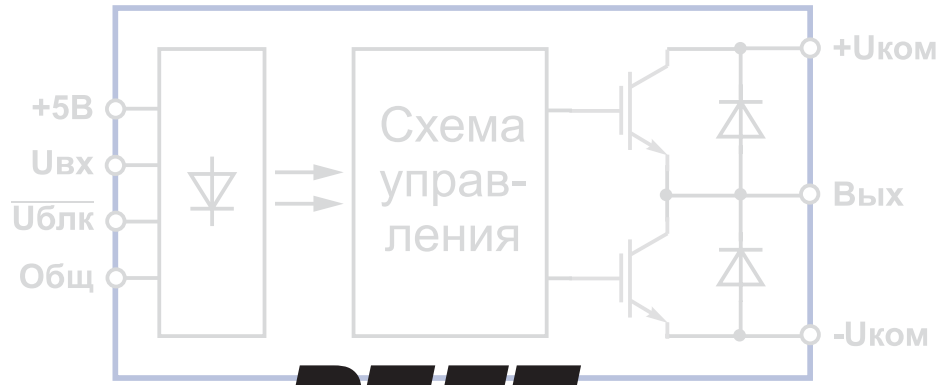




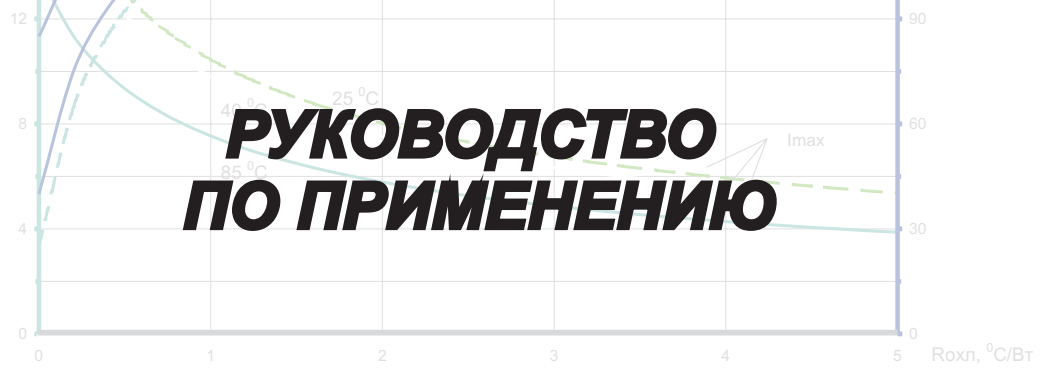
ПРОТОН-ИМПУЛЬС

www.proton-impuls.ru

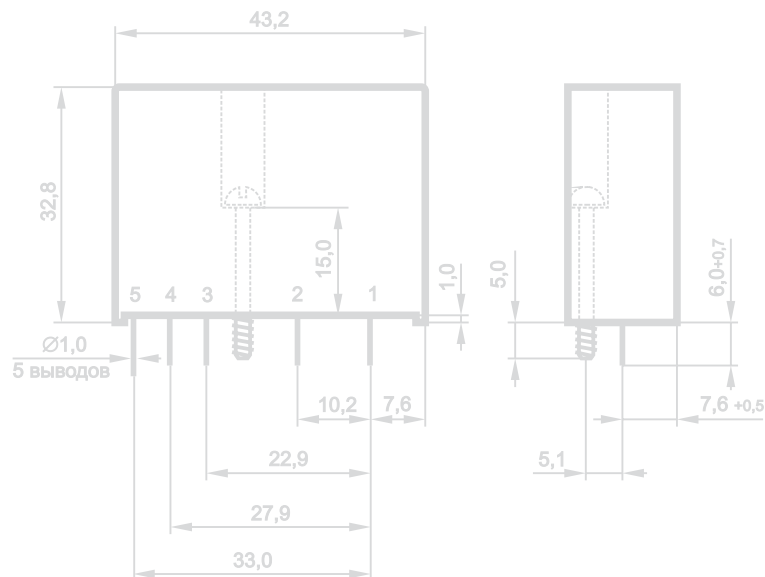


РЕЛЕ

ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ



Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора Трад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.



2005г

СОДЕРЖАНИЕ

Глава I РУКОВОДСТВО ПО ПРИМЕНЕНИЮ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ РЕЛЕ

1. Введение.....	3
2. Цепи управления оптоэлектронным реле	3
3. Защита от перенапряжений.....	4
3.1 Защита варисторами.....	5
3.2 Защита шунтирующими цепями.....	7
4. Устойчивость тиристорных оптореле к dU/dt и dI/dt	8
5. Особенности работы на индуктивную нагрузку.....	9
6. Особенности работы на емкостную нагрузку	11
7. Ударные и пусковые токи.....	16
8. Система реверсирования электродвигателей.....	16
9. Работа с быстродействующими реле	18
10. Тепловые режимы оптоэлектронных реле	19

Глава II УКАЗАНИЯ ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ

1. Климатические условия эксплуатации	21
2. Устойчивость реле к механическим воздействиям.....	21
3. Монтаж реле в электронной и электротехнической аппаратуре.....	21
4. Общие рекомендации по защите и устойчивости работы реле	22

Приложения	23
Приложение А – Тепловые режимы реле	23
Приложение Б – Габаритные чертежи охладителей и их переходной тепловой импеданс	44

Глава I

РУКОВОДСТВО ПО ПРИМЕНЕНИЮ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ РЕЛЕ

1. Введение

Предлагаемые рекомендации затрагивают следующие аспекты применения твердотельных оптоэлектронных реле (далее – ТТР):

- условия задания управляющих сигналов, обеспечивающих нормированные параметры ТТР;
- защита ТТР от перенапряжений в силовых цепях;
- устойчивость тиристорных ТТР к воздействию dU/dt и dI/dt ;
- особенности работы реле на индуктивную нагрузку;
- особенности работы реле на емкостную нагрузку;
- вопросы устойчивости реле к ударным и пусковым токам;
- особенности работы реверсивных структур;
- особенности работы с быстродействующими реле;
- расчет тепловых режимов ТТР.

2. Цепи управления оптоэлектронным реле

Исходным входным элементом оптореле является светодиод входной оптопары (транзисторной, симисторной или фотovoltaической). Внутренние цепи управления реле могут также содержать: последовательный резистор, стабилизатор тока, диодный мост со сглаживающей цепью и, в некоторых специальных случаях – транзисторные схемы (реверсивные, быстродействующие, многоканальные реле).

При построении внешних управляющих цепей следует учитывать следующие особенности параметров входных оптронов:

- у симисторных оптронов при наличии на входе напряжения в диапазоне $0 \div 0,8$ В из-за входного микротока может снижаться устойчивость к быстрому нарастанию напряжения на выходе;
- фотovoltaические оптроны в режиме входных микротоков могут быть способны «накачивать» заряд на затвор выходного транзистора, вызывая его несанкционированное открывание;
- токи утечки транзисторных оптронов увеличиваются при наличии микротоков на входе, что может негативно отразиться на работе реле.

Исходя из перечисленных особенностей, можно рекомендовать для реле с управлением постоянным током (напряжением) в режиме выключения, обеспечивать небольшое отрицательное смещение на входе, как, например, показано на рисунке 1.

$$R_2 = \frac{E - U_{ном} - U_{кэ}}{I_{ном}};$$

$$R_1 \leq \frac{E - U_{ст}}{I_{т.ут}};$$

$$U_{ст} \geq U_{ном} + U_{кэ},$$

где $U_{ном}$ – номинальное входное напряжение оптореле;
 $I_{ном}$ – номинальный входной ток оптореле;
 $U_{кэ}$ – напряжение насыщения VT;
 $I_{т.ут}$ – темновой ток VT.

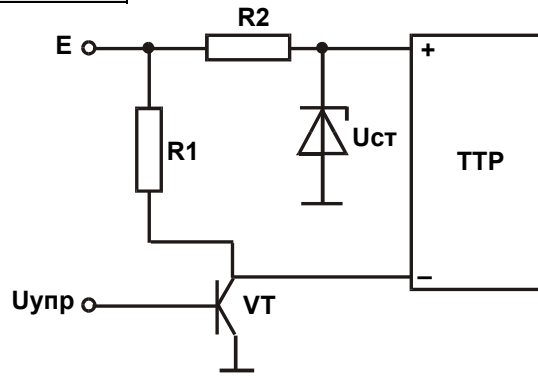


Рисунок 1

Одним из основных параметров оптореле во включенном состоянии является ток, который нормируется для нормальных условий (25 °С). При этом нормированном значении гарантируются остальные параметры реле. Однако для обеспечения функционирования реле в температурном диапазоне следует учесть, что, в частности, симисторные оптроны при минус 40 °С требуют на 50% большего входного тока, а фотovoltaические оптроны для сохранения выходных параметров требуют такого же увеличения входного тока при 100 °С.

Однако увеличение выходного тока выше предельно допустимого ведет к развитию деградиционных процессов у входного светодиода со всеми вытекающими последствиями.

3. Защита от перенапряжений

Броски напряжения на силовых выходах оптореле могут возникать по разным причинам: помехи по сети питания, остаточные напряжения при коммутации емкостных нагрузок, напряжение самоиндукции при коммутации индуктивных нагрузок.

Превышение пробивного напряжения тиристоров приводит к их разрушению. Полевые и IGBT-транзисторы могут работать в режиме лавинного пробоя, однако в основном допустимая энергия лавинного пробоя относительно невелика (десятки – сотни мДж), поэтому риск выхода из строя этих силовых элементов достаточно реален.

Отсюда следует необходимость защиты выходов оптореле от перенапряжений.

Существует два основных механизма защиты от перенапряжений:

- механизм фиксации напряжения, реализуемый стабилитронами и варисторами;
- механизм шунтирования защищенных цепей, реализуемый искровыми и газовыми разрядниками, а также модулями, представляющими собой комбинацию силового элемента (тиристора, МОП или IGBT-транзистора) со стабилитроном в цепи управления силовым элементом (Рисунок 2).

Заметим, что силовые элементы на рис. 2 могут быть выходными элементами самого оптореле. В этом случае управляющие элементы должны быть встроены в реле.

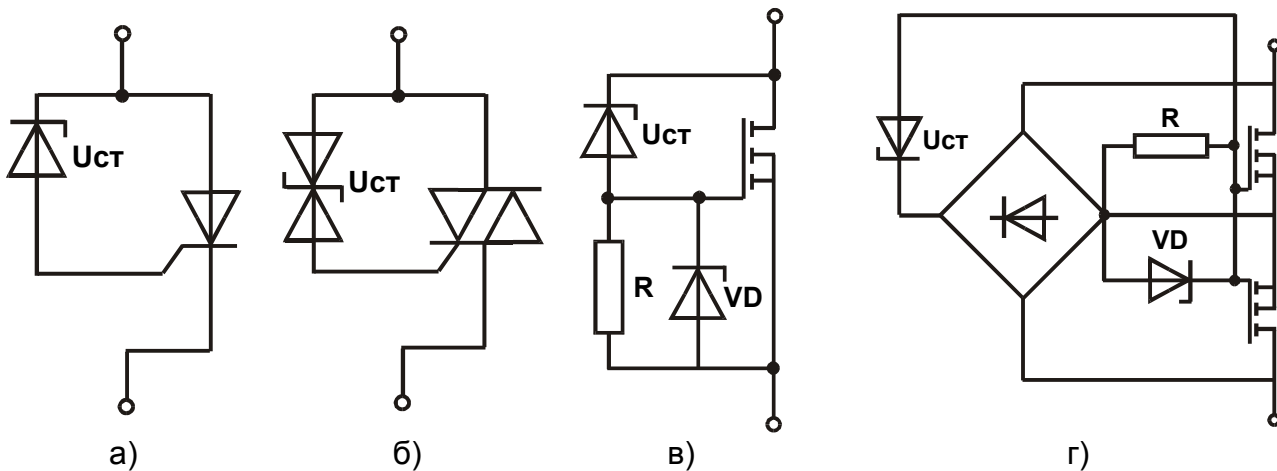


Рисунок 2

Упомянутые механизмы защиты имеют свои недостатки и преимущества, и их использование зависит от конкретных условий применения оптореле.

Устройства с фиксацией напряжения характеризуются тем, что паразитный ток перенапряжения в нагрузке в первом приближении равен $\Delta U/Z_n$, где ΔU – перенапряжение, Z_n – импеданс нагрузки, в то время как при механизме шунтирования этот ток равен U/Z_n , где U – полное напряжение силовой цепи. Ясно, что в первом случае паразитный ток значительно меньше, чем во втором и в большинстве случаев не будет оказывать нежелательного влияния на нагрузку.

Недостатком устройств с фиксацией является то, что они должны рассеивать значительную энергию при перенапряжениях, в то время как при шунтировании энергия рассеивается в нагрузке.

Сравнивая параметры стабилизаторов и варисторов, можно отметить, что варисторы рассеивают значительно большие мощности, но имеют тенденцию к деградации своих характеристик, в отличие от стабилитронов.

Таким образом, когда перенапряжения редки или средняя энергия перенапряжений относительно мала, а обработка перенапряжений нагрузкой недопустима, следует использовать варисторы или стабилитроны. Если же нагрузка допускает кратковременные скачки тока при перенапряжениях (которые при этом могут быть несколько больше номинального тока), то безотносительно к величине энергии перенапряжений можно использовать механизм шунтирования схемами по рис. 2 (искровые и газовые разрядники здесь не рассматриваются).

Отметим, что схемы с тиристором при срабатывании остаются включенными, пока ток в нагрузке не станет близким к нулю. Поэтому схема, изображенная на рис. 2а, может использоваться для однополярного пульсирующего напряжения (глубина модуляции 100%), схема на рис. 2б – для переменного напряжения.

Схемы по рис. 2в и 2г – соответственно, однополярный и двухполярный модули защиты для силовой сети постоянного и переменного тока.

Существует еще один общеизвестный способ защиты при коммутации индуктивной нагрузки в цепи постоянного тока – шунтирование индуктивности защитным диодом. В случае, когда единственным источником перенапряжений является э.д.с. самоиндукции нагрузки при разрыве оптореле цепи постоянного тока, такой защиты вполне достаточно.

Рассмотрим далее вопросы расчета некоторых цепей защиты от перенапряжений.

3.1 Защита варисторами

Защитные варисторы типов: VP-1; VP-2; CH2-1; CH2-2 имеют классификационные напряжения в диапазоне от 68 до 1500 В ($I_{кл} = 1$ мА), энергию рассеивания от 10 до 114 Дж и коэффициент нелинейности больше 30 (более 22 для VP-1).

Классификационное напряжение варистора должно удовлетворять условию превышения максимально возможного пикового напряжения силовой сети с учетом нестабильности напряжения (10%) и технологического разброса значения классификационного напряжения:

$$U_{кл} \geq U_{ном} \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1 \cdot 1,1$$

В частности для $U_{ном} = 220$ В, $U_{кл} \geq 375$ В;
для $U_{ном} = 380$ В, $U_{кл} \geq 650$ В.

Ближайшие из ряда классификационных напряжений:
для ~ 220 В - $U_{кл} = 390$ В;
для ~ 380 В - $U_{кл} = 680$ В.

Рассмотрим вопрос о максимально допустимых перенапряжениях в силовой цепи при защите оптореле с пробивным напряжением $U_{проб}$ варистором с классификационным напряжением $U_{кл}$ при номинальном пиковом напряжении сети $U_{пик}$.

Вольтамперная характеристика варистора описывается выражением:

$$I = k \cdot U^n,$$

где $n \geq 30$

Отсюда с учетом того, что

$$I_{кл} = k U_{кл}^n,$$

где $I_{кл}$ – классификационный ток
 $U_{кл}$ – классификационное напряжение,

$$\text{Имеем: } U = U_{\text{ккл}} \cdot n \sqrt[n]{\frac{I}{I_{\text{ккл}}}}$$

При напряжении в сети U_c для нагрузки с импедансом Z_H , напряжение на варисторе равно

$$U = U_c - I \cdot Z_H.$$

Далее имеем

$$U_c = U + Z_H \cdot I_{\text{ккл}} \left(\frac{U}{U_{\text{ккл}}} \right)^n$$

Граница безопасной работы определяется равенствами:

$$U_c = U_c^{\text{max}}, U = U_{\text{проб}}, \text{ т.е.}$$

$$U_c^{\text{max}} = U_{\text{проб}} + Z_H \cdot I_{\text{ккл}} \left(\frac{U_{\text{проб}}}{U_{\text{ккл}}} \right)^n$$

Для активной нагрузки можно записать

$$Z_H = \frac{U_{\text{пик}}}{I_{\text{пик}}},$$

где $I_{\text{пик}}$ - пиковое значение номинального тока (характеристика реле).

Введя обозначение $\frac{U_{\text{проб}}}{U_{\text{ккл}}} = \xi$, получим:

$$\frac{U_c^{\text{max}}}{U_{\text{ккл}}} = \xi + \frac{U_{\text{пик}} \cdot I_{\text{ккл}}}{U_{\text{ккл}} \cdot I_{\text{пик}}} \xi^n$$

Поскольку должно быть (см. выше)

$$\frac{U_{\text{пик}}}{U_{\text{ккл}}} \approx 0,8, \text{ а } I_{\text{ккл}} = 10^{-3} \text{ А},$$

окончательно имеем:

$$\frac{U_c^{\text{max}}}{U_{\text{ккл}}} = \xi + \frac{0,57 \cdot 10^{-3}}{I_{\text{НОМ}} [\text{А}]} \xi^{30}$$

На рисунке 3 представлены графики зависимости нормированного значения максимально-допустимого напряжения сети от нормированного значения пробивного напряжения оптореле для некоторых значений номинального тока реле.

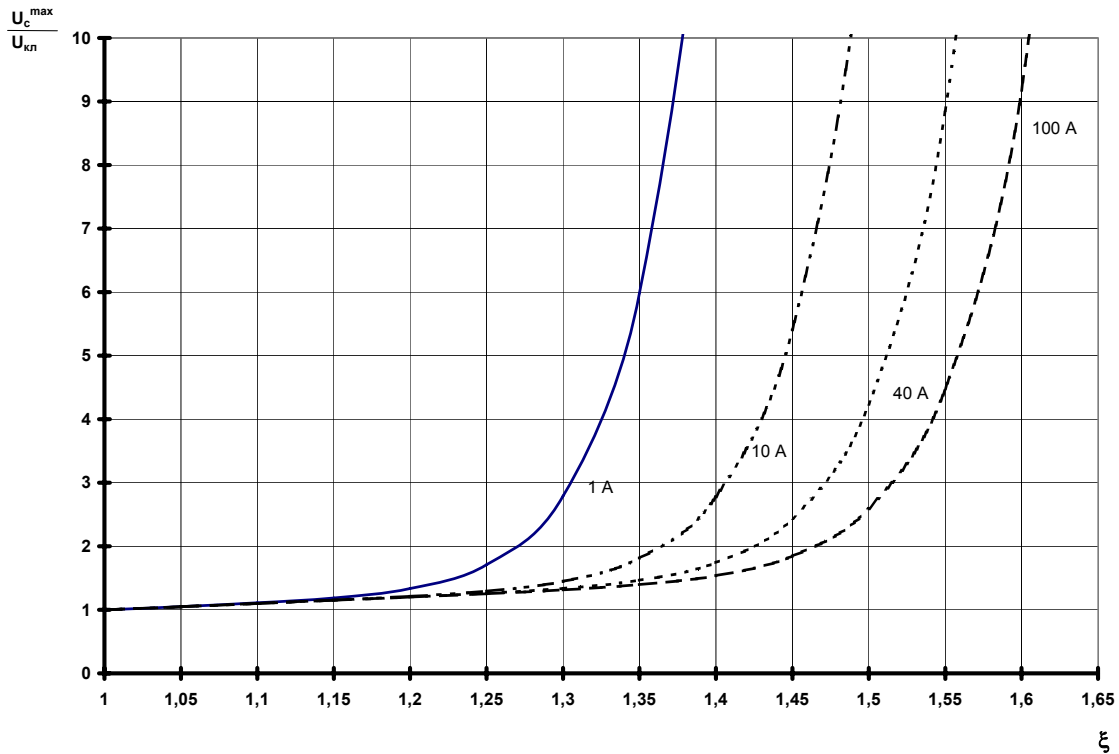


Рисунок 3

Видно, что при заданном перенапряжении в сети для более мощных реле требуется более высокий класс реле по напряжению.

При индуктивном характере нагрузки импульсный импеданс нагрузки Z_n значительно выше номинального и механизм защиты будет более эффективным, чем отражено на рис. 3.

3.2 Защита шунтирующими цепями

В схемах на рис. 2а и 2б интерполируем вольтамперную характеристику стабилитрона линейной функцией:

$$I = \frac{U - U_{ст}}{R_d},$$

где $U_{ст}$ – напряжение стабилизации;

R_d – дифференциальное сопротивление стабилитрона на участке стабилизации.

Тогда можно записать:

$$U_{ст} \leq U_{проб} - R_d \cdot I_{упр}^{отп}; \quad U_{пик} \leq U_{ст},$$

где $U_{проб}$ – пробивное напряжение выхода оптореде;

$I_{упр}^{отп}$ – управляющий ток отпирания тиристора;

$U_{пик}$ – максимальное пиковое напряжение в силовой цепи.

Последние соотношения должны выполняться с учетом технологического разброса параметров: $U_{ст}$, R_d , $I_{упр}^{отп}$ и их изменения в температурном диапазоне.

Для схем рис. 2в и 2г при линейном приближении ВАХ стабилитрона имеем:

$$I = \frac{U - U_{ст}}{R - R_d}; \quad RI > U_{пор}; \quad U_{ст} > U_{пик}.$$

$$\text{Отсюда: } R > \frac{R_d \cdot U_{\text{пор}}}{U_{\text{проб}} - U_{\text{ст}} - U_{\text{пор}}},$$

где $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение полевого транзистора.

Последнее соотношение и неравенство $U_{\text{ст}} > U_{\text{пик}}$ должно выполняться с учетом технологических и температурных вариаций параметров $U_{\text{ст}}, U_{\text{пик}}, R_d, U_{\text{пор}}, R$.

Дополнительный стабилитрон VD в этих схемах служит цели защиты затвора МОП-транзистора.

4. Устойчивость тиристорных оптореле к dU/dt и dI/dt

Возможны следующие механизмы быстрого нарастания напряжения на выходе закрытого реле:

- подключение напряжения в цепь нагрузки в фазе, близкой к 90° ;
- импульсные помехи в цепи нагрузки;
- коммутационные скачки напряжения, возникающие при уменьшении тока ниже тока удержания тиристора в цепи с индуктивной нагрузкой из-за фазового сдвига между током и напряжением.

Описанные скачки напряжения могут приводить к несанкционированному открыванию тиристорных выходов реле при превышении dU/dt некоторой критической величины.

Для несимметричных тиристорных оптореле устойчивость к dU/dt характеризуется критической скоростью нарастания напряжения в закрытом состоянии $(dU/dt)_{\text{кр}}$ – статическое dU/dt . Механизм

действия статического dU/dt обусловлен наличием паразитной емкости анод – управляющий электрод, ток через которую, пропорциональный dU/dt , может превысить ток отпирания тиристора.

Симистор, наряду с $(dU/dt)_{\text{кр}}$, характеризуется критической скоростью коммутационного напряжения $(dU/dt)_{\text{ком}}$. Воздействие коммутационного dU/dt обусловлено наличием остаточного заряда в кристалле симистора из-за предыдущей стадии проводимости, который при достаточно быстрой подаче обратного напряжения способствует включению симистора в обратном направлении при снятом сигнале управления. Таким образом происходит потеря управления.

Величина остаточного заряда зависит от пикового тока перед включением и скорости пересечения током нуля $(dI/dt)_{\text{ком}}$. При малых значениях этих величин устойчивость симисторов возрастает и начинает определяться $(dU/dt)_{\text{кр}}$, которое значительно выше $(dU/dt)_{\text{ком}}$.

Самопроизвольное включение реле из-за случайных бросков напряжения в цепи нагрузки может не оказывать негативного влияния на некоторые виды нагрузок (например: нагреватели), поскольку в течение полупериода частоты сети реле выключается. Однако, для таких нагрузок как обмотки клапанов, электродвигателей это неприемлемо. Кроме того, несанкционированное включение тиристорных оптореле может приводить к катастрофическим последствиям в реверсивных системах (межфазное замыкание), в системах с емкостями в нагрузках (сверхтоки разрядов конденсаторов).

Потеря управления на индуктивных нагрузках также недопустима. Поэтому используется ряд мер для устранения возможности несанкционированного включения оптореле. Основная из них – это шунтирование выхода реле демпфирующей R-C цепью. При этом увеличение C ведет к уменьшению dU/dt , а R служит целям ограничения тока при разряде конденсатора C и уменьшения выбросов переходного процесса.

Обычно величины C и R подбираются экспериментально для конкретной нагрузки, начиная с величин, рассчитанных по приближенным методам. Один из них, резонансный метод, заключается в следующем.

При индуктивности нагрузки L_n резонансная частота контура L_n -C должна удовлетворять условию:

$$f_p < \frac{(dU/dt)_{\text{кр}}}{2\pi U},$$

где U – бросок напряжения в линии.

$$\text{Поскольку } f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

$$\text{то } C > \frac{1}{(2\pi f_p)^2 L_H}.$$

При коэффициенте мощности в нагрузке $\cos \varphi$ величина броска напряжения равна $U = U_A \cdot \sin \varphi$,

где U_A – амплитудное значение напряжения в линии,

$$\text{отсюда: } C > \frac{U_A^2 \sin^2 \varphi}{(dU/dt)_{\text{кр}}^2 L_H}.$$

Для цепи с заданными номинальными значениями напряжения и тока U_H и I_H имеем:

$$X_L = \frac{U_H}{I_H} \sin \varphi; \quad X_L = 2\pi f L;$$

$$\text{откуда } L = \frac{U_H \sin \varphi}{2\pi f I_H};$$

$$C > \frac{4\pi f U_H I_H}{(dU/dt)_{\text{кр}}^2} \sin \varphi.$$

Оценка значения R может исходить из соотношения $R = \sqrt{L/C}$, при котором выброс переходного процесса будет составлять величину порядка 30% (коэффициент затухания 0,5). В терминах номинальных значений и $(dU/dt)_{\text{кр}}$ получим:

$$R = \frac{(dU/dt)_{\text{кр}}}{2\pi f I_H}.$$

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, т.е. влияние на ток отсутствует, при уменьшении тока реактор «восстанавливается», внося в цепь большую индуктивность, что замедляет скорость изменения тока и, в частности, задерживает повторное приложение обратного напряжения, помогая запиранию тиристора.

