

УДК 621.374

*В. И. Лалетин, В. С. Грудинин, В. М. Сбоев*

## **ВЫБОР КЛЮЧЕЙ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

В статье обсуждается проблема выбора альтернативных вариантов полупроводниковых силовых ключей MOSFET или IGBT, возникающая при проектировании широтно-импульсных преобразователей в составе системы автоматического регулирования координатами электропривода. Приводится многофакторная процедура анализа их преимуществ и недостатков с учетом импульсного характера работы преобразователя, законов управления ключами, величины питающего напряжения, частотного разграничения областей работы и особенностей структуры каждого типа транзистора. Формулируются требования к антипараллельному диоду в составе ключа с учетом рекуперации реактивной энергии, режима «жесткого переключения» и характера нагрузки преобразователя. В качестве оптимального варианта ключа предлагается гибридная пара CoolMOSTM и SiC – диод Шоттки, которая на высоких частотах соответствует параметрам IGBT. В статье приводится также методика определения оптимальной частоты коммутации и потерь в ключах преобразователя в зависимости от параметров электропривода.

*Ключевые слова:* электропривод, широтно-импульсный преобразователь, модуляция, способ управления, силовые ключи.

Использование в робототехнике и в технических системах автоматического регулирования электропривода на основе электродвигателей постоянного тока (ДПТ) и преобразователей с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) имеет достаточно большое распространение наряду с вентильным и дискретным электроприводом. Примером такого применения может служить система автоматического регулирования (САР) угловой скорости двигателя с коррекцией в

зависимости от температуры объекта. Структурная схема такой САР с внутренним токовым и внешним параметрическим контуром показана на рисунке 1.

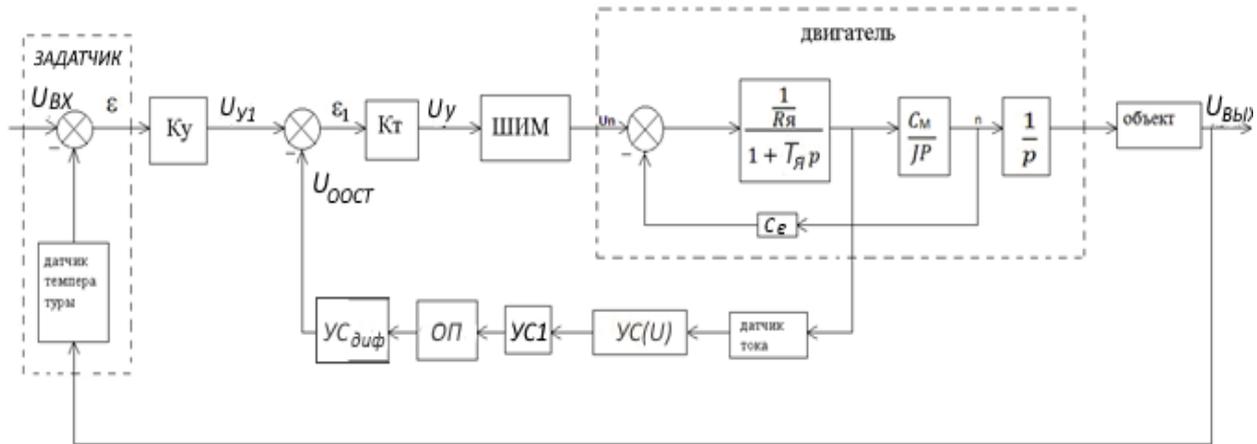


Рис. 1. Структурная схема САР

При построении электропривода особое внимание уделяется проектированию широтно-импульсного преобразователя (ШИП), в частности, корректному расчету и выбору полупроводниковых ключей MOSFET или IGBT.

Исходными данными для выбора транзисторных ключей являются напряжение питания и ток якоря двигателя постоянного тока. Основными источниками энергии в такой системе являются гальванически развязанный не/стабилизированный источник питания двигателя и гальванически развязанные источники питания драйверов силовых ключей или источник на основе бутстрепного принципа питания драйверов.

