

Исследование и оптимизация аварийных режимов работы транзисторов

А. А. Тельнов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

antel45@yandex.ru

Аннотация. Осуществлено исследование аварийных режимов работы транзисторов преобразовательных устройств, а также выработка рекомендаций по построению систем защиты. Для реализации поставленной цели в среде схемотехнического моделирования LTSpice были исследованы два случая возникновения короткого замыкания, различающиеся особенностями протекания тока и степенью токовой нагрузки силового транзистора. Во второй части статьи предложен ряд схемных решений, направленных на ограничение предельных режимов работы кристаллов силовых транзисторов, что гарантирует не только безопасность, но и долговечность производимых изделий.

Ключевые слова: методы защиты транзисторов, короткое замыкание, ограничение перенапряжений, аварийный режим, снабберные цепи

Для цитирования: Тельнов А. А. Исследование и оптимизация аварийных режимов работы транзисторов // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2022. Т. 15, № 3. С. 66–73. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-3-66-73.

Original article

Research and Optimization of Emergency Operation Modes of Transistors

A. A. Telnov

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

antel45@yandex.ru

Abstract. The article deals with the study of emergency modes of operation of transistors of converting devices, as well as the development of recommendations for the construction of protection systems. To achieve this goal, in the LTSpice circuit simulation environment, two cases of short circuit occurrence were investigated, differing, respectively, in the peculiarities of current flow and the degree of current load of the power transistor. In the second half of the article, a number of circuit solutions are proposed, aimed at limiting the limiting operating modes of power transistor crystals, which guarantees not only safety, but also the durability of the manufactured products.

Keywords: transistor protection methods, short circuit, overvoltage limitation, emergency mode, snubber circuits

For citation: Telnov A. A. Research and Optimization of Emergency Operation Modes of Transistors // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2022. Vol. 15, no. 3. P. 66–73. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-3-66-73.

Стойкость к токовым перегрузкам и короткому замыканию – одно из важнейших требований, предъявляемых к современным промышленным источникам питания.

Встроенные функции защиты IGBT-модуля эффективно срабатывают в различных аварийных ситуациях, в том числе при коротких замыканиях в цепи нагрузки. Однако несмотря на имеющуюся

защиту, выход из строя силовой части преобразователя возможен при некоторых экстремальных условиях. Именно поэтому существует необходимость разработки новых алгоритмов работы системы управления, направленных на повышение устойчивой работы преобразователя в случае перегрузки по току.

Причины возникновения токовых перегрузок разнообразны, чаще всего это аварийные ситуации, вызванные нарушением норм электромонтажа, механическим или другим повреждением силового кабеля, повлекшим замыкание фаз между собой либо на корпус. Скорость нарастания тока при коротком замыкании в первом приближении определяется индуктивностью петли короткого замыкания (паразитной индуктивностью шин или проводов до точки замыкания) и напряжением питания выходных IGBT-модулей [1].

Если принять напряжение питания IGBT-транзистора $U = 500$ В и паразитную индуктивность петли короткого замыкания $L = 0.2$ мкГн, то можно определить скорость нарастания тока при коротком замыкании выхода:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_L}{L} = \frac{500}{0.2 \cdot 10^{-6}} = 2500 \text{ А/мкс.}$$

Таким образом, скорость нарастания тока при коротком замыкании выхода преобразователя весьма велика: за время меньше одной микросе-

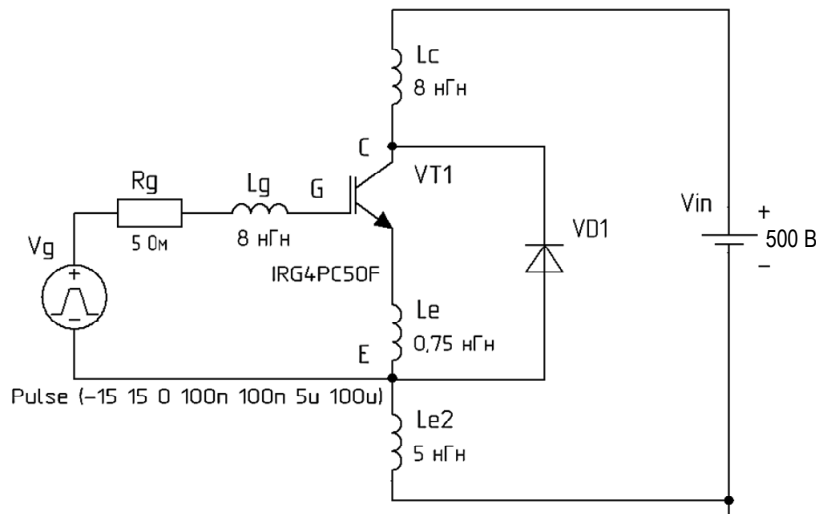


Рис. 1. Включение транзистора при коротком замыкании в цепи нагрузки
 Fig. 1. Turning on the transistor with a short circuit of the load