Следует отметить, что, уменьшая скорость нарастания тока на начальной стадии включения тиристора, реактор способствует равномерному распределению плотности тока по кристаллу, защищая тиристор от разрушительного воздействия высоких значений dl/dt . Механизм этого воздействия заключается в локальном разогреве областей кристалла сверх допустимых пределов из-за больших плотностей тока при высокой dl/dt .

5. Особенности работы на индуктивную нагрузку

Кроме упоминавшейся выше потери управляемости реле на индуктивной нагрузке из-за коммутационной dU/dt , работа с индуктивной нагрузкой сопровождается еще рядом эффектов, которые будут описаны в этом разделе.

При работе реле постоянного тока на индуктивную нагрузку опасность представляет напряжение самоиндукции нагрузки при выключении реле (разрыве цепи нагрузки). Некоторые методы защиты выходов реле от перенапряжений в этом случае описаны в разделе 3. Здесь отметим случай использования однополярных реле в полумостовой схеме (смотри рисунок 4) и, более подробно, метод защиты реле при высокоиндуктивной нагрузке с большим током.

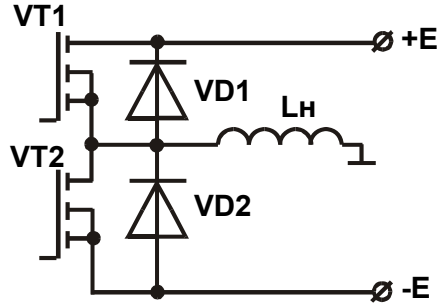


Рисунок 4

В полумостовой схеме диоды VD1 и VD2, встроенные в VT1 и VT2, или внешние с быстрым восстановлением играют роль защитных при коммутации плеч полумоста: при выключении VT1 ток нагрузки замыкается контуром, образованным VD2 и источником питания и т.д.

Шунтирование индуктивной нагрузки диодом допустимо только при относительно небольших значениях энергии W_L , запасенной в нагрузке, которая определяется по следующей формуле:

$$W_L = \frac{L_n * I_n^2}{2}$$

Эта энергия ограничена допустимой импульсной мощностью используемого диода.

Значительное увеличение допустимого значения W_L можно получить при включении в цепь диода и резистора (смотри рисунок 5).

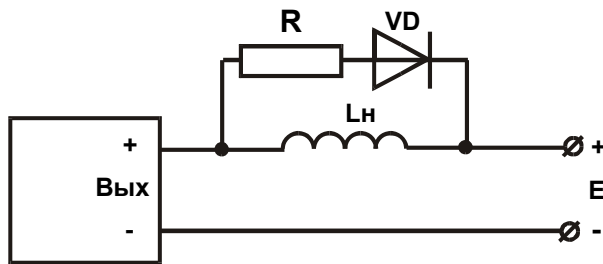


Рисунок 5

При этом должны выполняться следующие условия:

$$R < \frac{U_{\text{реле}} - E}{I_n}, P_R > \frac{L_n * I_n^2}{2} * f_{\text{комм}}$$

где $U_{\text{реле}}$ – максимально-допустимое напряжение на реле;
 E – напряжение питания нагрузки;
 I_n – ток нагрузки;
 P_R – мощность резистора;
 $f_{\text{комм}}$ – средняя частота коммутации реле.

Постоянная времени спада тока в нагрузке при этом равна L_n/R .

Тиристорные реле при выключении не подвержены влиянию напряжения самоиндукции, поскольку разрыв цепи нагрузки происходит при значении тока нагрузки близкой к нулю. Для них существует опасность перегрузки по току в силу ряда факторов:

- асимметрия включения выходных тиристорov (симисторов), приводящая к постоянной составляющей тока и насыщению сердечника, а следовательно – к сверхтокам;
- насыщение сердечников при включении реле в точке пересечения напряжением нуля. Асимметрия включения может являться следствием:
- асимметрии углов проводимости из-за существенно разных токов управления (пороговых) в разных полярностях;
- асимметрии углов проводимости при некорректном фазо-импульсном управлении реле;
- частичного (полуволнового) открывания реле из-за того, что (для реле с контролем перехода напряжения через ноль) обратное напряжение пересекает «окно» разрешения включения слишком быстро для включения тиристора, или в силу гранично малого входного тока управления.

В первом случае реле должно быть забраковано для применения с индуктивными нагрузками, во втором – решение очевидно, в третьем – требуется уменьшение коммутационного dU/dt методами, описанными в предыдущем разделе, и достаточный входной ток.

Насыщение при включении реле свойственно для чисто индуктивных нагрузок с насыщающимися ферромагнитными сердечниками, таких как контакторы, трансформаторы на холостом ходу. При этом случай включения реле при переходе напряжения через ноль является наилучшим. Многоцикловые пусковые токи могут во многие десятки раз превосходить номинальные.

Для таких нагрузок оптимальными условиями запуска является включение реле в максимуме напряжения или мягкий запуск с малыми начальными углами проводимости.

6. Особенности работы на емкостную нагрузку

Особенности работы с емкостной нагрузкой обусловлены двумя принципиальными факторами:

- возможностью появления в цепи реле больших пусковых токов ($I \approx C \frac{dU}{dt}$) с высоким dI/dt ;
- возможностью перенапряжения на реле из-за остаточного напряжения на емкости.

Сверхтоки возможны как в цепях переменного, так и постоянного тока, однако защита от них для этих цепей несколько отлична.

В случае цепи постоянного тока с заданным напряжением питания U_0 амплитуду тока при включении можно оценить (пренебрегая активным сопротивлением цепи) выражением:

$$I = C \frac{U_0}{\Delta t},$$

где Δt - время включения реле.

При работе с быстродействующими реле, у которых $\Delta t \approx 10^{-6}$ с, токи могут быть чрезмерно большими. Например, при $C = 10$ мкФ и $U_0 = 100$ В получим $I \approx 10^3$ А.

В случае необходимости ограничения пускового тока можно использовать токоограничивающий резистор или индуктивность в цепи нагрузки. В последнем случае пусковой ток будет иметь колебательный характер.

Для цепей переменного тока с реле на тиристорах скачки тока появляются в двух ситуациях: включение реле при фазе напряжения, отличной от нуля; при этом появляется однократный импульс тока, пропорциональный по амплитуде напряжению в линии в момент включения;

периодические скачки тока при пересечении напряжением в линии нуля (при включенном реле) из-за того, что напряжение включения выхода тиристорных реле отлично от нуля.

При использовании с емкостной нагрузкой реле без контроля перехода напряжения через нуль, однократный импульс тока при включении может достичь неприемлемо больших величин. В частности, при значении емкости ≈ 100 мкФ (таков порядок емкости в фазокомпенсирующих системах), номинальном напряжении сети 380 В, с учетом того, что время включения тиристорных реле порядка 10^{-6} с, получим оценочное значение тока для худшего случая:

$$I = \frac{10^{-4} \cdot 380 \cdot \sqrt{2}}{10^{-6}} \approx 53 \cdot 10^3 \text{ А}.$$

Оценку длительности импульса тока можно провести исходя из соотношения $C \cdot \Delta U = I \cdot \Delta t$

$$\Delta t = \frac{10^{-4} \cdot 5 \cdot 10^2}{5 \cdot 10^4} = 10^{-6} \text{ с}.$$

Реально из-за наличия сопротивления и индуктивности цепи, амплитуда тока меньше, а длительность больше оценочных, однако все равно значение тока превосходит допустимый ударный ток тиристора, приведенный к длительности импульса. Кроме того, такие скачки тока порождают значительные электромагнитные помехи.

Существенное уменьшение амплитуды импульса тока при включении достигается использованием реле с контролем перехода фазы через ноль, причем напряжение запрета включения должно быть как можно ниже. При значении этого напряжения 10 В оценка тока дает 10^3 А, реально – порядка сотни ампер,

что при малой длительности импульса вполне приемлемо. При необходимости большего подавления всплеска тока можно последовательно емкости включить небольшую индуктивность (~ 10 мкГн).

Отсюда следует необходимость с емкостными нагрузками использовать только реле с контролем перехода фазы через ноль (типа ТМ).

Периодические скачки тока в каждом полупериоде рабочей частоты по амплитуде определяется значениями выходного напряжения включения реле. Дополнительным негативным воздействием этих всплесков (наряду с помехами и локальным разогревом кристалла) является то, что расширение за счет них спектрального состава тока ведет к деградации некоторых типов конденсаторов.

Напряжение включения реле определяется цепью драйвера управления силовыми тиристорами, которая для реле общего назначения содержит защитный резистор ($U_{вкл} \sim R \cdot I_{упр}$, где R – сопротивление защитного резистора, $I_{упр}$ – ток отпираания управляющей цепи тиристора). Функцией этого резистора является защита драйвера по току при работе на индуктивные нагрузки. При работе на емкостную нагрузку этот резистор может быть устранен, что дает снижение напряжения включения до $3 \div 4$ В.

ЗАО «Протон-Импульс» выпускаются специальные реле (тип ТМК) для конденсаторных нагрузок с нормированными пониженными значениями $U_{вкл}$ и $U_{запр}$ (4 В и 10 В, соответственно). Использовать эти реле при работе на индуктивную нагрузку не рекомендуется, с активными использовать можно.

Рассмотрим далее напряжение на выходе реле при работе на емкостную нагрузку. При снятии сигнала включения со входа реле выходной тиристор выключается при токе, близком к нулю. При этом на конденсаторе зафиксируется напряжение, равное амплитудному значению сетевого. В следующем полупериоде напряжение в линии меняет знак и к выходу закрытого реле оказывается приложена сумма напряжений сети и конденсатора, которая достигает значения, равного удвоенному амплитудному напряжению сети. Таким образом при емкостной нагрузке предельно-допустимое напряжение используемого реле должно быть не менее, чем в два раза больше, чем при активной и индуктивной.

В однофазной цепи допустимо использование последовательно соединенных выходов двух реле с обычным предельно-допустимым напряжением, при этом должно быть предусмотрено выравнивание напряжений на них с помощью резисторов или варисторов.

Более сложный случай представляет собой трехфазная система (Рисунок 6), используемая для компенсации сдвига фаз в сетях.

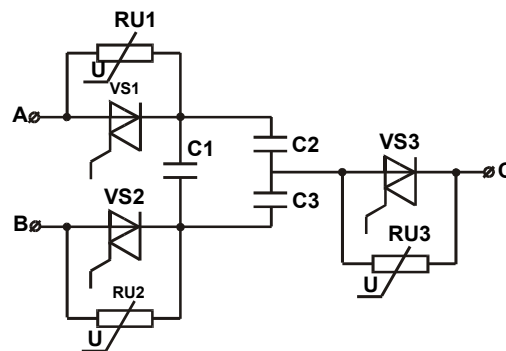


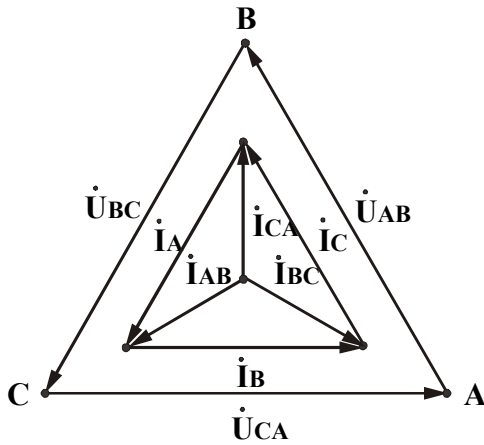
Рисунок 6

Здесь на каждой из трех межфазных цепей реализовано последовательное включение двух тиристоров, поэтому после их выключения сумма остаточных напряжений емкостей и напряжений фаз будет распределяться между ними, т.е. они могут иметь обычные предельно-допустимые напряжения (800 В для сети 380 В). Однако есть один нюанс, требующий рассмотрения.

Обычно конденсаторы $C1 - C3$ зашунтированы высокоомными разрядными резисторами и, если до следующего включения конденсаторы успели разрядиться, проблем не возникает.

В случае отсутствия разрядных резисторов или малого времени до повторного включения напряжения на конденсаторах остаются и суммируются с линейными. Поскольку в процессе включения тиристоров всегда сначала открываются два из них, а через несколько миллисекунд – третий, то в течение этих миллисекунд суммарное напряжение будет приложено к нему. Шунтирующий этот тиристор варистор возьмет на себя перенапряжение, которое при этом возможно, и рассеет излишнюю энергию конденсаторов; требуется только, чтобы эта энергия не была слишком велика для варистора с учетом частоты коммутаций.

Рассмотрим подробнее процессы в системе, изображенной на рис. 6. На рисунке 7 представлена векторная диаграмма напряжений и токов схемы во включенном состоянии.



$\dot{U}_{AB}; \dot{U}_{BC}; \dot{U}_{CA}$ - линейные напряжения;
 $\dot{I}_{AB}; \dot{I}_{BC}; \dot{I}_{CA}$ - фазные токи;
 $\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}$
 $\dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}$
 $\dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}$ } - линейные токи

Рисунок 7

Видно, что линейные токи \dot{I}_A, \dot{I}_B и \dot{I}_C находятся в фазе с линейными напряжениями, соответственно $\dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ и \dot{U}_{AB} .

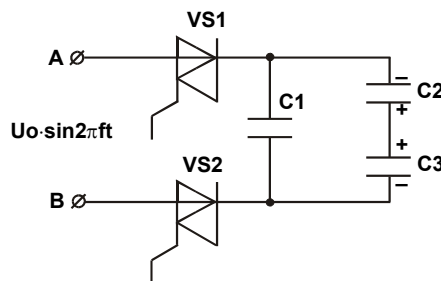
Рассмотрим процесс выключения тиристоров при снятии входного сигнала.

Выключение тиристора может произойти только при снижении тока через него до уровня, близкого к нулю. Не теряя общности, допустим, что $\dot{I}_C = 0$. Тиристор VS3 закрывается, в этот момент напряжение \dot{U}_{AB} (на конденсаторе C1) также равно нулю, а напряжения \dot{U}_{BC} и \dot{U}_{CA} , соответственно, равны $U_0 \cdot \sin(-120^\circ)$ и $U_0 \cdot \sin 120^\circ$, где U_0 – амплитудное линейное напряжение.

Таким образом, в начале процесса выключения напряжения на конденсаторах равны:

$$U_{C1} = U_{AB} = 0, \quad U_{C2} = U_{CA} = U_0 \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad U_{C3} = U_{BC} = -U_0 \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

При этом тиристор VS3 закрывается, преобразуя схему на рис. 6 в схему на рис. 8. (Здесь полярности напряжений приведены относительно точки B).



$$U_{C1(0)} = 0$$

$$U_{C2(0)} = -\frac{\sqrt{3}}{2} U_0$$

$$U_{C3(0)} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_0$$

Рисунок 8

Далее напряжение в точке A нарастает до U_0 , ток уменьшается до нуля и тиристоры VS1 и VS2 запираются. В этот момент напряжение

$$U_{C1} = U_0; \quad U_{C2} = -\frac{\sqrt{3}}{2} U_0 + \frac{U_0}{2} = -\frac{\sqrt{3}-1}{2} U_0; \quad U_{C3} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_0 + \frac{U_0}{2} = \frac{\sqrt{3}+1}{2} U_0.$$

При подаче сигнала включения тиристоров в момент, когда емкости существенно не разрядятся, возможны следующие варианты последовательности включения тиристоров (с учетом того, что реле допускает включение при напряжении на тиристоре, близком к нулю):

а) фазы линейных напряжений:

$$U_{AB} = U_0; \quad U_{BC} = -\frac{U_0}{2}; \quad U_{CA} = -\frac{U_0}{2}$$

открываются тиристоры VS1 и VS2, к тиристору VS3 прикла-

дывается напряжение $U_{VS3} = U_{C3} + U_{BC}$, равное в начальный момент $\frac{\sqrt{3}}{2} U_0$.

Руководство по применению

На емкости C1 напряжение с момента ($t = 0$) включения VS1 и VS2 меняется по закону $U_{C1} = U_0 \cos \omega t$, изменение напряжения на последовательной батарее C2, C3:

$$\Delta U = U_0(1 - \cos \omega t).$$

$$\text{Поскольку } C_2 = C_3, \text{ верно } \Delta U_{C2} = \Delta U_{C3} = \frac{\Delta U}{2} = \frac{U_0}{2}(1 - \cos \omega t).$$

$$\text{Отсюда } U_{C3} = U_{C3(0)} - \Delta U_{C3} = \frac{\sqrt{3} + 1}{2} U_0 - \frac{1}{2} U_0 (1 - \cos \omega t) = \frac{U_0}{2} (\sqrt{3} + \cos \omega t).$$

С учетом того, что $U_{BC} = U_0 \sin(\omega t - 30^\circ)$, для U_{VS3} получим:

$$U_{VS3} = \frac{U_0 \sqrt{3}}{2} (1 + \sin \omega t).$$

Таким образом перенапряжение может достигать величины $U_0 \sqrt{3}$,

т.е. для сети 380 В - $U_{VS3}^{\max} = 930 \text{ В}$;

б) напряжения равны:

$$U_{CA} = \frac{\sqrt{3} - 1}{2} U_0, \quad \alpha = \arcsin \frac{\sqrt{3} - 1}{2};$$

$$U_{AB} = U_0 \sin(\alpha - 120^\circ) \approx -0,98 U_0; \quad U_{BC} = U_0 \sin(\alpha + 120^\circ) \approx 0,63 U_0,$$

открываются тиристоры VS1 и VS3, к тиристору VS2 в начальный же момент приложено напряжение

$$U_{VS2} = U_{BC} + U_{C3} = 0,63 U_0 + \frac{\sqrt{3} + 1}{2} U_0 \cong 2 U_0.$$

в) напряжения равны:

$$U_{CA} = \frac{\sqrt{3} - 1}{2} U_0; \quad U_{AB} = 0,63 U_0; \quad U_{BC} = -0,98 U_0, \text{ открываются тиристоры VS1 и VS3,}$$

$$U_{C2}(t) = U_{AC} = U_0 \sin(\omega t - \alpha); \quad \Delta U = U_{C2}(t) - U_{C2}(0) = U_0 \left[\frac{\sqrt{3} - 1}{2} (1 - \cos \omega t) + 0,93 \sin \omega t \right];$$

$$U_{C1}(t) = U_{C1}(0) + \frac{\Delta U}{2} = U_0 (1,18 + 0,465 \sin \omega t - 0,18 \cos \omega t);$$

$$U_{VS2} = U_{C1}(t) - U_{AB}; \quad U_{AB} = U_0 \sin(\omega t + 60^\circ - \alpha) = U_0 (0,776 \sin \omega t + 0,63 \cos \omega t);$$

$$U_{VS2} \approx U_0 (1,2 - 0,3 \sin \omega t - 0,8 \cos \omega t)$$

Видно, что при любом варианте включения тиристоров возникает перенапряжение на закрытом в последней стадии включения тиристора, который должен быть шунтирован защитным варистором. При превышении напряжения на варисторе классификационного начнется нарастание тока разряда конденсатора и, соответственно, уменьшение напряжения на конденсаторе.

Амплитуда тока и напряжения на варисторе зависит от скорости нарастания тока и емкости конденсатора: при увеличении скорости нарастания тока и емкости амплитуда тока и напряжения возрастают. При этом амплитуда напряжения может превышать предельно-допустимую для тиристора.

Энергия, рассеиваемая варистором в одном цикле равна:

$$W_{\text{имп}} = \frac{C(2U_0 - U_{\text{кл}})(2U_0 + U_{\text{кл}})}{2},$$

где $U_{\text{кл}}$ – классификационное напряжение варистора.

При $C = 10^{-4}$ Ф Укл = 680 В и $U_o = 380\sqrt{2}$ В получим: $W_{имп} = 34$ Дж.

Это значение имеет порядок предельно-допустимого для варисторов типа СН2-1, СН2-2 при повторении один раз в минуту. Таким образом возможен перегрев и выход из строя варисторов, а затем и тиристоров при достаточно большой частоте коммутации на больших емкостях.

Экспериментальная проверка описанной модели была проведена на конденсаторах $C = 50$ мкФ, варисторы СН2-2-620 В и дала следующие результаты:

- распределение напряжений на конденсаторах: 190 В, 530 В, 720 В;
- длительность стадии нарастания импульса тока через варистор ≈ 1 мс;
- длительность импульса тока на уровне 0,5 ≈ 4 мс;
- амплитуда импульса тока ≈ 10 А.

Таким образом в условиях частых коммутаций при малом интервале между выключением – включением в схеме по рис. 6 требуется использовать тиристорные реле с удвоенным предельно-допустимым напряжением или ставить ограничители напряжения с запасом по рассеиваемой мощности.

Возможно, однако, избежать возникновения перенапряжений на тиристорах. Для этого надо использовать способ частичного разряда конденсаторной нагрузки после выключения реле в заданной фазе и последующего включения реле в той же фазе напряжений.

На рис. 9 представлена блок-схема, иллюстрирующая реализацию такого способа.

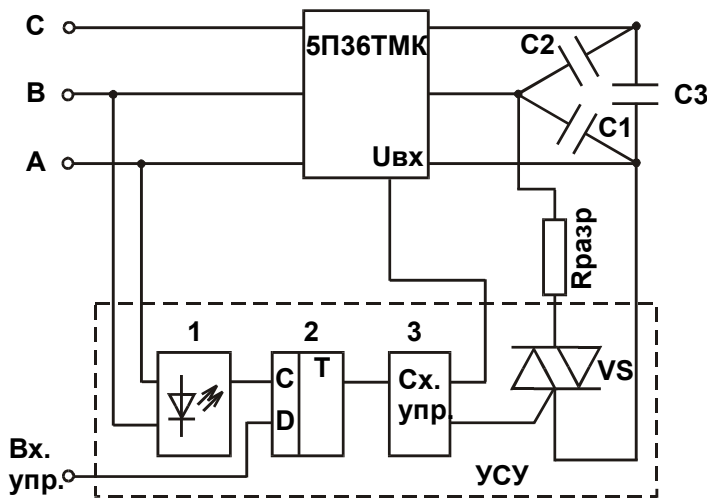


Рисунок 9

- 1 - компаратор нуля с оптической развязкой
- 2 - триггер
- 3 - узел управления

Компаратор нуля (1) выдает импульс записи в момент перехода напряжения U_{AB} через нуль в определенном направлении. При этом если сигнал на входе управления стал равным нулю, триггер (2) сбрасывается в ноль, выключая через узел управления (3) силовое реле. Поскольку в этот момент ток в фазе «С» равен нулю (см. выше), то фаза «С» реле выключается, происходит перезаряд емкостей и, после этого, отключение фаз «А» и «В». По окончании этого процесса узел управления выдает импульс, открывающий симистор VS, и происходит разряд через разрядный резистор конденсатора C1 и частичный разряд емкостей C2 и C3. При появлении на входе управления сигнала включения напряжение включения на реле поступает в той же фазе, что и сигнал включения, при этом, как нетрудно видеть, перенапряжения отсутствуют.

Оценка параметров схемы (см. рис. 9) дает следующие результаты.

Максимально допустимая частота коммутации емкостной нагрузки с емкостью плеча С равна

$$\frac{0,5P_{доп}}{CU_{эфф}}$$

где $P_{доп}$ – допустимая рассеиваемая мощность на симисторе VS;
 $U_{эфф}$ – среднеквадратичное линейное напряжение.

Сопротивление разрядного резистора $R_{разр}$ ограничивается неравенствами:

$$\frac{\sqrt{2}U_{эфф}}{I_{доп}} < R_{разр} < \frac{T_{min}}{4,5C}$$

где $I_{доп}$ – максимально допустимый ток через симистор VS и резистор $R_{разр}$;
 T_{min} – минимальный возможный интервал между выключением и включением.

Мощность, рассеиваемая на резисторе $R_{разр}$:

$$P_{cp} = 1,5CU_{эфф}^2 f_{КОММ}^{cp},$$

где $f_{КОММ}^{cp}$ - средняя частота коммутации емкостной нагрузки.

ЗАО «Протон-Импульс» выпускает устройство, реализующее схему, представленную на рис. 9 – устройство синхронного управления (УСУ).

7. Ударные и пусковые токи

При работе с большинством типов нагрузок включение реле сопровождается скачком тока различной длительности и амплитуды.

Выше были рассмотрены возможные перегрузки по току для емкостной и индуктивной (с насыщающимися сердечниками) нагрузок.

Для более широкого класса нагрузок можно отметить следующее:

- чисто активные (нагреватели) нагрузки дают минимально возможные скачки тока, которые практически устраняются при использовании реле с контролем пересечения нуля;
- лампы накаливания галогенные лампы при включении пропускают ток в $7 \div 12$ раз больше номинального, который экспоненциально спадает за время порядка $0,1$ с;
- флуоресцентные лампы в течение первых секунд (до 10 с) дают кратковременные скачки тока, в $5 \div 10$ раз превышающие номинальный ток;
- ртутные лампы дают тройную перегрузку по току в течение первых $3-5$ мин.;
- обмотки электромагнитных реле переменного тока: ток в $3 \div 10$ раз больше номинального в течение $1-2$ периодов;
- обмотки соленоидов: в $10 \div 20$ раз больше номинального в течение $0,05 \div 0,1$ с;
- электродвигатели: в $5 \div 10$ раз больше номинального в течение $0,2 \div 0,5$ с;
- высокоиндуктивные нагрузки с насыщающимися сердечниками (трансформаторы на холостом ходу) при включении в фазе нуля напряжения: в $20 \div 40$ раз больше номинального в течение $0,05 \div 0,2$ с;
- емкостные нагрузки при включении в фазе, близкой к 90° : в $20 \div 40$ раз больше номинального в течение времени от десятков микросекунд до десятков миллисекунд.

Способность реле выдерживать токовые перегрузки характеризуются величиной «ударного тока». Это – амплитуда одиночного импульса заданной длительности (обычно 10 мс).

Для реле постоянного тока эта величина обычно в $2 - 3$ раза превосходит значение максимально допустимого постоянного тока, для тиристорных реле это соотношение около 10 .

Для токовых перегрузок произвольной длительности можно исходить из эмпирической зависимости: увеличение длительности перегрузки на порядок ведет к уменьшению допустимой амплитуды тока в два раза.

Выбор номинального тока реле для конкретной нагрузки должен заключаться в компромиссе между запасом по номинальному току реле и введением дополнительных мер по уменьшению пусковых токов (токоограничивающие резисторы, реакторы и т.д.)

8. Система реверсирования электродвигателей

На рисунке 10 представлена структура силовой части системы реверсирования трехфазного двигателя.