Так как преобразователь с ШИМ работает в ключевом режиме, то при расчете величины напряжения питания необходимо учитывать импульсный характер питания двигателя (рисунок 2).

На рисунке 2 штриховые линии показывают уровень напряжения  $U_{НЕПР}$  и величину силы тока  $I_{НЕПР}$ , которые необходимо обеспечить для двигателя, чтобы он развил номинальную мощность.

## Технические науки

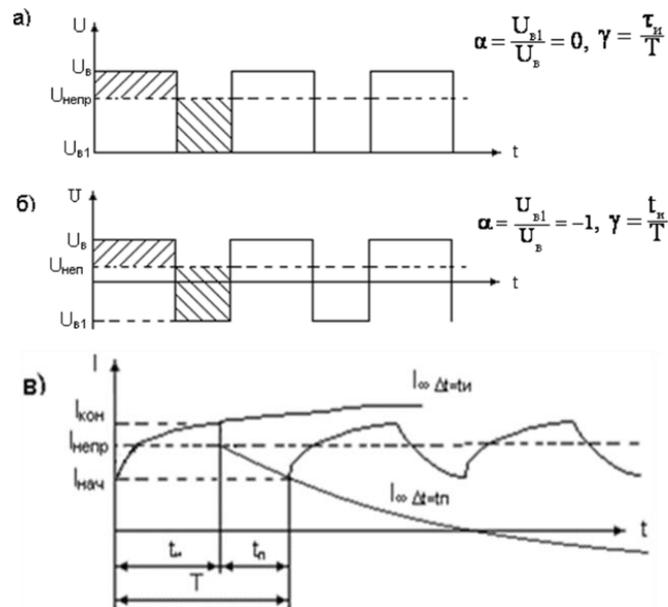


Рис. 2. Временные диаграммы работы ШИП

Импульсы длительностью  $t_{ИМП}$  следуют с периодом  $T$  и паузой  $t_{П}$ . Минимальная величина  $t_{П} = 0,1T$  вводится для того, чтобы подготовить ключи к формированию очередного импульса. Из рисунка 2 следует, что амплитуда импульса  $U_B$  должна быть больше по сравнению со значением  $U_{НЕПР} = U_H$ . Ее можно рассчитать аналитически, применив разложение Фурье, или графически.

При графическом способе измеряют площадь между импульсами, заштрихованную на рисунке 2, и надстраивают такую же по величине площадь на вершине импульса (обозначенную также штриховкой). Затем определяют величину  $U_B$  в соответствии с разложением напряжения в ряд Фурье. Заметим, что гармоники напряжения не оказывают влияния на скорость ДПТ, а только порождают тепловые потери.

Для несимметричного способа управления ключами ШИП величина напряжения

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

Отсюда амплитудное значение напряжения

## Технические науки

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

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

Для симметричного способа управления ключами ШИП имеем

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

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

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

$$E_1 = 2U_{\text{КЭнас}} + U_B \quad (\text{для IGBT ключей})$$

или

$$E_1 = 2R_{\text{СИ}} I_{\text{ПУСК}} + U_e \quad (\text{для MOSFET ключей}).$$

Транзисторы и диоды выбирают на напряжение

$$U_{\text{си доп}} = U_{\text{КЭ доп}} = U_{\text{VD обр}} \geq kE_1,$$

где  $k$  – коэффициент запаса:  $k = 1,5 - 2$ .

Коэффициент запаса учитывают в электроприводе как в системе с индуктивной нагрузкой, в которой при размыкании ключей возможны кратковременные импульсы напряжения.