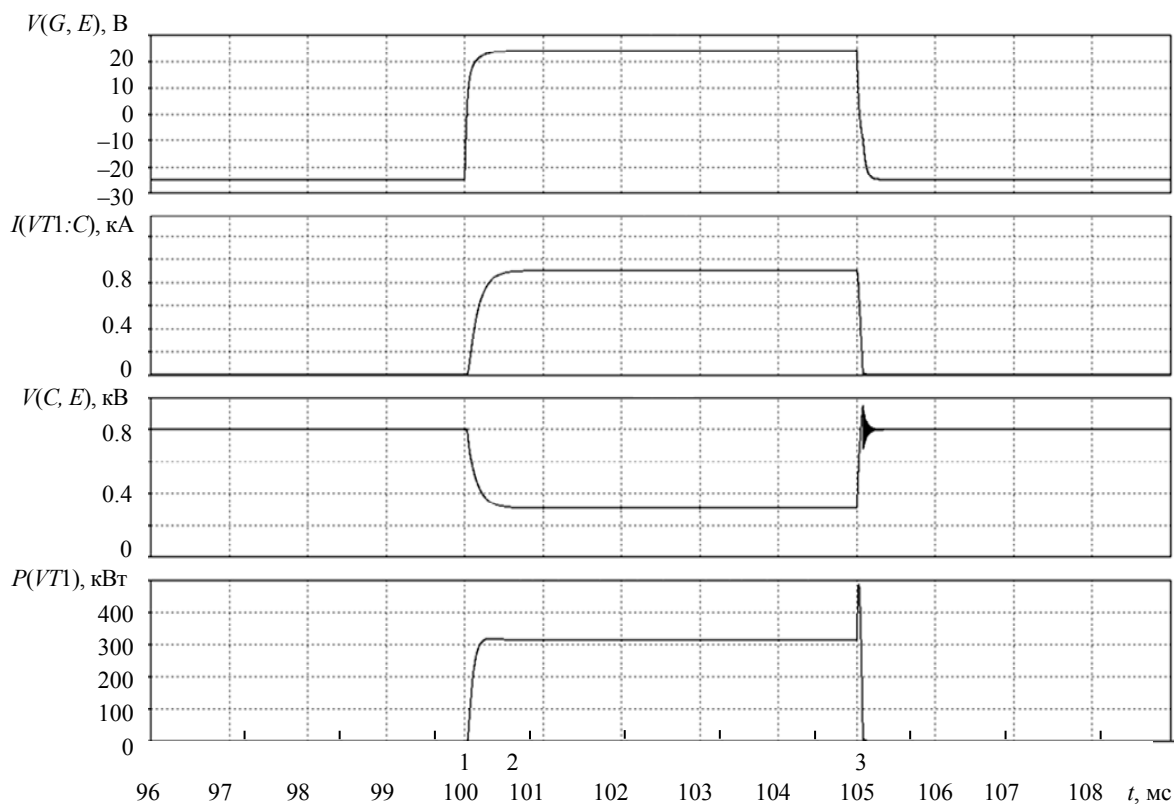


Рис. 2. Процесс коммутации силового транзистора
 Fig. 2. Power transistor switching process

кунды ток достигает значения, превышающего номинальное в несколько раз. IGBT-транзистор при таком токе будет разрушен даже при исправной защите, время срабатывания которой значительно больше длительности процесса нарастания тока – примерно 10 мкс.

В зависимости от момента возникновения можно выделить два типа короткого замыкания, различающихся особенностями протекания тока и степенью токовой нагрузки транзистора [2].

В случае включения транзистора при коротком замыкании в цепи нагрузки скорость возрастания тока короткого замыкания в выходной цепи транзистора определяется индуктивностью петли короткого замыкания и характеристиками управляющего напряжения на входе IGBT-транзистора, длительностью фронта, уровнем напряжения управления на затворе.

Принципиальная схема, соответствующая данному режиму работы, представлена на рис. 1.

На схеме приняты следующие обозначения: V_g – импульсный источник напряжения, управляющий силовым транзистором; R_g – ограничивающее сопротивление; L_g , L_c , L_e , L_{e2} – «паразитные» индуктивности внутрикорпусного токоподвода к кристаллу и индуктивности монтажа,

необходимые для уточнения конструктивной структуры транзистора в процессе расчета; $VT1$ – модель силового транзистора; $VD1$ – диод, включенный параллельно цепи «коллектор–эмиттер» транзистора $VT1$; V_{in} – источник постоянного напряжения; заглавными буквами C , G и E отмечены внешние выводы силового транзистора: «Коллектор», «База», «Эмиттер».

