



ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
УПРАВЛЕНИЕ ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ПОВЫШЕНИЯ  
КВАЛИФИКАЦИИ

Кафедра «Автоматизация производственных процессов»

## **Учебно-методическое пособие** по дисциплине «Автоматизированный электропривод»

### **«Проектирование приводов для стационарных и мобильных устройств на основе широтно-импульсных преобразователей»**

Авторы  
Семко И.А.,  
Болдырев А.В.,  
Чубукин А.В.

Ростов-на-Дону, 2016

## Аннотация

В учебном пособии изложены основы построения структур широтно-импульсных преобразователей, их элементное и математическое описание. Главное внимание уделяется методам статического расчета широтно-импульсных преобразователей, а также расчетам и конструированию их силовой части на основе современной элементной базы.

Предназначено для студентов, аспирантов, магистрантов и инженерно-технических работников, занимающихся проектированием и исследованием широтно-импульсных преобразователей.

## Авторы

к.т.н., проф. Семко И.А.,  
к.т.н., доц. Болдырев А.В.,  
к.т.н., доц. Чубукин А.В.



## Оглавление

<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>5</b>
<b>1. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....</b>	<b>7</b>
1.1. БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.....	7
1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИП ПРИ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРАХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	14
1.3. ПРИМЕР СТРУКТУРЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	19
1.4. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ.....	23
<b>2. СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ШИП ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА .....</b>	<b>25</b>
2.1. МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С ШИП .....	25
2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДРАЙВЕРОВ MOSFET И IGBT ТРАНЗИСТОРОВ .....	34
2.3. СИЛОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ ШИП.....	72
2.4. РАСЧЕТ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ HEXRISE .....	95
<b>3. СТАТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....</b>	<b>107</b>
3.1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ШИП – ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	107
3.2. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ В СИСТЕМЕ ШИП – ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	113
3.3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ В СИСТЕМЕ ШИП – ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	114
<b>4. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА И РАСЧЕТ СИЛОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ШИП .....</b>	<b>118</b>
4.1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ НА	

## Автоматизированный электропривод

ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ДРАЙВЕРОВ.....	118
4.2. IGBT ИЛИ MOSFET? ПРАКТИКА ВЫБОРА.....	140
4.3. БУФЕР ТОКА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЗАТВОРАМИ MOSFET И IGBT ТРАНЗИСТОРОВ.....	153
<b>5. ПРИМЕР СТАТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ШИП ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА .....</b>	<b>158</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА.....</b>	<b>164</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Электроприводы постоянного тока с полупроводниковыми управляемыми преобразователями напряжения и тока вследствие высокой надежности, быстродействия, лучших энергетических, массогабаритных и эксплуатационных показателей нашли широкое применения во многих областях народного хозяйства и в особенности в прецизионном станкостроении и приборостроении, где необходимы высокие технико-экономические показатели. Большинство механизмов этих отраслей работает с двигателями сравнительно небольшой мощности (0,1—3 кВт), требует широкого диапазона регулирования скорости ( $D = 100 - 4000$ ) и высоких динамических характеристик привода. Специфика таких механизмов обуславливает жесткие требования к габаритам электродвигателя и его тепловому режиму, т. е. приводит к необходимости полного использования двигателя по току.

Поиск оптимального варианта преобразователя для электроприводов средней мощности, наряду с дальнейшим совершенствованием схем управляемых выпрямителей (УВ), заставил обратить внимание на возможность использования полупроводниковых импульсных преобразователей, питаемых от сети трехфазного тока через выпрямитель и работающих с частотно-импульсной модуляцией (амплитуда и длительность импульсов неизменны, а частота их регулируется) или с широтно-импульсной модуляцией (амплитуда и частота импульсов постоянны, а длительность их изменяется).

Ряд основных теоретических и практических вопросов, посвященных таким преобразователям, был решен в работах Т. А. Глазенко, О. А. Кокова, В. Д. Нагорского, Ю. И. Конева, А. С. Сандлера, Л. В. Бирзникса, Моргана (R. E. Morgan), Мефема (N. W. Marham), Джона (Heу John C.), Гутцвиллера (F. W. Gutzwiller), Хоймана (K. Neumann), Вебера (H. Weber). Несмотря на некоторые энергетические преимущества преобразователей с частотно-импульсной модуляцией, они в электроприводе в настоящее время практически не используются из-за трудности обеспечения широкого диапазона регулирования скорости.

Целесообразность применения широтно-импульсных преобразователей, питающихся от сети постоянного тока, более очевидна и подтверждается широким применением этих устройств в машиностроении, на транспорте, в металлургии и в других областях.

## Автоматизированный электропривод

Разработке ШИП и их внедрению посвящены работы В. Е. Розенфельда, А. И. Зайцева, В. Н. Мишина, А. А. Кувшинова, И. Э. Клявиныпа, В. И. Стахно, Г. М. Чиликина, К. Г. Кучмы и др. При питании от сети постоянного тока легко осуществлять рекуперацию энергии; такой способ регулирования весьма экономичный и практически самый целесообразный в настоящее время (при наличии сети постоянного тока). Мощности таких установок достигают сотен киловатт.

Особое значение широтно-импульсные преобразователи имеют в электроприводе механизмов с автономными источниками энергии (в дорожных и строительных машинах, электрокарах и электроавтомобилях и т. п.). Вопросы применения тиристоров в таких электроприводах рассмотрены в работах М. И. Крайцберта и Э. В. Шикутя; работы Б. И. Петрова, Л. Д. Панкратьева, В. А. Полковникова и др. посвящены созданию маломощных транзисторных электроприводов (в том числе следящих) с автономным источником питания (аккумулятором).

Несмотря на большое внимание к данному классу преобразователей, в отечественной литературе практически отсутствуют работы, посвященные вопросам проектирования и конструирования силовой части ШИП на основе современной элементной базы.

Данное учебное пособие призвано восполнить этот пробел и посвящено только электроприводам, питающимся от сети постоянного тока.

## 1. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В силовой электронике широтно-импульсные преобразователи (ШИП) относятся к классу преобразователей постоянного напряжения в постоянное. Ниже рассмотрены базовые схемы таких преобразователей, осуществляющие прямое (однокаскадное) преобразование постоянного напряжения в постоянное без использования какого-либо промежуточного (многокаскадного) преобразования, например, постоянного напряжения в переменное (первый каскад) с последующим преобразованием переменного напряжения в постоянное (второй каскад).

### 1.1 БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Строго говоря, широтно-импульсные преобразователи постоянного напряжения преобразовывают постоянное напряжение в импульсное, среднее значение которого (т.е. его постоянную составляющую, выделяемую в нагрузке фильтрами) можно регулировать. Выходное напряжение таких преобразователей (до выходного фильтра) может иметь вид однополярных или двухполярных импульсов, как показано на рис. 1.1.1, а, б, соответственно.

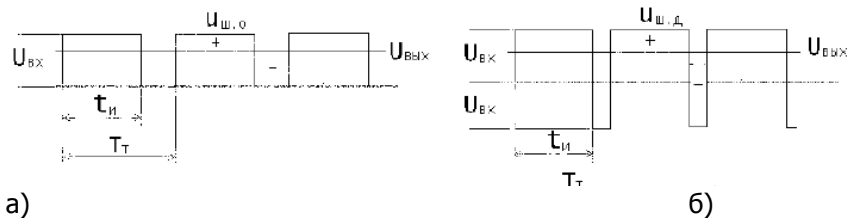


Рис. 1.1.1. Однополярные (а) и двухполярные (б) импульсы на выходе ШИП

Частота дискретизации зависит от динамических свойств вентилях, на которых выполнен преобразователь. В связи с постоянным напряжением на входе преобразователя естественная коммутация вентилях невозможна, что требует выполнения его на вентилях с полным управлением (запираемые тиристоры,

## Автоматизированный электропривод

транзисторы). GTO-тиристоры допускают частоту переключений до 1 кГц, IGBT-транзисторы – примерно до 10 кГц, полевые транзисторы – примерно до 1000 кГц и выше. Очевидно, что частота коммутации определяет возможную скорость регулирования параметров преобразованной энергии.

Регулировочная характеристика широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения показывает зависимость относительного среднего значения выходного напряжения (в долях среднего значения входного) преобразователя от относительной длительности импульса напряжения на выходе преобразователя. Эта длительность положительного (отрицательного) импульса напряжения определяется по отношению к периоду следования импульсов, называемому длительностью такта  $T_T$ . С учетом рис. 1.1.1,а, уравнение регулировочной характеристики широтно-импульсного преобразователя (ШИП) с однополярными импульсами (однополярная модуляция), определяющее степень регулирования среднего значения выходного напряжения, имеет вид

$$C_{ш.о} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{1}{T_T} \int_0^T U_{ШИП.д} dt = \frac{1}{U_{ВХ} T_T} \int_0^{t_u} U_{ВХ} dt = \frac{t_u}{T_T} = t_u^* \quad (1.1.1)$$

Уравнение регулировочной характеристики ШИП с двухполярной модуляцией (рис. 1.1.1,б) получаем аналогично

$$C_{ш.д} = \frac{1}{U_{ВХ}} \frac{1}{T_T} \int_0^T U_{ШИП.д} dt = \frac{1}{U_{ВХ}} \frac{1}{T_T} \left[ \int_0^{t_u} U_{ВХ} dt + \int_{t_u}^{T_T} (-U_{ВХ}) dt \right] =$$

$$= \frac{2t_u - T_T}{T_T} = 2t_u^* - 1 \quad (1.1.2)$$

При однополярной модуляции  $0 \leq C_p < 1$ , при двухполярной  $-1 \leq C_p \leq 1$ ,

т.е. имеется возможность изменения знака (реверса) напряжения на выходе преобразователя.

Простейшая базовая схема ШИП показана на рис. 1.1.2,а. В схеме возможна только однополярная модуляция. При включении транзистора Т1 в режиме ключа на выходе формируется положительный импульс напряжения. При выключении транзистора Т1



## Автоматизированный электропривод

включается в режиме нулевого вентиля диод D1, замыкая через себя ток нагрузки в случае наличия в цепи нагрузки индуктивности (собственной или фильтра). На этом интервале формируется нулевая пауза напряжения на нагрузке.

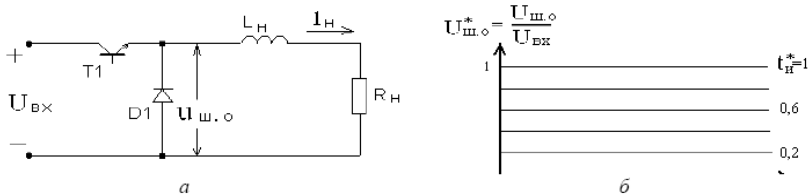


Рис. 1.1.2. Простейшая схема ШИП (а) и ее внешние характеристики (б).

Так как в этой схеме напряжение и ток на выходе могут иметь только одну полярность, то внешние характеристики ШИП, показывающие зависимость среднего значения выходного напряжения от среднего значения выходного тока при постоянной относительной длительности импульса  $t^*$ , будут одноквадрантными. При допущении идеальности элементов ШИП внешние характеристики будут параллельными горизонтальными прямыми, как показано на рис. 1.1.2,б.

Формы напряжений и токов всех элементов схемы приведены на рис. 1.1.3.

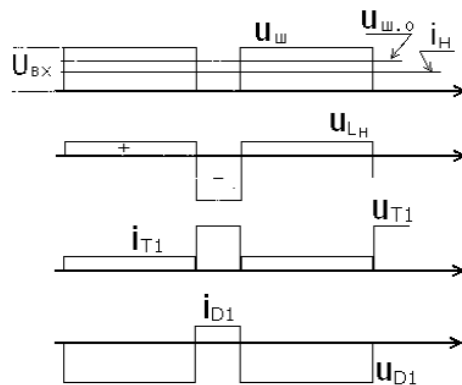


Рис. 1.1.3. Напряжения и токи элементов ШИП.

## Автоматизированный электропривод

Здесь последовательно по диаграммам представлены:

- напряжение и ток на выходе ШИП при  $L_H = \infty$ ;
- напряжение на индуктивности нагрузки (фильтра);
- ток через транзистор T1 и напряжение на нем;
- ток через диод D1 и напряжение на нем.

Работа вентиля в ШИП имеет следующие особенности:

- ничем не ограниченные скорости нарастания (скачки) токов в вентилях;
- ничем не ограниченные скорости нарастания прямого напряжения на вентилях;
- отсутствие на управляемых вентилях обратного напряжения.

Первые две особенности определяют высокие динамические потери мощности в вентилях, так как реальные вентили характеризуются конечными временами включения и выключения, что приводит к выделению пиковой мощности потерь в этих процессах. Последняя особенность подтверждает невозможность выполнения ШИП на вентилях с неполным управлением.

Чтобы изменять направление (реверс) тока в нагрузке, необходимо дополнить схему простого ШИП на рис. 1.1.2, а вторым простым ШИП (T2, D2), включенным встречно-параллельно нагрузке, как показано на рис. 1.1.4, а. Такой преобразователь называют реверсивным по току ШИП. При этом, если нагрузкой является противоЭДС (например, якорной цепи машины постоянного тока), то возможен ее генераторный режим (отдача, а не потребление энергии). Ток обратного направления в противоЭДС будет протекать через транзистор T2 при его включении и через диод D2 при выключенном транзисторе T2, передавая энергию от противоЭДС выходной цепи в источник входного напряжения. Внешние характеристики такого ШИП уже будут располагаться в двух квадрантах, как показано на рис. 1.1.4, б.

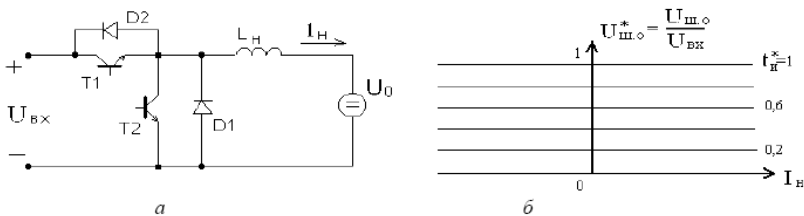


Рис. 1.1.4. Реверсивный по току ШИП (а) и его внешние характеристики (б).

## Автоматизированный электропривод

Схема ШИП на рис. 1.1.5,а обеспечивает двухполярную модуляцию с пассивным формированием отрицательного импульса напряжения на нагрузке. Действительно, при выключении транзистора Т1 протекание тока в нагрузке, содержащей индуктивность, обеспечивается естественным включением диода D1 за счет ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки, стремящейся поддержать прежнее направление протекания тока в нагрузке до следующего включения транзистора Т1.

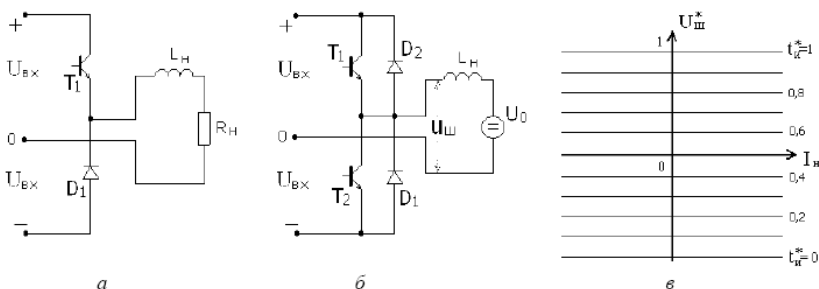


Рис. 1.1.5. Двухполярные схемы модуляции ШИП с пассивным (а) и активным (б) формированием отрицательного импульса напряжения, ее внешние характеристики (в).

На рис. 1.1.5,б показана схема ШИП, образованного встречно-параллельным включением по выходу двух ячеек ШИП, выполненных по схеме рис. 1.1.5,а. Здесь активно формируется импульс напряжения отрицательной полярности на нагрузке, так как в случае спада до нуля тока нагрузки, протекающего через диод D1 на интервале выключения транзистора Т1, включается транзистор Т2, сохраняющий тот же отрицательный потенциал на нагрузке до очередного включения транзистора Т1. Такая схема ШИП обеспечивает реверс напряжения на нагрузке, тока в нагрузке. Это означает, что внешние характеристики такого ШИП будут расположены во всех четырех квадрантах, как показано на рис. 1.1.5,в. Получился универсальный источник постоянного напряжения по выходу, дающий двухполярное выходное напряжение ШИП, но требующий наличия средней точки у источника входного напряжения. Такой преобразователь называют реверсивным ШИП по полумостовой схеме.

Наконец, схемы ШИП на рис. 1.1.6,а,б являются универ-

## Автоматизированный электропривод

сальными по способам широтно-импульсной модуляции. Однополярная модуляция в схеме на рис. 1.1.6,а реализуется за счет включения на интервале паузы соответствующего транзистора Т3 или Т4, выполняющего функции нулевых вентилях при любом направлении тока в нагрузке. Любая полярность импульса напряжения на выходе ШИП по мостовой схеме рис. 1.1.6,б достигается включением вентилях соответствующей диагонали моста (Т2, Т3 или Т1, Т4), а нулевая пауза в выходном напряжении – включением вентилях одной группы (катодной Т1, Т3 или анодной Т2, Т4). Это схемы реверсивных ШИП по полумостовой схеме с нулевыми вентилях – первая и по мостовой схеме – вторая. Обе схемы имеют четырехквadrантные внешние характеристики.

Последнее обстоятельство, обеспечивающее получение в нагрузке любых четырех сочетаний полярностей напряжения и тока, позволяет формировать в ней и чисто переменный ток, рассматривая его как периодически реверсируемый постоянный (однонаправленный) ток. Поэтому схемы на рис. 1.1.5,б, 1.1.6 являются и преобразователями постоянного тока в переменный, которые называются также автономными инверторами напряжения.

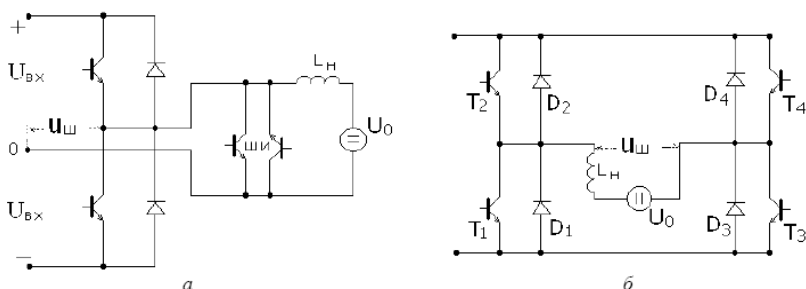


Рис. 1.1.6. Полумостовая схема с нулевыми вентилях (а) и мостовая схема (б) ШИП.

Электромагнитные параметры элементов ШИП через заданные средние значения выходного напряжения и тока ШИП можно рассчитать с учетом простой формы временных диаграмм мгновенных значений напряжений и токов, построенных для простейшей схемы ШИП на рис. 1.1.3.

Среднее значение тока транзистора, используя понятие скважности

$$I_T = I_n t^* \cdot i.$$

## Автоматизированный электропривод

Действующее значение тока транзистора

$$I_{T.d} = I_H \sqrt{t_H^*}.$$

Максимальное значение тока транзистора  $I_H$ .

Максимальная величина прямого напряжения транзистора (обратного напряжения диода)

$$U_{\varepsilon \max} = U_{\text{вх}}.$$

Среднее значение тока нулевого вентиля

$$I_D = I_H (1 - t_H^*).$$

Действующее значение тока нулевого вентиля

$$I_{D.d} = I_H \sqrt{1 - t_H^*}.$$

Установленные мощности транзистора (при  $t_H^* \rightarrow 0$ ) и диода (при  $t_H^* \rightarrow 1$ )

$$S_T^* = S_D^* = U_{\text{вх}} I_H / P_H = 1.$$

Относительное содержание действующего значения  $k$ -й высшей гармоники в спектре выходного напряжения ШИП

$$\begin{aligned} U_{\text{ш.}(k)}^* &= \frac{U_{\text{ш.}(k)}}{U_H} = \frac{1}{U_H} \frac{1}{T_T} \frac{4}{\sqrt{2}} \int_0^{t_H^*/2} U_{\text{вх}} \cos k\omega_T t^* = \frac{1}{t_H^*} \frac{\sin k\omega_T \frac{t_H^*}{2}}{T_T \cdot k\omega_T} \cdot 2\sqrt{2} = \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin k\omega_T \frac{t_H^*}{2}}{kt_H^*}. \end{aligned} \quad (1.1.3)$$

Такой же относительный состав гармоник будет у входного тока ШИП.

Тогда интегральные коэффициенты гармоник выходного напряжения  $q$ -го порядка

$$\bar{K}_I^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{\sin k\omega_T \frac{t_H^*}{2}}{kk^q} \right)^2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi t_H^*}. \quad (1.1.4)$$

## 1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИП ПРИ РЕАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРАХ ЭЛЕМЕНТОВ

На отличие реальных характеристик ШИП от характеристик, полученных при идеальных элементах, влияют:

- конечность значения индуктивности (фильтра) цепи нагрузки  $L_H$ ;
- конечность времени переключения вентиля, заметная при высоких частотах коммутации;
- конечное значение внутреннего сопротивления источника входного напряжения.

Проанализируем влияние указанных реальных параметров элементов ШИП на их основные характеристики.

От величины индуктивности в цепи нагрузки зависят качество выходного тока ШИП в режиме непрерывного тока и граница зоны прерывистого тока нагрузки, в которой существенно искажаются внешние и регулировочные характеристики ШИП. Оценим эти два последствия влияния конечного значения индуктивности в цепи нагрузки.

### Качество выходного тока ШИП в непрерывном режиме.

Найдем коэффициент гармоник выходного тока ШИП, определяющий дополнительные потери активной мощности в якоре машины постоянного тока, которая питается от ШИП при необходимости регулирования ее скорости. Поскольку вся переменная составляющая выходного напряжения ШИП выделяется на индуктивности цепи нагрузки, как показано на рис. 1.1.3, запишем дифференциальное уравнение для высших гармоник тока нагрузки:

## Автоматизированный электропривод

$$L_H \frac{di_{H.BГ}}{dt} = u_{Ш.ВГ}.$$

После его алгебраизации получим

$$I_{H.BГ} = \frac{1}{L_H} \bar{U}_{Ш.ВГ} = \frac{U_H}{\omega_T L_H} \bar{K}_Г$$

и коэффициент гармоник тока нагрузки

$$K_{Г.Г} = \frac{I_{H.BГ}}{I_H} = \frac{U_H}{I_H} \frac{\bar{K}_Г}{\omega_T L} = \frac{R_H}{\omega_T L} \bar{K}_Г. \quad (1.2.1)$$

Последнее равенство записано с учетом эквивалентности замены противоЭДС соответствующим активным сопротивлением, что допустимо при малых пульсациях выходного тока.

Таким образом, как и у выпрямителя, качество выходного тока у ШИП зависит от интегрального коэффициента гармоник напряжения первого порядка.

Если же ШИП используется как источник питания радиоэлектронной аппаратуры, то на выходе ШИП включается LC-фильтр. Рассчитанное в этом случае действующее значение высших гармоник тока нагрузки при умножении на R дает действующее значение высших гармоник напряжения на нагрузке

$$U_{ВГ} = \frac{U_H}{LC\omega_T} \bar{K}_Г^{(2)}, \quad (1.2.2)$$

т.е. в случае фильтра второго порядка определяется теперь интегральным коэффициентом гармоник напряжения ШИП второго порядка. В общем случае фильтра порядок интегрального коэффициента гармоник напряжения в решении равен разности порядков левой и правой частей дифференциального уравнения.

Граница зоны прерывистых токов ШИП.

Границу зоны прерывистых токов на внешних характеристиках ШИП можно определить, если найти среднее значение предельно-непрерывного тока нагрузки. При нагрузке на противоЭДС вся пульсация выходного напряжения ШИП выделяется на

## Автоматизированный электропривод

индуктивности фильтра нагрузки  $L_H$ , порождая в ней линейно изменяющийся ток, среднее значение  $I_{H.кр}$  которого равно половине его амплитуды, как показано на рис. 1.2.1.

$$I_{H.кр} = \frac{1}{2} \frac{1}{L_H} \int_0^{t_H^*} U_{вх} (1 - t_H^*) dt = \frac{U_{вх} (1 - t_H^*) t_H^*}{L_H} T_T = \frac{U_{вх} \pi}{\omega_T L_H} (1 - t_H^*) t_H^*, \quad (1.2.3)$$

где

$$\omega_T = \frac{2\pi}{T_T}$$

– круговая частота коммутации ШИП.

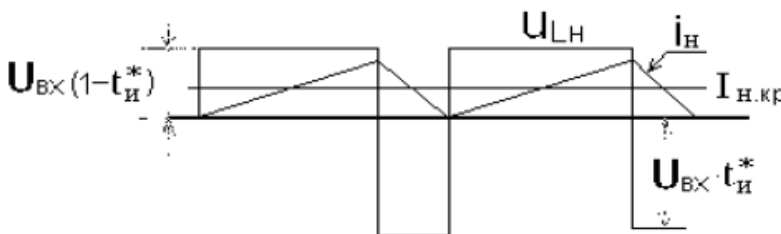


Рис. 1.2.1. Напряжения и токи ШИП при нагрузке на противоЭДС.

Из рис. 1.2.1 видно, что ток нагрузки будет появляться в прерывистом режиме сразу при снижении противоЭДС ниже значения амплитуды импульса напряжения на нагрузке  $U_{вх}$ , т.е. точки холостого хода внешних характеристик для любых  $t_H^*$  в режиме прерывистого тока равны  $U_{вх}$ . Промежуточные точки внешних характеристик в области прерывистого тока могут быть построены по той же методике, что и у выпрямителя, работающего на противоЭДС. Результирующие внешние характеристики ШИП с однополярной модуляцией и конечным значением индуктивности в цепи нагрузки показаны на рис. 1.2.2,а, а с двухполярной, смещением по вертикали на  $U_{вх} / 2$  легко сводимой при анализе к однополярной – на рис.1.2.2,б.



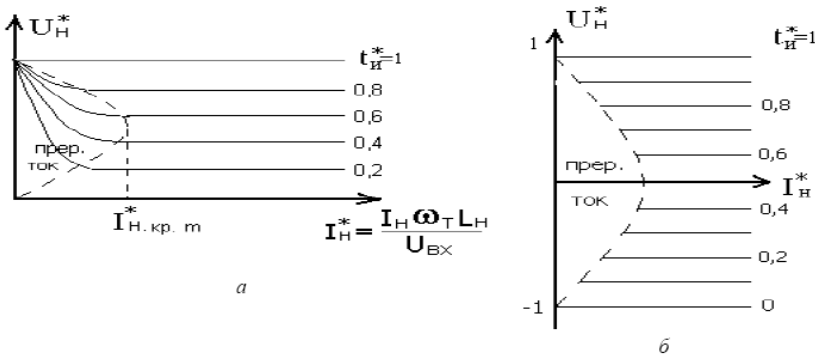


Рис. 1.2.2. Внешние характеристики ШИП для конечного значения индуктивности в цепи нагрузки с однополярной (а) и двухполярной (б) модуляцией.

Итак, как и в случае управляемого выпрямителя, прерывистые токи нагрузки в ШИП портят внешние и регулировочные характеристики, делая первые нелинейными и вторые – нелинейными и неоднозначными, так как выходное напряжение в области прерывистых токов зависит теперь не только от параметра управления  $\mu^*$ , но и от режима цепи нагрузки.

Обратное влияние ШИП на источник входного напряжения.

Входной ток импульсного преобразователя имеет вид прямоугольных импульсов, как и ток транзистора Т1 на рис. 1.1.3. При наличии внутреннего сопротивления (активного или (и) индуктивного) это приводит к искажению постоянного напряжения на входе ШИП. Поэтому на входе ШИП обычно устанавливают LC-фильтр, который переменную составляющую импульсного входного тока ШИП замыкает через конденсатор фильтра, а постоянную составляющую через индуктивность реактора фильтра направляет в источник входного напряжения. Заменяя ШИП по входу (как и выпрямитель) источником тока известной формы, получим схему замещения ШИП по входу, показанную на рис. 1.2.3.

## Автоматизированный электропривод

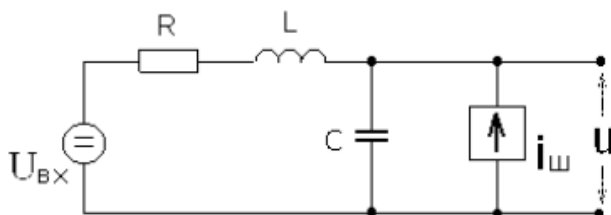


Рис. 1.2.3. Схема замещения ШИП по входу.

Оценим качество выходного напряжения  $U$  ШИП, вычислив действующее значение его высокочастотной составляющей. Дифференциальное уравнение для нее имеет вид

$$LC \frac{d^2 u_{ш.вг}}{dt} + RC \frac{du_{ш.вг}}{dt} + u_{ш.вг} = L \frac{di_{ш.вг}}{dt} + Ri_{ш.вг},$$

из которого получаем

$$\begin{aligned} U_{ш.вг}^2 &= \frac{1}{C^2} (\bar{I}_{ш.вг})^2 + \left( \frac{R}{LC} \right)^2 (\bar{I}_{ш.вг}^{(2)})^2 = \\ &= \frac{I_{ш.сп}^2}{(\omega C)^2} (\bar{K}_{г.ш})^2 + \left( \frac{R}{LC} \right)^2 I_{ш.сп}^2 (\bar{K}_{г.ш}^{(2)})^2, \end{aligned}$$

где  $\bar{I}_{ш.сп} = \bar{I}_n t_n^*$  – среднее значение входного тока ШИП;  $\bar{K}_{г.ш}$ ,  $\bar{K}_{г.ш}^{(2)}$  – интегральные коэффициенты гармоник входного тока ШИП, которые, как уже отмечалось, равны соответствующим интегральным коэффициентам гармоник выходного напряжения ШИП (до фильтра).

В этом случае в параметры модели  $R$  и  $L$  входят как собственные параметры источника входного напряжения, так и параметры реактора входного фильтра.

Влияние конечности времен переключения вентиляей.

Скачкообразное изменение напряжений и токов вентиляей при их коммутации, изображаемое в идеализированных моделях ШИП, в действительности имеет конечные скорости изменения из-за известных динамических процессов внутри вентиляей при их открывании и закрывании. Энергия потерь, выделяемая при каждой коммутации в вентиле, определяется следующим инте-

гралом от мгновенных значений напряжений  $u_B$  и тока  $i_B$  вентиля

$$\Delta W = \int_0 u_B i_B dt.$$

Умножая эти потери на число коммутаций, можно рассчитать дополнительные к статическим коммутационные потери в вентилях, которые становятся доминирующими при высоких частотах коммутации. Для уменьшения коммутационных потерь применяют различные приемы, позволяющие разнести во времени высокие значения напряжения на вентиле  $u_B$  с высоким значением тока вентиля  $i_B$  (снабберы, LC резонансные цепи коммутации).

### 1.3. ПРИМЕР СТРУКТУРЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Широтно-импульсные преобразователи в электроприводах постоянного тока должны удовлетворять следующим основным требованиям:

- двусторонней проводимости энергии между источником питания и исполнительным двигателем, являющимся нагрузкой преобразователя, для обеспечения его работы во всех квадрантах механической характеристики;
- малого и независящего от тока выходного сопротивления для получения механических характеристик, близких к естественным, и в конечном счете для получения хороших статических и динамических характеристик электропривода в целом;
- жесткой внешней характеристики и малой инерционности;
- высокого КПД;
- достаточной перегрузочной способности для обеспечения необходимых форсировок в переходных режимах работы привода;
- высокой помехозащищенности и надежности;
- малой массы и габаритов;
- отсутствия влияния на сеть.

Основным назначением широтно-импульсного преобразователя в электроприводе является регулирование скорости исполнительного двигателя. В электроприводах постоянного тока это достигается регулированием напряжения на выходе преобразова-

## Автоматизированный электропривод

теля.

Перечисленным основным требованиям в наибольшей степени удовлетворяют транзисторные преобразователи, работающие в режиме переключения и питающиеся от источника постоянного напряжения.

Одна из возможных структурных схем управления двигателем постоянного тока (ДПТ) на основе широтно-импульсного преобразователя приведена на рис.1.3.1.

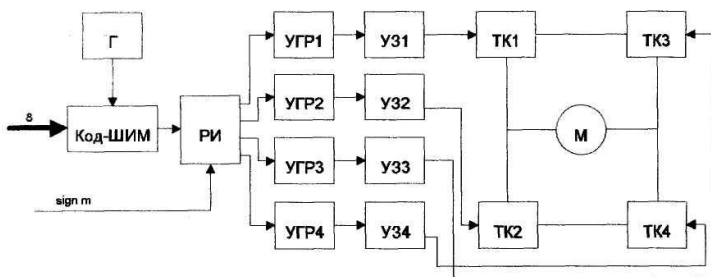


Рис.1.3.1. Структурная схема управления ДПТ на основе ШИП.

Особенности работы схемы заключаются в следующем. С приходом управляющего сигнала (в данном случае восьмиразрядного двоичного кода и дополнительного знакового разряда  $sign\ m$ ), цифровой преобразователь код-ШИМ формирует последовательность широтно-модулированных импульсов, поступающих на распределитель ПИ, который реализует заданный закон управления (см. ниже), коммутируя силовые транзисторные ключи ТК1...ТК4. Генератор Г определяет частоту работы преобразователя код-ШИМ. Устройства гальванической развязки УГР1...УГР4 исключают влияние силовой части схемы на низковольтную часть схемы управления, а также обеспечивают согласование сигналов управления с входными цепями силовых транзисторных ключей. Устройства задержки УЗ1...УЗ4 предназначены для уменьшения величины сквозных токов, возникающих в моменты коммутации силовых транзисторных ключей каждой вертикали полумоста и снижения тем самым вероятности их пробоя. Силовые транзисторные ключи ТК1...ТК4 включены в мостовую схему, аналогичную приведенной на рис.1.1.6. Каждый ключ представляет собой функцио-

## Автоматизированный электропривод

ство, содержащее схемы развязки, усиления и защиты. В настоящее время способы построения ключей (или вентилей) разработаны достаточно полно и подробно рассматриваются в последующих разделах пособия.

В диагональ моста, образованного транзисторными ключами ТК1...ТК4, включена нагрузка. Нагрузкой в приводах постоянного тока является двигатель постоянного тока (ДПТ). В электроприводах постоянного тока двигатель управляется, как правило, по цепи якоря, поскольку только при таком управлении могут быть достигнуты требуемые качественные показатели привода. Питание ШИП осуществляется от источника постоянного напряжения.

Наиболее простым способом управления ШИП по цепи якоря является симметричный. При таком способе управления в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, а напряжение на выходе ШИП представляет собой знакопеременные импульсы, длительность которых регулируется входным сигналом. В ШИП с симметричным управлением среднее напряжение  $U_{\text{я}}$  равно нулю, когда относительная продолжительность включения  $\gamma_0=0,5$ . Временные диаграммы работы ШИП при симметричном способе управления приведены на рис.1.3.2, а. Симметричный способ управления обычно используется в маломощных приводах постоянного тока. Его преимуществом является простота реализации и отсутствие зоны нечувствительности в регулировочной характеристике. Недостатком ШИП с симметричным управлением является знакопеременное напряжение на нагрузке и в связи с этим повышенные пульсации тока в якоре исполнительного двигателя.

Стремление исключить этот недостаток привело к разработке способов, обеспечивающих однополярное напряжение на выходе ШИП. Простейшим из них является несимметричный.

Несимметричное управление представлено на рис.1.3.2, б. В этом случае (рис.1.3.1) переключаются транзисторные ключи фазной группы ТК3 и ТК4 (ключи ТК1 и ТК2 при противоположной полярности входного сигнала), транзисторный ключ ТК1 постоянно открыт и насыщен, а ключ ТК2 постоянно закрыт. Транзисторные ключи ТК3 и ТК4 переключаются в противофазе, обеспечивая протекание тока якоря от противо-ЭДС двигателя. При этом на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы и среднее напряжение на выходе равно нулю, когда

## Автоматизированный электропривод

относительная продолжительность включения одного из нижних по схеме на рис.1.3.1 транзисторов  $\gamma_0 = 0$ .

Недостатком рассмотренного способа управления является то, что верхние по схеме транзисторные ключи (ТК1, ТК3) по току загружены больше, чем нижние. Этот недостаток устранен при поочередном управлении, временные диаграммы которого изображены на рис.1.3.2, в. Здесь при любом знаке входного сигнала в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа моста, однако частота переключения каждого из них в два раза меньше частоты напряжения на выходе. Управляющие напряжения транзисторных ключей одной фазы моста ТК1, ТК2 и ТК3, ТК4 постоянно находятся в противофазе; при этом ключи переключаются через период выходного напряжения  $T$ . Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов в мостовой схеме.

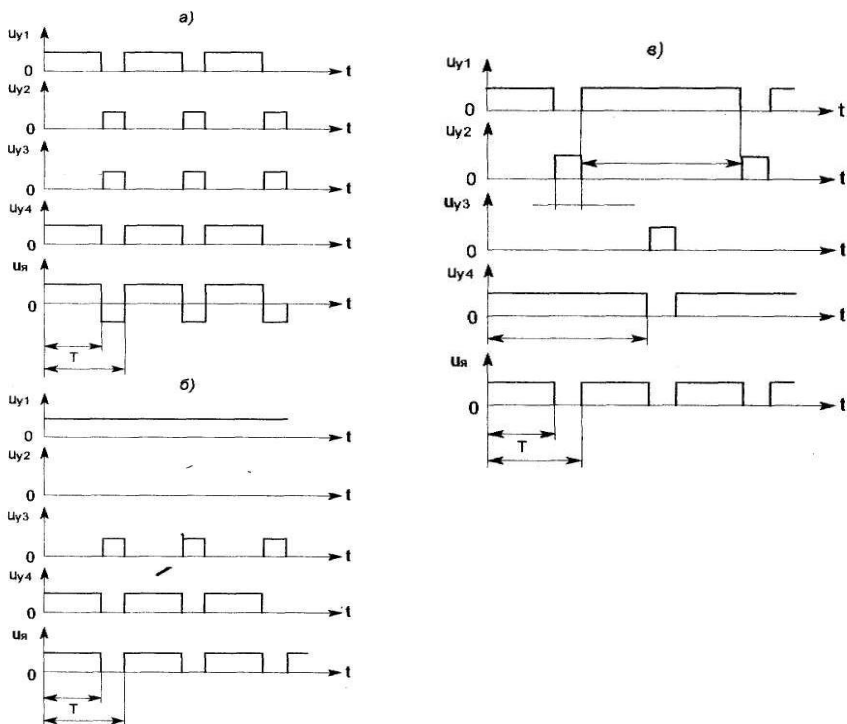


Рис.1.3.2. Временные диаграммы работы ШИП: а - симметричное; б - несимметричное; в - поочередное управление

При некотором знаке входного сигнала управляющие импульсы длительностью  $t_1=(1+\gamma) T$  подаются на диагонально расположенные транзисторные ключи ТК1, ТК4 (рис.1.3.2, в) со сдвигом на полпериода, а управляющие импульсы длительностью  $t_2=(1-\gamma) T$  также со сдвигом на полпериода подаются на транзисторы противоположной диагонали (ТК2, ТК3). В этом случае на интервале  $\gamma T$  нагрузка подключена к источнику питания с помощью диагонально расположенных ключей, а на интервале  $(1+\gamma) T$  нагрузка закорочена с помощью верхних или нижних транзисторных ключей. При изменении знака входного сигнала порядок управления диагональными ключами изменяется на противоположный. При поочередном управлении на нагрузке формируются знакопостоянные импульсы длительностью  $\gamma T$ , пропорциональной сигналу на входе.

В настоящее время широко применяются усилители импульсов управления, которые формируют выходные сигналы заданной мощности и формы, изготовленные в виде отдельной интегральной схемы (ИМС) и называемые драйвером. Драйвер содержит входной узел, принимающий сигнал информационного канала, узел согласования, преобразующий информационный сигнал в сигнал управления необходимого уровня, и выходной узел, осуществляющий окончательное формирование импульса управления требуемой формы и мощности. Дополнительно на драйвер могут быть возложены функции защиты силового ключа от перегрузки или функции слежения за уровнем напряжения питания микросхемы.

Существуют ИМС-драйверы, отдельные для верхнего и нижнего ключей полумоста, а также для полумостовых и мостовых схем.

#### **1.4. ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Основное достоинство ШИП связано с отсутствием каких-либо реактивных элементов (реакторов, конденсаторов) внутри преобразователя, что позволяет выполнять его в едином технологическом процессе в виде твердотельного модуля. Это обуславливает низкие значения удельных массогабаритных показателей (кГ/кВА, дМЗ/кВА) преобразователя. Правда, пока модульное изготовление преобразователей нашло ограниченное применение из-за сравнительно большого (до двух раз) удорожания модулей





## 2. СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ШИП ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*В структуре ШИП можно выделить три основные функциональные части: контроллер управления, устройства сопряжения (драйверы силовых ключей) и выходной силовой каскад. В каждой из этих составляющих используется специфическая для них элементная база.*

### 2.1. МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ В ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ С ШИП

Прогресс в полупроводниковой индустрии, особенно в силовой электронике и микроконтроллерах, сделали электроприводы с регулированием скорости более практичными и значительно менее дорогими.