Исходя из технических данных двигателя, нужно выбирать ключи исходя из следующих соотношений:

$$I_{\text{КМАХ}}(I_{\text{СМАХ}}) \geq (1,3 - 1,5) I_{\text{ПУСК}}$$

$$U_{\text{КЭМАХ}}(U_{\text{СИМАХ}}) = U_{\text{VD обр}} \geq kE_1,$$

Далее, если габариты ШИП и его стоимостные оценки являются второстепенными факторами, то рекомендуется выбирать транзисторы в соответствии с анализом следующих требований:

1. При напряжении  $U_{\text{СИ}}(U_{\text{КЭ}}) \leq 100 \text{ В}$  наиболее оптимальным вариантом применения считаются мощные полевые транзисторы MOSFET. Рекомендуется выбирать MOSFET с минимальным значением  $R_{\text{СИ}}$  для снижения потерь.

2. При напряжении  $U_{СИ} (U_{КЭ}) > 150В$  выбирают биполярные транзисторы с изолированным затвором – IGBT. Рекомендуется выбирать IGBT с минимальным значением  $U_{КЭ НАС}$ .

3. При напряжении  $100В < U_{СИ} (U_{КЭ}) < 150В$  необходим дополнительный анализ по напряжению  $U_{СИ НАС} (U_{КЭ НАС})$  в открытом состоянии транзистора с целью минимизации этой величины и уменьшения тепловых потерь.

4. Надо учитывать общий недостаток полевых транзисторов с вертикальной структурой MOSFET – наличие паразитного антипараллельного диода с неудовлетворительными характеристиками обратного восстановления. Этот фактор очень усложняет их использование в преобразователях с рекуперацией реактивной энергии («жесткое переключение», индуктивная нагрузка и т. п.). В связи с этим следует выбирать MOSFET тех производителей, которые применяют современные технологии для компенсации этого недостатка (например, компании Advanced Power Technology, International Rectifier и др.) [5].

5. В случае ключей IGBT, как структур, для которых обратный диод не характерен, следует выбирать те из них, в которых на стадии изготовления специально формируют антипараллельный диод ULTRAFast или SiC, параметры которого производители согласуют с характеристиками транзистора [1]. При этом надо иметь в виду, что, во-первых, паразитные диоды стандартных MOSFET и CoolMOS не могут быть использованы в качестве рекуперационных при работе с «жестким» переключением на индуктивную нагрузку; во-вторых, в рассматриваемом режиме работы частоты переключения современных высоковольтных NPT IGBT не превышают 20-30 кГц, хотя последние позиционируются как ULTRAFast приборы. В то же время хорошие результаты показывают новые HiPerFET и комбинированные CoolMOS [5]. Связка CoolMOS и диода Шоттки SiC вполне соответствует параметрам IGBT для высоких частот переключения. Перспективно использование полумостовых и мостовых модулей, в которых уже решены проблемы получения низких тепловых сопротивлений, электрической изоляции кристаллов и оптимизации конструкции с целью снижения паразитных

реактивностей. При этом реальная стоимость мостового инвертора в виде модуля CoolMOS+SiC и собранного на дискретных HiPerFET-транзисторах с учетом конструктивных затрат практически одинакова [5].

6. Если по той или иной причине не удастся выбрать транзисторы, которые удовлетворяют требуемой величине  $I_{K.MAX}$  ( $I_{СИ.MAX}$ ), то производят параллельное включение менее мощных. В этом случае в цепь затвора каждого транзистора необходимо включить резистор с сопротивлением, величина которого определяется в соответствии с рекомендацией изготовителя  $R_3 \geq R_{РЕКОМ}$ .

7. Следует анализировать частотное разграничение областей применения MOSFET и IGBT исходя из жесткого режима их переключения в схеме (рисунок 3) [6]. При напряжениях питания до 250 В и на частотах переключения свыше 100 кГц доминирующую роль играют MOSFET-транзисторы. На частотах до 30 кГц и напряжении в диапазоне 300–1200 В предпочтение отдается IGBT, при этом диапазон 250–800 В при 30–150 кГц требует при выборе ключа дополнительного анализа с позиции эффективности использования того или иного прибора. Это связано с тем, как известно, что у IGBT существенную роль начинают играть динамические потери, а у MOSFET – статические, обусловленные большой величиной сопротивления в открытом состоянии.