Для того чтобы проанализировать работу данной схемы, обратимся к рис. 2, на котором представлен расчетный процесс коммутации силового транзистора. На графике $V(G, E)$ изображена форма управляющего сигнала; кривая $I(VT1:C)$ соответствует току коллектора; $V(C, E)$ иллюстрирует форму сигнала напряжения «коллектор–эмиттер», а сигнал $P(VT1)$ равен мощности, выделяемой в транзисторе $VT1$.

В момент подачи импульсов управления ток в транзисторе начинает возрастать по закону интегрирования в индуктивной нагрузке (интервал времени 1–2), после чего стабилизируется на некотором уровне – транзистор входит в режим самоограничения (интервал 2–3). Данный промежуток времени характеризует задержку системы управления, связанную с определением и принятием соответствующих мер по ограничению ава-

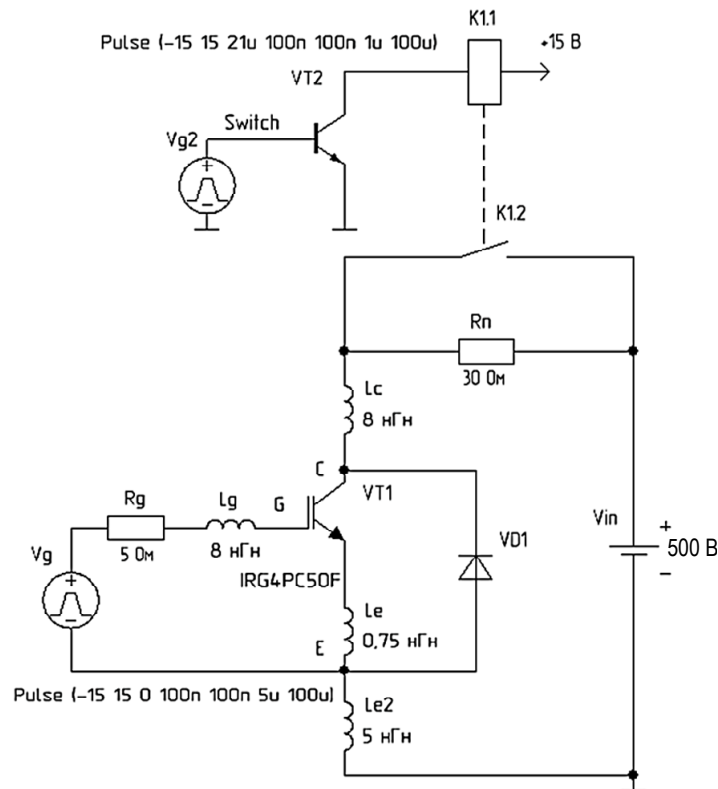


Рис. 3. Короткое замыкание нагрузки включенного транзистора
Fig. 3. Short circuit of the load of the turned on transistor

рийной ситуации. На участке 3 источник напряжения V_g снимает импульс управления с «базы» силового транзистора, при этом резкое обрывание протекающего тока провоцирует некоторое падение напряжения на паразитной индуктивности короткого замыкания, которое показано как рост характеристики напряжения «коллектор–эмиттер» (сигнал $V(C, E)$). Данный скачок напряжения приводит к рассеиванию большой мощности в кристалле транзистора (сигнал $P(VT1)$), что может стать причиной разрушения внутренней структуры IGBT-модуля.

Чтобы не произошло теплового разрушения, длительность тока короткого замыкания не должна превышать 10 мкс [2], поэтому система защиты должна обеспечить выключение управляющего сигнала не позднее, чем через 10 мкс с момента возникновения аварийной ситуации.

Далее для более подробного исследования процессов, происходящих в момент перегрузки по току, рассмотрим второй случай, при котором короткое замыкание происходит после включения IGBT-транзистора.

Принципиальная схема, соответствующая данному режиму работы, представлена на рис. 3.

Здесь к рассмотренной ранее схеме добавлены следующие элементы: V_{g2} – импульсный источник напряжения; $VT2$ транзисторный ключ, управляемый напряжением, необходимый для имитации режима короткого замыкания в цепи нагрузки; K – реле; R_n – нагрузочный резистор.

Рассмотрим рис. 4, на котором показан расчетный процесс коммутации силового транзистора $VT1$, где $V(\text{switch})$ информирует о моменте возникновения короткого замыкания, на графике $V(G, E)$ изображена форма управляющего сигнала; кривая $I(VT1:C)$ соответствует току коллектора; $V(C, E)$ иллюстрирует форму сигнала напряжения «коллектор–эмиттер», а сигнал $P(VT1)$ равен мощности, выделяемой в транзисторе $VT1$.