Эти электроприводы, управляемые по развитым алгоритмам с помощью микроконтроллеров, имеют ряд преимуществ:

- *Увеличение энергетической эффективности системы* - регулирование скорости снижает потери мощности в двигателях;
- *Усовершенствование функционирования* - цифровое управление может добавить такие свойства, как интеллектуальные замкнутые контуры, изменение частотных свойств, диапазона контролируемых неисправностей и способность к взаимодействию с другими системами;
- *Упрощение электромеханического преобразования энергии* - регулируемые приводы позволяют устранить необходимость в трансмиссиях, коробках передач, редукторах;
- *Простота обновления программного обеспечения* - системы на базе микроконтроллеров с флэш-памятью могут быстро изменять при необходимости свой алгоритм и регулируемые переменные.

Системы управления современных электроприводов строятся на базе микроконтроллеров, разрабатываемых такими ведущими фирмами как ABB, INTEL, MOTOROLA, TEXAS INSTRUMENTS, SIEMENS AG, ANALOG DEVICES, ядром которых является процессор с мощной системой команд, имеющих в своем составе большой набор периферийных устройств: порты ввода-вывода, таймеры-счетчики, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, широтно-импульсные модуляторы и так далее, что позволяет обрабатывать сигналы с датчиков обратной связи, реализовывать сложные законы управления в режиме реального времени

## Автоматизированный электропривод

и вырабатывать управляющие сигналы для силового блока преобразователя. На микроконтроллер возлагаются также функции контроля, защиты и диагностики отдельных элементов и всей системы в целом.

В случае проектирования прецизионных систем с большим диапазоном регулирования и высоким быстродействием целесообразно использовать микроконтроллеры ADMC300 фирмы ANALOG DEVICES и TMS320F240 фирмы TEXAS INSTRUMENTS. Это представители последнего поколения вычислительных управляющих устройств, обладающих повышенной вычислительной производительностью и специально адаптированных для задач управления системами электропривода с полупроводниковыми преобразователями. Оба этих микроконтроллера являются представителями новых развивающихся семейств, что обеспечивает надежность вложений и перспективу дальнейшего совершенствования разрабатываемых изделий при минимальных затратах.

В таблице 2.1.1 представлены основные характеристики нескольких типов контроллеров различных фирм-производителей, организация которых наиболее адаптирована для реализации электроприводов различного назначения.

Таблица 2.1.1.  
Сравнительные характеристики микроконтроллеров

	производитель	выпуска	бит	КБбайт	мин. опер. в сек.	USD	
87C196MC	Intel	1994	16	16 ПЗУ	1	ШИМ-генератор на 6 каналов, 13 каналов АЦП на 10 разрядов, 2 таймера на 16 разрядов 2 16-разрядных блока «сравнения фиксации» с возможностью ШИМ, 5 таймеров на 16 разрядов, 16 каналов АЦП на 10 разрядов, последовательный порт, интерфейс CAN	35
SAB80C167CR	Siemens	1996	16	128 ПЗУ	10	ШИМ-генератор на 6 каналов, 5 полных АЦП на 16 разрядов, интерфейс с инкрементальным датчиком, 2-х каналный таймер событий, последовательный порт	50
ADMC300	Analog Devices	1998	16	14 ОЗУ	25	12 каналов ШИМ, 3 таймера на 16 разрядов, 4 модуля «фиксации» с возможностью подпрограммирования инкрементального датчика, 2 полных 10-разрядных АЦП на 8 каналов каждый, последовательный порт	25
TMS320F240	Texas Instruments	1998	16	32 Flash	20	ШИМ-генератор на 6 каналов, 8 каналов АЦП на 14 разрядов, 3 таймера на 32 разряда, интерфейс с инкрементальным датчиком, последовательный порт	25
ADSP-21990	Analog Devices	2003	16	40 ОЗУ	160		

Контроллер управления электроприводом реализует все программные алгоритмы управления, вырабатывает сигналы управления силовым преобразователем, воспринимает сигналы

## Автоматизированный электропривод

обратных связей. Пример структурной схемы контроллера представлен на рис.2.1.1.

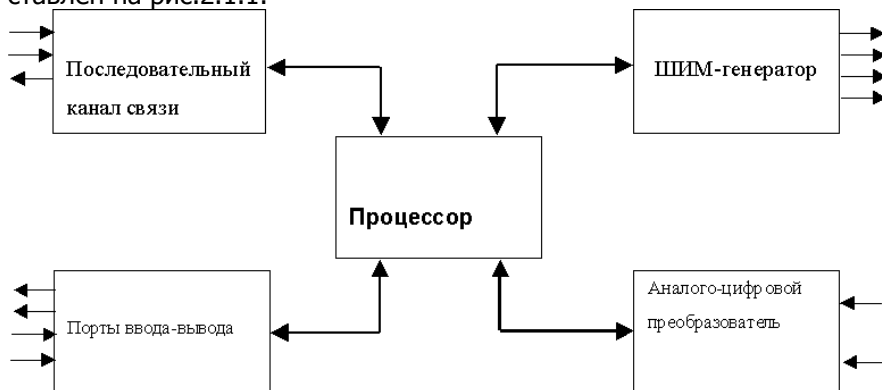


Рис.2.1.1. Структурная схема контроллера управления электроприводом с ШИП.

В состав схемы на рис.2.1.1 входят:

- производительный 16-разрядный DSP-процессор;
- 6-канальный цифровой ШИМ-генератор;
- 5-канальный 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП);
- 12 двунаправленных портов ввода-вывода;
- последовательный высокоскоростной синхронный двунаправленный канал связи.

Все составные части структуры реализованы на базе специализированного DSP-микроконтроллера ADMC300 фирмы Analog Devices. Высокопроизводительное процессорное DSP-ядро реализует в реальном времени алгоритмы цифровых регуляторов и цифровых фильтров. Встроенный многоканальный широтно-импульсный преобразователь формирует при минимальной нагрузке процессора сигналы управления силовыми ключами преобразователя. АЦП предназначен для преобразования в цифровой код аналоговых сигналов обратных связей. С помощью портов ввода-вывода организуется управление вспомогательными коммутирующими устройствами привода. Встроенный синхронный коммуникационный порт используется для организации канала связи с управляющим компьютером при построении распределенных систем управления рядом электроприводов.

В последнем случае для организации взаимодействия между управляющим компьютером и контроллерами отдельных электроприводов используется интерфейсный контроллер. Струк-

турная схема такого контроллера представлена на рис.2.1.2.

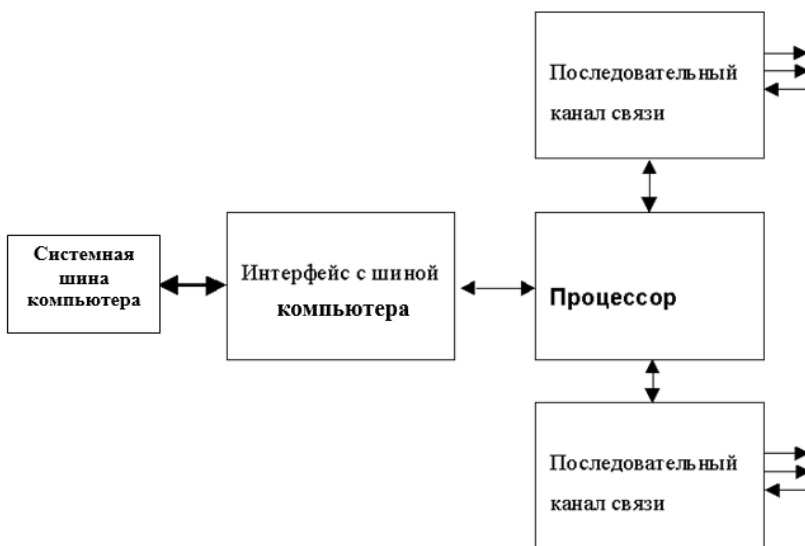


Рис.2.1.2. Структурная схема интерфейсного контроллера.

Основой интерфейсного контроллера может послужить производительный DSP-процессор ADSP-2186 фирмы Analog Devices. Интерфейс контроллера с управляющим компьютером осуществляется через системную шину последнего. Для этого в интерфейсном контроллере реализован соответствующий интерфейсный блок. С помощью него программа, выполняемая на управляющем компьютере, через канал прямого доступа к памяти может непосредственно записывать и считывать данные во внутренней памяти процессора интерфейсного контроллера.

Данные, полученные от программы управляющего компьютера, процессор интерфейсного контроллера передает на соответствующий контроллер управления электроприводом через один из двух последовательных каналов связи. Каналы связи реализованы посредством двух встроенных в процессор последовательных синхронных коммуникационных портов. Каждый из каналов связи позволяет осуществлять последовательный синхронный дуплексный обмен данными.

Для построения управляющей части ШИП менее сложных электроприводов, в т.ч. разрабатываемых в рамках курсового проектирования, широкое применение находят универсальные

## Автоматизированный электропривод

микроконтроллеры различных фирм.

В любом случае выбор типа микроконтроллера обуславливается несколькими факторами, а именно: производительностью арифметическо-логического устройства, ёмкостью оперативного и постоянного запоминающих устройств, доступностью ПО для создания программ и отладки, а также доступностью на российском рынке.

В настоящее время большое распространение получила продукция фирм INTEL, MICROCHIP и ATMEL. Большинство микроконтроллеров MICROCHIP и ATMEL имеют FLASH память программ, что позволяет достаточно просто выполнять отладку программного обеспечения, а также его обновление. Микроконтроллеры ATMEL семейства AT89 совместимы с семейством MCS-51, которое в настоящее время получило широкое распространение. Для MCS-51 разработаны и доступны библиотеки и системы создания программ и отладки. Среди микроконтроллеров ATMEL семейства AT89 имеется контроллер AT89S8252, который допускает программирование непосредственно в оборудовании, в котором используется, что особенно удобно на этапе разработки и отладки.

Контроллер AT89S8252 работает с тактовой частотой 24 МГц, что обеспечивает производительность порядка двух миллионов операций в секунду, имеет встроенные операции умножения и деления, 8 Кбайт ПЗУ программ и 256 байт ОЗУ данных.

Упрощенная структурная схема микроконтроллера приведена на рисунке 2.1.3. Микроконтроллеры типа AT89S8252 имеют два внутренних запоминающих устройства для хранения данных IRAM1 ёмкостью 256x8 бит и IRAM2 ёмкостью 2Kx8 бит.

IRAM1 представляет собой статическое оперативное запоминающее устройство (SRAM). IRAM2 представляет собой репрограммируемое запоминающее устройство с электрическим стиранием записи, выполненное по EEPROM технологии.

В группу периферийных устройств микроконтроллера AT89S8252 входят следующие устройства:

- параллельные порты ввода-вывода P1, P2, P3, P4;
- таймеры – счетчики T/C0, T/C1, T/C2;
- последовательный порт (SP);
- сторожевой таймер (Watchdog Timer, WDT);
- последовательный периферийный интерфейс (Serial Peripheral Interface, SPI);
- контроллер прерываний (IC).

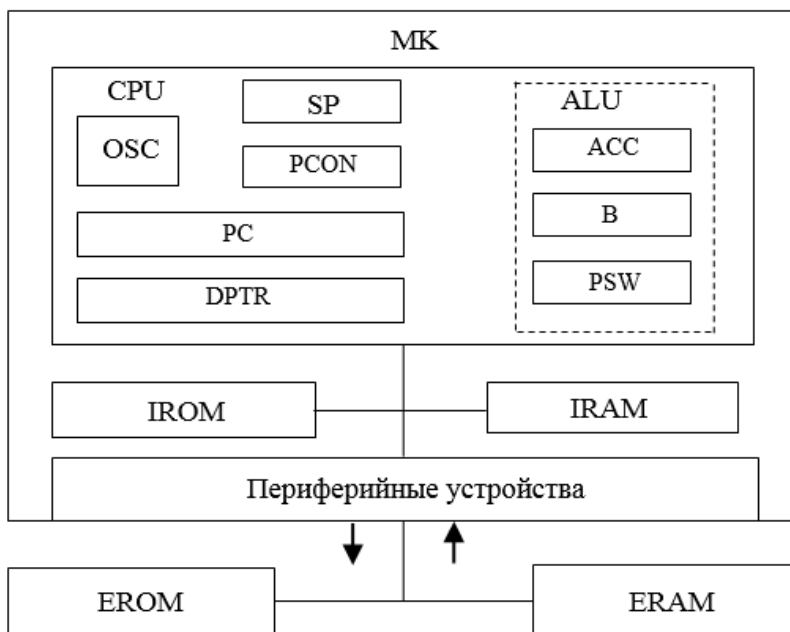


Рис.2.1.3. Структурная схема микроконтроллера AT89S8252.

В состав процессора микроконтроллера входят два шестнадцатиразрядных регистра – указателя данных, каждый из которых состоит из двух восьмиразрядных регистров.

Параллельные порты ввода-вывода P0 и P2 при подключении к микроконтроллеру внешней памяти (EROM и ERAM) используются для выдачи шестнадцатиразрядного кода адреса, а порт P0, кроме того для выдачи и приема байтов данных.

Схема подключения EROM и ERAM к микроконтроллеру изображена на рис.2.1.4.

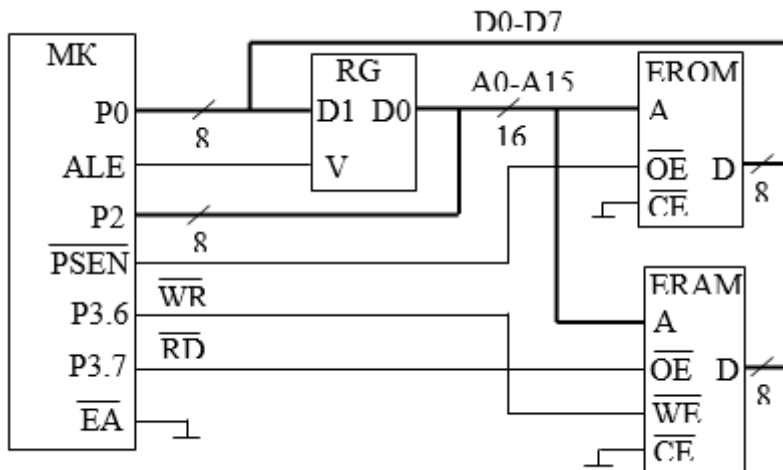


Рис.2.1.4. Схема подключения к микроконтроллеру внешней памяти.

Широтно-импульсный модулированный сигнал на выходах микроконтроллера может быть получен с помощью одного из трех таймер-счетчиков, расположенных в группе его периферийных устройств. Частота модуляции и скважность импульсов задаются программно. При необходимости с помощью микроконтроллера можно реализовать и цепи обработки сигналов обратной связи, и несложные законы регулирования.

В случае ограничения управляющих функций в ШИП простым формированием широтно-импульсного сигнала достаточно воспользоваться решением, аналогичным приведенному на рис.1.3.1. В качестве элементной базы в этом случае возможно использование цифровых микросхем малой и средней степени интеграции.

Пример функциональной схемы усилительно-преобразовательного устройства для этого варианта исполнения контроллера управления показан на рис.2.1.5. Устройство реализует несимметричный способ управления (см. рис.1.3.2,б) и содержит преобразователь кода во временной интервал (ПКВИ), схему синхронизации (СС), схему равенства нулю (СРН) и распределитель импульсов (РИ). Для организации симметричного управления (см. рис.1.3.2,а) из схемы достаточно исключить СРН с ее входными и выходными сигналами. Напротив, для реа-

Автоматизированный электропривод

лизации поочередного управления (см. рис.1.3.2,в) на вход РИ кроме сигнала Р необходимо также подать опорное напряжение  $u_1$ , снимаемое со схемы синхронизации.

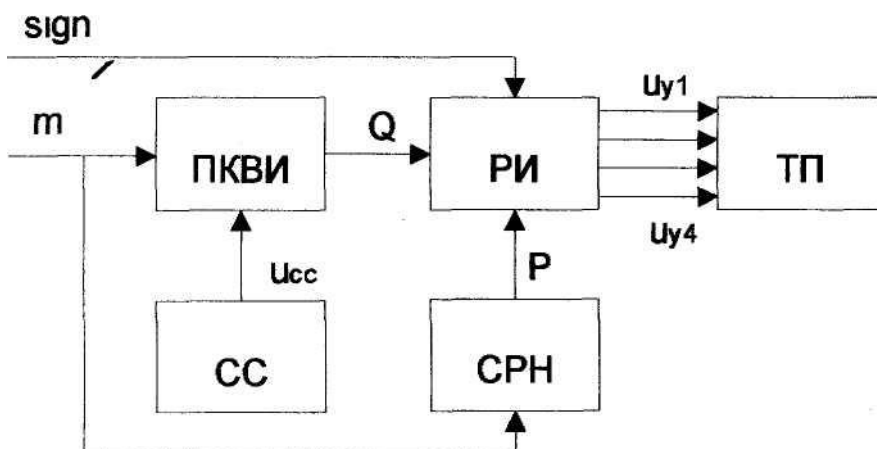


Рис.2.1.5. Функциональная схема простого контроллера управления.

На рис.2.1.5  $U_{cc}$  - опорный сигнал, подаваемый на ПКВИ от СС, Q — широтно-импульсный сигнал, снимаемый с ПКВИ, а  $U_{y1} - U_{y4}$  — сигналы, подаваемые на силовые транзисторные ключи преобразователя.

Для реализации ПКВИ обычно используются два основных подхода. При первом подходе основным звеном ПКВИ является цифровой компаратор, при втором используются обычные счетчики импульсов.

На рис.2.1.6,а приведена функциональная схема преобразователя кода  $m$  во временной интервал, которая работает следующим образом. В определенные моменты времени схема синхронизации СС вырабатывает тактовый импульс  $f'_{cc}$ , который производит запись кода  $m$  в счетчик Ст и одновременно устанавливает триггер Тг в такое состояние, при котором проводит вентиль В. Импульсы от схемы синхронизации с частотой  $f_{cc}$  проходят через вентиль и поступают на вход счетчика. Счетчик работает на вычитание, причем в тот момент времени, когда на счетчике будет записан нуль, на выходе счетчика будет сформирован импульс  $f_c$ . Этот импульс изменяет состояние триггера.



## Автоматизированный электропривод

Вентиль закрывается, и поступление импульсов частотой  $f_{cc}$  на вход счетчика прекращается. Выходной сигнал  $Q$ , длительность которого пропорциональна коду  $m$ , снимается с триггера  $Tr$ . Временная диаграмма работы схемы приведена на рис.2.1.6,б.

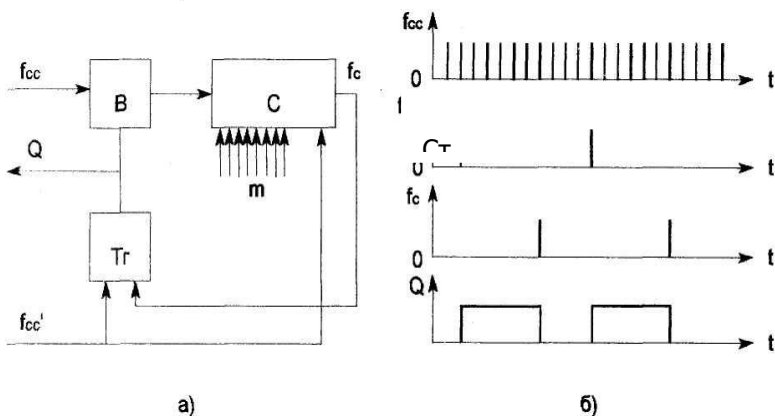


Рис.2.1.6. Функциональная схема ПКВИ на базе счетчика (а) и временная диаграмма ее работы (б).

Способ управления двигателем реализует распределитель импульсов РИ, формирующий на своих выходах сигналы  $U_{y1} - U_{y4}$ , управляющие последовательностью работы силовых ключей.

Согласно принципу несимметричного управления транзисторными силовыми ключами при наличии сигнала рассогласования один из верхних транзисторных ключей (см. рис.1.3.2,б) все время должен оставаться открытым. Это обеспечивается тем, что в функциональную схему (рис.2.1.5) вводится схема равенства нулю сигнала рассогласования СРН. На вход этой схемы поступает  $n$ -разрядный код рассогласования  $m$ , а на выходе образуется сигнал  $P$ , причем  $P=1$ , если код  $m$  не равен 0, и  $P=0$ , если код  $m$  равен 0. Распределитель импульсов в этом случае должен реализовывать алгоритм, приведенный ниже:

## Автоматизированный электропривод

$$U_{y1} = \overline{Q} \cdot \overline{signm} + P \cdot \overline{signm},$$

$$U_{y2} = \overline{Q} \cdot \overline{signm},$$

$$U_{y3} = \overline{Q} \cdot \overline{signm} + P \cdot \overline{signm},$$

$$U_{y4} = Q \cdot \overline{signm}.$$

Для организации симметричного способа управления достаточно реализовать более простой алгоритм:

$$U_{y1} = U_{y4} = Q \cdot \overline{signm} + \overline{Q} \cdot \overline{signm};$$

$$U_{y2} = U_{y3} = \overline{Q} \cdot \overline{signm} + Q \cdot \overline{signm}.$$

Для организации поочередного способа управления требуется реализовать следующий алгоритм:

$$U_{y1} = \overline{Q} \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + Q \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + P \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm};$$

$$U_{y2} = Q \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + \overline{Q} \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + P \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm};$$

$$U_{y3} = Q \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + \overline{Q} \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + P \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm};$$

$$U_{y4} = \overline{Q} \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + Q \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm} + P \cdot \overline{u_1} \cdot \overline{signm}.$$

Все алгоритмы могут быть реализованы на цифровых микросхемах малой степени интеграции или на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), а также могут быть использованы при разработке соответствующих подпрограмм для микроконтроллеров.

## 2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДРАЙВЕРОВ MOSFET И IGBT ТРАНЗИСТОРОВ

*Драйверы MOSFET- и IGBT-транзисторов - устройства для управления мощными полупроводниковыми приборами в выходных каскадах преобразователей электрической энергии. Используются в качестве промежуточного звена между управляющей схемой (контроллером или цифровым сигнальным процессором) и мощными исполнительными элементами, коммутирующими нагрузку.*

*Этапы развития энергетической (силовой) электроники определяются достижениями в технологиях силовых ключей и их схемами управления. Динамические и статические параметры си-*

ловых приборов постоянно улучшаются, но мощными ключами надо еще и эффективно управлять. Для сбалансированного взаимодействия между управляющей схемой и выходными каскадами и предназначены мощные высокоскоростные драйверы MOSFET- и IGBT-транзисторов.

В настоящее время ряд фирм, таких как International Rectifier, Agilent Technologies (Hewlett Packard), EUPEC, SEMIKRON, Texas Instruments выпускает широкую гамму устройств, предназначенных для управления одиночными транзисторами, полумостами и мостами.

### **2.2.1. ДРАЙВЕРЫ INTERNATIONAL RECTIFIER**

Фирма International Rectifier (IR) давно и хорошо известна в России как производитель силовых транзисторов и интегральных микросхем управления.

Выпускаемые IR драйверы предназначены для работы в любых конфигурациях силовых каскадов в диапазоне мощности до 3–5 кВт. Технология производства микросхем управления HVIC вобрала в себя все достижения высоковольтных технологий, поэтому будет логично начать обзор с продукции этой фирмы. В таблице 1 представлены основные типы драйверов производства IR.

Таблица 2.2.1. Драйверы MOSFET и IGBT компании International Rectifier.

Тип драйвера	Назначение	Напряжение, В	Ток вкл./выкл., А	td <sub>on/off</sub> , нс	tdt, мкс	Примечание
IR2117 IR2118	Драйвер верхнего плеча	600	0,2/0,42	125/105	–	UVLO
IR2122	Драйвер верхнего плеча	500	0,11/0,11	250/200	–	OCP, UVLO
IR2125	Драйвер верхнего плеча	500	1/2	150/150	–	OCP, UVLO
IR2127 IR2127 1	Драйвер верхнего плеча	600	0,2/0,42	200/150	–	OCP, UVLO

## Автоматизированный электропривод

IR2128	Драйвер верхнего плеча ин- вертирую- щий	600	0,2/0,42	200/1 50	-	OCP, UVLO
IR1210	Сдвоенный драйвер нижнего плеча	6–20	1,5/1,5	85/65	-	
IR2121	Драйвер нижнего плеча	10–25	1/2	150/1 50	-	OCP, UVLO
IR4426 IR4427 IR4428	Сдвоенный драйвер нижнего плеча	6–20	1,5/1,5	85/65	-	
IR2103	Драйвер пол- лумоста с одним вхо- дом	600	0,13/0,2 7	600/1 50	0,5	SD, UVLO
IR2104	Драйвер пол- лумоста с одним вхо- дом	600	0,1/0,21	600/9 0	0,5	SD, UVLO
IR2105	Драйвер пол- лумоста с одним вхо- дом	600	0,13/0,2 7	680/1 50	0,5	SD, UVLO
IR2109 IR2109 1 IR2189 IR2302	Драйвер пол- лумоста с одним вхо- дом	600	0,12/0,2 5	180/1 80	0,5	SD, UVLO
IR2109 4	Драйвер пол- лумоста с одним вхо- дом	600	0,12/0,2 5	180/1 80	0,5 –3	SD, UVLO Регули- ровка tdt

## Автоматизированный электропривод

IR2108	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	0,12/0,25	180/180	0,5	SD, UVLO
IR21084	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	0,12/0,25	180/180	0,5-3	SD, UVLO Регулировка tdt
IR21083	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	180/180	0,5	SD, UVLO
IR210834	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	180/180	0,5-3	SD, UVLO Регулировка tdt
IR2184	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	680/180	0,5	SD, UVLO
IR21844	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	1,7/1,7	680/180	0,5-3	SD, UVLO Регулировка tdt

## Автоматизированный электропривод

IR2110	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	500	2/2	120/94	-	SD, UVLO
IR2111	Драйвер полумоста с одним входом	600	0,2/0,42	850/150	0,7	UVLO
IR2112	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	0,2/0,42	125/105	-	SD, UVLO
IR2113	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	2/2	120/94	-	SD, UVLO
IR2113	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полумоста	600	2/2	120/94	-	SD, UVLO
IR2010	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча	200	3/3	95/65	-	
IR2101 IR2102	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча	600	0,1/0,21	130/90	-	UVLO

## Автоматизированный электропривод

IR2106 IR2106 4 IR2107 IR2107 4 IR2301	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча	600	0,12/0,2 5	180/1 80	-	
IR2181 IR2181 4	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полу- моста	600	1,7/1,7	180	-	
IR2213	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полу- моста	1200	1,7/2	280/2 20	-	SD
IR2214	Независимый драйвер верхнего и нижнего плеча полу- моста	1200	2/3	240/2 40	0,3	UVLO, SSD, DESAT

$t_{don/off}$  — время задержки включения/выключения;

OCP (Over Current Protection) — защита от перегрузки по току;

UVLO (Under Voltage LockOut) — защита от падения напряжения управления;

SD (Shut Down) — вход отключения;

SSD (Soft Shut Down) — «плавное» отключение транзисторов в режиме перегрузки;

DESAT (Desaturation) — защита от выхода транзисторов из насыщения.

BRAKE — каскад управления тормозным транзистором;

### **2.2.2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ДРАЙВЕРОВ IR**

К схеме управления затвором предъявляются следующие

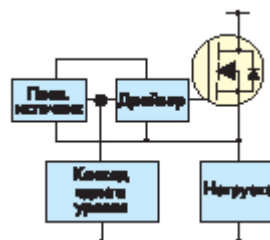
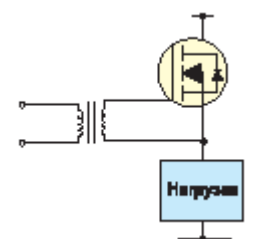
## Автоматизированный электропривод

требования:

- Напряжение затвора при отпирании должно быть на 10–15 В выше напряжения стока MOSFET (коллектора IGBT), то есть для транзистора верхнего плеча напряжение управления должно быть на 10–15 В выше напряжения шины питания.
- драйвер должен управляться логическим сигналом, связанным с сигнальной шиной общего провода, соответственно драйвер верхнего плеча должен иметь высоковольтный каскад сдвига уровня.
- Мощность, рассеиваемая схемой управления, должна быть пренебрежимо малой по сравнению с общей мощностью рассеяния.
- Схема управления должна обеспечивать токи перезаряда цепи затвора, гарантирующие динамические характеристики транзистора.

В таблице 2.2.2 приведены основные схемные решения, применяемые для решения перечисленных задач.

Таблица 2.2.2. Конфигурации драйверов верхнего плеча.

Описание	Базовая схема	Особенности
Драйвер «плавающим» источником питания		Длительность импульса управления не ограничена. Изолированный источник требуется для каждого транзистора верхнего плеча. Необходим высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня.
Импульсный трансформатор		Простое и дешевое решение. Длительность импульса управления ограничена. Частота переключения ограничена паразитными параметрами обмоток.



## Автоматизированный электропривод

Зарядовый насос		Сложный контроль напряжения и длительности импульса управления затвором. Может использоваться в простых релейных схемах с небольшими перепадами напряжения.
Бутстрепное питание		Простое и дешевое решение. Длительность импульса управления ограничена номиналом бутстрепного конденсатора. Необходимы условия для его постоянного заряда. Необходим высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня.

В драйверах, производимых компанией IR, принята базовая схема, имеющая высоковольтный быстродействующий каскад сдвига уровня и получающая питание от бутстрепной емкости или «плавающего» источника.

Основными преимуществами микросхем управления IR являются минимальные габариты, низкое потребление и полный набор конфигураций: одиночные драйверы верхнего и нижнего плеча, полумостовые и мостовые. В зависимости от типа кристаллов время включения  $t_{on}$  и выключения  $t_{off}$  микросхем IR составляет 25–120 нс и 15–80 нс соответственно, что обеспечивает работу в диапазоне частот до сотен кГц.

Выходные токи драйверов IR позволяют использовать их в силовых преобразовательных устройствах мощностью до 3–5 кВт — это диапазон, где позиции IR традиционно сильны и для которого выпускается широкая гамма транзисторов и модулей.

## Автоматизированный электропривод

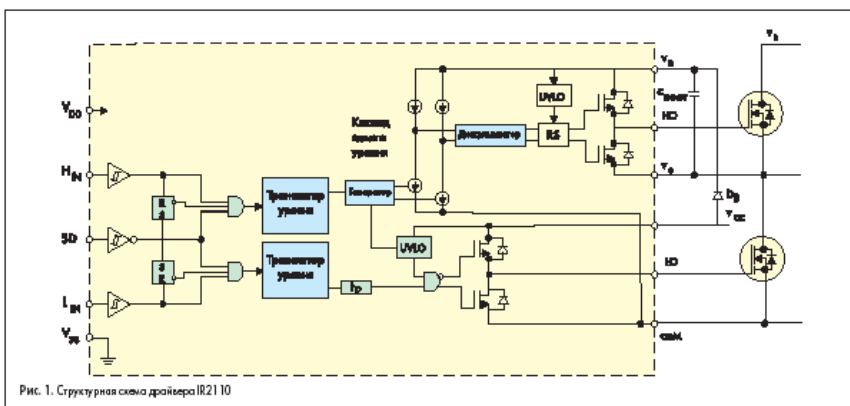


Рис. 1. Структурная схема драйвера IR2110

Рис. 2.2.1. Структурная схема драйвера IR2110.

Приведенная на рис. 2.2.1 схема полумостового драйвера IR2110 иллюстрирует основные схемные решения, заложенные в микросхемах управления IR. Драйвер содержит каскады, предназначенные для нормирования входных логических сигналов, каскад сдвига уровня, выходные каскады управления изолированными затворами и устройство контроля напряжения управления UVLO. Входы драйверов IR совместимы с уровнями сигналов TTL/CMOS, уровень логической единицы некоторых микросхем (IR211x, IR215x) изменяется пропорционально напряжению питания VDD входного каскада, у остальных (IR210x, IR212x, IR213x) пороговые уровни являются стандартными для TTL-сигналов. Как правило, на входе устанавливается триггер Шмидта, осуществляющий нормирование фронтов входных сигналов и имеющий ширину гистерезиса, примерно равную 10% от напряжения питания VDD.

Полумостовые драйверы могут иметь независимые входы верхнего и нижнего плеча или запрещать одновременное включение обоих транзисторов полумоста. Как правило, такие микросхемы формируют время задержки переключения ( $t_{dt}$ ), необходимое для исключения сквозных токов. Время  $t_{dt}$  может быть фиксированным или задаваться с помощью внешних элементов. Время задержки включения/выключения для каналов драйвера должно быть согласовано, уровень согласования указывается в технических характеристиках.

Ряд микросхем имеет вход стробирования (SD — shut down), предназначенный для отключения выходных сигналов.

После триггера Шмидта входные сигналы поступают на

## Автоматизированный электропривод

трансляторы уровня. Эти узлы, имеющие высокую помехозащищенность, позволяют согласовать логический сигнал, связанный с сигнальным общим проводом, с силовой минусовой шиной питания. Трансляторы уровня также содержат импульсный фильтр, не пропускающий сигналы с длительностью менее 50 нс.

Схема защиты от падения напряжения управления UVLO присутствует почти во всех выпускаемых в мире драйверах. Она необходима для предотвращения линейного режима работы транзистора и обычно имеет уровень срабатывания 8–11 В.

Каскад сдвига уровня предназначен для передачи логического сигнала схеме управления транзистором верхнего плеча. IR выпускает микросхемы, рассчитанные на перепад напряжения от –5 до 600 и 1200 В (серия IR22xx). Каскад сдвига уровня содержит генератор, вырабатывающий узкие импульсы, совпадающие с фронтами входного логического сигнала, дискриминатор импульсов и триггер-защелку (RS), формирующий сигнал управления выходным каскадом. Такая схема позволяет резко снизить ток потребления верхнего каскада драйвера.

Дискриминатор требуется для повышения устойчивости драйвера к воздействию переходных перенапряжений  $dV/dt$ , возникающих из-за больших скоростей переключения. Благодаря наличию дискриминатора драйверы IR способны устойчиво работать при значениях  $dV/dt$  до 50 В/нс. При более высоких скоростях может произойти защелкивание драйвера — это одна из самых серьезных проблем, присущих высоковольтным схемам управления, не имеющим гальванической развязки [11, 12].

Поскольку для надежного открывания транзистора верхнего плеча напряжение питания верхнего каскада драйвера должно быть выше шины питания, как минимум, на величину UVLO, обычно для питания верхних каскадов драйверов применяют изолированные источники. Важным преимуществом драйверов IR является то, что благодаря чрезвычайно малому собственному току потребления драйвера питание может осуществляться с помощью бутстрепных емкостей. Именно они обеспечивают необходимый ток перезаряда емкостей затвора управляемого транзистора.

Естественно, что это допустимо только в импульсном режиме работы. Номинал бутстрепной емкости зависит от характеристик затвора транзистора и максимальной требуемой длительности импульса управления. Заряд бутстрепной емкости SBOOT происходит через диод VB от низковольтного источника пи-

тания VCC, когда закрывается транзистор верхнего плеча полумоста и выход полумоста (вывод VS драйвера) оказывается (при индуктивной нагрузке) ниже потенциала силового общего провода на величину напряжения отпираания оппозитного диода. В документации IR указывается, что допускается смещение вывода VS относительно вывода COM на  $-5$  В.

Бутстрепный диод должен быть высоковольтным, его обратное напряжение определяется напряжением питания силовой шины.

Кроме того, для нормальной работы в режиме ШИМ он должен быть быстродействующим, иметь малый ток утечки и обратного восстановления. Его средний прямой ток зависит от характеристик затвора и рабочей частоты, но, как правило, не превышает 50 мА.

Выходные каскады драйверов IR обычно выполнены на N-канальных полумостах или паре N- и P-канальных полевых транзисторов.

В зависимости от типа микросхемы ток включения-выключения затвора для драйверов IR находится в диапазоне 0,12–2 А. В общем случае этого хватает для управления транзисторами MOSFET и IGBT с током коллектора до 50 А. Конечно, разработчик должен очень внимательно отнестись к выбору схемы управления для конкретного транзистора с учетом заряда затвора  $Q_g$ , а также требований по быстродействию и динамическим потерям.

Мы уже упоминали о явлении защелкивания, свойственном высоковольтным драйверам. Производители драйверов (в том числе и IR) умалчивают об этой проблеме, несмотря на многочисленные публикации, например [12]. Однако в технических характеристиках микросхем IR можно встретить указания о повышенной стойкости к защелкиванию (latch immunity) и наведенному перенапряжению (dV/dt immunity). В документации на драйверы IXYS встречается примечание Latch-Up Protected (защита от защелкивания). Это косвенно свидетельствует о том, что проблема признается производителями, соответственно, принимаются меры к устранению защелкивания. Опыт эксплуатации подобных микросхем показывает, что это действительно так.

Механизм возникновения защелки можно объяснить с помощью схемы, приведенной на рис. 2.2.2, где показан типичный выходной каскад драйвера, образованный комплиментарной парой КМОП-транзисторов MP1 и MN1. В схеме присутствуют па-

разные биполярные двухколлекторные транзисторы OP1, ON1, OP2, ON2, связанные с активными КМОП-транзисторами и их внутренними диодами.

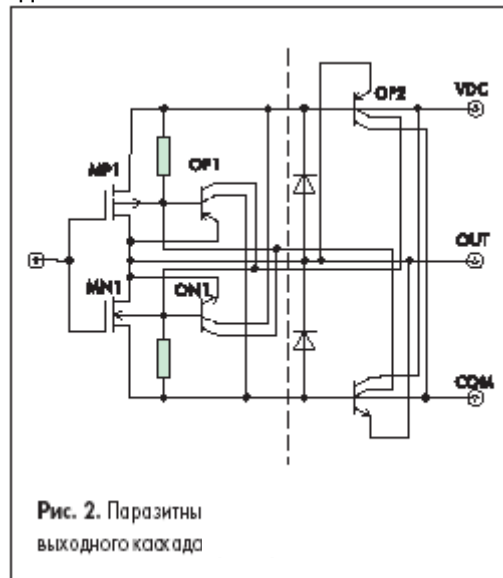


Рис.2.2.2. Паразитные биполярные структуры выходного каскада драйвера.

Именно эти биполярные транзисторы и формируют триггерную PNPN-структуру, приводящую к защелкиванию.

Из приведенной схемы видно, что если выходное напряжение драйвера  $V_{out}$  станет выше напряжения питания  $V_{cc}$  (или ниже  $V_{com}$ ) на величину напряжения отпирания биполярного транзистора  $V_{be}$ , то откроется один из паразитных биполярных транзисторов, и защелкнется триггер, закоротив питание драйвера. Ток, протекающий при этом, достаточен, чтобы разрушить металлизацию интегральной схемы.

Описанный выше процесс может быть вызван переходными перенапряжениями, возникающими из-за наличия паразитных распределенных индуктивностей в силовых цепях.

В частности, если потенциал выхода драйвера  $V_s$  окажется ниже потенциала силового общего провода на определенную величину, может произойти защелкивание. Технология HVIC, используемая в драйверах IR, обеспечивает высокую стойкость к  $dV/dt$ , особенно в микросхемах последних поколений. Гарантиро-

## Автоматизированный электропривод

ванная величина дифференциального напряжения на выводе  $V_s$ , не приводящая к отказу, составляет  $-5$  В относительно вывода COM.

Наиболее опасными с точки зрения защелкивания являются режимы короткого замыкания (Short Circuit) или перегрузки по току (Over Current), при которых значение  $dI/dt$ , а соответственно, и  $dV/dt$ , максимально.

Для исключения возможности защелкивания следует соблюдать правила, приведенные ниже:

1. Необходимо минимизировать паразитные параметры линий связи.

1.1. Связи силовых транзисторов полумоста должны иметь минимальную длину. Не допускаются петли и перегибы.

1.2. Силовые шины питания и выходные цепи по возможности следует выполнять в виде многослойной медной шины.

1.3. Конденсатор по силовой шине питания должен располагаться максимально близко к транзисторам полумоста и должен иметь минимальное значение ESL (эквивалентная последовательная индуктивность).

2. Необходимо правильно соединять схему управления с силовыми транзисторами.

2.1. Сигнальные цепи управления и силовые шины не должны иметь общих участков.

2.2. Соединение выходов драйвера с выводами силовых транзисторов (затвор-исток MOSFET или затвор-эмиттер IGBT) должны быть прямыми и иметь минимальную длину.

2.3. При невозможности установки драйвера рядом с силовым транзистором связь должна выполняться витыми прямыми проводами.

3. Необходимо правильно выбирать параметры компонентов.

3.1. Бутстрепный конденсатор CBOOT должен иметь низкий ток утечки и малое значение ESR (эквивалентное последовательное сопротивление).

3.2. Конденсатор, устанавливаемый по питанию драйвера  $V_{cc}$ , должен располагаться рядом с драйвером и иметь малое значение ESR. Номинал его должен быть в 10 раз больше, чем у CBOOT.

Если вероятность защелкивания сохраняется, несмотря на правильную топологию силового каскада, следует снижать  $dV/dt$ . Для этого можно увеличить со- противление затвора или при-

менить RC-снаббер, ограничивающий скорость нарастания напряжения. На рис. 2.2.3 показано, как снижается уровень отрицательного перенапряжения вывода Vs драйвера при увеличении резистора затвора  $R_g$ . Естественно, что при этом возрастает время переключения и динамические потери. Для вычисления мощности, рассеиваемой при переключении, служит график зависимости энергии потерь от резистора затвора  $E_{ts}=f(R_g)$ , приводимый в справочных данных на транзистор.

