

# Применение твердотельных оптоэлектронных реле средней мощности

## ЗАО «Протон-Импульс»

**Оптоэлектронные реле можно разделить на две принципиально различные группы: реле переменного тока, у которых силовыми элементами являются симисторы и тиристоры, и однополярные и двухполярные реле постоянного тока с силовыми элементами на IGBT или МОП-транзисторах (причем двухполярные реле могут работать и в цепях переменного тока).**

**Архипов Сергей**

energia@valley.ru

**П**ринципиальное различие этих групп в том, что реле переменного тока, в отличие от реле второй группы, имеют частичную управляемость — выключение силового элемента может произойти только при «нуле» выходного тока, поэтому использование их в цепях постоянного тока весьма затруднительно.

С другой стороны, выключение в «нуле» тока имеет преимущество, что на индуктивной нагрузке отсутствуют импульсы перенапряжения при выключении.

Если сравнивать по эффективности (минимизация рассеиваемой в силовых элементах мощности) использование в цепях переменного тока тиристорных и двухполярных реле на IGBT или МОП-транзисторах, то для типовых значений параметров силовых элементов для напряжений 220–380 В получим, что на токах свыше единиц ампер тиристоры в 3–5 раз эффективнее IGBT, а отношение рассеиваемых мощностей реле на IGBT или МОП-транзисторах численно примерно равно току в амперах.

### Реле переменного тока

Имеются следующие основные типы тиристорных реле:

- однофазные нормально-замкнутые и нормально-разомкнутые реле (от 1 А до 100 А);
- трехфазные нормально-разомкнутые реле (от 10 до 100 А);
- однофазные, двухфазные и трехфазные реверсивные реле со встроенной защитой от межфазного замыкания и мгновенного реверса (от 10 А до 40 А);
- двухканальные реле с отдельными каналами или с общей точкой на выходе с независимым управлением каналами (от 1 А и выше).

Перечисленные типы реле имеют класс по напряжению от четвертого (напряжение пробоя не ниже 400 В) до двенадцатого (напряжение пробоя не ниже 1200 В) и напряжение изоляции 1500 или 4000 В пикового значения (между входом, выходом и радиатором).

Реле могут иметь контроль нуля фазы силового напряжения (то есть включаться при значении этого напряжения, близком к нулю — типа ТМ) или не иметь этого контроля (типа ТС). Включение в «нуле» напряжения имеет то преимущество, что минимизирует помехи при включении, однако в некоторых случаях (см. ниже) требуется включение в произвольной фазе напряжения.

По управлению реле могут иметь токовые или потенциальные входы, причем токовые входы могут быть только у однофазных и двухканальных реле, потенциальные — у всех. Для токовых входов ток управления составляет 10–25 мА при падении напряжения на входе около 1,2 или 2,4 В. Потенциальное управление варьируется в диапазонах: = 4–7 В, = 3–30 В, ~ 6–30 В, ~ 110–280 В.

Тиристорные структуры весьма чувствительны к перенапряжениям, которые приводят к необратимому пробую, поэтому актуальной является задача защиты выходов реле от перенапряжений. Основным средством такой защиты является шунтирование выходов реле варисторами. Мы рекомендуем использование варисторов типа СН2-1, СН2-2, имеющих коэффициент нелинейности более 30 и характеризующихся классификационным напряжением  $U_{кл}$  при токе через варистор 1 мА. Энергия рассеивания этих варисторов лежит в диапазоне от 10 до 114 Дж. При выборе варистора следует исходить из того, что классификационное напряжение должно превосходить амплитудное значение рабочего напряжения  $U_{ампл}$  с учетом нестабильности сети и технологического разброса значения  $U_{кл}$  и должно быть ниже напряжения пробоя тиристоров  $U_{проб}$ . Вводя обозначения:

$\xi = \frac{U_{проб}}{U_{кл}}$ ,  $I_{ном}$  — среднееквадратичное значение

тока нагрузки,  $U_{сети}^{макс}$  — допустимое импульсное перенапряжение в сети и полагая  $U_{ампл}/U_{кл} = 0,8$ , можем записать для кривой, ниже которой лежит область безопасной работы, выражение:

$$\frac{U_{\text{сети}}^{\text{макс}}}{U_{\text{кл}}} = \xi + \frac{0,57 \cdot 10^{-3}}{I_{\text{ном}} [\text{A}]} \xi^{30}$$

На рис. 1 представлены графики таких кривых для некоторых значений  $I_{\text{ном}}$ .

Видно, что при заданном импульсном пере-напряжении для больших рабочих токов требуется более высокий класс реле по напряжению.