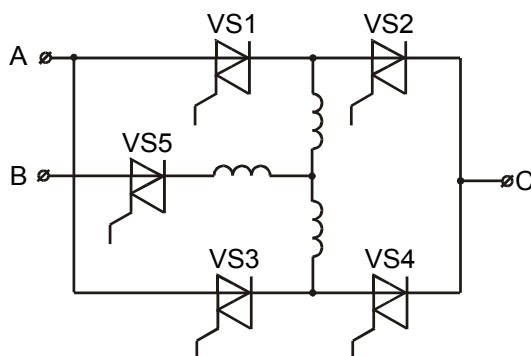


Рисунок 10

В этой структуре при работе двигателя в зависимости от направления вращения открыты либо тиристоры VS1, VS4 и VS5, либо VS2, VS3 и VS5.

Оптореле весьма удобны для построения подобных систем в силу гальванической развязки цепей управления от силовых, что позволяет достаточно просто организовать схему управления, однако при этом необходимо учитывать следующие моменты:

- если в какой-то момент окажутся открытыми пары VS1 и VS2 или VS3, VS4 возникнет межфазное замыкание, которое выведет из строя тиристоры и, в лучшем случае, выбьет предохранители;
- одновременное включение этих пар возможно в случаях:
- а) несанкционированного открывания тиристоров из-за перенапряжения или dU/dt ;
- б) сбоя в цепях управления тиристорами;
- в) при мгновенном реверсе, когда управляющие сигналы, например, с VS1 и VS4 сняты, а на VS2 и VS3 поданы; при этом VS1 и VS4 не закрыты, пока ток через них не спадет до нуля, а VS2 и VS3 включаются.

Таким образом требуется предусматривать меры по предотвращению возможности межфазного замыкания:

- защиту от перенапряжений;
- уменьшение dU/dt на реле;
- построение схемы управления, исключающей подачу сигналов включения на пары VS1 – VS2 и VS3 – VS4 при сбоях сигналов управления в системе;
- аппаратную задержку сигналов включения тиристоров на время не менее полупериода частоты линии.

Особую опасность представляет возникновение большой скорости нарастания напряжения (dU/dt) на выводах А–С при подаче силового напряжения, например, с помощью пускателя.

Импеданс силовой сети очень мал, поэтому демпферные R–C цепи практически не снижают dU/dt , которое может превзойти допустимое для двух последовательных симисторов в цепи А–С.

Для предотвращения возможности межфазного замыкания при подаче силового напряжения в цепь А–С необходимо последовательно устанавливать индуктивность L, которая во взаимодействии с емкостью цепи А–С снижает dU/dt .

Оценку влияния индуктивности можно произвести из выражений:

$$\frac{dU}{dt} \max = \omega_0 \sqrt{2} U_{\text{эфф}}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

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

$$\frac{dU}{dt} \max = 590 \text{ В/мкс}.$$

Индуктивность L целесообразно делать с насыщающимся сердечником, чтобы она не оказывала влияния на рабочий режим нагрузки.

Однако полной гарантии от межфазного замыкания индуктивности не дают. Достаточно мощная внешняя помеха может вызвать срабатывание выходной цепи драйверов реле и, как следствие, межфазное замыкание.

Для гарантии сохранности реле в этих случаях можно рекомендовать последовательно с индуктивностями ставить токоограничивающие резисторы, которые даже в случае межфазного замыкания защищают реле от сверхтока. В частности, фирма «ОРТО-22» рекомендует ставить в коммутируемые фазы резисторы в соответствии с таблицей 1.

Таблица 1

Номинальный ток реле, А	Номинальный ток электродвигателя, А	Сопротивление резистора
3	1,25	8 Ом, 50 Вт
10	5	2 Ом, 100 Вт
25	8	1 Ом, 100 Вт
45	16	0,5 Ом, 150 Вт

В ЗАО «Протон-Импульс» разработаны однофазные – 5П55.10ТМ, двухфазные – 5П55.20ТМ и трехфазные – 5П55.30ТМ реверсивные реле на 10 А, 20 А и 40 А со схемой управления, исключающей возможность межфазного замыкания при некорректном управлении. Внешние меры защиты должны соблюдаться.

Защитные резисторы для реле типа 5П55 должны выбираться в соответствии с таблицей 2.

Номинальный ток, А	Рабочий ток электродвигателя, А	Сопротивление резисторов, Ом	Мощность резисторов, Вт
10	3,5	4	50
	5		100
	10		400
20	5	2	50
	10		200
	15		400
	20		800
40	10	0,5	50
	20		200
	30		450
	40		800

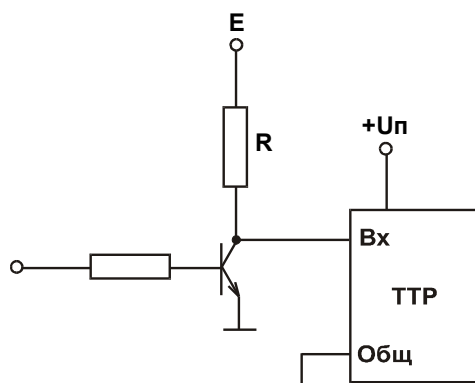
9. Работа с быстродействующими реле

ЗАО «Протон-Импульс» выпускает быстродействующие реле следующих типов:

- 5П40 - однополярные реле с цепью питания, гальванически связанной с силовой цепью; типовая задержка включения/выключения менее 5 мкс, частота коммутации ограничена задержками вкл./выкл., диапазон напряжения силовой цепи от 0 до U_{\max} ;
- 5П57 - двухполярные реле с цепью питания, гальванически связанной с управляющей цепью; типовая задержка включения/выключения менее 5 мкс, частота коммутации ограничена временем восстановления элементов цепи управления после выключения и составляет величину порядка $10 \div 100$ Гц, диапазон напряжения силовой цепи от 0 до U_{\max} (по абсолютной величине);
- 5П59 - однополярные реле, в остальном аналогичные 5П57;
- 5П61 - двухполярные реле с цепью питания, гальванически связанной с управляющей цепью; типовая задержка включения/выключения менее 5 мкс, частота коммутации ограничена этими задержками, диапазон напряжения силовой цепи от U_{\min} до U_{\max} (по абсолютной величине);
- 5П62 - однополярные реле, в остальном аналогичные 5П61.

Имеется ряд особенностей, свойственных реле типов 5П57, 5П59, 5П61, 5П62.

В отличие от остальных реле, у которых «обрыв» входной цепи допустим и определяет одно из возможных состояний (включено/выключено), для этих реле на входе должен задаваться либо высокий потенциал со втекающим током, либо низкий - с вытекающим током. Значения этих токов – не менее 10 мА. Таким образом выходная часть схемы управления должна быть выполнена, например, по полумостовой схеме или по схеме, представленной на рисунке 11.



$$\frac{E - U_{\Pi}}{I_{\text{ВХ}}^{\max}} < R < \frac{E - U_{\Pi}}{I_{\text{ВХ}}^{\min}}$$

$I_{\text{ВХ}}^{\min}$ - минимально допустимый входной ток реле

$I_{\text{ВХ}}^{\max}$ - максимально допустимый входной ток реле

Рисунок 11

Выше было сказано, что частота коммутации реле 5П61 и 5П62 ограничена задержками включения/выключения. Функционально это так, однако существует фактор ограничения мощности, рассеиваемой на внутренних элементах реле, который вносит дополнительное ограничение на частоту коммутации. Можно отметить, что предельно-допустимая частота коммутации ниже у реле с малыми значениями U_{\min} и обратно пропорциональна квадрату рабочего напряжения. В паспорте на реле приводится предельно-допустимая частота коммутации при предельно допустимом напряжении на выходе.

На рисунке 12 представлен график, качественно отражающий зависимость предельной частоты коммутации реле 5П61 и 5П62 от напряжения силовой цепи.

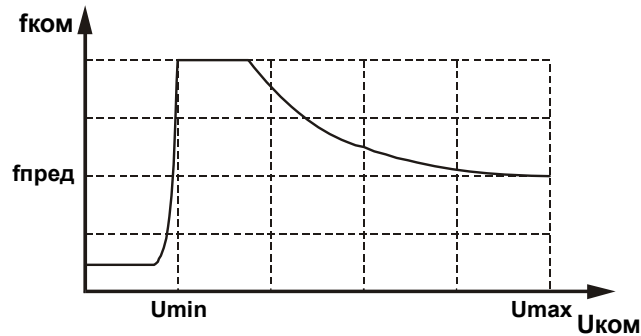


Рисунок 12

10. Тепловые режимы оптоэлектронных реле

В отличие от электромагнитных реле, на контактах которых в замкнутом состоянии рассеивается пренебрежимо малая мощность, оптоэлектронные реле характеризуются некоторым остаточным напряжением (тиристорные, на биполярных или IGBT-транзисторах) или сопротивлением (полевые транзисторы) на выходе в открытом состоянии. Поэтому на них рассеивается мощность ($U_{ост} \cdot I$ или $R_{откр} \cdot I^2$), что вызывает разогрев кристалла силового элемента, и требуется принимать меры по ограничению температуры рабочего перехода кристалла (предельно-допустимые рабочие температуры для симисторов 110 или 125 °С, для тиристоров 125 °С, для полевых транзисторов 150 °С).

Система параметров оптореле, выпускаемых ЗАО «Протон-Импульс», включает в себя следующие, необходимые для расчета тепловых режимов:

- остаточное напряжение $U_{ост}$ в открытом состоянии при максимальном рабочем токе (амплитудное значение);
- сопротивление в открытом состоянии при 25 °С при максимальном рабочем токе ($R_{от}$);
- предельно-допустимая температура перехода $T_{пер}^{макс}$;
- тепловое сопротивление переход-среда ($R_{пер-ср}$) или переход-радиатор ($R_{пер-рад}$).

Для многоканальных (многофазных) реле тепловое сопротивление приводится для одного канала (фазы).

Расчет теплового режима производится по следующим схемам:

- для однофазных тиристорных реле максимально-допустимый ток определяется выражением:

$$I_{max} = \frac{T_{пер}^{макс} - T_{ср}}{0,8 U_{ост} R_{пер-ср}},$$

где $T_{ср}$ – температура окружающей среды,

$R_{пер-ср} = R_{пер-рад} + R_{рад-охл} + R_{охл-ср}$ – для реле, предусматривающих применение с внешним охладителем.

Контактное тепловое сопротивление радиатор-охладитель ($R_{рад-охл}$) при применении теплопроводных паст равно 0,12 °С/Вт для корпуса типа «В» и 0,065 °С/Вт для корпуса «Д».

Температура радиатора реле при I_{max} равна:

$$T_{рад} = \frac{T_{пер}^{макс} R_{охл} + T_{ср} R_{пер-рад}}{R_{охл} + R_{пер-рад}},$$

где $R_{охл} = R_{рад-охл} + R_{охл-ср}$;

- для трехфазных тиристорных реле – соответствующие выражения:

$$I_{\max} = \frac{T_{\text{пер}}^{\max} - T_{\text{ср}}}{2,4U_{\text{ос}} \left(R_{\text{охл}} + \frac{R_{\text{пер-рад}}}{3} \right)}; \quad T_{\text{рад}} = \frac{T_{\text{пер}}^{\max} R_{\text{охл}} + T_{\text{ср}} \frac{R_{\text{пер-рад}}}{3}}{R_{\text{охл}} + \frac{R_{\text{пер-рад}}}{3}};$$

— однополярные и двухполярные реле постоянного тока, а также полумосты:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{T_{\text{пер}}^{\max} - T_{\text{ср}}}{2R_{\text{ос}} \left(R_{\text{охл}} + R_{\text{пер-рад}} \right)}}; \quad T_{\text{рад}} = \frac{T_{\text{пер}}^{\max} R_{\text{охл}} + T_{\text{ср}} R_{\text{пер-рад}}}{R_{\text{охл}} + R_{\text{пер-рад}}}.$$

— реле постоянного тока с двумя одновременно замкнутыми каналами:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{T_{\text{пер}}^{\max} - T_{\text{ср}}}{4R_{\text{ос}} \left(R_{\text{охл}} + \frac{R_{\text{пер-рад}}}{2} \right)}}; \quad T_{\text{рад}} = \frac{T_{\text{пер}}^{\max} R_{\text{охл}} + T_{\text{ср}} \frac{R_{\text{пер-рад}}}{2}}{R_{\text{охл}} + \frac{R_{\text{пер-рад}}}{2}}.$$

В таблице 4 представлены параметры некоторых стандартных охладителей с воздушным охлаждением, а в приложении – графики зависимостей I_{\max} и $T_{\text{рад}}$ от $R_{\text{охл}}$ для некоторых типов реле.

Таблица 4

Тип охладителя	R _{охл-ср} , °C/Вт			Габаритные размеры, мм
	0 м/с	3 м/с	6 м/с	
0221	2,8	–	–	45 x 60 x 60
0135, 0145	1,9	0,85	0,67	45 x 80 x 80
0123 (половина)	1,4	0,54	0,42	100 x 100 x 50
0155	1,1	0,47	0,36	70 x 80 x 100
0342 (половина)	1,1	0,46	0,36	150 x 170 x 60
0143 (половина)	1,0	0,34	0,24	135 x 150 x 48
0165, 0175	0,71	0,3	0,23	110 x 110 x 100
0253 (половина)	0,72	0,28	0,2	150 x 170 x 60
0153 (половина)	0,56	0,2	0,15	150 x 170 x 70

Глава II

УКАЗАНИЯ ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ РЕЛЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ

1. Климатические условия эксплуатации

Климатические воздействия - по ГОСТ 18725 и требованиям, изложенным в таблице 1.

Таблица 1

Климатический фактор	Значение климатического фактора
Пониженная температура среды:	
— рабочая, °С;	- 45
— предельная, °С	- 60
Повышенная температура среды:	
— рабочая, °С;	85
— предельная, °С	100
Относительная влажность при температуре 35 °С без конденсации влаги, %, не более	98
Изменение температуры среды, °С	от - 60 до 100
Атмосферное пониженное давление, Па (мм рт.ст.)	26664 (200)
Атмосферное повышенное давление, Па (кгс/см ²)	294199 (3)

Изделия изготавливаются в климатическом исполнении УХЛ 2.1

2 Устойчивость реле к механическим воздействиям

Механические воздействия - по ГОСТ 18725 и требованиям, изложенным в таблице 2.

Таблица 2

Внешний воздействующий фактор	Значение внешнего воздействующего фактора
Механический удар одиночного действия:	
— пиковое ударное ускорение, м/с ² (g);	1500 (150)
— длительность действия ударного ускорения, мс	0,1 - 2,0
Механический удар многократного действия:	
— пиковое ударное ускорение, м/с ² (g);	1500 (150)
— длительность действия ударного ускорения, мс	1 - 5
Линейное ускорение, м/с ² (g)	5000 (500)

3. Монтаж реле в электронной и электротехнической аппаратуре

3.1 Реле в корпусах типов А и Б допускается устанавливать в аппаратуре с помощью разъемных соединителей или путем пайки выводов в печатную плату. Пайка выводов должна производиться при температуре не выше 235 ± 5 °С, продолжительность пайки не более 5с. Расстояние от корпуса до места пайки не менее 1,5 мм. Реле пригодны для монтажа в аппаратуре методом групповой пайки. Число допустимых перепаек выводов реле при проведении монтажных и сборочных операций не ограничено. Выводы реле сохраняют способность к пайки в течение 12 месяцев с момента изготовления без дополнительной обработки.

3.2 Для реле в корпусах топов В1, В3, В7, В11, Д1, Д7, Д19 присоединение электрических проводников и кабелей осуществляется с помощью соединителей: соединитель №1 – 22-09-У3, соединитель №2 – 32-09-У3 каждый из них для соответствующих типов контактов.

3.3 Для реле в корпусах типов В, Д с круглыми резьбовыми контактами присоединение электрических проводников и кабелей осуществляется с помощью винтов и шайб, входящих в комплект поставки изделия с крутящим моментом 2...3 Н.м. Сечение жил внешних проводников и кабелей в зависимости от номинального тока по ГОСТ 12434-83 представлены в таблице 3.

3.4 Реле в корпусах типа В и Д крепятся в аппаратуре на любых поверхностях или на монтажных плоскостях охладителей в любой ориентации с помощью винтов М4 с крутящим моментом $5 \pm 0,5$ Н.м.

3.5 Контактная поверхность должна иметь шероховатость не более 3,2 мкм. Для улучшения теплового баланса установку реле на монтажную поверхность или охладитель необходимо осуществлять с помощью теплопроводящих паст (типа КПТ-8 ГОСТ 19783-74).

Таблица 3

Номинальный ток, А	Сечение жил внешних проводов и кабелей, мм ²	
	не менее	не более
До 4	0,5	1,0
6, 3	0,75	2,5
10	1,0	2,5
16	1,5	4
25	2,5	6
32	2,5	10
40	4	16
63	6	25
80	10	35
100	10	50
125	25	70
160	25	90
200	50	120

4. Общие рекомендации по защите и устойчивости работы реле

Для повышения устойчивости реле переменного тока к импульсным помехам рекомендуется параллельно коммутирующим контактам ТТР включать внешнюю цепь, состоящую из последовательно включенных резистора и емкости (RC-цепь).

Емкость конденсатора от 0,01 до 0,15 мкФ, сопротивление резистора $10 \div 50$ Ом. Необходимо учитывать, что увеличение емкости снижает величину скорости нарастания напряжения на выходе реле, но увеличивает величину выброса напряжения. Сопротивление RC-цепи должно быть безиндукционным.

С целью исключения перегрузок по напряжению коммутирующих элементов ТТР необходимо параллельно им включить защитные варисторы типа СН2-2, СН2-1, ВР-1, ВР-2 или других типов с аналогичными характеристиками. Для сетей с напряжением 220 В квалификационное напряжение варистора – 390 В, а для сетей с напряжением 380 В – 620 В.

Для более полной защиты трехфазных реле от источника перегрузки по напряжению со стороны питающей сети необходимо включить защитные варисторы между фазами питающей сети.

При работе с реверсивными реле необходимо соблюдать все вышеперечисленные рекомендации по защите ТТР, а также в коммутируемых (переключаемых) фазах питающей сети перед входными контактами ТТР включать индуктивность 200 мГн.

Реле постоянного тока биполярные необходимо также защищать варисторами.

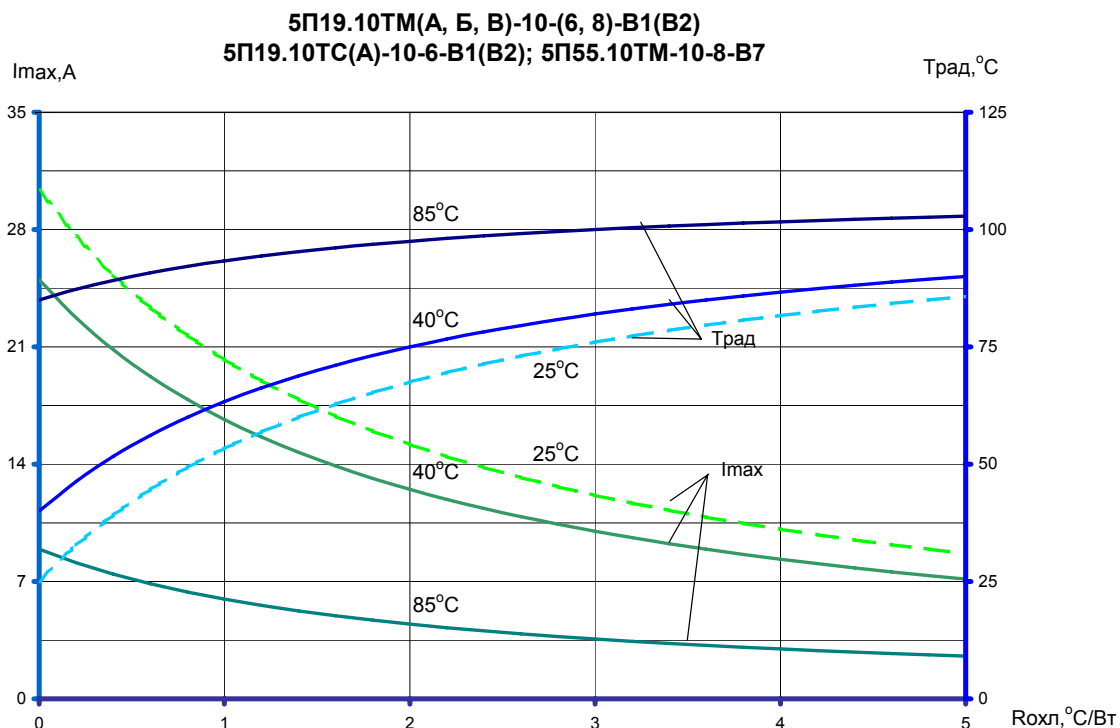
Гальваническая развязка между входными выводами и теплоотводом гарантируется конструкцией. Для повышения надежности рекомендуется выбирать реле так, чтобы максимальные рабочие токи и напряжения коммутирующих цепей реле не превышали 60 % их предельно - допустимых значений.

Так как ТТР являются тепловыделяющими изделиями их необходимо располагать в аппаратуре так, чтобы охлаждение происходило за счет конвекционных потоков воздуха.

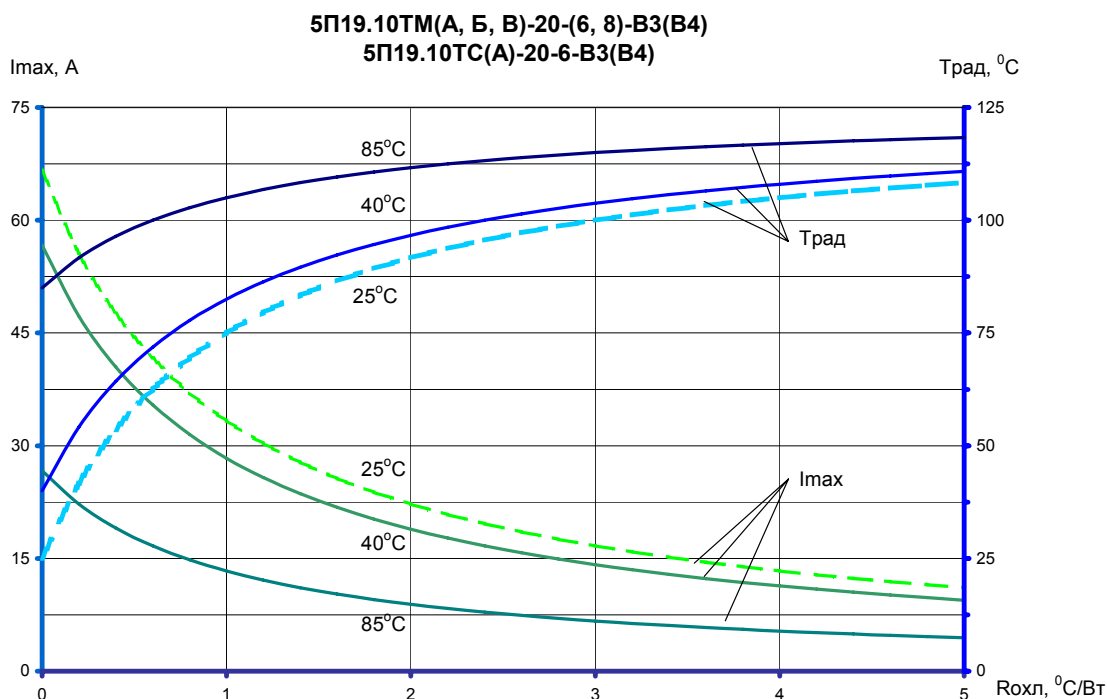
Снижение верхней рабочей температуры также повышает надежность ТТР. В случае, когда ТТР эксплуатируется при предельно - допустимых температурах целесообразно устанавливать принудительное воздушное охлаждение.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

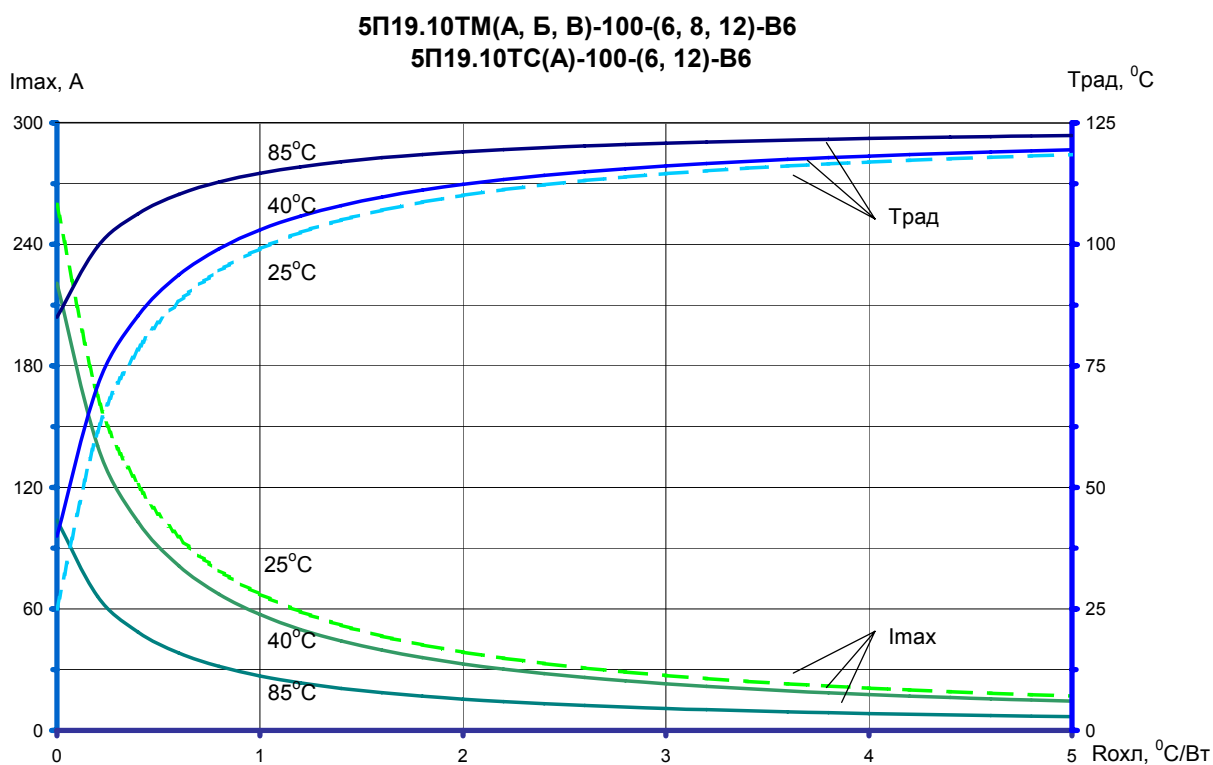
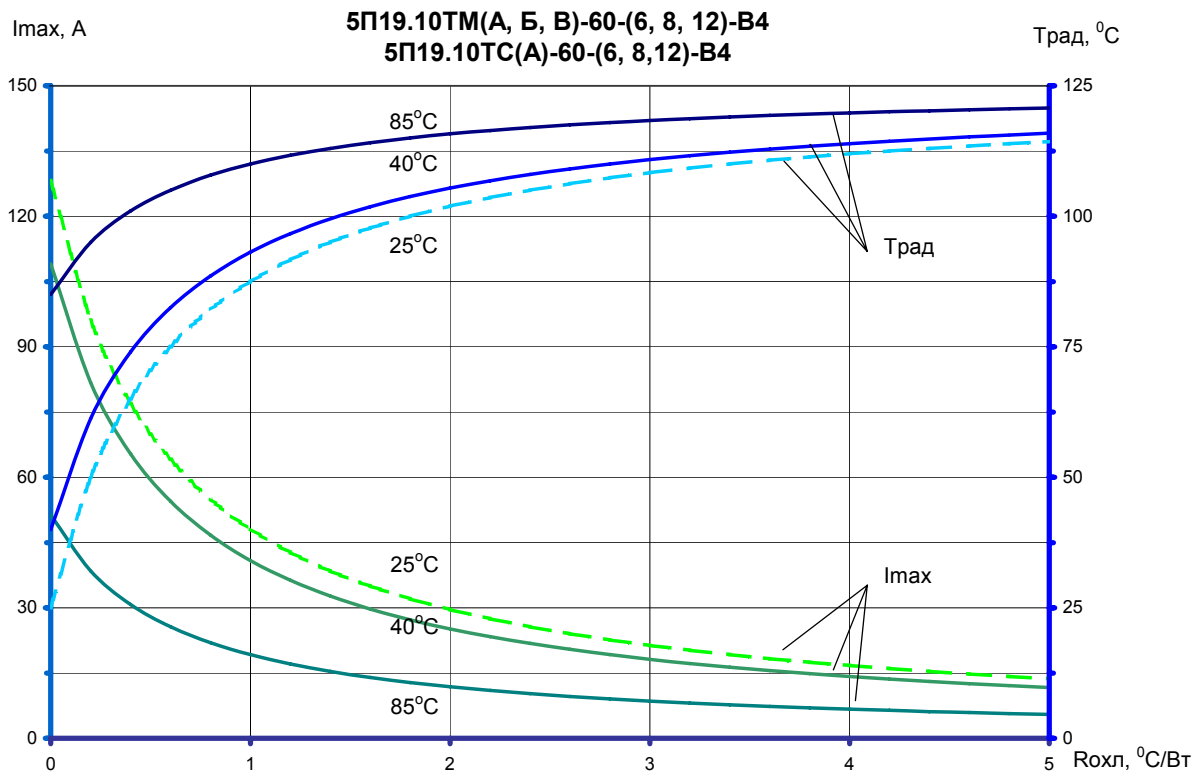
Тепловые режимы реле