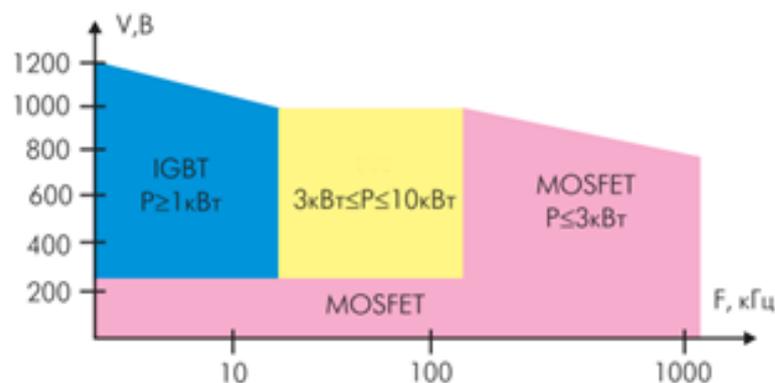


Рис. 3. Области частотного разграничения MOSFET и IGBT

8. Помимо основного р-п-р-транзистора в IGBT существует паразитная п-р-п-структура. Паразитный транзистор отпирается при определенных условиях

и не реагирует на изменение напряжения на затворе, что может привести к выходу из строя IGBT. Это так называемый эффект статического защелкивания и его необходимо учитывать. Кроме того, чрезмерно высокие динамические величины  $dU_{кэ}/dt$  и  $dI/dt$  при выключении также могут привести к открыванию п-р-п-паразитного транзистора. Эффект динамического защелкивания, приводящий к уменьшению области безопасной работы IGBT, делает её зависимой от скорости выключения  $dU_{кэ}/dt$ .

Характеристики транзистора существенно зависят от температуры р-п переходов структуры. Поэтому основные расчетные параметры уточняют по диаграммам и зависимостям, приводимым в справочных данных. Для тока  $I_{C MAX}$ , например, справочная зависимость имеет вид, показанный на рисунке 4 [4].

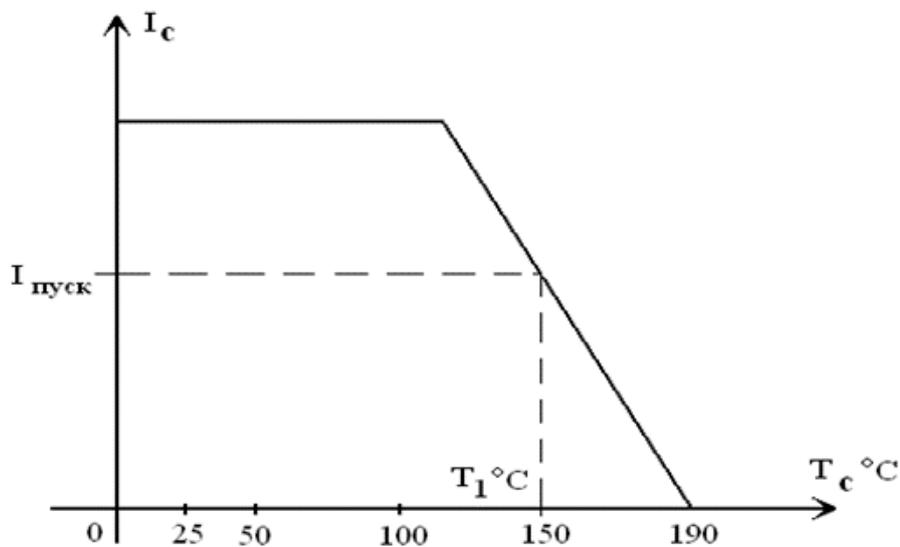


Рис. 4. Справочная зависимость  $I_c=f(t^{\circ}C)$

Отмечая на ней пусковой ток электродвигателя, определяют максимальную температуру  $T_1$  °C транзистора, которую необходимо учитывать в дальнейших расчетах. Также при расчетах необходимо скорректировать величину сопротивления сток-исток в открытом состоянии транзистора типа MOSFET согласно рисунка 5 (справочная зависимость) с учетом величины  $T_1$  °C в формуле вычисления сопротивления ключа.

