

Продолжение. Начало в №1'2012

# Диоды и тиристоры — это очень просто

## Часть 2. Тепловые характеристики. Вопросы управления и защиты

**Арендт Винтрич**  
(Arendt Wintrich)

**Ульрих Николаи**  
(Ulrich Nicolai)

**Вернер Турски**  
(Werner Tursky)

**Тобиас Райманн**  
(Tobias Reimann)

**Перевод и комментарии:**  
**Андрей Колпаков**

Andrey.Kolpakov@semikron.com

### Охлаждение маломощных выпрямителей

Выпрямители низшего мощностного диапазона (LPR), предназначенные для монтажа на печатную плату (PCB), способны рассеивать выделяемое ими тепло через корпус и выводы. В процессе отвода тепла от таких компонентов важную роль играют медные трассы PCB, посредством которых осуществляется их подключение. По этой причине величина теплового сопротивления  $R_{th(j-a)}$  у LPR нормируется для определенных условий монтажа при ширине дорожек не менее 2–3 мм и их покрытии с помощью олова.

Компоненты с проводным подключением должны располагаться на расстоянии 3–25 мм от печатной платы. Величина  $R_{th}$  увеличивается пропорционально длине проводников, однако при установке элемента на PCB она может быть снижена на 25–30% при использовании дорожек максимальной ширины с лужением по всей поверхности.

Маломощные выпрямители в пластиковых корпусах зачастую монтируются на охлаждаемые поверхности или шасси с помощью клипс. Допустимая токовая нагрузка для этих вариантов охлаждения указывается в спецификациях. В некоторых случаях тепловое сопротивление «кристалл–контрольная точка  $r$ »  $R_{th(j-r)}$  нормируется относительно одного из терминалов компонента. В нормальном режиме работы температура в этой точке ( $T_r$ ) и мощность, рассеиваемая выпрямителем ( $P$ ), могут быть измерены. Это позволяет расчетным способом подтвердить отсутствие перегрева кристалла в соответствии с формулой  $T_j - T_r = P \times R_{th(j-r)}$ .

Еще один способ — пайка одного или двух выводов элемента на небольшую изолированную медную пластину. Методика анализа тепловых режимов для этого варианта, обеспечивающего эффективное охлаждение, будет приведена далее. Некоторые типы выпрямителей имеют корпуса с металлическим основанием (TO220, TO247), соединенным с одним из выводов. Для таких компонентов в спецификации дается тепловое сопротивление «кристалл–корпус»  $R_{th(j-c)}$ . Подобно мощным модулям, они монтируются на охлаждающие плиты или радиаторы.

Отвод тепла от маломощных выпрямителей (ток до 15 А), как правило, производится на охлаждающую плиту. Если вывод компонента связан с его корпусом, эта плита должна быть электрически изолирована. В том случае, когда корпус выпрямителя (который также может быть пластиковым с металлическим основанием) не имеет электрического контакта с терминалами, в качестве охлаждающей поверхности может быть использована рама (шасси) соответствующего оборудования.

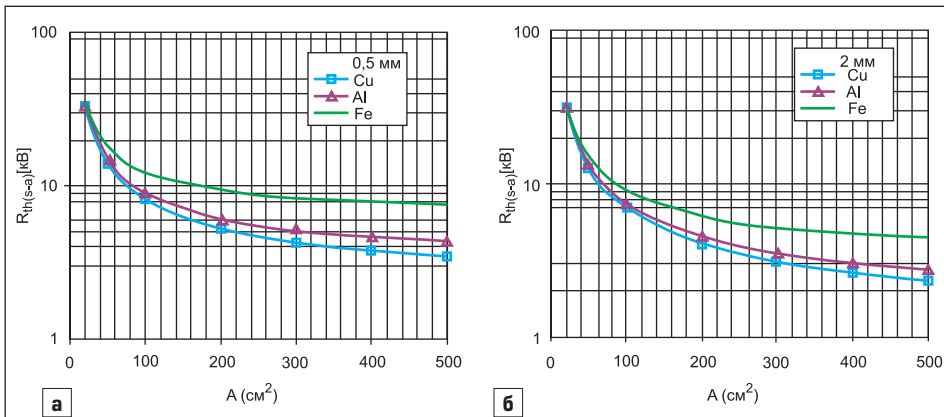
На рис. 1 и 2 показаны графики зависимости теплового сопротивления плит, изготовленных из различных материалов разной толщины, от площади теплоотводящей поверхности. Во всех случаях охладитель выполнен из металла без гальванического покрытия и имеет прямоугольную форму (соотношение сторон не более 2:3), а полупроводниковый элемент располагается в его центре. Он рассматривается как точечный источник тепла, т. е. контактная поверхность намного меньше общей площади теплоотвода. Монтажное положение элемента играет меньшую роль, чем форма плиты и ее ориентация; этот вопрос будет подробно рассмотрен далее. Тепловое сопротивление при вертикальном расположении радиатора оказывается несколько меньше, чем при горизонтальном, поскольку в этом случае ухудшаются условия конвекции воздуха. При чернении поверхности плиты величина  $R_{th}$  уменьшается примерно на 15%, т. к. при этом улучшается теплоизлучение.

Чтобы определить допустимое значение рассеиваемой мощности  $P$ , необходимо определить сумму тепловых сопротивлений охлаждающей плиты  $R_{th(s-a)}$ , корпуса элемента  $R_{th(c-s)}$  и полупроводникового чипа  $R_{th(j-c)}$ :

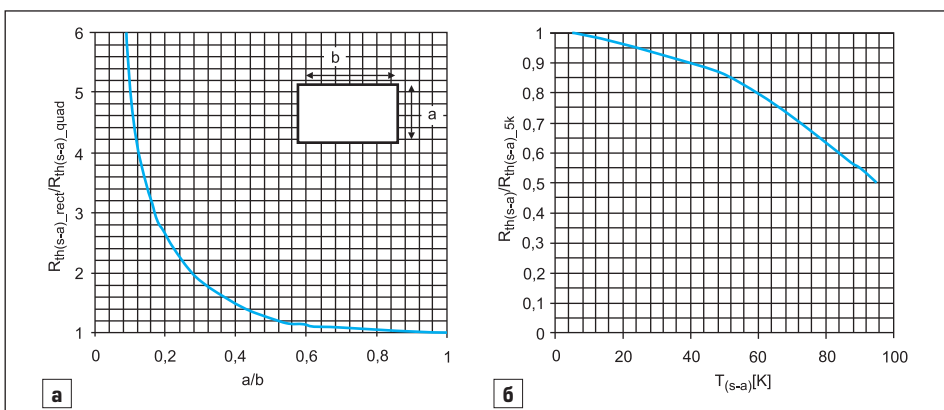
$$P = (T_{vj} - T_a) / (R_{th(s-a)} + R_{th(c-s)} + R_{th(j-c)}),$$

где  $T_{vj}$  — максимальная допустимая температура кристалла;  $T_a$  — максимальная температура охлаждающего воздуха.

Расчеты справедливы в случае, если на радиаторе нет других теплоизлучающих элементов и он не разогревается от сторонних источников тепла.



**Рис. 1.** Тепловое сопротивление  $R_{th(s-a)}$  для охлаждающих плит из стали (Fe), алюминия (Al) и меди (Cu) при перепаде температуры на переходе «радиатор–окружающая среда»  $dT_{(s-a)} = 40\text{ K}$ : а) толщиной 0,5 мм; б) толщиной 2 мм



**Рис. 2.** а) относительное изменение  $R_{th(s-a)}$  для прямоугольной плиты [r] в зависимости от соотношения сторон  $a/b$ ; б) изменение теплового сопротивления в зависимости от  $dT = (T_s - T_a)$  относительно  $R_{th(s-a)}$  при  $dT = 5\text{ K}$

На рис. 2б показано влияние разницы температур плиты и охлаждающего воздуха на величину ее теплового сопротивления. С ростом градиента  $dT$  отвод тепла от радиатора становится все более интенсивным, поэтому величина  $R_{th(s-a)}$  снижается.

Медное покрытие трасс РСВ также является своего рода охлаждающей поверхностью. При достаточно большой площади дорожек они способны эффективно участвовать в отводе тепла. На рис. 3 показана зависимость теплового сопротивления квадратной омедненной печатной платы от ее площади при низком перепаде температуры относительно окружающей среды.

