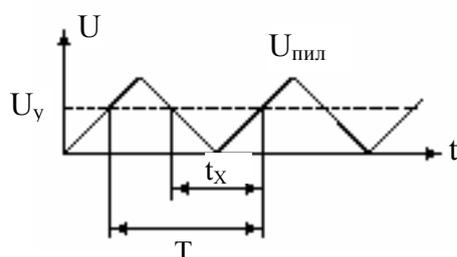


Рис. 6.2. Временные диаграммы несимметричного закона управления

Зная параметры “пилы” ( $U_{\max}$  и  $T$ ), расчет параметров несимметричного закона управления можно осуществить графически методом подбора или аналитически (записать уравнение “пилы” на промежутке  $\left[0, \frac{T}{2}\right]$ , подставить значение  $t = \frac{t_x}{2}$  и получить необходимое  $U_y$ ).

## 2. Симметричный закон управления.

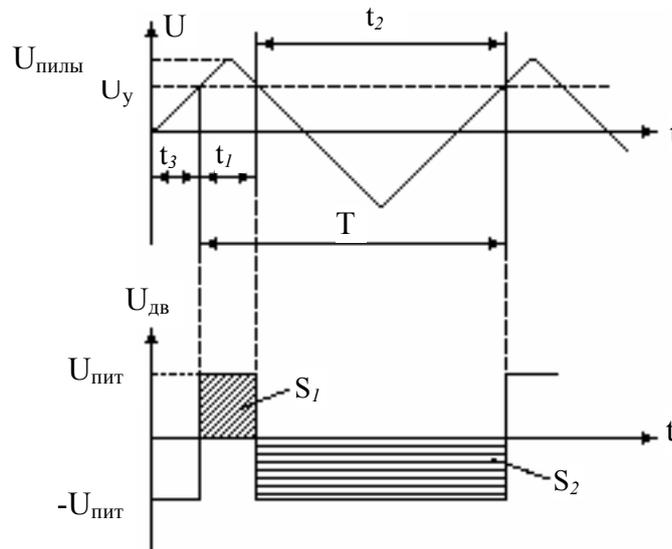


Рис. 6.3. Временные диаграммы симметричного закона управления

Расчет параметров симметричного закона управления также можно осуществить графически методом подбора или аналитически, т.е. необходимо получить такое  $U_y$ , чтобы выполнялись следующие равенства:

$$\begin{cases} t_2 - t_1 = t_x \\ t_2 + t_1 = T \end{cases}$$

Это обеспечит такое управление, что

$$S_2 - S_1 = \Delta S$$

или

$$U_{\text{пит}} t_2 - U_{\text{пит}} t_1 = U_{\text{пит}} t_x = U_{\text{зн}} T. \quad (6.1)$$

Значение  $t_x$  вычисляется как и для несимметричного закона управления, т.е.

$$t_x = \frac{(0,2 - 0,3)U_{\text{н}}T}{U_{\text{пит}}}.$$

Поэтому из (6.1) справедливо, если сделать подстановку  $t_2 = T - t_1$ :

$$T - t_1 - t_1 = \frac{(0,2 - 0,3)U_H T}{U_B}$$

или  $t_1 = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{(0,2 - 0,3)U_H}{U_{пит}}\right)$ , а  $t_2 = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{(0,2 - 0,3)U_H}{U_{пит}}\right)$ .

Аналогичные результаты (как и для несимметричного закона) можно получить из формулы (1.6):  $U_{ср} = [\gamma + \alpha(1 - \gamma)]U_{п}$ .

Подставляя сюда значения  $U_{ср} = U_{зн} = (0,2 - 0,3)U_H$ ,  $\gamma = \frac{t_2}{T}$  и  $\alpha = -1$  (симметричный закон), получим:  $t_2 = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{(0,2 - 0,3)U_H}{U_{пит}}\right)$ .

Алгоритм решения:

а) записывается уравнение “пилы” на промежутке  $\left[0, \frac{T}{4}\right]$ ;

б) получаем промежуточные значения  $t_3 = \frac{T}{4} - \frac{t_1}{2}$ ;

в) подставляем  $t_3$  в уравнение “пилы” и получаем необходимое значение  $U_y$ .

### 3. Интегральный закон управления

Здесь справедливо уравнение (см. расчет модулятора)

$$0 = -U_y \frac{T}{R_1 C} + U_{ос} \frac{t_{и}}{R_{ос} C}.$$

Значения  $T$ ,  $R$ ,  $U_{ос}$ ,  $R_{ос}$ ,  $C$  были рассчитаны в разделе 3.3. Принимая, что  $t_{и} = t_x$ , нужно решить это уравнение относительно  $U_y$ .

Учитывая величину  $U_{вых}$  задатчика при уходе температуры на заданную точность (входное напряжение усилителя) и  $U_y$  (выходное напряжение усилителя), обеспечивающие выбор зоны нечувствительности двигателя, определяем  $K_y$ :

$$K_y = \frac{U_y}{U_{вых.зад}}.$$

## 7. 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:

1. Полезный сигнал о стабилизируемой температуре снимается с выводов 1 и 2 резисторной мостовой схемы (рис. 7.1).

Предположим, что  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , мост сбалансирован и в точках 1 и 2 будут равные напряжения:  $U_1 = U_2 = \frac{5}{2} = 2,5\text{В}$ .

Если эти напряжения с помощью дифференциального усилителя вычесть, то в идеальном случае  $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

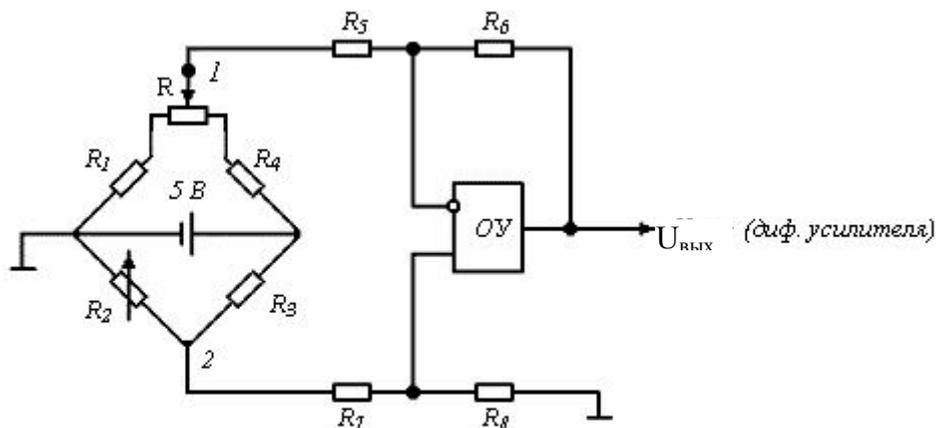


Рис 7.1. Дифференциальный усилитель

В случае изменения  $R_2$  ( $R_2 = R_{\text{дат}}$ ) напряжение  $U_2$  изменится и  $U_{\text{ВЫХ}} \neq 0$ , т.е. мост будет разбалансирован. Таким образом полезный сигнал в единицы милливольт (см. расчет задатчика) формируется на фоне достаточно большого напряжения  $U = 2,5\text{В}$ . Этот уровень можно при расчетах принять в качестве синфазной помехи с амплитудой  $U$ . Реально ОУ, включенный по схеме дифференциального усилителя, из-за внутренней несимметрии не полностью подавляет эту помеху. Ослабление этой помехи выражено в коэффициенте ослабления синфазного сигнала ( $K_{\text{ОСС}}$ ), который приводится в справочных данных ОУ.

Для примера примем  $U_{\text{сиг}} = 2,5 \cdot 10^{-3}\text{В}$ ,  $K_{\text{диф.ус}} = 100$ ,  $U_{\text{син.сиг}} = 2,5\text{В}$ ,  $K_{\text{ОСС}} = 40$  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  $\frac{U_{\text{сиг}}}{U_{\text{помехи}}} \geq 100$ . 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  $R_5 - R_8$  и непостоянства  $R_{\text{ВЫХ}}$  моста ( $R_2 \neq \text{const}$ ), и особенно самого задатчика (см. рис. 7.1, потенциометр R).

## 2. Учет входных токов ОУ

При слабых входных сигналах следует учитывать ошибку из-за  $I_{\text{ВХ}}$  ОУ. Рассмотрим простейший пример усилителя (рис. 7.2).

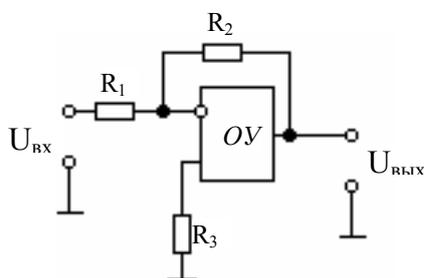


Рис. 7.2. Инвертирующий усилитель

Пусть  $K=100$ , что организуется, например, при  $R_1=1$  кОм;  $R_2=100$  кОм, и выбран ОУ с величиной  $I_{\text{ВХ ОУ}}=10$   $\mu\text{А}$ . Если  $U_{\text{ВХ}}=0$ , то  $I_{\text{ВХ}}$  обеспечивается за счет напряжения  $U_{\text{ВЫХ ОУ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}=I_{\text{ВХ}}R_2=10 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3=1$  В при  $R_3=0$ .

Полезный сигнал (см. проблему 1) равен 250 мВ, т.е. помеха будет в 4 раза больше полезного сигнала. Влияние  $I_{\text{ВХ}}$  можно ослабить, если усилитель строить на нескольких каскадах, тогда  $R_2$  можно взять меньшей величины или выбирать ОУ с меньшим значением  $I_{\text{ВХ}}$ . Если взять ОУ без полевых транзисторов на входе, то подключение резистора  $R_3$  (параллельное соединение  $R_1$  и  $R_2$ ) позволяет брать в расчетах помехи не 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  $R_3$  обычно не ставится, так как  $I_{\text{ВХ ОУ}} \approx \Delta I_{\text{ВХ ОУ}}$  (почти нет выигрыша), но ОУ с  $R_3$  увеличивает ошибку при колебаниях температуры среды.

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

Более подробно эти проблемы рассмотрены в [4] (глава “Прецизионная техника”).

В схемотехническом плане имеется удачная схема усилителя, которая приводится в [4] и позволяет избавиться от рассмотренных проблем (рис. 7.3). Это – измерительный усилитель, который выпускается зарубежной промышленностью в отдельном корпусе, и нужно только организовать пайку одного резистора  $R_3$ , обеспечивающего требуемое усиление ( $K \leq 1000$ ). Входной каскад состоит из двух операционных усилителей, обеспечивающих большой дифференциальный коэффициент усиления (зависит от соотношения резисторов  $R_2$  и  $R_3$ ) 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 включён с единичным коэффициентом усиления. В высокоточных схемах резисторы  $R_4$ ,  $R_5$  выбирают прецизионные (точность калибровки не ниже 0,01 %).

$$K_{\text{син}} = 1 \qquad K_{\text{син}} \approx 0$$

$$K_{\text{диф}} = 1 + \frac{2R_2}{R_3} \qquad K_{\text{диф}} = \frac{R_5}{R_4}$$

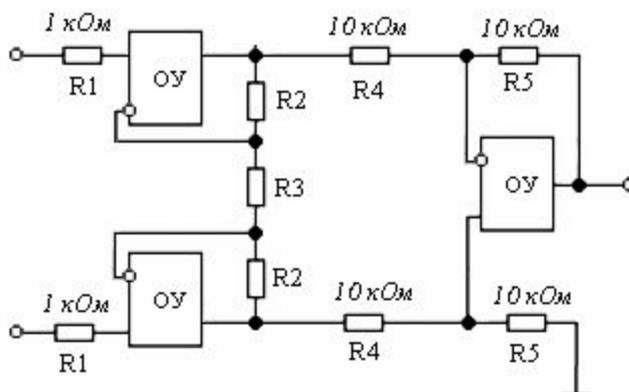


Рис. 7.3. Измерительный усилитель ( $K = \left( \left( 1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \frac{R_5}{R_4} \right)$ )

Студенты ориентируются на отечественную элементную базу, поэтому необходимо на базе трех ОУ синтезировать измерительный усилитель. При выборе микросхем желательно первые два ОУ, которые подключены к мосту, выбирать с полевыми транзисторами на входе (большое  $R_{\text{вх}}$  ослабляет влияние непостоянства сопротивлений моста) и иметь высокий  $K_{\text{ОСС}}$ .

Остается лишь рассчитать те резисторы, которые обеспечивают необходимый коэффициент усиления. Также следует обратить внимание на

четыре прецизионных резистора (их точность не ниже 0,01%), обеспечивающие наиболее высокий  $K_{OCC}$ .

При расчете схем ШИМ приходится задаваться величиной  $U_{y \max}$ . Поэтому на выходе усилителя необходимо предусмотреть двухсторонний ограничитель напряжения на принимаемом уровне  $U_{y \max}$ . Схема такого ограничителя и ее расчет приведены в разделе 9 (где нужно  $U_{OC}$  заменить на  $U_{y \max}$ ).

## 8. Схемы защиты

### 8.1. Защита от длительного пускового режима

Схема должна учитывать:

- пусковой режим (по току двигателя). Если  $I_{\text{я}} = I_{\text{пуск}}$  – это пусковой режим;
- время ожидания срабатывания защиты;
- гальваническую развязку мощного каскада от остальной схемы.

1. Для П-схемы предлагается следующее схемное решение (рис. 8.1).