После окончания переходных процессов, вызванных перезарядом внутренних емкостей, транзистор переходит в режим насыщения (участок 1–2). В данном режиме работы ток коллектора принимает свое максимальное значение, которое может обеспечить источник питания при данном сопротивлении нагрузки. В момент возникновения короткого замыкания (участок 2) происходит скачкообразный рост напряжения «коллектор–эмиттер» $V(C, E)$, при этом ток, протекая через пара-

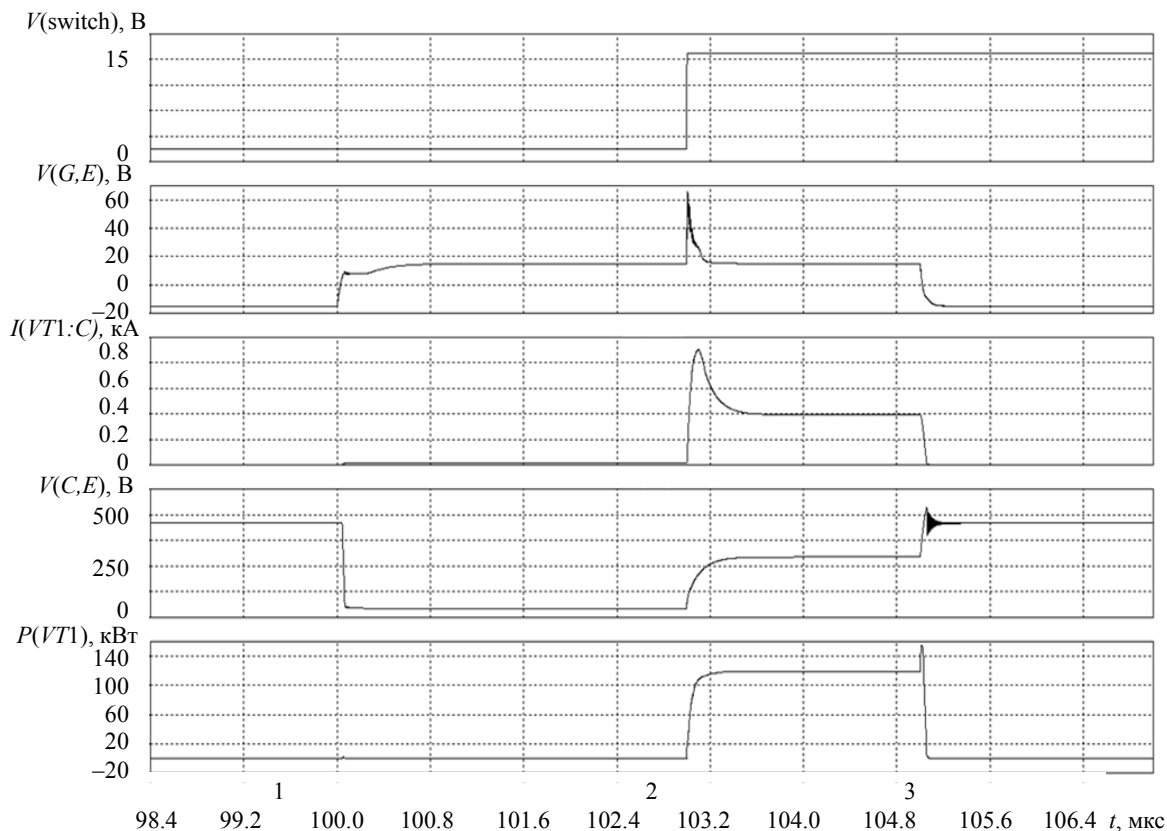


Рис. 4. Процесс коммутации силового транзистора
Fig. 4. Power transistor switching process

зитную индуктивность L_e , создает некоторое падение напряжения, которое прикладывается к базе силового транзистора (скачок напряжения на сигнале $V(G, E)$). В результате этого ток коллектора возрастает до пикового значения, после чего снижается до некоторого установившегося уровня – транзистор входит в режим самоограничения (участок 2–3). Увеличение напряжения в момент закрытия полупроводниковой структуры транзистора (участок 3) вызвано высокой скоростью спада тока коллектора.

Данный режим работы ключа недопустим из-за риска перегрева полупроводниковой структуры транзисторов сверхтоком от источника в момент короткого замыкания нагрузки.

Проанализировав полученные результаты, можно сказать, что в зависимости от момента возникновения короткого замыкания степень токовой нагрузки на IGBT-транзистор различна. В случае, когда моменту короткого замыкания предшествует открытое состояние транзистора, ток коллектора возрастает в 1.4 раза по сравнению с номинальной величиной. По результатам компьютерного моделирования длительность скачка тока в данном случае составляет доли микросекунд, что разрушительно для IGBT-транзистора даже при исправной защите, время срабатывания которой значительно больше длительности процесса нарастания тока.

Ограничение до безопасных пределов напряжения на силовых выводах достигается применением пассивных снабберных цепей, активным ограничением напряжения или регулировкой скорости переключения с помощью схемы управления затвором [3].

Простейший способ ограничения выбросов напряжения заключается в подключении параллельно транзисторам или плечам моста RC- или RCD-цепочек (рис. 5).