Все сказанное выше относится к режиму естественного охлаждения. Использование вентилятора позволяет существенно повысить эффективность отвода тепла, однако построение кривых для этого случая затруднено вследствие неопределенности тепловых режимов. Единственным способом получения достоверных значений  $R_{th(s-a)}$  в режиме принудительного охлаждения является проведение соответствующих измерений в конкретном режиме эксплуатации.

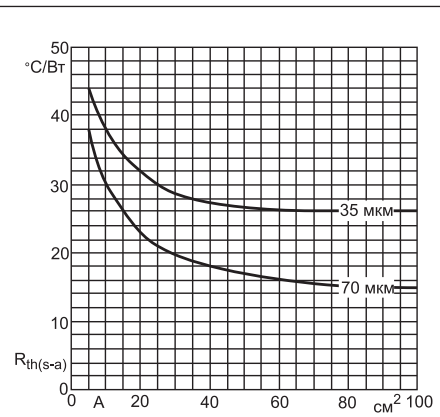
Графики, приведенные на рис. 1–3, справедливы для случая, когда контактная поверхность элемента мала по отношению к площади охлаждения, однако так бывает

не всегда. С помощью теплопроводящей пасты можно обеспечить более равномерную передачу тепла на радиатор, что позволяет снизить величину сопротивления корпуса элемента  $R_{th(c-s)}$  и самого теплоотвода. Особенно ярко этот эффект выражен для тонких плит большой площади с низкой теплопроводностью концевых зон, что поясняет рис. 4.

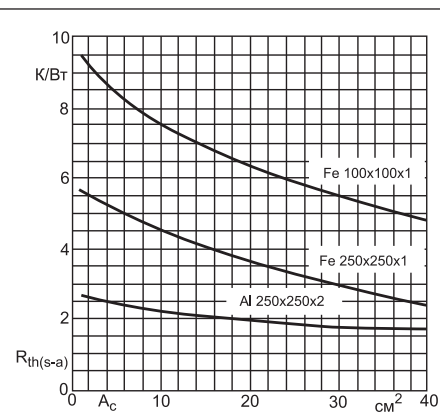
**Типы радиаторов**

Отвод тепла от мощных полупроводниковых компонентов осуществляется с помощью радиаторов (охлаждающих профилей), имеющих ребристую поверхность (рис. 5). Как правило, они изготавливаются из алюминия или (в редких случаях) из меди и сплавов. Применение ребер позволяет увеличить площадь охлаждающей поверхности, улучшить конвекцию и теплоизлучение, упорядочить тепловые потоки и снизить тепловое сопротивление.

Показанные на рисунке теплоотводы работают в режиме натуральной конвекции и принудительного воздушного охлаждения; каждый профиль оптимизирован для конкретного применения. Распределение тепла в теле радиатора также влияет на эффективность его работы, следовательно, при выборе теплоотка следует учитывать толщину базы, коли-



**Рис. 3.** Значение  $R_{th(s-a)}$  для печатной платы толщиной 1,5 мм с односторонним омеднением 35 и 70 мкм в зависимости от площади РСВ (A). Допускается любое монтажное положение, не препятствующее циркуляции воздуха по всей поверхности

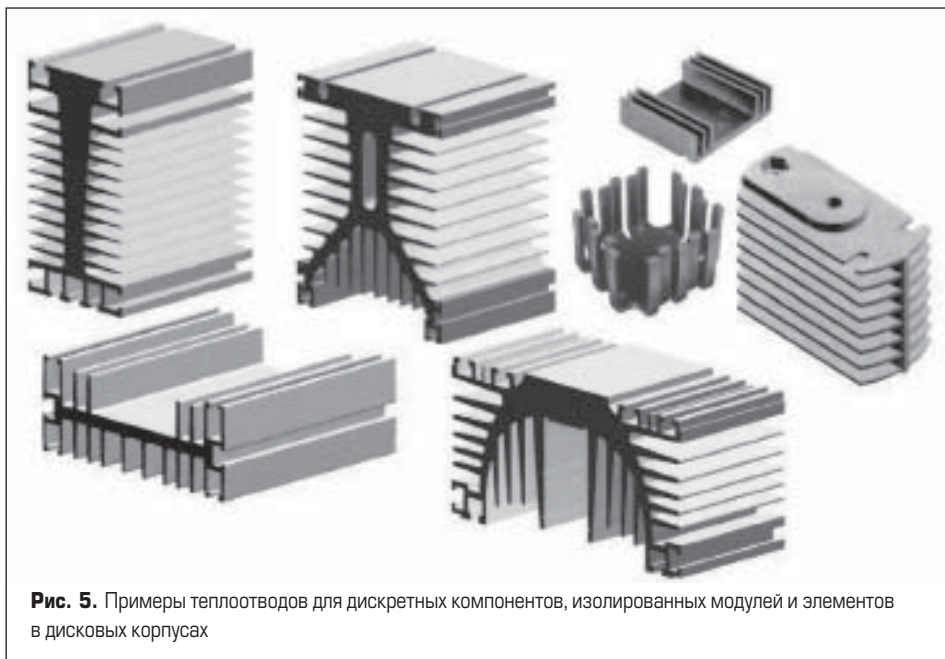


**Рис. 4.** Зависимость  $R_{th(s-a)}$  охлаждающей стальной (Fe) и алюминиевой (Al) плиты заданного размера (в мм) от площади контактной поверхности теплоизлучающего элемента ( $A_c$ ) при малом градиенте температуры перехода «плита–окружающая среда»

чество ребер, а также их высоту и толщину. Основание (неоребренная часть) способствует лучшему распределению тепла под базовой поверхностью модуля и улучшает перегрузочную способность. При использовании вентилятора отвод тепла осуществляется в основном за счет ребер, суммарная площадь которых определяет эффективность охлаждения.

В режиме естественной конвекции эффективная площадь и «ребристость» радиатора должны быть как можно больше, при этом улучшается конвекция воздуха и минимизируется градиент коэффициента теплопередачи. Однако параллельно расположенные ребра препятствуют излучению тепла, поэтому у теплоотводов, предназначенных для натурального охлаждения, используется радиальное или перпендикулярное размещение ребер.

Тепловое сопротивление радиатора не является фиксированным: например, в режиме естественного охлаждения оно зависит от его перегрева относительно окружающего возду-



воде,  $R_{th(s-a)} = 0,7$  К/Вт. Данный эффект особенно ярко выражен у длинных профилей в режиме принудительного воздушного охлаждения. Как правило, технические характеристики радиаторов содержат семейство графиков зависимости теплового сопротивления от длины теплостока и мощности рассеяния для различного количества установленных модулей.

Чтобы обеспечить двустороннее охлаждение полупроводникового элемента в дисковом корпусе и, соответственно, снизить в два раза величину  $R_{th(f-s)}$ , его следует разместить между двумя теплоотводами. Для этого необходимо специальное сжимающее приспособление, которое должно быть спроектировано таким образом, чтобы один из радиаторов сохранял подвижность. При этом обеспечивается равномерное распределение прижимающего усилия по поверхности диска (рис. 8).

**Принудительное воздушное охлаждение**

ха, т. е. от величины рассеиваемой мощности. При ее увеличении теплосток прогревается лучше, соответственно, увеличивается его эффективная площадь (рис. 6). Когда несколько радиаторов располагаются, к примеру, один над другим (по конструктивным соображениям), в режиме естественной конвекции на верхние теплоотводы поступает более нагретый воздух. В режиме принудительного охлаждения воздух, проходя через радиатор, нагревается меньше, поэтому в данном случае их можно располагать последовательно. Следует учесть, что при этом возрастает аэродинамическое сопротивление, что снижает эффективность работы вентилятора.

Если один из выводов полупроводникового элемента соединен с металлическим корпусом, при установке на теплосток его следует изолировать. Если же сам радиатор используется как проводник, то его необходимо защитить от коррозии путем никелирования или хромирования. Перед сборкой любые следы окисления с контактных поверхностей должны быть удалены.

Кроме литых радиаторов, для охлаждения силовых модулей используются штампованные профили из сплава AlMgSi, которые отличаются более высокими технологическими показателями. Применение стандартных профилей и возможность произвольного выбора размеров позволяют изготавливать теплоотводы с требуемыми тепловыми характеристиками. На рис. 7 показано, как величина  $R_{th(s-a)}$  зависит от длины радиатора P1.2 при определенном (центральном) положении полупроводникового компонента.