Второй особенностью тиристорных структур является чувствительность к высоким значениям  $dU/dt$ . Механизмы появления больших  $dU/dt$  следующие:

- включение напряжения в цепь нагрузки в фазе, близкой к  $90^\circ$ ;
- импульсные помехи в цепи нагрузки;
- коммутационные скачки напряжения при выключении тиристора в цепи с индуктивной нагрузкой из-за сдвига фазы между током и напряжением.

Описанные скачки напряжения при превышении  $dU/dt$  некоторой критической величины могут приводить к несанкционированному отпиранию тиристорных.

Для защиты реле от потери управления из-за  $dU/dt$  применяется шунтирование выходов RC-цепью, номиналы которой определяются экспериментально для конкретной нагрузки и обычно лежат в пределах 20–50 Ом и 0,01–0,1 мкФ.

Дополнительным методом повышения устойчивости реле к быстрым скачкам напряжения является введение в цепь нагрузки реактора задержки, который представляет собой индуктивность на сердечнике с высокой магнитной проницаемостью и квадратной петлей гистерезиса. При рабочих токах нагрузки реактор находится в насыщении, то есть влияние на ток отсутствует; при уменьшении тока реактор «восстанавливается», внося в цепь большую индуктивность, что замедляет скорость изменения тока и, в частности, задерживает переполюсовку напряжения, помогая за-пиранию тиристора.

Следует отметить, что, уменьшая скорость нарастания тока на начальной стадии включения тиристора, реактор способствует равномерному распределению плотности тока по кристаллу тиристора, защищая его от разрушительного воздействия высоких значений  $dI/dt$ . Это особенно важно для реле типа ТС при работе на емкостную или активную нагрузку или в режиме отсечки фазового угла (фазоимпульсная регулировка мощности). Кроме того, реактор, увеличивая импульсный импеданс цепи нагрузки, повышает эффективность защиты от перенапряжений варистором.

При работе на индуктивную нагрузку существует опасность перегрузки по току в силу ряда факторов:

- асимметрия включения выходных тиристорных (симисторов), приводящая к постоянной составляющей тока, а следовательно, к насыщению сердечника и — сверхтокам;
- насыщению сердечников высокоиндуктивных нагрузок (трансформаторы на холостом ходу, контакторы) из-за совпадения остаточной намагниченности сердечника с направлением тока в момент включения. Много-

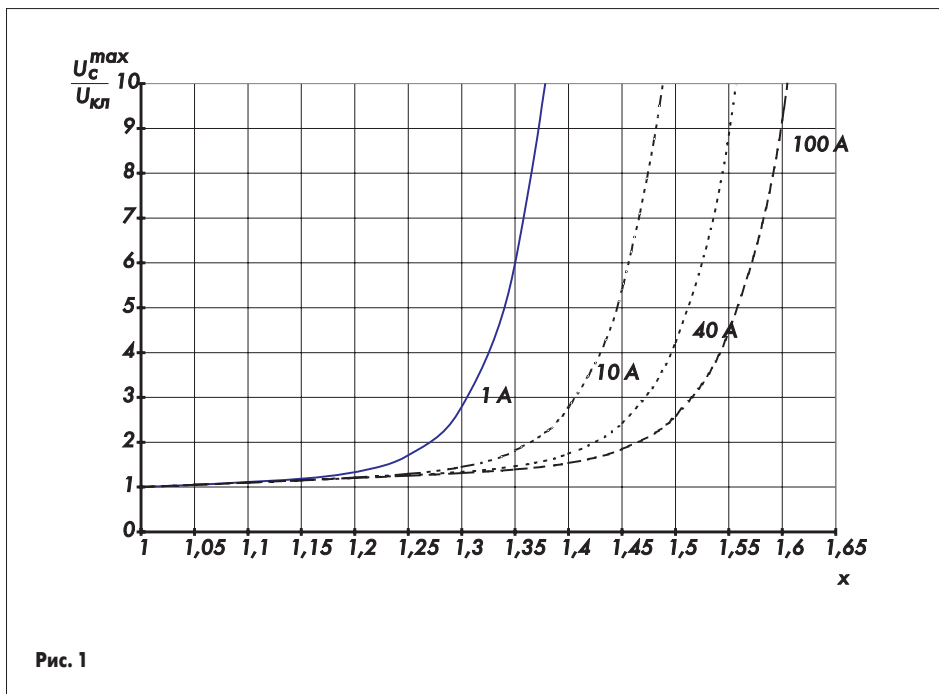


Рис. 1

цикловые пусковые токи в этом случае могут в десятки раз превышать номинальные. При этом случай включения реле при переходе напряжения через ноль является наихудшим. Для таких нагрузок оптимальными являются включение в максимуме напряжения или «мягкий» запуск с малыми начальными углами проводимости. Можно порекомендовать при работе на высокоиндуктивную нагрузку использовать реле с повышенным ударным током (реле типа ТСИ).