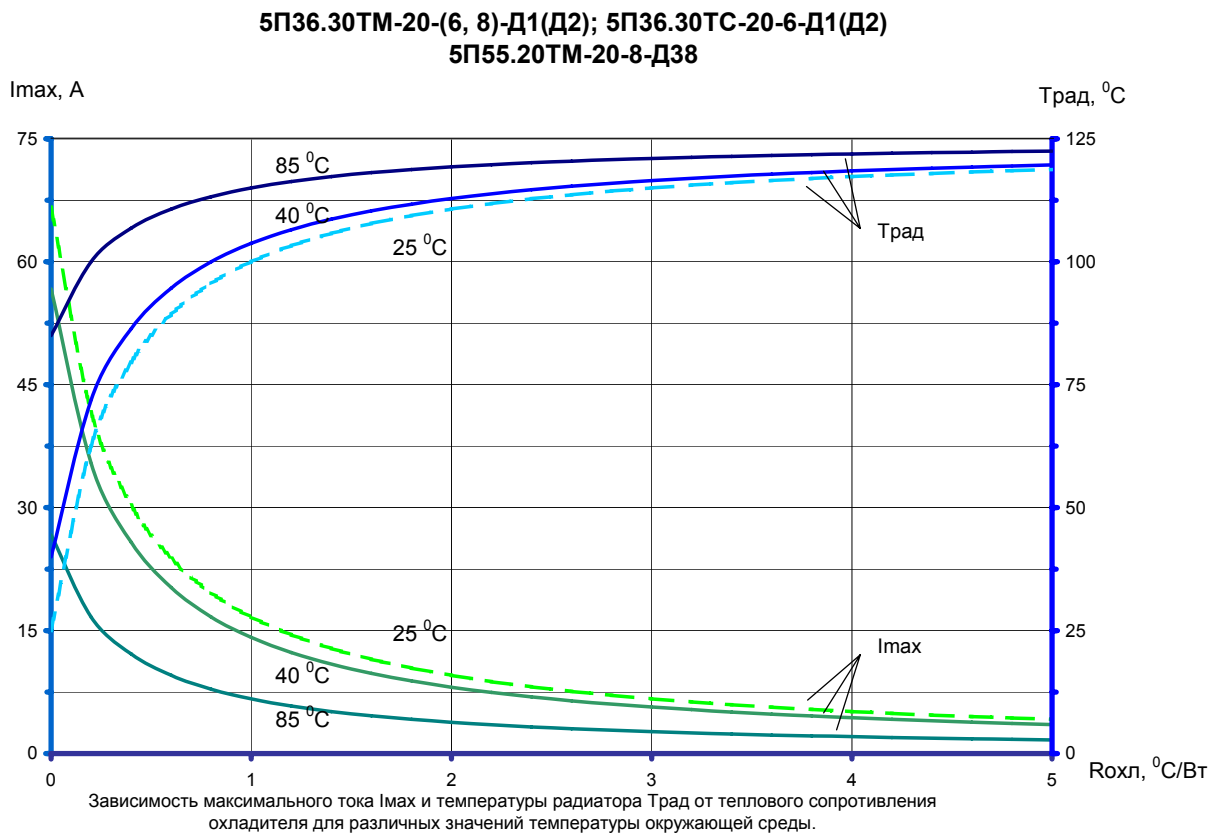
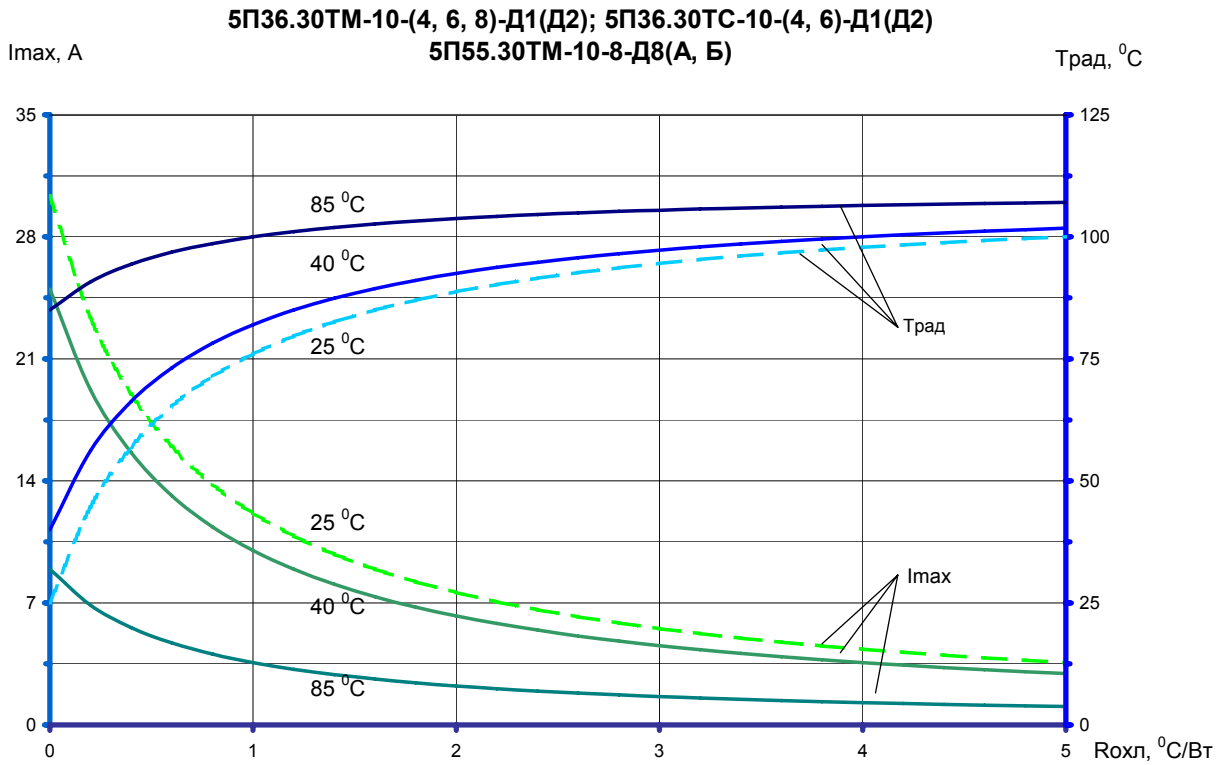


Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $Трад$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

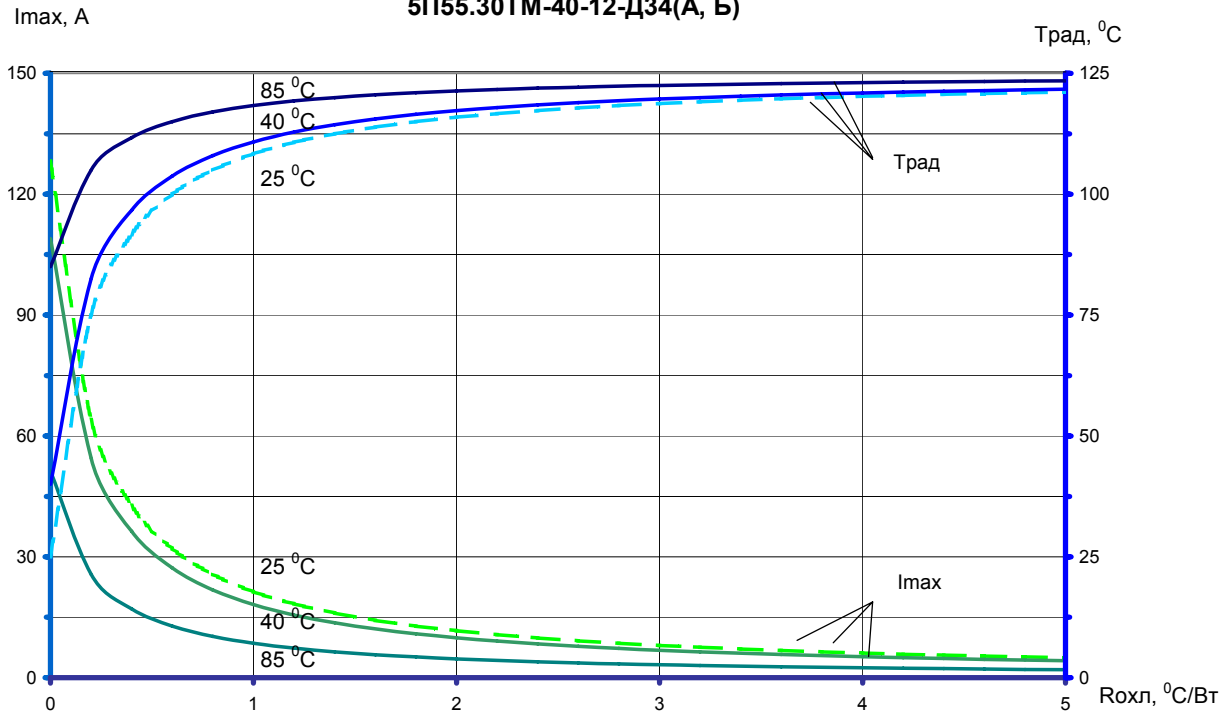


Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $Трад$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.



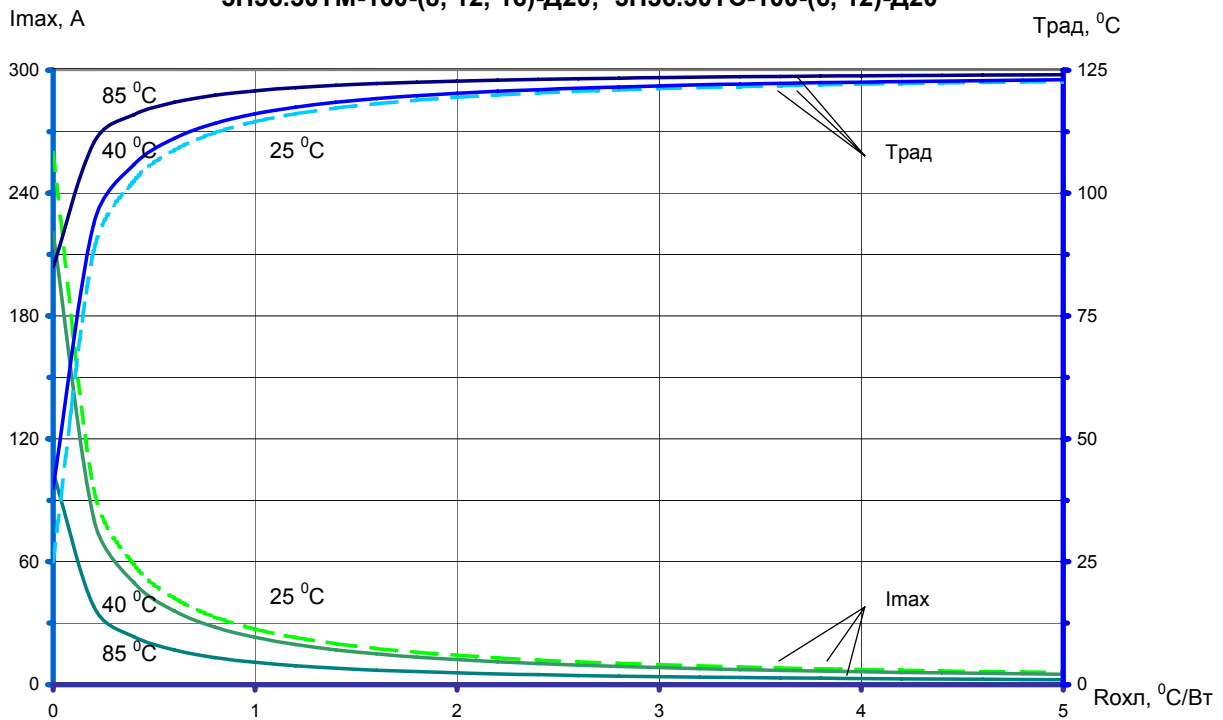


**5П36.30ТМ-40-(8, 12, 16)-Д2; 5П36.30ТС-40-(6, 12)-Д2
5П55.30ТМ-40-12-Д34(А, Б)**



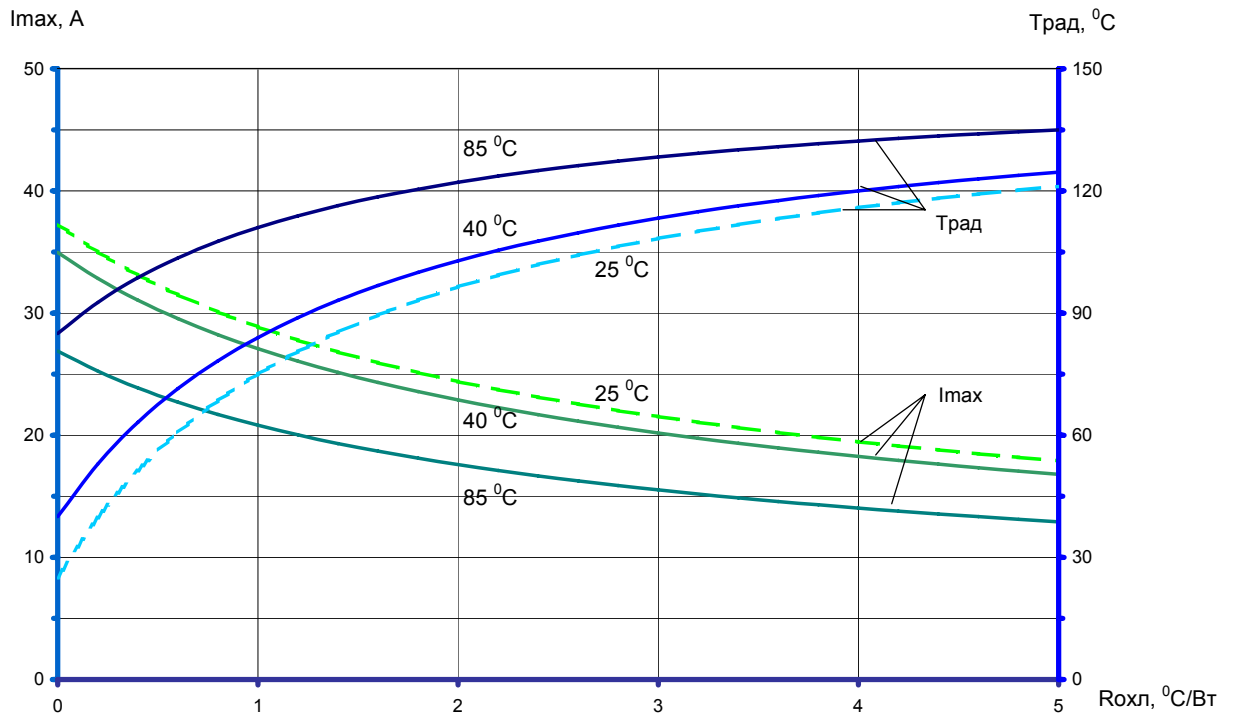
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

**5П36.30ТМ-60-(8, 12, 16)-Д2; 5П36.30ТС-60-(6, 12)-Д2
5П36.30ТМ-100-(8, 12, 16)-Д20; 5П36.30ТС-100-(6, 12)-Д20**



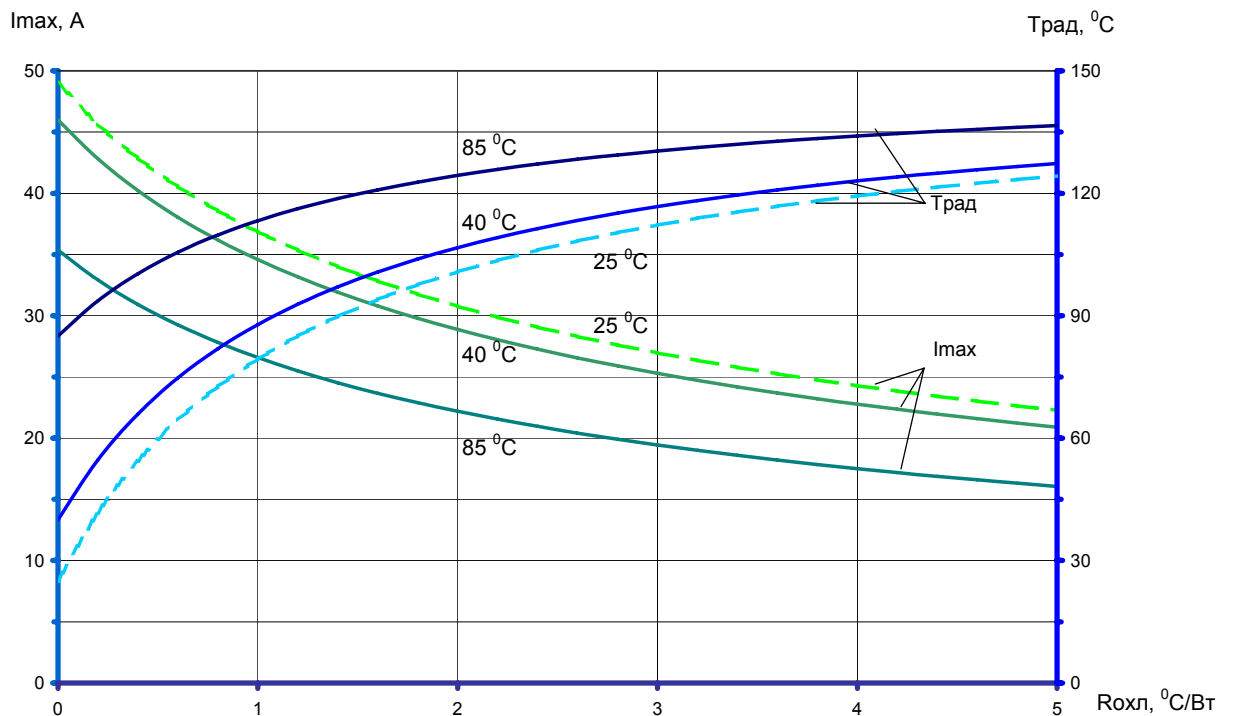
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-25-0,6-В2



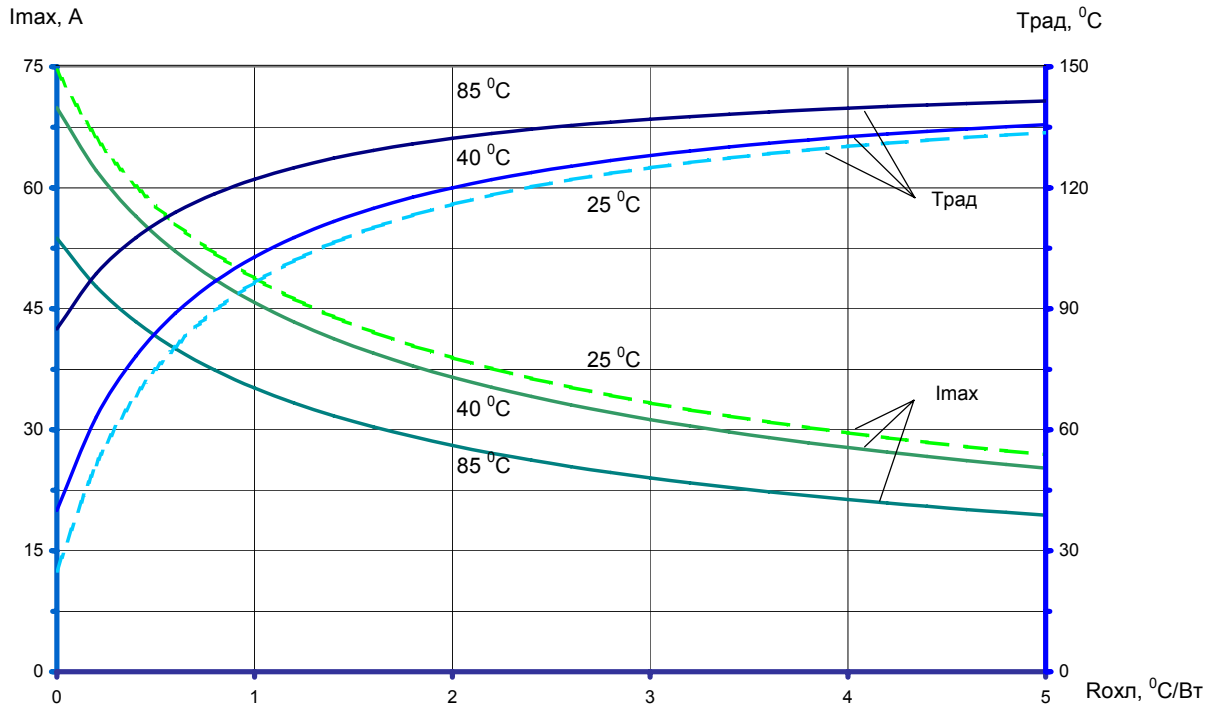
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-30-0,6-В2



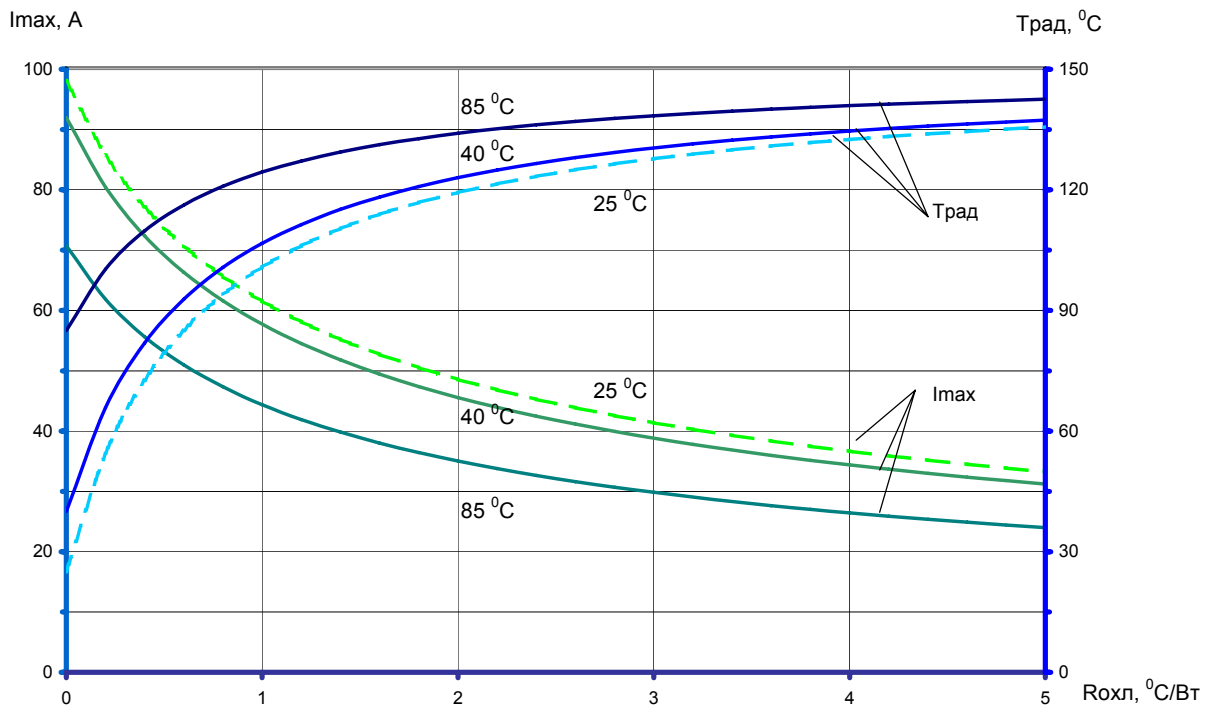
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-50-0,6-В2