На длинном теплостоке может быть размещено несколько модулей, что позволяет равномерно распределить тепло по его поверхности и еще более снизить величину  $R_{th(s-a)}$ . Для ее определения следует «виртуально» разделить профиль на соответствующее количество элементов и найти тепловое сопротивление для каждого из них. Очевидно, что при этом значение  $R_{th(s-a)}$  окажется меньше, чем в случае,

когда вся мощность сконцентрирована в одной небольшой области. В нашем случае два модуля, рассеивающих по 50 Вт, установлены на радиаторе длиной 200 мм (рис. 7), при этом результирующее значение сопротивления:

$$R_{th(s-a)} = R_{th(s-a)}(100 \text{ мм}, 50 \text{ Вт})/2 = (1,1 \text{ К/Вт})/2 = 0,55 \text{ К/Вт}.$$

Для одиночного компонента, рассеивающего 100 Вт и установленного на таком же теплоот-

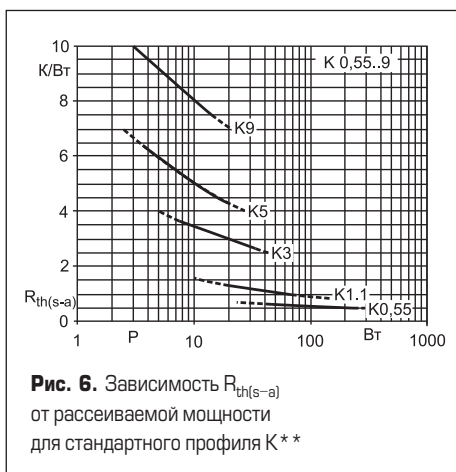


Рис. 6. Зависимость  $R_{th(s-a)}$  от рассеиваемой мощности для стандартного профиля К\*\*

Эффективный отвод тепла от систем средней и высокой мощности возможен только при использовании принудительного охлаждения, воздушного или жидкостного. В зависимости от объема прокачиваемого воздуха это позволяет снизить тепловое сопротивление  $R_{th(s-a)}$  на 30–90% и сделать его независимым от рассеиваемой мощности. В отличие от режима естественной конвекции при принудительном отводе тепла покрытие (чернение) радиатора

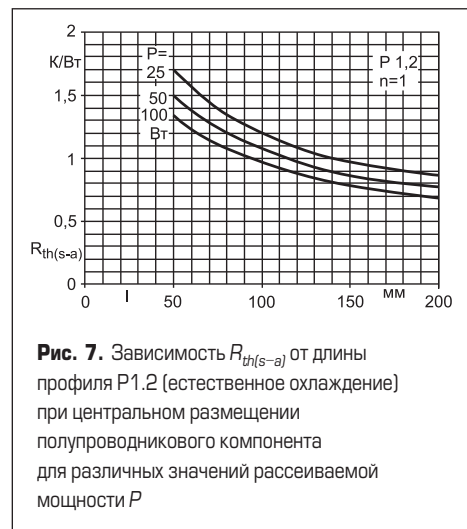


Рис. 7. Зависимость  $R_{th(s-a)}$  от длины профиля P1.2 (естественное охлаждение) при центральном размещении полупроводникового компонента для различных значений рассеиваемой мощности P

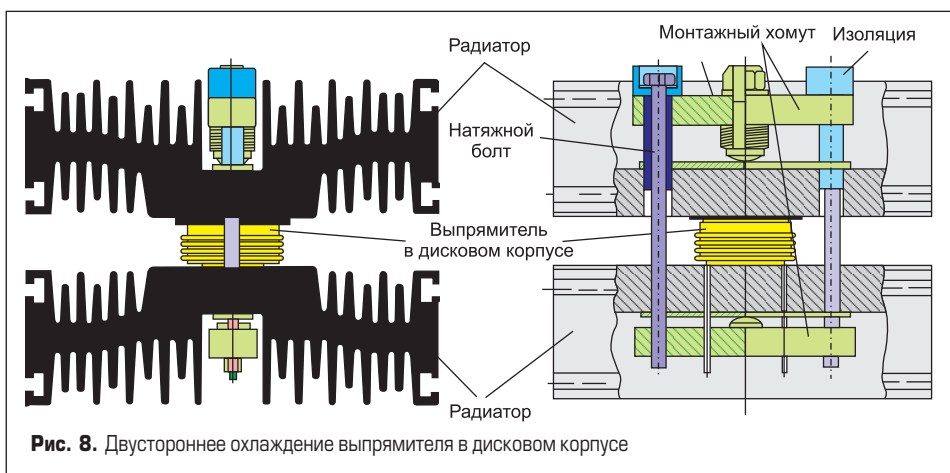


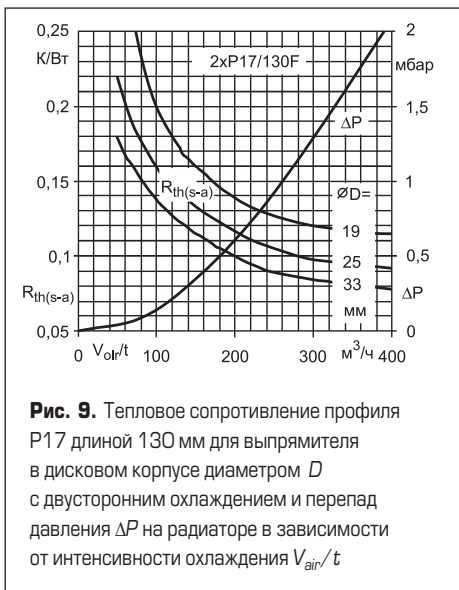
Рис. 8. Двустороннее охлаждение выпрямителя в дисковом корпусе

практически не дает улучшений. Зависимость  $R_{th(s-a)}$  от интенсивности охлаждения, определяемой объемом воздуха в единицу времени ( $V_{air}/t$ ), или от скорости потока  $v_{air}$  при этом является четко выраженной (рис. 9).

Связь между интенсивностью охлаждения и скоростью ламинарного потока воздуха  $v_{air}$  проходящего по сечению  $A$  ( $m^3/ч$ ), выражается следующим образом:

$$v_{air} \times A = V_{air}/t.$$

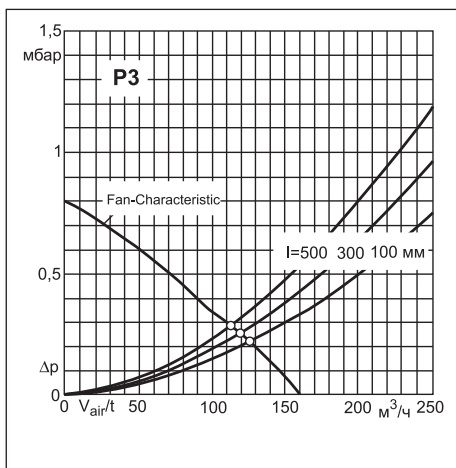
Ламинарность потока является важным условием справедливости этого соотношения. Тем не менее между ребрами радиатора, как правило, возникают турбулентные вихри, что является преимуществом, поскольку повышает эффективность отвода тепла. Однако наличие турбулентности делает невозможным вычисление точного значения средней скорости воздуха, вот почему эта величина в спецификациях дается с некоторыми ограничениями. Чтобы определить значение  $R_{th}$  конкретного радиатора в сочетании с вентилятором, в первую очередь необходимо преобразовать зависимость разницы входного и выходного давления  $\Delta P$  теплостока от  $V_{air}/t$  (рис. 9) в эквивалентную кривую для всей системы охлаждения. Любые дополнительные перепады давления (например, за счет воздушного фильтра) при этом также должны быть учтены.