Асимметрия включения может являться следствием:

- асимметрии углов проводимости из-за различия напряжения включения тиристорных в разных полярностях. Это различие существенно при малых значениях силового напряжения, сравнимых с напряжением включения (типичные значения напряжения включения 5–15 В);
- асимметрии углов проводимости при некорректном фазо-импульсном управлении реле;
- частичного (полуволюного) открывания реле из-за того, что обратное напряжение пересекает «окно» разрешения включения слишком быстро и тиристор не успевает включиться (для реле с контролем перехода напряжения через ноль). Это является одним из факторов, ограничивающих частоту силового напряжения (обычно не более 500 Гц).

Следует учитывать возможность возникновения вышеперечисленных факторов в конкретных условиях применения реле.

Работа на емкостную нагрузку характеризуется двумя основными особенностями:

- возможность появления в цепи реле больших скачков тока 
$$(I \approx C \frac{dU}{dt})$$
 с высоким  $dI/dt$ ;
- появлению на выходе реле удвоенного амплитудного значения силового напряжения.

Пусковой однократный скачок тока появляется при включении реле в фазе напряжения, отличной от нуля. Для линии  $\sim 220$  В

при включении в максимуме напряжения, с учетом того, что время включения тиристорных порядка  $10^{-6}$  с, получим (пренебрегая индуктивностью цепи), например, для  $C = 100$  мкФ:

$$I \approx \frac{10^{-4} \cdot 220\sqrt{2}}{10^{-6}} \approx 31 \cdot 10^3 \text{ А},$$

то есть в 4000 раз больше номинального среднеквадратичного тока. Скорость нарастания

тока  $\frac{dI}{dt} = \frac{U}{L}$  при индуктивности цепи нагрузки

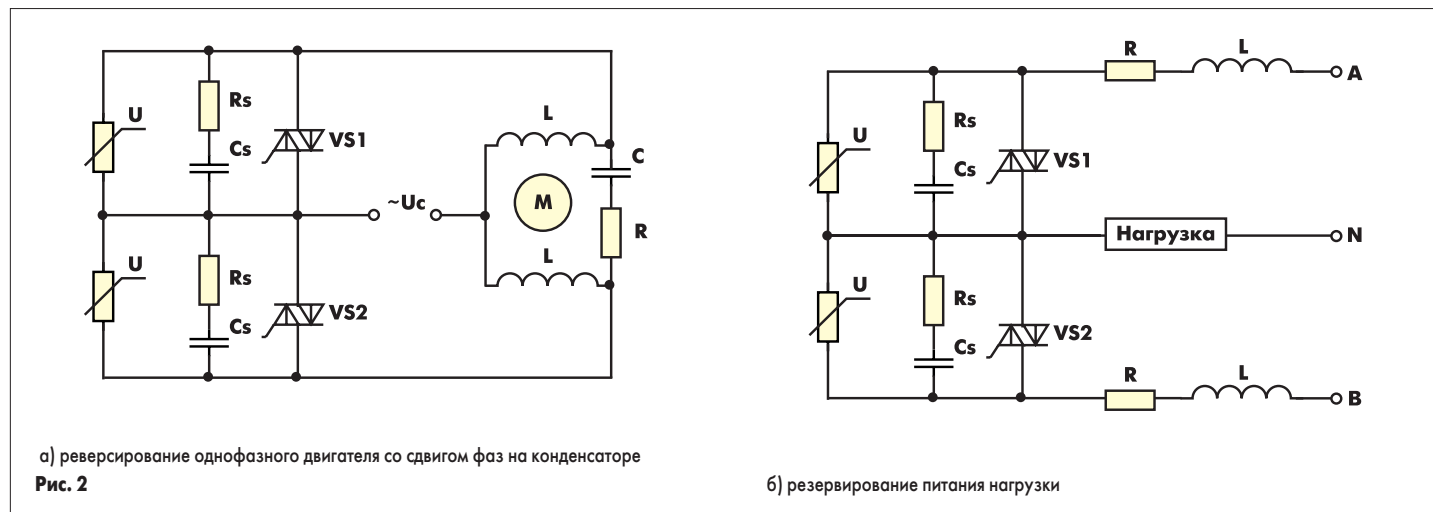
1 мкГн может достигать 310 А/мкс, в то время как типовое предельно допустимое значение  $dI/dt$  — 20–160 А/мкс.

Периодические скачки тока при пересечении током линии нуля (при включенном реле) происходят из-за того, что напряжение включения тиристорных отлично от нуля (как отмечалось выше, для реле это 5–15 В).

Такие скачки для  $C_{нагр} = 100$  мкФ могут достигать значений 500–1500 А, порождая значительные электромагнитные помехи и высокочастотные мощные гармоники тока в цепи нагрузки, которые могут вести к деградации некоторых типов конденсаторов.