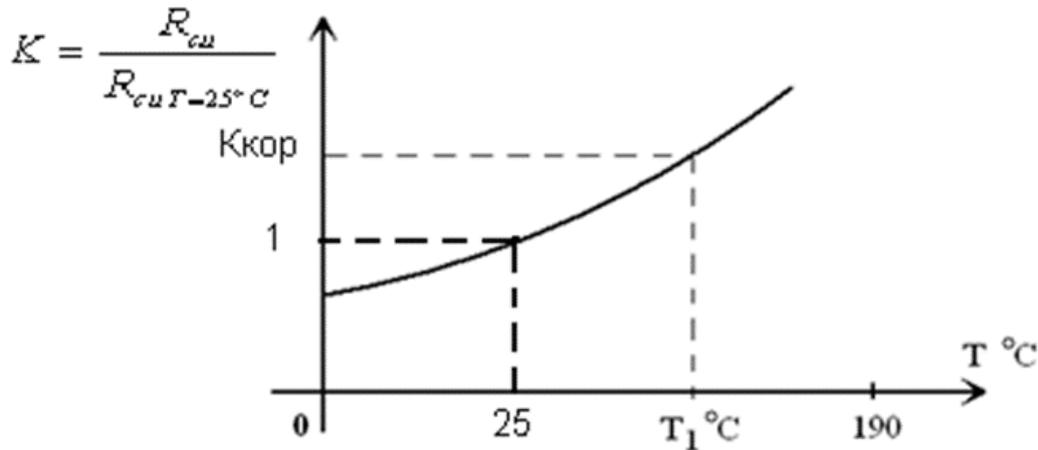


Рис. 5. Справочная зависимость  $R_{СИ} = f(T^{\circ}C)$

Окончательная величина  $R_{СИ}$  для расчётов равна:

$$R_{СИ} = KR_{СИ 25^{\circ}C}$$

Для ключей IGBT таких характеристик в справочных данных иногда не приводят, однако их можно построить. Так, по величине тока  $I_K$  при  $t=25^{\circ}C$  и тока  $I_K$  при  $t=110^{\circ}C$  можно построить соответствующую зависимость (рисунок 4) и уточнить температуру  $T_1^{\circ}C$ . Величина  $U_{КЭ НАС}$  слабо зависит от температуры и её обычно не корректируют.

Вместе с тем, выше рассмотренные зависимости (рисунок 4 и 5) приводятся в справочниках или на сайтах фирм-производителей.

После выбора транзистора необходимо уточнить величину напряжения питания выходного каскада с учетом потерь в схеме [3]:

$$E_1 = 2U_{КЭ НАС} + U_{в} \text{ — для ключей IGBT;}$$

$$E_1 = 2R_{КЭ} \cdot I_{нuc} + U_{в} \text{ — для ключей MOSFET.}$$

Рассчитанная величина напряжения питания заменяется на ближайшую стандартную в сторону увеличения (в процессе проектирования, возможно, потребуются еще дополнительные элементы (диоды, транзисторы, резисторы, датчики САР), которые будут включаться в схему силового каскада и приведут к падению напряжения).

Величина периода коммутации ключей  $T$  (частоты  $f_{КОМ} = 1/T$ ) оказывает существенное влияние на энергетические (КПД) и качественные (пульсация скорости вращения вала двигателя  $\Delta n$ ) показатели системы. Считается, что при импульсном управлении поведение двигателя практически будет мало отличаться от линейного при выполнении следующего условия:

$$f_{КОМ} = \frac{1}{T} > \frac{1}{T_{Я}}$$

При выполнении этого условия изменение среднего тока в якоре  $I_{НЕПР}$  определяется в основном постоянной времени якоря  $T_{Я} = L_{Я}/R_{Я}$ . Однако данная зависимость – это очень приближенная оценка, отражающая лишь с известной точностью количественные показатели САР.