**Рис. 9.** Тепловое сопротивление профиля P17 длиной 130 мм для выпрямителя в дисковом корпусе диаметром  $D$  с двусторонним охлаждением и перепад давления  $\Delta P$  на радиаторе в зависимости от интенсивности охлаждения  $V_{air}/t$

Далее на полученную диаграмму наносится характеристическая кривая вентилятора, а точка пересечения определяет разницу давлений и объем воздуха, требуемый для конкретного применения (рис. 10). Соответствующая величина  $R_{th(s-a)}$  находится по графикам, приводимым в спецификации теплоотвода (рис. 11). Если на нем установлено несколько модулей, то при расчетах следует рассматривать общее значение  $P_{tot}$  рассеиваемой мощности и тепловое сопротивление радиатора для  $n$  источников тепла с учетом величины  $V_{air}/t$ , найденной по пересечению характеристических кривых вентилятора и радиатора (рис. 10).

Как видно на рис. 11, для 300-мм профиля с вентилятором при  $V_{air}/t = 120 m^3/ч$  и  $n = 3$



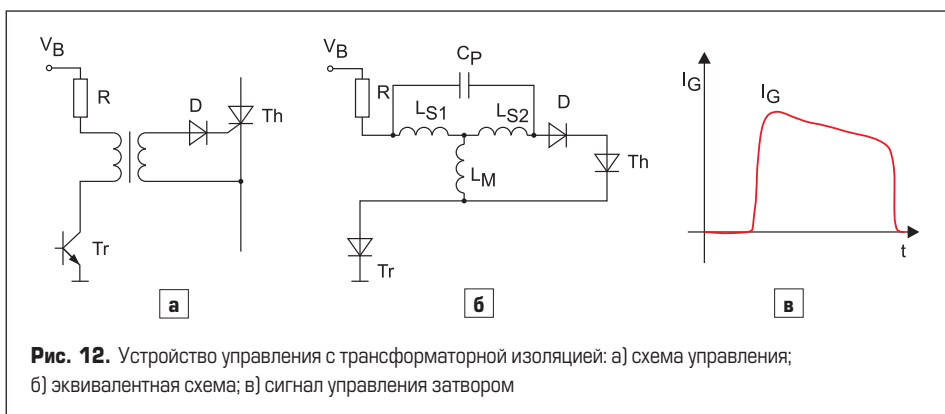
**Рис. 10.** Зависимость перепада давления  $\Delta P$  радиаторов P3 разной длины от  $V_{air}/t$  и характеристическая кривая вентилятора (объем прокачиваемого воздуха в функции давления разрежения). Точка пересечения определяет характеристики конкретного сочетания профиля теплостока и вентилятора

величина теплового сопротивления составляет 0,093 К/Вт.

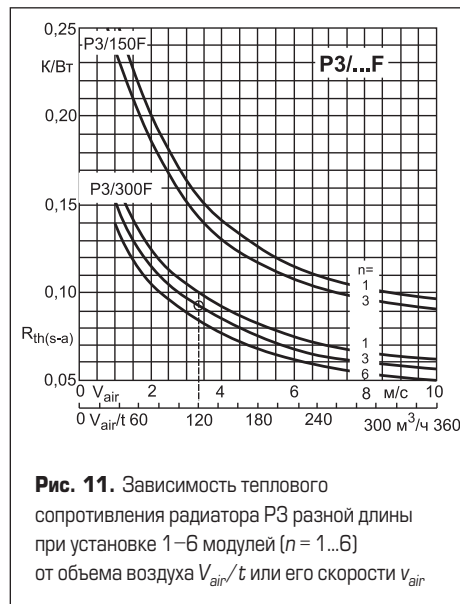
Отметим также, что в режиме принудительного охлаждения очень важно обеспечить протекание потока воздуха, создаваемого вентилятором, по ребрам теплостока. Для решения этой задачи, как правило, используются специальные кожухи и муфты.

### Жидкостное охлаждение дисковых элементов

В системах жидкостного охлаждения в качестве теплоносителя, как правило, используется вода, тосол или (в редких случаях) масло. В замкнутых системах жидкость может охлаждаться воздухом в теплообменниках или удаляемой водой, как это делается в судовой аппаратуре. Деионизированная вода, отличающаяся от пресной низкой электропроводностью, используется в замкнутых системах при наличии большой разности потенциалов между силовыми элементами. В пресноводных системах с неизолированными компонентами для снижения токов утечки между потенциалом земли и охлаждаемыми модулями должны находиться достаточно длинные водяные столбы. Кроме того, следует учесть наличие электролитических примесей, а также аккумулирующие эффекты.



**Рис. 12.** Устройство управления с трансформаторной изоляцией: а) схема управления; б) эквивалентная схема; в) сигнал управления затвором



**Рис. 11.** Зависимость теплового сопротивления радиатора P3 разной длины при установке 1–6 модулей ( $n = 1...6$ ) от объема воздуха  $V_{air}/t$  или его скорости  $v_{air}$

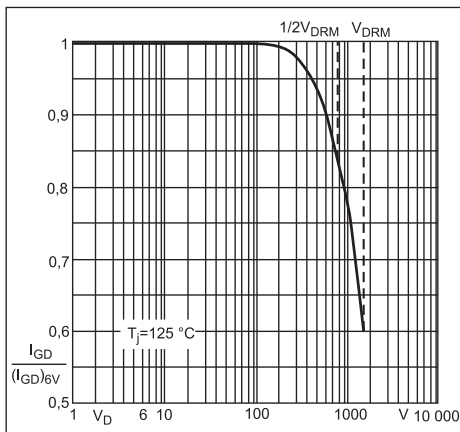
При необходимости следует использовать проекторную защиту с помощью гальванических анодов, в этом случае коррозии будет подвергаться не радиатор, а заменяемый анод.

### Драйверы управления тиристорами

Устройство, управляющее затвором тиристора по сигналу контроллера, называется драйвером (так же как и для MOSFET/IGBT). Его целью является формирование импульсов тока, открывающих силовой ключ; их частота, длительность, характер следования и т. д. определяются центральным процессором системы. Поскольку тиристоры в преобразователе находятся под разными потенциалами (их разница может достигать нескольких сотен вольт), выходы драйвера должны быть изолированы друг от друга и от входных цепей. Гальваническая развязка обеспечивается, как правило, трансформаторами или оптопарами. Вариант устройства управления с трансформаторной изоляцией приведен на рис. 12, там же показана эквивалентная схема и вид сигнала управления затвором.

Важно отметить, что подача положительных импульсов управления затвором должна быть прекращена, когда силовой ток тиристора меняет свою полярность (при этом потенциал катода выше потенциала анода). Наличие импульсов увеличивает ток утечки  $i_R$ , следовательно, при этом возрастают поте-





**Рис. 13.** Пороговый ток срабатывания  $I_{GD}$  при  $V_D = 6$  В в зависимости от напряжения в закрытом состоянии  $V_D$ ; типовая характеристика тиристора с максимально допустимым значением обратного напряжения  $V_{DRM} = 1600$  В

ри мощности выключенного тиристора и возникает опасность его перегрева.

Чтобы обеспечить надежный и безопасный запуск тиристора при крутом фронте нарастания силового тока (см. рекомендации относительно критической скорости нарастания) необходимо сформировать импульс с достаточной амплитудой ( $\geq 5 \times I_{GT}$ ) и высоким значением  $di/dt$  ( $\geq 1$  А/мкс). Даже если ток в коммутируемой цепи изменяется достаточно медленно, то RC-снаббер, устанавливаемый параллельно ключу для защиты от перенапряжения, генерирует быстрый фронт тока разряда, который протекает через тиристор на каждом цикле коммутации. Формирование мощных импульсов управления с крутыми фронтами особенно важно при параллельном или последовательном соединении тиристорov, поскольку это существенно улучшает синхронизацию работы ключей. Наклон характеристики тока управления (рис. 12в) определяется индук-

тивностью рассеяния  $L_S$  импульсного трансформатора:

$$di/dt_0 = V_B / (L_{S1} + L_{S2}),$$

где  $V_B$  — напряжение питания драйвера.

Чтобы найти пиковое значение тока управления при известных параметрах короткого замыкания ( $I_K \approx V_B/R$ ) и холостого хода ( $V_0 \approx V_B$ ) драйвера, выходные характеристики, определяемые этими значениями, следует нанести на диаграмму тока/напряжения управления тиристора (например, как на рис. 13). Для лучшего понимания вопроса на рис. 14 такие же эпюры показаны в линейном виде.