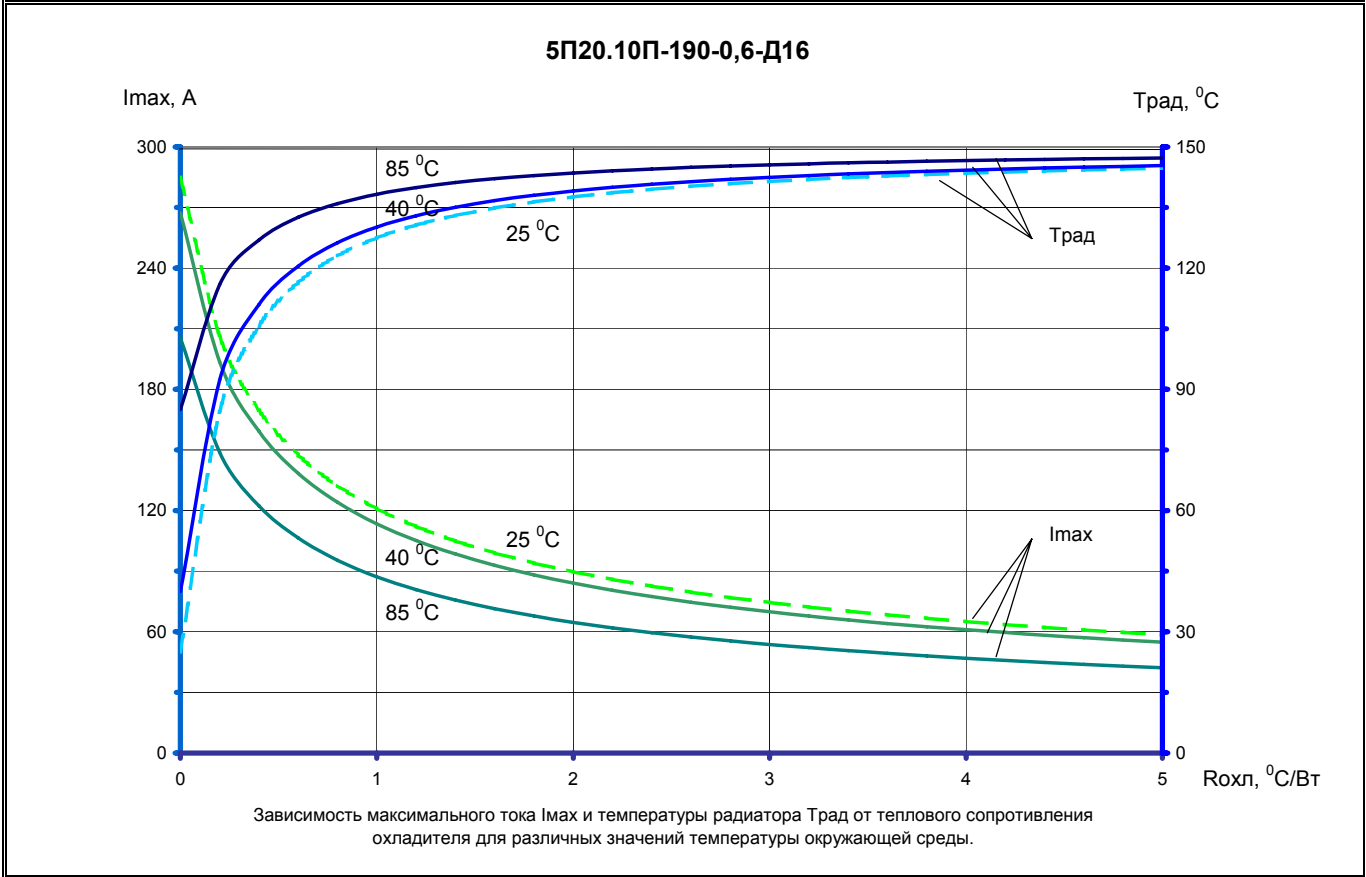
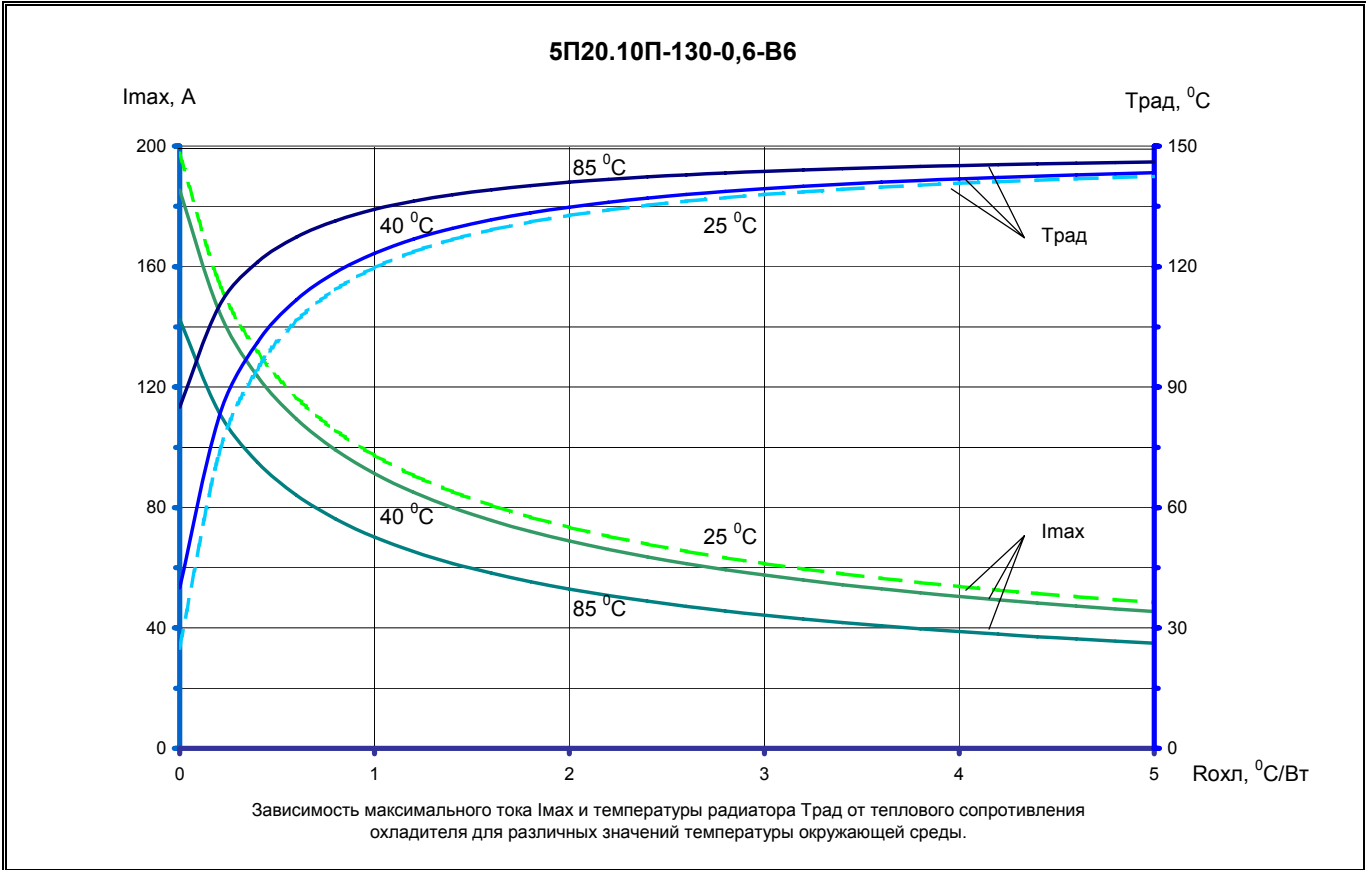


Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

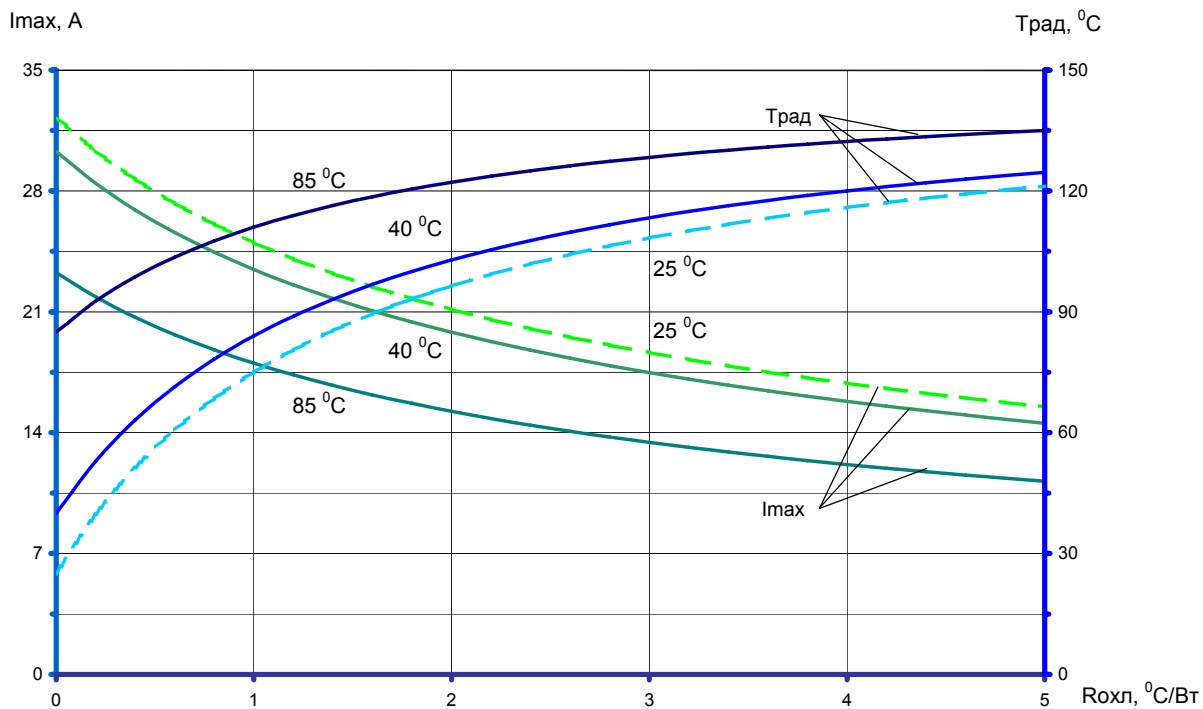
5П20.10П-65-0,6-В2



Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

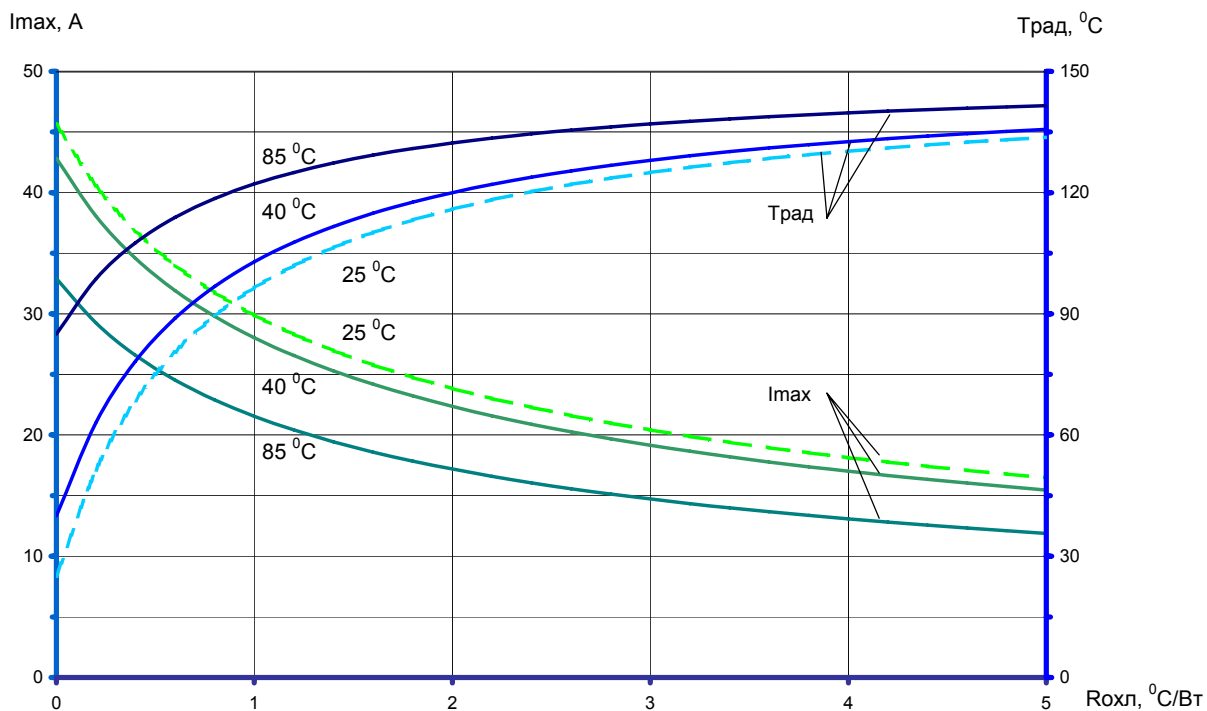


5П20.10П-20-1-В2



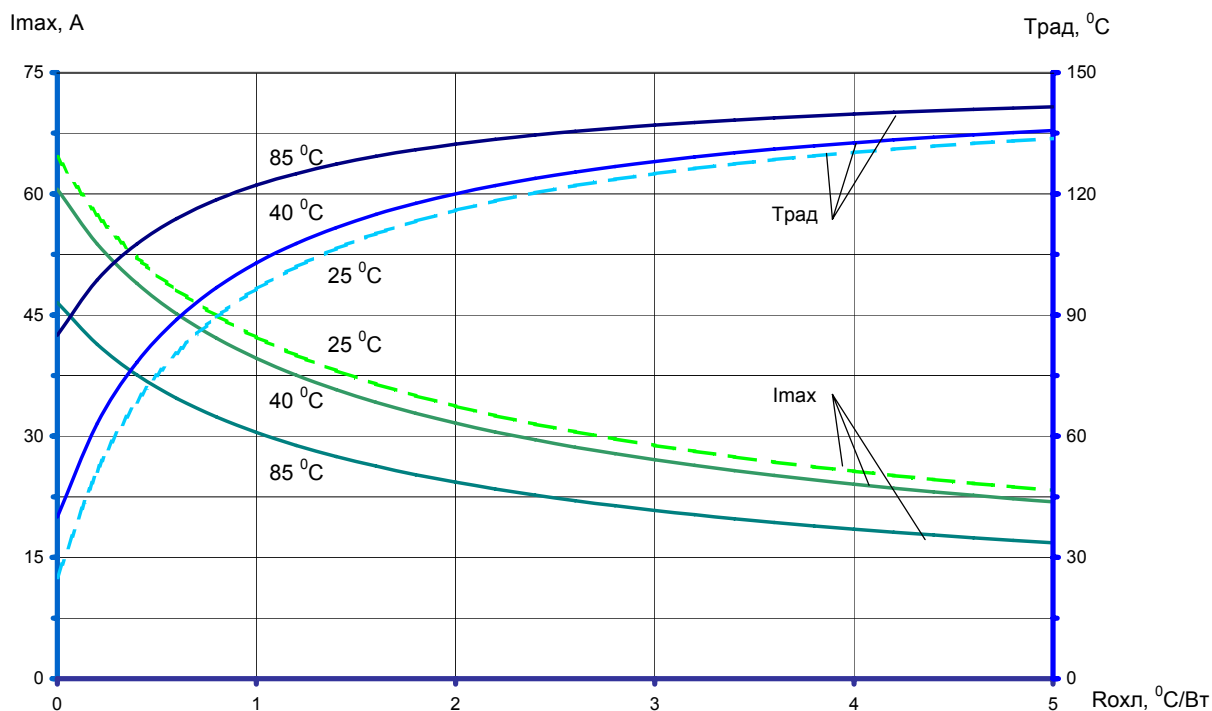
Зависимость максимального тока Imax и температуры радиатора Tрад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-30-1-В2



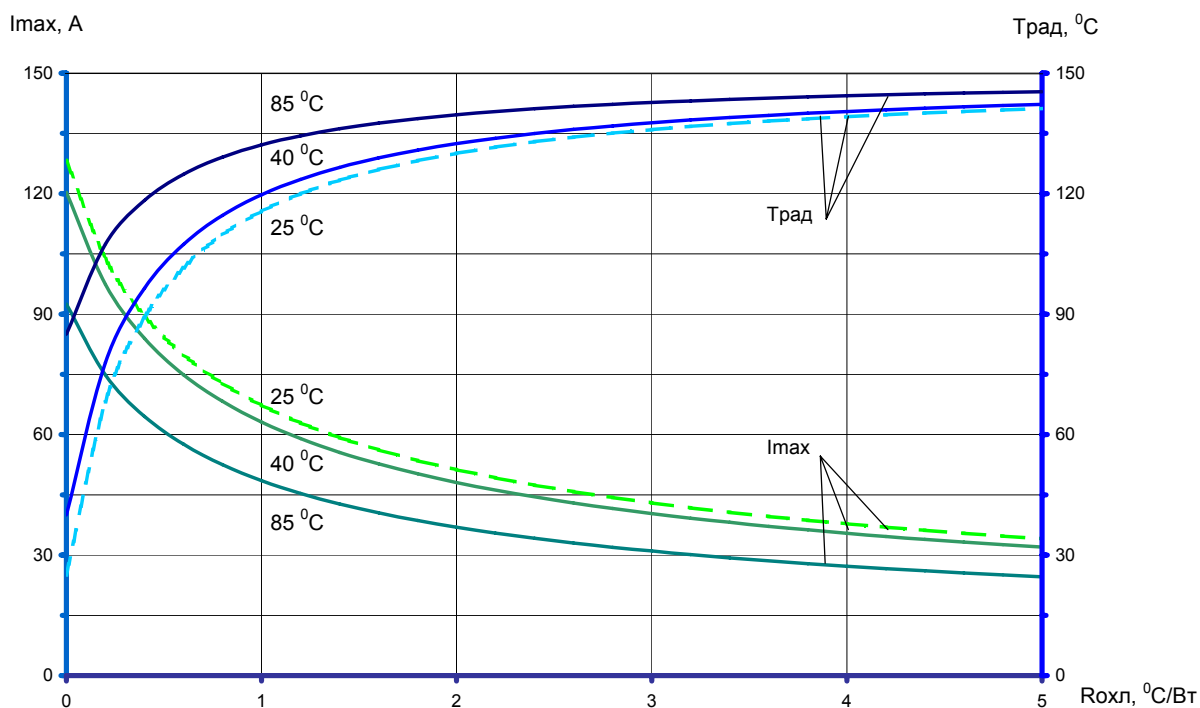
Зависимость максимального тока Imax и температуры радиатора Tрад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-40-1-В2



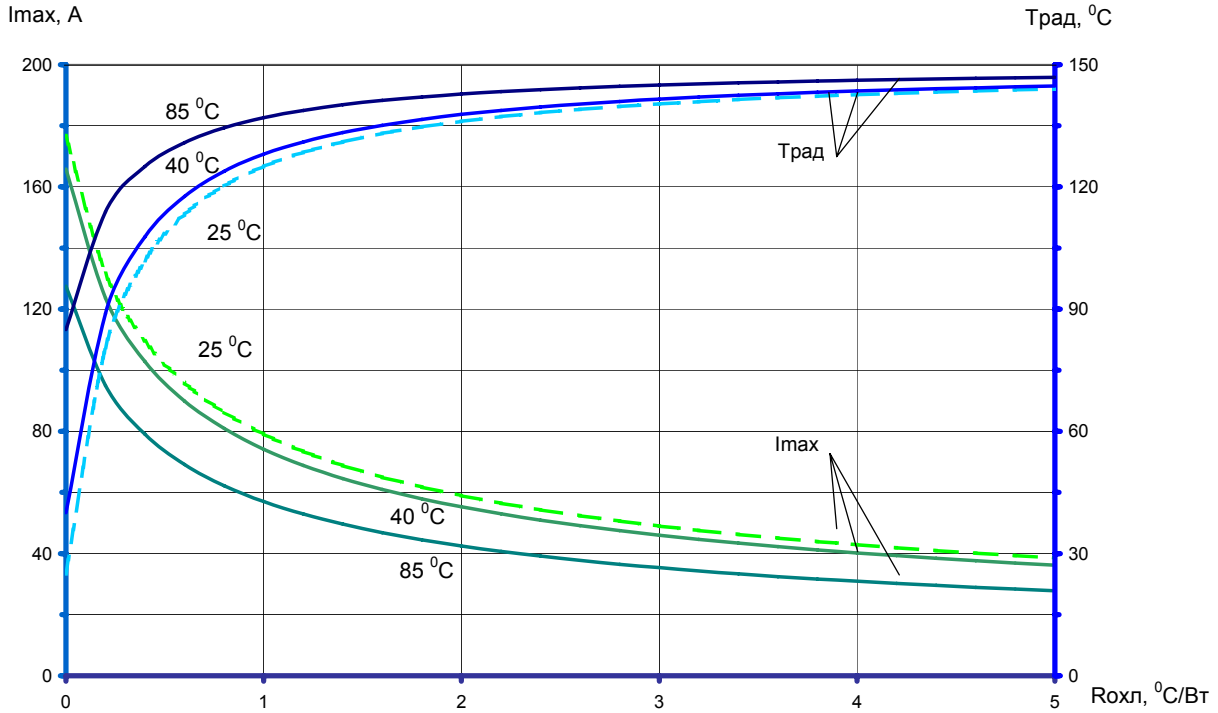
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-85-1-В6



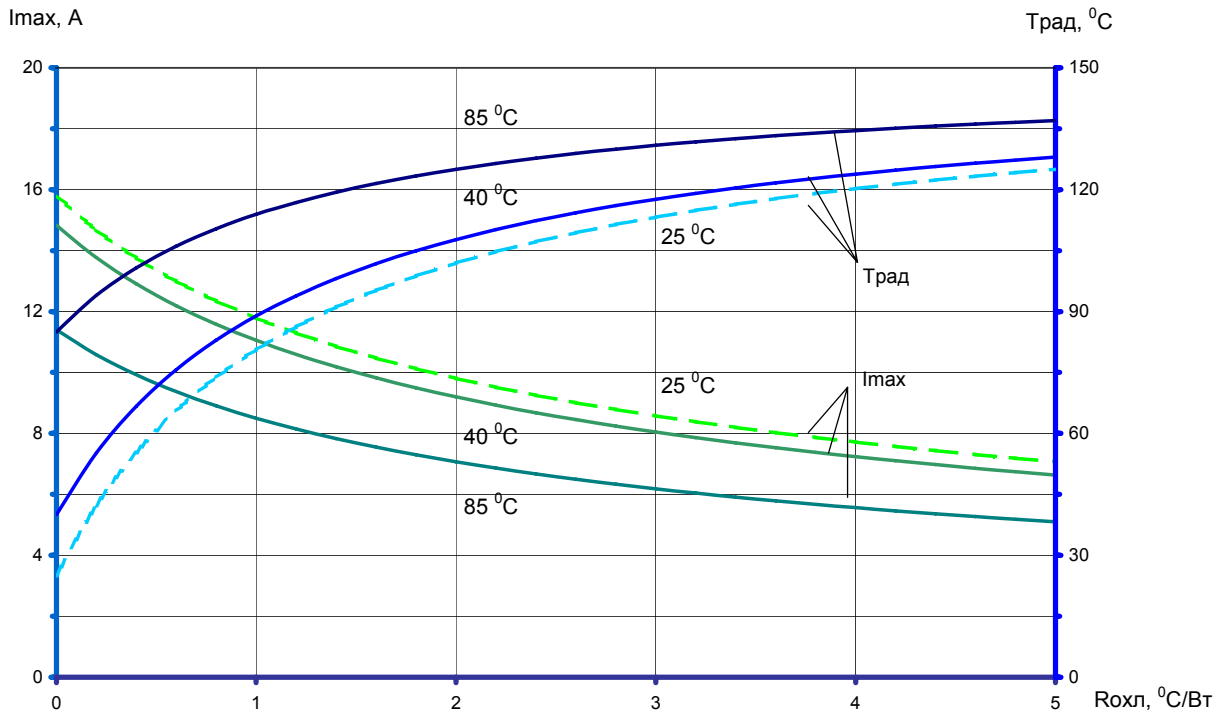
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-125-1-Д16