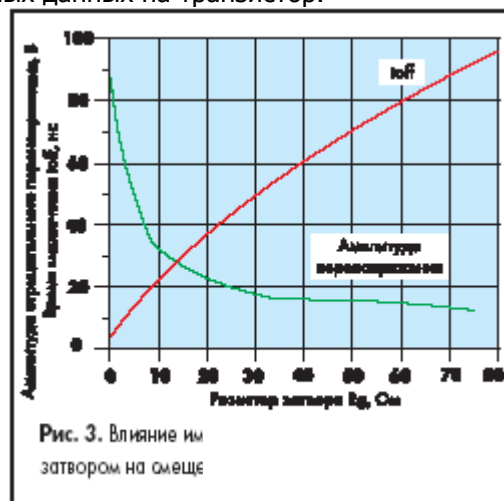


Рис.2.2.3. Влияние импеданса цепи управления затвором на смещение Vs.

### 2.2.3. ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ

#### Режимы короткого замыкания

Кроме адекватного управления цепью затвора, основной функцией драйверов является защита от перегрузки по току и короткого замыкания (КЗ). Для лучшего понимания работы схемы защиты необходимо проанализировать поведение силовых транзисторов в режиме КЗ. Причины возникновения токовых перегрузок разнообразны. Чаще всего это аварийные случаи, такие, как пробой на корпус или замыкание нагрузки.

Перегрузка может быть вызвана и особенностями схемы, например, переходным процессом или током обратного восстановления диода оппозитного плеча. Такие перегрузки должны быть устранены схемотехническими методами: применением цепей формирования траектории (снабберов), выбором резистора

затвора, изоляцией цепей управления от силовых шин и др.

### ***Включение транзистора при коротком замыкании в цепи нагрузки***

Принципиальная схема и эюры напряжения, соответствующие этому режиму, приведены на рис.2.2.4,а и рис.2.2.5. Все графики получены при моделировании схем с помощью программы PSPICE A/D. Для анализа были использованы модели транзисторов MOSFET и IGBT фирмы IR и макромодели драйверов.

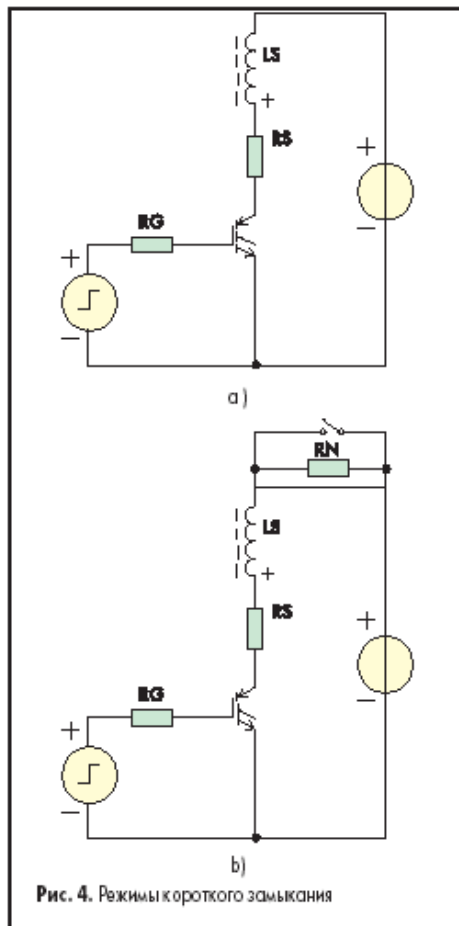


Рис.2.2.4. Режимы короткого замыкания.



Максимальный ток в цепи коллектора транзистора ограничен напряжением на затворе и крутизной транзистора. Из-за наличия емкости в цепи питания, внутреннее сопротивление источника питания не влияет на ток КЗ. В момент включения ток в транзисторе нарастает плавно из-за паразитной индуктивности  $L_S$  в цепи коллектора (средний график на рис.2.2.5). По этой же причине напряжение имеет провал (нижний график). После окончания переходного процесса к транзистору приложено полное напряжение питания, что приводит к рассеянию огромной мощности в кристалле. Режим КЗ нужно прервать через некоторое время, необходимое для исключения ложного срабатывания. Это время обычно составляет 1–10 мкс. Естественно, что транзистор должен выдерживать перегрузку в течение этого времени.

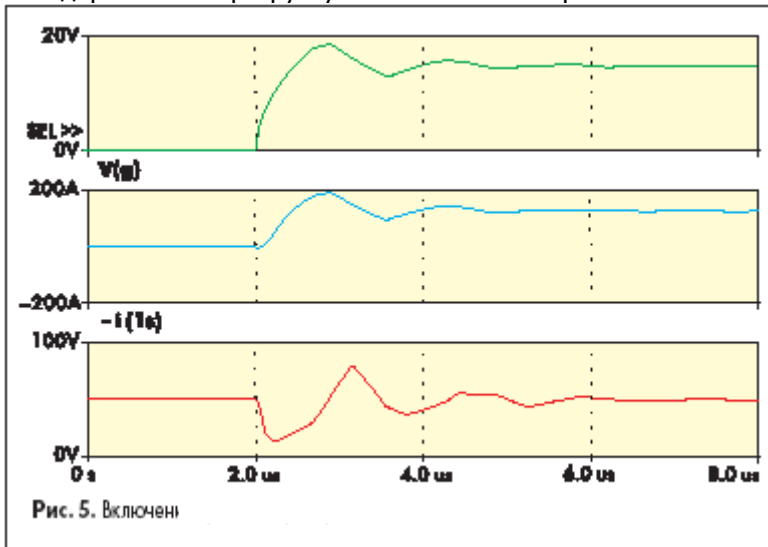


Рис.2.2.5. Включение транзистора в режиме КЗ.

### ***Короткое замыкание нагрузки у включенного транзистора***

Принципиальная схема и эпюры напряжения, соответствующие этому режиму, приведены на рис.2.2.4,в и рис.2.2.6. Как видно из графиков, процессы в этом случае происходят несколько иначе. Ток, как и в предыдущем случае, ограниченный параметрами транзистора, нарастает со скоростью, определяемой паразитной индуктивностью  $L_s$  (средний график на рис.2.2.6). Прежде чем ток достигнет установившегося значения, начинается рост напряжения  $V_{ce}$  (нижний график). Напряжение на затво-

## Автоматизированный электропривод

ре возрастает за счет эффекта Миллера (верхний график). Соответственно возрастает и ток коллектора, который может превысить установившееся значение. В этом режиме кроме отключения транзистора необходимо предусмотреть и ограничение напряжения на затворе.

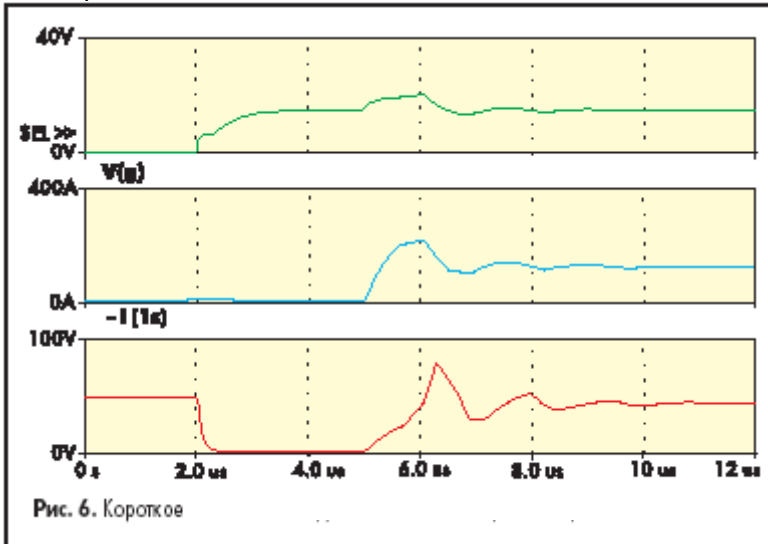


Рис.2.2.6. Короткое замыкание нагрузки включенного транзистора.

Как было отмечено, установившееся значение тока КЗ определяется напряжением на затворе. Однако уменьшение этого напряжения приводит к повышению напряжения насыщения и, следовательно, к увеличению потерь проводимости. Устойчивость к КЗ тесно связана и с крутизной транзистора. Транзисторы IGBT с высоким коэффициентом усиления по току имеют низкое напряжение насыщения, но небольшое допустимое время перегрузки. Как правило, транзисторы, наиболее устойчивые к КЗ, имеют высокое напряжение насыщения и, следовательно, высокие потери.

Допустимый ток КЗ у IGBT гораздо выше, чем у биполярного транзистора. Обычно он в 2 раза превышает номинальный ток коллектора при допустимых напряжениях на затворе (требование области безопасной работы). Этот параметр оговаривается в справочных данных на транзисторы и называется Short Circuit Ration, а допустимое время перегрузки — tsc (Short Circuit Withstand Time).

Рассмотрим методы защиты транзисторов в режимах перегрузки на примере интегральных драйверов International Rectifier, Motorola и Hewlett Packard.

### Драйверы верхнего плеча

На рис.2.2.7 приведена структурная схема, а на рис.2.2.8. — типовая схема подключения драйвера IR2125 с использованием функции защиты от перегрузки. Для этой цели используется вывод 6 (CS). Напряжение срабатывания входа защиты — 230 мВ. Для измерения тока в эмиттере установлен резистор RSENSE, номинал которого и делитель R1, R4 определяют ток защиты.

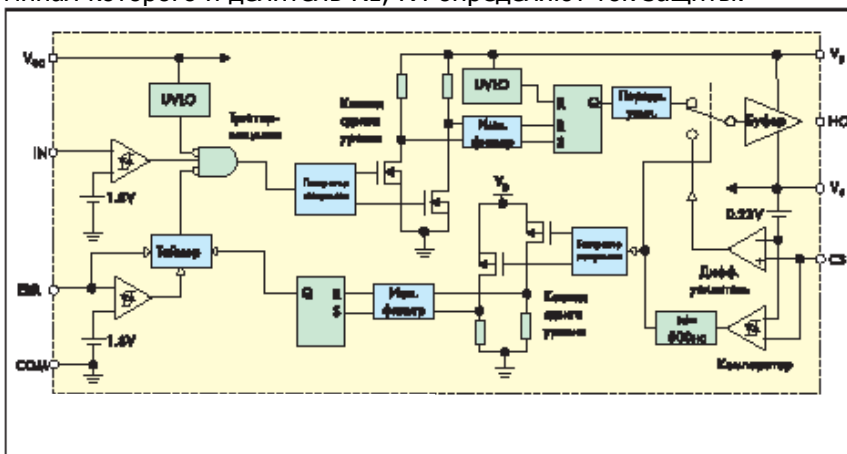


Рис.2.2.7. Структурная схема драйвера IR2125.

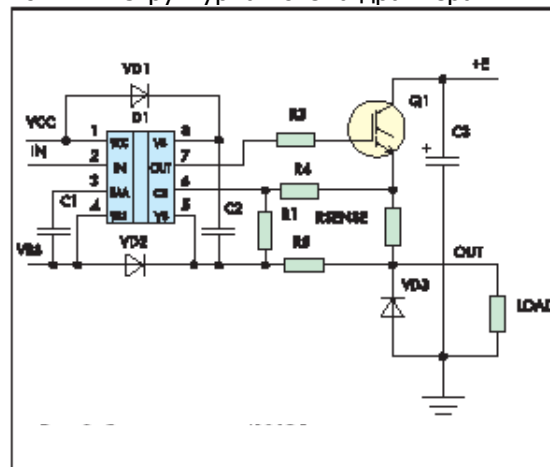


Рис.2.2.8. Схема включения IR2125.

## Автоматизированный электропривод

Как было указано выше, если при появлении перегрузки уменьшить напряжение на затворе, период распознавания аварийного режима может быть увеличен. Это необходимо для исключения ложных срабатываний. Данная функция реализована в микросхеме IR2125. Конденсатор C1, подключенный к выводу 3 (ERR), определяет время анализа состояния перегрузки. При  $C1=300$  пФ время анализа составляет около 10 мкс (оно определяется выходным током таймера и пороговым напряжением компаратора ERR — см. рис.2.2.7). На это время выходной буфер драйвера переключается на управление от дифференциального усилителя, напряжение на затворе снижается, а ток коллектора ограничивается на безопасном уровне.

Если состояние перегрузки не прекращается, то через 10 мкс транзистор отключается полностью.

Дополнительная помехозащищенность обеспечивается схемой задержки, которая включает схему защиты через 500 нс после возникновения перегрузки.

Отключение защиты происходит при снятии входного сигнала, что позволяет пользователю организовать циклическую схему сброса при перегрузке. При использовании такой схемы защиты особое внимание следует уделить выбору времени повторного включения, которое должно быть больше тепловой постоянной времени кристалла силового транзистора. Тепловая постоянная времени определяется по графику теплового импеданса  $Z_{thJC}$ , приводимому в технических характеристиках.

### ***Драйверы нижнего плеча***

Для управления транзисторами нижнего плеча производится достаточно много микросхем, в частности IR2121, являющаяся полным аналогом описанной выше IR2125. Такие драйверы производят MAXIM, Harris, Texas.

Широкую гамму драйверов нижнего плеча предлагает IXYS, в их числе IXD\*414 — микросхема с выходным током 14 А. Хорошую и недорогую альтернативу представляют микросхемы, выпускаемые фирмой Motorola. Структурная схема одной из них — MC33153 приведена на рис.2.2.9.

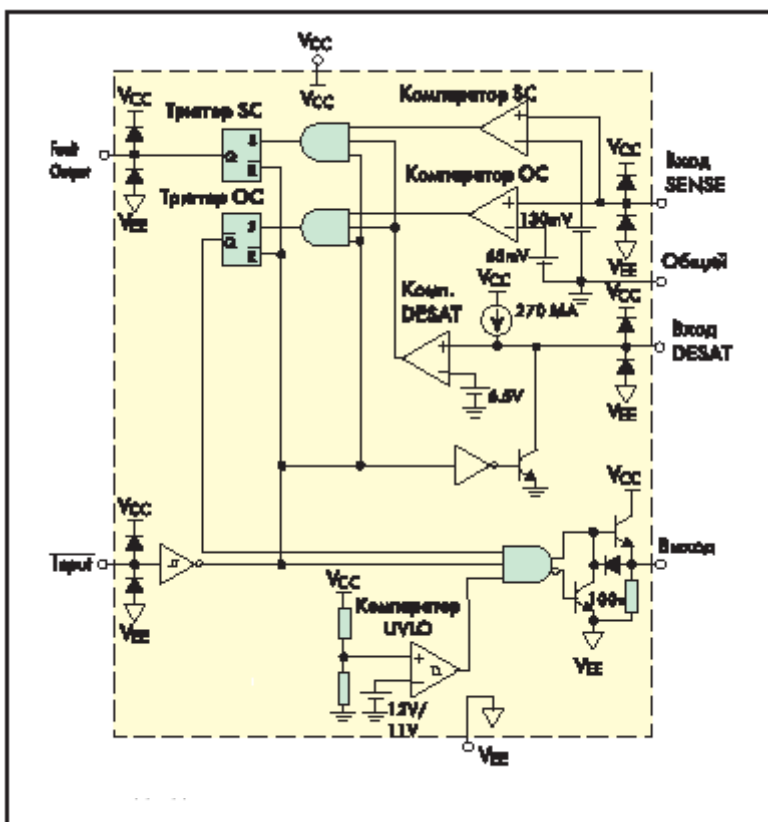


Рис.2.2.9. Структурная схема MC33153.

Особенностью данного драйвера является возможность использования двух способов защиты (по току и напряжению насыщения) и разделение режима перегрузки (OC — Over Current) и режима короткого замыкания (SC — Short Circuit). Предусмотрена также возможность подачи отрицательного напряжения управления, что может быть очень полезно в ряде случаев, например, для управления транзисторами NPT IGBT.

Вывод 1 (вход SENSE) предназначен для подключения токового измерительного резистора. В микросхеме этот вывод является входом двух компараторов — с напряжением срабатывания 65 и 130 мВ. Таким образом, в драйвере анализируется состояние перегрузки и короткого замыкания. При перегрузке срабатывает первый компаратор (компаратор OC) и отключает сигнал управления затвором.

## Автоматизированный электропривод

При этом сигнал неисправности на выход (Fault Output) не подается. Если ток превышает заданный в два раза, это расценивается как КЗ. При этом опрокидывается второй компаратор (компаратор SC) и на контрольном выходе появляется сигнал высокого уровня.

По этому сигналу контроллер, управляющий работой схемы, должен произвести отключение всей схемы. Сброс защиты производится при подаче запирающего сигнала (высокого уровня, так как вход Input — инвертирующий). Время повторного включения должно определяться, как было сказано выше, тепловой постоянной времени силовых транзисторов.

Вывод 8 (вход DESAT) предназначен для реализации защиты по напряжению насыщения. Напряжение срабатывания по этому входу — 6,5 В. Этот же вход предназначен для подключения конденсатора Cblank, формирующего время задержки срабатывания защиты. Такая задержка необходима, поскольку после подачи отпирающего напряжения на затвор на транзисторе некоторое время, пока идет восстановление оппозитного диода, поддерживается высокое напряжение.

На рис.2.2.10 показаны схемы подключения MC33153 с использованием защиты по току и напряжению насыщения. В обеих схемах использованы оптопары для развязки сигнала управления и сигнала ошибки. В схеме на рис.2.2.10,а показан транзистор IGBT со специальным токовым выходом. Как правило, IGBT не имеют такого вывода, и измерительный резистор устанавливается непосредственно в силовую цепь эмиттера. При этом необходимо учесть, что этот резистор должен иметь минимальную паразитную индуктивность, а номинал его должен быть выбран с учетом необходимого тока срабатывания защиты. Обратите внимание, что порог срабатывания схем защиты микросхем Motorola ниже, чем International Rectifier, что позволяет использовать меньшие измерительные резисторы и снизить потери мощности на них.

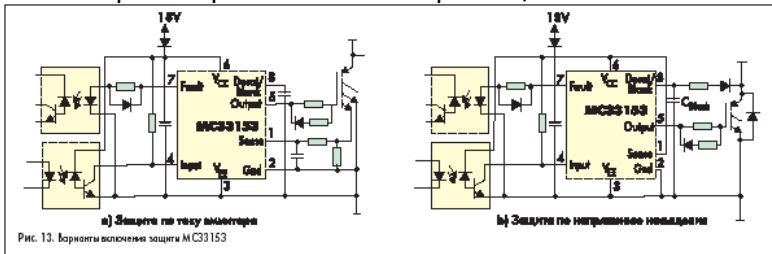


Рис. 13. Варианты включения защиты MC33153

Рис.2.2.10. Варианты

включения защиты MC33153.

### ***Драйверы с гальванической развязкой***

Перед разработчиками часто встает вопрос: а что делать в тех случаях, когда выходного тока драйвера не хватает для надежного управления затвором или необходимо отрицательное напряжение запираения, либо когда требуется гальваническая развязка сигналов управления? В документации IR (Application Notes, Design Tips) предлагается масса вариантов по уموощнению выходного каскада драйвера или по схемной организации отрицательного напряжения запираения [7]. Такой подход был бы оправдан, если бы выпускаемые схемы управления ограничивались только продукцией IR. Однако это, к счастью, не так. Одним из наиболее интересных выпускаемых в мире драйверов является микросхема HCPL316 (Agilent), обеспечивающая пиковый ток включения/выключения затвора  $\pm 3$  А и имеющая гальваническую развязку и защиту от выхода транзистора из насыщения.

Гальваническая развязка бывает необходима в схемах, где мощный силовой каскад питается от сетевого напряжения, а сигналы управления вырабатываются контроллером, связанным по шинам с различными периферийными устройствами. Изоляция силовой части и схемы управления в таких случаях помогает снизить коммутационные помехи и позволяет в экстремальных случаях защитить управляющий контроллер и другие логические устройства.

Структура микросхемы HCPL316 приведена на рис.2.2.11, а схема подключения — на рис.2.2.12.

## Автоматизированный электропривод

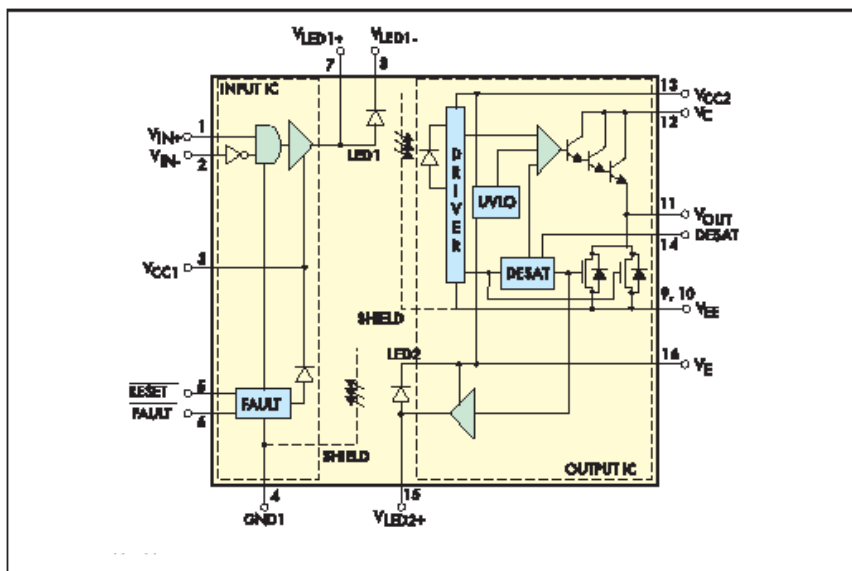


Рис.2.2.11. Структурная схема HCPL316.

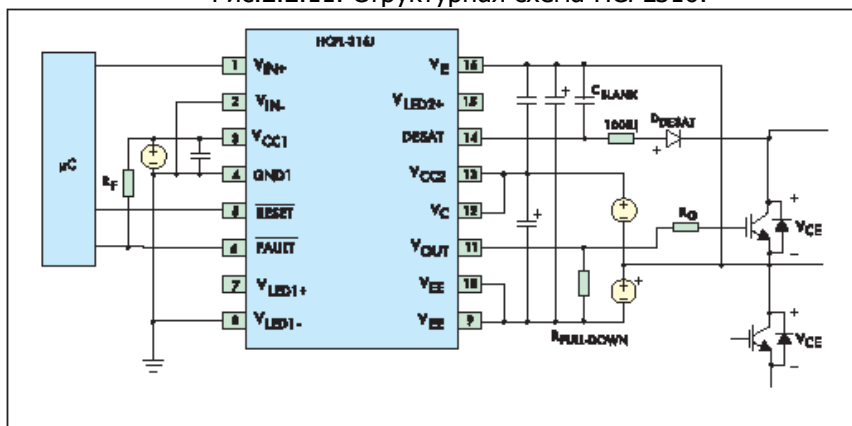


Рис.2.2.12. Схема подключения HCPL316.

Сигнал управления и сигнал неисправности имеют оптическую развязку. Напряжение изоляции — до 1500 В. В драйвере предусмотрена защита только по напряжению насыщения (вывод 14 — DESAT). Интересной особенностью является наличие прямого и инверсного входа, что упрощает связь с различными типами контроллеров. Так же, как и в случае с MC33153, микросхема может вырабатывать двуполярный выходной сигнал, причем пиковый выходной ток достигает  $\pm 3$  А. Благодаря этому драйвер



способен управлять IGBT-транзисторами с током коллектора до 150 А, что позволяет использовать его в преобразовательных устройствах мощностью до 40–50 кВт. Для этой микросхемы не предусмотрено бутстрепного включения, для питания необходим «плавающий» источник с двухполярным напряжением. Он показан на схеме рис.2.2.12 как VEE и VCC2. Такой способ питания теперь не представляет никакой сложности, так как рядом фирм (например, TEXAS, RECOM) выпускаются так называемые изолирующие конверторы DC/DC, которые вырабатывают двухполярное изолированное напряжение из однополярного входного (это может быть напряжение питания входной части драйвера). Они имеют очень малые габариты и достаточно высокую эффективность.

### ***Драйверы для преобразователей большой мощности***

Драйверы, предназначенные для работы в преобразователях средней и большой мощности, разрабатываются, как правило, фирмами, производящими мощные модули, например EUPEC, SEMIKRON. Аналогичные платы управления выпускает также компания ST Consert. В производственной программе фирмы SEMIKRON имеются интеллектуальные модули IGBT с напряжением 1200/1700 В, рассчитанные на ток до 2800 А в полумостовой конфигурации. В состав всех этих модулей входят платы управления, осуществляющие полный набор защитных и служебных функций. Такие платы и модули управления производятся и как самостоятельные устройства. В таблице 2.2.3 приведены типы и краткие характеристики драйверов SKHI SEMIKRON.

Таблица 2.2.3. Драйверы MOSFET и IGBT компании SEMIKRON

Тип	Схема	$V_{CE\max}$ , В	$V_{ge}$ , В	$I_{\max}$ , А	$Q_g$ , мкс	$F_{\max}$ , кГц	Напряжение изоляции, кВ	$dV/dt_{\max}$ , кВ/мкс
SKHI10/12	Single	1200	+15/ -8	8	9,6	100	2,5	75
SKHI10/17	Single	1700	+15/ -8	8	9,6	100	4	75
SKHI21A	НВ	1200	+15/ 0	8	4	50	2,5	50

## Автоматизированный электропривод

SKHI22A/22 B	HB	120 0	+15/ -7	8	4	50	2,5	50
SKHI22A/H4	HB	170 0	+15/ -7	8	4	50	4	50
SKHI22B/H4	HB	170 0	+15/ -7	8	4	50	4	50
SKHI23/12	HB	120 0	+15/ -8	8	4,8	100	2,5	75
SKHI23/17	HB	170 0	+15/ -8	8	4,8	100	4	75
SKHI24	HB	170 0	+15/ -8	15	5	50	4	50
SKHI26W	HB	160 0	+15/ -8	8	10	100	4	75
SKHI26F	HB	160 0	+15/ -8	8	10	100	4	75
SKHI27W	HB	170 0	+15/ -8	30	30	10	4	75
SKHI27F	HB	170 0	+15/ -8	30	30	10	4	75
SKAI100	Brake	120 0	+15/ -8	1,5	-	-	2,5	50

Single — одиночный драйвер;

HB — драйвер полумоста;

Brake — драйвер тормозного транзистора;

$V_{CEmax}$  — максимальное напряжение коллектор — эмиттер;

$V_{ge}$  — напряжение управления;

$Q_g$  — максимальный заряд затвора;

$I_{max}$  — максимальный выходной ток драйвера;

$F_{max}$  — максимальная рабочая частота;

$dV/dt_{max}$  — максимальная скорость нарастания напряжения при выключении.

Драйверы интеллектуальных модулей SEMIKRON выполняют все функции, необходимые для безопасной работы модуля, производя постоянный мониторинг выходного тока, напряжения

## Автоматизированный электропривод

силовой шины питания и температуры модуля. Они имеют аналоговые выходы, сигналы на которых пропорциональны току, температуре модуля и напряжению силовой шины питания. Эти сигналы поступают на управляющий процессор и могут быть использованы для анализа состояния системы.

Для гальванической развязки входных цепей в драйверах SEMIKRON используются импульсные трансформаторы. Изоляция выполняется в соответствии с требованиями стандарта EN50178. Напряжение изоляции конкретного модуля зависит от предельного рабочего напряжения.

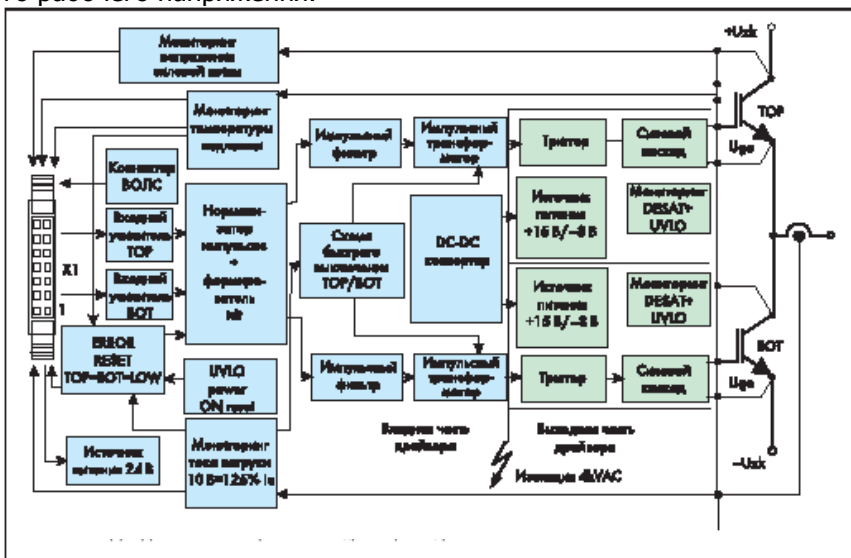


Рис.2.2.13. Структурная схема полумостового драйвера модуля SKiiP.

На рис.2.2.13 показана структурная схема полумостового драйвера модуля SKiiP. Ниже приведены основные особенности драйверов SKiiP, производимых SEMIKRON:

- высокая стойкость к наведенному  $dV/dt$  (до 75 кВ/мкс) благодаря использованию импульсных трансформаторов;
- низкий уровень помех, наводимых на схему управления благодаря использованию импульсных трансформаторов и импульсных фильтров;
- высокое напряжение изоляции (до 4 кВ);
- высокий выходной ток (до 30 А);
- возможность регулирования времени задержки переключе-

## Автоматизированный электропривод

чения  $t_{dt}$ , уровня напряжения срабатывания защиты DESAT, сопротивлений цепи затвора RGON/OFF;

- запоминание сигналов неисправности;
- встроенные изолированные источники питания;
- возможность подключения волоконно-оптической линии связи (SKHI26F, SKHI27F);

- уровень входных сигналов TTL/CMOS.

Драйверы SKHI осуществляют следующие защитные и сервисные функции:

- защиту от сквозного тока и формирование времени задержки переключения транзисторов полумоста  $t_{dt}$ ;

- фильтрацию коротких импульсов;

- нормирование фронтов входных сигналов;

- защиту от падения напряжения источников питания (UVLO);

- защиту от перегрузки по току и короткого замыкания;

- защиту от выхода из насыщения каждого силового ключа;

- защиту от перегрева (SKAI100).

Драйверы SKHI различают два пороговых значения тока — ток перегрузки (100%  $I_c$ ), начиная с которого производится анализ неисправности и формируется контрольный сигнал, и ток КЗ, по которому происходит отключение. После возникновения состояния перегрузки напряжение на затворе снижается, что приводит к ограничению тока коллектора. Затем, если состояние перегрузки не прекращается в течение 3–5 мкс, напряжение на затворе снижается до нуля. При этом снижение напряжения на затворе производится по определенному закону. Такое «мягкое» отключение необходимо для уменьшения значения  $di/dt$  и снижения переходного перенапряжения при выключении.

Траектория выключения выбирается так, чтобы напряжение на коллекторе силового транзистора никогда не превышало предельного значения VCES.

Встроенная схема формирования времени задержки переключения (формирователь  $t_{dt}$ ) исключает одновременное открытие транзисторов полумоста и блокирует переключение полумоста на время  $t_{dt}$ , необходимое для окончания переходных процессов и исключения сквозного тока. Это время зависит от конкретного типа примененных силовых кристаллов и может регулироваться внешним резистором.

Наличие тепловой защиты не может гарантировать, что мощный кристалл не выйдет из строя ни при каких условиях.

## Автоматизированный электропривод

При резком увеличении мощности потерь кристалл может перегреться до того, как разогреется основание модуля и термодатчик. Это может произойти, например, из-за сбоя контроллера и повышения частоты коммутации или из-за появления дребезга в цепи управления. Драйверы SKHI предотвращают дребезг благодаря наличию импульсных фильтров, не пропускающих импульсы с длительностью меньше 500 нс.

Импульсные фильтры вместе с импульсными изолирующими трансформаторами выполняют еще одну очень важную функцию. Высокие скорости переключения и большие значения наведенного перенапряжения  $dV/dt$  могут приводить к сбоям в работе управляющего контроллера. Такая ситуация часто наблюдается при использовании оптической развязки, так как оптический барьер имеет сравнительно большую переходную емкость, через которую пики напряжения могут проникать в схему управления.

Импульсные трансформаторы гораздо менее чувствительны к шумам, чем оптопары, а импульсные фильтры драйверов SKHI подавляют шумовые сигналы, как в прямом направлении, так и в обратном, не позволяя пикам наведенного напряжения воздействовать на работу управляющих контроллеров.

Встроенные в драйвер изолированные источники питания также содержат импульсные трансформаторы с низким значением проходной емкости для повышения помехозащищенности.

Схема контроля UVLO следит за всеми напряжениями, которые подаются на модуль или вырабатываются встроенным конвертором DC/DC. При уменьшении любого из них ниже заданного порога отключаются силовые транзисторы и выдается сигнал неисправности.

Для сброса сигнала неисправности необходимо, чтобы исчезла причина, вызвавшая неисправность, и все логические входы модуля находились в состоянии логического нуля в течение времени tRESET, указанного в технических характеристиках.

Структурная схема драйвера тормозного транзистора (чоппера) приведена на рис.2.2.14.

## Автоматизированный электропривод

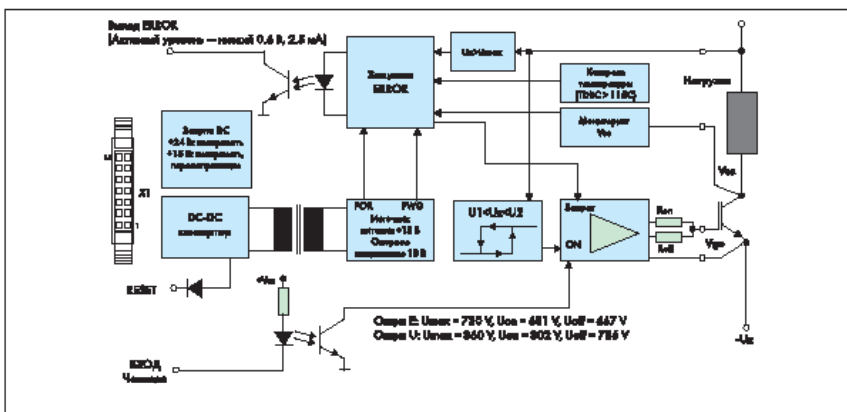


Рис.2.2.14. Структурная схема драйвера тормозного транзистора.

В режиме динамического торможения двухпозиционный контроллер с гистерезисной характеристикой регулирования выработывает сигналы включения и выключения тормозного транзистора в зависимости от напряжения на шине питания. Минимальное время нахождения тормозного транзистора во включенном режиме — 30 мкс. Значения напряжений, при которых происходит коммутация тормозного транзистора, приведены на рис.2.2.14.

Модуль имеет внешний вход управления чоппером, который может использоваться, например, для разряда накопительных конденсаторов. Приоритет имеет встроенная схема управления, максимальная частота коммутации — 5 кГц. Драйвер управления чоппером осуществляет описанные выше защитные функции, следя за напряжением насыщения и температурой тормозного транзистора, а также за перенапряжением в цепи напряжения питания 15 В.

Включение чоппера возможно в случае, если не сработала защелка схемы защиты. При срабатывании защиты выход ERROR (открытый коллектор оптопары) имеет высокий логический уровень. Для сброса схемы защелки необходимо отсутствие любой неисправности и наличие сигнала сброса RESET в течение не менее 300 мс. Защелка сбрасывается также и при отключении питания.

Для питания драйвера служит встроенный конвертор DC/DC, питающийся от нестабилизированного напряжения 24 В (20–30 В) или стабилизированного 15 В. При наличии на входе

RESET логической единицы конвертор отключается.

### 2.2.4. МОЩНЫЕ ДРАЙВЕРЫ TEXAS INSTRUMENTS

Драйверы имеют высокие выходные токи (до 9 А), малые длительности фронта, спада, задержки и другие интересные отличительные особенности. Обзорное представление о параметрах драйверов фирмы Texas Instruments дает рис.2.2.15.

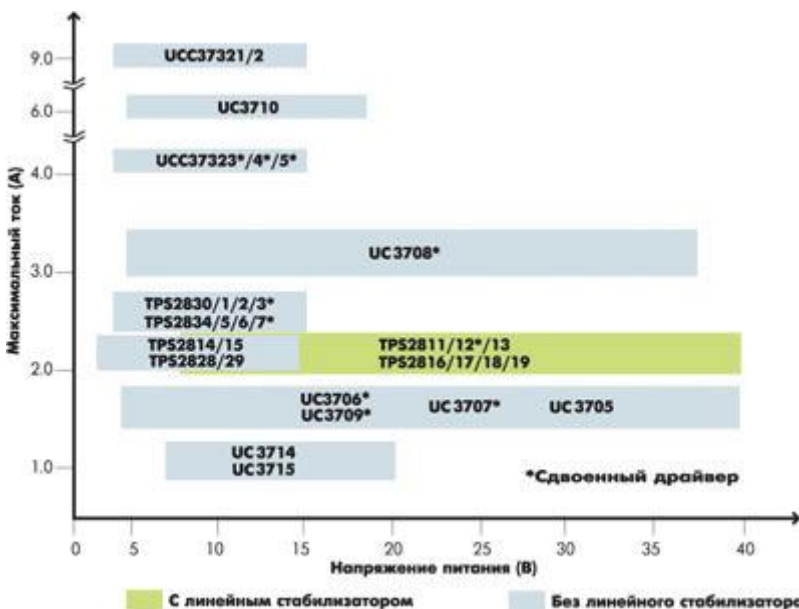


Рис.2.2.15. Драйверы MOSFET- и IGBT-транзисторов фирмы Texas Instruments

Основные параметры мощных высокоскоростных драйверов представлены в таблице 2.2.4.

Таблица 2.2.4. Мощные высокоскоростные драйверы MOSFET- и IGBT-транзисторов фирмы Texas Instruments

Конфигурация	Диапазон температур	Тип корпуса			Выходные токи, А	Фронт/Спад, нс	Задержка, нс	Входные уровни
		PDIP- 8 (P)	SOIC- 8 (D)	MSOP- PowerPAD™* (DGN)				
Одиночные драйверы								
Инвертирующие	- 40...105°C	UCC27321P	UCC27321D	UCC27321DGN	±9 (пиковое значение)	20/20 при C <sub>H</sub> = 10 нФ	30	ТТЛ/КМОП****
	0...+70°C	UCC37321P	UCC37321D	UCC37321DGN				
Неинвертирующие	- 40...105°C	UCC27322P	UCC27322D	UCC27322DGN				
	0...+70°C	UCC37322P	UCC37322D	UCC37322DGN				
Максимальная мощность, рассеиваемая при температуре окружающей среды 70°C		400 мВт	650 мВт	3000 мВт **	Напряжение питания: 4 <sup>1</sup> 15 В. Наличие входа Enable (отключение, блокировка, стробирование)			
Сдвоенные драйверы								
Два инвертиру-	- 40 <sup>1</sup> +85°C	UCC27323P	UCC27323D	UCC27323DGN	±4 (пико-	20/15 при C <sub>H</sub>	35	ТТЛ/КМОП****





Автоматизированный электропривод

ющих	0...+70°C	UCC37323P	UCC37323D	UCC37323DGN	вое знач- ение)	= 1,8 нФ		
Два неин- вер-тиру- ющих	- 40 <sup>↓</sup> +85°C	UCC27324P	UCC27324D	UCC27324DGN				
	0...+70°C	UCC37324P	UCC37324D	UCC37324DGN				
Инверт- ирующий + неин- верт-иру- ющий	- 40 <sup>↓</sup> +85°C	UCC27325P	UCC27325D	UCC27325DGN				
	0...+70°C	UCC37325P	UCC37325D	UCC37325DGN				
Максимальная мощ- ность, рассеиваемая при температуре окружающей среды 70°C		500 мВт	344 <sup>↓</sup> 655 мВт	1370 мВт **	Напряжение питания: 4 <sup>↓</sup> 15 В. Нали- чие схемы UVLO*** (Under-Voltage Lock-Out)			

## Автоматизированный электропривод

\*) PowerPADTM - зарегистрированная торговая марка корпусов микросхем компании Texas Instruments.

\*\*\*) при обеспечении теплоотвода (см. в статье и Application Brief SLMA004 и SLMA002 на сайте [www.ti.com](http://www.ti.com)).

\*\*\*\*) UVLO (Under-Voltage Lock-Out) - блокировка при напряжении питания ниже допустимого уровня.

\*\*\*\*\*) допустимые входные уровни драйверов - от 3,3-В логики до полного диапазона напряжения питания.

Функциональные схемы самых мощных одиночных и сдвоенных высокоскоростных драйверов показаны на рис.2.2.16 и рис.2.2.17.

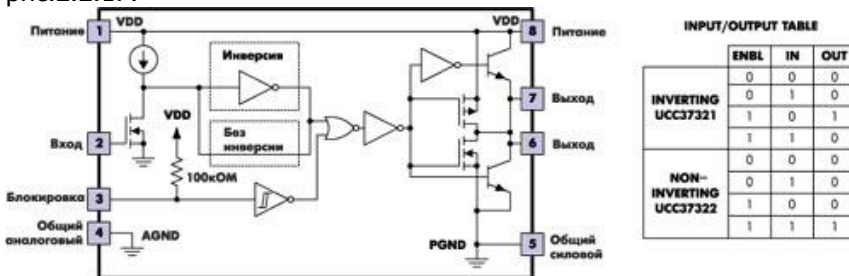


Рис.2.2.16. Функциональная схема одиночных драйверов UCC27321/2 и UCC37321/2.