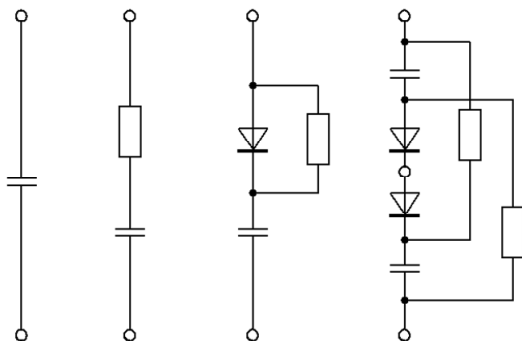


Рис. 5. Основные схемы снабберов
Fig. 5. Basic snubber schemes

При этом конденсатор поглощает накопленную в индуктивностях цепи энергию, после чего она либо рассеивается в резисторе, либо возвращается обратно в конденсатор фильтра промежуточного контура преобразователя.

Активный способ ограничения перенапряжений основан на том, что энергия, накопленная в «паразитной» индуктивности шины токоподвода, прикладывается непосредственно к силовому транзистору. Для чего в цепи «коллектор–затвор» вводится цепь обратной связи, состоящая из порогового элемента – диода Зенера $VD4$ и обычного диода $VD2$ (рис. 6).

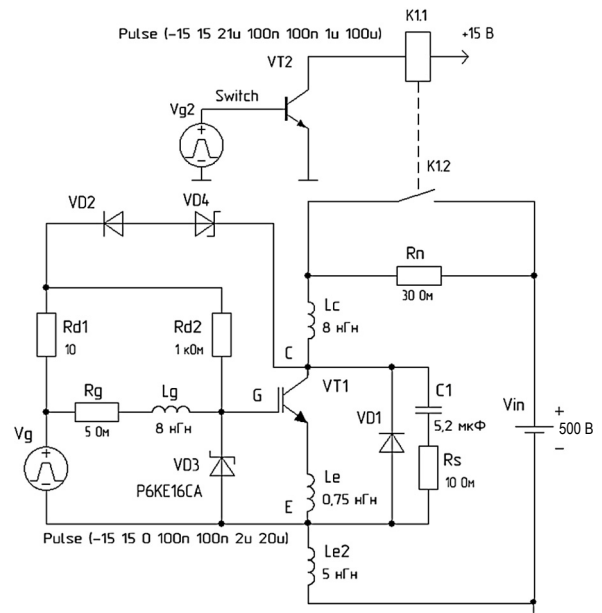


Рис. 6. Схема активного ограничения перенапряжения
Fig. 6. Active overvoltage limiting circuit

Если напряжение «коллектор–эмиттер» достигает напряжения лавинного пробоя элемента Зенера, ток потечет по цепи обратной связи к затвору IGBT-транзистора, что вызовет увеличение его потенциала и, как следствие, снижение скорости изменения тока коллектора.

Диод $VD2$ необходим для ограничения протекания тока драйвера в цепь коллектора при открывании транзистора. Дополнительный зеновский диод $VD3$ с соответствующим напряжением пробоя поддерживает постоянный уровень напряжения «затвор–эмиттер»; резисторы R_{d1} и R_{d1} ограничивают ток, протекающий по цепи обратной связи; элементы C_1, R_s образуют цепь снаббера.

Рассмотрим рис. 7, на котором показан расчетный процесс коммутации силового транзистора $VT1$, где $V(\text{switch})$ информирует о моменте возникновения короткого замыкания, на графике $V(G, E)$ изображена форма управляющего сигнала; кривая $I(VT1:C)$ соответствует току коллекто-

ра; $V(C, E)$ иллюстрирует форму сигнала напряжения «коллектор–эмиттер», а сигнал $P(VT1)$ равен мощности, выделяемой в транзисторе $VT1$.

В момент замыкания нагрузки, когда напряжение «коллектор–эмиттер» превышает напряжение пробоя ограничивающего элемента $VD1$, по-