Для уточнения величины периода  $T$  могут применяться различные подходы. Например, можно непосредственно задаться величиной пульсации тока в якорной цепи  $\Delta I_{Я} = I_{КОН} - I_{НАЧ}$  (см. рисунок 2, в), причем  $I_{КОН} = I_{НЕПР} + kI_{НЕПР}$ ,  $I_{НАЧ} = I_{НЕПР} - kI_{НЕПР}$ .

Для расчетов величину  $k$  можно принять в пределах  $k = 0,1 - 0,01$ , что составит значение  $I_{КОН}$  или  $I_{НАЧ}$  в пределах  $(10-1)\%$  от  $I_{НЕПР}$ .

Такой подход эквивалентен заданию пульсации статического момента на валу двигателя  $\Delta M_{ст}$ , так как  $M = C_M I_{Я}$ , что с помощью механических характеристик (зависимость  $n = f(M)$ ) или  $\omega = f(M)$ ) пересчитывается в ожидаемое значение пульсации по скорости  $\Delta n$  или  $\Delta \omega$ . Следует заметить, что в динамике из-за инерционности механики электропривода (с учетом механической постоянной  $T_M$ ) колебания  $\Delta n$  будут существенно меньшими.

Для решения задачи обеспечения  $\Delta I_{Я} \leq (I_{КОН} - I_{НАЧ})$  можно воспользоваться схемой замещения двигателя постоянного тока, приведенной на рисунке 6.

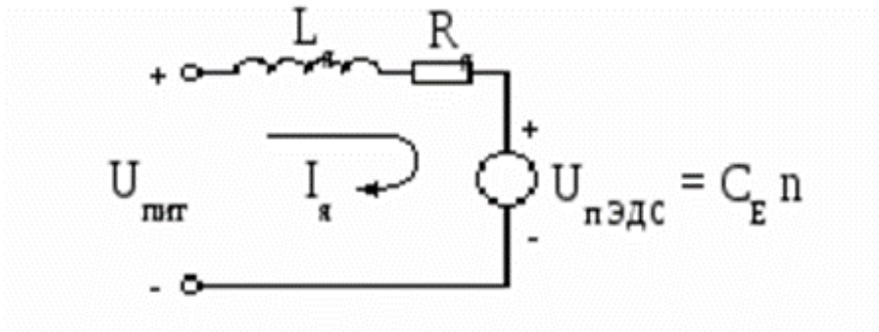


Рис. 6. Упрощенная схема замещения двигателя

Согласно рисунку 6, для стационарного режима (переходный процесс стабилизации скорости вала  $n$  завершен) справедливо выражение:

$$U_{\text{пит}} = C_E n + I_{\text{я}} R_{\text{я}},$$

где  $C_E$  – коэффициент противо-ЭДС, зависящий от конструктивных параметров двигателя;  $n$  – угловая скорость,  $\text{с}^{-1}$ .

Задачу нахождения  $T$  рекомендуется решать для номинального режима работы двигателя, тогда принимается:  $I_{\text{НЕПР}} = I_{\text{H}}$ ,  $n = n_{\text{H}}$ ,  $M = C_M I_{\text{H}} = M_{\text{H}}$ .