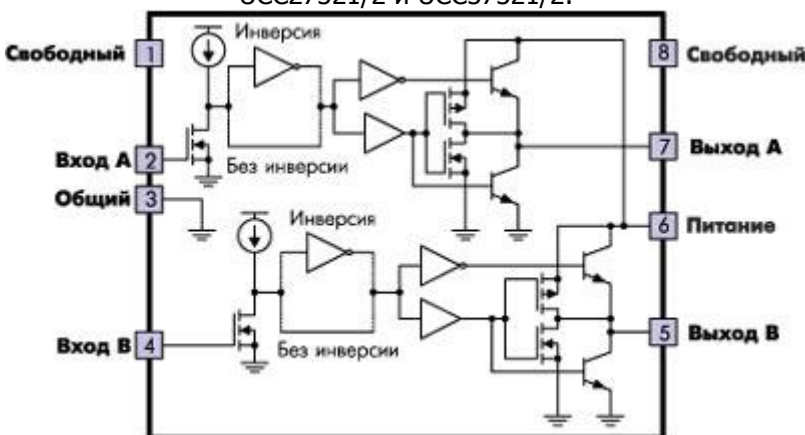


Рис.2.2.17. Функциональная схема сдвоенных драйверов UCC27323/4/5 и UCC37323/4/5.

Достичь таких больших выходных токов в сочетании с высоким быстродействием позволяет мощный выходной буфер TrueDriveTM, представляющий собой параллельное включение двух каскадов. Одна его часть состоит из комплементарной

## Автоматизированный электропривод

пары полевых транзисторов разной проводимости, а другая - из двух биполярных ррп-транзисторов. Отдельно схема выходного каскада TrueDrive™ показана на рис.2.2.18. Инвертирующая схема на входе верхнего ррп-транзистора обеспечивает противофазную работу биполярных транзисторов. Такой комбинированный выходной каскад эффективно усиливает ток и при низком напряжении питания благодаря наличию р- и n-канальных силовых МОП-транзисторов (MOSFET).

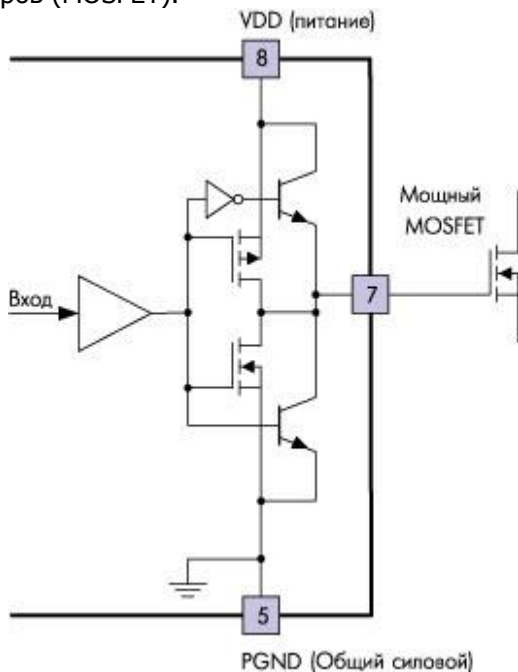


Рис.2.2.18. Мощный выходной буфер TrueDrive™ (параллельное включение двух силовых каскадов на биполярных ррп-транзисторах и комплементарных MOSFET с р- и n-каналами). TrueDrive™ - зарегистрированный торговый знак компании Texas Instruments.

Для увеличения нагрузочной способности допускается параллельное включение двух каналов сдвоенных драйверов. Пример такого включения приведен на рис.2.2.19.

## Автоматизированный электропривод

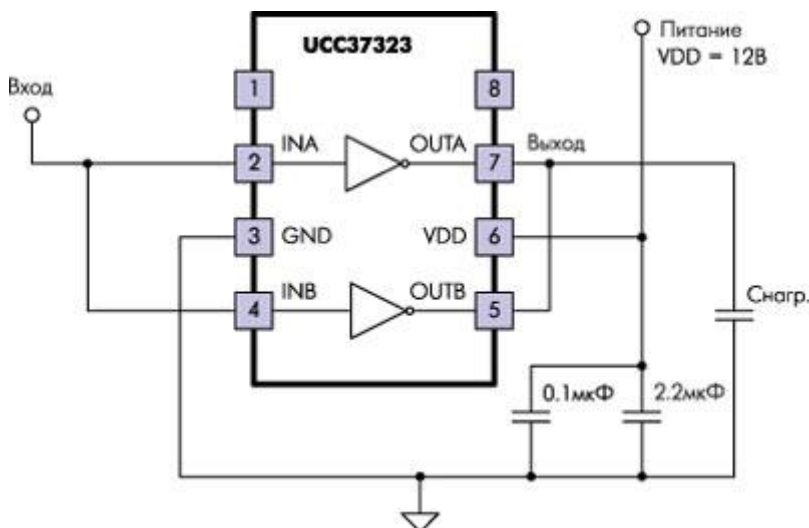


Рис.2.2.19. Параллельное включение двух каналов сдвоенных драйверов для увеличения нагрузочной способности.

Схемы на рис.2.2.20 и рис.2.2.21 позволяют проверить пиковую нагрузочную способность драйверов, то есть максимальный импульсный ток, втекающий в микросхему (current sink), и максимальный импульсный ток, вытекающий из микросхемы (current source). На вход подаются импульсы длительностью 250 нс с частотой 1 кГц. Осциллограмму наблюдают на датчике тока 0,1 Ом. Выходные пиковые токи для UCC37321 достигают 9 А при напряжении питания 15 В. Texas Instruments рекомендует использовать внешние компоненты, предназначенные для поверхностного монтажа, так как они имеют существенно меньшие значения паразитных параметров ESR и ESL (эквивалентные последовательные сопротивление и индуктивность).

## Автоматизированный электропривод

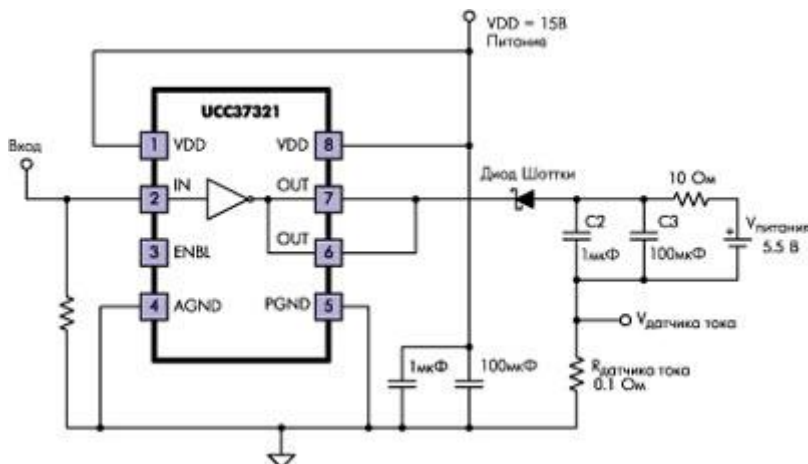


Рис.2.2.20. Схема для измерения пикового тока, втекающего в драйвер (current sink) через нижнее плечо выходного каскада.

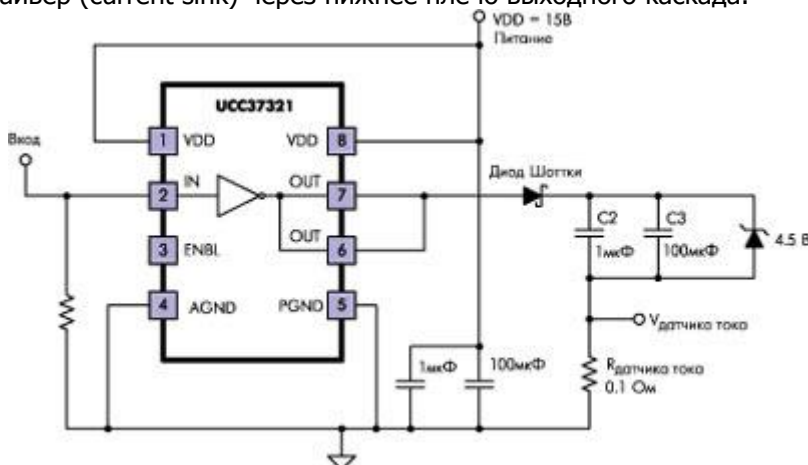


Рис.2.2.21. Схема для измерения пикового тока, вытекающего из драйвера (current source) через верхнее плечо выходного каскада.

Собственный ток потребления драйверами очень мал, но в предельных режимах драйверам приходится рассеивать значительную мощность. Максимальная нагрузочная способность драйверов ограничивается еще и типом корпуса, что отражено в табл.2.2.4.

Заряд затвора  $Q_G$  силового транзистора (этот параметр приводится в справочных данных) и рабочая частота преобразо-

## Автоматизированный электропривод

вания  $f$  являются отправными точками для расчета максимального выходного тока драйвера  $I_{out}$ :

$$I_{out} = Q_G \times f,$$

где  $f$  - частота преобразования.

Энергия  $E$  для заряда эквивалентной входной емкости затвора  $C$  (основной вклад в полную входную емкость вносит эффект Миллера) равна энергии ее разряда и рассчитывается по формуле:

$$E = 1/2 \times CV^2,$$

где  $V$  - значение выходного напряжения драйвера.

При отсутствии внешнего резистора между выходом драйвера и затвором транзистора вся мощность рассеивается на резистивных элементах внутри корпуса микросхемы. При напряжении питания  $V_{DD} = 12$  В,  $C_H = 10$  нФ и  $f = 300$  кГц рассеиваемая корпусом мощность рассчитывается по формуле:

$$P = C_H \times V^2 \times f = Q_G \times V \times f, \quad (1)$$

$$P = 10 \text{ нФ} \times (12 \text{ В})^2 \times (300 \text{ кГц}) = 0,432 \text{ Вт}.$$

При  $V_{DD} = 12$  В средний ток потребления драйвером:

$$I = P/V = 0,432 \text{ Вт} / 12 \text{ В} = 0,036 \text{ А}.$$

Драйверы в корпусах SOIC-8 и PDIP-8 могут рассеивать мощность около 0,5 Вт при температуре окружающей среды 70°C. Это ограничивает рабочую частоту преобразователя. Для повышения частоты преобразования необходимо увеличивать максимальную мощность, которую может рассеять корпус. Радикально решить этот вопрос позволяет корпус PowerPADTM, имеющий эффективный теплоотвод, который передает тепло через печатные площадки на плате. Корпус PowerPADTM изображен на рис.2.2.22 и рис.2.2.23. Для дополнительного улучшения отвода тепла свободные выводы корпуса PowerPADTM рекомендуется подключить к общему проводу. Тепловое сопротивление корпуса составляет всего 4,7°C/Вт. Технология монтажа этого корпуса подробно описана в "PowerPAD Thermally Enhanced Package" (TECHNICAL BRIEF: SLMA002). Это описание можно найти на сайте Texas Instruments [www.ti.com](http://www.ti.com). И, конечно, не стоит забывать о возможности выбора транзисторов с минимальным зарядом затвора. Использование ключей, управляемых логическим уровнем, позволит снизить напряжение питания драйвера и уменьшить амплитуду выходных импульсов. Комплекс этих мер позволяет сделать компромиссный выбор между необходимым быстродействием и требуемым для этого типом корпуса, что видно из формулы, приведенной выше.

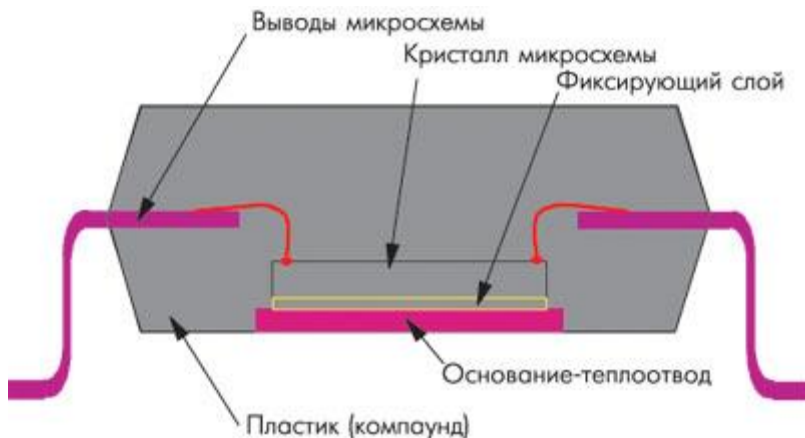


Рис.2.2.22. Корпус PowerPAD™ фирмы Texas Instruments с эффективным теплоотводом и низким тепловым сопротивлением.

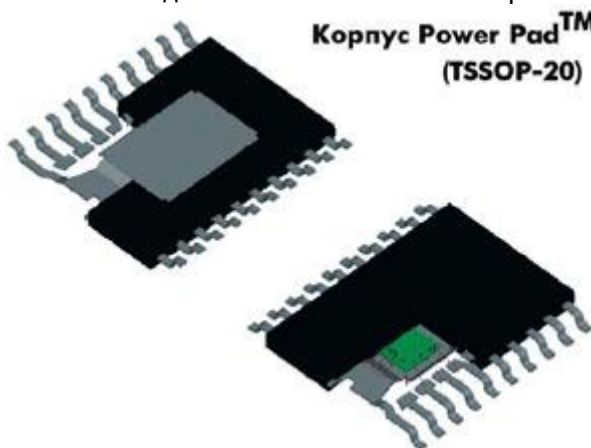


Рис.2.2.23. Корпус PowerPAD™ TSSOP-20 фирмы Texas Instruments с эффективным теплоотводом и низким тепловым сопротивлением (этот тип корпуса бывает с разным количеством выводов).

Особенно важно хорошо ориентироваться в номенклатуре выпускаемых устройств управления на этапе создания принципиальной схемы. Распространенной ошибкой является попытка самостоятельной разработки драйвера без учета всех особенностей схемы управления затвором. Такая разработка, в принципе, имеет смысл только в том случае, если есть уверенность в том, что ни

один из серийно выпускаемых драйверов не удовлетворяет предъявляемым требованиям.

## 2.3. СИЛОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ ВЫХОДНЫХ КАСКАДОВ ШИП

В настоящее время происходит активное вытеснение биполярных транзисторов из области ключевых устройств. В значительной мере альтернативой служат униполярные (полевые) транзисторы и созданные на их основе биполярные транзисторы с изолированным затвором. Транзисторы этих типов не потребляют статической мощности по цепи управления, в них отсутствуют неосновные носители, а, значит, не требуется время на их рассасывание, наконец, рост температуры приводит к уменьшению тока стока, что обеспечивает повышенную термостойчивость.

### 2.3.1. СИЛОВЫЕ УНИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ (MOSFET)

#### Устройство и особенности работы

В полевых или униполярных транзисторах (MOSFET-Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) изменение проводимости проводящего канала осуществляется с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока. Электроды, подключенные к проводящему каналу, называются **СТОКОМ** (Drain) и

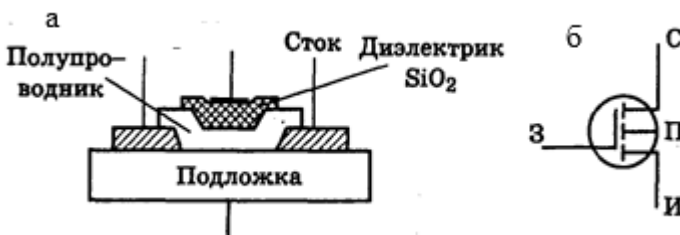


Рис.2.3.1. Устройство (а) и графическое представление (б) MOSFET-транзистора.

**ИСТОКОМ** (Source), а управляющий электрод называется **затвором** (Gate). Напряжение управления, которое создает поле в канале, подключается между затвором и истоком. В силовых



транзисторах MOSFET используется конструктивно изолированный от проводящего канала затвор. Устройство транзистора показано на рис.2.3.1,а. Графическое представление транзистора на схеме показано на рис.2.3.1, б.

Аналогично биполярному транзистору полевой транзистор имеет две области работы: область линейного режима и область насыщения (область малого сопротивления сток-исток). В этих режимах MOSFET-транзистор ведет себя аналогично биполярному транзистору. Входная и выходные вольт-амперные характеристики MOSFET-транзистора приведены на рис.2.3.2, а, б.

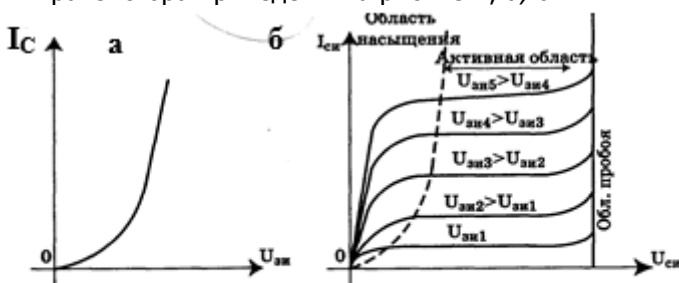


Рис.2.3.2. Вольт-амперные характеристики MOSFET.

Транзисторы этого типа характеризуются пороговым напряжением, при котором возникает проводимость канала. В области малых напряжений между стоком и истоком открытый транзистор можно представить эквивалентным сопротивлением (в отличие от насыщенного биполярного транзистора – источника напряжения). Справочные данные на ключевые транзисторы этого типа включают параметр  $R_{СИоткр}$  - сопротивление сток-исток в открытом состоянии. Для низковольтных транзисторов величина этого сопротивления составляет десятые – сотые доли Ом, что обуславливает малую мощность, рассеиваемую на транзисторе в статическом режиме. К сожалению,  $R_{СИоткр}$  заметно увеличивается при увеличении максимально допустимого напряжения сток-исток.

Необходимо учитывать, что режим насыщения для MOSFET-транзистора принципиально отличается от режима насыщения биполярного транзистора. Переходные процессы в ключах на полевых транзисторах обусловлены переносом носителей через

канал и перезарядом междуэлектродных емкостей, емкостей нагрузки и монтажа. Так как электроны обладают более высоким быстродействием, чем дырки, то n-канальные транзисторы обладают лучшим быстродействием по сравнению с р-канальными.

В схемотехнике ключевых устройств на полевых транзисторах чаще других используется схема с общим истоком, представленная на рис.2.3.3,а. Когда транзистор закрыт, через него протекает неуправляемый (начальный) ток стока. При открытом транзисторе ток через транзистор должен определяться величиной сопротивления нагрузки и напряжением питания. Для надежного отпираания транзистора амплитуда управляющего напряжения выбирается из условия:

$$U_{y \max} > (1.2 \dots 1.5)(U_0 + I_H / S_0), \quad (2.3.1)$$

где  $I_H = \frac{E}{R_H + R_{CH}}$  - ток нагрузки,  $U_0$  - пороговое напряжение,

$S_0$  - крутизна ВАХ. В настоящее время выпускается достаточная номенклатура транзисторов, для управления которыми достаточно напряжения ТТЛ-уровня.

Переходные процессы в ключах на МДП транзисторах происходят, как показано на рис.2.3.3,б.

Для переключения транзистора на его затвор подается прямоугольный импульс напряжения. При подаче прямоугольного импульса от источника  $U_{вх}$  вначале происходит заряд емкости  $C_{зи}$  через сопротивление источника сигнала  $R_{и}$ . До тех пор, пока напряжение на емкости  $C_{зи}$  не достигнет порогового напряжения  $U_{пор}$ , ток стока равен нулю и напряжение на стоке равно напряжению источника питания  $E_0$ , т.е., транзистор при этом остается запертым. Длительность этого этапа:

$$t_1 = R_i (C_{3C} + C_{3И}) \ln \left( \frac{U_y}{(U_{y \max} - U_0)} \right).$$

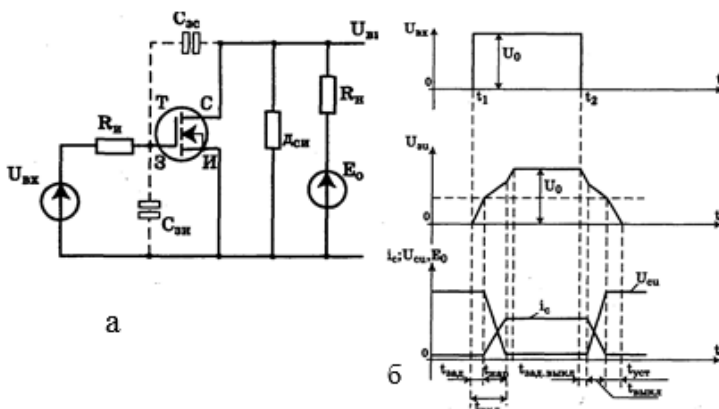


Рис.2.3.3. Схема MOSFET-ключа (а) и динамика процесса переключения (б).

Когда емкость  $C_{зш}$  зарядится до  $U_{пор}$ , транзистор некоторое время будет находиться в области насыщения. В этом случае входная емкость транзистора резко увеличится.

Скорость нарастания напряжения на затворе транзистора уменьшается обратно пропорционально увеличению емкости  $C_{вх}$ . По мере увеличения напряжения на затворе будет постепенно нарастать ток стока и уменьшаться напряжение на стоке. Таким образом, процесс заряда емкости  $C_{вх}$  будет продолжаться до тех пор, пока напряжение на стоке не уменьшится до значения, при котором транзистор окажется в линейной области. На этом этапе перезаряд  $C_{зс}$  замедляется за счет действия отрицательной обратной связи (эффект Миллера). При этом входная емкость станет равной  $C_{зш}$  и скорость ее заряда резко увеличится. В результате в конце процесса включения транзистора на затворе будет напряжение  $U_о$ .

Таким образом, в результате процесса включения выходной импульс тока стока задерживается относительно поступления импульса управления на время  $t_{вкл} = t_{зад} + t_{нар}$ . Аналогичный процесс происходит при выключении транзистора: имеется время задержки выключения, время выключения, в течение которого спадает импульс тока стока, и время установления закрытого состояния.

Для удобства расчета длительности переходных процессов

## Автоматизированный электропривод

в ключах на MOSFET-транзисторах целесообразно использовать параметр *заряд включения*  $Q_{Звкл}$ . Например, транзистор с  $Q_{Звкл} = 20$  нКл можно включить за 20 мкс током в 1мА и за 20 нс током в 1А. Указанный параметр приводится в справочниках, а также определяется экспериментальным путем. Именно по этому параметру выбирается схема управления затвором – драйвер.

При разработке схемы всегда важно определить мощность, которая будет расходоваться на управление силовым транзистором. Используя величину заряда затвора, можно определить среднюю величину мощности драйвера:

$$P_{упр} = Q_{Звкл} U_0 f, \quad (2.3.2)$$

где  $f$  – частота коммутации.

Как показывает практика, обычно эта мощность составляет сотые доли процента от мощности силовой части схемы.

Ключевые MOSFET-транзисторы характеризуются максимально допустимой скоростью изменения напряжения сток-исток ( $dv/dt$ ). При превышении указанной величины возможно спонтанное отпирание транзистора с непредсказуемыми результатами. Имеется две причины, обуславливающие это ограничение:

Во-первых, передача напряжения  $U_{СИ}$  на затвор транзистора через емкостный делитель  $C_{ЗС} / C_{ЗИ}$  под действием  $dU_{СИ} / dt$ . Величину напряжения на затворе, вызванную изменением напряжения  $U_{СИ}$  при выключении транзистора, можно оценить по формуле:

$$U_{ЗИ} = \frac{1}{1 + C_{ЗИ} / C_{ЗС}} \frac{dU_{СИ}}{dt} t_{ВЫКЛ}.$$

Следует также иметь в виду, что величина  $U_0$  снижается с ростом температуры.

## Автоматизированный электропривод

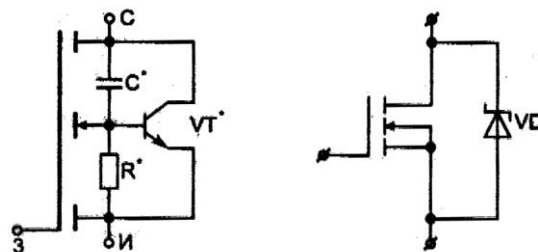


Рис.2.3.4. Паразитные структуры в MOSFET –транзисторе.

Во-вторых, технология изготовления MOSFET- транзисторов приводит к формированию паразитного биполярного транзистора (рис.2.3.4). В результате действия механизма, аналогичного вышеописанному, возможно спонтанное отпирание этого паразитного транзистора и переход в режим пробоя.

Для исключения этих эффектов следует точно соблюдать рекомендации изготовителя и стремиться к тому, чтобы источник управляющего сигнала в цепи затвора имел минимальное внутреннее сопротивление. Кроме того, сопротивление в цепи затвора  $R_z$  должно быть достаточно малым, тогда оно будет шунтировать емкость  $C_{зс}$ , ослабляя влияние  $dU_{си} / dt$ . Типичное значение  $R_z$  не превышает нескольких сотен Ом. Иногда применяют также схему, состоящую из параллельного соединения конденсатора и резистора, подключая ее между стоком и истоком.

Следующие способы защиты затвора полевых транзисторов направлены не на предотвращение эффекта самопроизвольного открытия под действием наведенного тока, а на сохранение целостности затвора. Два наиболее часто встречающихся варианта защиты показаны на рис.2.3.5. Вариант «а» реализуем достаточно просто — достаточно иметь стабилитрон VD с напряжением стабилизации порядка 18...22 В, то есть безопасного для затвора уровня. При возникновении аварийной ситуации стабилитрон блокирует перенапряжение и транзистор не выйдет из строя.

## Автоматизированный электропривод



Рис. 2.3.5. Схемы ограничения напряжения на затворе.

Второй вариант, рекомендуемый авторами издания [15] и называемый активной защитой от наведенных токов, изображен на рис.2.3.5,б. Здесь конденсатор  $C$  достаточно большой емкости заряжен от источника постоянного напряжения  $U_c$  (в качестве этого источника обычно выступает устройство питания драйвера управления). К затвору транзистора  $VT$  конденсатор  $C$  подключен через обратносмещенный диод  $VD$ . При превышении напряжения на затворе величины  $U$ , диод  $VD$  откроется и наведенный ток не пробьет затвор, так как напряжение будет зафиксировано.

**Параллельное включение транзисторов**

При необходимости увеличения коммутируемой мощности возможно параллельное включение полевых транзисторов (рис.2.3.6). При этом необходимо

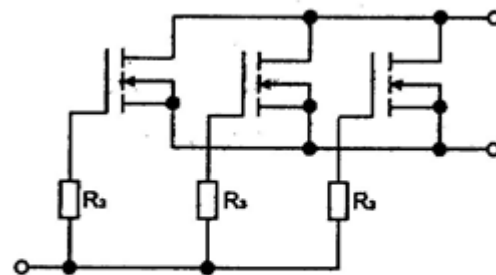


Рис.2.3.6. Схема параллельного включения MOSFET.

## Автоматизированный электропривод

использовать транзисторы с близкими значениями пороговых напряжений и устанавливать в цепи затвора сопротивления, призванные уменьшить взаимное влияние транзисторов друг на друга при выключении - «звон». Последний эффект имеет место в случае непосредственного соединения затворов полевых транзисторов. Транзисторы, оказывая влияние друг на друга, через затворы, произвольно открываются и закрываются, не подчиняясь сигналу управления.

При включении транзисторов параллельно нужно помнить, что увеличивая коммутируемый ток в число раз, соответствующее количеству запараллеленных приборов, приходится увеличивать в такое же количество раз входную емкость и, соответственно, суммарный заряд затворов. Т.е., схема управления должна обладать соответствующей возможностью обеспечить расчетное время коммутации.

Величина затворных резисторов выбирается из выражения:

$$R_z = U_{зи} t_{вкл} / Q_{звкл}, \quad (2.3.3)$$

где  $Q_{звкл}$  - величина заряда затвора для одного транзистора.

После этого необходимо определить величину тока, которую должен обеспечить драйвер. Этот ток определяется из условия действия напряжения  $U_{зи}$  на параллельно соединенные затворные резисторы. Т.е., величину  $R_z$ , полученную из формулы (2.3.3), необходимо при вычислениях уменьшить во столько раз, сколько транзисторов включается параллельно.

Очень важно выполнить связи между электродами транзисторов как можно короче, минимизировав паразитные индуктивности монтажа. Плохая топология проводников может приводить к чрезмерным перенапряжениям и неконтролируемому переключению. Возможное и наиболее часто встречающееся расположение параллельно включенных MOSFET-транзисторов показано на рис.2.3.7.

## Автоматизированный электропривод

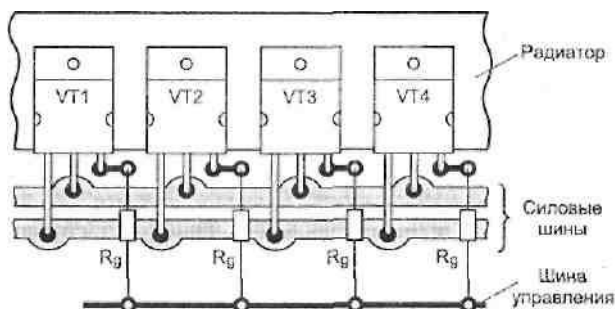


Рис.2.3.7. Вариант параллельного включения MOSFET.

Транзисторы VT1—VT4 установлены на общий радиатор максимально близко друг от друга, что обеспечивает их равномерный прогрев. Силовые шины, которые могут быть выполнены как печатными, так и объемными проводниками, подключены к стоку и истоку всех транзисторов. Затворные резисторы можно расположить над силовыми шинами.

На рис.2.3.8 приведен конструктивный узел полумоста, составленного из параллельно включенных транзисторов. Радиатор имеет сквозные каналы, через которые он принудительно продувается потоком воздуха.

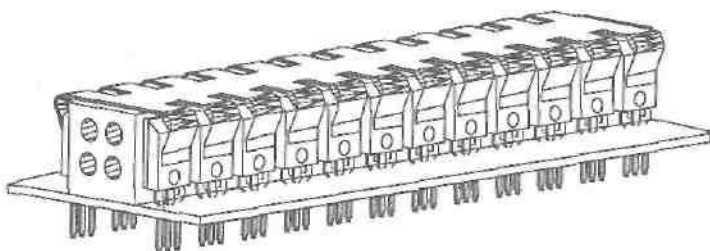


Рис.2.3.8. Радиатор с параллельно включенными MOSFET в схеме полумоста.

**Разновидности современных MOSFET**

При разработке импульсных силовых устройств определенную проблему всегда представляет защита от перегрузок и токов короткого замыкания. Обычно эта проблема решается следующим образом: в цепь истока включается небольшое сопротивление, напряжение с которого подается на компаратор, отключающий схему регулирования тока и запирающий силовые транзисторы. В более



мощных устройствах применяют специальные шунты, токовые трансформаторы или датчики на основе эффекта Холла, имеющие гальваническую развязку с силовыми цепями. К сожалению, такой путь не слишком оптимален, поскольку на резистивном датчике тока теряется мощность, силовые цепи в этом случае становятся более протяженными, а также трудно обеспечить необходимый компромисс между быстродействием схемы защиты и степенью чувствительности к ложным срабатываниям.

Производитель полевых транзисторов фирма International Rectifier придумала следующий способ решения этой проблемы. Как известно, технология изготовления мощного полевого транзистора такова, что его кристалл состоит из множества мелких ячеек, через которые в открытом состоянии протекает ток. Ток равномерно распределяется между ячейками, поэтому, обособив некоторое количество ячеек и сделав от них отвод тока, можно, измеряя его величину, судить о полном токе, протекающем через прибор. Проведя серию экспериментов, специалисты фирмы разработали и выпустили на рынок серию полевых транзисторов со считыванием тока (Hex sense MOSFET). Внешний вид такого транзистора, размещенного в корпусе типа TO-220, показан на рис.2.3.9, там же приведено его условное обозначение в схемах. Маркируются транзисторы условным индексом «С» (current), например, IRC740, IRCZ44, IRCP450.

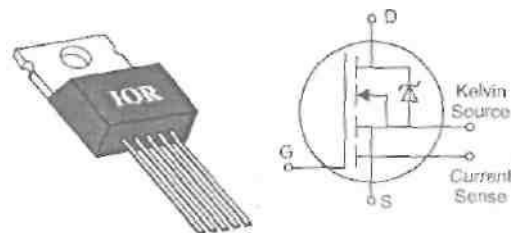


Рис.2.3.9. Внешний вид и условное обозначение транзистора MOSFET со считыванием тока.

Практически полевой транзистор со считыванием тока состоит из двух параллельных полевых транзисторов, называемых «силовым» и «считывающим». Стоки обоих транзисторов объединены, а вот силовой и считывающий истоки — разные. Силовой исток обозначается традиционно буквой S, считывающий исток — обозначен словосочетанием current sense. Имеется еще один вывод, обозначаемый в технической документации как Kelvin source и называемый

## Автоматизированный электропривод

выводом Кельвина. Этот вывод подключен к истоку силового транзистора таким образом, чтобы исключить влияние основного тока на считываемый ток.

Чтобы обеспечить считывание тока, между выводами current sense и Kelvin source включается небольшое сопротивление (рис.2.3.10), сигнал с которого можно усилить, подать на схему стабилизации или отключения по перегрузке.

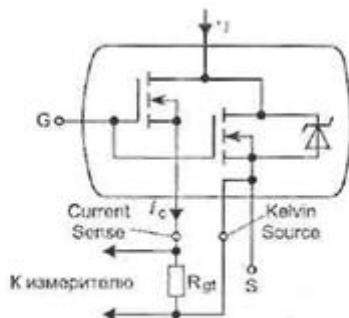


Рис.2.3.10. Подключение датчика тока.

Одной из проблем управления стандартными полевыми транзисторами является необходимость наличия напряжения величиной около 10... 15 вольт для гарантированного их открытия. Конечно, никаких трудностей не возникает, если схема управления питается указанным напряжением. Но если управляющая схема построена на основе логических элементов или микроконтроллеров с питанием 5 вольт и других источников питания в схеме нет? Вот для таких случаев разработаны и выпускаются серийно транзисторы с *логическим уровнем управления* (Logic-Level Gate Drive), затворы которых можно непосредственно подключать к выходам цифровых микросхем. Фирма International Rectifier, выпускающая транзисторы с логическим уровнем управления, маркирует эту продукцию индексом «L» (logic), например, IRLZ44, IRLZ544. Данные транзисторы MOSFET практически ничем не отличаются от стандартных приборов, кроме сниженного максимально допустимого напряжения «затвор-исток» и измененной характеристики заряда затвора.

Революционным шагом на пути создания отказоустойчивых элементов стала разработка фирмой International Rectifier транзи сто-

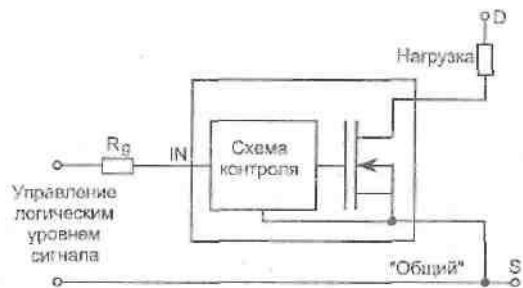
## Автоматизированный электропривод

ров MOSFET со встроенной системой самоконтроля — так называемых *интеллектуальных ключей* (Intelligent power switch). Эти транзисторы маркируются индексом «IPS», например, IPS0151, IPS511.

На рис.2.3.11 схематически показаны основные узлы таких транзисторов, предназначенных как для управления нагрузкой, подключенной к стоку (так называемый транзистор «нижнего плеча»), так и нагрузкой, подключенной к истоку (транзистор «верхнего плеча»). Оба типа транзисторов управляются входным логическим сигналом величины 5 В.

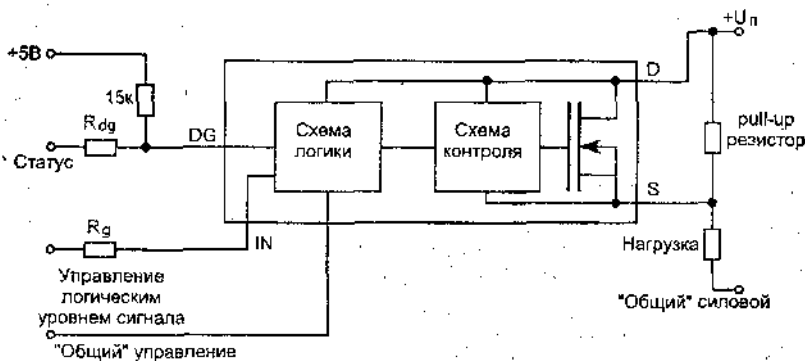
Схема контроля состояния транзистора «нижнего плеча» (рис.2.3.11,а) постоянно «следит» за температурой кристалла и за величиной протекающего тока. При превышении температуры выше 165 °С, а также при превышении тока стока определенного значения схема контроля отключает транзистор вне зависимости от величины сигнала управления.

В интеллектуальном MOSFET «верхнего плеча», кроме входа управления «IN», появляется также диагностический выход «DG» (выход статуса), по состоянию которого можно не только судить о режиме работы транзистора, но и диагностировать произошедшую неисправность. Так, в нормальном режиме работы сигнал с выхода статуса повторяет входной сигнал управления. При обрыве нагрузки на выводе «DG» будет всегда «читаться» логическая «единица», при превышении температуры выше 165 °С, а также при превышении тока стока определенного значения на выводе «DG» устанавливается логический «ноль».



а)

## Автоматизированный электропривод



б)

Рис.2.3.11. Интеллектуальный MOSFET: для управления нагрузкой в стоке (а) и для управления нагрузкой в истоке (б).

Температурная защита имеет некоторый гистерезис, формируемый схемой контроля. Это означает, что восстановить функционирование транзистора в нормальном режиме удастся только после снижения температуры кристалла до величины 158 °С.

Достаточно активно идут работы над совершенствованием характеристик классических транзисторов MOSFET. Сегодня на отечественном рынке электронных комплектующих можно встретить представителей так называемого *пятого поколения транзисторов MOSFET*, выпускаемых фирмой International Rectifier. В маркировке этих транзисторов присутствует буква «N», например, IRFZ44N. Размер кристалла у транзисторов пятого поколения меньше, на 10...20% снижено сопротивление в открытом состоянии, уменьшена величина заряда затвора, в несколько раз снижен заряд обратного восстановления паразитного диода.

Из отечественных производителей MOSFET- транзисторов следует отметить ПО «Интеграл» (УП «Завод «Транзистор») и АОТ «Воронежский завод полупроводников». В номенклатуре этих предприятий представлены аналоги транзисторов International Rectifier (от КП723 до КП789) в корпусах TO-220 и мощные транзисторные модули в корпусах TO-244 с величиной номинального тока стока до 200А.

### **2.3.2. СИЛОВЫЕ БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ (IGBT)**

#### **Устройство и особенности работы**

Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistors*) - полностью управляемый полу-

Автоматизированный электропривод

проводниковый прибор, в основе которого трёхслойная структура. Его включение и выключение осуществляются подачей и снятием положительного напряжения между затвором и истоком. На рис.2.3.12 приведено условное обозначение IGBT.

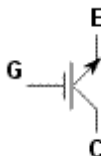


Рис.2.3.12.  
Условное обозначение IGBT.

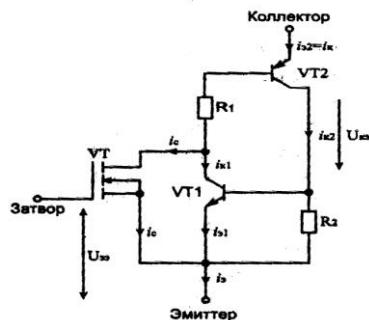


Рис.2.3.13. Эквивалентная схема IGBT транзистора.

IGBT являются продуктом развития технологии силовых транзисторов со структурой металл-оксид-полупроводник, управляемых электрическим полем (MOSFET) и сочетают в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). Эквивалентная схема включения транзисторов приведена на рис.2.3.13. Прибор введён в силовую цепь выводами биполярного транзистора E (эмиттер) и C (коллектор), а в цепь управления - выводом G (затвор).

Таким образом, IGBT имеет три внешних вывода: эмиттер, коллектор, затвор. Соединения эмиттера и стока (D), базы и истока (S) являются внутренними. Сочетание двух приборов в одной структуре позволило объединить достоинства полевых и биполярных транзисторов: высокое входное сопротивление с высокой токовой нагрузкой и малым сопротивлением во включённом состоянии.

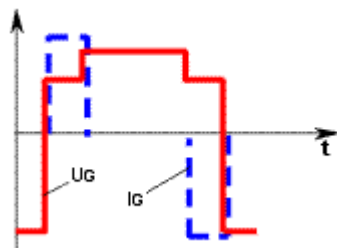


Рис.2.3.14. Диаграмма напряжения и тока управления.

Схематичный разрез структуры IGBT показан на рис.2.3.15,а. Биполярный транзистор образован слоями р+ (эмиттер), п (база), р (коллектор); полевой - слоями п (исток), п+ (сток) и металлической пластиной (затвор). Слои р+ и р имеют внешние выводы, включающиеся в силовую цепь. Затвор имеет вывод, включающийся в цепь управления. На рис. 2.3.15,б изображена структура IGBT IV поколения, выполненного по технологии "утонченного" канала (*trench-gate technology*), позволяющей исключить сопротивление между р-базами и уменьшить размеры прибора в несколько раз.