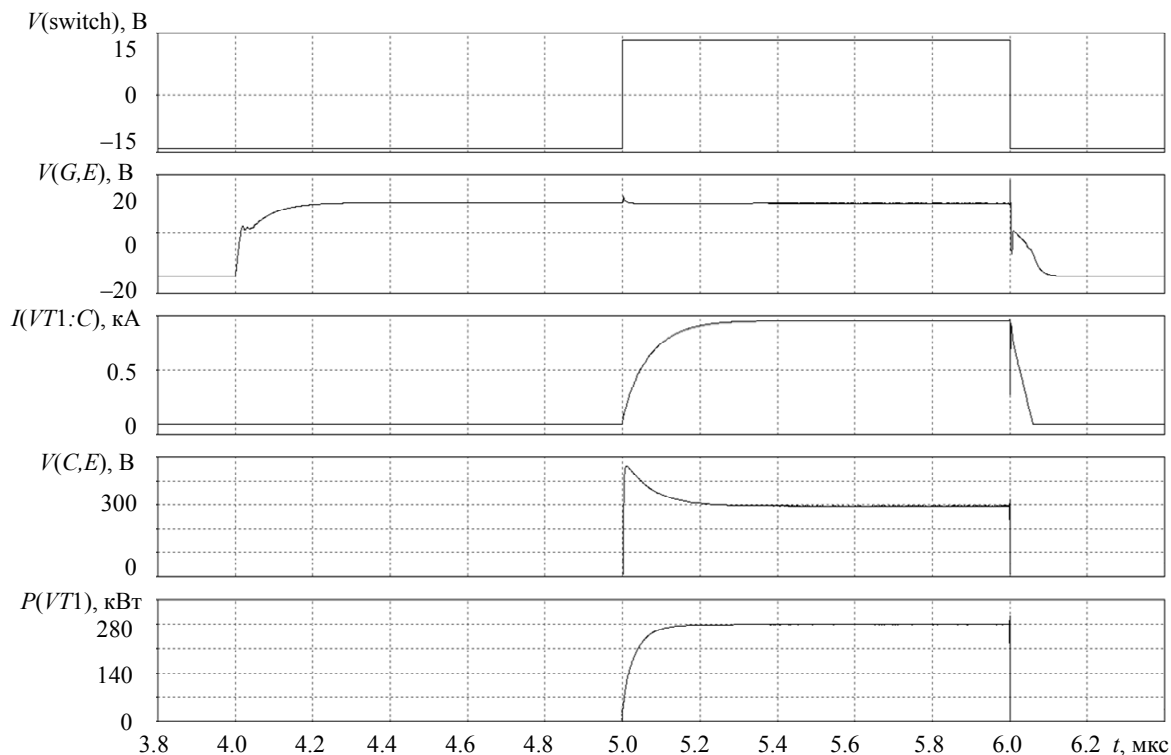


Рис. 7. Процесс коммутации силового транзистора

Fig. 7. Power transistor switching process

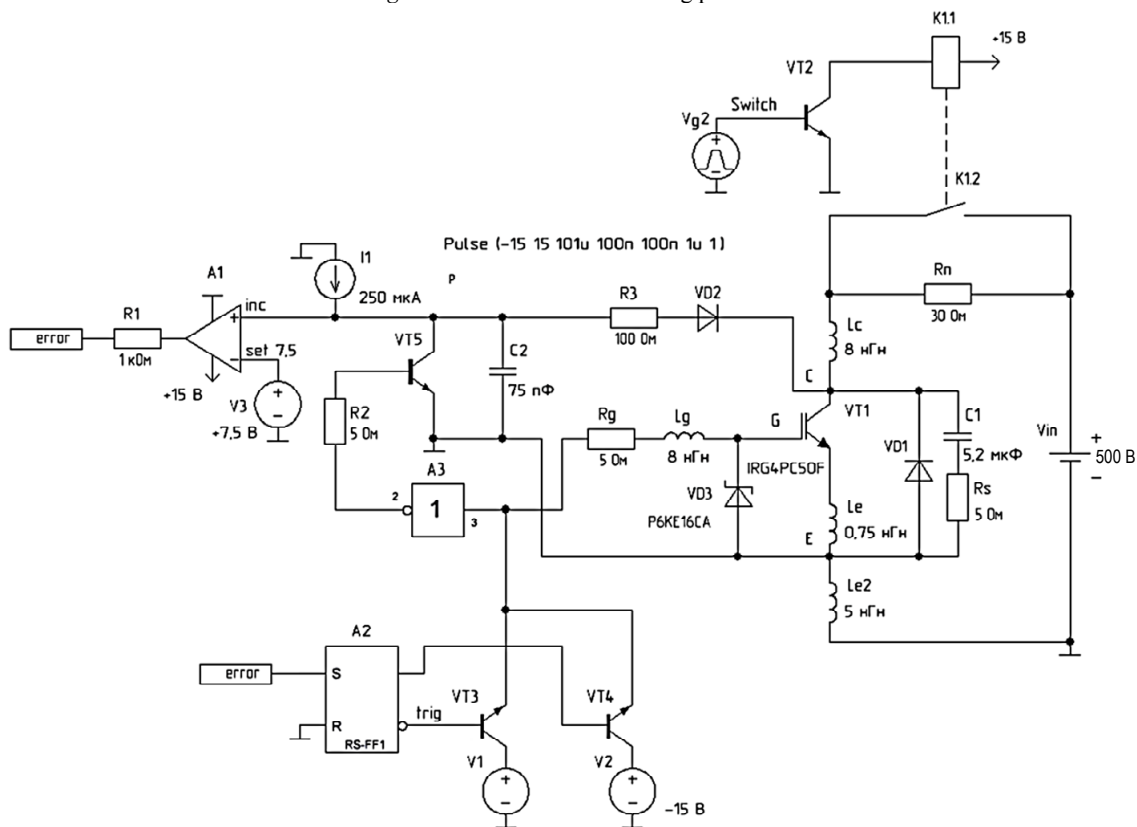


Рис. 8. Схема определения напряжения «коллектор–эмиттер»

Fig. 8. Collector–emitter voltage detection circuit

тенциал напряжения на затворе увеличивается, зенеровский диод $VD3$ начинает пропускать ток, предотвращая пробой затвора.