Из вышеизложенного следует необходимость использования с емкостными нагрузками реле с контролем перехода фазы напряжения через ноль и с малым напряжением включения (реле типа ТМК нормируются по  $U_{вкл}$  и  $U_{запр}$  4 и 10 В соответственно).

Второй фактор — удвоенное амплитудное напряжение на выходе реле, которое проявляется при выключении реле. Поскольку выключение тиристора происходит при токе через него, близком к нулю, напряжение на емкости нагрузки после выключения из-за сдвига фаз ток-напряжение зафиксировано на уровне, близком к амплитудному значению, и в следующем полупериоде сложится с напряжением сети, достигнув по амплитуде  $2U_{ампл}$ . Например, для сети  $380 \text{ В} \pm 10\%$  пиковое значение напряжения на выходе реле может достигнуть 1170 В.



а) реверсирование однофазного двигателя со сдвигом фаз на конденсаторе  
Рис. 2

б) резервирование питания нагрузки

Таким образом, даже реле двенадцатого класса в этом случае будут работать на пределе своих возможностей и практически не могут быть защищены от импульсных перенапряжений варисторами.

Представляется целесообразным для емкостных нагрузок использовать реле не только с включением, но и выключением в фазе сетевого напряжения, близкой к нулю. Такие реле могут быть реализованы на основе двухполярных реле постоянного тока, при этом устраняется фактор перенапряжения и может быть значительно расширен частотный диапазон силового напряжения, однако ухудшаются мощностные характеристики (см. выше).

Серия таких реле (типа 5П66...) начиная с 2001 года разрабатывается в ЗАО «Протон-Импульс». В настоящее время существуют образцы с частотным диапазоном до 1 кГц, ведутся работы по расширению этого диапазона до десятков килогерц.

В заключение этого раздела остановимся на особенностях применения реверсивных реле.

Как отмечалось выше, нами выпускаются одно-, двух- и трехфазные реверсивные реле. Структура их силовой части и варианты включения нагрузок представлены на рис. 2 и 3.

О назначении и выборе параметров демпферных  $R_S-C_S$ -цепочек и варисторов говорилось выше.

Схематика управления тиристорами реверсивных реле исключает возможность одновременного включения элементов VS1 и VS2 в структуре рис. 2 или VS1 и VS3, VS2 и VS4 в структуре рис. 3. Однако при «мгновенном» реверсе, поскольку выключение тиристора происходит при «нуле» тока, эти пары могут оказаться во включенном состоянии одновременно. В случае показанном на рис. 2, а это приведет к разряду сдвигового конденсатора С через тиристоры, в случае, показанном на рис. 2, б и рис. 3 — к межфазному замыканию.

Для исключения такой ситуации в реверсивные реле введена аппаратная задержка включения каналов на 20–30 мс, так что при «мгновенном» реверсе ранее включенные каналы успевают выключиться до включения альтернативных (для частоты сети более 40 Гц).

Однако есть другие причины, которые могут привести к одновременному включению этих пар тиристоров:

- при подаче фазных напряжений на реле, например через электромагнитный пускатель, скачок межфазных напряжений на силовых входах реле может иметь скорость нарастания напряжения выше критической для двух последовательно включенных тиристоров, причем, поскольку импеданс мощ-

ной сети весьма мал, демпферные  $R_S-C_S$ -цепи практически не снижают  $dU/dt$ ;

- импульсные помехи в силовой цепи имеют высокие  $dU/dt$ ;
- высокие значения  $dU/dt$  коммутационных скачков напряжения.

Для снижения вероятности межфазного замыкания в результате первой из перечисленных причин в схемы рис. 2, б и рис. 3 включены реакторы L, которые во взаимодействии с  $C_S$  демпферных цепей снижают  $dU/dt$ . Оценку влияния индуктивности можно произвести из выражений:

$$\frac{dU}{dt}_{\text{макс}} = \omega_0 \sqrt{2} U \text{эфф} ; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Например, при  $U \text{эфф} = 420 \text{ В}$ ;  $L = 10^{-4} \text{ Гн}$ ;  $C = 10^{-8} \text{ Ф}$ , имеем:

$$\frac{dU}{dt}_{\text{макс}} = 590 .$$

Кроме того, реактор L ограничивает скорость

нарастания тока  $\frac{dI}{dt} = \frac{U}{L}$ , большие величины

которой также имеют разрушительные воздействия на тиристоры.

Однако, как показывает практика, полной гарантии от межфазных замыканий ни  $R_S-C_S$ -цепи, ни реакторы не дают. Поэтому общепринятым методом защиты тиристоров от выхода из строя (например, фирмы Motorola, Siemens, Opto-22) является установка токоограничивающих резисторов R, как показано на рис. 2 и 3. Суммарное сопротивление этих резисторов должно обеспечить значение амплитуды тока межфазного замыкания ниже допустимого ударного тока используемого реле (длительность межфазного тока не превышает полупериода сети).