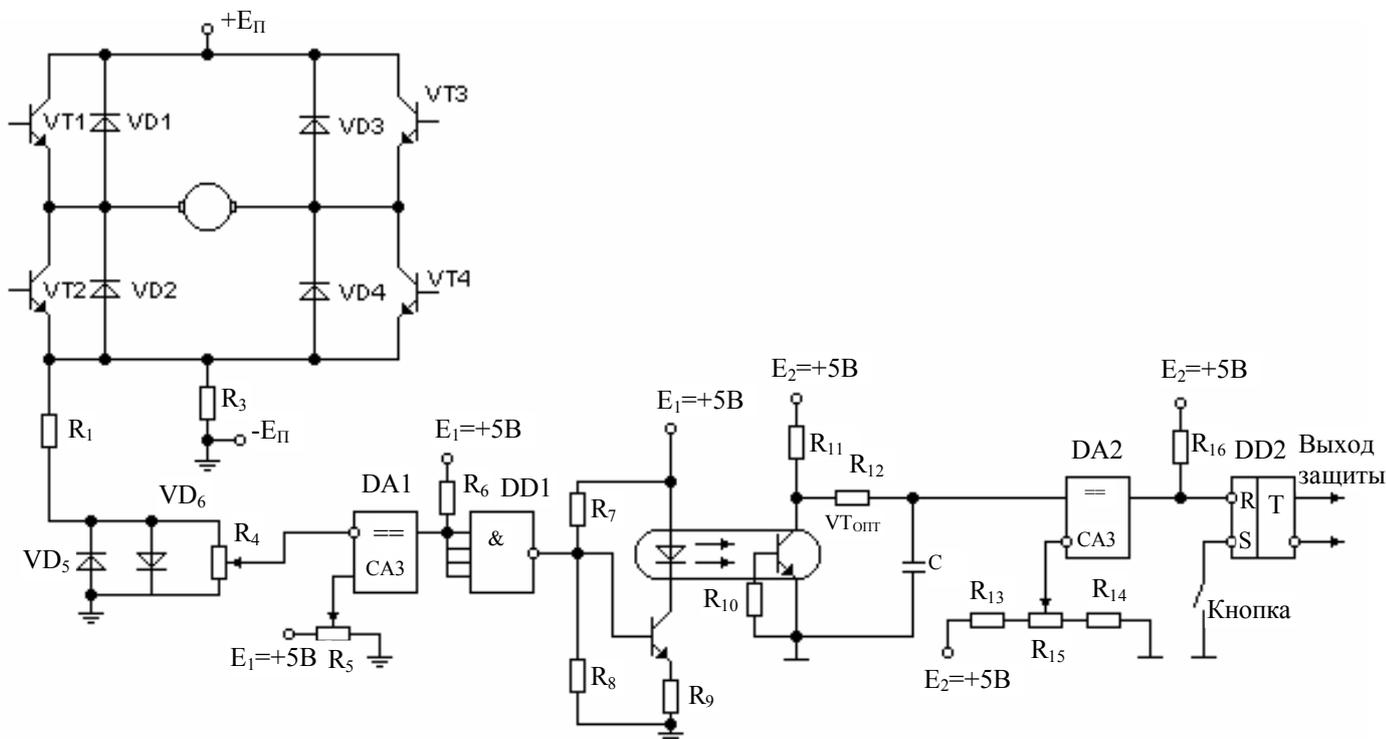


Рис. 8.1. Схема защиты

В какую бы сторону ни запускался двигатель, на шунте  $R_3$  будет выделяться напряжение одной полярности. Схема должна рассчитываться так, чтобы при  $I_{\text{я}} = I_{\text{пуск}}$  компаратор DA1 находился в состоянии, обеспечивающем разряд конденсатора  $C$  ( $VT_{\text{отт}}$  открыт). При уменьшении  $I_{\text{я}}$  (например до  $\frac{I_{\text{пуск}}}{2}$ ) компаратор DA1 должен переброситься в противоположное состояние и  $C$  будет заряжаться от источника  $E_2$  ( $VT_{\text{отт}}$  закрыт).

Конденсатор разряжается по экспоненциальному закону от величины  $E_2$  до  $U_{\text{ост.оптопары}}$ . Этим организуется временная задержка срабатывания защиты. Когда  $U_c$  будет меньше напряжения, подаваемого на второй вход компаратора DA2, то на его выходе установится нулевой потенциал, что повлечет срабатывание триггера защиты DD2. Выход последнего должен так подключаться

в схему управления мощным каскадом, чтобы все его транзисторы были закрыты.

Триггер предотвращает многократное запускание двигателя, так как после срабатывания схемы конденсатор С повторно заряжается – будет повторный пусковой режим, и т.д.

#### Рекомендации по выбору элементов

Резистор  $R_3$  должен быть таким, чтобы в пусковом режиме на нем выделялась мощность  $\leq 0,5$  Вт .

Отсюда  $R_3 \leq \frac{0,5}{I_{\text{пуск}}^2}$ . Потом следует найти  $U_{R3}$ , при котором обеспечивается

переключение компаратора DA1:  $U_{R3} = 0,5I_{\text{пуск}}R_3$ . И такая же величина  $U = U_{R3}$  должна подаваться на второй вход компаратора DA1. При этом необходимо обеспечить, чтобы  $U_{R1} < U_{\text{пр VD}}$  ( $U_{\text{пр}} \approx 0,7$  В для кремниевых диодов).

Применение делителей  $R_3, R_4$  облегчает реализацию выполнения этого неравенства, так как в этом случае уже необходимо выполнение скорректированного уравнения:

$$U_{R4} = \frac{U_{R3}R_4}{R_3 + R_4} < U_{\text{пр}},$$

а на второй вход компаратора DA1 организуется подача напряжения  $U = U_{R4}$ . Кроме того, резистор  $R_1 \gg R_3$  и будет защищать диоды VD5, VD6 от пускового тока. Также этот делитель позволяет в качестве резистора  $R_3$  брать стандартные, специально выпускаемые для этой цели шунты определенного номинала, отличные от требуемого расчетного. Если величина  $I_{\text{пуск}}$  небольшая (единицы ампер), то в качестве  $R_3$  можно взять отрезок проводника (медный, константановый) достаточного диаметра (меньший нагрев, меньший уход резистора в омах), который наматывается на каркас вспомогательного резистора.

Далее можно использовать известную формулу:  $\Delta t = R_{12}C \ln \frac{U_{\text{нач}} - U_{\infty}}{U_{\text{кон}} - U_{\infty}}$ ,

где  $\Delta t$  – требуемое время срабатывания защиты. Задаваясь величиной  $C$ , можно рассчитать величину  $R_{12}$ . При этом для схемы рис.8.1 следует принять  $U_{\text{нач}} = 5$  В,  $U_{\infty} = U_{\text{ост.опт}}$ ,  $U_{\text{кон}}$  – напряжение, при котором срабатывает

компаратор DA2. Рекомендуется принять  $U_{\text{кон}} \geq 0,6U_{\text{нач}}$  (расчетный участок экспоненты близок к прямой линии). Такая же величина напряжения  $U = U_{\text{кон}}$  при помощи делителя  $R_{13}, R_{14}, R_{15}$  подается на второй вход компаратора DA2.

После нахождения величины  $R_{12}$ , задаваясь величиной  $R_{11}$ , можно рассчитать максимальный ток оптопары  $I_{\text{опт.мак}}$  по формуле

$$I_{\text{опт.мак}} = \frac{U_{\text{с max}} - U_{\text{ост}}}{R_{12}} + \frac{E_2 - U_{\text{ост}}}{R_{11}} = (E_2 - U_{\text{ост}}) \cdot \left( \frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R_{11}} \right).$$

Расчет дальнейших элементов ( $VT_{\text{буф}}$ , DD1,  $R_7, R_8, R_9, R_{10}$ , тип оптопары) аналогичен разделу 4. Резисторы  $R_6, R_{16}$  без расчета можно принять 1–5 кОм.

Кнопка используется в схеме для того, чтобы после срабатывания защиты опять привести триггер в состояние запуска двигателя. Кроме того, студенту следует самостоятельно предусмотреть индикацию состояния триггера (на схеме ее нет), чтобы при эксплуатации электронного блока знать причину отключения режима запуска двигателя.

2. Для Т-схемы предлагается следующее схемное решение (рис. 8.2).

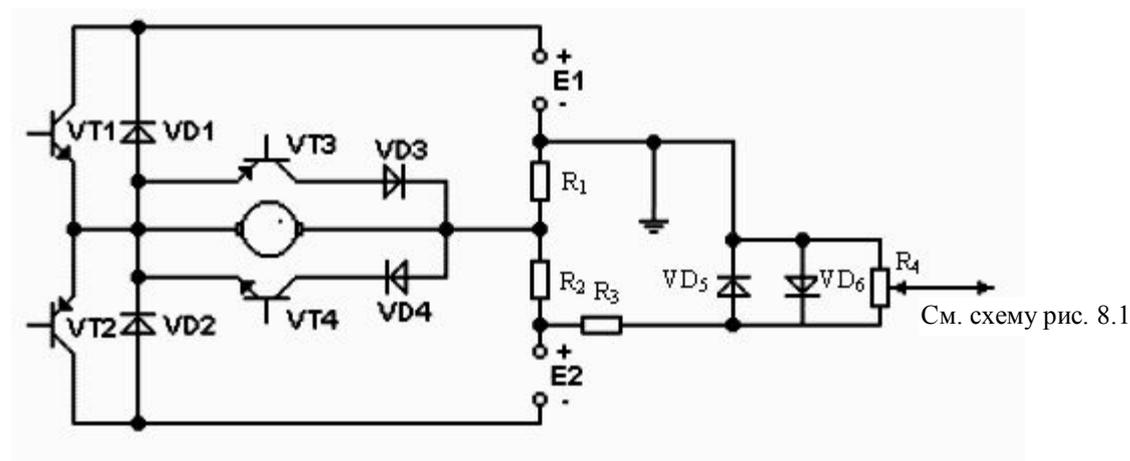


Рис. 8.2. Схема защиты

При запуске двигателя в ту или другую сторону напряжение, снимаемое с резисторов  $R_1, R_2$ , не будет менять полярность (соединение  $R_1$  и  $R_2$  для Т-схемы – аналог резистора  $R_3$  для П-схемы).

## 8.2. Электронный предохранитель

Если необходимо предусмотреть защиту мощного каскада от короткого замыкания (реализовать электронный предохранитель), то за основу можно взять схему рис.8.1 или рис.8.2. Но в этом случае исключается каскад временной задержки, а при расчете необходимо принять, что срабатывание защиты происходит при  $I > KI_{\text{пуск}}$ , где  $K > (1,1-1,5)$ .

## 9. Формирование напряжения обратной связи в интегральной ШИМ

Для интегральной ШИМ (см. рис. 3.1) необходимо синтезировать напряжение  $U_{OC}$  определенной величины и полярности в момент срабатывания одного из триггеров (в момент подачи  $E_n$  к якорию двигателя) длительностью  $t_n$ . Полярность  $U_{OC}$  должна всегда быть противоположной  $U_y$ . Один из вариантов сх

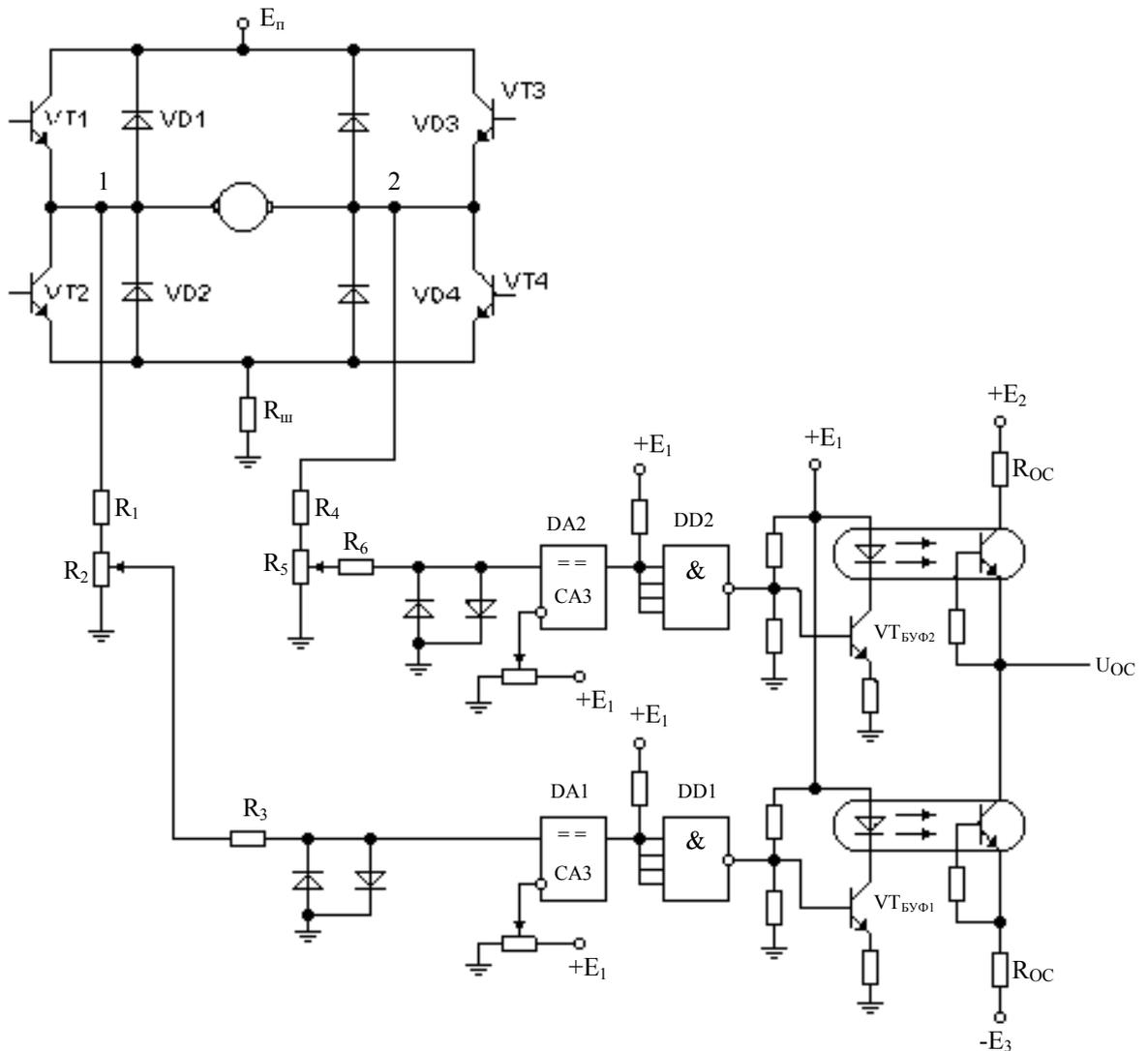


Рис. 9.1. Схема формирования  $U_{OC}$  для П-схемы

В интегральной ШИМ мощный каскад работает по несимметричному закону. В интервале времени  $t_n$  к двигателю не прикладывается напряжение  $E_n$ , так как VT1 и VT4 закрыты, а транзисторы VT1 и VT3 открыты. Тогда в точках схемы 1 и 2 будет напряжение большой величины (близкое к  $E_n$ ) и схемно реализуется так, чтобы транзисторы VT<sub>буф1</sub> и VT<sub>буф2</sub> были закрыты ( $U_{OC}=0$ ). В момент  $t_n$  состояние пары транзисторов мощного каскада VT1 и VT2 или VT3 и