Сам же переходный процесс при коммутации  $E_{\text{пит}}$  в такой цепи описывается экспонентой. Поэтому для нахождения величин  $t_{\text{И}}$  и  $t_{\text{П}}$  можно воспользоваться формулой

$$I = I_{\infty} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}).$$

Отсюда

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

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

На промежутке времени  $\Delta t = t_{\text{И}}$  на двигатель коммутируется  $E_{\text{пит}} = U_{\text{В}}$  (рисунок 2) и ток якоря  $I_{\infty \Delta t = t_{\text{И}}} = I_{\text{И}}$ , согласно схеме замещения (рисунок 6) при  $n = \text{const}$ , равен [2]:

$$I_{\text{И}} = \frac{U_{\text{В}} - C_E n}{R_{\text{я}}}$$

Величину  $C_E$  можно найти из данного выражения, если подставить номинальные параметры двигателя, тогда имеем

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

Если перенести начало координат в точку  $I = I_{\text{НАЧ}}$ . (рисунок 2, в), то в формуле для расчета  $\Delta t_{II}$  можно принять начальный ток экспоненты  $I_{\text{ЭКС НАЧ}} = 0$ ,  $I_{\text{ЭКС КОН}} = \Delta I_{\text{я}} = I_{\text{КОН}} - I_{\text{НАЧ}}$ ,  $I_{\text{ЭКС. } \infty \Delta t = t_u} = I_{\infty \Delta t = t_u} - I_{\text{НАЧ}}$

$$\Delta t_u = \tau \cdot \ln \left| \frac{I_{\text{ЭКС. } \infty \Delta t = t_u}}{\Delta I_{\text{я}} - I_{\text{ЭКС. } \infty \Delta t = t_u}} \right|.$$

Таким же образом можно воспользоваться при вычислении  $\Delta t_{II}$  (начало координат переносится в точку  $I = I_{\text{КОН}}$ . (рисунок 2)).

Тогда  $I_{\text{ЭКС НАЧ}} = 0$ ,  $I_{\text{ЭКС КОН}} = \Delta I_{\text{я}}$ ,

$$I_{\text{ЭКС. } \infty \Delta t = t_n} = \frac{|a \cdot U_B| + |C_E \cdot n|}{R_{\text{я}}} + I_{\text{кон.}}$$

Окончательно получим

$$\Delta t_n = \tau \cdot \ln \left| \frac{I_{\text{ЭКС. } \infty \Delta t = t_n}}{\Delta I_{\text{я}} - I_{\text{ЭКС. } \infty \Delta t = t_n}} \right|.$$

После нахождения  $t_{II}$  и  $t_{II}$  величина  $T$  рассчитывается как  $T = t_{II} + t_{II}$ , а величина  $\gamma$  как  $\gamma = t_{II} / T$ .  $f_{\text{КОМ}} = 1/T$ .

Отметим, что полученная величина  $T$  соответствует минимальному значению.

С увеличением частоты коммутации стабильность скорости двигателя будет только увеличиваться (предельная частота коммутации ключей для ДПТ общего назначения не должна превышать  $10 \text{ кГц}$ ).

В [2] величина  $T$  рассчитывается другим методом. В качестве критерия берутся дополнительные потери мощности  $\Delta P$ , связанные с пульсациями тока в обмотке якоря относительно его среднего значения  $I_{\text{CP}}$ . При этом автоматически

учитываются потери и от пульсации скорости  $\Delta n$  с учетом механической постоянной  $T_M$  в отличие от выше рассмотренной методики, где  $n_{CP}$  двигателя принимается за постоянную величину  $n_{CP} = const$  за период  $T$ .

Формула для расчета  $\Delta P$  имеет следующий вид:

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

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

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

Следует отметить, что  $\Delta P_{MAX}$  при одинаковой величине  $T$  при симметричном способе управления в 4 раза превышают аналогичные потери при несимметричном. Это различие будет значительно увеличиваться при малых входных напряжениях (малых  $U_{CP \text{ ДВ}}$ ), так как  $\gamma$  для симметричной коммутации  $\gamma \rightarrow 0,5$ , а при несимметричной –  $\gamma \rightarrow 0$ .