Ток коллектора $I(VT1:C)$ плавно нарастает, транзистор работает в линейной зоне (активный режим), преобразуя энергию, накопленную в «паразитных» индуктивностях, в тепло. Дополнительные потери мощности связаны с протеканием тока через пороговые элементы.

Также стоит отметить наличие выброса на заднем фронте импульса управления (сигнал $V(G, E)$). Причиной возникновения выброса служит накопленная энергия магнитного поля в паразитной индуктивности L_c , которая стремится поддержать протекающий через нее ток на прежнем уровне. Таким образом, вся энергия магнитного поля преобразуется в электрическую, что и становится причиной увеличения потенциала на затворе [4].

На основании проведенных опытов можно заключить, что в случае возникновения аварийной ситуации (короткое замыкание в цепи нагрузки или пробое одного из ключей моста) происходит лавинообразный рост тока коллектора исправного IGBT-транзистора, приводящий к выходу его из насыщения. Чтобы предотвратить разрушение модуля вследствие теплового удара, состояние перегрузки должно быть выявлено и прекращено в течение короткого промежутка времени.

Один из способов предотвращения работы транзистора в активной области – это постоянный контроль напряжения «коллектор–эмиттер» с передачей полученного сигнала в схему управления для понижения напряжения на затворе управляемого ключа [4].

Схема определения напряжения «коллектор–эмиттер» представлена на рис. 8. Здесь к схеме на рис. 6 добавлены следующие элементы: R_1, R_2, R_3 – резисторы, ограничивающие протекающий ток; $A1$ – компаратор, осуществляющий сравнение уровней напряжения на прямом и инверсном входах, V_3 – источник опорного напряжения $+7.5$ В; I_1 – источник тока 250 мкА; $VT5$ – транзистор, осуществляющий разряд конденсатора $C2$ в случае штатной работы; $A2$ – RS-триггер, регулирующий подачу импульсов управления на «базу» транзистора $VT1$; $A3$ – логический элемент «НЕ»; $VT3, VT4$ – транзисторные ключи, $V1$ – импульсный источник напряжения, управляющий силовым транзистором $VT1$; $V2$ – источник напряжения -15 В.

В данной схеме используется высоковольтный диод $VD2$, не допускающий появления большого напряжения на входе компаратора $A2$. Когда транзистор $VT1$ переводится схемой управления в открытое состояние, образуется цепь для протекания электрического тока (от источника $I1$) через резистор $R3$, диод $VD2$ и открытый транзистор