VT4 (зависит от полярности  $U_y$ ) изменится, потенциал соответствующий точки 1 или 2 также понизится до величины

$$U \approx I_{я} R_{ш} + U_{КЭ \text{ нас.}}$$

Это напряжение через делитель  $R_1, R_2$  или  $R_4, R_5$  должно вызвать переключение соответствующего компаратора (DA1 или DA2) и изменить состояние соответствующего буферного транзистора VT<sub>буф</sub> ( $U_{ос}$  равно  $+E_2$  или  $-E_3$ ). Расчет и выбор элементов схемы рис. 9.1 аналогичны решению подобных задач с коррекцией исходных данных, приведенных в разделах 4 и 8.

Схемное решение этой задачи для T-схемы с той же идеей приведено на рис. 9.2.

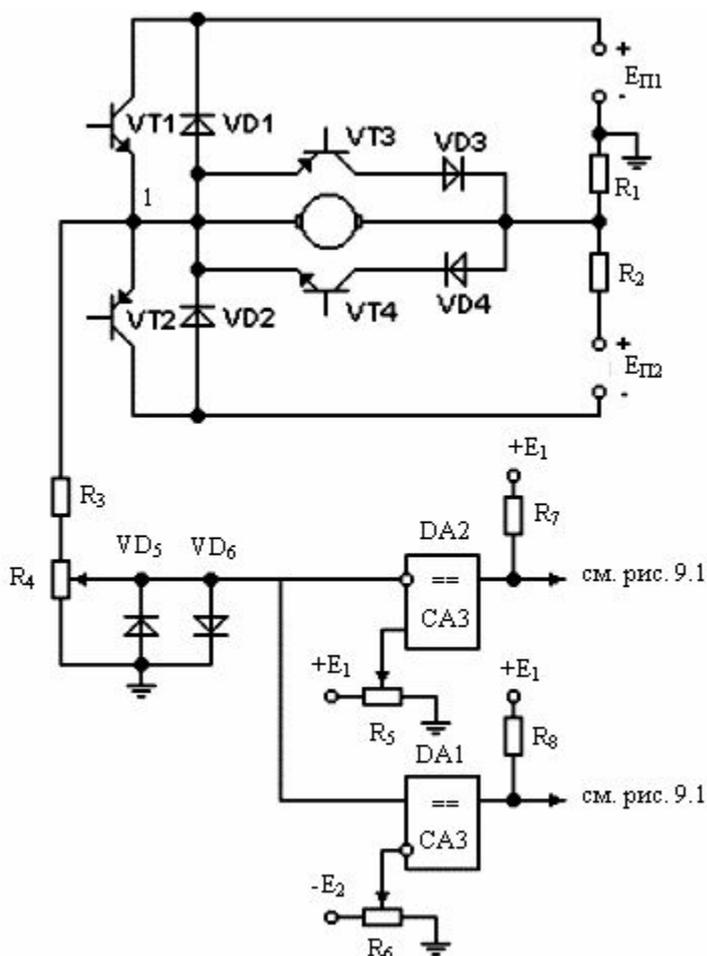


Рис. 9.2. Схема формирования  $U_{ос}$  для T-схемы

Потенциал в точке 1 по отношению к общей точке (земле), обозначенной символом  $\equiv$ , в зависимости от состояния мощных VT будет иметь 3 значения:

$U_1 \approx +E_{п1}$ , если открыт VT1, а VT3 и VT2 закрыты;

$U_1 \approx -E_{п1}$ , если открыт VT2, а VT4 и VT1 закрыты (другое направление вращения якоря);

$U_1 = \pm(U_{KЭ\text{ наc}} + U_{\text{наc VD}})$ , если VT3 и VT4 открыты, а VT1 и VT2 закрыты.

Схема рассчитывается таким образом, чтобы при  $U_1 = \pm(U_{KЭ\text{ наc}} + U_{\text{наc VD}})$  ни один из компараторов DA1 и DA2 не переключался. Этот эффект можно осуществить подачей соответствующего напряжения  $U > U_1$  на вторые их входы. При изменении  $U_1$  (как величины, так и полярности) сработает один из компараторов и будет организована подача напряжения  $\pm U_{OC}$  на вход интегратора (см. рис.3.1).

Схемную реализацию можно упростить, если информацию о полярности  $U_y$  взять из анализа состояния триггеров, входящих в схему рис. 3.1 (но теряется информация о реальных процессах двигателя). Один из вариантов такой схемы показан на рис. 9.3, которая будет одинаковой как для T-схемы, так и для П-схемы мощного каскада.

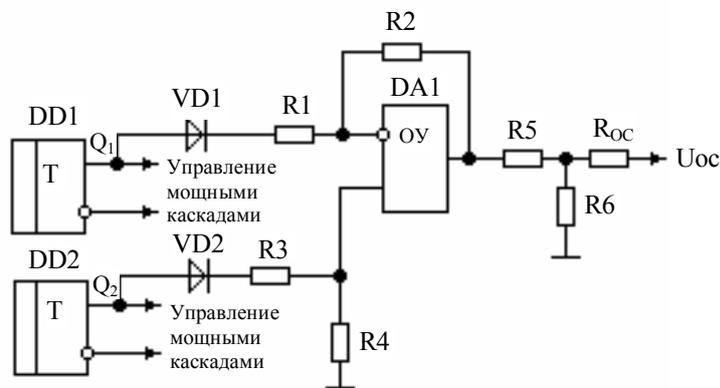


Рис. 9.3. Схема формирования  $U_{OC}$  с дифференциальным усилителем

Дифференциальный усилитель, организованный на ОУ, должен иметь такое  $K_y$ , чтобы при подаче логической единицы по любому входу он бы находился в состоянии, близком к насыщению. Во-вторых, если учитывать несимметрию логического нуля (от разных триггеров), то можно поставить на входе ОУ диоды VD1, VD2.  $K_y$  можно взять равным 5–10 (2,4 В–5 В – уровень логической единицы ТТЛ логики), что позволяет легко рассчитать резисторы  $R_1, R_2, R_3$  и  $R_4$  (см. стандартную схему дифференциального усилителя).

Делитель  $R_5, R_6$  позволяет выходное напряжение микросхемы DA1 понизить до уровня  $U_{OC}$ . При этом для повышения точности необходимо, чтобы  $R_{OC} \gg R_6$ . Кроме того, делитель  $R_5, R_6$  не должен сильно нагружать операционный усилитель DA1, т.е. необходимо выполнение следующего неравенства:

$$I_{\text{дел}} = \frac{U^{+(-)}_{\text{ВЫХ.ОУ}}}{R_5 + R_6} < I_{\text{ВЫХ.ДОП.ОУ}}$$

Если в справочных данных не приводится величина  $I_{\text{вых.доп.ОУ}}$ , то ее можно оценить по следующей формуле:

$$I_{\text{вых.доп.ОУ}} \approx \frac{U_{\text{вых.ОУ}}^{+(-)}}{R_{\text{н min ОУ}}} .$$

В схеме рис. 9.3 ограничение выходного напряжения базируется на нелинейном эффекте работы ОУ: максимальный выходной сигнал всегда меньше напряжения питания (приводится в справочных данных). Таким образом, ОУ в этой схеме должен работать в режиме насыщения.

Существуют и другие подходы к синтезу двухполярного ограничителя напряжения (диодные, транзисторные и т.д.). В схеме рис. 9.4 для этой цели используются параметрические стабилизаторы напряжения.

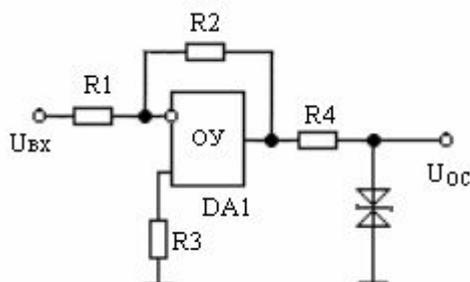


Рис. 9.4. Двухполярный ограничитель напряжения

При любой полярности выходного напряжения ОУ один из последовательно включенных стабилитронов будет работать в качестве диода, а второй – в качестве фиксатора напряжения. Суммарное ограничение будет на уровне

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{ст VD}} + U_{\text{VD}} .$$

Напряжение  $U_{\text{ст VD}}$  приводится в справочных данных,  $U_{\text{VD}}$  можно принять как  $U_{\text{нас VD}}$ , а для кремниевых диодов  $U_{\text{нас VD}} \approx 0,7 \text{ В}$ .

При синтезе ограничителя на базе стабилитронов следует учитывать его параметры. Так, напряжение  $U_{\text{ст VD}}$  гарантируется при определенном токе ( $I_{\text{ст min}}$ ,  $I_{\text{ст max}}$  приводятся в справочниках). Поэтому расчет резистора  $R_4$  производят из соотношения

$$R_4 = \frac{U_{\text{вых ОУ}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}}}$$

и обычно выбирают

$$I_{\text{ст min}} \leq I_{\text{ст}} \leq I_{\text{ст max}} ,$$

$$R_4 \ll R_{\text{ОС}} .$$

В общем случае, как ток  $I_{\text{ст}}$ , так и ток  $I_{\text{дел}}$  в схеме 9.3 не должен сильно нагружать ДУ. Поэтому для синтеза схем ограничителей берут ОУ с

повышенной мощностью, обеспечивающие требуемую величину  $I_{ст}$  (так и  $I_{дел}$ ). Для решения такой задачи могут подойти ОУ серии 157 (УД1, УД2).

## 10. Защита от сквозных токов

Рассмотрим П-схему (рис. 10.1). Пусть VT1 открыт, тогда VT2 закрыт. При переключении, как правило, транзистор быстрее открывается, чем закрывается (при закрывании сказывается запаздывание из-за эффекта рассасывания неосновных носителей в базе).

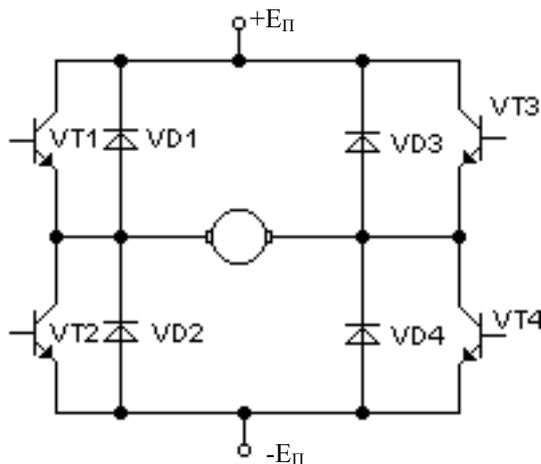


Рис. 10.1. П-схема мощного каскада

С учетом этого в створе, где находятся транзисторы VT1 и VT2, могут протекать большие неуправляемые токи (сквозные токи), которые приведут к отказу VT. Стандартный способ борьбы с этим – организация временных задержек на открывание VT, а сигнал на закрывание подается мгновенно. Простейшее схемное решение изображено на рис. 10.2, где R – сопротивление не более 100 Ом для исключения режима “оборванный вход”.

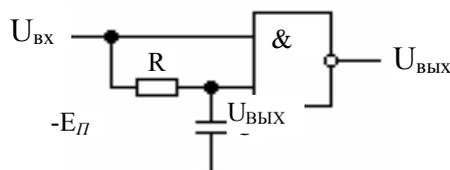


Рис. 10.2. Схема формирования временной задержки

Схема И мгновенно срабатывает при входном сигнале – логический ноль. Но когда на входе будет логическая единица (2,4 – 5В), то срабатывание схемы будет тогда, когда емкость зарядится до величины опрокидывания схемы (около 1,2 В). Расчет такой задержки приведен в [5, с.184]. Но жаль, при таком схемном решении для ТТЛ-логики можно получить максимальную задержку чуть больше 2 мкс (емкость заряжается не только через R, но и через

входное сопротивление микросхемы – порядка 3,6 КОм). Данную схему можно модифицировать для получения большей задержки (исключить эффект зарядки  $C$  через  $R_{вх}$  логики) (рис. 10.3).