С такими последствиями установки резисторов R, как снижение напряжения на обмотках электродвигателя и необходимость обеспечения теплоотвода от этих резисторов, приходится смириться. Вопросы обеспечения тепловых режимов работы реле переменного тока будут обсуждаться ниже.

**Реле постоянного тока**

Как отмечалось выше, реле постоянного тока на IGBT и МОП-транзисторах могут быть

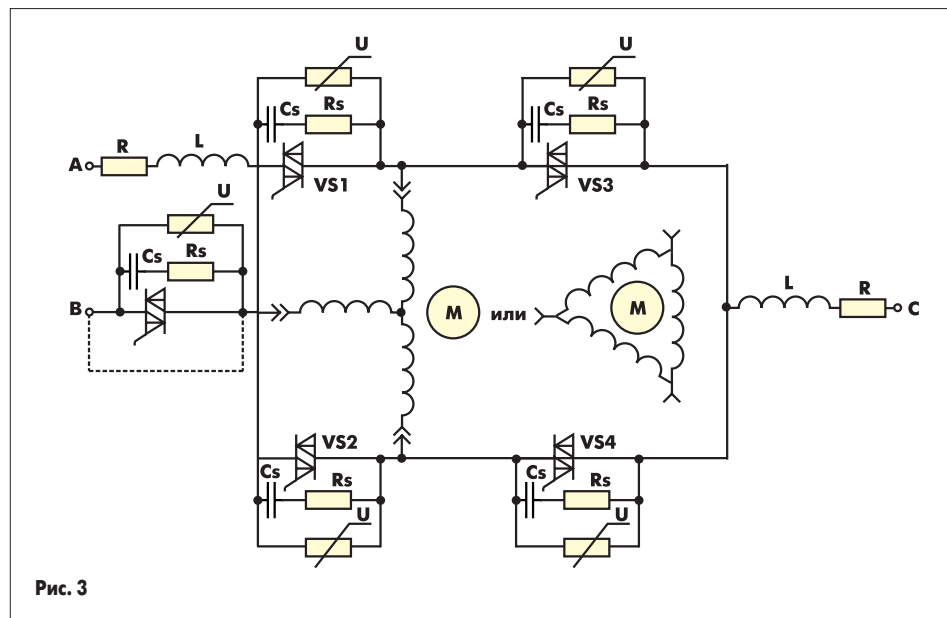


Рис. 3

однополярными и двухполярными. Последние получают встречно-последовательным соединением двух выходных транзисторов, причем если в случае МОП-транзисторов такое соединение необходимо, чтобы блокировать в закрытом состоянии прямое напряжение присутствующих в структуре МОП обратных включенных шунтирующих диодов закрытым каналом второго транзистора, то для IGBT, наоборот, необходимо вводить такие диоды, чтобы обеспечить проводимость обратного для транзистора тока в открытом состоянии.

Остаточное напряжение на выходе однополярных реле в открытом состоянии на МОП-транзисторах определяется сопротивлением канала транзистора, которое при 25 °С может составлять величину от единиц мОм для низковольтных транзисторов до единиц Ом для высоковольтных. При повышении температуры перехода транзистора до предельной (150 °С) сопротивление канала увеличивается примерно в два раза.

Для двухполярных реле на МОП-транзисторах остаточное напряжение складывается из падения напряжения на сопротивлении канала одного транзистора и напряжения прямосмещенного диода, зашунтированного сопротивлением канала второго транзистора.

Оценку зависимости остаточного напряжения на выходе двухполярного реле от тока проведем, исходя из линейной модели ВАХ диода:  $U_d = U_0 + R_d I_d$  для  $U_d > U_0$ , где  $R_d$  — дифференциальное сопротивление диода, для мощных транзисторов составляющее величину порядка единиц — десятков мОм. Проведем выкладки, получим:

$$U_{oc} = R_{oc} \cdot I \text{ при } I \leq \frac{2U_0}{R_{oc}}$$

$$U_{oc} = 0,5R_{oc} \cdot I + \frac{R_{oc}(U_0 + R_d \cdot I)}{R_{oc} + 2R_d} \text{ при } I > \frac{2U_0}{R_{oc}},$$

где  $R_{oc}$  — суммарное сопротивление каналов выходных транзисторов (выходное сопротивление реле в открытом состоянии).

Для низковольтных (десятки вольт) транзисторов величины  $R_{oc}$  и  $R_d$  одного порядка; полагая, например,  $R_{oc} = R_d$ , получим:

$$U_{oc} = R_{oc} \cdot I \text{ при } I \leq \frac{2U_0}{R_{oc}}$$

$$U_{oc} = \frac{U_0}{3} + \frac{5}{6} R_{oc} \cdot I \text{ при } I > \frac{2U_0}{R_{oc}}$$

Для высоковольтных (сотни вольт) транзисторов  $R_{oc} \gg R_d$ , отсюда

для токов  $I > \frac{2U_0}{R_{oc}}$  имеем:  $U_{oc} \approx U_0 + 0,5R_{oc} \cdot I$ .