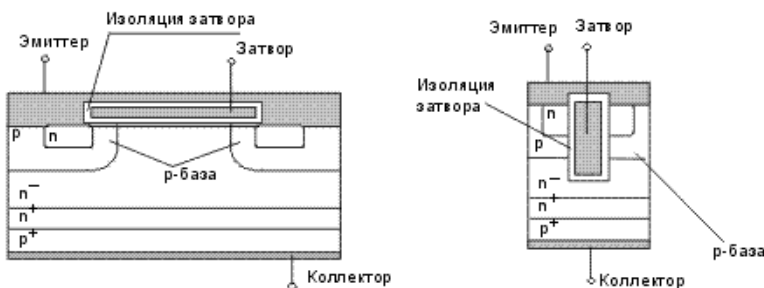


Рис.2.3.15. Схематичный разрез структуры IGBT: а-обычного (планарного); б-выполненного по "trench-gate technology".

Процесс включения IGBT можно разделить на два этапа: после подачи положительного напряжения между затвором и истоком происходит открытие полевого транзистора (формируется п - канал между истоком и стоком). Движение зарядов из области п в область р приводит к открытию биполярного транзистора и возникновению тока от эмиттера к коллектору. Таким образом, полевой транзистор управляет работой биполярного.

Для IGBT с номинальным напряжением в диапазоне 600-1200 В в полностью включённом состоянии прямое падение

напряжения, так же как и для биполярных транзисторов, находится в диапазоне 1,5-3,5 В. Это значительно меньше, чем характерное падение напряжения на силовых MOSFET в проводящем состоянии с такими же номинальными напряжениями.

С другой стороны, MOSFET с номинальными напряжениями 200 В и меньше имеют более низкое значение напряжения во включённом состоянии, чем IGBT, и остаются непревзойдёнными в этом отношении в области низких рабочих напряжений и коммутируемых токов до 50 А.

По быстродействию IGBT уступают MOSFET, но значительно превосходят биполярные. Типичные значения времени рассасывания накопленного заряда и спадания тока при выключении IGBT находятся в диапазонах 0,2-0,4 и 0,2-1,5 мкс, соответственно.

Область безопасной работы IGBT позволяет успешно обеспечить его надёжную работу без применения дополнительных цепей формирования траектории переключения при частотах от 10 до 20 кГц для модулей с номинальными токами в несколько сотен ампер. Такими качествами не обладают биполярные транзисторы, соединённые по схеме Дарлингтона.

Так же как и дискретные, MOSFET вытеснили биполярные в ключевых источниках питания с напряжением до 500 В, так и дискретные IGBT делают то же самое в источниках с более высокими напряжениями (до 3500 В).

### ***IGBT-модули***

В настоящее время транзисторы IGBT выпускаются, как правило, в виде модулей в прямоугольных корпусах с односторонним прижимом и охлаждением ("Mitsubishi", "Siemens", "Semikron" и др.) и таблеточном исполнении с двухсторонним охлаждением ("Toshiba Semiconductor Group"). Модули с односторонним охлаждением выполняются в прочном пластмассовом корпусе с паяными контактами и изолированным основанием. Все электрические контакты находятся в верхней части корпуса. Отвод тепла осуществляется через основание. Типовая конструкция модуля в прямоугольном корпусе показана на рис.2.3.16.

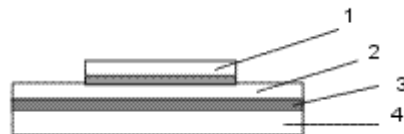


Рис.2.3.16. Типовая конструкция IGBT-модуля: 1 - кристалл; 2 - слой керамики; 3 - спайка; 4 - нижнее теплоотводящее основание

Ток управления IGBT мал, поэтому цепь управления - драйвер конструктивно компактна. Наиболее целесообразно располагать цепи драйвера в непосредственной близости от силового ключа. В модулях IGBT драйверы непосредственно включены в их структуру. "Интеллектуальные" транзисторные модули (ИТМ), выполненные на IGBT, также содержат "интеллектуальные" устройства защиты от токов короткого замыкания, системы диагностирования, обеспечивающие защиту от исчезновения управляющего сигнала, одновременной проводимости в противоположных плечах силовой схемы, исчезновения напряжения источника питания и других аварийных явлений. В структуре ИТМ на IGBT предусматривается в ряде случаев система управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и однокристалльная ЭВМ. Во многих модулях имеется схема активного фильтра для коррекции коэффициента мощности и уменьшения содержания высших гармонических в питающей сети.

IGBT-модуль по внутренней электрической схеме может представлять собой единичный IGBT, двойной модуль (*half-bridge*), где два IGBT соединены последовательно (полумост), прерыватель (*chopper*), в котором единичный IGBT последовательно соединён с диодом, однофазный или трёхфазный мост. Во всех случаях, кроме прерывателя, модуль содержит параллельно каждому IGBT встроенный обратный диод. Наиболее распространённые схемы соединений IGBT-модулей приведены на рис.2.3.17.



## Автоматизированный электропривод

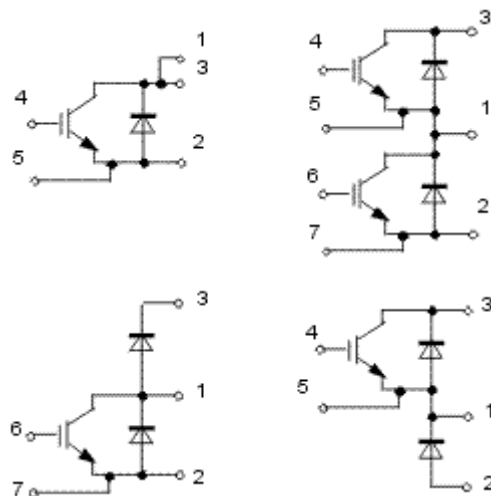


Рис.2.3.17. Схемы IGBT-модулей.

Интенсивно развивается технология корпусирования паяной конструкции силовых модулей с целью дальнейшего снижения габаритов и массы, повышения надёжности, энерго- и термостойчивости, уменьшения теплового сопротивления и стоимости. Эти цели достигаются применением новых материалов и технологий сборки на тонкие и AlN керамические подложки в корпусах с малоиндуктивными выводами, разработкой специальных конструкций силовых модулей с интегрированным жидкостным охлаждением и созданием силовых модулей, включая "интеллектуальные", с использованием матричных композиционных материалов, имеющих хорошие теплопроводящие свойства и низкие, согласованные с кремнием и керамикой, коэффициенты теплового расширения (КТР).

В модулях с интегральным жидкостным охлаждением почти в четыре раза удаётся увеличить отводимую рассеиваемую мощность по сравнению с сопоставимой по электрическим параметрам традиционной конструкцией силового модуля с воздушным охлаждением.

Применение матричных композиционных материалов (MMC-*Metal Matrix Composite*) открывает новые перспективы в создании высокоомощных, компактных, прочных, надёжных силовых модулей. MMC имеют высокую теплопроводность (MMC-150 Вт/(м\*К), Cu-370, Al-200, Si-80), низкий КТР (MMC-7, Cu-17, Al-23, Si-4, -7, AlN-7), что позволяет снизить до минимума напряжённость в кон-

## Автоматизированный электропривод

струкции модуля, особенно в чипах силовых приборов, обеспечивая хорошую электрическую изоляцию и эффективный отвод тепла. В настоящее время по этой концепции созданы "интеллектуальные" силовые модули (выпрямитель-инвертор) мощностью до 100 кВт.

Наряду с развитием технологии паяной конструкции силовых модулей с изолированным основанием (предельные параметры 1,2 кА, 3,5 кВ) продолжает интенсивно развиваться технология прижимной конструкции IGBT- модулей, подобная таблеточной конструкции SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) и GTO - *press-pack technology*, в которой наряду с уменьшением более чем в 10 раз теплового сопротивления и габаритов значительно улучшены надёжность, термоциклоустойчивость. Наиболее высоких параметров IGBT- модулей прижимной конструкции достигла компания "Toshiba"(PP HV IGBT-press pack high voltage IGBT).

### ***Целесообразность применения IGBT в дискретном и модульном исполнениях***

Дискретные приборы в корпусах TO-220 и T-247 ("Fullpak") изготавливаются массово и имеют низкую стоимость в расчёте на один ампер номинального тока (максимальное значение рабочего тока 70 А). Сильноточные модули с электрической изоляцией, как правило, содержат ключи, соединённые по полумостовой ключевой схеме или с одноключевой конфигурацией. В этих модулях диапазон номинальных токов находится в диапазоне от 25 А (для полумостовой схемы с напряжением на 1200 В) до 600 А (для одноключевой схемы с напряжением 600 В).

Привлекательными чертами сильноточных модулей являются: наличие электрической изоляции, простота монтажа с охладителем и лёгкость связи с другими модулями для повышения нагрузки цепи. Они также позволяют избежать использования параллельного соединения ключей для токов, превышающих сотни ампер.

Использование приборов в корпусах TO-220 и TO-247 со встроенными обратными быстродействующими диодами становится особенно предпочтительным при разработке инверторов. В этом случае требуемое число силовых полупроводниковых компонентов уменьшается на 50 % по сравнению с использованием IGBT и диодов в виде отдельных элементов. Перекрываемые области диапазонов токов, где использование дискретных приборов экономически предпочтительнее по сравнению с сильноточ-

## Автоматизированный электропривод

ными модулями, могут быть расширены за счёт параллельного соединения отдельных приборов.

Модуль, имеющий наибольший номинальный ток, содержит и наибольшую площадь кремниевого кристалла, которая используется при полной токовой нагрузке модуля. В таком же модуле с неполной токовой нагрузкой общая площадь кремния используется частично. Полностью загруженный по току модуль с номинальными параметрами 200 А, 600 В с полумостовой схемой эквивалентен по содержанию кремния восьми дискретным приборам в корпусе ТО-247. Для сравнения такой модуль с частичной нагрузкой в 50 А эквивалентен двум приборам в корпусе ТО-247. Так как стоимость модуля существенно зависит от количества содержащегося в нём кремния, полностью загруженный по току модуль имеет более низкую стоимость одного номинального ампера по сравнению с частично загруженным, но стоимость 1 А номинального тока полностью загруженного по току модуля в 1,5 раза и более превышает аналогичный показатель для эквивалентного числа дискретных компонентов.

В противовес преимуществу дискретных компонентов в стоимости компонента необходимо учитывать дополнительные расходы на монтаж, необходимость снижения значений номинальных токов при их параллельном соединении и другие технические факторы, связанные с использованием определённого числа соединённых между собой дискретных компонентов.

Основное различие между дискретными приборами и сильноточными модулями заключается в способе электрической связи их с другими элементами схемы. Дискретные компоненты соединяются с элементами схемы на печатной плате посредством пайки. Максимальное значение токов в контактных соединениях печатной платы обычно не превосходит 100 А в установившихся режимах работы. Это накладывает естественные ограничения на число параллельно соединяемых компонентов. С другой стороны, сильноточные модули имеют выводы под винтовые зажимы. Поэтому они могут соединяться с кабельными наконечниками или непосредственно с токопроводящими шинами. Сильноточные модули также могут напрямую соединяться с печатной платой через сквозные отверстия.

Параллельное соединение дискретных компонентов связано с необходимостью равномерного распределения между ними потерь мощности, по возможности наиболее точного выравнивания значений температур полупроводниковых переходов соеди-

## Автоматизированный электропривод

няемых дискретных приборов. Различие электрических характеристик отдельных приборов требует создания для каждого из них определённого запаса по току нагрузки, составляющего примерно 20% максимально допустимого значения. Даже при создании такого запаса по току необходимо обеспечить хороший теплоотвод от каждого прибора, чтобы обеспечить равенство температур полупроводниковых переходов.

Наличие электрической изоляции создаёт в местах крепления приборов к охладителю тепловые барьеры, ухудшающие равномерность распределения температур переходов отдельных приборов. По этой причине приборы в корпусах "Fullpak" (Int-A-Pak, Dual-Int-A-Pak, IMS, SOT, Co-Packs, ZIP, DIP, Flange-B и другие) с электрической изоляцией не идеальны для параллельного их соединения. Параллельно соединяемые приборы следует монтировать на общем охладителе. Если же требуется обеспечить электрическую изоляцию, то приборы следует смонтировать на общей теплоотводящей пластине, обеспечивающей хорошую тепловую связь между переходами приборов. Эта пластина также может использоваться в качестве конструктивного элемента, обеспечивающего механическое соединение приборов. Электроизоляционный барьер в этом случае следует создавать между токоведущими частями параллельной сборки приборов и основным охладителем.

Асимметрия в разводке электрических цепей, подключаемых к параллельно соединённым приборам, может привести к значительному различию в выделяемых в каждом из них потерях мощности. Наиболее сильно этот эффект проявляется на коммутационных интервалах работы приборов, что приводит к неравномерному распределению динамических потерь мощности. Наиболее существенно на распределение токов в динамических режимах влияют индуктивности эмиттерных цепей, значения которых по возможности должны быть равными, чтобы исключить разбаланс динамических потерь.

Известно, что динамические потери уменьшаются со снижением значений рабочей частоты и напряжения. В этих случаях простые схемы соединения приборов без симметрирования соединений могут стать вполне приемлемыми. Там, где содержание динамических потерь превышает 15% общих потерь, необходимо уделять значительное внимание разводке цепей, соединяющих дискретные приборы вследствие значительного влияния симметричности цепей. Пример идеального симметричного распо-

## Автоматизированный электропривод

ложения цепей представлен на рис.2.3.18. При таком расположении и соединении приборов обеспечивается равенство индуктивностей эмиттерных цепей всех соединённых приборов и тем самым обеспечивается выравнивание между ними динамических потерь.

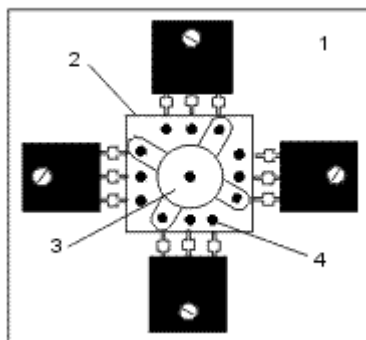


Рис.2.3.18. Симметричная разводка электрических цепей в параллельно соединяемых приборах (кольцевое соединение): 1 - охладитель; 2 - печатная плата; 3 - соединение эмиттеров; 4 - соединение входов низкой стороны.

***Основные области применения и промышленное производство IGBT-модулей в России***

В настоящее время производство силовых IGBT-модулей освоено рядом российских предприятий электронной промышленности (АО "Электровыпрямитель", НПК "ИСЭ", ОАО «Контур» и другие). Основными элементами в модулях являются IGBT-чипы, изготовленные по NPT (Non punch through) технологии. IGBT - транзисторы, изготовленные по этой технологии, обладают высокой  $du/dt$  стойкостью, практически прямоугольной областью безопасной работы, что обеспечивает надёжную работу приборов при предельных нагрузках по току и напряжению. Эти транзисторы имеют положительный температурный коэффициент напряжения насыщения, что позволяет успешно использовать IGBT- модули в параллельных соединениях. Особенностью российских модулей является низкое время спада тока при выключении, а также очень низкие и практически не зависящие от температуры остаточные токи. Это особенно важно при работе транзисторов на высоких частотах.

Модули выполняются по одно - (серия МДТКИ) и двухкклю-

## Автоматизированный электропривод

чевой (М2ТКИ) схемам, а также по схеме прерывателя тока (чопера - серия МТКИД). Транзисторы шунтируются диодами обратного тока, в качестве которых используются супербыстровосстанавливающиеся диоды с "мягким" восстановлением (FRD диоды).

IGBT-модули первого конструктивного исполнения (ширина модуля 34 мм) рассчитаны на токи 25, 50 и 75 А и предназначены для инверторов мощностью от 2 до 15 кВт. Модули второго конструктивного исполнения (ширина модуля 62 мм) рассчитаны на токи 100, 150 и 200 А и применяются в инверторах мощностью от 20 до 60 кВт. И самые мощные в этом ряду IGBT- модули третьего исполнения (ширина 62 мм) на токи 200, 320 и 400 А могут применяться в инверторах мощностью от 60 до 200 кВт.

С 1998 года на саранском предприятии "Электровыпрямитель" осуществляется выпуск мощных высоковольтных IGBT- модулей на ток до 1200 А и напряжение до 3300 В; проводится разработка мощного IGBT - транзистора таблеточной конструкции с прижимными контактами, что позволит увеличить съём тепла с элемента, ещё более повысить рабочий ток и напряжение транзистора.

IGBT- модули зарубежного производства на российском рынке электронных компонентов представлены в основном фирмами "Mitsubishi", "International Rectifier", "Hitachi" (см. рис.2.3.19).

Распространяемые фирмами-посредниками приборы перекрывают диапазоны максимально допустимых токов ( $I_c$ ) от 50 А до 1000 А и напряжений ( $U_{CE}$ ) от 250 В до 1700 В. Модули на токи до 600 А реализуются с включённым в структуру драйвером, свыше 600 А- драйвер поставляется отдельно.

Современные IGBT-модули находят сегодня широкое применение при создании неуправляемых и управляемых выпрямителей, автономных инверторов для питания двигателей постоянного и переменного тока средней мощности, преобразователей индукционного нагрева, сварочных аппаратов, источников бесперебойного питания, бытовой и студийной техники.

Особую роль IGBT -модули играют в развитии железнодорожного транспорта. Применение этих перспективных приборов в тяговом преобразователе позволило повысить частоту переключения, упростить схему управления, минимизировать загрузку сети гармониками и обеспечить предельно низкие потери в обмотках трансформатора и дросселей. На российском подвижном составе модули IGBT использовались в преобразователе собственных нужд (ПСН) электро- ваза ЭП-200, тяговом преобра-

зователе электropоездов "Сокол" и ЭД6.

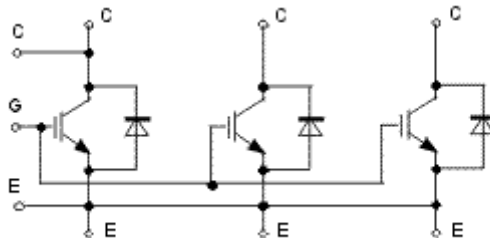


Рис.2.3.19. Схема включения IGBT- модуля типа MBN1200D33 фирмы Hitachi.

На сегодняшний день IGBT как класс приборов силовой электроники занимает и будет занимать доминирующее положение для диапазона мощностей от единиц киловатт до единиц мегаватт. Дальнейшее развитие IGBT связано с требованиями рынка и будет идти по пути:

- повышения диапазона предельных коммутируемых токов и напряжений (единицы килоампер, 5-7 кВ);
- повышения быстродействия;
- повышения стойкости к перегрузкам и аварийным режимам;
- снижения прямого падения напряжения;
- разработка новых структур с плотностями токов, приближающихся к тиристорным;
- развития "интеллектуальных" IGBT (с встроенными функциями диагностики и защит) и модулей на их основе;
- создания новых высоконадёжных корпусов, в том числе с использованием MMC (AlSiC) и прижимной конструкции;
- повышения частоты и снижение потерь SiC быстровосстанавливающихся обратных диодов;
- применения прямого водяного охлаждения для исключения соединения основание - охладитель.

## 2.4. РАСЧЕТ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ HEXRISE

*Тепловой расчет силового каскада является одним из важнейших этапов процесса разработки, позволяющий подтвердить правильность выбора и применения электронного компонента и во многом определяющих надежность работы устройства.*

*Предельные данные тока и напряжения транзистора или*

## Автоматизированный электропривод

модуля, обычно вынесенные в заголовок технических характеристик, не дают разработчику никаких данных для расчета, а лишь позволяют в первом приближении сравнить один элемент с другим. Сложность выбора компонента заключается и в том, что желательно максимально использовать его мощностные характеристики, чтобы не платить лишних денег за неоправданный запас по мощности.

Большие значения допустимых импульсных токов (они могут в 5–10 раз превышать значения среднего тока) создают у разработчика иллюзию, что транзисторы могут работать в режиме перегрузки. На самом деле перегрузка совершенно недопустима. И для оценки правильности выбора элемента существует только один критерий — температура кристалла в наиболее напряженном режиме работы.

Поэтому уже неоднократно делались попытки автоматизировать процесс теплового расчета, хотя бы для простых режимов работы. Одной из наиболее удачных попыток подобной автоматизации является программа HEXRISE, разработанная специалистами фирмы International Rectifier.

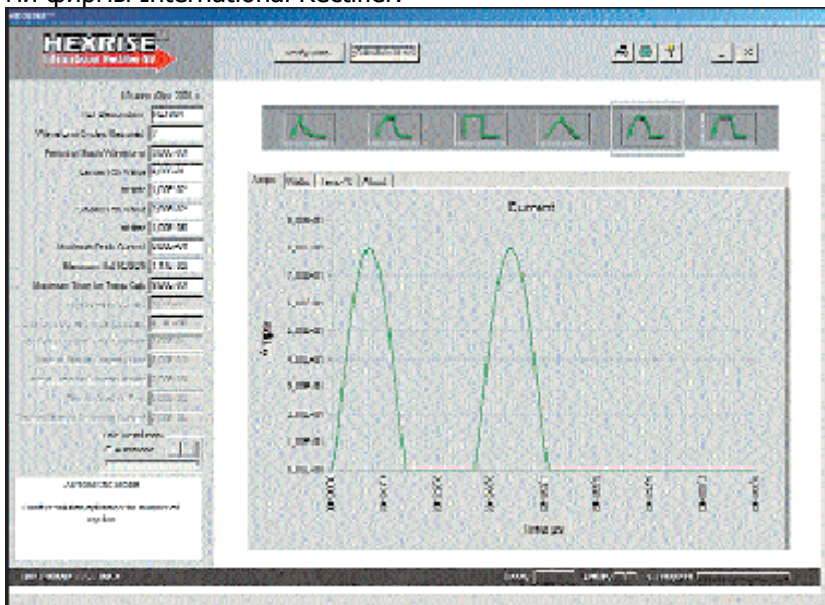


Рис.2.4.1. Интерфейс программы HEXRISE.



### ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Основные потери в силовых транзисторах и модулях создаются непосредственно в кристалле. Тепло, выделяемое полупроводниковым кристаллом, отводится через корпус элемента на теплоотвод и далее в окружающую среду. Градиент температур между кристаллом и окружающим воздухом является функцией рассеиваемой мощности и тепловых сопротивлений материалов, из которых состоит корпус элемента, и материалов теплоотвода.

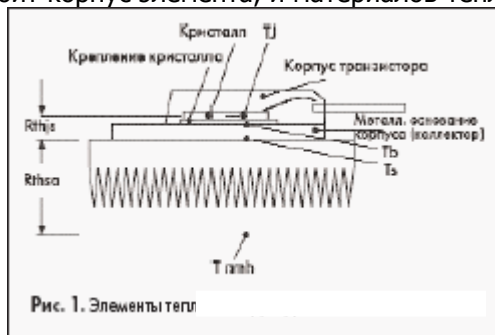


Рис. 1. Элементы тепл

Рис.2.4.2. Элементы тепловой структуры.

На рис.2.4.2. показаны основные элементы конструкции, участвующие в процессе теплопередачи. Корпус транзистора в данном случае — пластмассовый, имеющий металлическое основание, соединенное с коллектором (например, ТО-220, ТО-247). Между корпусом транзистора и теплоотводом может устанавливаться изолирующая подложка, которая также влияет на тепловые режимы.

Введем обозначения:

$R_{thjc}$  — тепловое сопротивление кристалл — теплоотвод;

$R_{thsa}$  — тепловое сопротивление теплоотвод — окружающая среда;

$T_j$  — температура кристалла;

$T_b$  — температура корпуса в районе контакта с кристаллом;

$T_s$  — температура теплоотвода в районе контакта с корпусом транзистора;

$T_{amb}$  — температура окружающей среды.

На рис.2.4.3 приведена простейшая эквивалентная схема для конструкции, приведенной на рис.2.4.2. На схеме рассмотрены 2 компонента, оказывающие основное влияние на тепловые режимы работы силового транзистора — кристалл и теплоотводящее основание корпуса.

## Автоматизированный электропривод

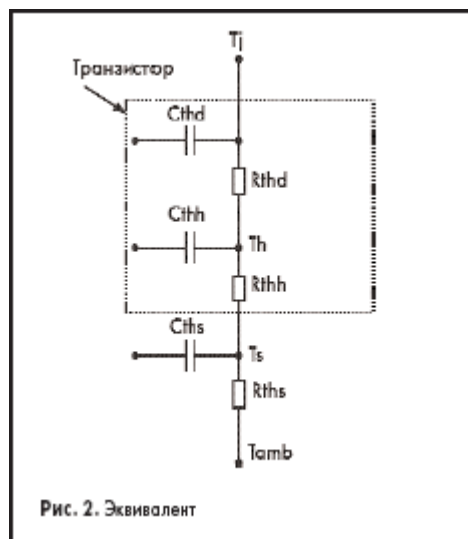


Рис.2.4.3. Эквивалентная тепловая схема.

Соответственно, на тепловой схеме показаны:

- $C_{thd}$ ,  $R_{thd}$  — теплоемкость и тепловое сопротивление кристалла;
- $C_{thh}$ ,  $R_{thh}$  — теплоемкость и тепловое сопротивление корпуса транзистора;
- $C_{ths}$ ,  $R_{ths}$  — теплоемкость и тепловое сопротивление теплостока.

Тепловое сопротивление определяет температурный градиент в установившемся состоянии, а тепловая емкость позволяет смоделировать переходные тепловые процессы. Произведение  $R_{th} \cdot C_{th}$  является тепловой постоянной времени, определяющей процессы, происходящие при импульсном изменении рассеиваемой мощности.

Программа HEXRISE позволяет пользователю упростить процесс теплового расчета силовых каскадов. Исходными данными для расчета являются параметры транзистора, приведенные в его технических характеристиках, — график зависимости теплового импеданса от длительности импульса проводимости и значение сопротивления открытого канала  $R_{ds(on)}$ . Принципы работы программы изложены ниже.

На рис.2.4.4,а показан процесс изменения температуры кристалла за время  $t_1$  ( $\Delta T@t_1$ ) при подаче на кристалл мощности

## Автоматизированный электропривод

P1. Температуру в установившемся состоянии (момент времени  $t_1$ ) можно определить по формуле:

$$\Delta T@t_1 = P_1 \times R_{th1},$$

где  $R_{th1}$  — тепловое сопротивление, соответствующее интервалу времени  $t_1$ .

К моменту времени  $t_2$  температура изменится в соответствии с выражением:

$$\Delta T@t_2 = P_1 \times R_{th2} - P_1 \times R_{th1}$$

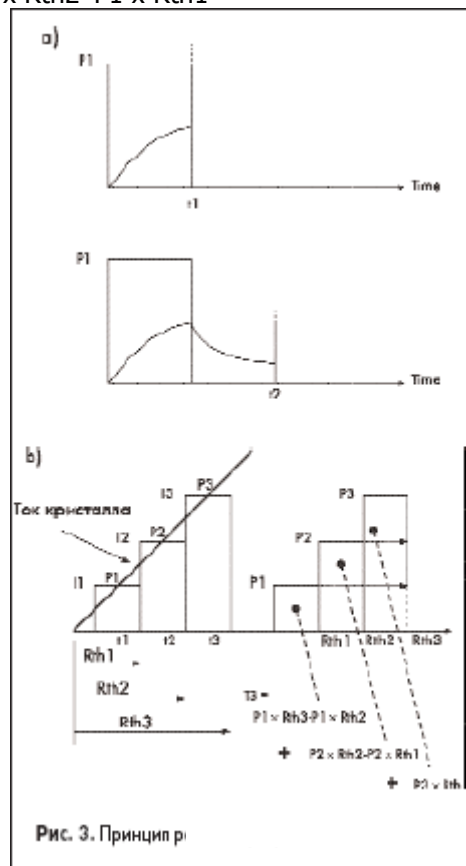


Рис.2.4.4. Принцип работы программы HEXRISE.

Потери мощности в импульсном силовом каскаде возникают при протекании тока и в любом случае являются функцией тока. График изменения тока, независимо от его формы, может быть разделен на элементарные участки. Для каждого участка можно определить рассеиваемую мощность и тепловое сопротивление

ление, как показано на рис. 3в. Соответственно может быть рассчитано и изменение температуры кристалла в любой момент времени.

Абсолютная температура кристалла  $T_N$  может быть определена в результате последовательных вычислений мгновенных значений изменения температуры:

$$T_N = P_1 \times (R_N - R_{N-1}) + P_2 \times (R_{N-1} - R_{N-2}) + \dots + P_{N-1} \times (R_2 - R_1) \quad (2.4.1)$$

где:

$T_N$  — изменение температуры кристалла в  $N$ -й интервал времени;

$P_N$  — мгновенное значение мощности кристалла в  $N$ -й интервал времени, рассчитанное на основании среднего значения тока в этом интервале;

$R_N$  — мгновенное значение теплового сопротивления кристалл — корпус ( $R_{thjc}$ ) для  $N$ -го момента времени.

### **ПРИНЦИП РАБОТЫ ПРОГРАММЫ**

Программа HEXRISE использует для работы значение переходного теплового импеданса  $R$  и его изменение во времени в соответствии с выражением:

$$R(t) = X_T \times T^{\gamma_T}$$

$$\text{где: } \gamma_T = \log(R_1/R_2) / \log(T_1/T_2); \quad X_T = R/T^{\gamma_T}$$

*Примечание:* данные выражения справедливы только для вычислений в пределах времени  $T_{lim}$ , ограничивающего график теплового импеданса в его линейной части (см. рис.2.4.5).



Рис.2.4.5. Кривая теплового импеданса.

Данный график обязательно приводится в технических характеристиках на силовые транзисторы и модули. В документации

## Автоматизированный электропривод

фирмы International Rectifier и ряда других ведущих производителей тепловой импеданс обозначается как  $Z_{thJC}$ .

Программа HEXRISE работает в следующей последовательности:

- С помощью графика теплового импеданса рассчитываются константы  $X_T$  и  $Y_T$ , необходимые для вычисления теплового сопротивления, как функцию времени.
- Создается таблица значений тепловых сопротивлений для различных форм тока ( $R_1...R_N$ ) и разности тепловых сопротивлений ( $R_N - R_{N-1}$ ) для выбранного количества временных интервалов.
- Рассчитываются мгновенные значения мощности рассеяния для каждого элементарного временного интервала выбранной пользователем формы тока ( $P_1...P_N$ ).
- Создается матрица из значений мощности и значений разности тепловых сопротивлений для  $N$  временных интервалов ( $P_1 \times (R_N - R_{N-1}) \dots (P_N \times R_N)$ ).
- Суммируются изменения температуры для всех интервалов времени в соответствии с выражением (2.4.1).

Как уже было сказано, программа осуществляет корректный расчет только в пределах линейной части графика теплового импеданса и позволяет рассчитывать текущее значение градиента температуры на участке кристалл—корпус.

Программа может применяться для высокочастотных схем, когда длительность импульса проводимости много меньше тепловой постоянной времени. Именно такой режим чаще всего используется в современных преобразователях. При этом мгновенные колебания температуры сравнительно невелики и основное значение имеет средняя рассеиваемая мощность. Для анализа установившегося состояния в случае, когда мгновенные изменения температуры кристалла невелики, необходимо устанавливать время расчета, равное 10 периодам проводимости.

Для такого режима необходимо учесть динамические потери, создаваемые при переключении транзистора, и рассчитать суммарную мощность рассеяния. Значение суммарной мощности необходимо для расчета перепада температуры, создаваемого теплоотводом.

В большинстве конкретных применений транзистор устанавливается на теплосток, и тепловое поведение всей конструкции зависит от параметров теплостока и способа охлаждения. Пользователя прежде всего интересует градиент темпера-

## Автоматизированный электропривод

туры между кристаллом и окружающей средой. При этом большое значение имеет не только установившееся значение, но и переходные тепловые процессы.

Ниже перечислены основные случаи, для которых применима программа HEXRISE. Комбинируя результаты расчетов в различных режимах, можно проанализировать мгновенные изменения температуры кристалла относительно корпуса и учесть влияние теплоотвода. Считается, что во всех рассматриваемых случаях постоянная времени теплоотвода много больше постоянной времени кристалла.

**РЕЖИМЫ РАБОТЫ ПРОГРАММЫ**

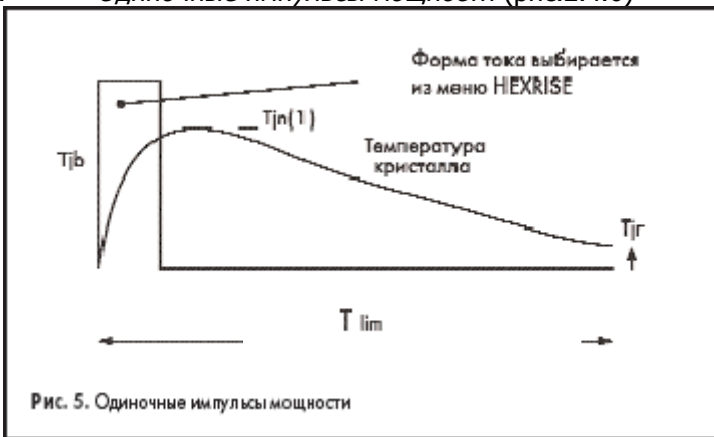
 1. *Одиночные импульсы мощности (рис.2.4.6)*


Рис.2.4.6. Одиночные импульсы мощности.

Особенности данного режима:

- Период работы транзистора (время включения + время выключения) меньше  $T_{lim}$ .
- Внешний теплоотвод отсутствует.
- Максимальная температура кристалла  $T_{jmax} = T_{jп(1)} + T_{jб}$ , где  $T_{jб}$  — начальная температура корпуса транзистора.

 2. *Повторяющиеся импульсы мощности с периодом меньше  $T_{lim}$  (рис.2.4.7)*

## Автоматизированный электропривод

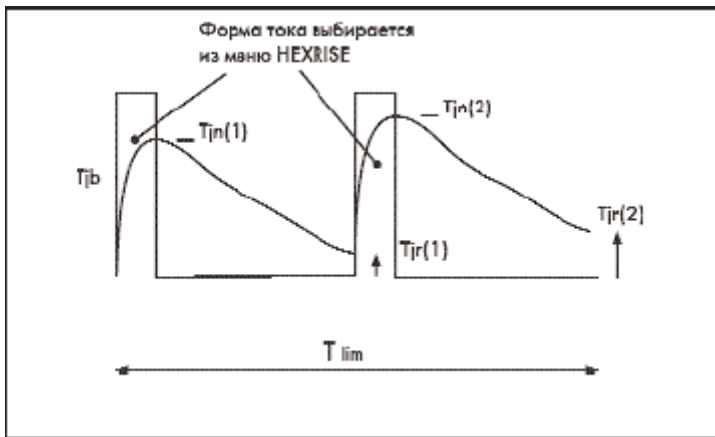


Рис.2.4.7. Повторяющиеся импульсы мощности с периодом меньше  $T_{lim}$ .

Особенности данного режима:

- Период работы транзистора (время включения + время выключения) меньше  $T_{lim}$ .
- Каждый следующий пик температуры кристалла  $T_{jn}(n)$  и температура в конце рабочего периода  $T_{jr}(n)$  выше, чем в предыдущем периоде.
- Внешний теплоотвод отсутствует.
- Максимальная температура кристалла  $T_{jmax} = T_{jn}(n) + T_b$ , где  $T_b$  — начальная температура корпуса транзистора.

3. *Повторяющиеся импульсы мощности с периодом более  $T_{lim}$  (рис.2.4.8).*

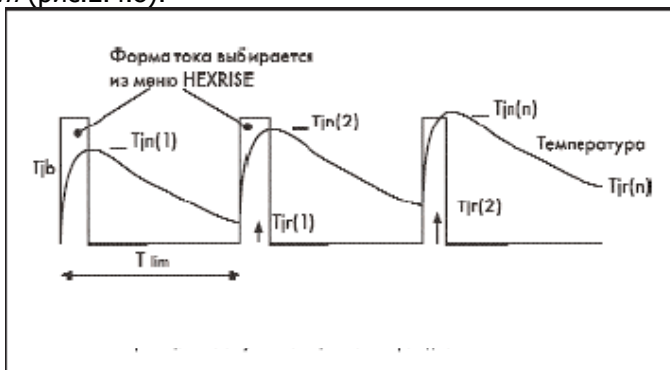


Рис.2.4.8. Повторяющиеся импульсы мощности с периодом более  $T_{lim}$ .

## Автоматизированный электропривод

- Особенности данного режима:
- Период работы транзистора (время включения + время выключения) больше или равен  $T_{lim}$ .
  - Каждый следующий пик температуры кристалла  $T_{jn}(n)$  и температура в конце рабочего периода  $T_{jr}(n)$  выше, чем в предыдущем периоде. Отсутствует режим установившегося состояния.
  - Внешний теплоотвод оказывает значительное влияние на тепловые режимы.
  - Максимальная абсолютная температура кристалла для  $n$  импульсов проводимости

$$T_{jmax} = (T_{jn}(n) - T_{jr}(n)) + W R_{thsa} + T_{amb},$$

где:

$T_{amb}$  — температура окружающей среды;

$W$  — средняя за период рассеиваемая мощность;

$R_{thsa}$  — тепловое сопротивление теплостока для  $n$ -го периода времени.

4. *Повторяющиеся импульсы мощности с учетом теплостока в установившемся состоянии (рис.2.4.9)*

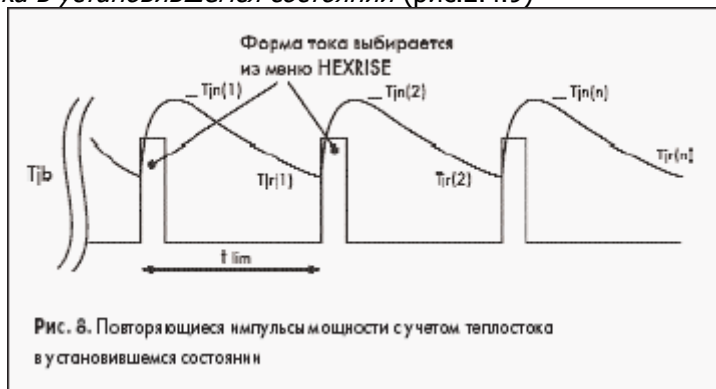


Рис.2.4.9. Повторяющиеся импульсы мощности с учетом теплостока в установившемся состоянии.

- Особенности данного режима:
- Тепловые режимы не меняются от периода к периоду  $T_{jn}(1) = T_{jn}(n)$ .
  - Максимальная абсолютная температура кристалла:

$$T_{jmax} = (T_{jn}(n) - T_{jr}(n)) + W R_{thsa} + T_{amb},$$

где:

$T_{amb}$  — температура окружающей среды;

$W$  — средняя за период рассеиваемая мощность;



## Автоматизированный электропривод

$R_{thsa}$  — тепловое сопротивление теплотока в установившемся состоянии.

В данном режиме время расчета должно быть в несколько раз больше периода проводимости для достижения установившегося состояния.

### **СИСТЕМНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ**

Программу рекомендуется устанавливать на ПК с процессором не ниже Pentium III 850 МГц и памятью 256 Мб. Объем необходимого дискового пространства зависит от установленной версии Windows. Программа не работает с Windows 95. На ПК должен быть установлен минимум Microsoft Access XP (2002) или Microsoft Access 2000.

### **ПОРЯДОК РАБОТЫ**

1. Из меню выбирается требуемая форма тока (рис.2.4.10).

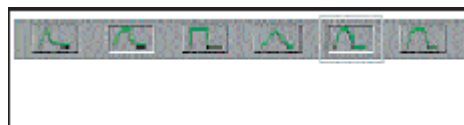


Рис.2.4.10. Допустимые формы тока.

2. На основании технических характеристик заполняется таблица (рис.2.4.11).

FET Description	IRL1004	Заголовок	
Minimum Cycles Required	0	Количество периодов	
Period of Each Waveform	0,000E+00	Значение должно быть меньше Tlim	
Larger Rth Value	0,000E+01		
Smaller Rth Value	0,000E+02		
Maximum Peak Current	0,000E+02		
Minimum Peak Current	0,000E+02	Пиковый ток	
Maximum Time for Temp Calc	0,000E+00	Из графика Rthcp	
Temp Rise Constant	0,000E+00	Значение должно быть меньше Tlim	
Charging Current Time Constant	0,000E+04		
Decaying Current Time Constant	0,000E+04	Заполняется при необходимости	
Time to End of Current Pulse	0,000E+06		
Time to Start of Current Decay	0,000E+00		
Time to Start of Decaying Current	0,000E+00		
Time to End of Decaying Current	0,000E+00		
Time to Start of Decaying Current	0,000E+00		

Рис. 10. Таблица исходных данных

Рис.2.4.11. Таблица исходных данных.

3. После ввода требуемых данных необходимо нажать кнопку «Verify Data» и при необходимости скорректиро-

## Автоматизированный электропривод

вать введенные значения.

4. Если нужно увеличить разрешение графика тока, включите режим «Manual» и измените разрешение.

5. Нажмите кнопку «Calculate Now» для запуска программы.

6. В строке состояния можно наблюдать за ходом моделирования. После окончания расчета нажатием «Amps», «Watts» или «Temp» можно выбрать необходимый режим вывода результатов.