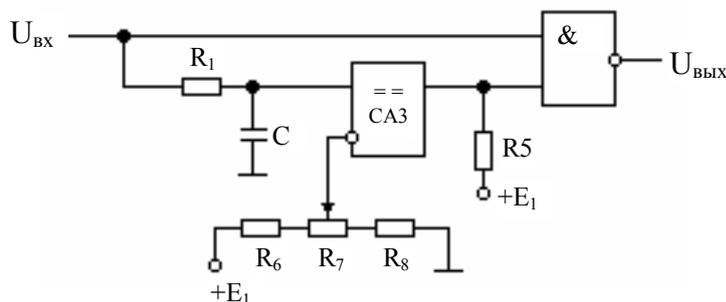


Рис. 10.3. Схема формирования временной задержки

Компаратор имеет большое  $R_{вх}$ , и можно пренебречь эффектом зарядки  $C$  по этой цепи. Расчет элементов  $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5$  и  $C$  производится аналогично, как в защите от длительного пускового режима (см. раздел 8).

Методика расчета.

Согласно формуле [1, с.177], рассчитываем  $t_{рас}$  каждого VT мощного и предмощного каскадов, работающих в режиме насыщения. Для получения бюджета запаздывания эти величины складываются с учетом запаздывания оптопары. После этого рассчитывается необходимая задержка посредством RC цепи с расчетом элементов. Можно уменьшить  $t_{рас}$  VT, если применить стандартное схемное решение, препятствующее насыщению ключа (рис. 10.4). Это обязательно следует применять, так как расчет ведется на случай пускового режима двигателя, а затем ток  $I_я$  уменьшается до  $I_н$  или еще меньше, а величина  $I_б$  мощного VT остается постоянной (степень насыщения мощных VT увеличивается).

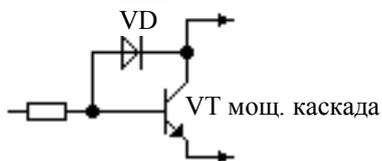


Рис. 10.4. Схема "ненасыщенного" ключа (диод VD – это диод Шоттки [1, с.177])

Методика расчета величин  $R_1$  и  $C$  аналогична расчету защиты от длительного пускового режима. Коррекция только в том, что за величину напряжения заряда емкости  $U_{зар}$  принимается выходное напряжение предыдущего каскада (берется из справочных данных, наименьшая задержка будет при  $U_{вых.мах}$ ).

## 11. Схема отрицательной обратной связи по току

Часто в системах автоматического управления (САУ) для улучшения качественных показателей с целью коррекции используется отрицательная обратная связь по току (ООСТ).

Для решения этой задачи требуется синтезировать устройство формирования сигнала (напряжения), прямо пропорционального  $I_{я}$ , и его знак должен однозначно соответствовать направлению протекания якорного тока.

При схемной реализации ООСТ необходима гальваническая развязка. Если оптопары широко используются для передачи импульсных сигналов (оптопара работает как ключ), то при линейных сигналах следует учитывать нелинейность их характеристик и зону нечувствительности (1 – 1,4) В, что порождает определенные трудности, особенно при малых величинах  $I_{я}$ .

Наиболее просто в качестве датчика тока применить резистор, включенный непосредственно в цепь постоянного протекания якорного тока. Но такой подход неэкономичен (на резисторе выделяется большая мощность), уменьшается  $I_{пуск}$ , что приводит к уменьшению пускового момента. Поэтому более рационально синтезировать  $U_{ООСТ}$  с использованием  $R_{ш}$  (датчика), уже примененного для построения защит. Но при этом возникает ряд проблем:

1. Этот резистор включается в такую точку схемы, что через него протекает ток только одного направления вне зависимости от направления  $I_{я}$ , т.е.

$$U_{ООСТ} = |R_{ш}I_{я}|.$$

2. При симметричном законе управления ток  $I_{я}$  протекает через  $R_{ш}$  весь период  $T$ . При несимметричном законе управления мощным каскадом на время паузы  $t_{п}$  через  $R_{ш}$  не протекает якорный ток. Эту ошибку измерения  $I_{я}$  можно уменьшить, если сигнал  $U_{ООСТ}$  пропустить через апериодическое звено (фильтр) с постоянной времени  $T_{апер} = T_{я}$  (имитация цепи якоря).

3. Для присвоения требуемого знака сигналу  $U_{ООСТ}$  можно отказаться от применения еще одного  $R_{ш}$  и воспользоваться полярностью напряжения, снимаемого с тахогенератора. Кроме того, последний очень часто используется в качестве датчика для организации отрицательной обратной связи по скорости. Знак  $U_{тг}$  однозначно определяется направлением вращения двигателя, т. е. направлением протекания  $I_{я}$ .

Затем напряжение  $U_{ООСТ}$  должно вычитаться из напряжения  $U_{y}$  и подаваться на схему модуляторов (на схемы ШИМ).

Схемно реализация формирования ООСТ показана на рис. 11.1. На микросхеме DA1 реализовано апериодическое звено (фильтр НЧ) с  $T_{апер} = T_{я} = R_2C_1$ . Микросхемы DA2, DD1, DA3, DA4 реализуют интегральную ШИМ (см. раз-дел 3) с условием того, что полярность входного сигнала постоянная (положительная) и схема, являясь хорошим фильтром, еще более улучшит

фильтрацию (см. пункт 2). Частоту генератора ГТИ следует принять в несколько раз ниже, чем  $f_{\text{ком}}$  мощных ключей (лучше будут использованы фильтрующие свойства интегратора). На DA5 реализован фильтр низкой частоты, так как через оптопару сигнал  $U_{\text{ООСТ}}$  передается в виде ШИМ (исключаются основные недостатки оптопар). Для реализации фильтра Баттерворта необходимо взять  $R_{13}=R_{14}$  (порядка 10 – 100 кОм),  $C_3=C_4$  и задать коэффициент

$$K_{\phi} = 1 + \frac{R_{15}}{R_{16}} = 1,586$$

[4, с.263–264]. Тогда постоянную времени фильтра  $T_{\phi} = R_{13}C_3$  желательно принять в несколько раз больше, чем  $T_{\text{ГТИ}} = \frac{1}{f_{\text{ГТИ}}}$ . Микросхема DA6

осуществляет присвоение знака в соответствии со знаком тахогенератора. Если VT1 открыт, то коэффициент передачи усилителя равен  $K_y = -1$ . Если VT1 закрыт, то  $K_y$  по инверсному входу равен:  $K_{y_{\text{ин}}} = -\frac{R_{17}}{R_{17}} = -1$ , по неинверсному –  $K_{y_{\text{н}}} = 1 + \frac{R_{17}}{R_{17}} = 2$ . Общий коэффициент передачи сигнала для дифференциального усилителя (микросхема DA6) равен  $K_y = K_{y_{\text{н}}} - K_{y_{\text{ин}}} = 2 - 1 = 1$ , т.е. знак  $U_{\text{вых}}$  изменится на противоположный по сравнению с тем моментом, когда VT1 открыт. Применение резистора на неинвертирующем входе ОУ  $R = \frac{R_{17}}{2}$  уменьшает ошибку от  $I_{\text{вх ОУ}}$  (см. рис.7.2, резистор  $R_3$ ).

На схеме DA7 организован дифференциальный усилитель для реализации уравнения  $U = U_y - U_{\text{ООСТ}}$  (с коэффициентом передачи  $K_y = 1$ ). Элементы  $R_{22}$ ,  $C_5$  – это наиболее простой фильтр низкой частоты; резисторы  $R_{д1}$ ,  $R_{д2}$  – это делитель напряжения для согласования уровня  $U_{\text{ООСТ}}$  с диапазоном линейной работы схемы формирования ООСТ.

В общем случае, если не учитывать звенья, у которых  $K=1$ , можно написать:

$$K_{\text{ООСТ}} = K_{\text{дат}} K_{\text{дел}} K_{\text{апер}} K_{\text{мод}} K_{\text{ФНЧ}};$$

$$K_{\text{дат}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{ш}} I}{I} = R_{\text{ш}}; K_{\text{мод}} = \frac{t_{\text{ШИМ}}}{U_{\text{ШИМ}}}; K_{\text{апер}} = \frac{R_2}{R_1};$$

$$K_{\text{ФНЧ}} = \left(1 + \frac{R_{15}}{R_{16}}\right) \frac{U_{\text{неп}}}{t_{\text{ШИМ}}}; K_{\text{дел}} = \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}}.$$

Исходными данными для расчета схемы формирования ООСТ должно быть задание коэффициента  $K_{\text{ООСТ}}$  (см. техзадание). После этого нужно задаться некоторыми исходными данными. Например,  $K_{\text{ООСТ}}$  должен

выполняться при  $I = I_{\text{ном}}$ . Это позволит рассчитать  $K_{\text{дел}}$ , так как для линейной работы схемы ООСТ необходимо выполнение неравенства

$$U_{\text{ООСТ}} K_{\text{дел}} < U_{\text{пр}},$$

где  $U_{\text{пр}}$  для кремниевых диодов следует взять как 0,7 В. Если сигнал  $U_{\text{ООСТ}}$  будет больше  $I_{\text{я}} R_{\text{ш}}$  (в пусковом режиме), то уровень  $U_{\text{ООСТ}}$  за счет применения ограничительных диодов VD5, VD6 будет фиксироваться на уровне  $U_{\text{пр}}=0,7$  В.

Студенты, которые синтезировали все предлагаемые в разделах 1–10 схемы, имеют уже достаточный опыт для проведения электрических расчетов всех необходимых элементов схемы рис. 11.1 самостоятельно. Именно для этой цели выше были приведены необходимые сведения, рекомендации и особенности работы стандартных узлов. Кроме того, следует воспользоваться и технической литературой (например [4]), где описана более подробно работа тех же узлов и приводятся более широко расчетные формулы.

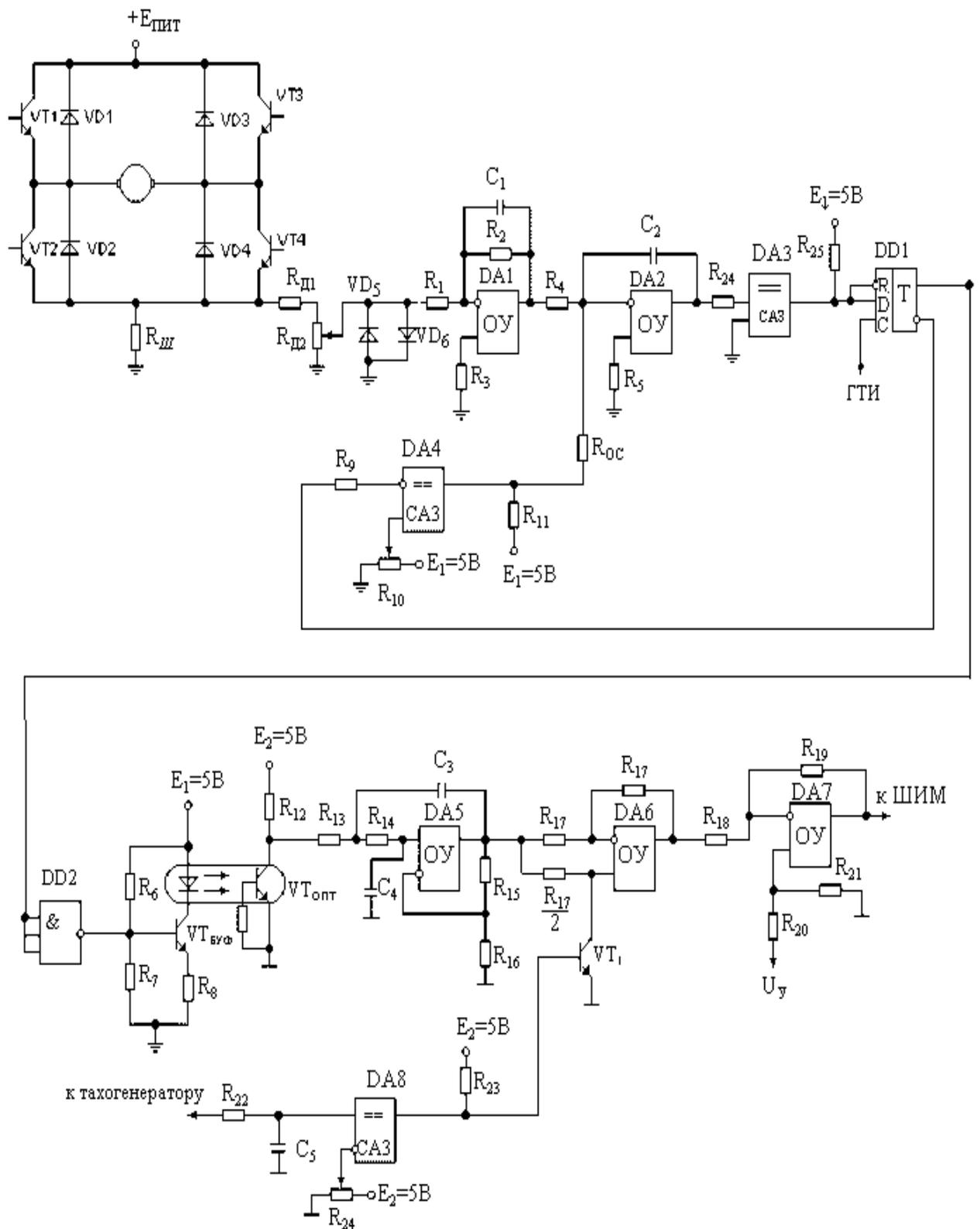


Рис. 11.1. Схема формирования ООСТ

## 12. Построение схемы электронного блока

Все рассчитанные каскады необходимо объединить в одну схему. При этом необходимо обращать внимание на следующие проблемы:

1. Если предыдущий каскад, построенный на ОУ, следует подсоединить к каскаду, построенному на ТТЛ-логике, то нужно предусмотреть его согласование по уровню и знаку напряжений. На выходе ОУ может быть сигнал

$\pm U_{\text{пит}}$  ( $\pm 15$  В). ТТЛ-логика работает с сигналом  $0 - 0,4$  В – логический ноль,  $2,4 - 5$  В – логическая единица. Для решения вышеуказанной проблемы в качестве согласующего элемента применяют компараторы типа СА3, имеющие открытый коллектор (можно и СА<sub>1</sub>, СА<sub>2</sub>, но необходима организация еще дополнительных источников для их питания).