Входная характеристика конкретного тиристора лежит между предельными значениями, отмеченными на рисунке штрихпунктирной линией. Соответственно, возможные точки ее пересечения с выходной характеристикой драйвера находятся в зоне А–В. Точка S соответствует конкретным параметрам управляющего импульса, в нашем примере 2,3 А и 10,7 В при минимальной длительности 10 мкс. В большинстве случаев величина тока включения  $I_L$ , приводимая в спецификациях, относится к данной величине  $t_p$ . Минимально допустимое значение  $I_L$  снижается с увеличением длительности импульса.

При наличии на выпрямителе отрицательного сигнала каждый из тиристорov не может включиться до тех пор, пока мгновенное напряжение на терминалах выше мгновенной величины отрицательного напряжения. Следовательно, для надежной коммутации ключей необходима подача относительно длинного импульса управления. Хорошим примером является АС-конвертер с индуктивной нагрузкой. Из-за наличия фазового сдвига между током и напряжением требуется длительность импульса ( $180^\circ - \alpha$ ), т. е. величина  $t_p$  может составлять до 10 мс на частоте 50 Гц. С другой стороны, ее нельзя увеличивать неограниченно, поскольку потери на управление пропорциональны  $t_p$ . Следует учесть, что

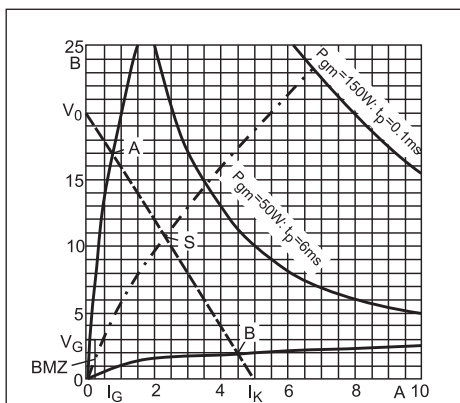
максимальное значение мощности управления  $P_{GM}$  не должно быть превышено при всех условиях эксплуатации. Для приведенного выше примера  $P_V = 2,3 \text{ А} \times 10,7 \text{ В} = 24,6 \text{ Вт}$ .

Чем больше мощность управления, тем сложнее схема драйвера и выше требования к его компонентам. Например, применение более длинного импульса управления означает увеличение области «напряжение–время» на выходной характеристике трансформатора (рис. 15). Соответственно, это требует применения более мощного и дорогого изолирующего трансформатора, поскольку величина  $t_p$  определяется его основной индуктивностью.

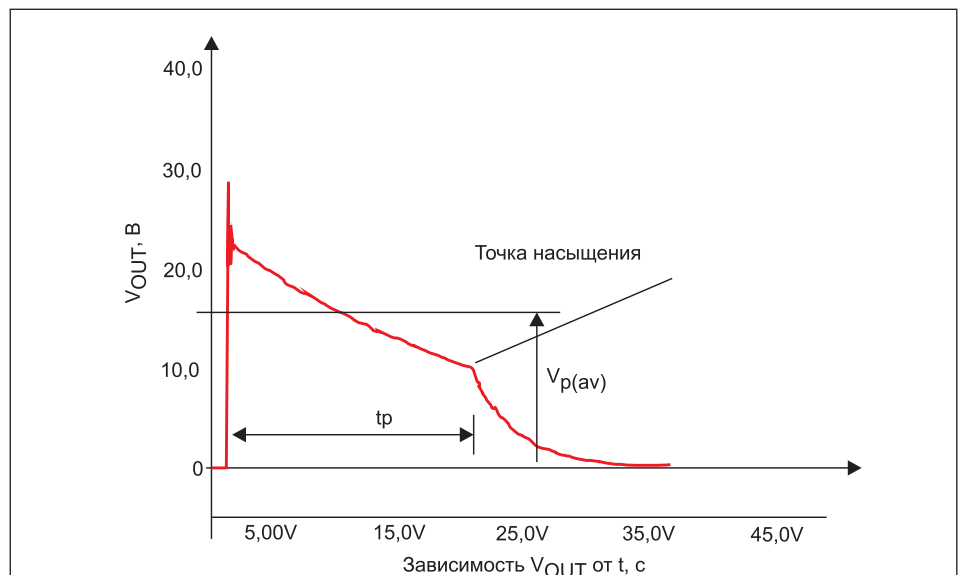
В реальных применениях величина  $t_p > 1$  мс труднодостижима, поэтому на практике вместо одиночных длинных импульсов обычно используются пачки коротких с частотой 5–10 кГц. Если наличие пауз между импульсами приводит к возникновению помех, то формируется вторичная пачка со смещением, что позволяет получить эквивалентный непрерывный длительный сигнал управления. В любом случае это дает возможность выбирать трансформатор для передачи коротких высокочастотных импульсов (например, 70 мкс на частоте 7 кГц).

На рис. 16 показано несколько вариантов выходных каскадов драйверов и соответствующие формы сигналов. Во всех схемах между трансформатором и тиристором подключен диод для подавления отрицательных импульсов управления, генерируемых на обратном фронте цикла коммутации и способных привести к ложному срабатыванию тиристора.

В полностью управляемом шестипульсном выпрямительном мосте (схема В6С) в режиме непрерывного тока тиристоры работают с углом проводимости  $120^\circ$ . В случае прерывания тока или непрямого коммутации через антипараллельный диод, каждый токовый узел распадается на два блока с отставанием на  $60^\circ$  от момента запуска. В любом случае при включении выпрямителя два плеча моста должны запускаться в одно и то же время,



**Рис. 14.** Линейная характеристика «ток затвора  $I_G$  – напряжение затвора  $V_G$ »; пунктирная кривая – выходная характеристика ( $V_0$  – напряжение холостого хода,  $I_K$  – ток КЗ драйвера); штрихпунктирная кривая – типовая выходная характеристика «управляющий вывод–катод»



**Рис. 15.** Типовая выходная характеристика импульсного трансформатора (напряжение питания – 24 В)

то есть от устройства управления схемой В6С требуется формирование двойных импульсов с 60-градусным интервалом.

Кроме генерации контрольных сигналов необходимой длительности и амплитуды, импульсный трансформатор должен удовлетворять ряду дополнительных требований. В мостовой схеме потенциалы катодов отдельных тиристоров не только отличаются друг от друга, они еще и меняются с рабочей частотой. Наличие межобмоточных емкостей  $C_p$  приводит к тому, что токи их перезаряда попадают в схему управления и могут вызвать ложное срабатывание тиристоров, что особенно опасно при работе в инверторном режиме. Для предотвращения ложного включения необходимо выбирать импульсные трансформаторы с минимальным значением паразитных емкостей. Также рекомендуется применение двойного экранирования, при этом один экран соединяется с выводом заземления драйвера,

а второй подключается к катоду тиристора (рис. 16).

Напряжение изоляции трансформатора должно удовлетворять требованиям стандарта EN 50178: например, для сети 400 В типовое значение  $V_{iso} = 2,5$  кВ, для сети 690 В —  $V_{iso} = 4$  кВ. Длина пути тока утечки между выводами (по воздуху и корпусу) выбирается в соответствии со стандартом IEC 60664.

Формирование импульсов управления в современных драйверах осуществляется с помощью специализированных интегральных микросхем. В некоторых случаях для повышения выходной мощности между микросхемой и трансформатором включается буферный усилитель. Очень важно обеспечить симметрию импульсов управления, поскольку ее отсутствие приводит к появлению дополнительных гармоник и постоянной составляющей тока. При работе самого преобразователя также возникают гармоники и коммутационные всплески

напряжения, однако при наличии хорошей развязки они не должны приводить к сбоям в работе драйвера.

**Аварийные режимы и способы защиты диодов и тиристоров**

**Защита от перенапряжения**

Все полупроводниковые выпрямители (за исключением лавинных диодов) чувствительны к перенапряжению. Превышение предельного значения  $V_{RSM}$  почти всегда приводит к пробое, поэтому перегрузки по напряжению, к которым относятся коммутационные всплески, сетевые помехи и т. д., должны быть ослаблены до безопасных уровней. Для этой цели используются супрессоры различного типа (например, варисторы), лавинные диоды и RC-снабберные цепи.

Снабберы, совместно с распределенными индуктивностями силовых шин, составляют последовательные резонансные контуры, которые преобразуют острые пики напряжения в низкочастотные затухающие колебания. При этом энергия кратковременного выброса напряжения большой амплитуды переходит в энергию длительного, но низковольтного резонансного процесса.