Таким образом, ВАХ выхода двухполярных реле на МОП-транзисторах во включенном состоянии

$$\text{до токов } \pm \frac{2U_0}{R_{oc}}$$

практически линейна, затем постепенно переходит в ВАХ диода.

Поскольку порядка 1 В, то для низковольтных реле точка перегиба лежит в районе 100–200 А, а для высоковольтных — в районе единиц ампера.

Дальнейшую классификацию реле постоянного тока можно провести по задержкам включения-выключения реле.

В реле типа 5П20 (однополярные) и 5П19 (двухполярные) в качестве элемента управления затворами транзисторов используются фотовольтаические оптрона с выходным током порядка единиц микроампер. Поэтому «накачка» затворов производится достаточно медленно, что обуславливает большие задержки включения реле (десятки миллисекунд). Задержки выключения для этих реле значительно меньше ( $\leq 1$  мс), поскольку используются фотовольтаические оптрона имеют встроенную тиристорную схему разряда.

Другая группа реле — быстродействующие — имеют задержки включения-выключения величиной в единицы микросекунд, дополнительный вывод внешнего питания и, в свою очередь, делятся на реле с питанием, гальванически связанным с выходом, и с питанием по входу.

Однополярные реле с питанием по выходу (5П40) могут работать на частоте коммутации в десятки кГц, однако требуют использования изолированного от цепей управления источника напряжения (10–15 В).

Реле с питанием по входу 5П57 (двухполярные) и 5П59 (однополярные) при задержках включения-выключения единицы микросекунд могут обеспечить частоту коммутации нагрузки не выше 10–20 Гц, поскольку используемые в них в качестве встроенного источника вторичного питания фотовольтаические оптрона не могут достаточно быстро восполнить энергию заряда затворов, потерянную при выключении реле.

Реле с питанием по входу 5П62 имеет параметры, аналогичные таковым у 5П40, однако требует подключения дополнительных внешних элементов (конденсатор, резистор, стабилитрон), параметры которых рассчитываются, исходя из условий применения. Подробнее об этом позже.

Отметим, что в компании «Протон-Импульс» выпускаются так называемые многоканальные реле с различным сочетанием «нормально-замкнутых» и «нормально-разомкнутых» контактов, в частности двух- и четырехканальные. Следует заметить, что «нормально-замкнутыми» каналы становятся только после подачи напряжения питания, гальванически связанного со входом управления.

Остановимся далее на вопросах защиты реле постоянного тока от перенапряжений.

Хотя IGBT и МОП-транзисторы могут работать в режиме лавинного пробоя, допустимая энергия лавинного пробоя относительно невелика (десятки и сотни мДж), поэтому возможность выхода из строя из-за перенапряжения достаточно реальна. Отсюда следует необходимость защиты.

Для двухполярных реле при работе на переменном напряжении верно все, что было сказано выше о защите от перенапряжений тиристорных реле.

Защита однополярных реле от случайных перенапряжений в силовой цепи может производиться шунтированием выхода стабилитроном или варистором.

Отдельно рассмотрим вопрос о защите однополярных реле от перенапряжений, возникающих при отключении индуктивной нагрузки.

Распространенной рекомендацией в этом случае является шунтирование индуктивной нагрузки обратным включенным диодом.

При мгновенном выключении выходного транзистора процесс отключения нагрузки описывается уравнением

$$L \frac{di}{dt} + i \cdot r = -U_d,$$

где  $L$  и  $r$  — индуктивность и активное сопротивление нагрузки,  $i$  — ток в нагрузке, а  $U_d$  — прямое напряжение на открытом диоде.

Полагая  $U_d = \text{const}$ ,  $I_0$  — ток в нагрузке в момент выключения, получим:

$$i(t) = -\frac{U_d}{r} + \left( I_0 + \frac{U_d}{r} \right) \exp\left(-\frac{rt}{L}\right),$$

причем это выражение корректно на интервале от  $t = 0$  до  $t_0$ , при котором  $i(t_0)r = U_d$ .