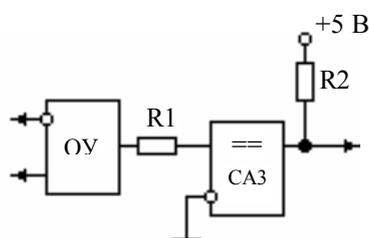


Рис. 12.1. Схема согласования уровней

Схема согласования изображена на рис. 12.1.

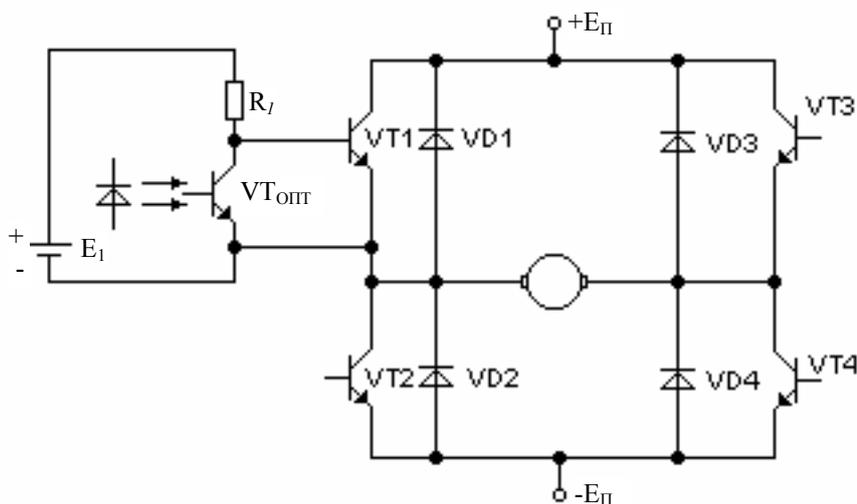


Рис. 12.2. П-схема

Величины резисторов  $R_1$  и  $R_2$  можно не рассчитывать, а принять порядка  $1 - 5$  кОм (в общем случае резистор  $R_2$  должен обеспечить все входные токи последующих присоединенных каскадов).

2. Если  $I_{вх}$  присоединяемых каскадов больше  $I_{вых}$  предыдущего, то следует применять буферные элементы с необходимой нагрузочной способностью (см. раздел 4).

3. Следует в курсовом проекте предусмотреть все необходимые источники питания (показать их организацию на схеме) и показать точки присоединения к схеме. 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 с другими элементами схемы до гальванической развязки (на схемах рис. 8.2, рис. 9.2 сформирована еще одна общая точка – земля,  $\equiv$  обозначенная как  $\equiv$ ).

Нужно предусмотреть источники:

1. Отдельно +5 В для задатчика (на микросхемах типа ЕН).
2. +5 В для питания ТТЛ–логики (на микросхемах типа ЕН).
3.  $\pm 15$  В для питания ОУ и компараторов СА3 (на микросхемах типа ЕН).
4. Если используются обратные связи, то необходимы еще дополнительные источники в соответствии с выбранной схемой (на микросхемах типа ЕН).

5. Гальванически развязанные нестабилизированные источники для питания двигателя.

6. Гальванически развязанные источники для организации управления мощных VT (на ЕН).

Для стандартной П–схемы нужно иметь три гальванически развязанных источника.

7.  $\pm 15$  В для питания ОУ и компараторов СА3 в схеме мощного каскада.

8.  $\pm 5$  В для питания ОУ и компараторов СА3 в схеме предмощного каскада.

На рис. 12.2 упрощенно показано подключение однополярного источника  $E_1$  для управления VT1 (чтобы базовый ток VT1 не протекал через нагрузку (двигатель), иначе это будет эмиттерный повторитель и источника +5 В не хватит для насыщения транзистора, если  $E_n$  двигателя  $> 5$  В). Такой же источник требуется для VT3 и еще один для VT2 и VT4 (у них эмиттеры имеют общую точку). Если же VT1 и VT3 взять другой проводимости, то управление можно организовать на двух дополнительных источниках. В стандартной Т–схеме все эмиттеры собраны в одной точке и поэтому здесь необходим лишь один источник на  $\pm 5$  В со средней точкой.

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. Одним из нестандартных решений может

быть применение микроконтроллера, который способен заменить интегратор, компаратор, триггер, элемент задержки и, возможно, гальваническую развязку, если оптопары встроены в контроллер. Также можно изменить синтез схемы автоматического повторного включения пускового режима определенное количество раз при срабатывании защиты и т. д. Но в любом случае в схеме электронного блока должна быть обратная отрицательная связь (по току или напряжению), так как только она обеспечивает жесткую стабильность его работы.

### 13. Системные расчеты

В том случае, когда используется интегральная ШИМ, с якоря на вход интегратора подается обратная связь по напряжению. Соответственно должны быть проведены расчеты, доказывающие устойчивость процессов в замкнутом контуре. Структурная схема может быть представлена на рис. 13. 1.

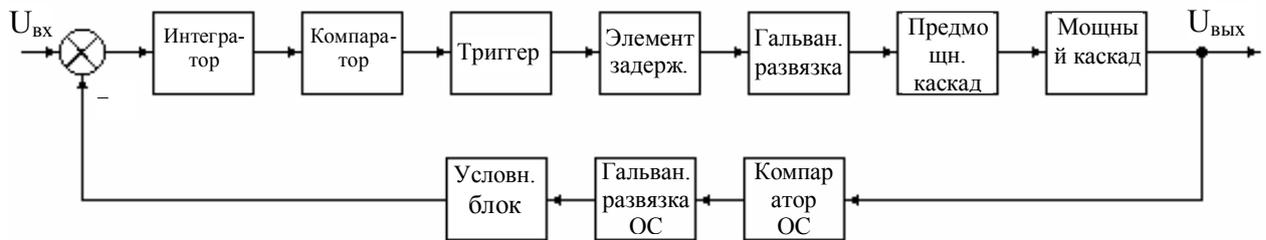


Рис. 13.1. Структурная схема блока, охваченного отрицательной обратной связью

Прежде всего здесь следует отметить, что переходные процессы – импульсные, поэтому необходимо применять импульсные методы расчета. Однако если удастся показать, что частота следования импульсов в несколько раз превышает частоту среза (согласно теореме Котельникова  $\omega_{ком} > 2\omega_{ср}$ ), то могут быть применены непрерывные методы расчета, что намного упрощает задачу. Применим этот способ, на основании которого представим передаточные функции элементов в виде аperiодических звеньев. Отметим, что на вход интегратора полезная информация поступает в виде напряжения, на выходе снимается в виде длительности импульсов. Таким образом

$K_{и} = \frac{t}{U_{вх}}$  имеет определенную величину и размерность. Коэффициенты

передачи некоторых остальных блоков, за исключением последнего, принимаем за единицу ( $t_{и}$  не изменяется, хотя может передаваться различным уровнем напряжения). Коэффициент последнего блока по кругу структурной схемы должен иметь размерность  $K_{уб} = \frac{U}{t}$  (общий коэффициент передачи системы должен быть безразмерным). Рассчитываем передаточные функции

блоков замкнутой системы:

1. Интегратор:  $W_{и}(j\omega) = \frac{K_{и}}{j\omega}$ , где  $K_{и} = \frac{t_x}{U_{y\min}}$  (см. раздел 6).

2. Компаратор:  $W_{к}(j\omega) = \frac{K_{к}}{1 + j\omega T_{к}}$ , где  $K_{к} = 1$ ;  $T_{к}$  – постоянная времени компаратора из справочника.

3. Триггер:  $W_{тр}(j\omega) = \frac{K_{тр}}{1 + j\omega T_{тр}}$ , где  $K_{тр} = 1$ ;  $T_{тр}$  – среднее время задержки триггера, для логики данной серии выбирается из справочника.

4. Элемент задержки:  $W_{эз}(j\omega) = \frac{K_{эз}}{1 + j\omega T_{эз}}$ , где  $K_{эз} = 1$ ;  $T_{эз}$  – рассчитано в разделе 10 и равно времени задержки на открывание ранее закрытого в паре транзистора.

5. Гальваническая развязка:  $W_{гр}(j\omega) = \frac{K_{гр}}{1 + j\omega T_{гр}}$ , где  $K_{гр} = 1$ ;  $T_{гр}$  – из справочника.

6. Предмощный каскад:  $W_{пр\ к}(j\omega) = \frac{K_{пр\ к}}{1 + j\omega T_{пр\ к}}$ , где  $K_{пр\ к} = 1$ ;  $T_{пр\ к}$  – постоянная времени наиболее мощного транзистора в предмощном каскаде.

7. Мощный каскад:  $W_{м\ к}(j\omega) = \frac{K_{м\ к}}{1 + j\omega T_{м\ к}}$ , где  $K_{м\ к} = 1$ ;  $T_{м\ к}$  – постоянная времени одного из транзисторов, входящего в состав мощного каскада.

8. Компаратор ОС:  $W_{к\ ОС}(j\omega) = \frac{K_{к\ ОС}}{1 + j\omega T_{к\ ОС}}$ , где  $K_{к\ ОС} = 1$ ;  $T_{к\ ОС}$  – принимается из справочника для выбранного компаратора.

9. Гальваническая развязка обратной связи  $W_{гр\ ОС}(j\omega) = \frac{K_{гр\ ОС}}{1 + j\omega T_{гр\ ОС}}$ , где  $K_{гр\ ОС} = 1$ ;  $T_{гр\ ОС}$  – из справочника.

Таким образом, в целом получаем передаточную функцию цепи, входящую в контур:

$$W(j\omega) = \frac{K_{и} K_{к} K_{тр} K_{эз} K_{гр} K_{пр} K_{м} K_{к\ ОС} K_{гр\ ОС}}{j\omega (1 + j\omega T_{к}) (1 + j\omega T_{тр}) (1 + j\omega T_{эз}) (1 + j\omega T_{гр}) (1 + j\omega T_{пр}) (1 + j\omega T_{м}) (1 + j\omega T_{к\ ОС}) (1 + j\omega T_{гр\ ОС})} K_{уб}$$

Для построения ЛАХ применим типовые правила:

а) Находим

$$20LgK = 20Lg(K_{и} K_{к} K_{тр} K_{эз} K_{гр} K_{пр} K_{м} K_{к\ ОС} K_{гр\ ОС} K_{уб}) = L_1 \text{ (дБ)}.$$

На вертикальной оси координатной плоскости (рис. 13.2), которая оцифровывается в децибелах, отмечаем эту величину при частоте  $\omega=1$  (точка 1).

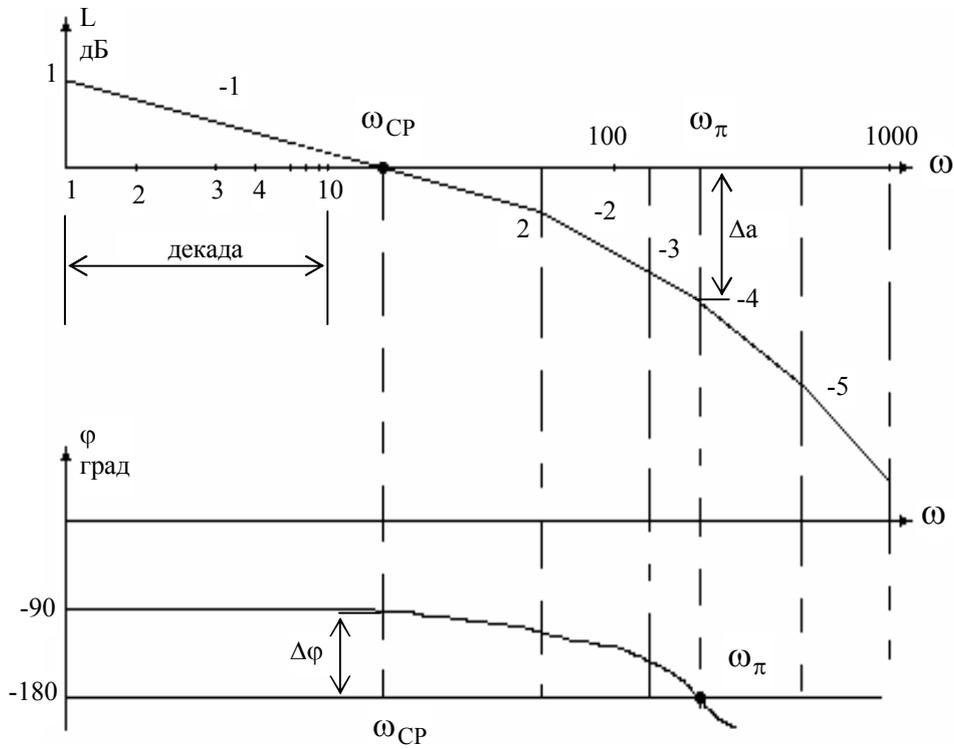


Рис. 13. 2. ЛАХ и ФЧХ разомкнутой системы

б) Находим частоты:  $W_k = \frac{1}{T_k}$ ,

$$W_{тр} = \frac{1}{T_{тр}}, W_{ЭЗ} = \frac{1}{T_{ЭЗ}} \dots$$

Откладываем эти точки на горизонтальной оси, которая оцифровывается в  $\lg\omega$ , и проводим через отложенные точки вертикальные штриховые линии.