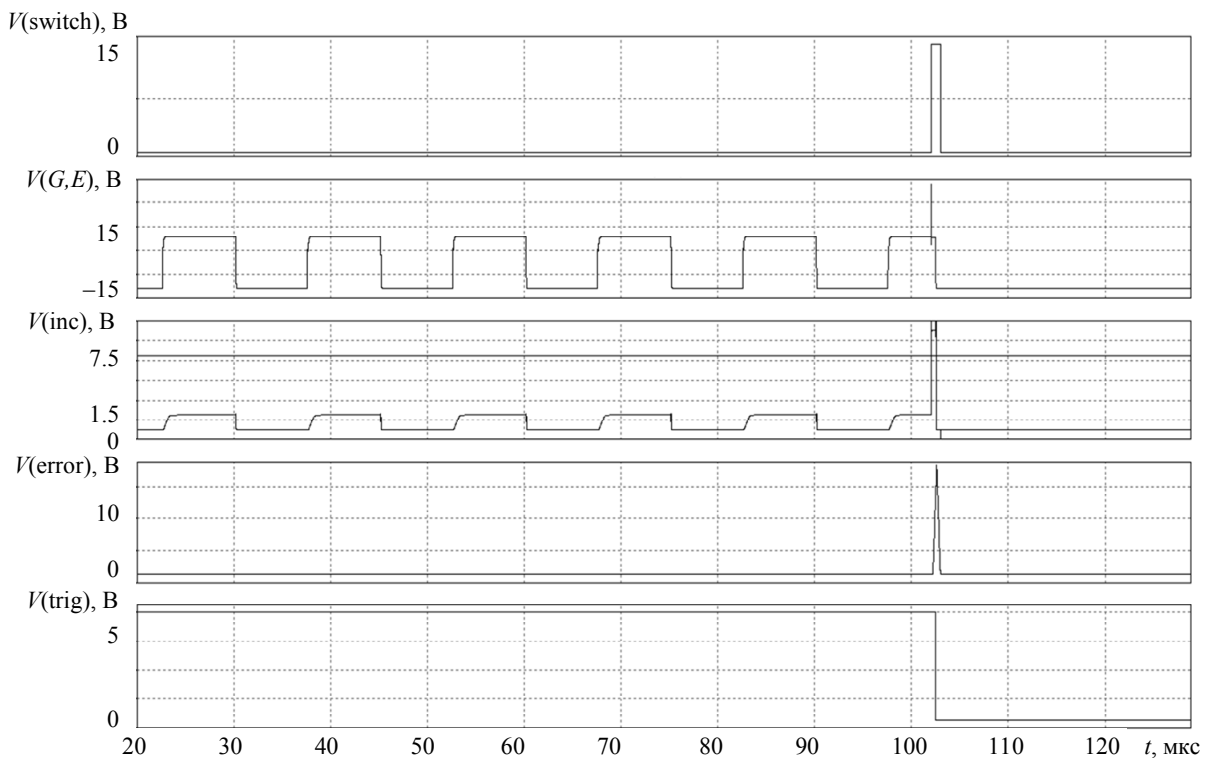


Рис. 9. Процесс коммутации силового транзистора
Fig. 9. Power transistor switching process

V_{T1} . При протекании тока образуется некоторое падение напряжения на озвученных элементах, которое прикладывается к конденсатору $C2$.

В случае штатной работы исследуемой схемы, когда напряжение «коллектор–эмиттер» на открытом транзисторе V_{T1} мало, диод $VD2$ устанавливает низкое напряжение на выводе компаратора $A2$.

В случае аварийной ситуации, когда транзистор по какой-либо причине не открылся или произошло увеличение тока коллектора по причине короткого замыкания, источник тока $I1$, заряжает конденсатор $C2$, тем самым повышая напряжение на прямом входе компаратора.

Когда напряжение на входе компаратора сравняется с установленным уровнем 7.5 В, произойдет его переключение и формирование команды «error», направленной на сокращение импульса управления. Графики, иллюстрирующие работу данной схемы, представлены на рис. 9.

В момент замыкания нагрузки (сигнал $V(\text{switch})$) происходит увеличение уровня напряжения на прямом входе компаратора (сигнал

$V(\text{inc})$), что приводит к появлению сигнала ошибки (сигнал $V(\text{error})$). На инверсном выходе триггера $A2$ устанавливается сигнал низкого уровня (сигнал $V(\text{trig})$), блокируя прохождение импульсов управления и переводя транзистор V_{T1} в закрытое состояние с помощью источника отрицательного напряжения $V2$. Транзистор V_{T1} будет отключен до момента подачи импульса положительной полярности на вход Reset триггера $A2$.

В заключение можно сказать, что одной из главных задач системы управления преобразователем является безопасное и быстрое отключение силового каскада в случае токовой перегрузки. Особенности построения данной системы защиты зависят от конкретного применения, диапазона мощностей и условий эксплуатации источника питания. При этом постоянный контроль падения напряжения на транзисторе остается самым надежным способом выявления состояния токовой перегрузки, так как его просто адаптировать к конкретной схеме применения и параметрам силового модуля.

Список литературы

1. Евтюкова И. П., Кацевич Л. С. Электротехнологические промышленные установки. М.: Энергоиздат, 1982. 98 с.
2. Ruedi H., Kohli P. «Scale» driver for high voltage IGBTs. Power conversion conf. (PCIM'99). Nurnberg, 1999. P. 357–364.

3. Барутсков И. Б. Преобразователи частоты: защита от короткого замыкания в нагрузке // ИСУП. 2016, № 3. С. 63–68.
4. Колпаков А. И. Защитные функции драйверов SEMIKRON // Компоненты и технологии. 2003, № 5. С. 50–55.

Информация об авторе

Тельнов Андрей Александрович – студент гр. 0931 СПбГЭТУ «ЛЭТИ».
E-mail: antel45@yandex.ru

References

1. Evtjukova I. P., Kacevich L. S. Elektrotehnologicheskie promyshlennye ustanovki. M.: Energoizdat, 1982. 98 s. (In Russ.).
2. Ruedi H., Kohli P. «Scale» driver for high voltage IGBTs. Power conversion conf. (PCIM'99). Nurnberg, 1999. P. 357–364.

3. Barutskov I. B. Preobrazovateli chastoty: zashchita ot korotkogo zamykaniya v nagruzke // ISUP. 2016, № 3. S. 63–68. (In Russ.).
4. Kolpakov A. I. Zashchitnye funkcii drajverov SEMIKRON // Komponenty i tekhnologii. 2003, № 5. S. 50–55. (In Russ.).

Information about the author

Andrey A. Telnov – student gr. 0931 of Saint Petersburg Electrotechnical University.
E-mail: antel45@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 20.12.2021; принята к публикации после рецензирования 04.03.2022; опубликована онлайн 30.03.2022.

Submitted 20.12.2021; accepted 04.03.2021; published online 30.03.2022.