Таким образом, выключение нагрузки происходит с постоянной времени  $L/r$ , а энергия

$$\frac{L \cdot I_0^2}{2}, \text{ запасенная в индуктивности нагрузки}$$

рассеивается на диоде и активном сопротивлении нагрузки:

$$W_d = U_d \int_0^{t_0} i(t) \cdot dt; \quad W_{\text{н}} \approx \frac{L \cdot I_0^2}{2} - W_d.$$

Произведя выкладки, получим:

$$W_d = \frac{L \cdot U_d}{r} \left[ I_0 - \frac{U_d}{r} \left( 1 + \ln \frac{U_d + rI_0}{2U_d} \right) \right];$$

$$\frac{W_r}{W_d} = \left( \frac{rI_0}{U_d} \right)^2 \frac{0,5}{\frac{rI_0}{U_d} - \ln \left( 0,5 + \frac{rI_0}{2U_d} \right)}.$$

Отсюда видно, что при малых значениях  $\left( \text{при } \frac{rI_0}{U_d}, \text{ близком к единице} \right)$  энергия,

рассеиваемая на диоде, может в два раза превосходить таковую на сопротивлении нагрузки и при определенных значениях  $L$  и  $I_0$  превзойти допустимую импульсную энергию диода или, при достаточно высокой частоте коммутации  $f_{\text{комм}}$ , допустимую мощность диода:  $W_d f_{\text{комм}} > P_{\text{доп}}$ .

В случае, когда предельно допустимое напряжение выходного транзистора  $U_{\text{пр}}$  значительно выше коммутируемого напряжения ( $E$ ), можно существенно облегчить режим работы защитного диода, включив последовательно с ним резистор

$$R < \frac{U_{\text{пр}} - E}{I_0}.$$

В этом случае в момент выключения напряжение на выходе реле равно  $E + I_0 R < U_{\text{пр}}$ , энергия на диоде

$$\frac{L U_d I_0}{r + R}, \text{ на резисторе } R: W_R = \frac{R \cdot L \cdot I_0^2}{R + r}.$$

Таким образом, мощность резистора должна быть не менее

$$P_R = \frac{R \cdot L \cdot I_0^2 f_{\text{комм}}}{2(R + r)}.$$

Еще один положительный эффект от введения резистора — уменьшение времени включения нагрузки, поскольку постоянная времени спада тока в этом случае равна

$$\frac{L}{r + R}.$$

Рассмотрим далее некоторые особенности работы реле постоянного тока различных типов.

Реле типа 5П20, 5П19, как уже отмечалось, имеют задержку включения десятки миллисекунд, что ограничивает максимально возможную частоту коммутации значениями 10–30 Гц. Время нарастания тока в нагрузке ( $t_{фр}$ ) при включении имеет порядок единиц миллисекунд, в течение которых происходит повышенное рассеяние мощности в реле. С приемлемой точностью энергия рассеяния при включении реле определяется выражением:

$$W_{вкл} = \frac{I_0 U_{комм} \cdot t_{фр}}{6},$$

где  $I_0$  и  $U_{комм}$  — ток нагрузки и напряжение на нагрузке, соответственно.

Поскольку задержка и время спада тока при выключении более чем на порядок меньше таковых при включении, энергией выключения пренебрегаем.

Представляет интерес рассмотрение двух режимов работы:

- стационарная нагрузка и близкая к предельной частота коммутации;
- включение нестационарной нагрузки, имеющей большие пусковые токи (например, лампы накаливания, у которых пусковой ток более чем в 10 раз больше номинального).

Оба режима представляют потенциальную опасность для силовых транзисторов реле.

В первом случае средняя рассеиваемая на транзисторах мощность переключения равна

$$W_{вкл} \cdot f_{комм} = \frac{I_0 U_{комм} \cdot t_{фр}}{6} f_{комм},$$

в то время как мощность проводимости несколько меньше, чем  $R_{oc} \cdot I_0^2$ . Например, для однополярного реле 5П20.10П-5-0,6 с предельным напряжением 60 В и током 5 А,  $R_{oc} \approx 0,055$  Ом при температуре перехода транзистора 150 °С. В режиме постоянного тока в нагрузке 5 А мощность на реле не более  $R_{oc} I^2 = 1,375$  Вт и, поскольку для этого реле тепловое сопротивление переход-среда не более 40°С/Вт, разница температур переход-среда — не более 55 °С, что приемлемо с большим запасом. Однако если  $f_{комм} = 10$  Гц при  $U_{комм} = 50$  В,  $I_0 = 5$  А,  $t_{фр} = 5$  мс, то получим  $P_{\Sigma} \approx 1,375 + 2 = 3,375$  Вт,  $T_{пер} - T_{ср} = 135$  °С, что при  $T_{ср} = 25$  °С приведет к перегреву перехода транзистора.

Во втором случае начальный ток  $I_0$  в выражении для энергии включения много больше номинального (для достаточно инерционной нагрузки), поэтому импульсная энергия включения может превысить допустимую для транзисторов реле. Очевидно, что при уменьшении  $t_{фр}$  энергия включения уменьшается пропорционально, поэтому для таких нагрузок целесообразно использовать быстродействующие реле (5П57, 5П59).