в) Анализируем расположение компонентов  $j\omega$ . Если один интегратор, то через точку 1 проводим прямую под наклоном  $-1(-20 \text{ дБ/дек})$  до пересечения с первой встретившейся штриховой вертикалью (точка 2). Так как частоты сопряжения определяются компонентами вида  $(1+j\omega T)$  и расположены в знаменателе передаточной функции, то наклон изменяется на  $-1(-20 \text{ дБ/дек})$  и т.д. Если интегратор отсутствует (статическая система), то через точку 1 проводим горизонтальную прямую до пересечения с первой штриховой вертикалью.

ФЧХ строится по результатам расчета выражения

$\varphi(\omega) = \varphi_{\text{сумм}} = -\arctg(\omega T_k) - \arctg(\omega T_k) - \dots - \frac{\pi}{2}$ , где  $\frac{\pi}{2}$  – это фазовый сдвиг интегратора. Если он отсутствует, то эта компонента принимается равной нулю.

Из построенного рис. 13.2 делаем заключение о запасе устойчивости по фазе  $\Delta\varphi$ , амплитуде  $\Delta a$  (система устойчива). Если эти критерии удовлетворяются, то делается заключение об устойчивости и анализ других критериев качества замкнутой системы. Если система неустойчива или не выполняются требуемые показатели качества, то делается заключение о необходимости ее коррекции. Расчеты по коррекции будут выполняться студентами на старших курсах. Также производим проверку удовлетворения условиям теоремы Котельникова, т.е. справедливости применения теории непрерывных систем ( $\omega_{\text{ком}} > 2\omega_{\text{ср}}$ ).

Для симметричного и несимметричного законов управления следует также построить структурную схему части блока (рис. 13.3), охваченной обратной отрицательной связью по току. Затем необходимо произвести системные расчеты аналогично рассмотренным выше для рис.13.1.

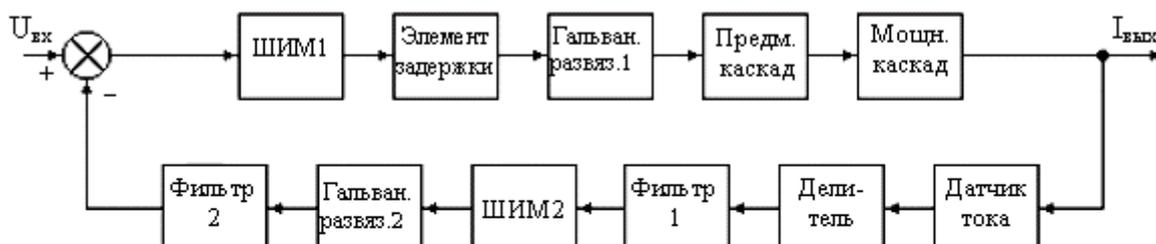


Рис.13.3. Структурная схема блока с ООСТ

10. ШИМ1:  $W_{\text{ШИМ1}}(j\omega) = \frac{K_{\text{ШИМ1}}}{1 + j\omega T_{\text{ШИМ1}}}$ , где  $K_{\text{ШИМ1}} = \frac{t_{x1}}{U_{y \min}}$  (см. разделы 3 и 6);  $T_{\text{ШИМ1}}$  – постоянная времени триггера на ОУ, берется из справочника.

11. Мощный каскад:  $W_{\text{МК}}(j\omega) = \frac{K_{\text{МК}}}{1 + j\omega T_{\text{МК}}}$ , где  $K_{\text{МК}} = \frac{1}{R_y} \frac{U_{3H}}{t_{x1}}$ ;  $T_{\text{МК}}$  – постоянная времени VT мощного каскада (см. пункт 7).

12. Датчик тока:  $W_{\text{дат}}(j\omega) = K_{\text{дат}}$ , где  $K_{\text{дат}} = R_{\text{ш}}$  (см. раздел 8).

13. Делитель:  $W_{\text{дел}}(j\omega) = K_{\text{дел}}$ , где  $K_{\text{дел}} = \frac{R_{\text{дел1}}}{R_{\text{дел1}} + R_{\text{дел2}}}$  (см. раздел 11).

14. Фильтр 1:  $W_{\text{ф1}}(j\omega) = \frac{K_{\text{ф1}}}{1 + j\omega T_{\text{ф1}}}$ , где  $K_{\text{ф1}} = \frac{R_2}{R_1}$ ;  $T_{\text{ф1}} = T_y$  (см. раздел 11).

15. ШИМ2:  $W_{\text{ШИМ2}}(j\omega) = \frac{K_{\text{ШИМ2}}}{j\omega}$ , где  $K_{\text{ШИМ2}} = \frac{t_{x2}}{U_{3н}}$  (см. раздел 11, пункт 1).

16. Фильтр 2:  $W_{\phi 2}(j\omega) = \frac{K_{\phi 2}}{1 + j\omega T_{\phi 2}}$ , где  $K_{\phi 1} = (1 + \frac{R_{15}}{R_{16}}) \cdot \frac{E_2 \cdot t_{x2}}{t_{x2} \cdot T_{\text{ГТИ2}}} = (1 + \frac{R_{15}}{R_{16}}) \cdot \frac{E_2}{T_{\text{ГТИ2}}}$ ;  $T_{\phi 2} = R_{13}C_{13}$  (см. раздел 11).

17. Сумматор (дифференциальный усилитель):  $W_s(j\omega) = \frac{K_s}{1 + j\omega T_s}$ , где  $K_s = 1$ ;  $T_s$  – постоянная времени ОУ, берется из справочника.

Остальные элементы структурной схемы (задержка, гальванические развязки 1 и 2) были рассмотрены при анализе схемы рис. 13.1.

## 14. Методические указания

Цель курсового проектирования по электронике и микросхемотехнике – 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 и, 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, приведённому в конце пособия. Умение быстро и уверенно найти нужные 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 и на основании сопоставления и сравнения доказано, что выбранные варианты наилучшие, оптимальные для данных параметров и условий техзадания.

Проектируемые электронные устройства являются частью более общей системы автоматики. Студенты должны четко представлять функциональную схему всей системы, назначение и место проектируемого электронного устройства в общей структуре, предусмотреть схемные и конструктивные способы взаимного сопряжения входа и выхода с предыдущими и последующими элементами системы, разработать приемы настройки и регулировки. Если техническое задание не содержит типа системы автоматики, как это сделано в пособии, необходимо самостоятельно по исходным данным составить общую функциональную схему, указав в ней назначение и место проектируемого электронного устройства. Например, если в техническом задании указан датчик температуры, выбирают соответствующие схемы устройства сравнения и задатчиков. Необходимо помнить, что в замкнутых системах управляющий сигнал в своем спектре имеет сравнительно низкие частоты, которые определяют требуемый частотный диапазон электронного устройства.

### **14.1. Последовательность выполнения курсового проекта**

1. Составляется и обосновывается функциональная схема замкнутой системы автоматического управления, в которую включается разрабатываемый электронный блок как составная часть системы. Разработанная функциональная схема согласовывается с руководителем курсового проекта.

2. Составляются и обосновываются схема электронного блока, а также схемы вспомогательных электронных узлов – источника питания, генераторов, цепей защиты, регулировки (коэффициента усиления и т.д.) и согласовываются

с руководителем проекта.

3. Производится расчет схем электронного блока. Рассчитываются схемы вспомогательных электронных узлов, логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики, обратные связи и устойчивость.

4. Оформляется пояснительная записка к проекту. Ее основные разделы: введение, постановка задачи, обоснования выбранных схем, электрические расчеты, системные расчеты, заключение, список литературы, содержание, перечень элементов электронного блока.

5. Разрабатываются и выполняются чертежи проекта.

## 14.2. Составление и обоснование функциональной схемы замкнутой системы автоматического управления

К составляемой функциональной схеме не предъявляются строгие требования, так как целью проекта является разработка электронного блока – электронного устройства. Вместе с тем проектируемый электронный блок входит в функциональную схему замкнутой системы, поэтому студенты должны иметь представление о назначении и месте его включения в общую структуру.

На рис.14.1 представлена типовая функциональная схема замкнутой системы автоматического управления.

Функциональное назначение системы может быть подсказано типом датчика, указанным в шифре задания к курсовому проекту. Так, например, если в качестве датчика заданы термосопротивление или термопара, то приведенная схема (см. рис.14.1) называется схемой системы регулирования температуры.

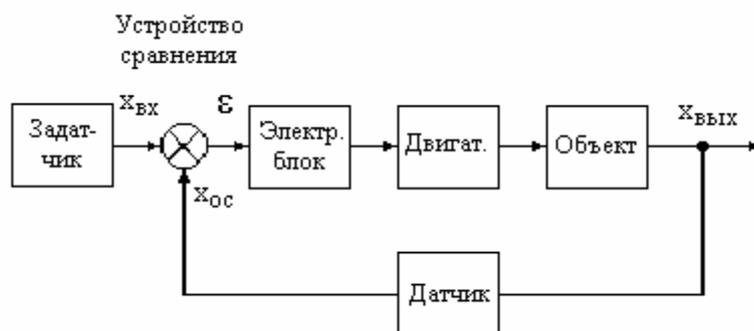


Рис. 14.1. Типовая функциональная схема замкнутой системы автоматического управления

В качестве датчика и устройства сравнения в наиболее простом варианте используется схема моста, приведенная на рис. 14.2. Собственно задатчиком является потенциометр с оцифрованной шкалой. Отклонение ручки потенциометра оператором на определенную величину преобразуется в схеме в напряжение, поступающее на вход электронного блока. Это напряжение является задающим, т.е. управляющим, а потенциометр называется задатчиком. Задатчики могут быть и другого типа, например индуктивные, емкостные, оптические, электронные, цифровые и т.д. Задающий сигнал может

вырабатываться автоматическим электронным блоком типа микропроцессора или ЭВМ, изменяться во времени непрерывно или скачкообразно. В этом случае задатчик для ручного управления может отсутствовать.

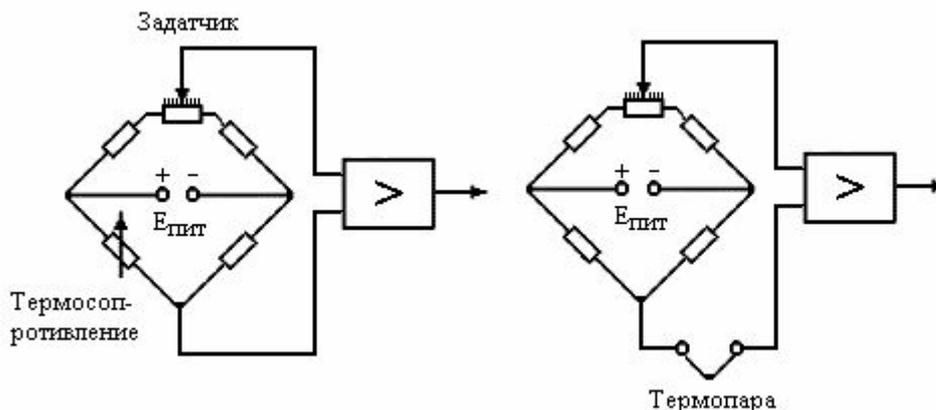


Рис. 14.2. Примеры схемного включения задатчиков, устройств сравнения и датчиков

На схемах (см. рис.14.2) задатчик включен в схему моста, которая работает в качестве устройства сравнения. Мостовой вариант принимается в связи с тем, что для уравновешенного моста нестабильность напряжения питания  $E_{пит}$  незначительна, в то время как в других схемах колебания напряжения питания схемы сравнения и задатчика могут проходить на вход усилителя и воспринимаются системой как управляющие воздействия, что недопустимо. Здесь необходимо отметить, что полное уравновешивание моста происходит только в астатических системах автоматического управления, особенности которых анализируются ниже. Мост может быть запитан переменным током, в этом случае дрейф управляющего сигнала минимален по сравнению с питанием постоянным током.

Если в задании к проекту указано термосопротивление, то оно может быть включено так, как показано на рис.14.2, а. Термопару включают по схеме на рис.14.2, б.

Схема сравнения может быть построена на цифровом принципе, например, на реверсивном счетчике или цифровом вычислителе. В этом случае сигнал от датчика должен быть преобразован в цифровую форму с помощью аналого–цифрового преобразователя (АЦП), а сигнал выхода схемы сравнения – в аналоговую форму с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Электронный блок может быть полностью построен на цифровом принципе, в качестве выходных элементов могут быть использованы, например, шаговые двигатели. Схема получается значительно более сложной, но точность управления повышается.

Задатчик устройства сравнения и датчик как функциональные блоки системы (см. рис. 14.1) должны быть обоснованы и описаны во вводной части курсового проекта, однако в расчетную часть они не включаются, так как не входят в программу курса электронных устройств. Полностью должно быть

рассчитано в проекте все то, что указало в прямоугольнике на рис. 14.1 под названием "электронный блок".

Сигнал  $\mathcal{E}$  как результат вычитания  $X_{вх}$  и  $X_{ос}$  ( $X_{вх} - X_{ос}$ ) является одним из исходных данных к проекту. Обычно он составляет одну сотую – одну десятитысячную часть от сигнала задатчика  $X_{вх}$ . Так как задатчик и устройство сравнения в проекте не рассчитываются, а  $X_{вх} \approx X_{ос}$ , то в курсовом проекте  $\mathcal{E} \approx (0,01 \dots 0,0001) X_{ос}$ , где  $X_{ос}$  – сигнал датчика. Величина сигнала датчика находится в справочнике, значение  $\mathcal{E}$  согласовывается с руководителем проекта. По величинам напряжения трогания двигателя и сигнала на входе  $\mathcal{E}$  определяется коэффициент усиления электронного блока по напряжению:  $K_u = U_{тр} / \mathcal{E}$ . Напряжение  $U_{тр}$  принимается равным  $(0,2 - 0,3) U_{ном}$ , значение  $K_u$  согласовывается с руководителем проекта.