Программа HEXRISE предназначена для оценки температуры кристалла транзисторов в различных режимах работы при различных формах тока. Программа позволяет непосредственно вычислять мгновенные колебания температуры кристалла при работе без теплоотвода. При использовании теплоотвода в режиме установившихся и меняющихся тепловых режимов результат может быть получен за счет суммирования и усреднения мгновенных тепловых процессов.

Работа программы основана на данных графика теплового импеданса, приводимых в технических характеристиках, что исключает необходимость отдельного анализа тепловых параметров кристалла и корпуса транзистора.

Программа HEXRISE имеет удобный интерфейс, позволяющий пользователю выбрать необходимую форму тока и следить за мгновенным изменением температуры кристалла.

При необходимости более подробно ознакомиться с методами расчета тепловых режимов полупроводниковых приборов и с методиками расчетов теплоотводов различных типов следует обратиться к литературе [14, 20]. Теплоотводы, производимые промышленностью, имеют все необходимые данные в отношении тепловых сопротивлений, площади поверхности, поэтому их можно просто выбирать по этим параметрам.

## 3. СТАТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

### 3.1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ШИП – ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основным вариантом реверсивного ШИП с выходом на постоянном токе является мостовая схема (рис.1.3.1), выполненная на четырех силовых транзисторных ключах ТК1-ТК4, шунтированных диодами (аналогично схеме рис.1.1.6.б). Каждый транзисторный ключ кроме выходных транзисторов содержит предвыходной каскад, блок защиты и управления. Все эти устройства не загружаются силовым током, протекающим через нагрузку. В дальнейшем рассматривается методика расчета токов, протекающих только через выходные транзисторы и включённые встречно – параллельно им диоды.

Проанализируем работу ШИП при симметричном управлении (см. рис.1.3.1). Электромагнитные процессы в нагрузке (якоре двигателя постоянного тока) при симметричном управлении транзисторными ключами ШИП изображены на рис.3.1.1. За период коммутации  $T$  здесь последовательно образуются четыре интервала, на каждом из которых ток протекает через обозначенные на рис.1.3.1 полупроводниковые приборы ШИП.

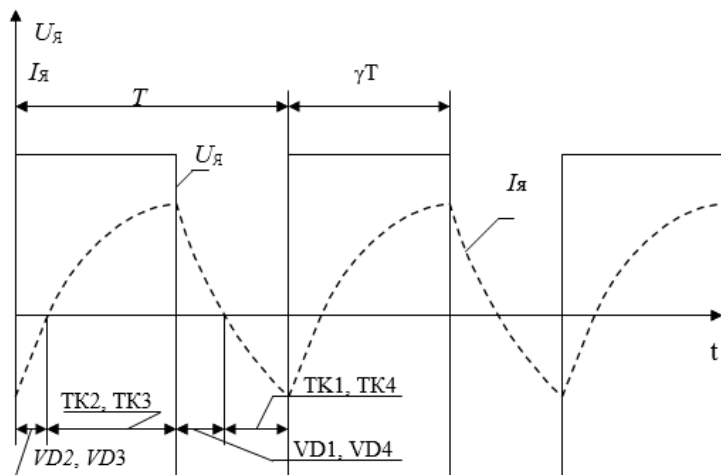


Рис.3.1.1. Электромагнитные процессы в нагрузке ШИП при симметричной коммутации.

## Автоматизированный электропривод

На рис.3.1.1 приведен наиболее общий случай знакопеременного тока нагрузки. Если ток нагрузки знакопостоянен, то интервал, на котором ток нагрузки протекает через транзисторные ключи ТК1, ТК4, отсутствует.

Электромагнитные процессы в нагрузке описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U &= r_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + E \quad \text{при } 0 < t < \gamma T \\ -U &= r_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + E \quad \text{при } \gamma T < t < T \end{aligned} \right\} \quad (3.1.1)$$

Решения этих уравнений в относительных единицах имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{\text{я}} &= 1 - \bar{\omega} + \frac{2(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_{\text{н}}}\right)} \quad \text{при } 0 < \tau < \gamma \\ \bar{i}_{\text{я}} &= -1 - \bar{\omega} - \frac{2(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_{\text{н}}}\right)} \quad \text{при } \gamma < \tau < 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.1.2)$$

где  $a_1 = e^{-\left(\frac{2}{\tau_{\text{н}}}\right)}$ ;  $b_1 = e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_{\text{н}}}\right)}$ ;  $\tau = \frac{t}{T}$  — относительное

время;  $\tau_{\text{н}} = \frac{L_{\text{я}}}{r_{\text{я}} T}$  — относительная постоянная времени;

$\bar{i}_{\text{я}} = \frac{i_{\text{я}}}{I_{\text{к}}}$  — относительный ток якоря;  $\bar{\omega} = \frac{E}{U} = \frac{C\omega}{U}$  — относи-

тельная скорость двигателя;  $I_{\text{б}} = \frac{U}{r_{\text{я}}}$  — ток короткого замыкания

двигателя;  $T$  — период коммутации;  $\gamma = \frac{t_1}{T}$  — относительная дли-

тельность включения.

Максимальное значение тока в транзисторе и диоде выходного каскада ключа ТК может быть найдено из (3.1.2) при условии  $\tau = \gamma$ :

## Автоматизированный электропривод

$$\bar{I}_{\max} = 1 - \bar{\omega} + \frac{2(a_1^2 b_1^2 - 1)}{1 - a_1^2} e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_H}\right)} \quad (3.1.3)$$

При симметричной коммутации переключаются все транзисторные ключи моста (рис.1.3.1). В этом случае состав силовой цепи на всех интервалах неизменен, изменяется лишь полярность источника питания в цепи нагрузки.

Симметричный способ управления реализуется с помощью достаточно простых схем. Его несомненным преимуществом является отсутствие зоны нечувствительности и линейность регулировочной характеристики [2]. Напряжение на нагрузке и в этом случае  $U_H = U(2\gamma - 1)$ , а токи в полупроводниковых приборах и нагрузке ШИП определяются формулами [2]:

среднее значение тока коллектора транзистора

$$\bar{I}_{\text{к.ср}} = (1 - \bar{\omega})\gamma - 2\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2};$$

действующее значение тока коллектора транзистора

$$\bar{I}_{\text{к.д}} = \sqrt{(1 - \bar{\omega})^2 \gamma - 4(1 - \bar{\omega})\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} - 2\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)^2 (b_1^2 - 1)}{(1 - a_1^2)^2}};$$

среднее значение тока диода

$$\bar{I}_{\text{д.ср}} = - \left[ (1 - \bar{\omega})(1 - \gamma) - 2\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} \right];$$

действующее значение тока диода

$$\bar{I}_{\text{д.д}} = \sqrt{(1 + \bar{\omega})(1 - \gamma) - 4(1 + \bar{\omega})\tau_H \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} - 2\tau_H \frac{(a_1^4 b_1^{-2} - 1)(1 - b_1)^2}{(1 - a_1^2)^2}};$$

среднее значение тока нагрузки

$$\bar{I}_{\text{я.ср}} = 2\gamma - \bar{\omega} - 1;$$

действующее значение тока нагрузки

$$\bar{I}_{\text{я.д}} = \sqrt{(1 + \bar{\omega})^2 - 4\bar{\omega}\gamma - 4\tau_H \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}}.$$

Недостатком ШИП с симметричным управлением являются повышенные пульсации тока в выходной цепи. Этот недоста-

ток исключается при несимметричном и поочередном способах управления ШИП.

При несимметричном управлении переключаются лишь два транзисторных ключа, расположенные на одной стороне моста, (рис.1.3.1): ТК3, ТК4 (или ТК1, ТК2 при обратной полярности входного сигнала).

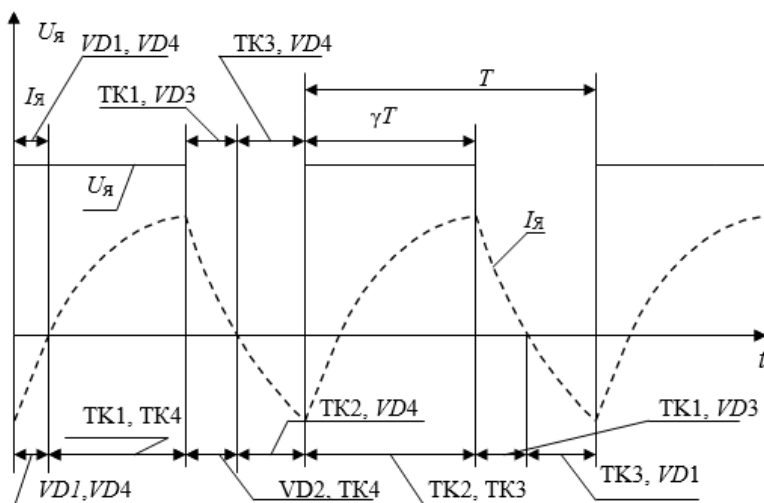


Рис.3.1.2. Электромагнитные процессы в нагрузке ШИП при несимметричном (под осью  $t$ ) и при поочередном (над осью  $t$ ) управлении.

Второй верхний на схеме транзисторный ключ ТК1 постоянно насыщен, а нижний ключ ТК2 заперт. При этом на выходе ШИП формируются знакопостоянные импульсы напряжения, и положению равновесия в системе соответствует относительная продолжительность включения одного из нижних транзисторных ключей  $\gamma = 0$ ,

Временные диаграммы электромагнитных процессов в нагрузке ШИП (для наиболее общего случая знакопеременного тока) при несимметричном управлении приведены на рис.3.1.2. Здесь в течении периода коммутации  $T$  последовательно образуются четыре интервала; полупроводниковые приборы, через которые протекает ток якоря на этих интервалах, указаны в верхней части рис.3.1.2. Электромагнитные процессы в нагрузке в течении импульса ( $\gamma T$ ) и паузы  $(1-\gamma)T$  описываются уравнениями

## Автоматизированный электропривод

$$\left. \begin{aligned} U &= r_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + E \quad \text{при } 0 < t < \gamma T \\ 0 &= r_{\text{я}} i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + E \quad \text{при } \gamma T < t < T \end{aligned} \right\} \quad (3.1.4)$$

Мгновенные значения токов для первого и второго интервалов периода находятся из решения уравнений. Эти решения имеют вид [2]:

$$\bar{i}_{\text{я}} = 1 - \frac{1 - a_1^2 b_1^{-1}}{1 - a_1^2} e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_{\text{H}}}\right)} - \bar{\omega} \quad \text{при } 0 < \tau < \gamma \quad (3.1.5)$$

$$\bar{i}_{\text{я}} = \frac{1 - b_1}{1 - a_1^2} e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_{\text{H}}}\right)} - \bar{\omega} \quad \text{при } \gamma < \tau < 1 \quad (3.1.6)$$

Средние и действующие токи в транзисторах и диодах выходного каскада ключа ТК и в нагрузке находятся по формулам:

средний ток коллектора транзисторных ключей ТК2 и ТК4

$$\bar{I}_{\text{К.СР}} = \gamma - \bar{\omega} \gamma + \tau_{\text{H}} \frac{(1 - b_1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2};$$

действующий ток коллектора транзисторных ключей ТК2 и ТК4

$$\bar{I}_{\text{К.д}} = \sqrt{(1 - \bar{\omega})^2 \gamma + 2\tau_{\text{H}}(1 - \bar{\omega}) \frac{(1 - a_1^2 b_1^{-1})(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} - \frac{\tau_{\text{H}}}{2} \frac{(1 - a_1^2 b_1^{-1})^2 (b_1^2 - 1)}{(1 - a_1^2)^2}};$$

средний ток диодов

$$\bar{I}_{\text{Д.СР}} = -\bar{\omega}(1 - \gamma) - \tau_{\text{H}} \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(1 - b_1)}{1 - a_1^2};$$

действующий ток диодов

$$\bar{I}_{\text{Д.д}} = \sqrt{\bar{\omega}^2 (1 - \gamma) + 2\tau_{\text{H}} \frac{\bar{\omega}(1 - b_1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2} - \frac{\tau_{\text{H}}}{2} \frac{(a_1^4 b_1^{-2} - 1)(1 - b_1^2)}{(1 - a_1^2)^2}};$$

средний ток нагрузки  $\bar{I}_{\text{я.СР}} = \gamma - \bar{\omega}$ ;

действующий ток нагрузки

## Автоматизированный электропривод

$$\bar{I}_{\text{я.д}} = \sqrt{\gamma - 2\bar{\omega}\gamma + \bar{\omega}^2 - \tau_{\text{H}} \frac{(1 - a_1^2 b_1^{-1})(1 - b_1)}{1 - a_1^2}}.$$

Из уравнения (3.1.5) при  $\tau = \gamma$  определяется максимум тока транзистора и диода выходного каскада транзисторного ключа ТК

$$\bar{I}_{\text{max}} = 1 - \frac{(1 - a_1^2 b_1^{-1})}{1 - a_1^2} e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_{\text{H}}}\right)} - \bar{\omega}. \quad (3.1.7)$$

При несимметричном управлении ШИП напряжение на нагрузке (якоре двигателя постоянного тока)  $U_{\text{я}} = \gamma U$ .

При поочерёдном способе управления ШИП в состоянии переключения находятся все четыре транзисторных ключа, но частота переключения каждого ключа вдвое меньше частоты коммутации тока в нагрузке (рис.3.1.2). Управляющие напряжения транзисторных ключей ТК<sub>1</sub>, ТК<sub>2</sub> и ТК<sub>3</sub>, ТК<sub>4</sub> постоянно находятся в противофазе; при этом транзисторные ключи одной фазной группы переключаются через период  $T$ . Этим достигаются одинаковые условия работы полупроводниковых приборов ШИП.

Электромагнитные процессы в нагрузке при поочередном управлении - такие же, как при несимметричном управлении (рис.3.1.2). На интервале  $T$  нагрузка включена в цепь источника питания через диагонально расположенные транзисторные ключи ТК<sub>1</sub>, ТК<sub>4</sub>, а на интервале  $(1-\gamma)T$  она закорочена с помощью верхних или нижних ключей, так как транзисторные ключи ТК<sub>1</sub> и ТК<sub>4</sub> запираются поочерёдно через период  $T$ . Последовательность образования коммутационных интервалов в течении времени  $2T$  и полупроводниковые приборы, проводящие ток на этих интервалах, указаны в нижней части рис.3.1.2. При поочередном управлении на нагрузке также формируются знакопостоянные импульсы напряжения продолжительностью  $\gamma T$ .

Средние токи в транзисторных ключах при поочерёдном управлении определяются как полусумма тока ТК<sub>2</sub> (ТК<sub>4</sub>) и тока нагрузки, а действующие токи равны сумме действующего тока ТК<sub>2</sub> (ТК<sub>4</sub>) и тока нагрузки, разделённой на 2. Средние токи диодов при поочерёдном управлении вдвое меньше средних токов диодов при несимметричном управлении, а действующие токи



меньше в 2 раза. Максимальные величины токов в транзисторных ключах и диодах находятся из уравнения (3.1.7).

### 3.2. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ В СИСТЕМЕ ШИП – ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Уравнения механических характеристик электроприводов ШИП - двигатель в относительных единицах, полученные на основании уравнений для средних напряжений на якоре двигателя, имеют вид:

а) для несимметричного и поочередного управления с однополярными импульсами выходного напряжения ( $\gamma_0 = 0$ ) [2]

$$\bar{\omega} = \gamma - \bar{I}_я, \quad (3.2.1)$$

б) для симметричного управления со знакопеременными импульсами выходного напряжения ( $\gamma_0 = 0,5$ )

$$\bar{\omega} = (2\gamma - 1) - \bar{I}_я. \quad (3.2.2)$$

Как следует из (3.2.1) и (3.2.2), механические характеристики системы ШИП - двигатель постоянного тока представляют собой семейство прямых с постоянным углом наклона к оси абсцисс, пересекающих ось ординат при  $\omega = \gamma$  (при несимметричном и поочередном управлении с  $\gamma=0$ ) или при  $\omega=2\gamma - 1$  (при симметричном управлении с  $\gamma=0,5$ ).

Таким образом, механические характеристики системы ШИП - двигатель постоянного тока аналогичны естественным механическим характеристикам двигателя. Импульсное управление двигателем от ШИП практически не искажает естественных механических характеристик первого.

Характеристика управления ШИП определяется широтно-импульсным модулятором, преобразующим напряжение управления в скважность управляющих транзисторными ключами импульсов. Обычно модуляторы имеют линейную характеристику управления, поэтому коэффициент передачи ШИП определяется

выражением 
$$K_{\text{ШИП}} = \frac{U_{\text{пит}} \gamma_{\text{max}}}{U_{\text{ymax}}},$$

где  $\gamma_{\text{max}}$  – максимальная скважность управляющих импульсов,  $U_{\text{пит}}$  – напряжение питания ШИП,  $U_{\text{ymax}}$  – максимальное напряжение управления.

### 3.3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ В СИСТЕМЕ ШИП – ДВИГАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Потери мощности в якоре двигателя постоянного тока при симметричном управлении ШИП ( $\gamma_0=0,5$ ) определяется по формуле [2]

$$\square P_{\text{я}} = r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2 + 4r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2 [\gamma(1-\gamma)\tau_{\text{н}} X] = r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2 (1 + \alpha_{\text{к}} \alpha_{\text{р}}); \quad (3.3.1)$$

при несимметричном и поочерёдном управлении ( $\gamma_0 = 0$ )

$$\square P_{\text{я}} = r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2 + r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2 [\gamma(1-\gamma)\tau_{\text{н}} X] = r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2 (1 + \alpha_{\text{к}} \alpha_{\text{р}}), \quad (3.3.2)$$

где 
$$X = \frac{(1 - \exp(-\gamma/\tau_{\text{н}}))(1 - \exp(-(1-\gamma)\tau_{\text{н}}))}{1 - \exp(-1/\tau_{\text{н}})}$$

коэффициент пульсаций тока якоря,  $\alpha_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{я}}}$ ;

$$\alpha_{\text{р}} = \gamma(1-\gamma) - \tau_{\text{н}} X.$$

Общие потери мощности в цепи якоря двигателя представляют собой сумму основной составляющей  $r_{\text{я}} I_{\text{к}}^2$ , соответствующей потерям при питании двигателя от идеального источника постоянного напряжения, и дополнительной составляющей, обусловленной пульсациями тока в цепи якоря:

$$\Delta P_{\text{яд}} = I_{\text{к}}^2 r_{\text{я}} \alpha_{\text{к}} \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0, \quad \Delta P_{\text{яд}} = 4 I_{\text{к}}^2 r_{\text{я}} \alpha_{\text{к}} \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0,5.$$

В относительных единицах дополнительные потери  $\Delta P_{\text{яд}}$  определяются выражениями [2]

$$\Delta P_{\text{яд}} = \alpha_{\text{к}} \alpha_{\text{р}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0, \quad \Delta P_{\text{яд}} = 4 \overline{\alpha_{\text{к}} \alpha_{\text{р}}} \quad \text{при } \gamma_0 = 0,5.$$

Относительные дополнительные потери в двигателе являются функцией коэффициента  $\alpha_{\text{р}}$ , который в свою очередь зависит от  $\gamma$ ,  $\tau_{\text{н}}$ ,  $X$ . Последние зависимости имеют максимум при  $\gamma = 0,5$  [2]. В области  $0 < \tau_{\text{н}} < 3$  эта зависимость близка к квадратичной ( $\alpha_{\text{р}})_{\gamma=0,5} \approx 0,0045/\tau_{\text{н}}^2$ , при  $\tau_{\text{н}} > 3$  она представляется линейной зависимостью вида  $(\alpha_{\text{р}})_{\gamma=0,5} \approx 0,0217/\tau_{\text{н}} - 0,0261$ .

Как известно, основными составляющими потерь в силовых

## Автоматизированный электропривод

транзисторах ШИП являются потери на переключение  $P_{\text{пер}}$  и потери в насыщенном состоянии  $P_{\text{нас}}$  [2]:

$$P_T = P_{\text{пер}} + P_{\text{нас}} = K_\alpha I_Y U_f \frac{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}}{2} + I_{\text{тд}}^2 r_T,$$

где 
$$K_\alpha = 1 + \alpha_K \left( \frac{1 - b_1^{-1}}{1 - \exp(-1/\tau_H)} - \gamma \right) = 1 + \alpha_K K'_\alpha$$

для систем с  $\gamma_0 = 0$  и

$K_\alpha = 1 + 2\alpha_K K'_\alpha$  для систем с  $\gamma_0 = 0,5$ ,  $r_T$  – динамическое сопротивление транзистора в режиме насыщения;  $t_{\text{вкл}}$ ,  $t_{\text{выкл}}$  – время включения и время выключения транзисторного ключа.

Значение  $K'_\alpha$  максимально при

$$\gamma_{\text{max}} = \tau_H \ln \left( \frac{1}{\tau_H (1 - \exp(-1/\tau_H))} \right).$$

Приближённо можно считать, что при  $0 < \tau_H^{-1} < 1$  имеем  $\gamma_{\text{max}} = 0,5$ . Если  $\tau_H^{-1} > 1$ , то максимум сдвигается в область меньших значений  $\gamma$ .

Зависимость  $K'_{\alpha \text{max}} = f(\tau_H^{-1})$  в области  $\tau_H^{-1} < 3$  описывается линейным уравнением [2]:  $K'_{\alpha \text{max}} = 0,116\alpha_K/\tau_H$ , при этом  $K_\alpha = 1 + 0,116\alpha_K/\tau_H$ , если

$$\gamma_0 = 0 \text{ и } K_\alpha = 1 + 0,232\alpha_K/\tau_H, \text{ если } \gamma_0 = 0,5.$$

В современных электроприводах частота коммутации ШИП выбирается достаточно высокой (до нескольких килогерц). При этом практически всегда удовлетворяется неравенство  $\tau_H^{-1} < 1$ . Тогда действующий ток транзистора определяется в основном моментом на валу двигателя. Ухудшение энергетических характеристик системы ШИП-ДПТ из-за импульсного характера питания обусловлено дополнительными потерями в меди якоря двигателя и потерями на переключение в силовых транзисторах. Эти обстоятельства позволяют определить оптимальную частоту коммутации в ШИП.

Суммарные дополнительные потери в системе ШИП-ДПТ в относительных единицах будут [2]

## Автоматизированный электропривод

$$\Delta \bar{P}_{\text{яд}} + \bar{P}_{\text{пер}} = \frac{0,0045 \alpha_{\text{к}}}{\tau_{\text{н}}^2} + \frac{\tau_{\text{вкл}} + \tau_{\text{выкл}}}{2\tau_{\text{н}}} (\tau_{\text{н}} + 0,616 \alpha_{\text{к}}) \quad \text{при } \gamma_0=0, \quad (3.3.3)$$

$$\Delta \bar{P}_{\text{яд}} + \bar{P}_{\text{пер}} = \frac{0,018 \alpha_{\text{к}}}{\tau_{\text{н}}^2} + \frac{\tau_{\text{вкл}} + \tau_{\text{выкл}}}{2\tau_{\text{н}}} (\tau_{\text{н}} + 0,232 \alpha_{\text{к}}) \quad \text{при } \gamma_0=0,5, \quad (3.3.4)$$

где  $\tau_{\text{вкл}} = t_{\text{вкл}}/T$ ,  $\tau_{\text{выкл}} = t_{\text{выкл}}/T$  – относительное время включения и выключения транзисторного ключа.

Определение минимума дополнительных потерь в системе ШИП-ДПТ может быть выполнено из условия

$$\frac{\partial(\Delta \bar{P}_{\text{яд}} + \bar{P}_{\text{пер}})_{\gamma=0,5}}{\partial(\tau_{\text{н}}^{-1})} = 0,$$

которое позволяет в первом приближении найти (в герцах) оптимальную частоту коммутации в ШИП [2]:

$$f_{\text{опт}} = K_f \sqrt[3]{\frac{\alpha_{\text{к}} r_{\text{я}}^2}{L_{\text{я}}^2 (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})}} \quad (3.3.5)$$

где  $K_f=0,26$  для систем ШИП-ДПТ с  $\gamma_0=0$  и  $K_f=0,332$  для систем ШИП-ДПТ с  $\gamma_0=0,5$ .

При выборе способа управления ШИП необходимо исходить из требований, предъявляемых к регулировочным и энергетическим характеристикам электропривода. Симметричное управление ШИП позволяет получить линейные регулировочные характеристики двигателя. Однако энергетические характеристики ШИП при этом способе управления ухудшены вследствие повышенных пульсаций тока в якоре и в полупроводниковых приборах.

При несимметричном и поочередном управлении ШИП в регулировочной характеристике электропривода имеет место зона нечувствительности. Схемные способы уменьшения этой зоны ухудшают устойчивость электропривода.

Энергетические характеристики ШИП с несимметричным и поочередным управлением лучше, чем у ШИП с симметричным управлением, так как пульсации тока здесь в два раза меньше.

Определение оптимальной частоты коммутации в ШИП

## Автоматизированный электропривод

представляет собой достаточно сложную и неоднозначную задачу. Ранее эта задача рассмотрена для случая, когда в качестве критерия принят минимум суммарных дополнительных потерь в двигателе и транзисторах – потерь, обусловленных пульсациями тока якоря. Минимизация суммарных дополнительных потерь в электроприводе, связанная с расчетом оптимальной частоты коммутации  $f_{\text{ПТ}}$ , остаётся также достаточно сложной из-за чрезвычайно трудоемкого расчёта динамических потерь в силовых полупроводниковых ключах.

Уравнение (3.3.5) позволяет определить  $f_{\text{ПТ}}$  лишь в первом приближении. Значения  $t_{\text{вкл}}$ ,  $t_{\text{выкл}}$ , входящие в выражение потерь на переключение в транзисторах, зависят от коэффициента форсировок на включение  $K_1 = h_{21E} I_{\text{Б.ВК}} / I_{\text{C max}}$  и выключение  $K_2 = h_{21E} I_{\text{Б.ВЫК}} / I_{\text{C max}}$  выходных транзисторов ключа ТК, от их типа и от параметров импульсов базового тока.

При прямоугольных импульсах базового тока значения  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  могут быть приближённо определены выражениями:

$$t_{\text{вкл}} = T_T \ln(h_{21E} I_{\text{Б.ВК}} / (h_{21E} I_{\text{Б.ВК}} - I_{\text{К max}})) = T_T \ln(K_1 / (K_1 - 1));$$

$$t_{\text{выкл}} = T_T \ln((h_{21E} I_{\text{Б.ВЫК}} + I_{\text{К max}}) / (h_{21E} I_{\text{Б.ВЫК}})) = T_T \ln((K_2 + 1) / K_2),$$

где  $T_T$  – постоянная времени транзистора,  $c$ ;  $h_{21E}$  – коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером;  $I_{\text{Б.ВК}}$  – максимальный включающий ток базы, А;  $I_{\text{Б.ВЫК}}$  – максимальный выключающий ток базы, А;  $I_{\text{К max}}$  – максимальный коллекторный ток в транзисторе, определяемый нагрузкой, А.

Время включения и выключения силового ключа можно определить по справочным данным для мощного IGBT-транзистора и MOSFET-транзистора по формулам:  $t_{\text{вкл}} = t_{\text{нар}}(t_R)$ ;  $t_{\text{выкл}} = t_{\text{сп}}(t_F)$ .

Расчёт токов в выходных транзисторах и диодах транзисторных ключей производится с помощью зависимостей, приведенных ранее.

В паспортных данных силовых транзисторов и диодов обычно приводится допустимая рассеиваемая мощность как с радиатором, так и без него. Поэтому определение мощности, рассеиваемой транзистором и диодом, может рассматриваться как конечный результат расчёта.

## 4. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА И РАСЧЕТ СИЛОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ШИП

### 4.1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИЛОВЫХ КАСКАДОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ДРАЙВЕРОВ

*В следующих разделах рассматриваются темы: выбор номиналов основных компонентов, таких как бутстрепной цепи и затворных резисторов; анализ паразитных элементов полумоста с сопутствующими эффектами и возможные решения этих проблем. В последнем разделе рассматриваются советы по оптимизации топологии.*

*Все ситуации и решения рассматриваются для типичных International Rectifier монолитных вентильных драйверов с плавающим бутстрепным питанием.*

#### **БУТСТРЕПНАЯ ЦЕПЬ**

Бутстрепная цепь, образованная диодом (bootstrap diode) и конденсатором (bootstrap capacitor) включается так, как показано на рис.4.1.1.

Схема работает следующим образом. Когда  $V_S$  понижается до потенциала земли (из-за включенного транзистора нижнего уровня или вследствие нагрузки, в зависимости от конфигурации схемы) конденсатор (bootstrap capacitor) заряжается через диод (bootstrap diode) от источника питания  $V_{CC}$ . Таким образом, обеспечивается требуемая величина напряжения питания верхнего плеча драйвера  $V_B$ .

Преимущества этого метода заключаются в его простоте и дешевизне, однако на его применение накладываются некоторые ограничения, скважность и время включения ограничены требованиями подзарядки бутстрепного конденсатора.

Выбор оптимального значения емкости конденсатора может значительно уменьшить эти ограничения.

## Автоматизированный электропривод

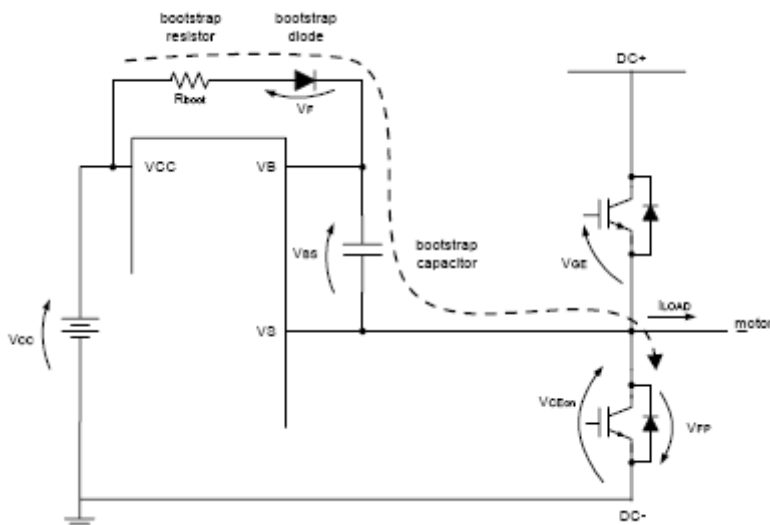


Рис.4.1.1. Схема бутстрепного источника питания.

**Выбор бутстрепного конденсатора**

Первым требованием при выборе бутстрепного конденсатора является достижение минимального напряжения пульсаций на выводе питания драйвера  $VB$  ( $\Delta VBS$ ), которое должно быть обеспечено, когда IGBT верхнего плеча включен.

Если  $VGEmin$  – минимальное напряжение между затвором и эмиттером, необходимое для поддержания IGBT верхнего плеча в открытом состоянии, то напряжение пульсаций должно быть:

$$\Delta VBS \leq VCC - VF - VGEmin - VCEon$$

при условии:

$$VGEmin > VBSUV-,$$

где  $VCC$  – напряжение источника питания ИМС драйвера,  $VF$  – прямое напряжение на диоде,  $VCEon$  – напряжение между коллектором и эмиттером нижнего плеча IGBT, а  $VBSUV-$  – нижняя граница снижения напряжения источника верхнего плеча, соответствующая порогу срабатывания.

## Автоматизированный электропривод

Существует ряд факторов, приводящих к снижению величины напряжения  $V_{BS}$ :

- заряд затвора, необходимый для включения IGBT ( $Q_G$ );
- ток утечки затвор-эмиттер IGBT ( $ILK_{GE}$ );
- ток покоя схемы драйвера верхнего уровня ( $IQBS$ );
- ток утечки отключенной части ИМС драйвера ( $ILK$ );
- ток утечки бутстрепного диода ( $ILK_{DIODE}$ );
- ток смещения включенного диода ( $IDS$ );
- заряд, необходимый внутренним схемам сдвига уровней ( $QLS$ );
- ток утечки бутстрепного конденсатора ( $ILK_{CAP}$ );
- время включения верхнего плеча ( $THON$ ).

$ILK_{CAP}$  относится только к случаю, когда конденсатор является электролитическим и может быть проигнорирован при использовании других типов конденсаторов. При этом настоятельно рекомендуется использовать по меньшей мере один керамический конденсатор с низким ESR (эквивалентным последовательным сопротивлением). Если в качестве бутстрепного конденсатора используется алюминиевый электролитический конденсатор, то параллельно ему вблизи выводов ИМС драйвера должен находиться отдельный керамический конденсатор с низким ESR.

Если же в качестве бутстрепного конденсатора используется керамический или танталовый конденсатор, то этого уже само по себе достаточно для нормальной работы драйвера.

Таким образом, минимальный заряд, необходимый для питания бутстрепного конденсатора:

$$Q_{TOT} = Q_G + QLS + (ILK_{GE} + IQBS + ILK + ILK_{DIODE} + ILK_{CAP} + IDS) \cdot THON$$

Минимальная величина емкости бутстрепного конденсатора:

$$C_{BOOT} \min = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{BS}}$$

Рассмотрим пример, где используются 25A @ 125C IGBT (IRGP30B120KD) и высоковольтный полумостовой вентильный драйвер (IR2214):

- $IQBS = 800$  мкА (справочные данные IR2214);



## Автоматизированный электропривод

- $ILK = 50$  мкА (справочные данные IR2214);
- $QLS = 20$  нКл;
- $QG = 160$  нКл (справочные данные IRGP30B120KD);
- $ILK_{GE} = 100$  нА (справочные данные IRGP30B120KD);
- $ILK_{DIODE} = 100$  мкА (с обратным временем восстановления  $< 100$  нс);
- $ILK_{CAP} = 0$  (для керамического конденсатора);
- $IDS = 150$  мкА (справочные данные IR2214);
- $THON = 100$  мкс.

Известно также, что:

- $VCC = 15$  В
- $VF = 1$  В
- $VCEonmax = 3.1$  В
- $VGEmin = 10.5$  В

Тогда максимальное напряжение пульсаций:

$$\Delta VBS \leq VCC - VF - VGEmin - VCEon = 15В - 1В - 10.5В - 3.1В = 0.4В$$

И емкость бутстрепного конденсатора:

$$C_{BOOT} \geq \frac{290 \text{ нКл}}{0,4В} = 725 \text{ нФ}$$

**ПРИМЕЧАНИЕ:** В примере выбрана величина  $VCC = 15В$ . Для некоторых IGBTs требуются более высокие значения напряжения источника питания для нормальной работы бутстрепной цепи. Любые вариации  $VCC$  должны быть учтены в вышеприведенных формулах.

### ***Соображения по бутстрепной цепи***

#### **а. Пульсации напряжения**

В процессе заряда бутстрепного конденсатора возможны три различные ситуации (см. рис.4.1.1):

•  $I_{LOAD} < 0$ ; ток нагрузки течет через IGBT нижнего плеча, определяя соответствующее значение  $VCEon$ , следовательно:

$$VBS = VCC - VF - VCEon$$

В этом случае величина  $VBS$  имеет наименьшее значение. Эта ситуация наихудшая для выбора бутстрепного конденсатора.

## Автоматизированный электропривод

Когда IGBT выключается, напряжение в точке  $V_S$  возрастает за счет тока нагрузки до тех пор, пока обратный диод верхнего плеча не получит прямое смещение.

- $I_{LOAD} = 0$ ; IGBT не нагружается до тех пор, пока не включится и величиной  $V_{CE}$  можно пренебречь:  $V_{BS} = V_{CC} - V_F$

- $I_{LOAD} > 0$ ; ток нагрузки течет через обратный диод и  $V_{BS} = V_{CC} - V_F + V_{FP}$

В этом случае величина  $V_{BS}$  имеет наибольшее значение. При включении IGBT верхнего плеча,  $I_{LOAD}$  течет через него и  $V_S$  возрастает.

Таким образом, для минимизации риска уменьшения напряжения, бутстрепный конденсатор должен выбираться для случая  $I_{LOAD} < 0$ .

### б. Бутстрепный резистор

Резистор ( $R_{boot}$ ) размещается последовательно с бутстрепным диодом (см. рис.4.1.1) и ограничивает ток заряда бутстрепного конденсатора в начальной стадии. Во избежание увеличения постоянной времени для  $V_{BS}$  рекомендуется выбирать значение сопротивления резистора в пределах 5 – 10 Ом. Минимальное значение времени заряда или перезаряда бутстрепного конденсатора должно быть сопоставимо с этой постоянной времени.

### в. Бутстрепный конденсатор

Для высоких значений  $T_{HOV}$  в схемах, где используется электролитический конденсатор, должно приниматься во внимание его ESR. Это паразитное сопротивление образует делитель напряжения с  $R_{boot}$ , формирующий ступенчатое напряжение на  $V_{BS}$  в первый момент заряда бутстрепного конденсатора. Ступенчатое напряжение и скорость нарастания ( $dV_{BS}/dt$ ) должны быть ограничены. Как правило, ESR должно удовлетворять следующему ограничению:

$$\frac{ESR}{ESR + R_{boot}} \cdot V_{CC} \leq 3 \text{ В}$$

Параллельное соединение небольшого керамического и большого электролитического конденсаторов является наилучшим компромиссом. Первый является быстродействующим заряжающим, благодаря только вентилю заряда и ограничению  $dV_{BS}/dt$  за

счет снижения эквивалентного сопротивления, а второй держит величину пульсаций для  $V_{BS}$  в соответствии с желаемой  $\Delta V_{BS}$ .

#### г. Бутстрепный диод

Диод должен иметь максимальное обратное напряжение, превышающее значение  $DC+$  и малое время восстановления ( $t_{rr} < 100$  нс) для минимизации количества заряда, отдаваемого обратно от бутстрепного конденсатора к источнику питания  $V_{CC}$ .

### СОПРОТИВЛЕНИЯ ЗАТВОРА

Скорость переключения выходного транзистора обусловлена правильным выбором резисторов, управляющих затворным током включения и выключения. В следующем разделе излагаются несколько основных правил выбора резисторов для получения желаемого времени переключения и скорости за счет введения эквивалентного выходного сопротивления вентиляционного драйвера ( $RDR_p$  и  $RDR_n$  соответственно для p и n канала).

В примерах всегда используется IGBT силовой транзистор. Рис.4.1.2 отображает терминологию, используемую в следующих подразделах. В дополнение,  $V_{ge}^*$  означает пологий участок напряжения,  $Q_{gc}$  и  $Q_{ge}$  означают заряд затвор-коллектор и затвор-эмиттер соответственно.

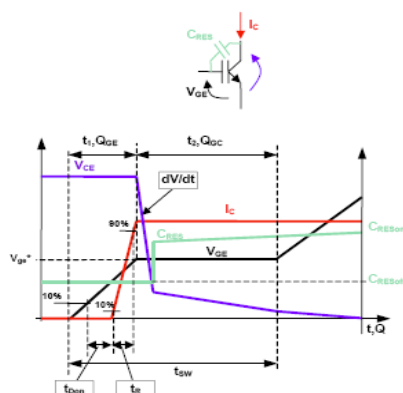


Рис.4.1.2. Основные параметры и термины.

### Выбор включающего резистора затвора

Сопротивления затвора могут быть выбраны в порядке, исходя из времени переключения или крутизны выходного напряжения. Далее представлены оба метода.

### Время переключения

Для вопросов расчета, изложенных далее, время переключения  $t_{sw}$  определяется как время пологого участка напряжения до момента его окончания (общий заряд  $Q_{gc} + Q_{ge}$  приложен к IGBT затвору). Для получения желаемого времени переключения сопротивление затвора может быть определено, исходя из  $Q_{ge}$  и  $Q_{gc}$ ,  $V_{cc}$ ,  $V_{ge}^*$  (см. рис.4.1.3):

$$I_{avg} = \frac{Q_{gc} + Q_{ge}}{t_{sw}} \quad \text{и}$$

$$R_{TOT} = \frac{V_{cc} - V_{ge}^*}{I_{avg}} ,$$

где  $R_{TOT} = R_{DRp} + R_{Gon}$ ,  $R_{Gon}$  – сопротивление включающего резистора затвора, а  $R_{DRp}$  = эквивалентное сопротивление включенного драйвера (из справочных данных вентиляного драйвера).

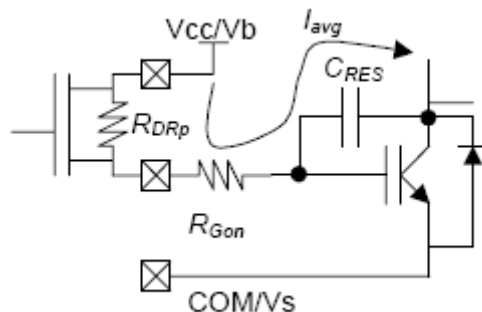


Рис.4.1.3. Определение  $R_{Gon}$ .

Таблица 4.1.1 показывает величину сопротивления затвора для двух обычно используемых IGBT транзисторов (расчет сделан, используя типовые справочные данные в предположении, что  $V_{CC}=15B$ ).