Как отмечалось выше, реле типа 5П62 для работы на частоте коммутации выше 10–30 Гц требует подключения дополнительных внешних элементов. Это обусловлено тем, что, как и у реле 5П57 и 5П59, вторичный источник напряжения в цепи управления затвором выходного транзистора имеет низкую среднюю мощность и не может восполнить потери энергии при разряде затвора. Поэтому в схему вводится бутстрепная емкость  $C$ , через которую при выключении выходного транзистора проходит «подкачка» в цепь управления дополнительной энергии от источника силового напряжения. Величина этой емкости зависит от условий применения (минимального значения коммутируемого напряжения  $U_{комм}^{мин}$ ) и поэтому она не может быть введена внутрь реле.

При включении входного транзистора происходит разряд этой емкости по цепи управления затвором с рассеиванием энергии  $0,5 \cdot C \cdot U_{комм}^2$  в этой цепи. При достаточно высокой частоте коммутации  $f_{комм}$  мощность рассеяния  $0,5 \cdot C \cdot U_{комм}^2 \cdot f_{комм}$  может принимать неприемлемо большое значение, поэтому целесообразно включить в цепь конденсатора дополнительные элементы: резистор  $R$  и стабилитрон.

Включение резистора позволяет перенести основную долю рассеиваемой энергии с внутренних цепей на этот резистор, а стабилитрон с напряжением стабилизации

$$U_{ст} < U_{комм}^{мин} - 15В$$

— снизить энергию заряда емкости  $C$  до значения  $0,5 \cdot C (U_{комм} - U_{ст})^2$ .

Расчетные выражения для  $C$  и  $R$ :

$$C \geq \frac{3Q_{затв}}{U_{комм}^{мин} - U_{ст} - 8В}; R \leq \frac{1}{2Cf_{комм}^{макс}};$$

$$P_R \geq C (U_{комм}^{макс} - U_{ст})^2 f_{комм}^{макс},$$

где  $Q_{затв}$  — заряд затвора выходного транзистора,  $P_R$  — мощность транзистора.

В заключение — информация о тепловых режимах реле. Максимальные токи реле нормируются нами следующим образом:

- для реле без радиатора — по предельной температуре перехода силовых элементов

(125 °С для реле на тиристорах, 150 °С — на транзисторах) при температуре среды 25 °С;

- для реле с радиатором — по предельной температуре перехода при температуре радиатора 75 °С для реле на тиристорах и 90 °С — на транзисторах.

Последние два значения температуры приняты из достаточно произвольного условия равенства теплового сопротивления внешнего охладителя «эквивалентному» тепловому сопротивлению переход-радиатор, при котором

$$T_{рад} = (T_{пер}^{макс} + T_{ср}) \cdot 0,5.$$

Говоря об «эквивалентном» тепловом сопротивлении, имеем в виду то, что, например, для трехфазного реле с тепловым сопротивлением  $R_{т,ф}$  на фазу, «эквивалентное» сопротивление равно  $R_{т,ф} / 3$ .

Основным соотношением при тепловых расчетах для всех типов реле является:

$$T_{пер}^{макс} > T_{ср} + P (R_{охл} + R_{пер-рад}^{эquiv}),$$

где  $P$  — мощность, рассеиваемая в силовых элементах реле,  $R_{охл}$  — тепловое сопротивление внешнего охладителя с учетом контактного теплового сопротивления радиатор-охладитель.

Мощность, рассеиваемая при работе на постоянном токе:

- для IGBT —  $P = U_{ост} \cdot I_{раб}$ , где  $U_{ост}$  — остаточное напряжение на транзисторе;
- для МОП при  $T_{пер} = 150$  °С —  $P \approx 2R_{ост} I_{раб}^2$ , где  $R_{ост}$  — сопротивление реле в открытом состоянии при 25 °С.

Для мощности, рассеиваемой в фазе тиристорных реле, можно записать эмпирическое выражение:

$$P = (0,145 + 0,7U_{ост}^{пик}) I_{ср,кв}.$$

При работе реле постоянного тока на высоких частотах существенным становится вклад в рассеиваемую мощность энергии переключения. Выражения для суммарной рассеиваемой мощности выглядят следующим образом:

- для IGBT —

$$P_{\Sigma} = \left( \frac{U_{комм} t_{фр} f_{комм}}{3} + \frac{U_{ост}}{N} \right) I_{амп};$$

- для МОП, при  $T_{пер} = 150$  °С —

$$P_{\Sigma} = \left( \frac{U_{комм} t_{фр} f_{комм}}{3} + \frac{2R_{ост}}{N} I_{амп} \right) I_{амп},$$

где  $N = \frac{T}{t_{вкл}}$  — скважность,  $t_{вкл}$  — длительность включенного состояния  $T = \frac{1}{f_{комм}}$ .