В курсовом проекте двигатель является нагрузкой выходного каскада, поэтому на схеме (см.рис. 14.1) электронный блок и двигатель соединены непосредственно. В составляемой функциональной схеме студент может принять, что двигатель, например с помощью компрессора, накачивает топливо в объект (нагревательную печь), и ее температура эквивалентна  $X_{вых}$ . Датчик реагирует на изменение температуры. Обычно он включен совместно с мостом по схеме вычитания, и увеличение термосопротивления или нарастание напряжения термопары приводит к уравниванию напряжений.

В задании к курсовому проекту указано, что структура системы может быть статической или астатической. Признак астатизма – наличие в структуре интегрирующих звеньев. Функциональная схема (см. рис. 14.1) является статической, так как не содержит интегрирующих звеньев. Ее отличительной особенностью является то, что на входе электронного блока в установившемся режиме всегда имеется сигнал  $\mathcal{E}$ , а вал двигателя вращается с установленной скоростью.

На рис. 14.3 изображена функциональная схема астатической системы, содержащая два двигателя Д1 и Д2, причем первый двигатель Д1 является интегратором.

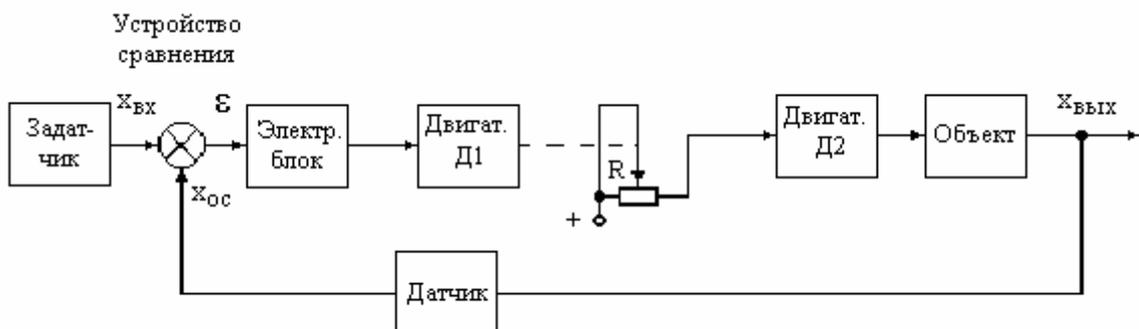


Рис. 14.3. Функциональная схема астатической системы

Система действует следующим образом: при подаче сигнала на вход от

датчика начинает вращаться вал двигателя Д1, перемещая движок реостата R. В связи с этим возрастает ток двигателя Д2, вращение вала последнего через компрессор увеличивает подачу топлива в объект (печь). По мере нарастания сигнала  $X_{oc}$  рассогласование  $\varepsilon$  уменьшается до нуля, вал двигателя Д1 останавливается, а двигатель Д2 продолжает действовать, поддерживая  $X_{вых}$  на уровне, установленном датчиком.

Таким образом, анализ функциональных схем (см.рис.14.1 и 14.3) показывает, что в статической системе в установившемся режиме на входе электронного блока постоянно присутствует сигнал, вал двигателя непрерывно вращается. В астатической системе в установившемся режиме сигнал  $\varepsilon=0$ , вал двигателя Д1 неподвижен. Отсюда вытекают особенности проектирования электронного блока: в статической системе мощный каскад в первую очередь должен рассчитываться на режим непрерывной работы двигателя, а в астатической – на пусковой режим двигателя с возможностью реверса, т.е. изменения направления вращения вала.

Несмотря на то, что в статической системе двигатель не реверсируется, студенты должны разработать электронный блок, также допускающий реверсирование (исходя из учебных соображений).

### 14.3. Варианты заданий

Исходные данные к проектам подразделяются на несколько групп. Определенная комбинация цифр, взятых из этих групп, составляет вариант задания. Параметры датчиков и двигателей, приведенных в первых двух группах (I и II), выбираются из [3,10].

#### I. Датчики

1. Термометр сопротивления ТСП–5071, градуировка 21, температур. диапазон – 200–150<sup>0</sup> С.
2. “ ТСП–5071, град. 21, –150...–100<sup>0</sup> С.
3. “ ТСП–5071, град. 21, –150...–50<sup>0</sup> С.
4. “ ТСМ–5071, град. 23, –150...+70<sup>0</sup> С.
  
5. Термометр сопротивления ТСП–5071, градуировка 22, температур. диапазон – 200...+20<sup>0</sup> С.
6. “ ТСП–6097, град. 21, –30...+40<sup>0</sup> С.
7. “ ТСП–6097, град. 22, +90...+150<sup>0</sup> С.
8. “ ТСМ–6097, град. 23, –15...+15<sup>0</sup> С.
9. “ ТСП–8012, град. 22, –45...–5<sup>0</sup> С.
10. “ ТСМ–8012, град. 23, 0...+15<sup>0</sup> С.
11. “ ТСМ–6114, град. 23, +20...+80<sup>0</sup> С.
12. “ ТСП–23, град. 22, –45...+45<sup>0</sup> С.
13. “ ТСП–085, град. 21, 0...+80<sup>0</sup> С.
14. “ ТСП–410–01, град. 21, +10...+35<sup>0</sup> С.
15. “ ТСМ–410–01, град. 23, +50...+100<sup>0</sup> С.

- |     |                                                                                                   |              |           |                             |
|-----|---------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------|-----------|-----------------------------|
| 16. | “                                                                                                 | ТСП-175,     | град. 21, | -50...+500 <sup>0</sup> С.  |
| 17. | “                                                                                                 | ТСП-175,     | град. 22, | +200...+500 <sup>0</sup> С. |
| 18. | “                                                                                                 | ТСП-591,     | град. 22, | -200...-150 <sup>0</sup> С. |
| 19. | Термометр сопротивления ТСП-611, градуировка 22, температур. диапазон -180...-130 <sup>0</sup> С. |              |           |                             |
| 20. | “                                                                                                 | ТСП-712,     | град. 21, | -18...+18 <sup>0</sup> С.   |
| 21. | “                                                                                                 | ТСП-763,     | град. 21, | +18...+27 <sup>0</sup> С.   |
| 22. | “                                                                                                 | ТСП-5081-01, | град. 21, | -50...+200 <sup>0</sup> С.  |
| 23. | “                                                                                                 | ТСП-5081-01, | град. 22, |                             |
| 24. | Термоэлектрический термометр ТПП-0555, град. ПП-1.                                                |              |           |                             |
| 25. | “                                                                                                 | “            | ТПР-0555, | град. ПР-3016.              |
| 26. | “                                                                                                 | “            | ТПР-0475  |                             |
| 27. | “                                                                                                 | “            | ТПР-0213  |                             |
| 28. | “                                                                                                 | “            | ТПР-1408М |                             |
| 29. | “                                                                                                 | “            | ТПР-1418М |                             |
| 30. | “                                                                                                 | “            | ТВР-251   |                             |
| 31. | “                                                                                                 | “            | ТХА-0515, | град. ХА.                   |
| 32. | “                                                                                                 | “            | ТХК-0515, | град. ХК.                   |
| 33. | “                                                                                                 | “            | ТХА-0806  |                             |
| 34. | “                                                                                                 | “            | ТХК-0806  |                             |
| 35. | “                                                                                                 | “            | ТВР-0877  |                             |
| 36. | “                                                                                                 | “            | ТХА-410   |                             |
| 37. | “                                                                                                 | “            | ТХК-920   |                             |
| 38. | “                                                                                                 | “            | ТХАП-551, | град. ХА.                   |
| 39. | “                                                                                                 | “            | ТХКП-551, | град. ХК.                   |
| 40. | “                                                                                                 | “            | ТХКП-ХУШ  |                             |

## II. Двигатели

- |                          |                          |
|--------------------------|--------------------------|
| 1. ДПР-52-Н1/Н2-05.      | 12. ДПР-62-Н1/Н2-08.     |
| 2. ДПР-52-Н1/Н2-06.      | 13. ДПР-72-Н1/Н2-02.     |
| 3. ДПР-52-Н1/Н2-07.      | 14. ДПР-72-Н1/Н2-08.     |
| 4. ДПР-52-Н1/Н2-08.      | 15. ДП-105-25-3-12-Р13.  |
| 5. ДПР-62-Н1/Н2-01.      | 16. ДП-105-25-3-24-Р13.  |
| 6. ДПР-62-Н1/Н2-02.      | 17. ДП-105-40-3-12-Р13.  |
| 7. ДПР-62-Н1/Н2-03.      | 18. ДП-105-40-3-24-Р13.  |
| 8. ДПР-62-Н1/Н2-04.      | 19. ДП-105-40-3-48-Р13.  |
| 9. ДПР-62-Н1/Н2-05.      | 20. ДП-105-40-3-60-Р13.  |
| 10. ДПР-62-Н1/Н2-06.     | 21. ДП-105-40-3-110-Р13. |
| 11. ДПР-62-Н1/Н2-07.     | 22. ДП-105-60-3-12-Р13.  |
| 23. ДП-125-60-3-24-Р13.  | 34. ДШ-0,25.             |
| 24. ДП-125-60-3-48-Р13.  | 35. ДШ-0,25А.            |
| 25. ДП-150-90-3-12-Р13.  | 36. ДШ-0,4.              |
| 26. ДП-150-120-3-12-Р13. | 37. ДШ-0,4А.             |
| 27. ДП-150-120-3-24-Р13. | 38. ЩД-10/100.           |
| 28. ДШ-0,025.            | 39. ЩД-1Б.               |
| 29. ДШ-0,025А.           | 40. ЩД-1С.               |
| 30. ДШ-0,04.             | 41. ЩД-1ЕМ.              |
| 31. ДШ-0,04А.            | 42. ЩД-1А.               |
| 32. ДШ-0,1.              | 43. ЩД-75/300.           |
| 33. ДШ-0,1А.             | 44. ЩД-300/300.          |

III. Температурный диапазон для проектируемого электронного устройства:

1.  $+15...+50^{\circ}\text{C}$ .
2.  $-50...+50^{\circ}\text{C}$ .
3.  $+40...+70^{\circ}\text{C}$ .
4.  $-60...+20^{\circ}\text{C}$ .
5.  $-60...+60^{\circ}\text{C}$ .

IV. Режимы работы выходных каскадов:

1. Режим А.
2. Режим В.
3. Питание переменным напряжением.
4. Режим Д.
5. По выбору разработчика.

V. Вид системы

1. Статическая.
2. Астатическая.

Для всех вариантов напряжение питания – сеть 220 В 50 Гц.

#### 14.4. Общие указания

На первом практическом занятии преподаватель выдает техническое задание, на основании которого формируются темы занятий и курсовых проектов. Задание оформляется на типографских бланках, разделы записываются студентами по указанию преподавателя. В основе задания шифр, в который входит семь цифр. Первые две группы исходных данных могут обозначаться двумя цифрами, поэтому в шифре варианта для них отведены начальные четыре разряда слева, остальные три цифры соответствуют третьей, четвертой и пятой группам. Например, вариант 0506251 означает, что датчик сигнала – термометр сопротивления ТСП 5071, град. 22,  $-200...+20^{\circ}\text{C}$ , двигатель ДПР-62-Н1/Н2-02, температурный диапазон, на который выбираются и рассчитываются элементы электронного блока,  $-50...+50^{\circ}\text{C}$ , режим – по выбору разработчика; система – статическая. Данные датчиков и двигателей рекомендуется выбирать из [3] и [10]. Преподаватели надеются, что при выборке студенты перелистают эти книги и познакомятся с другими элементами автоматики. Интернет содержит ограниченное количество данных, недостаточное для выполнения работы.

В расчетно-пояснительную записку входят техническое задание, содержание, введение, обзор литературы, функциональная схема, элементная база, электрические расчеты, системные расчеты, заключение, литература, приложение. Исполнение записки и графической части от руки, графическая часть – карандашом. Преподаватели знают, что есть более прогрессивные методы оформления на компьютере и плоттерах. Вместе с тем они также знают, что известны электронные программы и находятся люди, которые за деньги оформляют домашние задания, а студенты пытаются защитить их, не

приложив труда. Процесс обучения включает в себя три основные компоненты: глаза, уши и руки. При ручном исполнении домашних заданий задействованы все эти три составляющие, поэтому что-то остается в памяти. Покупка за деньги недопустима в высшем учебном заведении. Нет возражений, если студенты имеют на руках образцы домашних заданий, курсовых проектов. Но нельзя переписывать один к одному, такая работа называется плагиатом. Необходимо творчески перерабатывать учебные материалы, содержащиеся в книгах, интернете.

Последняя цифра шифра может быть 1 или 2. 1 – это статическая система, признак которой – наличие сигнала рассогласования. Означает, что вал двигателя непрерывно вращается, поэтому мощный выходной импульсный каскад в первую очередь должен рассчитываться на номинальный режим, во вторую очередь – на пусковой. Для цифры 2 – астатической системы сигнал рассогласования  $\varepsilon$  равен 0, следовательно, в установившемся режиме вращения вала двигателя нет. Основным режимом будет пусковой для выходного каскада.

Некоторые варианты заданий приведены для шаговых двигателей. Так как студенты не в состоянии произвести расчеты по шагам и фазам, с учебной целью принимать, что шаговый двигатель эквивалентен двигателю постоянного тока, причем скорость вращения определять по числу шагов за один оборот.