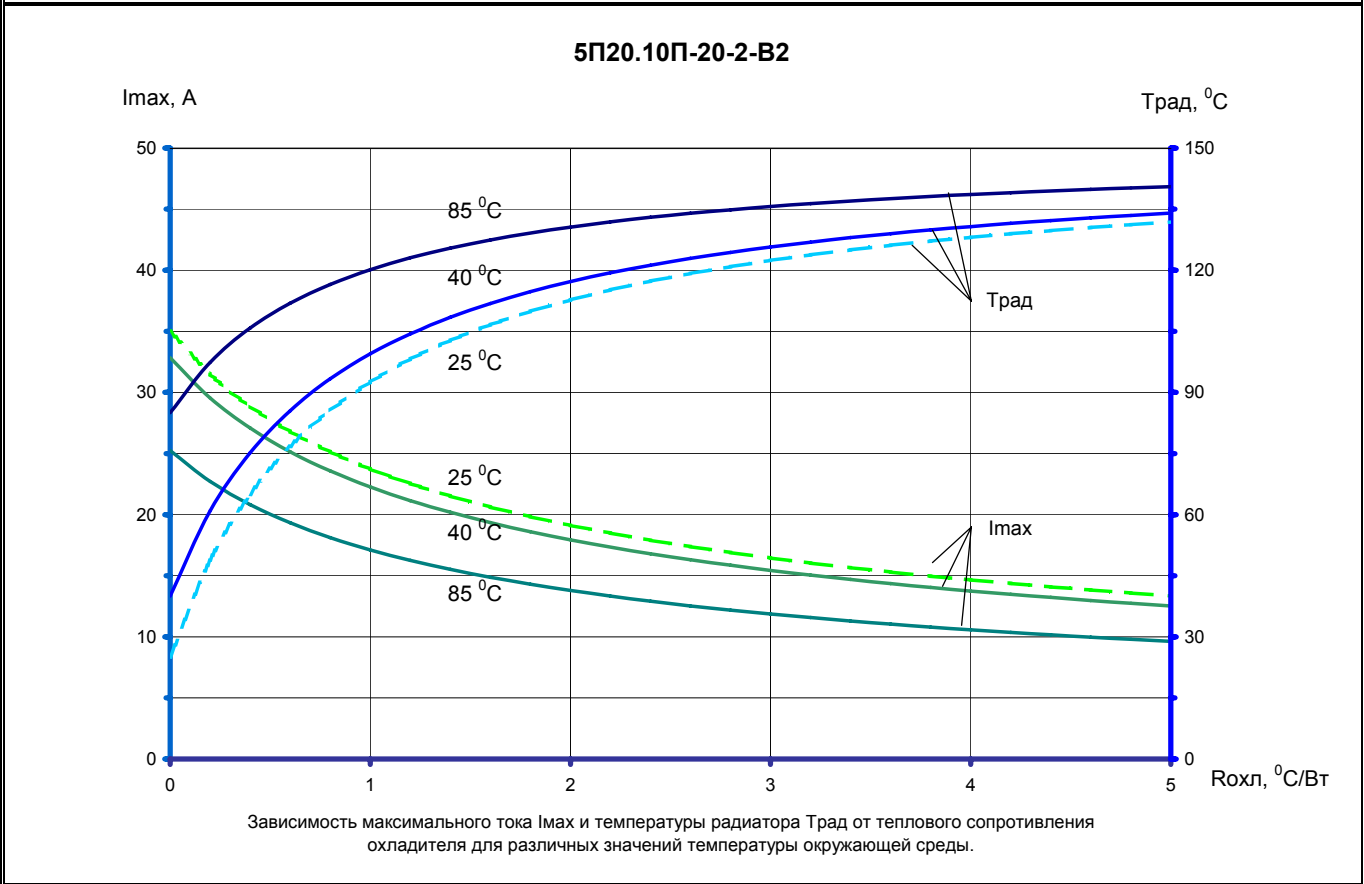
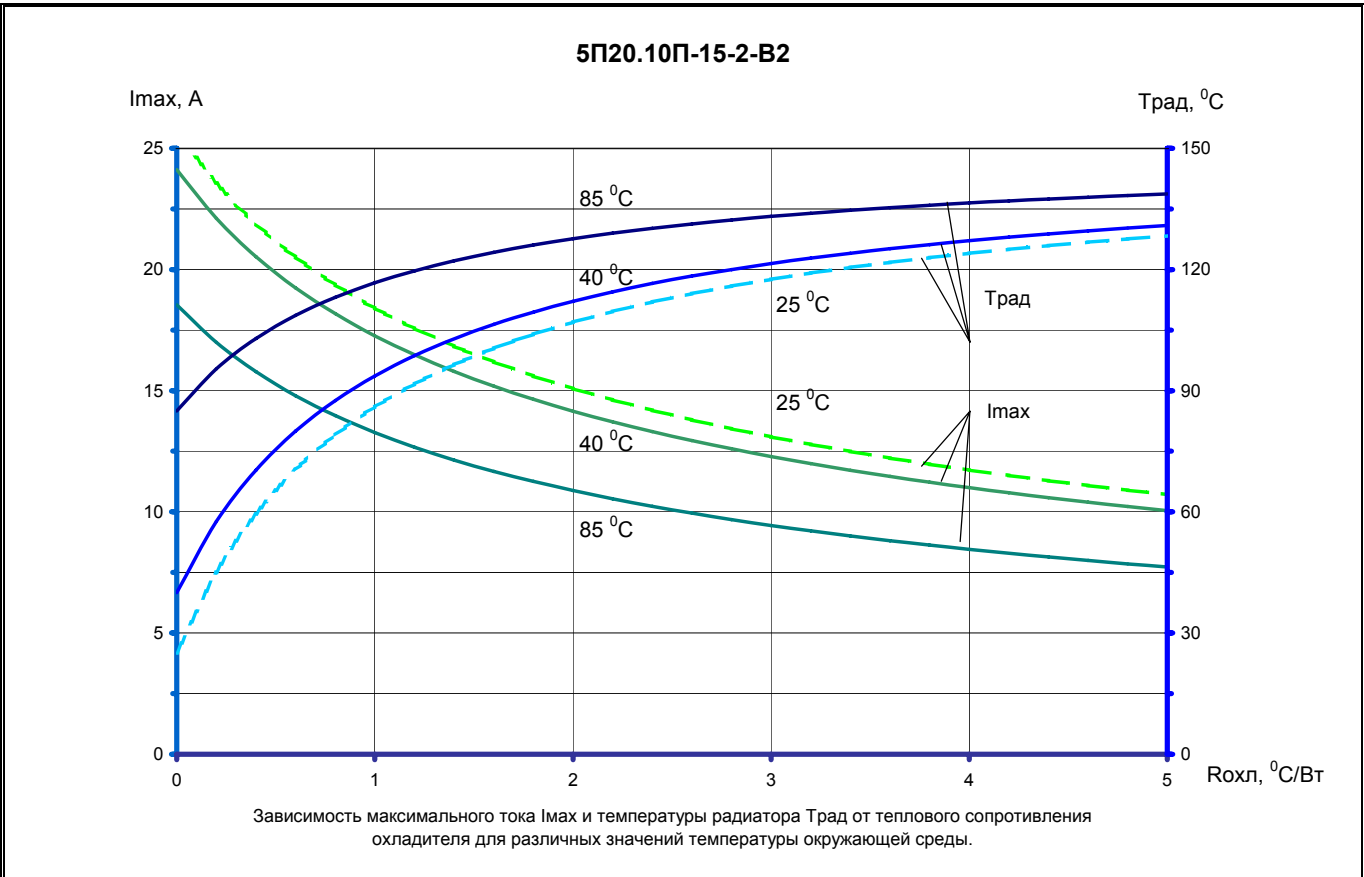


Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

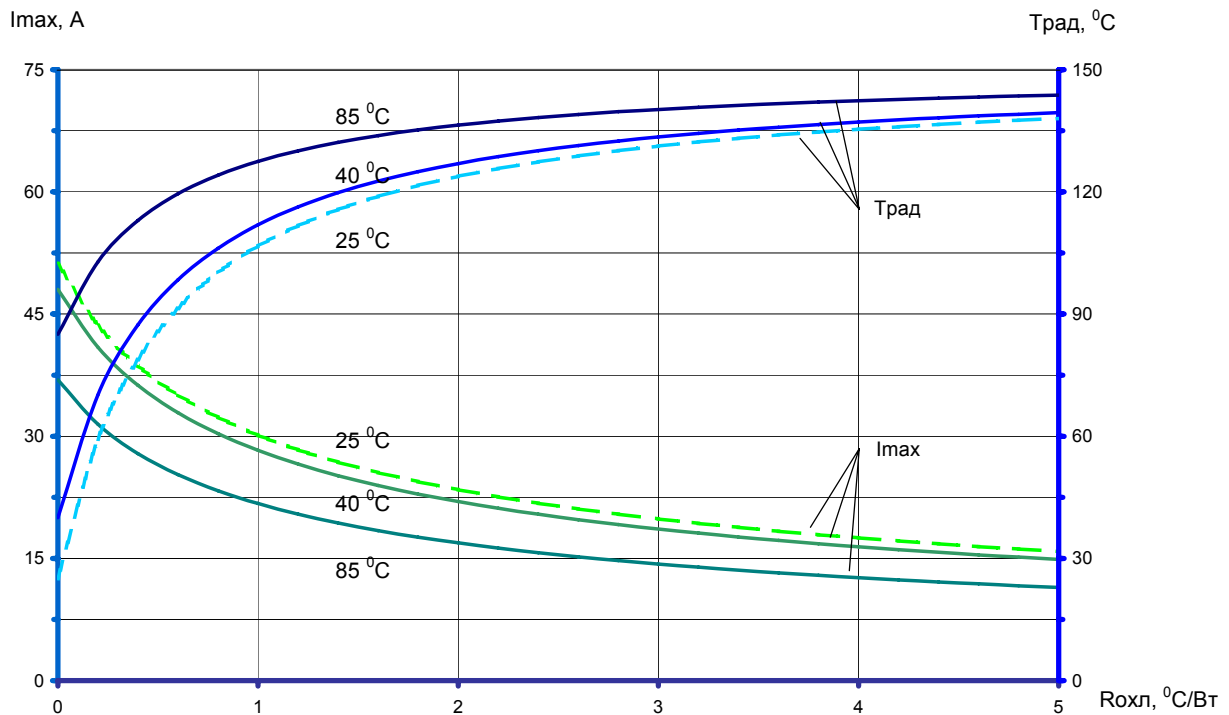
5П20.10П-10-2-В2



Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

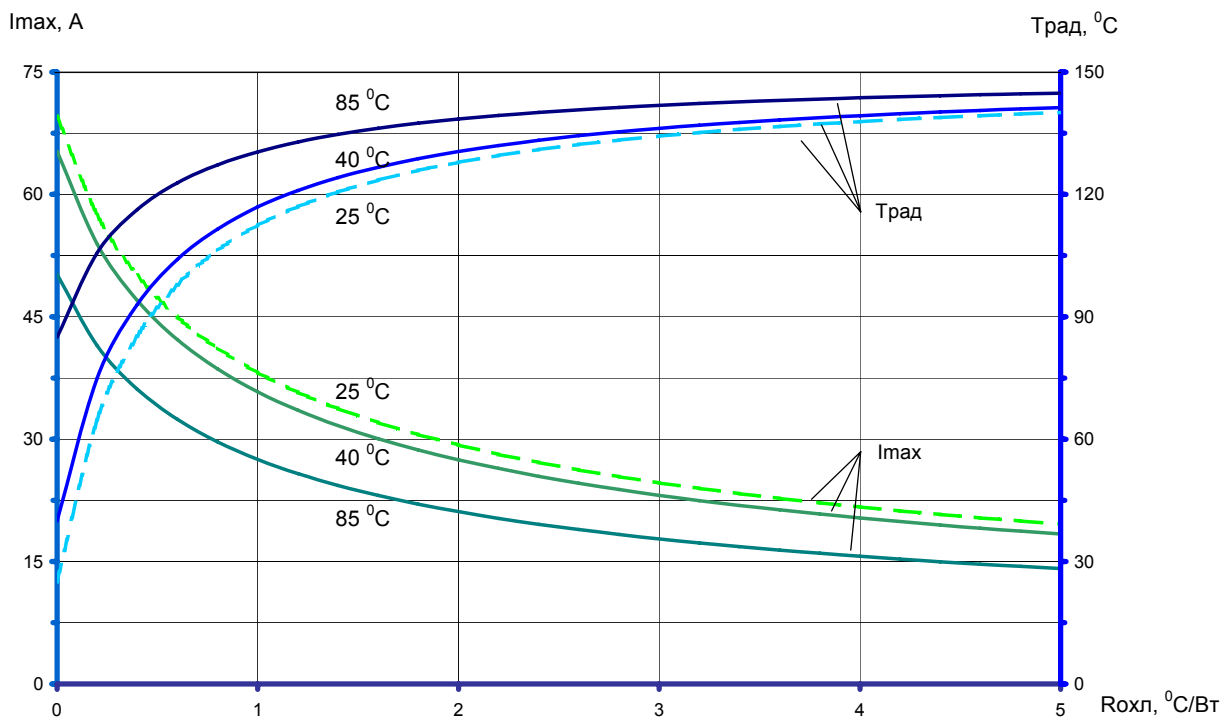


5П20.10П-35-2-В2



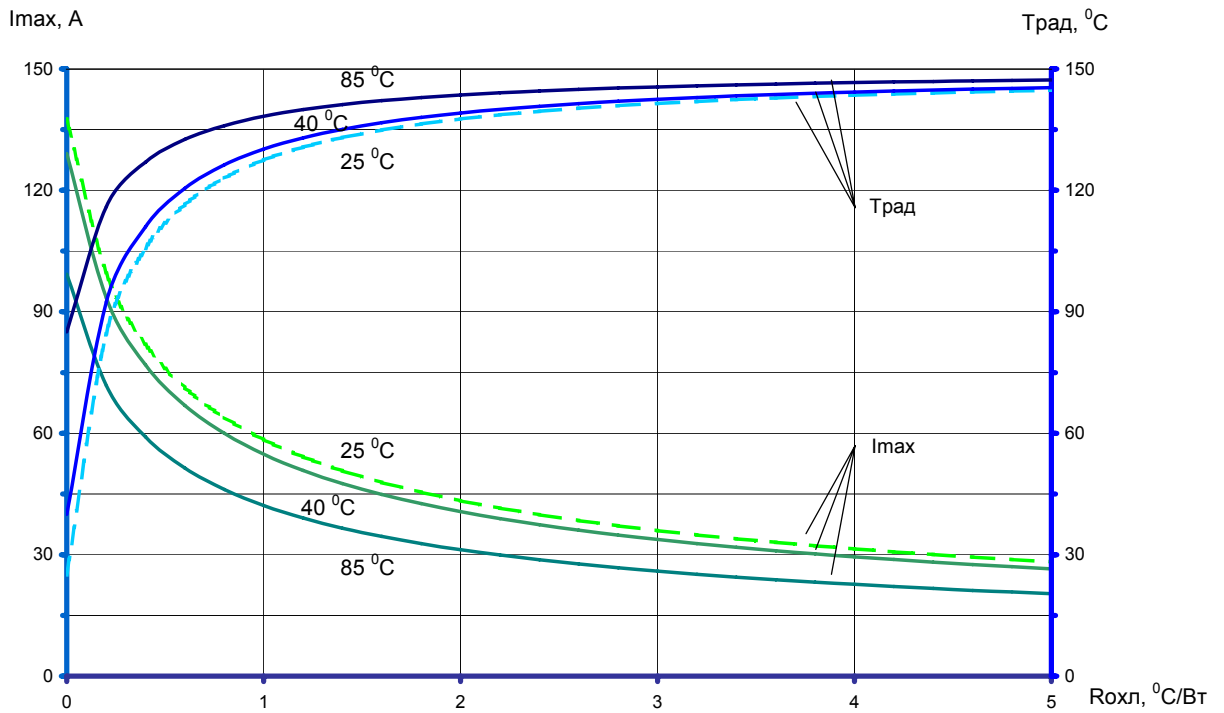
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-45-2-В2



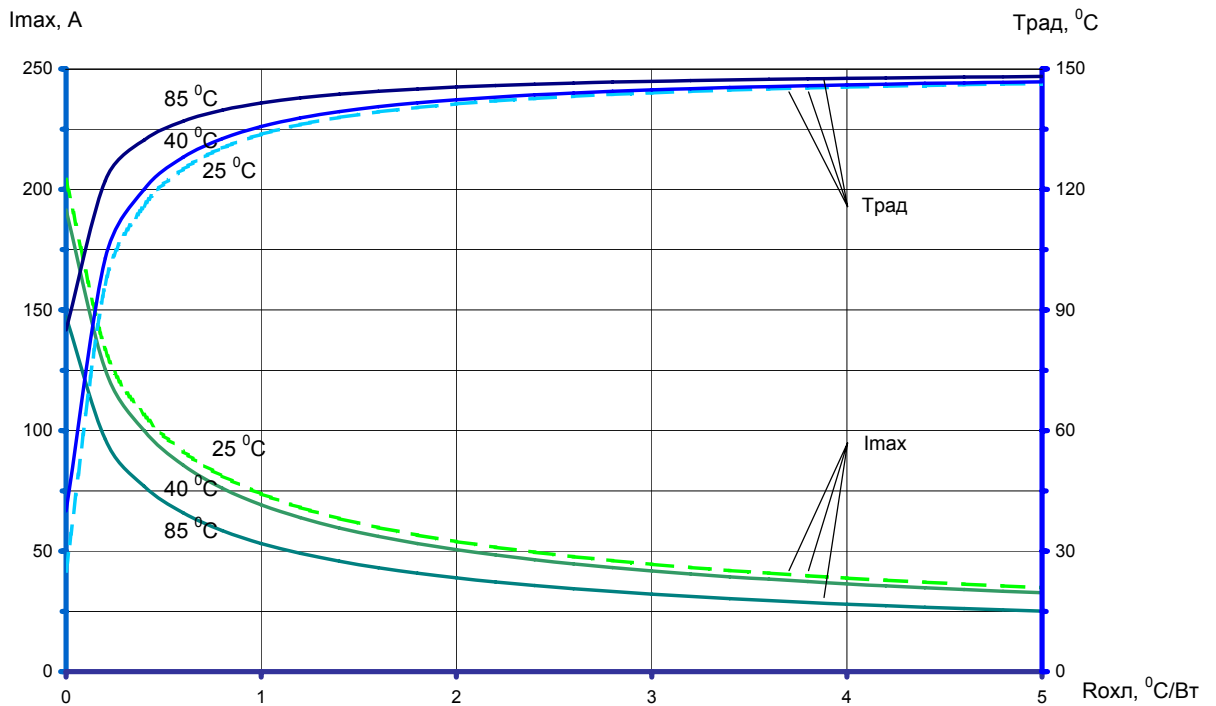
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-90-2-В6



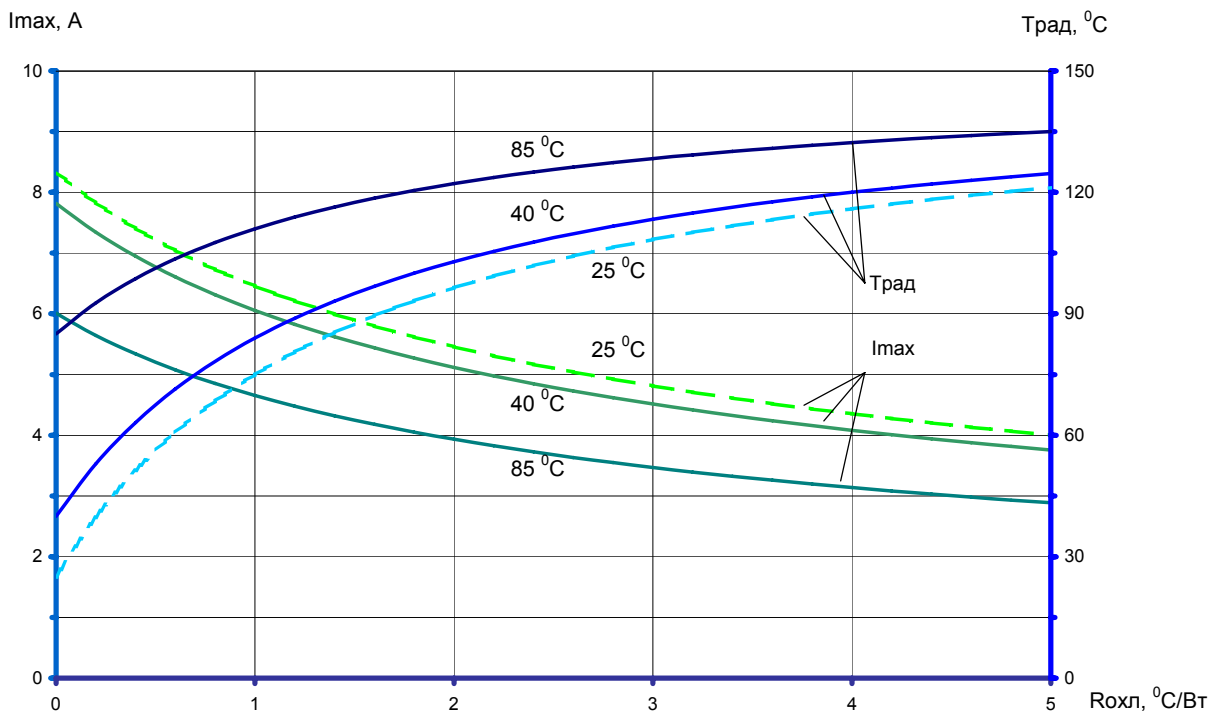
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-135-2-Д16



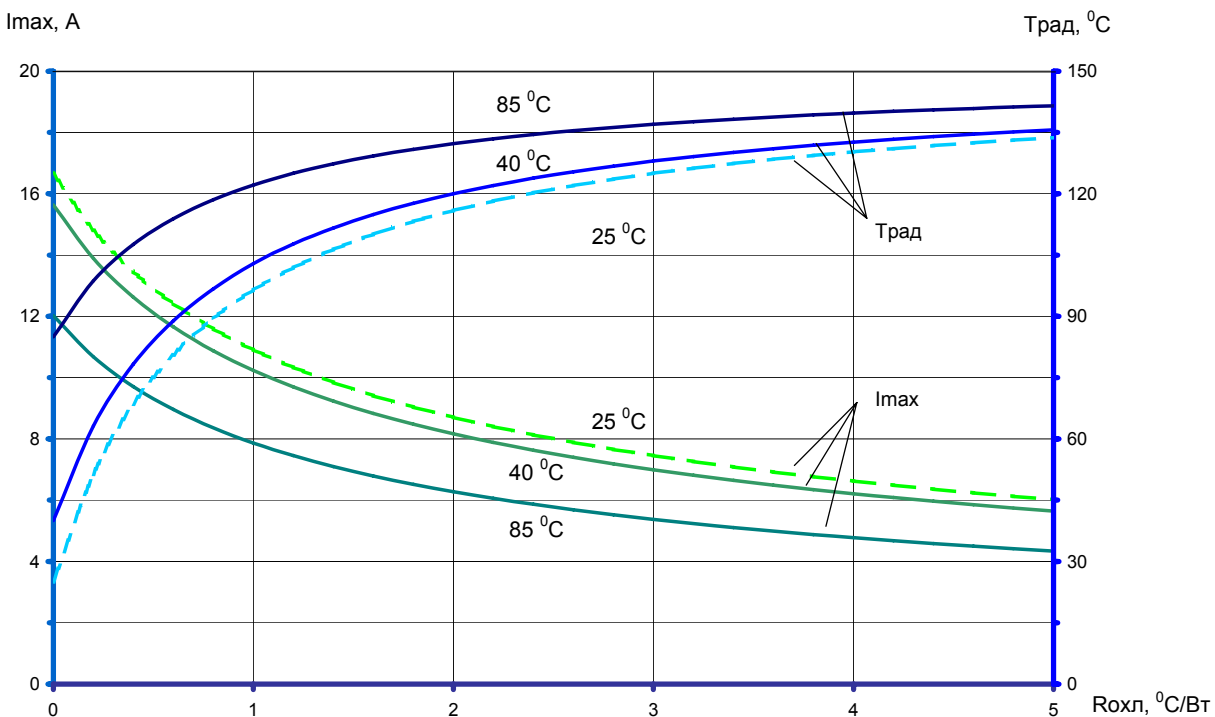
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-5-4-В2



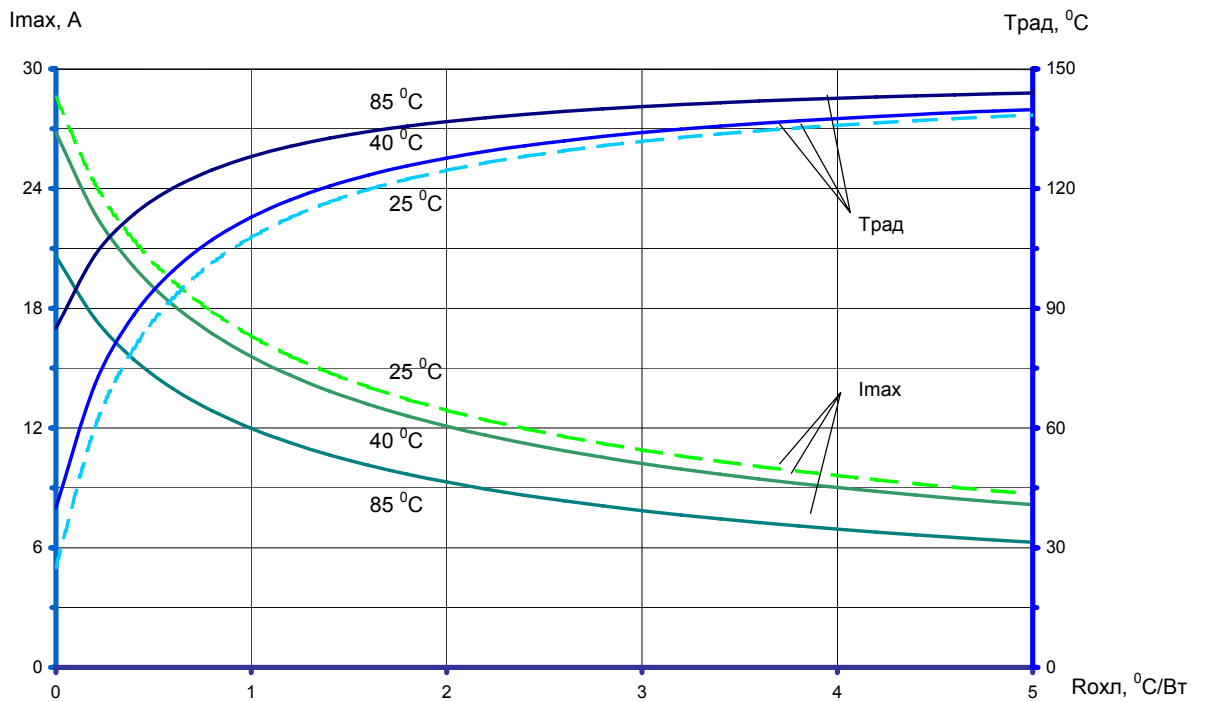
Зависимость максимального тока Imax и температуры радиатора Tрад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-10-4-В2



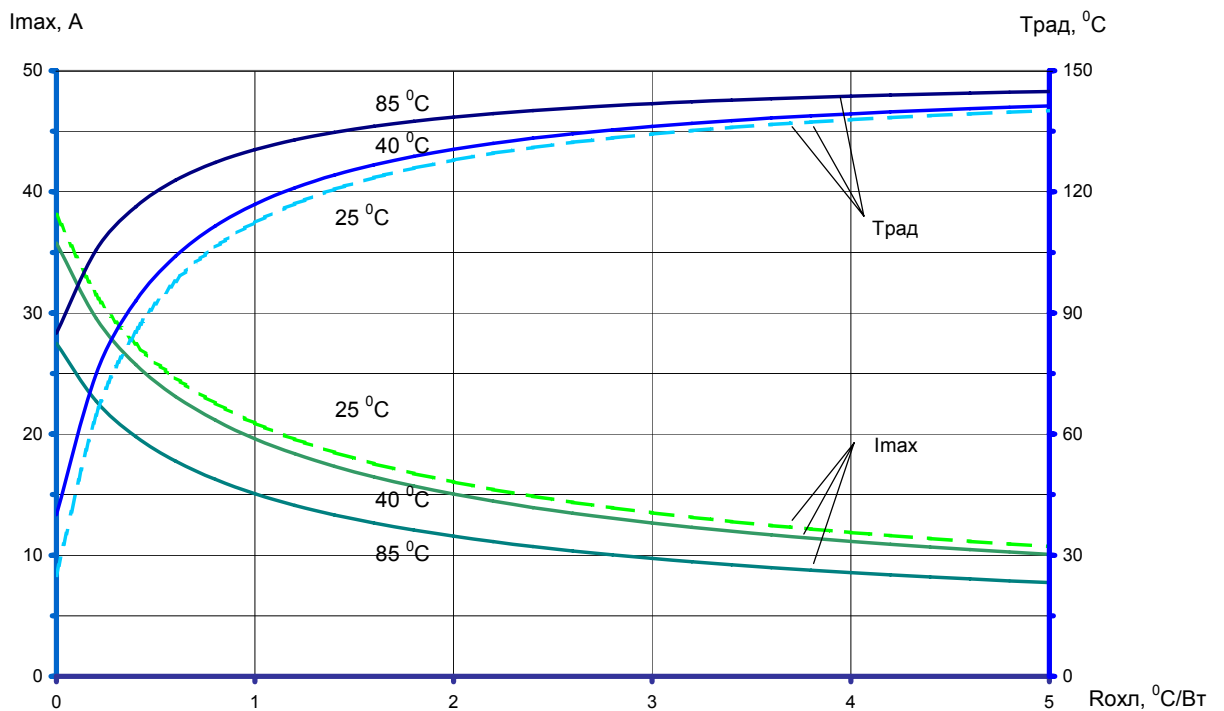
Зависимость максимального тока Imax и температуры радиатора Tрад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-18-4-В2