Все остальные упомянутые выше элементы имеют нелинейное поведение, их внутреннее сопротивление снижается с ростом напряжения. В сочетании с сопротивлениями и индуктивностями схемы они образуют нелинейные делители, которые почти не влияют на низковольтные сигналы, но заметно ослабляют превышающие определенный уровень высоковольтные пики. В результате энергия помехи распределяется на длительный период времени и почти полностью поглощается демпфирующими компонентами.

Схема защиты от перенапряжения интегрируется в состав преобразователя, ее элементы могут размещаться на AC- или DC-шинах или устанавливаться параллельно отдельным тиристорам. Самым простым способом защиты полупроводникового элемента является применение RC-снаббера, как показано на рис. 17. Достоинством такого метода является независимость от источника перенапряжения, однако он не является идеальным, и в ряде случаев его применение недостаточно или даже недопустимо.

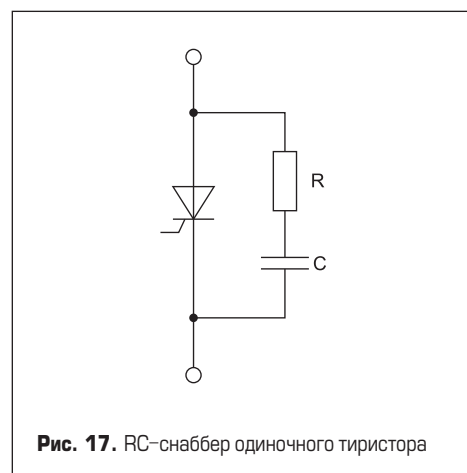
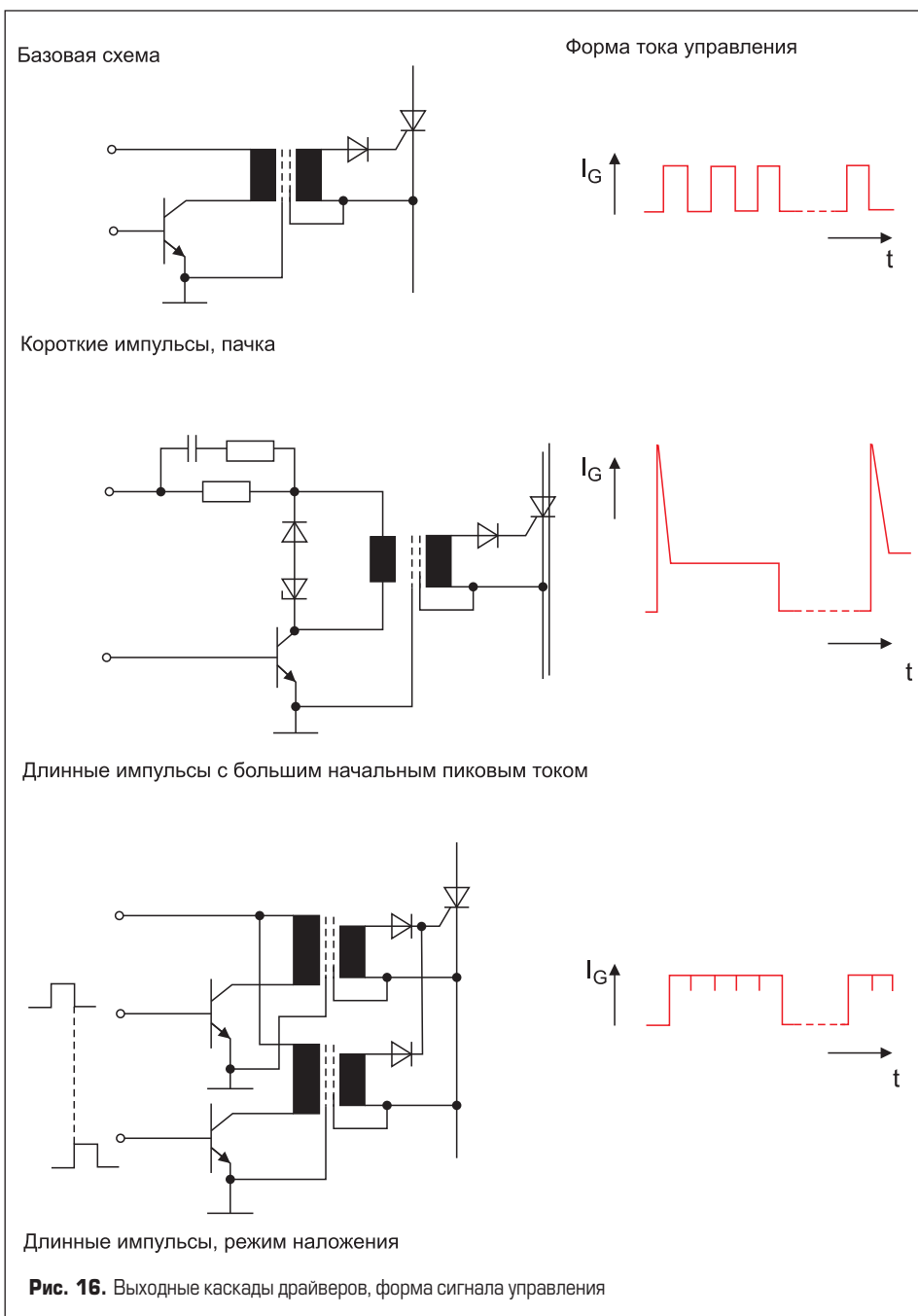
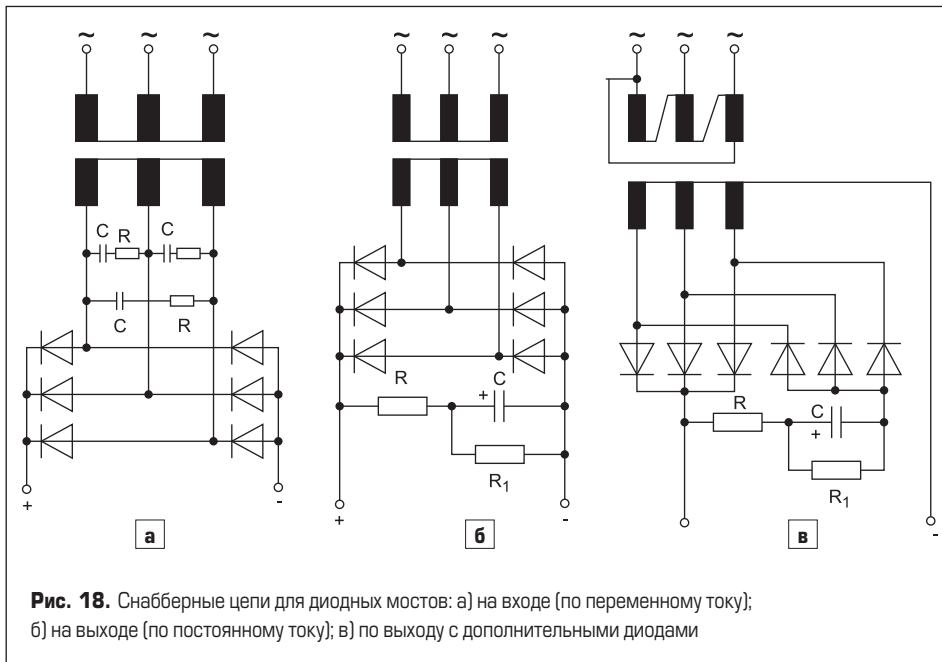


Рис. 16. Выходные каскады драйверов, форма сигнала управления

Рис. 17. RC-снаббер одиночного тиристора



**Рис. 18.** Снабберные цепи для диодных мостов: а) на входе (по переменному току); б) на выходе (по постоянному току); в) по выходу с дополнительными диодами

**Неуправляемые диодные выпрямители**

Установка снабберов на отдельные диоды в неуправляемых выпрямителях технически и экономически нецелесообразна. Как правило, в этом случае используются RC-цепочки, размещаемые на AC-входе (рис. 18а) или на DC-выходе (рис. 18б). В большинстве случаев второго варианта оказывается вполне достаточно, поскольку две из трех стоек выпрямительного моста всегда находятся в проводящем состоянии и соединяют AC- и DC-цепи.