### Крутизна выходного напряжения

Включающий резистор затвора  $R_{Gon}$  может быть рассчитан, исходя из крутизны выходной характеристики ( $dV_{OUT}/dt$ ). Пока выходное напряжение имеет нелинейный характер, максимум крутизны выходной характеристики описывается приблизительно как:

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{I_{avg}}{C_{RESoff}}$$

Преобразование выражения относительно  $I_{avg}$  и подстановка в формулу для  $RTOT$  позволяет получить:

$$RTOT = \frac{V_{CC} - V_{ge*}}{C_{RESoff} \cdot \frac{dV_{out}}{dt}}$$

Так, например, таблица 4.1.2 показывает результаты расчета сопротивления затвора для значения крутизны  $dV_{out}/dt=5B/нс$ , когда используются два популярных IGBT транзистора, типовые справочные данные и предполагается, что  $V_{CC}=15B$ .

### Выбор выключающего резистора затвора

Наихудший случай при выборе выключающего резистора  $R_{Goff}$  когда коллектор IGBT, находящегося в выключенном состоянии принудительно коммутируется за счет внешних причин.

В этом случае  $dV/dt$  выходного узла индуцирует паразитный ток через  $C_{RESoff}$ , протекающий также через  $R_{Goff}$  и  $R_{DRn}$  (см. рис.4.1.4) <sup>1</sup>.

Если пульсации напряжения на затворе превышают пороговое напряжение IGBT, устройство может самопроизвольно

## Автоматизированный электропривод

включиться, вызывая значительный колебательный процесс и соответствующую кросспроводимость.

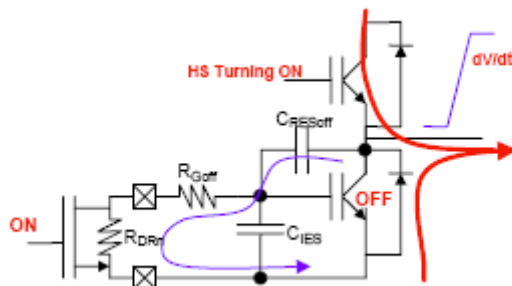


Рис.4.1.4. Определение  $R_{Goff}$ : путь тока когда нижнее плечо выключено, а верхнее плечо включено.

Далее описывается как рассчитать выключающий резистор, когда причиной выходного  $dV/dt$  является включение IGBT верхнего плеча (как показано на рис.4.1.4).

Возможны и другие причины  $dV/dt$ , которые необходимо учитывать. Так, например,  $dV/dt$ , генерируемое длинным кабельным соединением электродвигателя (высокочастотные выбросы).

По этой причине выключающее сопротивление должно быть правильно рассчитано в соответствии с наихудшим случаем применения.

Следующее уравнение устанавливает отношение IGBT порогового напряжения затвора к коллекторному  $dV/dt$ :

$$V_{th} \geq (R_{Goff} + R_{DRn}) \cdot I = (R_{Goff} + R_{DRn}) \cdot C_{RESoff} \frac{dV}{dt}$$

Преобразование уравнения позволяет получить:

$$R_{Goff} \leq \frac{V_{th}}{C_{RESoff} \cdot \frac{dV}{dt}} - R_{DRn}$$

Так, например, таблица 4.1.3 показывает результаты расчета  $R_{Goff}$  для двух популярных IGBT при  $dV_{out}/dt = 5B/нс$ .

<sup>1</sup> Справедливо допущение, что напряжение на затворе остается неизменным в течение  $dV/dt$ . Такой результат возможен тогда, когда  $CIES$  по крайней мере на два порядка больше по величине, чем  $CRES$ .

**ПРИМЕЧАНИЕ:** Приведенные выше равенства представляют приблизительный подход к расчету сопротивлений затвора. Более точный выбор возможен на основе более точных расчетов при моделировании устройства, определении влияния паразитных компонентов на печатной плате, топологии силовой части и соединений.

**Таблица 4.1.1: Результаты расчета  $R_{Gon}$  по  $t_{sw}$  (для  $RDR_p = 70\text{м}$ )**

IGBT	$Q_{ge}$	$Q_{gc}$	$V_{g e^*}$	$t_{sw}$	$I_{avg}$	$R_{tot}$	$R_{Gon} \rightarrow$ стан- дартное значе- ние	$T_{sw}$
IRGP30B12 0K(D)	19н Кл	82н Кл	9В	400 нс	0.2 5А	24 Ом	$RTOT -$ $RDR_p =$ 17 Ом $\rightarrow$ 18 Ом	$\rightarrow 42$ 0нс
IRG4PH30K (D)	10н Кл	20н Кл	9В	200 нс	0.1 5А	40 Ом	$RTOT -$ $RDR_p =$ 33 Ом	$\rightarrow 20$ 0нс

**Таблица 4.1.2: Результаты расчета  $R_{Gon}$  по  $dV_{OUT}/dt$  (для  $RDR_p = 70\text{м}$ )**

IGBT	$Q_{ge}$	$Q_{gc}$	$V_{g e^*}$	$CRES_{off}$	$R_{tot}$	$R_{Gon} \rightarrow$ стан- дартное значение	$dV_{out}/$ $dt$
IRGP30B120 K(D)	19н Кл	82н Кл	9В	85пФ	140 м	$RTOT -$ $RDR_p =$ 7 Ом $\rightarrow$ 8.2 Ом	$\rightarrow 4.5V$ /нс

IRG4PH30K(D)	10н Кл	20н Кл	9В	14пФ	850 М	RTOT RDRp 78 Ом 82 Ом	- = → →	→5V/н с
--------------	-----------	-----------	----	------	----------	--------------------------------	------------------	------------

**Таблица 4.1.3: Результаты расчета R<sub>Goff</sub>**

IGBT	V <sub>th</sub> (min)	CRE <sub>Soff</sub>	R <sub>Goff</sub>
IRGP30B120K(D)	4В	85пФ	R <sub>Goff</sub> ≤ 4 Ом
IRG4PH30K(D)	3В	14пФ	R <sub>Goff</sub> ≤ 35 Ом

### ЭФФЕКТЫ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

На рис.4.1.5 изображены силовой каскад полумоста и его драйвер. Проанализируем некоторые характеристики драйвера и силового каскада.

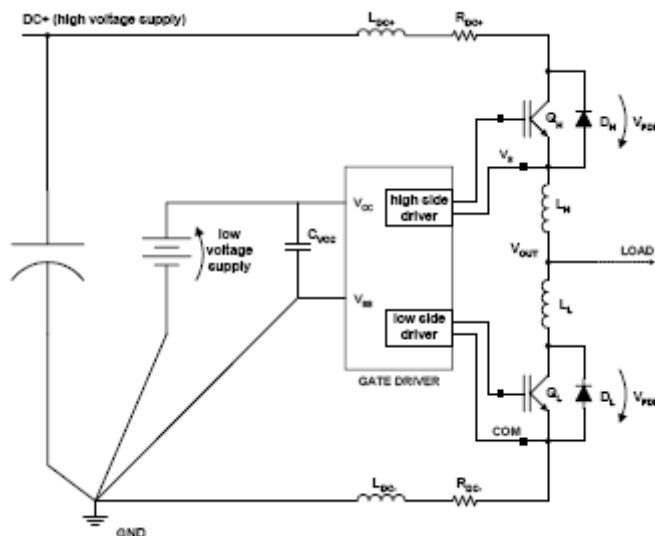


Рис.4.1.5. Паразитные элементы в силовом каскаде.

Для правильного построения силового каскада важно знать эффекты от индуктивных паразитных элементов. В нор-



мальном режиме работы броски напряжения, вызванные быстрыми изменениями тока, могут повлиять на рабочие характеристики вентильного драйвера.

При наличии сигналов большой и малой мощности, распространяющихся по одной и той же земле, важно избегать земляных контуров на плате или земляных плоскостях, замкнутых на переключаящиеся узлы платы.

Это решение уменьшает шум, связанный с локальной землей драйвера. Кроме того, предлагается делать звездообразные соединения между земляными выводами и землей платы для всех вентильных драйверов (см. типы топологии).

### ***Потенциал вывода COM ниже потенциала вывода GND ( $V_{SS-COM}$ )***

Для объяснения этого явления рассмотрим работу IGBT нижнего плеча. Рис.4.1.6 показывает одну из возможных конфигураций паразитных элементов в полумостовой схеме (здесь эмиттерный шунт датчика включен для полноты картины).

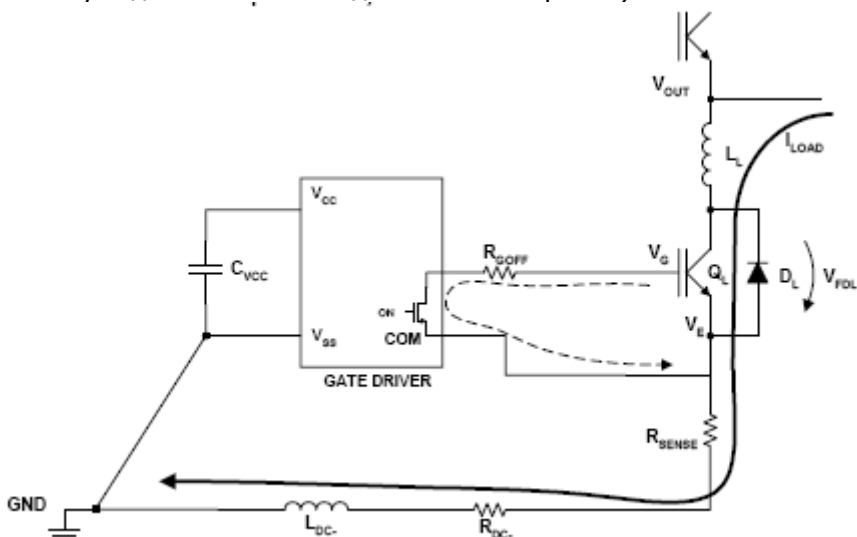


Рис.4.1.6. Паразитные элементы при выключении нижнего плеча.

Рассмотрим выключение IGBT нижнего плеча (пунктирная

## Автоматизированный электропривод

стрелка), когда ток нагрузки протекает через него (полужирная стрелка). Так как силовой элемент выключается, ток, текущий в паразитной индуктивности ( $L_{DC-}$ ), быстро изменяется и индуцируемое напряжение сдвигает COM ниже уровня земли. Величина обратной связи по напряжению описывается хорошо известной закономерностью:

$$V_{Ldc-} = L_{DC-} \cdot \frac{dI_{LDC-}}{dt} .$$

Это уравнение устанавливает соотношение COM отрицательного выброса (строго зависимое от индуктивного напряжения) к крутизне тока нагрузки.

По этой причине первое решение заключается в более мягком выключении IGBT путем увеличения выключающего резистора нижнего плеча (касательно верхнего предела см. раздел выбора выключающего резистора) к пределу  $dI/dt$ .

Это решение может быть недостаточно, когда возникает фаза - DC+ короткозамкнутая цепь.

Эти виды короткозамкнутых цепей обычно прерывают выключение IGBT нижнего плеча. Выявление короткозамкнутой цепи может влиять, когда ток превышает несколько раз номинальный ток для нормальной работы, вызывая ускоренное изменение тока при выключении.

Показанное для этого случая решение на рис.4.1.7 предохраняет вывод COM вследствие IGBT эмиттерной фильтрации нижнего уровня  $V_{SS}$  выброса.

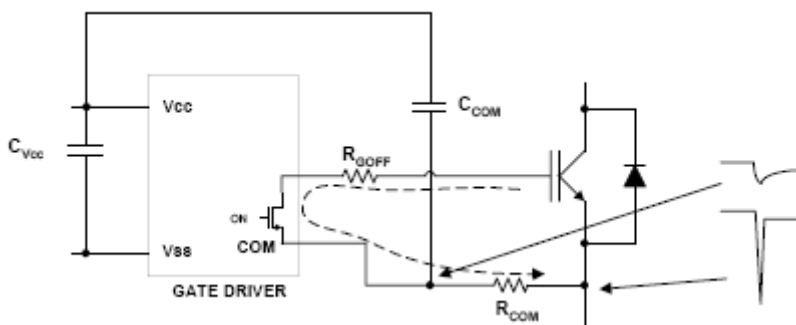


Рис.4.1.7. Емкость  $C_{COM}$  и дополнительный резистор  $R_{COM}$ .

## Автоматизированный электропривод

Резистор  $R_{COM}$  выбирается дополнительно, когда проводится расчет выключающего сопротивления (так, чтобы  $R_{GOFF} + R_{COM}$ ).

Расчет  $R_{COM}$  and  $C_{COM}$  определяет постоянную времени вывода COM, которая может быть установлена до нескольких сот наносекунд.

Чтобы избежать привязки шума к VCC рассчитывается

$$\frac{C_{COM}}{C_{VCC}} \ll 1, \text{требуемое прикладной задачей.}$$

**ПРИМЕЧАНИЕ:** IGBT короткозамкнутая цепь при отсечке легко генерирует высокое коллекторное  $dV/dt$ . Потенциал затвора IGBT подскакивает выше напряжения локального источника питания за счет паразитной емкости затвор-коллектор  $C_{GC}$ .

В некоторых случаях (обычно, когда включающий резистор мал) между затвором IGBT и локальным источником питания необходим быстродействующий диод для защиты выхода драйвера (рис.4.1.8).

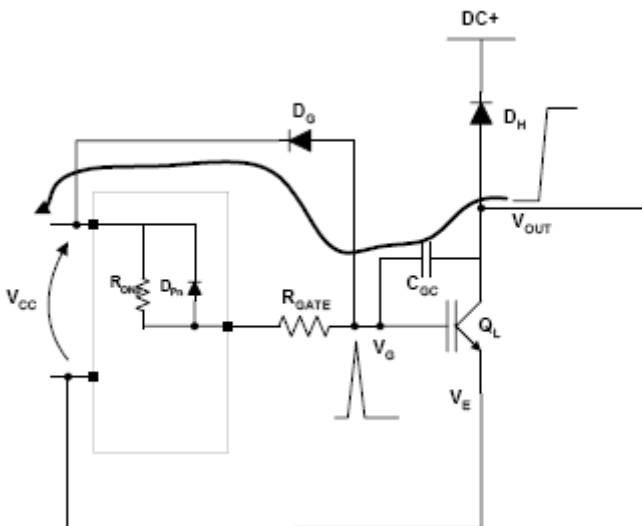


Рис.4.1.8. Защита выхода драйвера в случае отсечки IGBT.

Как альтернативное решение между IGBT затвором и эмиттером может размещаться фиксирующая схема на основе



## Автоматизированный электропривод

где  $I_{LOAD}$  - положительный ток, текущий к нагрузке.

Максимальное различие напряжения между  $V_S$  и  $V_{SS}$  может быть определено из справочных данных поиском для  $V_S$  абсолютных максимальных параметров и рекомендуется эксплуатационными условиями.

Более важные проблемы могут появиться во время коммутации, перед тем как обратный диод начнет ограничение, В этом случае индуктивные паразитные элементы, показанные на рис.4.1.10, ( $L_{dc}$ ,  $LL$  и  $LH$ ) могут активно сместить уровень  $V_S$  ниже  $V_{SS}$  даже более чем, упомянутое выше условие для установившегося режима.

Производные члены следующего уравнения могут сильно повлиять во время

коммутационного переходного процесса:

$$V_S^{tran} - V_{SS} = -V_{FDL} - (R_{SENSE} + R_{DC-}) \cdot I_L - (L_{DC-} + LL) \cdot \frac{dI_L}{dt} - LH \cdot \frac{dI_H}{dt}$$

В целях снижения крутизны тока, текущего через паразитные индуктивности так, чтобы минимизировать производные члены,  $R_{G OFF}$  может увеличиваться, принимая во внимание ранее рассмотренные ограничивающие условия (раздел расчета  $R_{G OFF}$ ).

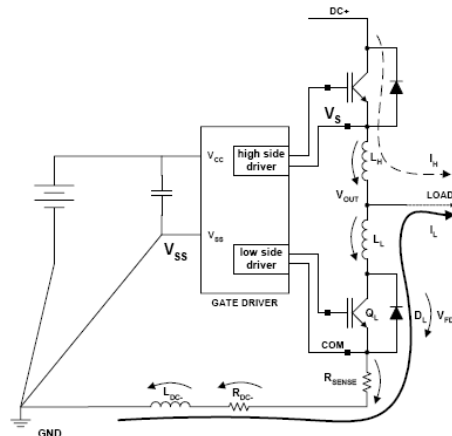


Рис.4.1.10. Элементы, вызывающие понижение  $V_S$  по отношению  $V_{SS}$ .

### **Резистор между узлами $V_S$ и $V_{out}$**

Несмотря на то, что вышеупомянутое решение может работать в нормальных условиях, этого может оказаться не достаточно, как, например, когда короткозамкнутая цепь между фазой и землей образуется в то время, когда IGBT верхнего плеча открывается. Как только IGBT верхнего плеча выключается, ток большой величины, который протекал через него, начинает течь через обратный диод нижнего плеча.

Большое значение  $\frac{dI}{dt}$  может даже сместить  $V_B$  (каскад плавающего питания) ниже потенциала земли посредством бутстрепного конденсатора. Это случается когда:

$$V_S^{tran} - V_{SS} < -V_{CC}$$

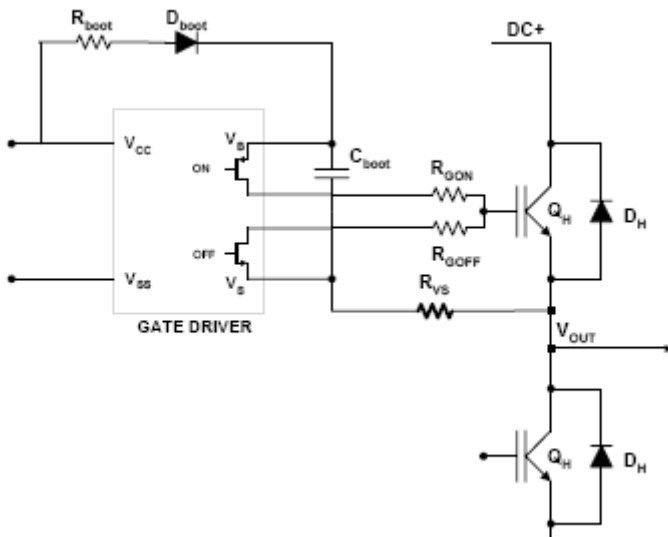
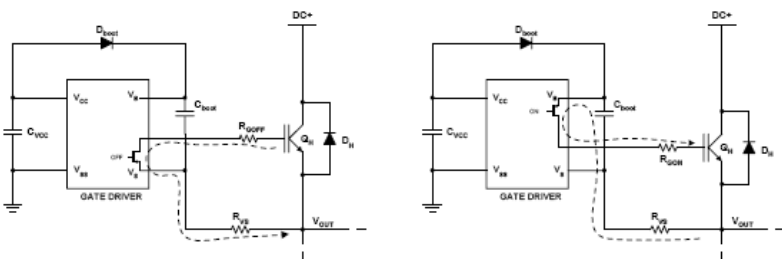
Необходимо отметить, что мы обсуждаем высокочастотные явления, такие, при которых бутстрепный диод может обоснованно находиться в выключенном состоянии.

Причиной повреждения монолитных ИМС является часть тока, ответвляющаяся от вывода  $V_B$  (через  $C_{boot}$ , связанный с  $V_S$ ). В порядке минимизации этого тока между  $V_S$  и  $V_{out}$  может размещаться резистор, как показано на рис.4.1.11.

Рекомендуемые величины для  $RVS$  находятся в пределах нескольких Ом.

**ПРИМЕЧАНИЕ:**  $RVS$  работает как бутстрепный резистор и поэтому возможна замена  $R_{BOOT}$ , учитывающая при расчете бутстрепное сопротивление ( $R_{BOOT}^* = R_{BOOT} + RVS$ ). Он также является частью включающего ( $R_{GON} + RVS$ ) и выключающего резистора ( $R_{GOFF} + RVS$ ), как показано на рис.4.1.12.

## Автоматизированный электропривод


 Рис.4.1.11. Подключение резистора  $R_{VS}$ .

 Рис.4.1.12. Выключение и включение IGBT с резистором  $R_{VS}$ .

**Фиксирующий диод для напряжения  $V_s$** 

В предыдущем разделе предполагалось, что DBOOT выключается, учитывая явления, действующие на высокой частоте.

Когда же это предположение не выполняется, в то время как напряжение в узле VS отслеживает VOUT, напряжение в узле VB может оказаться привязанным к VCC посредством бутстреп-

ного диода. В этом случае разница между  $V_B$  и  $V_S$  достигнет абсолютного максимума технических требований (см. справочные данные ИМС):

$$V_B - V_S < V_{VBS\_absmax}$$

В порядке выполнения этих требований между выводами  $V_{SS}$  и  $V_S$  устанавливается фиксирующая схема как показано на рис.4.1.13, представляющая собой стабилитрон и диод с обратным напряжением не менее 600В.

Напряжение стабилитрона должно быть рассчитано, исходя из следующей зависимости:

$$V_Z \leq V_{VB\_absmax} - V_{CC}$$

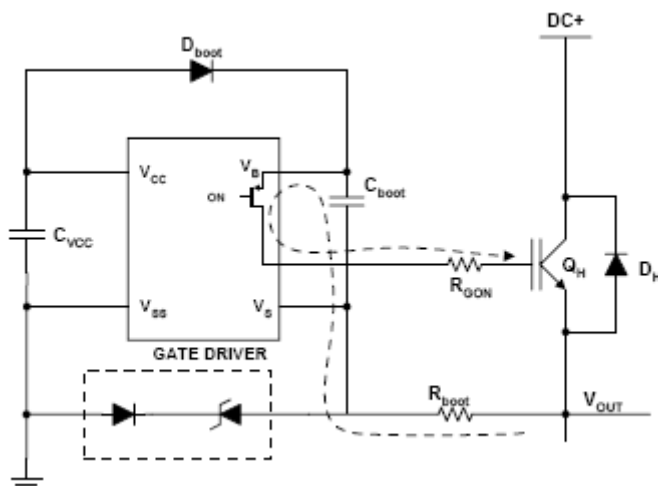


Рис.4.1.13. Фиксирующая схема на основе стабилитрона.

## **РЕКОМЕНДАЦИИ ПО КОНСТРУИРОВАНИЮ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ ДРАЙВЕРА**

### **Расстояние между линиями высокого и низкого напряжения**

Для минимизации шумовой взаимосвязи между сигналами по отношению к земле и плавающим цепям, строго рекомендуется размещать компоненты, присоединенные к плавающему



напряжению в высоковольтной части устройства ( $V_B$  и  $V_S$  узлы), в то время как другие компоненты – в противоположной стороне.

### ***Шина земли***

Шина земли не должна размещаться под или рядом с высоковольтной частью для минимизации шумовых воздействий.

### ***Контур возбуждения затвора***

Токовые контуры работают как антенна, умеющая принимать и передавать электромагнитный шум. В целях уменьшения электромагнитной связи и улучшения характеристик переключения силового ключа контуры возбуждения затвора должны уменьшаться настолько, насколько это максимум возможно.

Рис.4.1.14 показывает верхнюю и нижнюю сторону контура затвора.

Кроме того, ток может вводиться внутрь контура возбуждения затвора через паразитную емкость коллектор-затвор IGBT. Паразитная самоиндукция контура затвора способствует развитию напряжения затвор-эмиттер, увеличивающую вероятность эффекта самовключения. По этой причине строго рекомендовано размещать затворные сопротивления (gate resistance) вместе рядом и минимизировать площадь контура (см. рис.4.1.14).

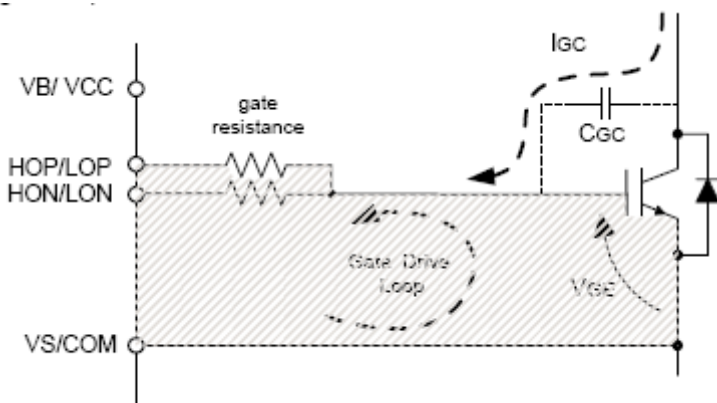


Рис.4.1.14. Контур возбуждения затвора.

### **Конденсаторы источника питания**

Если выходные каскады способны быстро включить IGBT с большим по величине током, конденсаторы источника питания должны размещаться как можно ближе к выводам ИМС ( $V_{CC}$  и  $V_{SS}$  для связанных с землей источника питания,  $V_B$  и  $V_S$  для плавающего источника питания) в целях минимизации паразитных индуктивности и сопротивления.

### **Пример компоновки и трассировки**

Рассмотрим в качестве примера высоковольтный вентиляционный драйвер с большим выходным током IR2214, распределение выводов которого показано на рис.4.1.15.

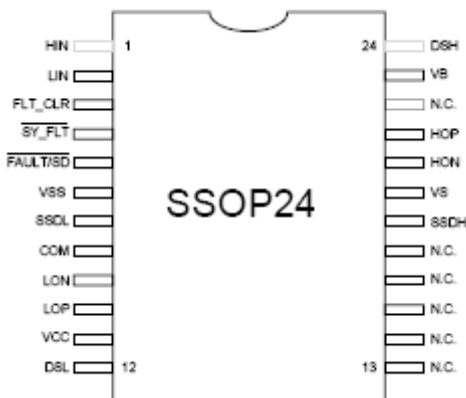


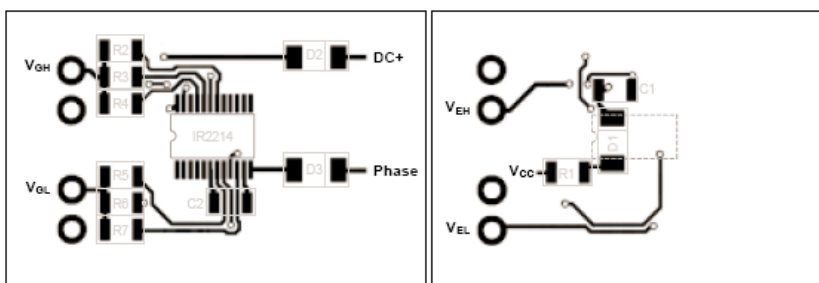
Рис.4.1.15. Распределение выводов IR2214.

Рис.4.1.16 показывает одно из возможных решений топологии, использующее трехслойную PCB. Этот пример учитывает всю совокупность рассмотренных ранее соображений. Компоновка и трассировка для конденсаторов источника питания и затворных резисторов в высоковольтных и низковольтных частях минимизируют соответственно траекторию линий питания и контур возбуждения затвора.

Бутстрепный диод размещается под ИМС, чтобы катод оказался как можно ближе к бутстрепному конденсатору, а анод

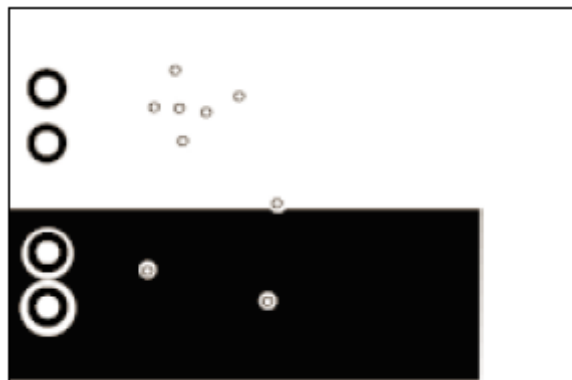
## Автоматизированный электропривод

удален от высокого напряжения и замкнут на  $V_{CC}$ .



а)

б)



в)

Рис.4.1.16. Компоновка и трассировка трех слоев печатной платы: а – верхний, б – нижний, в – земля.

Обозначения на рис.4.1.16:

Бутстрепная цепь: R1, C1, D1

Цепь вентиля верхнего плеча: R2, R3, R4

Диод верхнего плеча: D2

Элемент источника питания нижнего плеча: C2

Цепь вентиля нижнего плеча: R5, R6, R7

Диод нижнего плеча: D3

## 4.2. IGBT ИЛИ MOSFET? ПРАКТИКА ВЫБОРА

*Действительно, нет в силовой электронике двух других элементов, развивающихся столь быстро и имеющих так много схожих черт, как транзисторы IGBT и MOSFET. Естественно, при определенных условиях работы выбор должен быть однозначен. Например, для низковольтного высокочастотного DC/DC-конвертора любой разработчик, не задумываясь, применит MOSFET. Однако в области высоких напряжений (более 300 В) и относительно низких частот (10...50 кГц) выбор оптимального элемента становится серьезной проблемой. Ошибка в выборе может привести к тому, что ваше устройство не сможет реализовать свои возможности, будет рассеивать слишком большую мощность, и в итоге, станет неконкурентоспособным.*

*Следует подчеркнуть, что проблема состоит не только в определении типа элемента - IGBT или MOSFET. Часто бывает очень важно выбрать и изготовителя, тем более, что на рынке силовых полупроводников идет жесткая конкуренция.*

### **ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ**

#### **Потери проводимости**

Появление на рынке силовых полупроводников транзисторов IGBT и быстрое их распространение объясняется врожденными недостатками, присущими MOSFET. В первую очередь, это большое сопротивление открытого канала высоковольтных полевых транзисторов.

Как известно, сопротивление  $R_{DS(on)}$  растет почти пропорционально квадрату пробивного напряжения. Иногда это утверждение описывается соотношением:

$$R_{DS(on)} = R_0 * V^a,$$

где  $a = 1,6...2,5$  (по данным разных производителей).

Выпрямленное напряжение промышленной сети составляет, примерно, 310 В для сети 220 В и 540 В для сети 380 В. Для безопасной работы современных силовых ключей рекомендуется использовать транзисторы с напряжением, на 200 В превышающим напряжение питания (такие рекомендации содержатся в документах фирмы International Rectifier и некоторых других). Объясняется это, в частности, тем, что при скоростях изменения напряжений и токов, которые обеспечивают MOSFET и IGBT-транзисторы (время их коммутации составляет десятки наносекунд), выбросы

## Автоматизированный электропривод

напряжения за счет паразитных индуктивностей подводящих проводов и выводов конденсаторов могут привести к отказу элемента. Справедливости ради надо отметить, что в последние годы для защиты от переходных перенапряжений появилось много специальных элементов с отличными характеристиками (например, диоды TRANSIL фирмы ST-Microelectronics), да и сами элементы способны выдерживать лавинный пробой со значительной энергетикой. Однако требование осталось, и разработчики хотят иметь транзисторы на напряжение, не менее 500 В для сетей 220 В и 800 В для питающих сетей 380 В.

Статические потери (или потери проводимости) MOSFET пропорциональны квадрату тока и сопротивлению открытого канала:

$$P_D = I_d^2 * R_{DS(on)}.$$

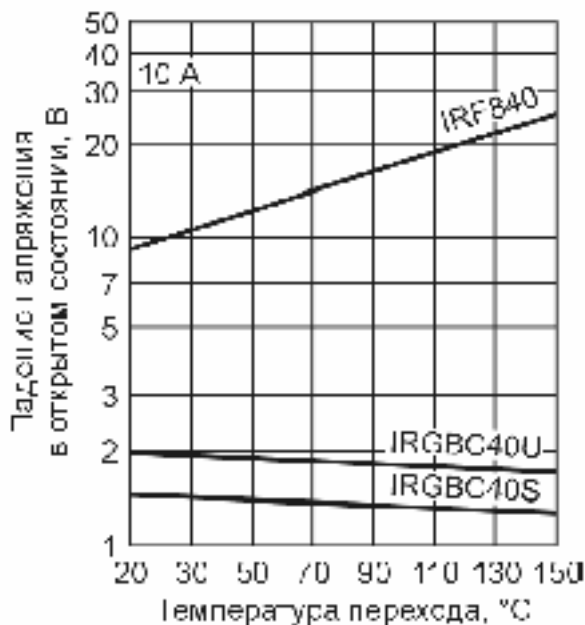
Транзисторы с меньшим сопротивлением канала имеют больший размер кристалла, больший заряд затвора и, соответственно, все связанные с этим проблемы.

У IGBT транзисторов потери проводимости зависят от тока, практически, линейно:

$$P_D = I_c * U_{ce}.$$

Напряжение  $U_{ce}$  открытого транзистора тоже, в свою очередь, зависит от тока. Соответствующие графики, также как и значение  $R_{DS(on)}$  обязательно приводятся в технических данных на транзисторы, и расчет статических потерь обычно не представляет трудности. Некоторые проблемы могут быть связаны с тем, что во время периода проводимости ток может изменяться. Характер этого изменения зависит от конфигурации схемы.

Кроме того, падение напряжения на открытом транзисторе зависит от температуры, причем зависимость эта - положительная для MOSFET и отрицательная для IGBT. На графике рис.4.2.1 приведена зависимость напряжения открытого транзистора для двух IGBT-транзисторов с разным быстродействием и MOSFET-транзистора, имеющего аналогичный размер кристалла. Ввиду большей стойкости MOSFET к лавинному пробую, 500-вольтовый полевой транзистор сравнивается с IGBT, рассчитанным на напряжение 600 В.



**Рис. 1. Зависимость напряжения открытого транзистора от температуры**

Рис.4.2.1. Зависимость напряжения открытого транзистора от температуры.

Общее представление о соотношении предельного рабочего напряжения и напряжения открытого транзистора дает приведенная ниже таблица 4.2.1, в которой падение напряжения измерено при одной и той же плотности тока и температуре кристалла.

Таблица 4.2.1. Соотношение предельного рабочего напряжения и напряжения

Таблица 2. Соотношение предельного рабочего напряжения и напряжения открытого транзистора

Рабочее напряжение, В	IGBT	100	300	600	1200
	MOSFET	100	250	500	1000
Падение напряжения, В при 1,7А/мм <sup>2</sup> , и $t_f=100^\circ\text{C}$	IGBT	1,5	2,1	2,4	3,1
	MOSFET	2,0	11,2	26,7	100

Рисунок и таблица наглядно показывают, насколько потери проводимости для высоковольтных полевых транзисторов больше, чем у аналогичных IGBT.

### ***Потери переключения***

Во многом, решая проблему высоковольтных применений, IGBT тоже имеют врожденный дефект, и он носит название «хвост» (tail). Этот эффект объясняется наличием остаточного тока коллектора после выключения транзистора из-за конечного времени жизни неосновных носителей в области базы PNP-транзистора (см. рис.4.2.2). Поскольку база недоступна, ускорить время выключения схемными методами нельзя.

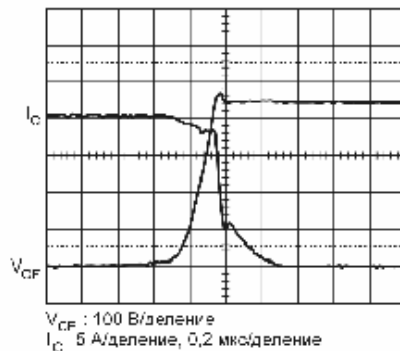


Рис.4.2.2. Временная диаграмма выключения IGBT. Обратите внимание на «хвост» в конце спада тока коллектора  $I_C$ .

## Автоматизированный электропривод

Для сокращения «хвоста» существуют технологические приемы и у современных транзисторов он уже гораздо меньше, чем у IGBT первых поколений. Однако полностью подавить хвост не удастся, и это приводит к тому, что энергия выключения намного больше энергии включения (см. рис.4.2.3).

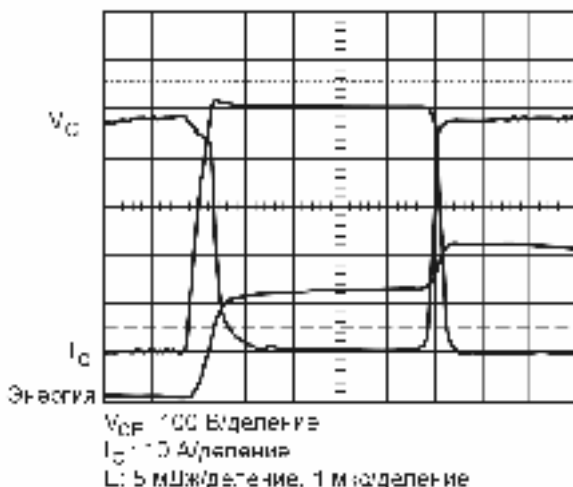


Рис.4.2.3. Временная диаграмма переключения IGBT и энергия потерь.

Борьба за высокие динамические характеристики и сокращение потерь переключения приводит к росту потерь проводимости и достичь оптимальных результатов тут невозможно. В свою очередь, снижение статических потерь, а это достигается, в частности, за счет увеличения коэффициента передачи PNP-транзистора и снижения напряжения насыщения, приводит к росту потерь переключения. Поэтому все ведущие производители IGBT выпускают транзисторы с разным быстродействием для применения на разных частотах. Например, International Rectifier выпускает IGBT следующих частотных классов:

**W** - High Efficiency WARP Speed - на частоты 75...150 кГц;

**U** - High Efficiency Ultra-Fast Speed - на частоты 10...75 кГц;

**F** - High Efficiency Fast Speed - на частоты 3...10 кГц;

**S** - High Efficiency Standard Speed - на частоты 1...3 кГц.

Разницу в частотных характеристиках этих транзисторов можно увидеть на рис.4.2.4.



## Автоматизированный электропривод

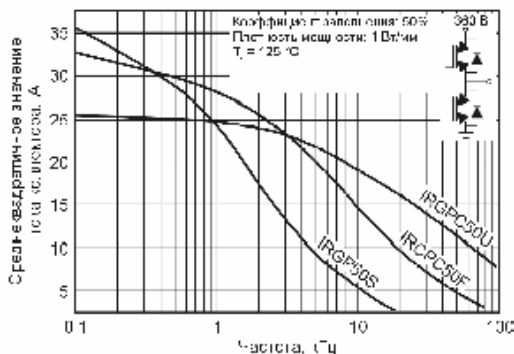


Рис.4.2.4. Зависимость допустимого среднеквадратичного значения тока коллектора от частоты для транзисторов с одинаковым размером кристалла в полумостовой схеме.

К счастью для разработчиков, значение энергии выключения  $E_{off}$ , приводимое в справочных данных лучших производителей, учитывает наличие «хвоста», что упрощает расчет потерь. С изготовителями транзисторов, которые не дают таких данных, мы бы не рекомендовали связываться.

Как может показаться из сказанного, MOSFET-транзисторы имеют сплошные преимущества в области потерь переключения. Однако это далеко не так. Портит картину тельный или внутренний (но не встроенный!) диод (*body diode*) полевого транзистора. Характеристики его обратного восстановления (заряд  $Q_{rr}$ , время  $t_{rr}$ ) оказываются гораздо хуже, чем у специальных диодов с малым временем обратного восстановления, которые применяются в качестве антипараллельных диодов в IGBT. Например, у транзистора IGR4PC40UD заряд обратного восстановления диода -  $Q_{rr}$  100 нК, а время обратного восстановления  $t_{rr}$  50 нс. Для транзистора IRF840LC те же параметры составляют  $Q_{rr}$  3 мкК и  $t_{rr}$  500 нс! Причем речь идет о полевом транзисторе с улучшенными частотными свойствами (LC - Low Charge).

К чему же это может привести? В полумостовых и мостовых схемах через открывающийся транзистор текут ток нагрузки (ограниченный, естественно, параметрами нагрузки) и ток обратного восстановления диода оппозитного транзистора, ограниченный только характеристиками проводимости. На рис.4.2.5 показан ток коллектора транзистора, включающегося на индуктивную

нагрузку в полумостовой схеме при условии быстрого (слева) и идеального (справа) оппозитного диода. Разница между левой и правой эпюрами показывает вклад процесса обратного восстановления в энергию включения. И этот вклад, как правило, учитывается в значении энергии включения  $E_{on}$ . Параметр  $I_{lm}$  (максимальный ток на индуктивной нагрузке) гарантирует, что транзистор способен коммутировать ток индуктивной нагрузки и при этом обеспечивать прямоугольную область безопасной работы (ОБР) в режиме тяжелого переключения, т.е. при большом токе и высоком напряжении одновременно. Конечно, все сказанное относится к лучшим производителям, таким как International Rectifier, SIEMENS, IXYS и некоторым другим.

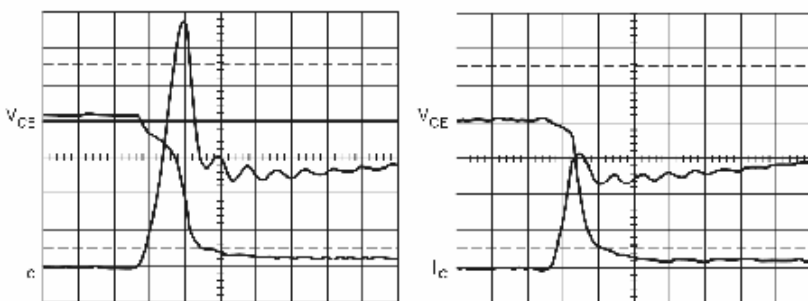


Рис.4.2.5. Включение транзистора на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме с быстрым диодом и идеальным диодом.

Большой заряд обратного восстановления тельных диодов MOSFET приводит к большим потерям включения и токовым перегрузкам в полумостовых схемах. Для решения этой проблемы рекомендуется исключать диод включением двух быстрых диодов последовательно - параллельно. При этом, естественно, растут потери проводимости. С зарядом внутреннего диода тоже ведется технологическая борьба и небезуспешно. В MOSFET пятого поколения производства International Rectifier заряд  $Q_{rr}$  снижен в несколько раз. К сожалению, такие транзисторы выпускаются только на напряжение менее 100 В.