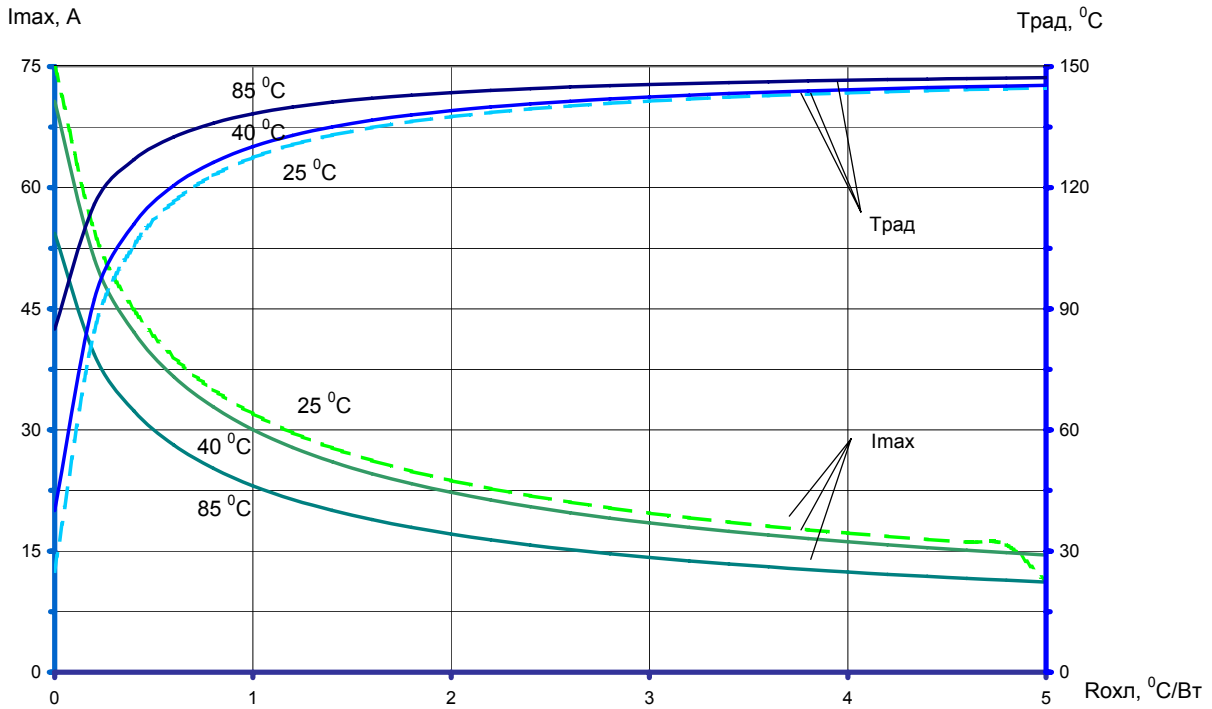
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-25-4-В2



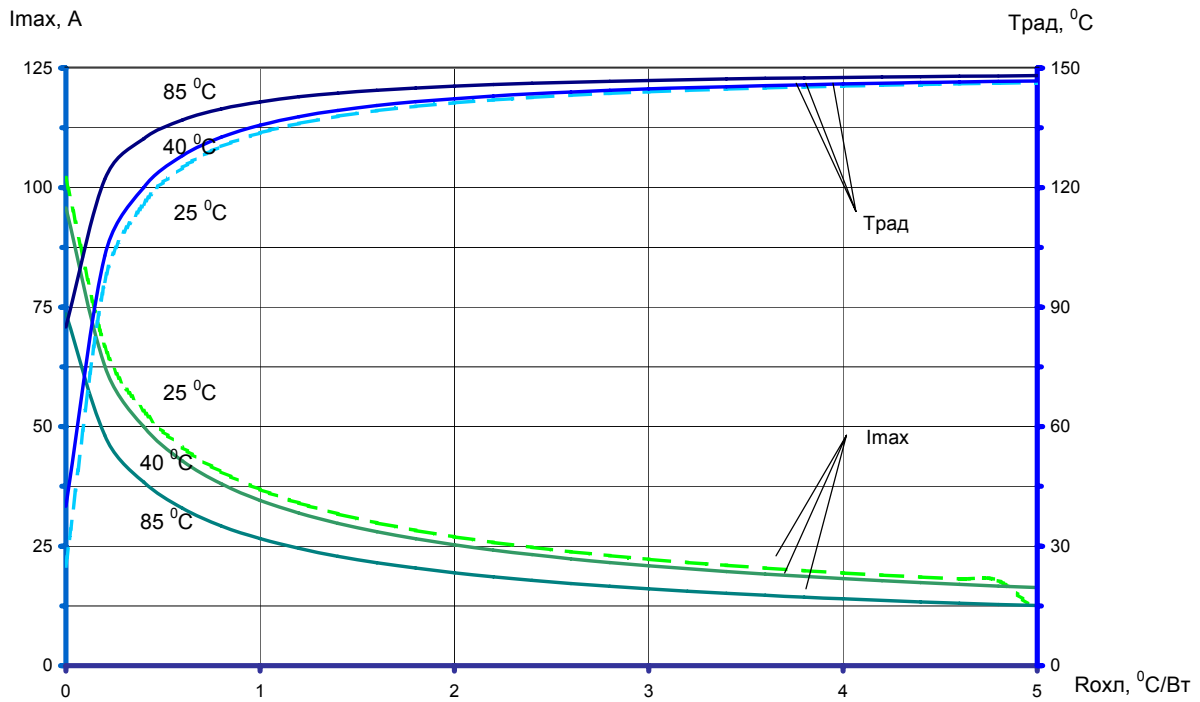
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П20.10П-50-4-В2

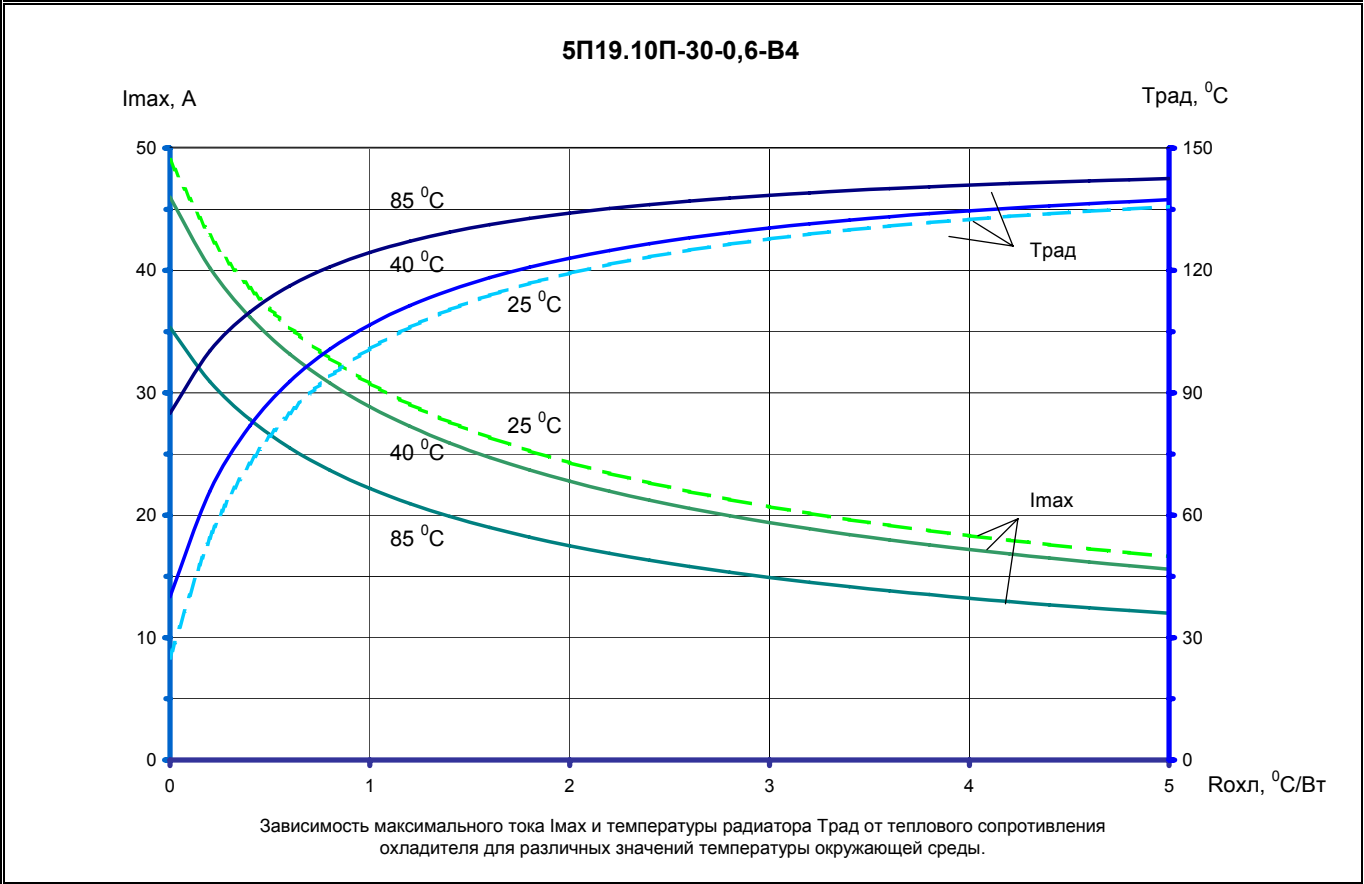
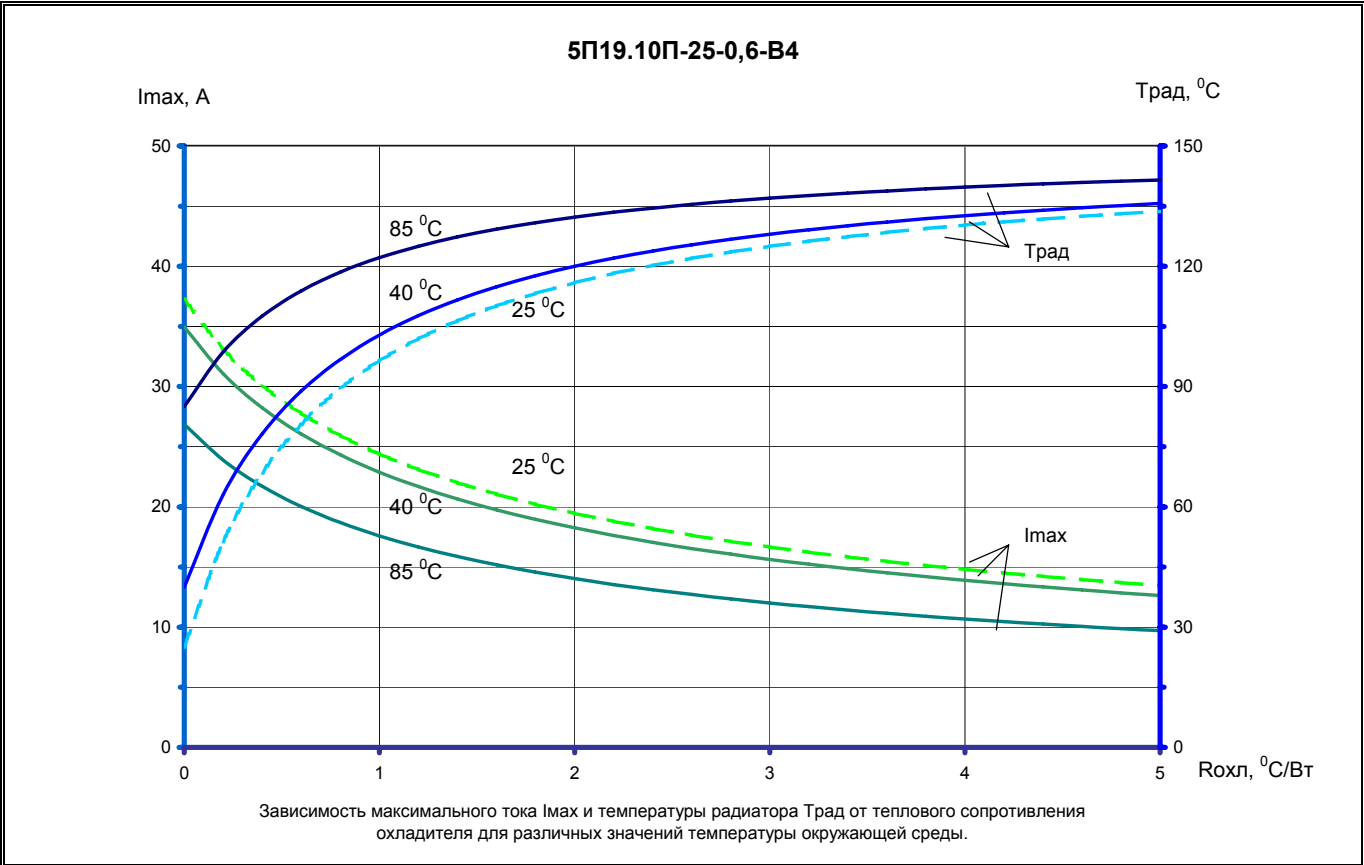


Зависимость максимального тока Imax и температуры радиатора Tрад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

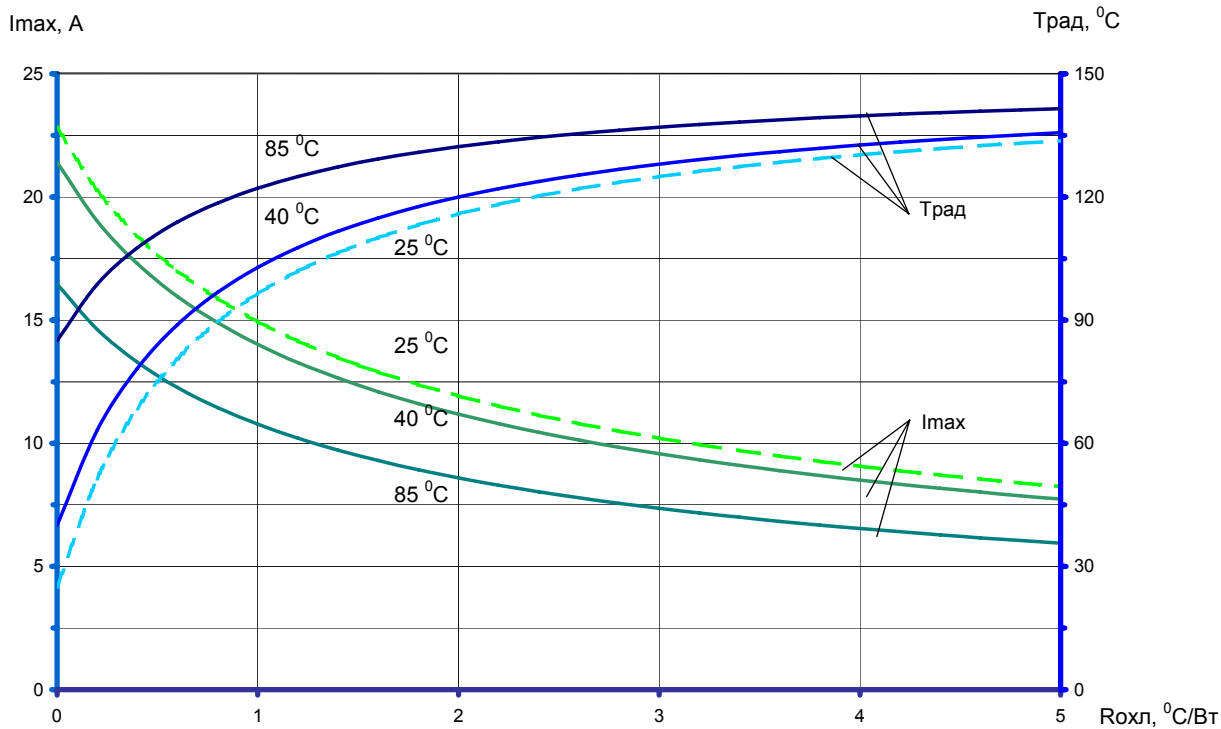
5П20.10П-75-4-Д16



Зависимость максимального тока Imax и температуры радиатора Tрад от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

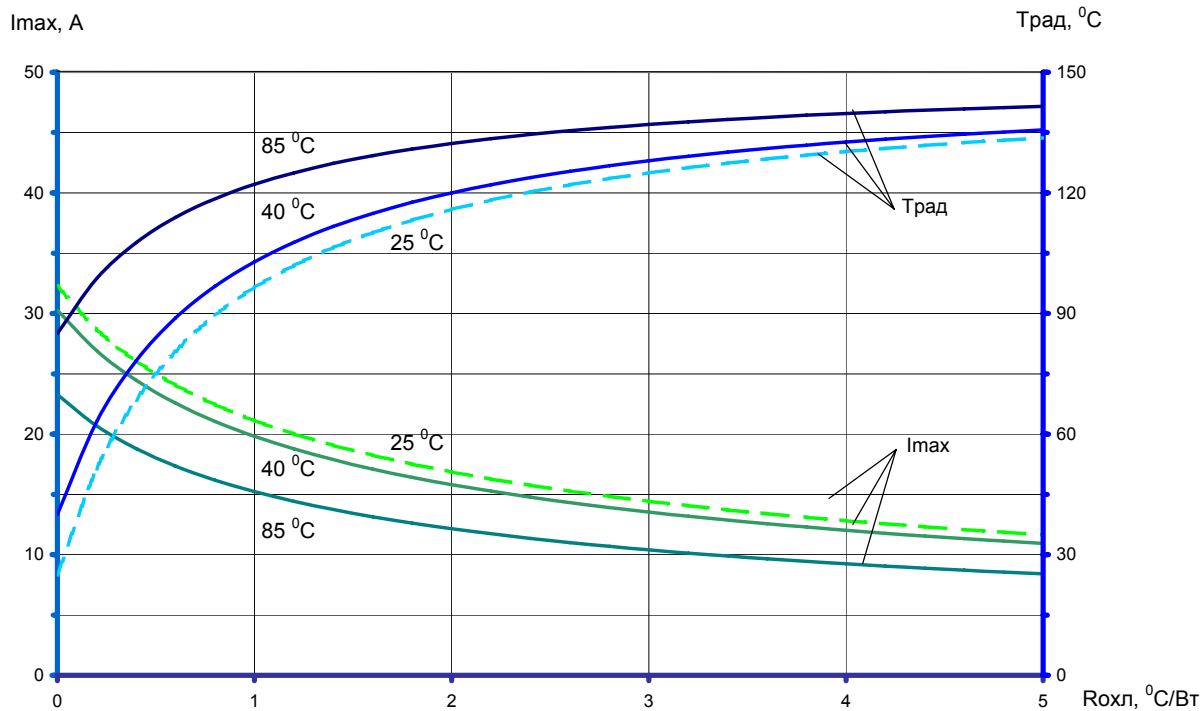


5П19.10П-15-1-В4



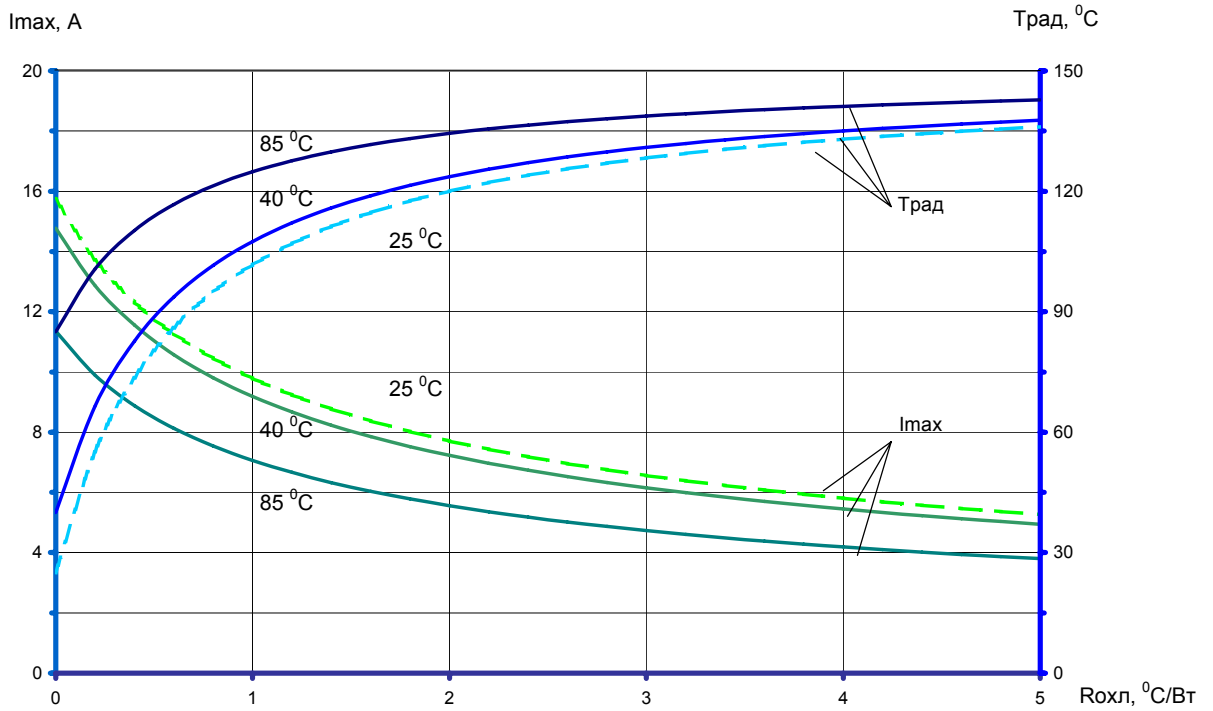
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П19.10П-20-1-В4



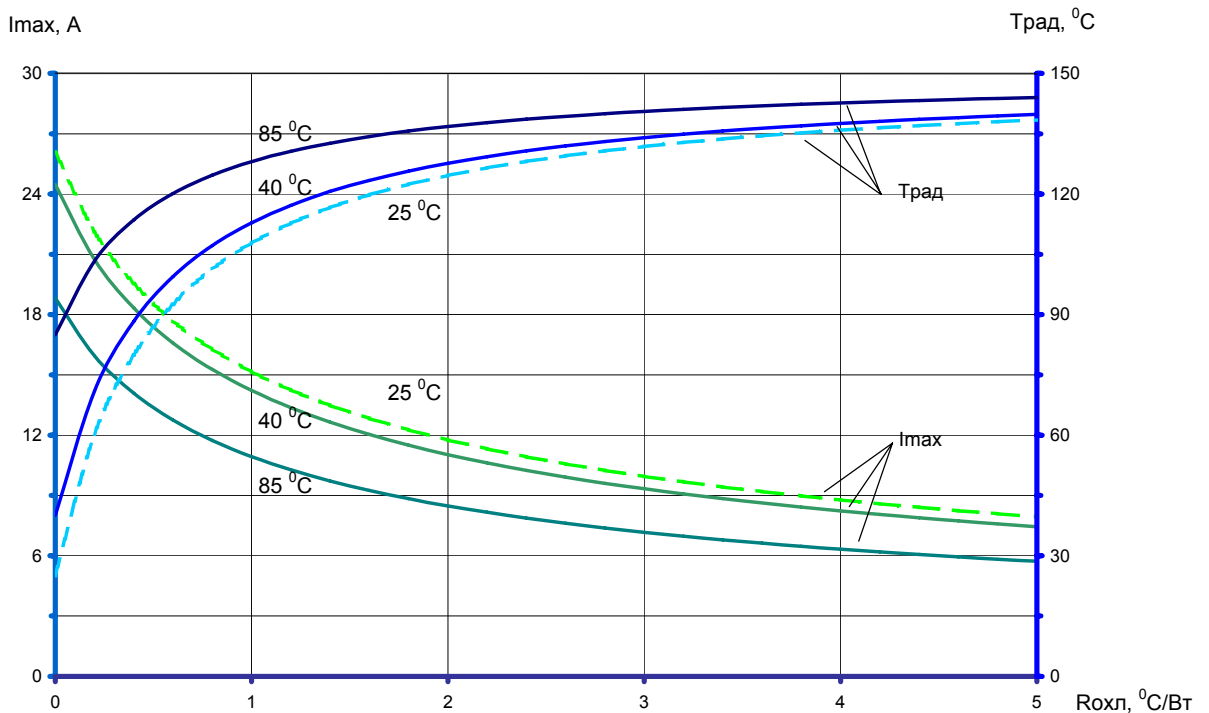
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П19.10П-10-2-В4