В однополупериодном выпрямителе со средней точкой (рис. 18в) бывает целесообразно использовать дополнительную аналогичную схему с диодами меньшей мощности. Как видно на рисунке, в результате образуется полный мост, снабберные компоненты в котором могут быть установлены по DC-выходу.

**Управляемые тиристорные выпрямители**

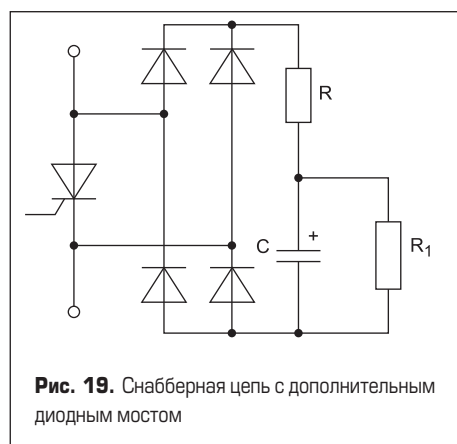
В отличие от диодных схем, где установка снабберов на отдельные ключи нецелесообразна, в управляемых выпрямителях их использование является правилом. Это связано с тем фактом, что тиристоры следует защищать не только от недопустимых перегрузок, но и от крутых фронтов напряжения. Предотвращение подобных состояний является наиболее важным, поскольку высокие значения  $dv/dt$  могут привести к ложному срабатыванию тиристорных структур. Наличие индивидуальных снабберов также способствует надежному включению тиристор на индуктивную нагрузку в режиме прерывистого тока. Однако это может обеспечить и RC-цепь, установленная по DC-выходу.

В свою очередь, использование снабберов на каждом ключе создает проблему, связанную с разрядом конденсаторов в момент коммутации. Крутые фронты нарастания токов опасны для тиристоров, они являются источником

так называемого « $di/dt$ -стресса», что относится в первую очередь к низковольтным мощным схемам. В высоковольтных выпрямительных сборках с малыми плотностями токов устанавливаются RC-цепочки с относительно низкими емкостями и большими сопротивлениями, соответственно, и « $di/dt$ -стресс» в этом случае оказывается небольшим.

Если выпрямитель работает с высокой плотностью тока, приходится применять снабберные конденсаторы большой емкости, способные поглощать мощные помехи. Из-за малой величины сопротивления при разряде конденсаторов могут возникать всплески токов с опасными значениями  $di/dt$ . Установка обычных RC-цепей в этом случае не способна обеспечить необходимую защиту, и приходится применять снабберы по AC-входу (иногда в дополнение к защитным элементам в цепи постоянного тока). При использовании ключей с высоким критическим значением  $dv/dt$  одиночные снабберы, как правило, не ставятся: в этом случае достаточно защитной цепи по входу или выходу.

Для преобразователей высокой мощности, особенно при параллельном соединении тиристоров, целесообразно подключать RC-снаббер через дополнительный диодный мост, как показано на рис. 19. В такой схеме



**Рис. 19.** Снабберная цепь с дополнительным диодным мостом

можно применить относительно недорогой электролитический конденсатор и маломощный демпфирующий резистор, что является ее явным преимуществом. Однако, в отличие от предыдущих случаев, здесь отсутствует разрядный ток, необходимый для надежного открывания тиристора на индуктивную нагрузку. Рекомендуемые параметры индивидуальных RC-снабберов, как правило, приводятся в каталогах фирм-производителей тиристоров. Они также могут быть рассчитаны с помощью приведенных далее методик.

Из-за неизбежного разброса временных характеристик при параллельном включении тиристорных ключей невозможно обеспечить их одновременное срабатывание даже при использовании мощных управляющих импульсов с крутыми фронтами. В этом случае необходимо исключить разряд конденсаторов снабберов других ключей через открывшийся первым тиристор, поскольку это может привести к его повреждению. Соответствующие рекомендации будут даны в последующих разделах статьи. Снабберы для полупроводимых выпрямителей (В6НК) нормируются по тем же правилам, что и для полностью управляемых (В6С).

**Нормирование параметров индивидуальных снабберов**

В данной главе приведена методика расчета параметров снабберов, предназначенных для защиты от перенапряжений, возникающих вследствие так называемого «эффекта накопления дырок» (HSE), т. е. вследствие обратного восстановления. Расчет номиналов RC-цепей, предназначенных для ослабления всплесков напряжения, вызванных другими причинами (например, прерыванием тока в трансформаторе), приведен далее в разделе, посвященном AC-снабберам.

Выражения для вычислений номиналов RC-снаббера основаны на положении, что примерно половина энергии, обусловленной зарядом обратного восстановления (мкФ), трансформируется в перенапряжение:

$$C = Q_{rr} / (V_v \times \sqrt{2}),$$

$$R = \sqrt{(L_s / C)},$$

где  $Q_{rr}$  — заряд восстановления (мкКл);  $L_s$  — общая индуктивность цепи (мкГн);  $V_v$  — эффективное напряжение на выводах (В).

Мощность, рассеиваемая демпфирующим резистором  $P_R$ , определяется следующим образом:

$$P_R = \sqrt{2} \times V_v \times Q_{rr} \times f + k_1 \times C \times V_v^2 \times f,$$

где:  $k_1 = 0$  для диодных выпрямителей;  $k_1 = 2 \times 10^{-6}$  для управляемых однофазных выпрямителей и двухпульсных схем со средней точкой, полупроводимых двухпульсных схем и AC-коммутаторов;  $k_1 = 3 \times 10^{-6}$  для управляемых трехфазных выпрямителей и шестипульсных схем со средней точкой, управляемых двухпульсных схем и AC-коммутаторов;

$k_1 = 4 \times 10^{-6}$  для ключей в управляемых шести-пульсных мостах;  $Q_{rr}$  — заряд восстановления (Кл);  $f$  — рабочая частота (Гц).

При выборе мощности резистора обратите внимание на то, что производители нормируют параметры при разных температурах корпуса, рекомендуется не допускать нагрева выше +200 °С.

В некоторых случаях можно или даже необходимо подключать RC-снаббер через дополнительный диод. Например, при использовании схемы, показанной на рис. 20, скорость нарастания напряжения снижается до безопасного уровня компонентами R и C, а разряд конденсатора при срабатывании тиристора идет через резистор  $R_z$ , ограничивающий его ток. Сопротивление  $R_z$  эффективно работает и в противоположном направлении, однако при этом подавление выбросов напряжения не является достаточно эффективным.

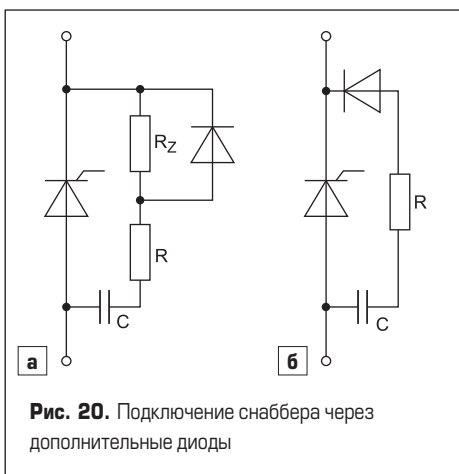


Рис. 20. Подключение снаббера через дополнительные диоды

В автономных выпрямителях, как правило, отсутствует необходимость в подавлении перенапряжений в обратном направлении, поскольку они поглощаются регенеративным плечом. В таких случаях можно использовать схему со снаббером, работающим только в прямом направлении (рис. 20б). При этом разряда конденсатора при коммутации триггера не происходит вообще.

Разница времен запуска тиристорov, соединенных параллельно, приводит к тому, что их снабберные конденсаторы будут полностью разряжаться через ключ, открывшийся первым. Этот эффект должен быть устранен в обязательном порядке, поэтому снабберная цепь включается через дополнительный мост, как показано на рис. 19. Несмотря на сложность такой схемы, она обеспечивает оптимальную защиту в обоих направлениях и устраняет все проблемы, связанные с использованием простых RC-снабберов.