Разработчика, имеющего дело с конкретными схемами, прежде всего интересуют не общие соображения, а конкретная методика выбора элемента. Далее мы постараемся дать рекомендации по такому выбору для некоторых типовых схем. Осно-

вой для выбора того или иного транзистора послужит сравнение суммарной мощности потерь.

### **ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ**

Для корректного сравнения будем использовать транзисторы в тех режимах, где выбор представляет собой наибольшую проблему. Во всех схемах напряжение питания будет 310 В, ток (пиковое значение) - 5...7 А, частота - 20 кГц и 50 кГц, коэффициент заполнения - 0,5 (для того, чтобы «уравнять в правах» потери проводимости и потери переключения),  $R_g=10$  Ом (импеданс схемы управления затвором).

Для сравнения выберем транзисторы, имеющие одинаковые кристаллы, корпуса и подходящие по предельным значениям указанным требованиям.

$U_{br}$  - максимальное рабочее напряжение;  $I_{max}$  - максимальный ток (коллектора или стока);  $P_d$  - максимальная рассеиваемая мощность;  $Q_g$  - суммарный заряд затвора;  $Q_{rr}$  - заряд обратного восстановления антипараллельного диода;  $R_{jc}$  - тепловое сопротивление кристалл - корпус;  $R_{cs}$  - тепловое сопротивление «корпус - теплосток»;  $E_{on}$  - энергия включения;  $E_{off}$  - энергия выключения;  $E_{ts}$  - суммарная энергия потерь.

При расчете используются следующие формулы:

1. Мощность статических потерь транзистора MOSFET:

$$P_{D1}=I_d^2 * R_{DS(on)} * D,$$

где:

$I_d$  - среднее значение тока стока за период проводимости;

$R_{DS(on)}$  - сопротивление открытого канала;

$D$  - скважность.

2. Мощность статических потерь транзистора IGBT:

$$P_{D2}=I_c * U_{ce} * D,$$

где:

$I_c$  - ток коллектора;

$U_{ce}$  - напряжение насыщения.

При этом расчете необходимо учитывать зависимость  $U_{ce}=f(I_c)$ , приводимую в технических данных.

3. Мощность динамических потерь транзистора MOSFET без учета тока обратного восстановления оппозитного диода в режиме «тяжелого» переключения:

$$P_{sw1}=(2 * U_s * I_d * Q_g / I_g) * F,$$

где:

$U_s$  - напряжение питания.

Ток затвора  $I_g$  можно примерно определить как отношение разности максимального напряжения на затворе  $U_{gs}$  и напряжения, соответствующего заряду емкости Миллера  $U_{gm}$ , к импедансу схемы управления затвором:

$$I_g = (U_{gs} - U_{gm}) / R_g.$$

Напряжение  $U_{gm}$  определяется по горизонтальному участку на графике  $V_{gs} = f(Q_g)$ . Для IRF840  $U_{gm}$  **5 В** (см. рис.4.2.6).

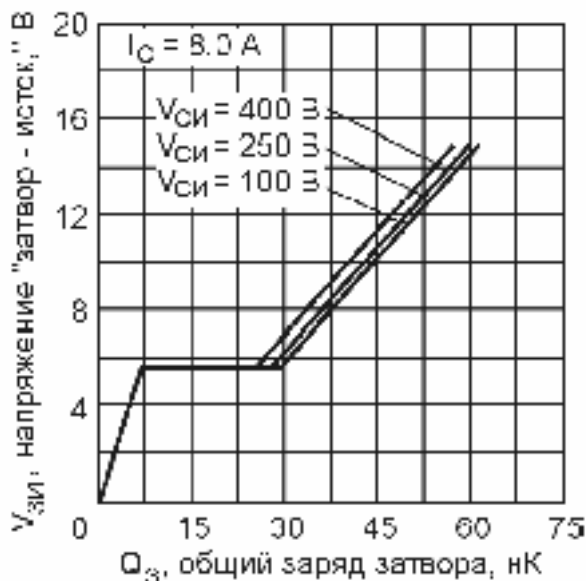


Рис.4.2.6. Зависимость заряда затвора от напряжения на затворе.

4. Мощность динамических потерь транзистора IGBT в режиме «тяжелого» переключения:

$$P_{sw2} = E_{ts}(I_c R_g) * F,$$

где:

Здесь  $E_{ts}(I_c R_g)$  - энергия потерь с учетом тока коллектора и импеданса цепи управления. Она определяется по графикам

$$E_{ts} = f(R_g) \text{ и } E_{ts} = f(I_c).$$

Значение  $E_{ts}$  учитывает «хвост» и потери от обратного восстановления оппозитного диода.

5. Мощность динамических потерь транзистора MOSFET с учетом тока обратного восстановления оппозитного диода в

режиме «тяжелого» переключения:

$$P_{sw3} = U_s(I_i * t_a + 0,5Q_{rr}) * F,$$

где:

$I_i$  - ток нагрузки,

$t_a$  - составляющая времени обратного восстановления  $t_{rr}$ , пока напряжение на диоде остается близким к нулю (примерно равно времени включения, как видно из рис.4.2.5).

Точной формулы для оценки динамических потерь с учетом тока обратного восстановления не существует и приведенное выражение выведено с некоторыми упрощениями. Однако для приблизительной оценки его точности вполне достаточно.

### ***Однотактная схема***

Для максимального приближения к реальности в схему введена паразитная индуктивность  $L_1=100$  нГн, учитывающая влияние подводящих проводов и печатных линий. Все графики получены с помощью моделирования схем на PSPICE. При расчетах использованы математические модели транзисторов MOSFET и IGBT, разработанные специалистами International Rectifier. Модели имеют очень высокую степень достоверности, что подтверждено специальными тестами.

На рис.4.2.7 приведена схема, а соответствующие эпюры на рис.4.2.8: энергия потерь, напряжение и ток (сверху вниз) при использовании IGBT. Обратите внимание на то, насколько энергия выключения больше энергии включения. В такой схеме отсутствуют потери, связанные с восстановлением диода. Поскольку паразитная индуктивность  $L_1$  затягивает фронт тока, потерями включения можно пренебречь.

## Автоматизированный электропривод

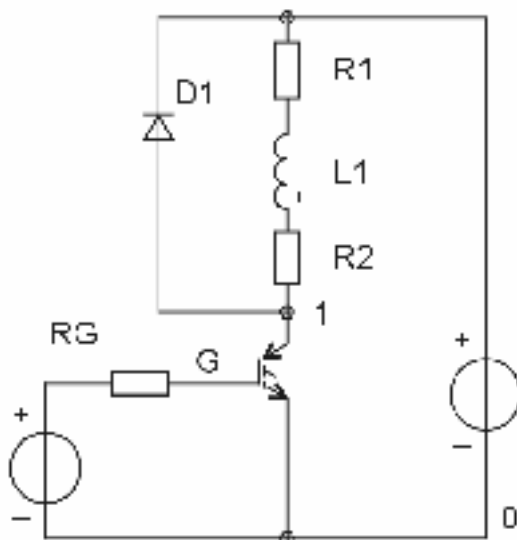


Рис.4.2.7. Однотактная схема с введенной паразитной индуктивностью.

Результаты расчетов сведены в таблицу 4.2.2.

Таблица 4.2.2. Результаты расчетов для однотактной схемы.

Тип элемента	$P_D$ , Вт	$P_{sw}$ , Вт		$P_{\Sigma}$ , Вт		$T_j$ , °C (при $T_s=70^\circ\text{C}$ )	
		20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц
IRF840LC	10,5	2	5	12,5	15,5	88,7	93,2
IRG4BC30UD	4	3,2	8	7,2	12	82,2	90,4

Значение температуры кристалла  $T_j$  определяется по формуле:

$$T_j = PS \cdot (R_{jc} + R_{cs}) + T_s .$$

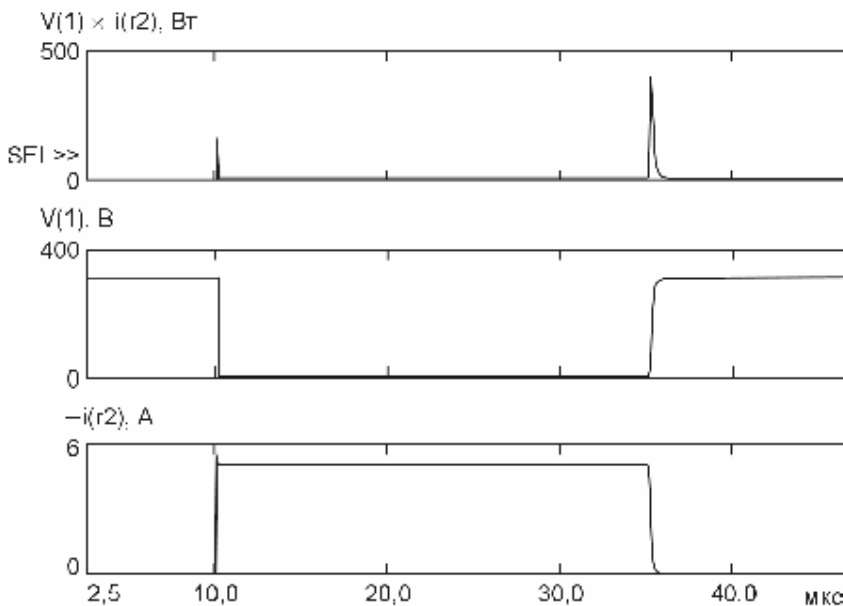


Рис.4.2.8. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора.

Расчет температуры кристалла должен завершать разработку схемы, т. к. он позволяет проверить правильность всех остальных расчетов и определить запас по тепловому режиму, который во многом определяет надежность схемы.  $T_s$  - температура теплоотвода, которую мы приняли равной  $70^{\circ}\text{C}$ . Это вполне реальное значение, соответствующее температуре окружающей среды  $40^{\circ}\text{C}$  и площади радиатора  $20 \text{ см}^2/\text{Вт}$ .

Как видно из таблицы, в такой схеме даже на частоте 50 кГц транзисторы IGBT имеют преимущество из-за меньших потерь проводимости.

### ***Полумостовая схема с индуктивной нагрузкой***

На рис.4.2.9 приведена соответствующая тестовая схема, а на рис.4.2.10 - эпюры. С точки зрения мощности потерь главное отличие от предыдущей схемы состоит в том, что при включении MOSFET-транзистора через него течет ток обратного восстановления оппозитного диода, имеющего характеристики его внутреннего диода. Поэтому при расчете для полевого транзистора

используется формула (5) (мощность динамических потерь транзистора MOSFET с учетом тока обратного восстановления оппозитного диода в режиме «тяжелого» переключения).

Если направление тока не меняется, то он течет через транзистор и оппозитный диод. Когда в схеме есть модуляция скважности, и ток нагрузки изменяет свое направление, транзистор и его антипараллельный диод работают по очереди. В этом случае при расчете потерь необходимо учитывать мощность, рассеивающуюся на открытом диоде.

Результаты расчета, приведенные в таблице 4.2.3, однозначно говорят о преимуществах IGBT в полумостовых схемах. Как говорилось выше, можно исключить внутренний диод полевого транзистора с помощью двух быстрых диодов. Можно также ограничить пики тока восстановления с помощью снабберов. Однако при этом схема не только теряет свое изящество, но и заметно ухудшаются ее технические характеристики.

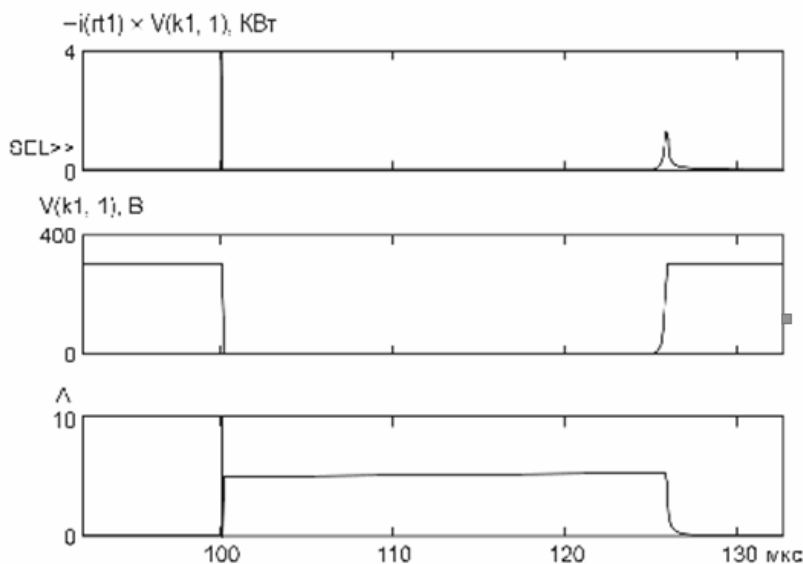


Рис.4.2.10. Энергия потерь, напряжение на коллекторе, ток коллектора.



## Автоматизированный электропривод

Таблица 4.2.3. Результаты расчета для полумостовой схемы.

Тип элемента	$P_D$ , Вт	$P_{sw}$ , Вт		$P_{\Sigma}$ , Вт		$T_j$ , °C (при $T_s=70^\circ\text{C}$ )	
		20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц	20 кГц	50 кГц
IRF840LC	10,5	9,5	23	20	33,5	100	120
IRG4BC30UD	4	8	20	12	24	90	110

### О ПРОИЗВОДИТЕЛЯХ

Ведущими разработчиками и производителями MOSFET и IGBT были и остаются International Rectifier, SIEMENS (Infineon), IXYS и Advanced Power Technology (APT). Среди производителей сверхмощных модулей и интеллектуальных силовых модулей можно назвать также FUJI и TOSHIBA.

Отдать предпочтение какому-либо из производителей очень сложно. Это еще раз подтверждает, что на рынке силовых компонентов существует жесткая конкуренция, и определяющими могут стать преимущества в стоимости, простоте доставки и технической поддержке. Кстати, по последнему параметру лидирует все та же International Rectifier. Эта фирма появилась на отечественном рынке одной из первых и с самого начала своей деятельности делала главный акцент на обеспечение разработчиков технической информацией. С этим утверждением можно не соглашаться, но одно бесспорно: наиболее достоверные SPICE-модели MOSFET и IGBT-транзисторов разработаны специалистами именно этой фирмы. А создание современной техники без математического моделирования невозможно.

### 4.3. БУФЕР ТОКА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЗАТВОРАМИ MOSFET И IGBT ТРАНЗИСТОРОВ

Модули и запараллеленные мощные MOSFET транзисторы могут вызвать затруднения в схемных применениях управления затвором. Семейство драйверов затворов MOSFET транзисторов фирмы International Rectifier (IR2110 – полумостовой драйвер, IR2125 – драйвер ограничения тока верхнего уровня) может обеспечить большие выходные пиковые токи, необходимые для большинства практических применений. Однако при управлении очень большими нагрузками с помощью запараллеленных

## Автоматизированный электропривод

приборов, при частотах переключения выше нескольких килогерц, в драйвере затвора MOSFET прибора может выделяться чрезмерная мощность рассеивания.

Для решения этой проблемы можно рекомендовать схему буфера тока. Высокоимпедансный мощный буфер, показанный на рис.4.3.1, обеспечивает пиковый ток выхода 8А, имея пренебрежимо малый ток насыщения. Q1 и Q2 являются мощными драйверами нижнего уровня для Q3 и Q4, которые должны иметь размеры, необходимые

для обеспечения требуемого пикового тока на выходе.

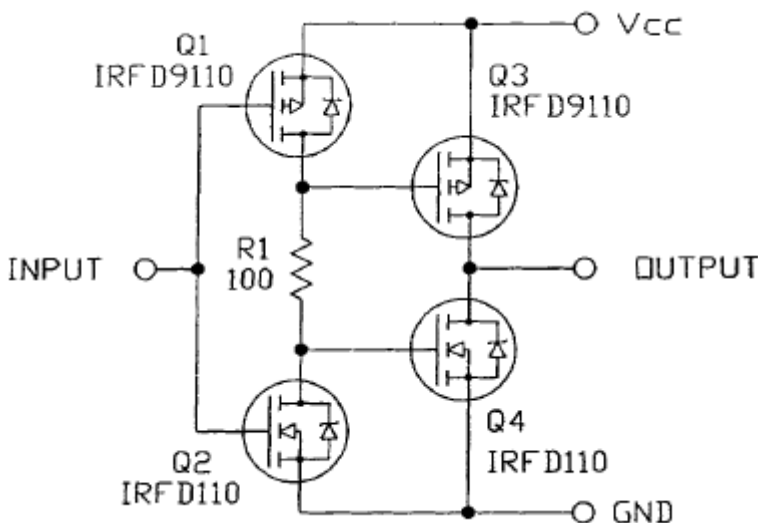


Рис.4.3.1. Схема мощного буфера с высоким входным сопротивлением.

### Работа

Когда выходной сигнал изменяет состояние, сопротивление R1 ограничивает ток через Q1 и Q2 в течение нескольких наносекунд, если включены оба транзистора. Когда вход переходит в новое состояние, транзистор драйвера быстро разряжает емкость затвора выходного проводящего транзистора, ускоряя его выключение. В то же время затвор другого транзистора на выходе будет заряжаться через сопротивление R1, задержка времени включения определяется постоянной цепочки из R1 и входной емкости выходного транзистора.

### Результаты тестирования

Тестовая схема показана на рис.4.3.2. Буфер получает управляющий сигнал от ИМС IR2110 и управляет модулем IGBT, который имеет полный заряд затвора ( $Q_g$ ) 600нКл. Модуль IGBT переключает ток индуктивной нагрузки 60А.

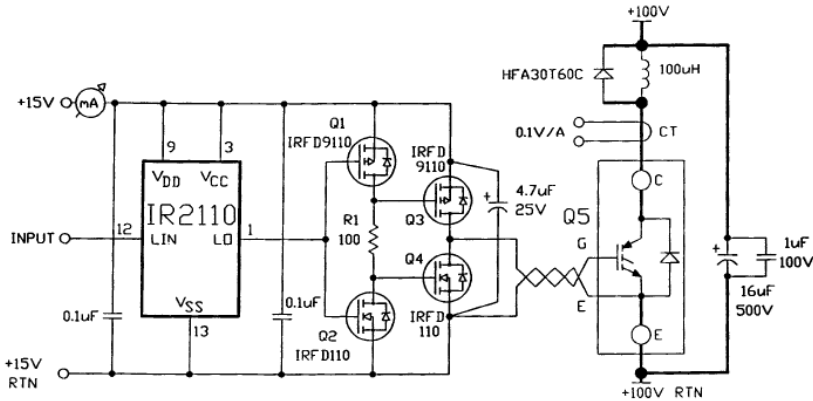


Рис.4.3.2. Тестовая схема мощного буфера.

Типичный характер переключения представлен на рис.4.3.3. Задержка включения и выключения составляет 50нсек. Время нарастания и спада менее 40 нсек. Буфер исследовался с индуктивной нагрузкой в 100мкГн.

Временные диаграммы показаны на рис.4.3.4. За счет резонанса схемы на выходе появляются паразитные колебания, образованные емкостью нагрузки и паразитными индуктивностями. График зависимости тока от частоты показан на рис.4.3.5.

### Предложения по применению

Сильноточная полумостовая схема показана на рис.4.3.6. Возможно применение низковольтных MOSFET и IGBT транзисторов с гексагональной топологией ( $V_{max} < 60В$ ), что было обосновано, т. к. значительное уменьшение сопротивления  $R_{ds(on)}$  дает рост пика тока, который в свою очередь вызывал большие помехи и высокочастотные колебания в схеме.

### Предложения по проектированию

Применяйте на выходе буфера высококачественные танталовые или электролитические конденсаторы емкостью 10мкФ и керамические конденсаторы 0,1мкФ. Эти развязывающие конденсаторы должны быть совместимы по физическим характеристикам с выходными гексагональными транзисторами для исключения влияния паразитных индуктивностей. Они уменьшают ВЧ колебания на затворе при включении.

Применяйте короткие сплетенные провода между выходом буферов и модулями.

Применяйте одноточечную землю на эмиттере нижнего уровня IGBT модуля.

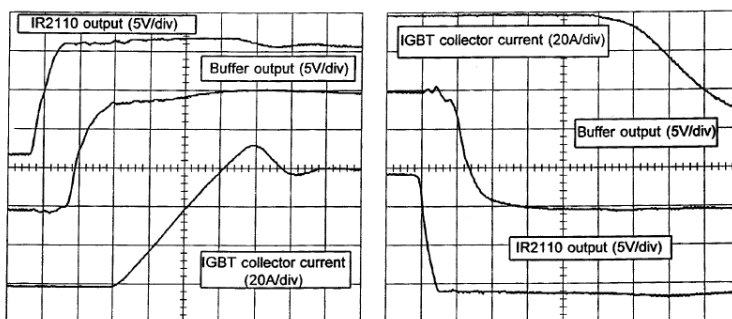


Рис.4

.3.3. Слева временная диаграмма включения модуля IGBT, переключающего индуктивную нагрузку 60А (50нсек/дел), а справа временная диаграмма выключения. Задержка распространения – 50нсек, время спада менее 40нсек при управляющем заряде затвора модуля 660нКл (50нсек/дел)

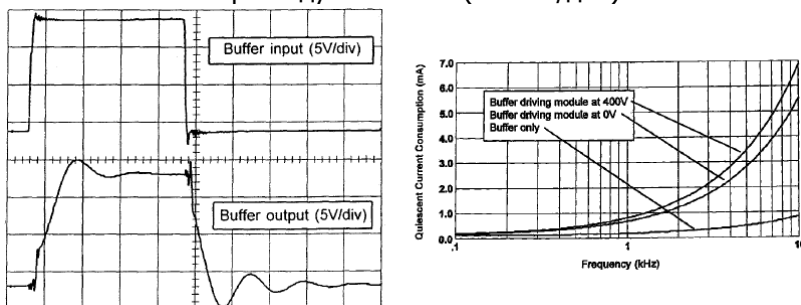


Рис.4.3.4. Форма входных и выходных сигналов буфера при управлении нагрузкой 100мкГн.

### Автоматизированный электропривод

В мостовой схеме присоединяйте эмиттеры нижних IGBT модулей к общей точке короткими мощными проводами.

Используйте эту точку в качестве общей земли.

В выходном каскаде применяйте конденсатор развязки (Cf) с малым эквивалентным последовательным сопротивлением.

Величина емкости зависит от качества конструкции и переключаемого тока. Типовое значение от 10мкФ до 1000мкФ.

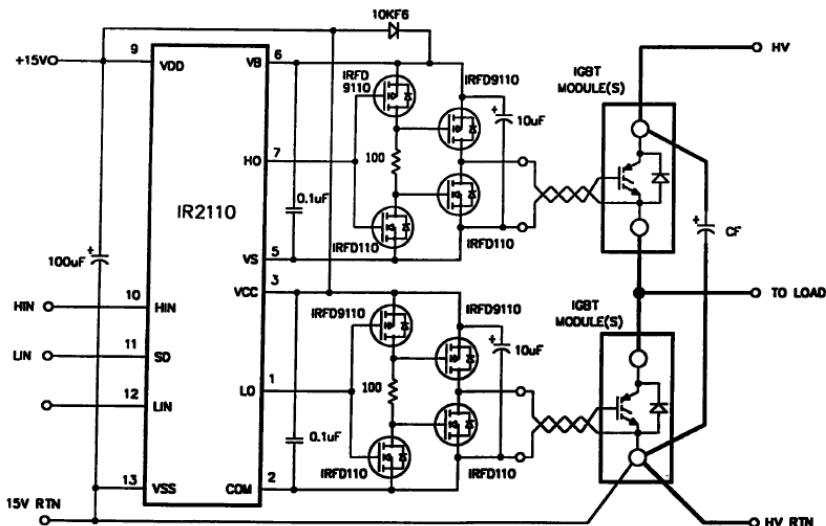


Рис.4.3.6. Практическая полумостовая схема.

## 5. ПРИМЕР СТАТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ШИП ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассчитаем ШИП на IGBT транзисторах для управления высокомоментным двигателем постоянного тока ДК1-5,2-100АТ по цепи якоря в динамическом режиме по следующим данным: номинальная мощность  $P_n=0,5$  кВт; номинальный ток  $I_n=6,5$  А; номинальное напряжение  $U_n=110$  В; сопротивление якоря  $r_{я}=2,1$  Ом; индуктивность якоря  $L_{я}=2,5$  мГн; номинальное число оборотов  $n_n=1000$  мин<sup>-1</sup>.

1. Для получения линейных характеристик по каналу управления примем для ШИП симметричный закон коммутации силовых ключей ( $\gamma_0=0,5$ ).

2. С учетом номинального напряжения  $U_n$ , потерь на силовых ключах в режиме насыщения  $\Delta U_{CE}$  и необходимостью иметь 20 % запас по напряжению, выбираем напряжение источника питания  $U_n=1,2U_n+2\Delta U_{CE}=1,2\cdot 110+4=140$  В, где  $\Delta U_{CE}=2,2$  В — потеря напряжения на насыщенном силовом ключе [27].

3. Ток якоря двигателя в динамических режимах, как правило, превышает  $I_n$  в 4 раза, следовательно, допустимый ток силового транзисторного ключа равен  $I_C=4I_n=4\cdot 6,5=26$  А

Предварительно выбираем для транзисторного ключа отечественный силовой IGBT модуль полумоста M2TKI-50-06 (аналог GA75TS60U фирмы International Rectifier) со следующими параметрами [27]: напряжение коллектор-эмиттер  $U_{CER}=600$  В; напряжение в режиме насыщения  $U_{CE}=2,2$  В; максимальный ток коллектора  $I_C=50$  А; максимальный импульсный ток коллектора  $I_{C\max}=100$  А; время включения  $t_{вкл}=0,15$  мкс; время выключения  $t_{выкл}=0,3$  мкс; мощность рассеивания на коллекторе  $P_c=200$  Вт; тепловое сопротивление переход-корпус  $R_{thjc}=0,6$  °С/Вт.

Диод, шунтирующий транзисторный ключ, находится в модуле и имеет следующие параметры [27]: действующий ток  $I_d=50$  А; пороговое напряжение  $U_{пор}=2$  В; динамическое сопротивление  $R_{дин}=0,002$  Ом; тепловое сопротивление  $R_{thsa}=0,6$  °С/Вт, максимальная температура структуры перехода модуля в целом  $T_n=150$  °С.

4. Длительность фронта и спада коллекторного тока силового ключа примем по паспортным данным модуля

$$t_{вкл}=0,15 \text{ мкс} = 0,15 \cdot 10^{-6} \text{ с}; \quad t_{выкл}=0,3 \text{ мкс} = 0,3 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

5. Определяем оптимальную частоту коммутации ШИП

## Автоматизированный электропривод

$$f_{\text{опт}} = K_f \sqrt[3]{\frac{\alpha_{\kappa} r_{\text{я}}^2}{L_{\text{я}}^2 (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})}},$$

где  $K_f=0,332$  для ШИП с симметричным законом коммутации;

$$\alpha_{\kappa} = \frac{U}{R_{\text{я}} I_{\text{н}}} = \frac{140}{2,1 \cdot 6,5} = 10,26,$$

$$f_{\text{опт}} = 0,332 \cdot \sqrt[3]{\frac{10,26 \cdot 2,1^2}{(2,5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (0,15 + 0,3) \cdot 10^{-6}}} = 8380 \text{ Гц.}$$

Примем частоту коммутации  $f_{\kappa}=8000$  Гц.

6. Определим постоянные и базовые величины, необходимые для расчета электромагнитных нагрузок:

$$C = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} r_{\text{я}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{110 - 6,5 \cdot 2,1}{104,7} = 0,92 \text{ В·с/рад;}$$

двигателя  
базовую

$$\text{скорость } \omega_{\text{б}} = \frac{U_{\text{п}}}{C} = \frac{140}{0,92} = 152,17 \text{ рад/с;}$$

$$\text{базовый ток } I_{\kappa} = \frac{U_{\text{п}}}{r_{\text{я}}} = \frac{140}{2,1} = 66,66 \text{ А;}$$

$$\text{базовый момент } M_{\text{б}} = C I_{\kappa} = 0,92 \cdot 66,66 = 62,2$$

Н·м.

7. Учитывая, что ШИП с симметричным управлением не искажает естественных механических характеристик двигателя, определяем относительную продолжительность включения в номинальном режиме

$$\gamma_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}/U_{\text{п}} + 1}{2} = \frac{110/140 + 1}{2} = 0,893.$$

8. Находим относительную скорость в номинальном режиме

## Автоматизированный электропривод

$$\bar{\omega}_H = \frac{\omega_H}{\omega_B} = \frac{2\pi n}{60\omega_B} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 1000}{60 \cdot 152,17} = 0,688.$$

9. Вычисляем относительную электромагнитную постоянную времени двигателя  $\tau_H = \frac{L_{я}}{R_{я}T}$ , где  $T=1/f_k=1/8000=1,25 \cdot 10^{-4}$  с

- период коммутации;  $\tau_H = \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{2,1 \cdot 1,25 \cdot 10^{-4}} = 9,52.$

10. Определяем частоту вращения на естественной механической характеристике для максимального тока двигателя в динамическом режиме ( $I_{\max}=26$  А)

$$\omega_M = \frac{U_H - I_{\max} R_{я}}{C} = \frac{110 - 26 \cdot 2,1}{0,92} = 60,22 \text{ с}^{-1}.$$

Относительное значение этой скорости

$$\bar{\omega}_M = \frac{\omega_M}{\omega_B} = \frac{60,22}{152,17} = 0,39.$$

Далее при расчете токов силовых ключей и диодов принимаем  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_M$  и  $\gamma = \gamma_H = 0,893$ .

11. Среднее значение тока двигателя

$$\bar{I}_{я,CP} = 2\gamma_H - 1 - \bar{\omega}_M = 2 \cdot 0,893 - 1 - 0,39 = 0,396,$$

$$I_{я,CP} = I_K \cdot \bar{I}_{я,CP} = 66,66 \cdot 0,396 = 26,4 \text{ А}$$

12. Действующее значение тока двигателя

$$\bar{I}_{я\delta} = \sqrt{(1 + \bar{\omega})^2 - 4\bar{\omega}\gamma - 4\tau_H \frac{(b_1 - 1)(a_1^2 b_1^{-1} - 1)}{1 - a_1^2}};$$

где  $a_1 = e^{-\left(\frac{1}{2\tau_H}\right)} = e^{-\left(\frac{1}{2 \cdot 9,52}\right)} = 0,95,$



$$b_1 = e^{-\left(\frac{\gamma}{\tau_H}\right)} = e^{-\left(\frac{0,893}{9,52}\right)} = 0,9,$$

$$\bar{I}_{я\partial} = \sqrt{(1+0,39)^2 - 4 \cdot 0,893 \cdot 0,39 - 4 \cdot 9,52 \cdot \frac{(0,9-1) \cdot (0,95^2 \cdot 0,9^{-1} - 1)}{1-0,95^2}} = 0,786,$$

$$I_{я\partial} = I_k \bar{I}_{я\partial} = 66,66 \cdot 0,786 = 52,37 \text{ А.}$$

13. Средний ток транзисторного ключа

$$\begin{aligned} \bar{I}_{ксп} &= (1-\bar{\omega})\gamma_H - 2\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} = \\ &= (1 - 0,39) \cdot 0,893 - 2 \cdot 9,52 \cdot \frac{(0,95^2 \cdot 0,9^{-1} - 1) \cdot (0,9 - 1)}{1 - 0,95^2} = 0,584, \end{aligned}$$

$$I_{ксп} = I_k \bar{I}_{ксп} = 66,66 \cdot 0,584 = 38,92 \text{ А.}$$

14. Действующий ток транзисторного ключа

$$\begin{aligned} \bar{I}_{к.д} &= \sqrt{(1-\bar{\omega})^2 \gamma - 4(1-\bar{\omega})\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} - 2\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1^2 - 1)}{(1 - a_1^2)^2}} = \\ &= \sqrt{(1-0,39)^2 \cdot 0,893 - 4(1-0,39) \cdot 9,52 \cdot \frac{(0,95^2 \cdot 0,9^{-1} - 1)(0,9 - 1)}{1 - 0,95^2} - 2 \cdot 9,52 \cdot \frac{(0,95^2 \cdot 0,9^{-1} - 1)(0,9^2 - 1)}{(1 - 0,95^2)^2}} = 0,587 \end{aligned}$$

$$I_{к.д} = I_k \bar{I}_{к.д} = 66,66 \cdot 0,587 = 39,1 \text{ А.}$$

15. Средний ток диода, шунтирующего ключ

$$\begin{aligned} \bar{I}_{дсп} &= - \left[ (1-\bar{\omega})(1-\gamma) - 2\tau_H \frac{(a_1^2 b_1^{-1} - 1)(b_1 - 1)}{1 - a_1^2} \right] = \\ &= - \left[ (1 - 0,39)(1 - 0,893) - 2 \cdot 9,52 \cdot \frac{(0,95^2 \cdot 0,9^{-1} - 1)(0,9 - 1)}{1 - 0,95^2} \right] = 0,069 \end{aligned}$$

## Автоматизированный электропривод

$$I_{д.ср} = I_{к} \bar{I}_{д.ср} = 66,66 \cdot 0,069 = 4,6 \text{ А.}$$

16. Действующий ток шунтирующего диода

$$\begin{aligned} \bar{I}_{д.д} &= \sqrt{(1+\bar{\omega})(1-\gamma) - 4(1+\bar{\omega})\tau_{н} \frac{(b_1-1)(a_1^2 b_1^{-1}-1)}{1-a_1^2} - 2\tau_{н} \frac{(a_1^4 b_1^{-2}-1)(1-b_1)^2}{(1-a_1^2)^2}} = \\ &= \sqrt{1,39(1-0,863) - 4 \cdot 1,39 \cdot 9,52 \frac{(-0,1)(0,95^2 \cdot 0,9^{-1} - 1)}{1-0,95^2} - 2 \cdot 9,52 \frac{(0,95^4 \cdot 0,9^{-2} - 1)(1-0,9)^2}{(1-0,95^2)^2}} = \\ &= 0,519 \end{aligned}$$

$$I_{д.д} = I_{к} \bar{I}_{д.д} = 66,66 \cdot 0,519 = 34,6 \text{ А.}$$

17. Определим потери энергии в силовом транзисторном ключе

$$P_{к} = (1 + 2\alpha_{к} K'_{\alpha}) I_{\max} U_{fк} \frac{t_{вкл} + t_{выкл}}{2} + I_{к.д}^2 r_{т},$$

$$K'_{\alpha} = 0,116 \frac{\alpha_{к}}{\tau_{н}}; \quad \alpha_{к} = \frac{I_{к}}{I_{\max}} = \frac{66,66}{26} = 2,564, \quad r_{т} =$$

$U_{ce}/I_{\max}$ -сопротивление

насыщенного транзистора

$$P_{к} = \left( 1 + 2 \cdot 0,116 \cdot \frac{2,564^2}{9,52} \right) \cdot 26 \cdot 140 \cdot 8000 \cdot \frac{0,15 + 0,3}{2} \cdot 10^{-6} +$$

$$+ 39,1^2 \cdot \frac{2,2}{26} = 7,6 + 129,4 = 137 \text{ Вт}$$

Полученная величина меньше допустимой мощности рассеивания на коллекторе силового IGBT-транзистора модуля М2ТКИ-50-06:  $P_c = 200 \text{ Вт}$ .

18. Определяем потери мощности в шунтирующем диоде

$$P_{д} = U_{пор} I_{д.ср} + I_{д.д}^2 R_{дин} = 2 \cdot 4,6 + 34,6^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 11,6 \text{ Вт}$$

19. Определяем максимальную температуру структуры диода из условия, что температура окружающей среды не превышает  $50^{\circ}\text{C}$

## Автоматизированный электропривод

$$T_j = T_c + P_d R_{ThSA} = 50 + 11,6 \cdot 0,6 = 56,96^\circ C,$$

что меньше допустимого значения  $T_n = 150^\circ C$ .

20. Рассчитаем суммарные дополнительные потери в системе ШИП-ДПТ в относительных единицах

$$\begin{aligned} \Delta \bar{P}_{\text{с.доп}} &= \frac{0,018 \alpha_K}{\tau_H^2} + \frac{(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) f_K}{2 \tau_H} (\tau_H + 0,232 \alpha_K) = \frac{0,018 \cdot 2,564}{9,52^2} + \\ &+ \frac{0,45 \cdot 8000 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 9,52} \cdot (9,52 + 0,232 \cdot 2,564) = 1,91 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

Абсолютные дополнительные потери в номинальном режиме

$$\Delta P_{\text{доп}} = I_H U_H \Delta \bar{P}_{\text{с.доп}} = 6,5 \cdot 110 \cdot 1,91 \cdot 10^{-2} = 13,68 \text{ Вт.}$$

Основные потери в цепи якоря двигателя

$$\Delta P_{\text{осн}} = I_H^2 R_{\text{я}} = 6,5^2 \cdot 2,1 = 88,73 \text{ Вт.}$$

Потери мощности в цепи якоря двигателя

$$\Delta P = \Delta P_{\text{осн}} + \Delta P_{\text{доп}} = 88,73 + 13,68 = 102,41 \text{ Вт.}$$

21. Механическая характеристика может быть построена по уравнению (в относительных единицах)

$$\bar{\omega} = (2\gamma - 1) - \bar{I}_{\text{я}},$$

или в абсолютных единицах

$$\omega = \frac{U(2\gamma - 1)}{C} - \frac{I_{\text{я}}}{C} = \frac{140(2\gamma - 1)}{0,92} - \frac{I \cdot 2,1}{0,92} \text{ рад/с.}$$

22. Коэффициент передачи ШИП совместно с широтно-импульсным модулятором и учетом того, что максимальный сигнал управления принимаем равным  $U_{\text{max}} = 5 \text{ В}$ , равен

$$K_{\text{шип}} = \frac{U_{\text{п}} \cdot \gamma}{U_{\text{y max}}} = \frac{140 \cdot 0,893}{5} = 25..$$

23. Провести тепловой расчет силовой части в соответствии с рекомендациями, изложенными в разделе 2.4.

24. Выбрать ИМС драйвера и рассчитать элементы цепей управления в соответствии с последовательностью, изложенной в разделе 4.1. В случае необходимости воспользоваться схемотехническими решениями раздела 4.3.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – Ч. 2 – 197 с.
2. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.
3. Болдырев А.В., Палагнюк Г.Г. Основы схемотехники: Метод. указания / ДГТУ, Ростов н/Д. 1995. – 36 с.
4. Use Gate Charge to Design the Gate Drive Circuit for Power MOSFETs and IGBTs. AN-944.
5. IGBT Characteristics. AN-983.
6. Short Circuit Protection. AN-984.
7. HV Floating MOS-Gate Driver Ics. AN-978.
8. Bootstrap Component Selection For Control IC's. DT-92.
9. Motorola MC33153 Technical Data.
10. Hewlett Packard HCPL316 Technical Data.
11. А. Колпаков. Схемотехнические способы борьбы с защелкиванием в каскадах с IGBT-транзисторами // Компоненты и технологии. 2000. No 7.
12. Maximizing the Latch Immunity of the IR2151 & 52 in Ballast Apps. DT 94-9.
13. А. Колпаков. SKiiP - интеллектуальные силовые модули SEMIKRON // Компоненты и технологии. 2003. No 1
14. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
15. Силовые IGBT-модули фирмы Siemens / Материалы по применению. Под ред. Ю.К.Розанова. – М.: Додэка, 1997.
16. Calculating temperature gradients in power MOSFETs with the «HEXRISE» program. Doug Butchers. International Rectifier GB Ltd.
17. Thermal Considerations in the Application of Silicon Rectifier. IR Designer's Manual. 1991.
18. А. И. Колпаков. Автоматизация теплового расчета оконечных каскадов на IGBT транзисторах // Экспресс-Электроника. 1998. No 5–6.

## Автоматизированный электропривод

19. А. Колпаков. Особенности теплового расчета импульсных силовых каскадов // Компоненты и Технологии. 2002. № 1.

20. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. Г.С. Найвелта. – М.: Радио и связь, 1985.

21. Сабинин Ю.А.. Позиционные и следящие электромеханические системы: Учебное пособие для вузов. - СПб.: Энергоатомиздат.2001. - 208 с.: с ил.

22. Денисов К.М., Томасов В.С., Усольцев А.А. Использование компьютерных технологий в учебных курсах на кафедре электротехники и прецизионных электромеханических систем. Сборник статей. Современные образовательные технологии. / Под ред. В.Н.Васильева. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2001. С.79 - 88.

23. Герман - Галкин С.Г.. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0.: Учебное пособие. - СПб: "Корона принт", 2001, 340 С.

24. Электрические комплексы и системы с полупроводниковыми преобразователями., В.С. Томасов, В.А. Толмачев // Изв.вузов. Приборостроение, 2000. Т.43, №1-2. С.70-75.

25. Кротенко В.В., Синицын В.А., Толмачев В.А., Томасов В.С. Система ШИП-ДПТ с устройством измерения ЭДС вращения. // В кн. "Электромашиностроение и электрооборудование", Техника, Киев, вып.41, 1987.

26. Игнатченко А.И., Кротенко В.В., Толмачев В.А. Широкополосные системы электропривода с широтно-импульсными преобразователями и дискретными датчиками координат. //Электротехника, 1988, №5.

27. Пастухов В. Современные российские силовые модули. // Современная электроника, 2006, №8.