Тип каскада, законы управления – несимметричный или симметричный задаются преподавателем. Варьирование здесь – произвольное. В качестве ключей рекомендуются в первую очередь современные транзисторы типа IGBT, MOSFET и другие, диоды HEXFRED, TRANSIL. Для них проще конструкция драйверных микросхем. Но можно применять и биполярные транзисторы, на которые ориентированы схемы настоящей методички. При этом не рекомендуется включать параллельно несколько транзисторов, так как современная номенклатура удовлетворяет маломощному ряду двигателей заданий. В прежние времена, когда транзисторов было мало, параллельное включение использовалось повсеместно, но эти времена прошли.

На рисунках 14.1 и 14.3 показаны типовые функциональные схемы замкнутых систем автоматического управления, в состав которых входит электронный блок. Импульсная часть соответствует структурной схеме рисунка 13.1. Но предшествует ей информационная часть, которая обычно реализуется на операционных усилителях и действует в непрерывном режиме. Функциональная схема системы и электронного блока принимает вид, изображенный на рисунке 14.4.

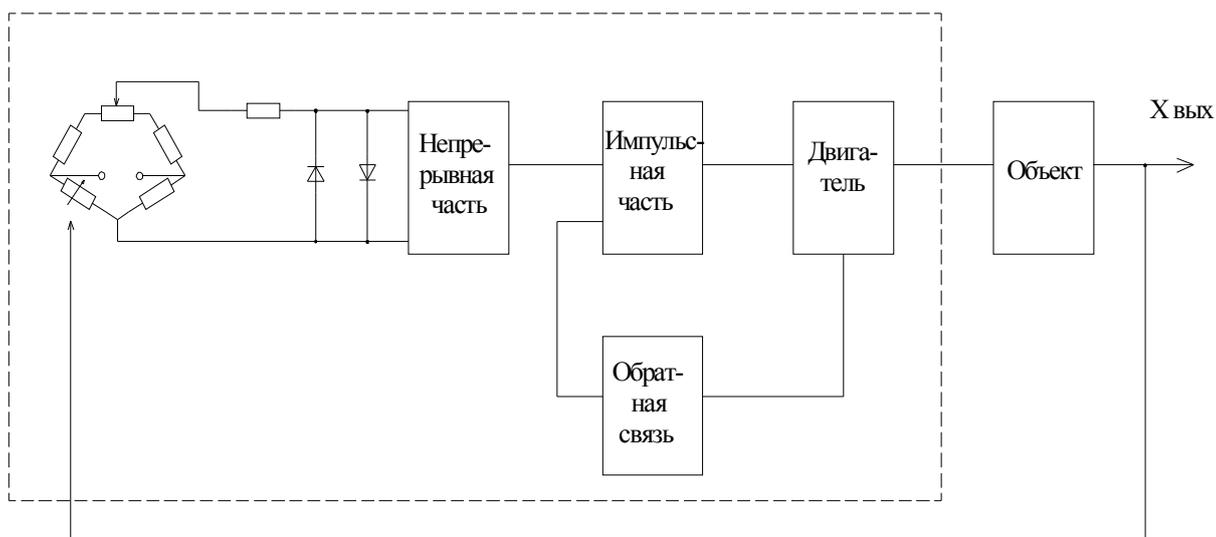


Рисунок 14.4 – Функциональная схема системы электронного блока

Из схемы следует, что она имеет два контура обратной связи: внутренний и внешний. То, что относится к внутреннему контуру, а также к штриховому прямоугольнику, должно быть рассчитано в проекте. По указанию преподавателей мост может не рассчитываться. Но схема защиты, непрерывная часть, импульсная часть в соответствии с рисунком 13.1 должны быть рассчитаны полностью. Следует обратить внимание на то, что системные расчеты методички относятся к внутреннему контуру, коэффициенты усиления которого определяются из условий устойчивости. Непрерывная часть не входит во внутренний контур, она определяет коэффициент усиления внешнего контура, рассчитываемого в курсе теории автоматического управления. Поэтому устройство, число каскадов и регулировка коэффициента усиления определяются ориентировочно равными 10000 единиц по напряжению. Этой цифре удовлетворяют два каскада на операционных усилителях, коэффициент усиления каждого из которых равен 100 единицам. Возможно, что 10000 единиц слишком много, или, наоборот, мало для замкнутой системы, но это уже задача для старших курсов.

В функциональной схеме рисунка 14.4 два элемента сравнения: внешний, как на рисунке 14.1, образуемый измерительным мостом, и внутренний, как на рисунке 13.1, на входе интегратора. В состав его схемы входят резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  по схеме рисунка 3.3. То, что в состав внутреннего контура рисунка 14.4 входит интегратор по рисунку 13.1 не означает астатизм системы рисунка 14.4, так как внутренний контур устраняет астатизм интегратора рисунка 13.1. Система рисунка 14.4 может быть как статической по рисунку 14.1, так и астатической по рисунку 14.3, все зависит от того, какой режим задан двигателю на выходе импульсного мощного каскада. Если вал двигателя в режиме непрерывного вращения – система статическая, при отсутствии вращения вала двигатель выполняет роль интегратора, система астатическая.

В автоматике любой блок (черный ящик, Black Box) принято считать линейным в том случае, если синусоидальный вход на выходе тоже остается синусоидальным, а нарушения фазовых соотношений называются линейными искажениями. В том случае, когда входная синусоида на выходе теряет свою синусоидальную форму, появляются дополнительные частоты – гармоники, блок нелинеен. В этом смысле модуляторы (амплитудный, широтно-импульсный и другие) являются нелинейными устройствами, на их выходах появляются новые частоты. Но при амплитудной модуляции, например, в радиоприемнике, в речевом сигнале, в музыке не слышны нелинейные искажения, если приемник работает в активной области, несмотря на то, что сигнал прошел ряд модуляционных и демодуляционных операций. Для амплитудной модуляции причина отсутствия нелинейных искажений прежде всего в том, что огибающая амплитудно-модулированного сигнала по форме та же, что и первичный, модулирующий сигнал. Так и в случае широтной модуляции: если компарируется (сравнивается) линейное пилообразное напряжение с модулирующим и извлекается ширина импульса, то зависимость между амплитудой модулирующего напряжения и длительностью ШИМ-импульса линейна, хотя спектр на выходе обогащен гармониками. Поэтому передаточная функция интегратора по рисунку 3.3 (совместно с компаратором) принята линейной.

Информационные каскады на операционных усилителях могут быть включены по инвертирующей, неинвертирующей или дифференциальной схемам. Если выбор делается между инвертирующей и неинвертирующей схемами, то для входного каскада предпочтительна неинвертирующая схема, имеющая большое входное сопротивление.

При расчете резисторов в схемах операционных усилителей обратить внимание в первую очередь на сопротивление нагрузки на их выходах. Оно не должно перегружать операционный усилитель. Затем рассчитывать остальные элементы. Ошибкой считается случай, когда в цифровых данных сопротивление нагрузки операционного усилителя составляет несколько Ом.

Основные замечания по оформлению расчетно-пояснительной записки:

- рисункам и таблицам в тексте должны предшествовать ссылки на них;
- в нижней части рисунка подрисуночная подпись, например, Рисунок 1.1 – Функциональная схема;
- формулы должны быть оцифрованы;
- после цифровых пунктов в заглавиях разделов текста точка не ставится, так же, как и в подрисуночной подписи предыдущего пункта;
- в верхней части таблицы, над рамкой, надпись, например, Таблица 1.1 – Параметры двигателя;
- приводится список литературы в той последовательности, в какой источники первый раз встречаются в тексте. Должны быть ссылки

на соответствующие справочники, когда приводятся исходные данные. Библиографическое описание книги полное, например: Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемеханики: Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. – 432с., ил. Обычно библиографическое описание приводится на задней стороне первого листа книги или в ее конце.

Графическая часть проекта выполняется карандашом на двух листах формата А1. Первый лист содержит электрическую принципиальную схему. Второй лист делится на два половинных формата со своими рамками. В первой половине размещается конструкция электронного блока со снятым кожухом, вид сверху и спереди. Элементы должны быть обозначены в соответствии с принципиальной схемой, например, R1, C1, VT1 и т.д. Изображение элементов условное, без подробной детализации. На второй половине изображается печатная плата, вид сверху и снизу. Проводники печатной платы должны иметь ширину и контактные площадки вокруг отверстий, в которые вставляются выводы электронных элементы. Печатная плата должна иметь отверстия для крепления, причем, одно из отверстий асимметрично. Благодаря этому исключается ошибочный монтаж платы. Должны быть указаны габаритные и установочные размеры. При повороте платы отверстия и проводники располагаются с учетом соответствия друг другу.

#### **14.5 Контрольные задания для студентов заочного отделения**

Являются фрагментами электронного блока.

- 1 Мостовая П-образная схема в несимметричном режиме на биполярных транзисторах.
- 2 Мостовая П-образная схема в симметричном режиме на биполярных транзисторах.
- 3 Мостовая Т-образная схема в несимметричном режиме на биполярных транзисторах.
- 4 Мостовая Т-образная схема в симметричном режиме на биполярных транзисторах.
- 5 Мостовая П-образная схема на IGBT транзисторах (режим по заданию).
- 6 Мостовая П-образная схема на MOSFET транзисторах.
- 7 Предмощные каскады.
- 8 Гальваническая развязка.
- 9 Элементы задержки.
- 10 Модулятор.
- 11 Информационные каскады.
- 12 Генератор и формирователь коротких импульсов.
- 13 Обратная связь.

## 14 Защита от коротких замыканий и перегрузок.

Каждое задание соответствует шифру, по его цифрам определяется датчик, двигатель, температурный диапазон, режимы работы, вид системы. Первым шагом является обращение к литературе и выборка данных по двигателю и датчику. И затем расчеты, некоторую помощь дает настоящая методичка. Если в задании П или Т-схемы, то расчеты проводятся обычным образом.

Для гальванической развязки необходим ток нагрузки. Определяются пусковой ток двигателя, величина которого приводится к выходу оптопары. Например, пусковой ток равен 10А. Так как в предмощном каскаде обычно два транзистора, плюс третий - мощный ключ, всего три, то приведенная величина тока на входе предмощного каскада равна

$$I_{вх} = \frac{I_{пуск}}{B1 \cdot B2 \cdot B3} = \frac{10}{10 \cdot 10 \cdot 10} = 0,1А$$

где В1, В2, В3 – условные коэффициенты усиления по току для несоставных транзисторов, принятые в инженерной практике. Более точно величины В1, В2, В3 можно определять по характеристикам транзисторов на линии насыщения.

Для элемента задержки необходимо рассчитать время рассасывания и спада. Следовательно, по пусковому току должны быть выбраны силовые транзисторы, для которых определяется  $t_{расс}$  и  $t_c$ . Неправильно принимать цифру  $t_{задержки}$  без всяких на то оснований.

При расчете модулятора необходимо знать тип предыдущего каскада, чтобы выбрать R1 (рисунок 3.3) исходя из его нагрузочной способности. Кроме того, емкость конденсатора зависит от частоты следования ШИМ-импульсов по рисунку 1.3. Для этого надо рассчитать длительность ШИМ-импульсов, т.е. вначале индуктивность двигателя L, затем  $\tau = \frac{L}{R}$ , где R – активное сопротивление цепи якоря, задаться уровнем пульсаций на рисунке 1.3, например, 10%. Если расчет производится на пусковой режим, то на рисунке 1.3  $I_{непр} = I_{пуск}$ ,  $I_{нач} = 0,95I_{пуск}$ ;  $I_{кон} = 1,05I_{пуск}$ ;  $I_{\infty} = 10I_{пуск}$ .

По формуле

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

рассчитать  $\Delta t$ , затем все остальные элементы модулятора, сделать выбор микросхем.

Нет возражений, когда студенты выберут самостоятельно тему контрольной работы, но она и по объему и по содержанию должна соответствовать курсу импульсной электроники. Аналоговая и цифровая электроника изучаются на других курсах.

## Литература

1. Захаров В.К., Лыпарь Ю.И. Электронные устройства автоматики и телемехники. – Л. : Энергоатомиздат, 1984. – 433 с.
2. Методические указания и задания по курсовому проектированию / Под ред. А.Р. Решетилова. – Мн. : МРТИ, 1990. – 23 с.
3. Автоматические приборы, регуляторы и вычислительные системы. Справочное пособие / Под ред. Б.А. Кошарского. – Л. : Машиностроение, 1976. – 453 с.
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / Под ред. М.В. Гальперина. – М. : Мир, 1984. Т.1. – 598 с.
5. Ерофеев Ю.Н. Импульсная техника. – М. : Высш. школа, 1984. – 391 с.
6. Электропривод летательных аппаратов / Под ред. В.А. Полковникова. – М.: Машиностроение, 1990. – 352 с.
7. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет / Под ред. С.Д. Додика, Е.И. Гальперина. – М. : Сов. радио, 1969. – 448 с.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / Под ред. М.В. Гальперина. – М. : Мир, 1983. Т.2. – 590 с.
9. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / Под ред. У. Томпкинса и Дж. Уэбстера. – М. : Мир, 1992. – 589 с.
10. Электротехнический справочник. В 3-х т. – М.: Энергоиздат, 1986. Т.2. – 618 с.
11. Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение. – М.: СОЛОН – Пресс, 2003, –736 с.: ил. – (серия “Системы проектирования”).
12. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. М. СОЛОН – Р – 327 с. ил.
13. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Издательский дом Додека – XXI, 2005. – 384 с. ил.
14. Звонарев Е. Скоростные цифровые изоляторы. Журнал “Электронные компоненты”. М. №9, с. 75-78, 2006.