При параллельном соединении может быть использована схема с последовательными реакторами (рис. 21), позволяющая выровнять токи тиристорov в стационарном состоянии и при кратковременных перегрузках. В сочетании с RC-снабберами эти индуктивности способствуют эффективному подавлению всплесков напряжения, что особенно важно для шестипульсных мостовых конвертеров. В то же время реакторы не позволяют конден-

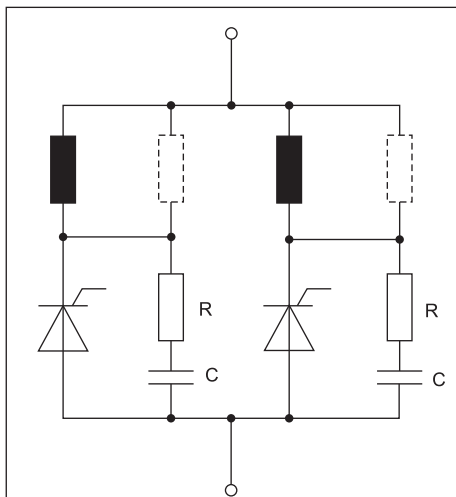


Рис. 21. Снаббер с последовательным реактором при параллельном соединении тиристорov

саторам параллельной схемы разряжаться через первый открывшийся тиристор, поэтому отпадает нужда в дополнительных диодных мостах. Как правило, для демпфирования паразитных осцилляций параллельно индуктивностям подключаются резисторы, как показано на рисунке.

При последовательном включении тиристорov или диодов индивидуальные снабберные цепочки выполняют еще одну важную функцию. Разница времен обратного восстановления диодов может привести к тому, что ключ, закрывшийся первым, примет на себя все обратное напряжение схемы и выйдет из строя. В случае последовательного соединения тиристорov появляется дополнительная опасность: в процессе включения тиристор, переходящий в проводящее состояние последним, может оказаться под недопустимо высоким прямым напряжением, что приведет к его неконтролируемому пробою.

Оба указанных риска должны исключаться с помощью RC-цепей, расчет параметров ко-

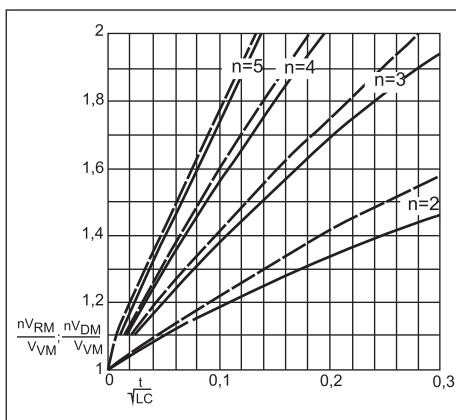


Рис. 22. Временные характеристики напряжения  $V_{DM}$  или  $V_{RM}$  на тиристоре, включающемся последним и выключающемся первым, при последовательном соединении  $n$  элементов:  $V_{VM}$  — пиковое значение напряжения на выводах,  $L$  — индуктивность коммутируемой цепи,  $C$  — снабберная емкость

торых производится по методикам, используемым для снабберов одиночных ключей. При этом емкость конденсатора следует брать в два раза выше расчетного значения. Кроме динамического выравнивания напряжений, достигаемого за счет снабберов, необходима и статическая балансировка с помощью параллельных резисторов. Сопротивления должны выбираться таким образом, чтобы проходящий через них ток был примерно равен максимальному справочному значению обратного тока диода или тиристора. Временные зависимости прироста напряжения относительно установившегося значения, наблюдаемого, когда последний тиристор включается или первый выключается, показаны на рис. 22.

**Снабберы во входной (АС) цепи**

Большие всплески напряжения могут наблюдаться при включении и выключении трансформатора на высокоомную нагрузку или при ее отсутствии. В управляемых преобразователях в дополнение к этим случайным, непериодическим процессам добавляются периодические выбросы напряжения, происходящие на частоте коммутации тиристорov. В первую очередь это справедливо для диодных сборок, работающих совместно с AC-конвертерами в первичной цепи питающего выпрямитель трансформатора. В таких случаях особое значение приобретают снабберные схемы, устанавливаемые в цепи переменного тока (рис. 18а).

Как было указано выше, в высоковольтных тиристорных сборках с малыми плотностями тока одиночные снабберные цепи можно использовать для подавления пиков напряжения высокой энергии, образующихся при коммутации трансформаторов или последовательных реакторов. Однако даже в таких устройствах, как правило, требуется установка защитных элементов по AC-входу. Напомним, что для диодных выпрямителей в большинстве случаев достаточно применения снабберов в входной цепи постоянного тока.

В высоковольтных схемах AC-снабберы часто размещаются по входу трансформатора, как показано на рис. 23. В этом случае

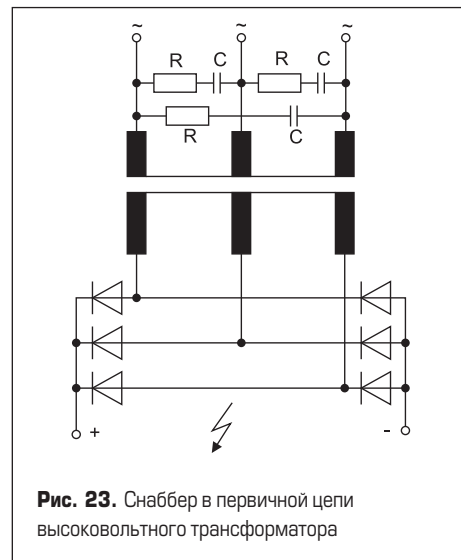
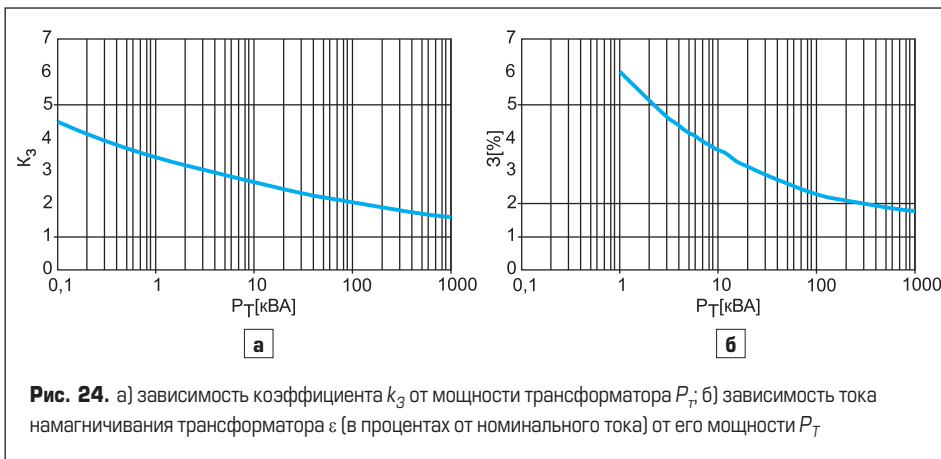


Рис. 23. Снаббер в первичной цепи высоковольтного трансформатора





где:  $P_T$  — мощность трансформатора (ВА);  $\varepsilon$  — относительный ток намагничивания трансформатора (%);  $V_v$  — эффективное АС-напряжение на RC-цепи (В);  $f$  — рабочая частота (Гц);  $k_2 = 1$  для всех однофазных схем;  $k_2 = 2$  для трехфазных схем со снабберами в DC-цепи или с дополнительным диодным мостом;  $k_2 = 3$  для трехфазных схем со снабберами в АС-цепи.

Зависимость коэффициента  $k_3$  от мощности трансформатора  $P_T$  показана на рис. 24а. Если величина тока намагничивания  $\varepsilon$  неизвестна, ее можно получить из кривой зависимости от  $P_T$ , приведенной на рис. 24б.

*Продолжение следует.*

номиналы резисторов и конденсаторов, найденные по приведенной далее методике, следует пересчитывать с учетом коэффициента трансформации.

Наиболее распространенные инженерные формулы для расчета параметров снабберных RC-цепей приведены ниже:

$$C = 170 \times \varepsilon \times P_T / (k_2 \times f \times V_v^2);$$

$$R = k_3 \times 10^3 / (C \times f).$$

Мощность, рассеиваемая резистором (Вт):

$$P_V = 1,2 \times k_2 \times V_v^2 \times f^2 \times C^2 \times R \times 10^{-10},$$

### Литература

1. Application Notes for Thyristors and Rectifier Diodes. SEMIKRON International GmbH. 2010.