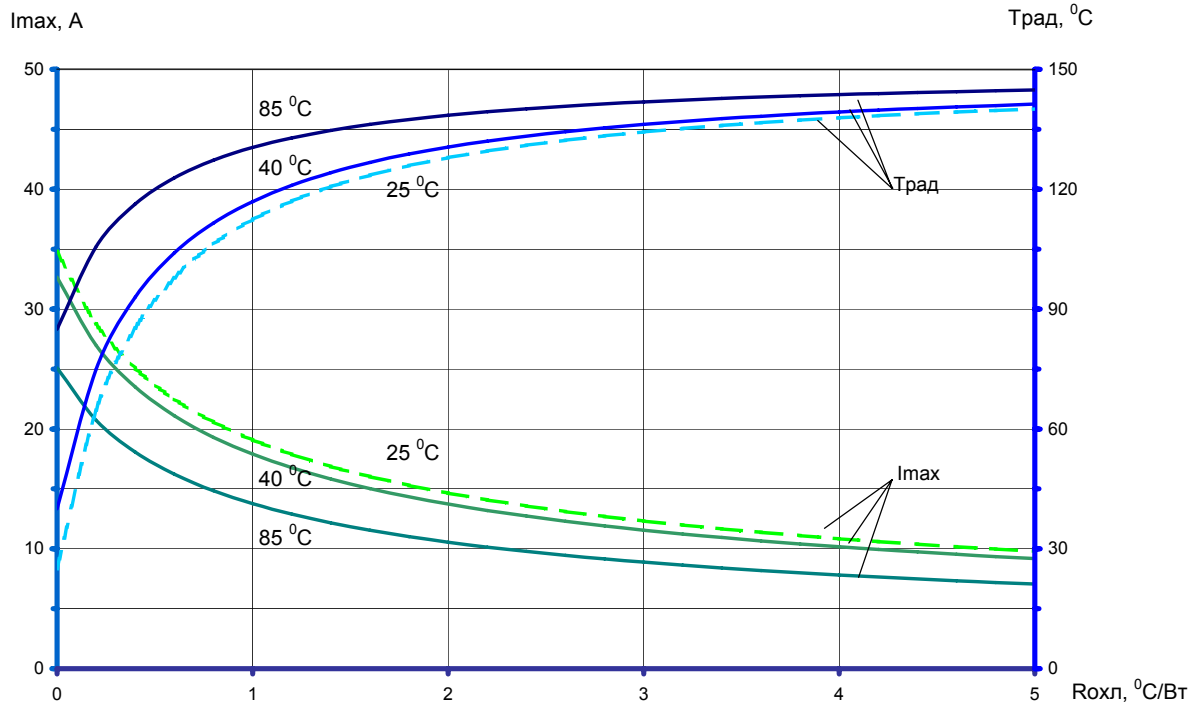
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П19.10П-15-2-В4



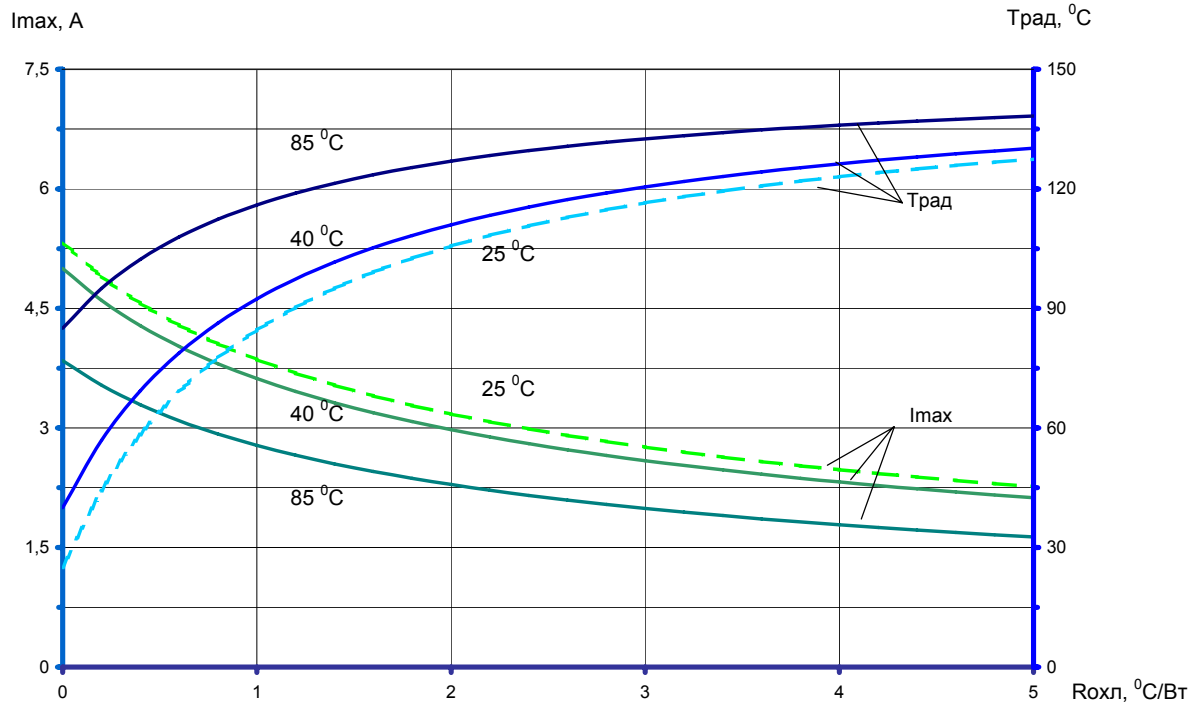
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П19.10П-20-2-В4

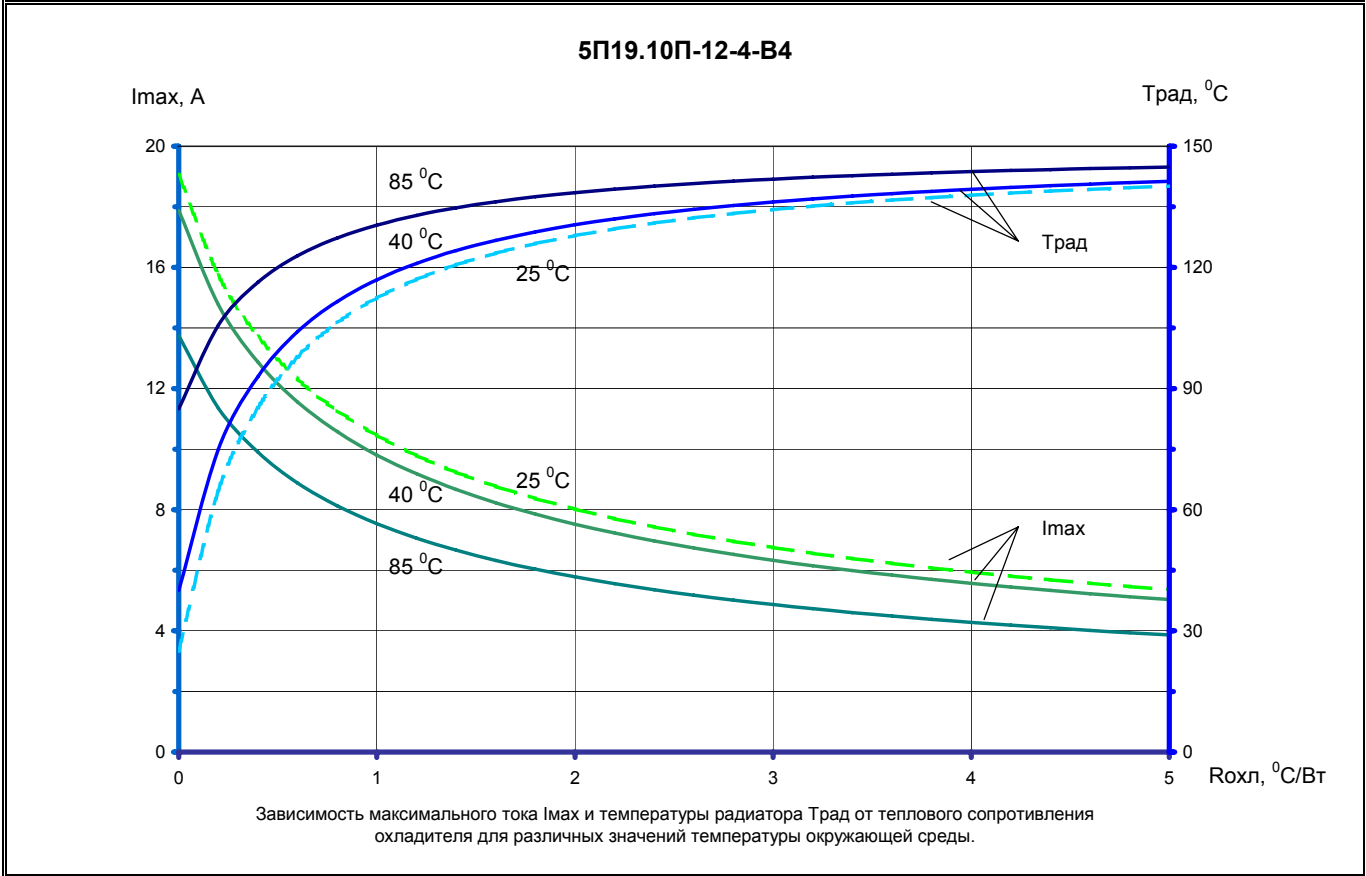
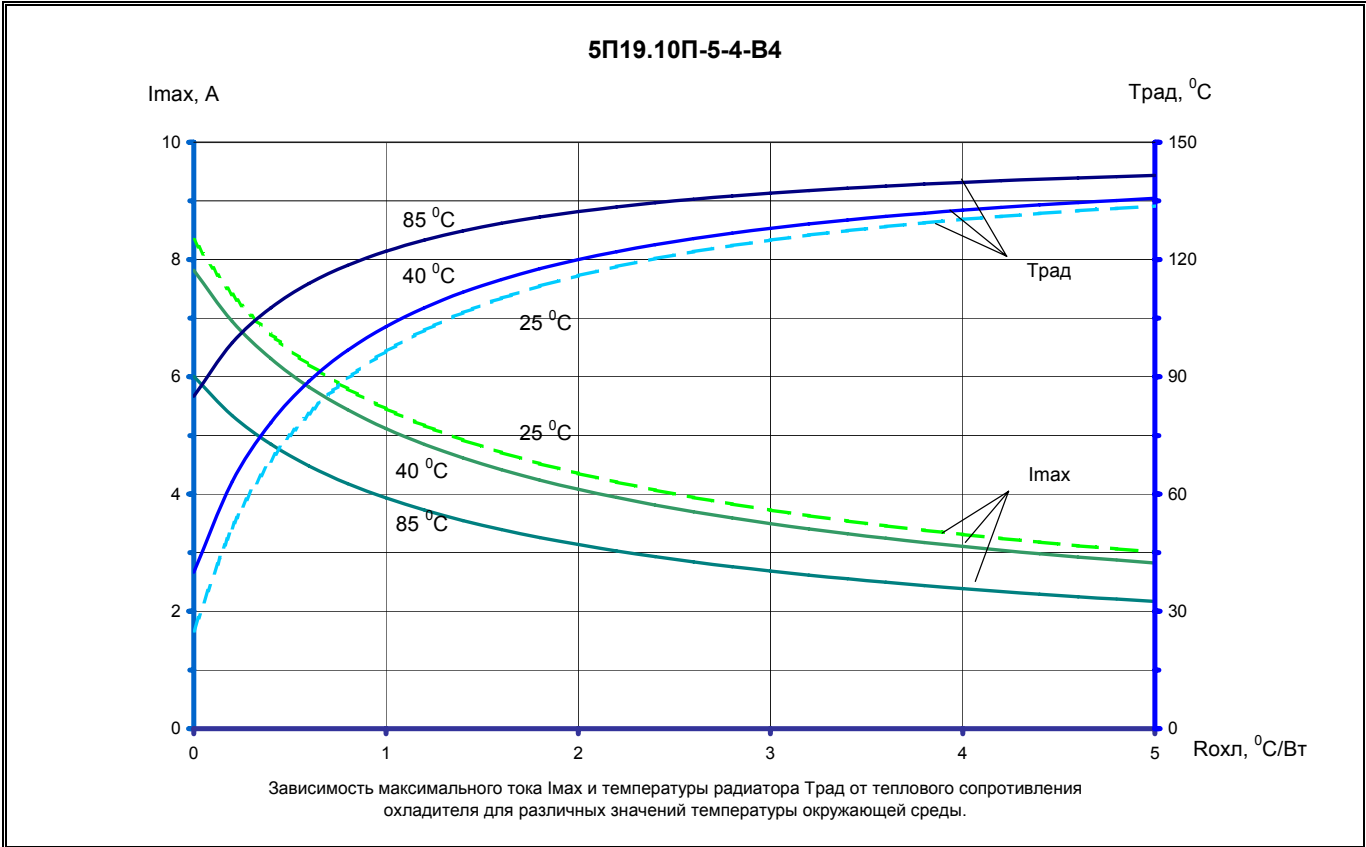


Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

5П19.10П-3-4-В4

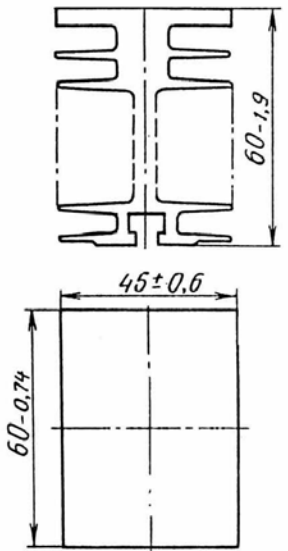
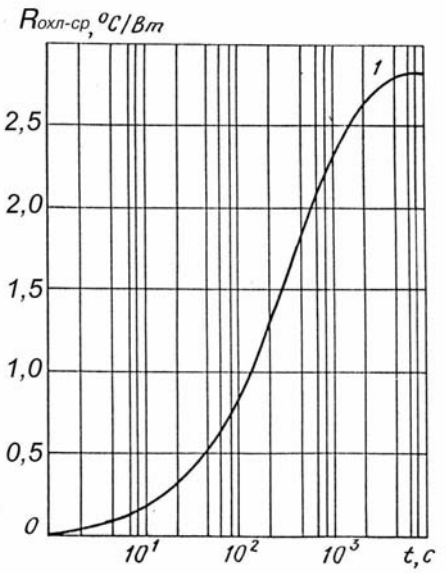
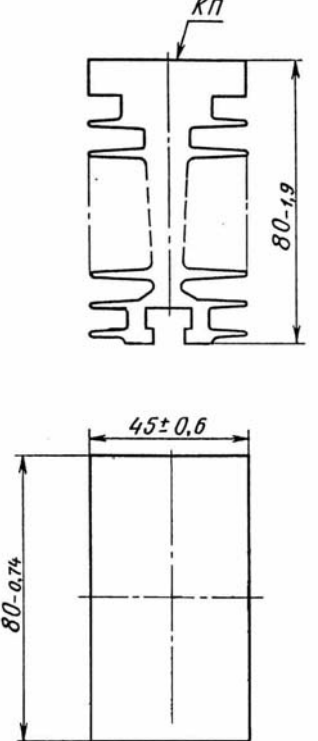
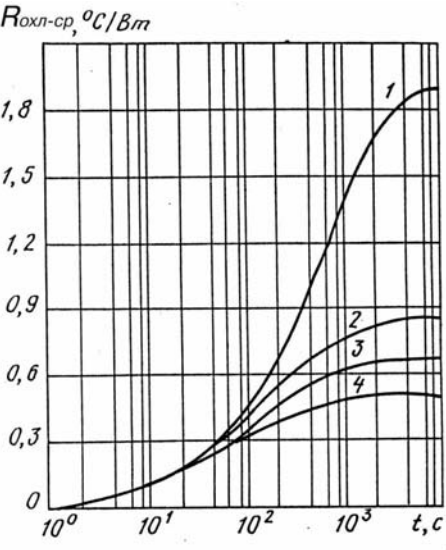


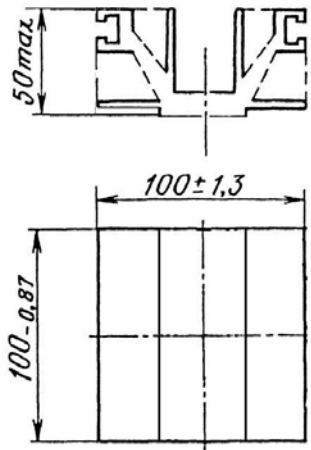
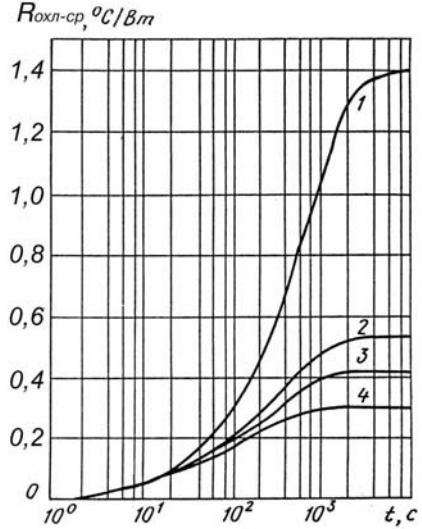
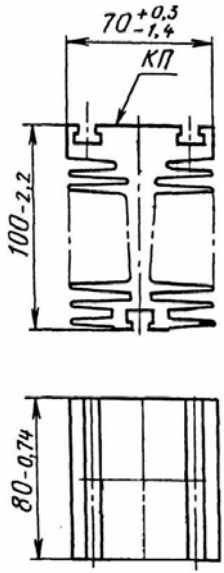
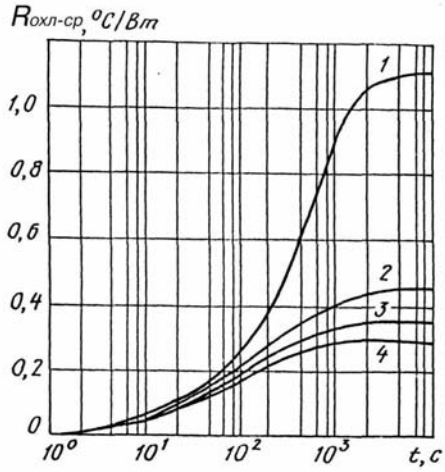
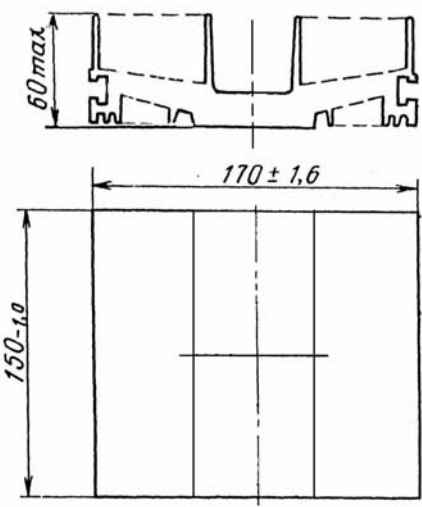
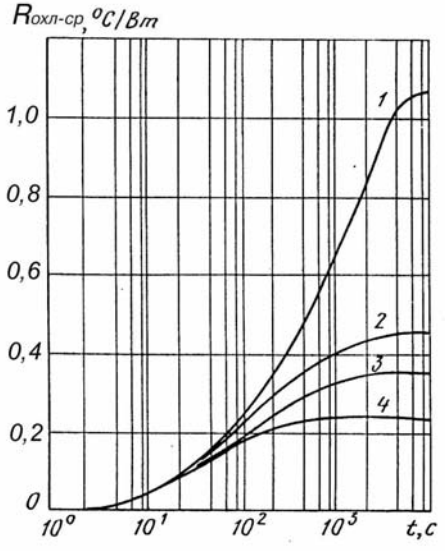
Зависимость максимального тока I_{max} и температуры радиатора $T_{рад}$ от теплового сопротивления охладителя для различных значений температуры окружающей среды.

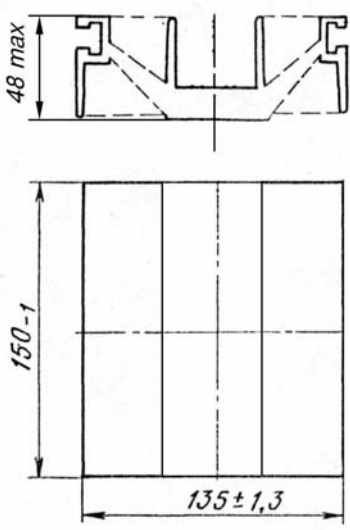
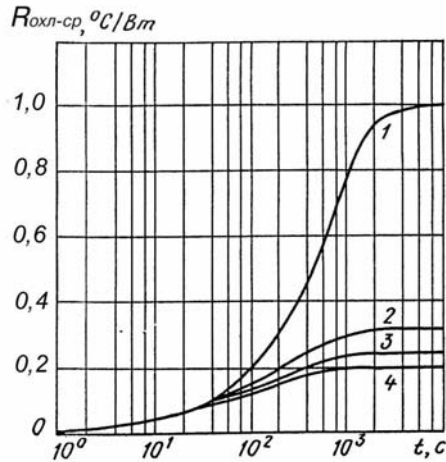
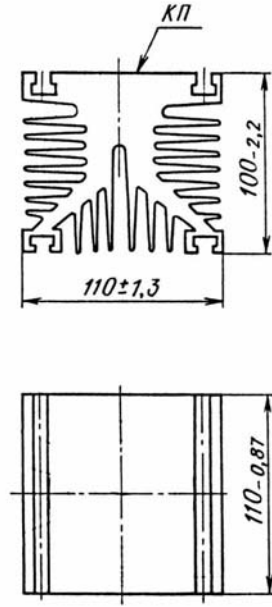
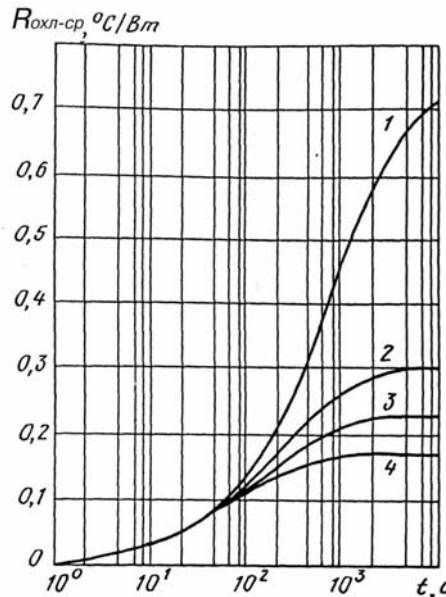


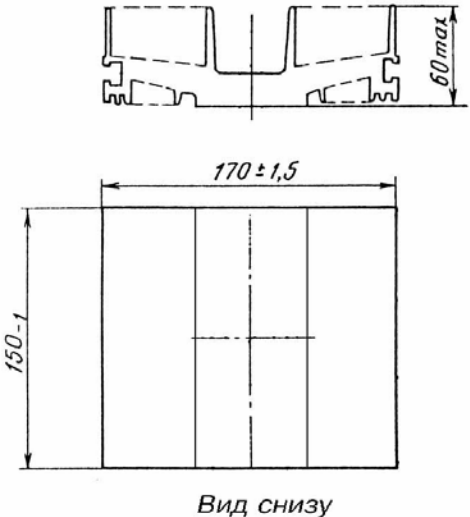
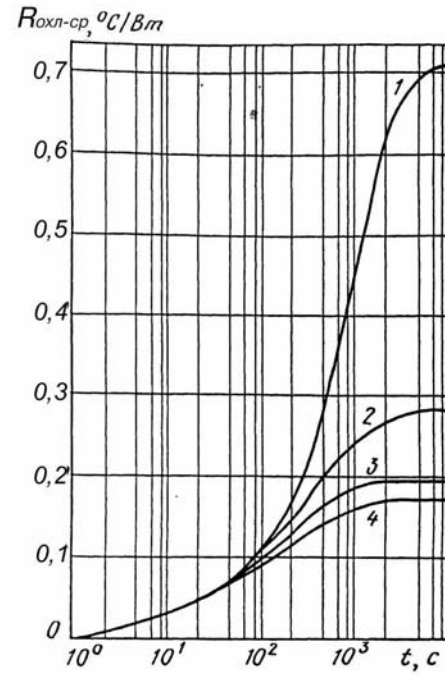
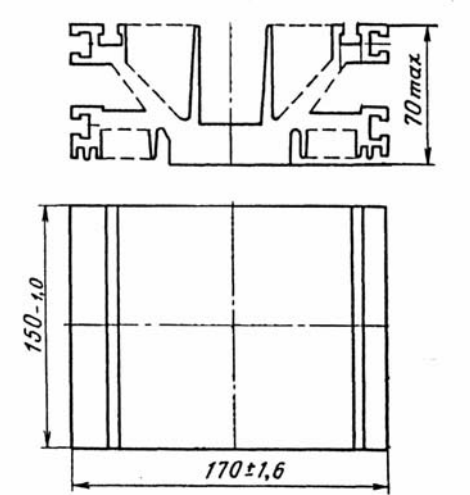
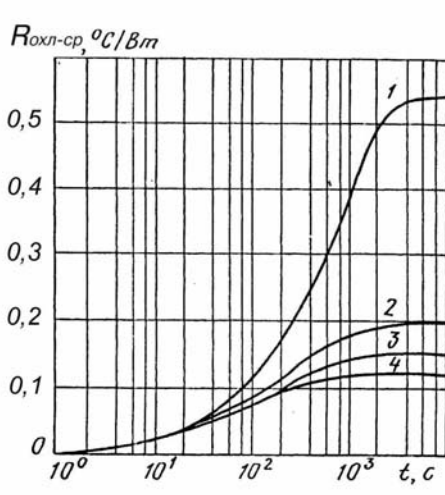
ПРИЛОЖЕНИЕ Б

**Габаритные чертежи охладителей
и их переходной тепловой импеданс**

Тип охладителя	Габаритный чертеж	График переходного теплового импеданса контактная поверхность охладителя-окружающая среда ($R_{охл-ср}$) при скорости охлаждающего воздуха $V_{воз}$: 0 м/с – (1), 3 м/с – (2), 6 м/с – (3), 12 м/с – (4)
1	2	3
0221		
0135, 0145		

1	2	3
<p>0123</p>	 <p>Вид снизу</p>	
<p>0155</p>		
<p>0342</p>	 <p>Вид снизу</p>	

1	2	3
<p>0143</p>	 <p>48 max</p> <p>150-1</p> <p>135 ± 1,3</p> <p>Вид снизу</p>	 <p>$R_{\text{охл-ср}}, ^\circ\text{C}/\text{Bm}$</p> <p>1,0</p> <p>0,8</p> <p>0,6</p> <p>0,4</p> <p>0,2</p> <p>0</p> <p>10⁰ 10¹ 10² 10³ t, c</p>
<p>0165, 0175</p>	 <p>КП</p> <p>100-2,2</p> <p>110 ± 1,3</p> <p>110-0,87</p>	 <p>$R_{\text{охл-ср}}, ^\circ\text{C}/\text{Bm}$</p> <p>0,7</p> <p>0,6</p> <p>0,5</p> <p>0,4</p> <p>0,3</p> <p>0,2</p> <p>0,1</p> <p>0</p> <p>10⁰ 10¹ 10² 10³ t, c</p>

1	2	3
<p>0253</p>	 <p>Вид снизу</p>	
<p>0153</p>		

Список литературы

1. Motorola, "Thyristor Device Data", rev 6, 1996.
2. Motorola, "Optoelektronics Device Data", rev 6, 1996.
3. International Rectifier. Microelectronic relay, Designer`s Manual.
4. Motorola, "Power MOSFET Transistor Device Data".
5. В.П. Черепанов и др. «Электронные приборы для защиты РЭА от электрических перегрузок. «Радио и связь», Москва, 1994.