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

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

В относительных единицах можно представить и номинальные потери двигателя:

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

Если потребовать, чтобы относительные максимальные дополнительные потери  $\Delta P_{MAX}^*$  были в  $k$  раз меньше, где  $k = (0,1 - 0,01) P_{\text{дв}}^*$  или  $(10 - 1)\%$ , то можно записать формулу для расчета  $T$ :

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

Очевидно, что с увеличением  $f_{КОМ}$  дополнительные потери  $\Delta P$  уменьшаются (т. к. уменьшаются  $\Delta I_{Я}$  и  $\Delta n$ ), т.е. и этот расчет позволяет определить минимальную границу частоты коммутации транзисторов силового каскада.

Как обосновать выбор величины периода  $T$ , принимаемой в расчетах?

Если, система проектируется для получения стабильной скорости вращения, тогда принимаем в дальнейшем  $T = T_1$  – по первому методу, если система проектируется для получения максимального КПД, то принимаем  $T = T_2$  – по второму методу, либо (если  $T_2 < T_1$ ) примем  $T = T_2$  и получим еще лучшую стабильность скорости при минимальных потерях в двигателе (возможны и другие обоснования). В общем случае, как отмечено выше, в расчетах значения  $T_1$  и  $T_2$  определяют минимальную частоту коммутации ключей, но взяв меньшую величину  $T$  за период, можно обеспечить одновременно два критерия выбора  $f_{КОМ}$ .

Рассмотренные выше вопросы расчета и выбора ключей MOSFET и IGBT свидетельствуют об неоднозначных, а порой противоречивых требованиях и, следовательно, в каждом отдельном случае проектирования САР необходимо проводить многофакторный анализ с учетом прежде всего величины напряжения питания, частотного диапазона работы преобразователя, потерь энергии, требований со стороны объекта управления. Оптимальным вариантом следует считать гибридную пару CoolMOSTM и SiC – диод Шоттки, которая на высоких частотах соответствует параметрам IGBT. В целом MOSFET-ключи предпочтительнее IGBT в схемах низковольтных ШИП и в электроприводах с частыми пусками, т. к. имеют меньшие потери в динамических режимах работы.

### Список литературы

1. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Издательский дом Додека-XXI, 2005. 384 с.: ил.
2. Лалетин В. И. Проектирование преобразователей для электроприводов постоянного тока: учеб. пособие. Киров (Вятка): ООО «Фирма «Полекс», 2011. 87 с.: ил.

3. Лалетин В. И., Рычков В. В. MOSFET ключи с выводом потенциала Кельвина в инверторах тока дискретного электропривода // IX Международная (XX Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу АЭП-2016. Пермь: ПНИПУ, 2016. С. 436–438.

4. Электропривод летательных аппаратов / под ред. В. А. Полковникова. М.: Машиностроение, 1990. 352 с.

5. Проблемы выбора ключевых транзисторов для преобразователей с жестким переключением. URL: [http:// hvl-alex@rambler.ru /](http://hvl-alex@rambler.ru/) (дата обращения 30.01.2017).

6. Электронные компоненты и системы 2000 №01. URL: [http://www.twirpx.com/files/equipment/periodic/elektronnye\\_komponenty\\_i\\_sistemy/](http://www.twirpx.com/files/equipment/periodic/elektronnye_komponenty_i_sistemy/) (дата обращения: 29.01.2017).

**ЛАЛЕТИН Вениамин Иванович** – кандидат технических наук, доцент кафедры ЭПиАПУ, Вятский государственный университет. 610000, г. Киров, ул. Московская, 36.

E-mail: [laletin@vyatsu.ru](mailto:laletin@vyatsu.ru)

**ГРУДИНИН Виктор Степанович** – кандидат технических наук, доцент кафедры ЭПиАПУ, Вятский государственный университет. 610000, г. Киров, ул. Московская, 36.

E-mail: [grudinin@vyatsu.ru](mailto:grudinin@vyatsu.ru)

**СБОЕВ Виктор Минеевич** – кандидат технических наук, доцент кафедры ЭПиАПУ, Вятский государственный университет. 610000, г. Киров, ул. Московская, 36.

E-mail: [sboev@vyatsu.ru](mailto:sboev@vyatsu.ru)