

УДК 621.314

DOI: 10.24160/1993-6982-2017-3-60-66

Топологии драйверов силовых ключей с переменным импедансом цепей перезаряда затворной емкости

С.А. Амелин, М.А. Амелина, О.А. Фролков, Н.П. Щепкин

Благодаря возникшей проблеме импортозамещения в области силовой электроники, возникает ряд задач, одной из которых является разработка новых и совершенствование выпускаемых на данный момент отечественных драйверов силовых ключей на основе IGBT/MOSFET. Создание контроллеров управления, не уступающих по характеристикам аналогам ведущих мировых производителей, требует углубленного изучения существующих топологий этих устройств и математического моделирования процессов взаимодействия драйверов с мощными IGBT/MOSFET ключами.

Описаны основные проблемы, формирующие требования к силовой части драйверов мощных ключей на основе структур с изолированным затвором (МОП- и биполярных транзисторов с изолированным затвором). Проведен анализ типовой структуры силовой части драйвера и рассмотрены вопросы, связанные с реализацией основной функции такого драйвера — обеспечения оптимальных режимов включения и выключения силового ключа. Показаны ограничения по оптимизации процессов переключения, возникающие при использовании большинства современных драйверов отечественного и зарубежного производства.

Предложены топологии, позволяющие устранить имеющуюся на данный момент противоречивость требований к величине импеданса цепей перезаряда входной емкости структур с изолированным затвором.

Оптимизация импеданса цепи перезаряда затворной емкости за счет новых топологий и алгоритмов управления ключами силовой части драйвера позволит существенно снизить потери на переключение и увеличить частоту коммутации, что в свою очередь улучшит массогабаритные показатели устройств, использующих такие драйверы.

Смоделированы процессы перезаряда входной емкости ключей на основе структур с изолированным затвором с использованием программы схемотехнического моделирования Micro-Cap 11. Представлены топологии силовой части драйверов, позволяющие менять импеданс цепи затвора на различных стадиях включения и выключения силового транзистора.

Путем моделирования в программе Micro-Cap 11 продемонстрированы преимущества предложенных топологий и сформулированы рекомендации по их реализации с целью разработки структуры отечественного драйвера силовых ключей, отвечающего самым современным требованиям к таким устройствам.

Ключевые слова: драйвер силового ключа, транзистор с изолированным затвором, перезаряд емкости затвора, импеданс цепи перезаряда, снаббер, потери энергии в ключах, индуктивный выброс напряжения, плато Миллера.

Для цитирования: Амелин С.А., Амелина М.А., Фролков О.А., Щепкин Н.П. Топологии драйверов силовых ключей с переменным импедансом цепей перезаряда затворной емкости // Вестник МЭИ. 2017. № 3. С. 60—66. DOI: 10.24160/1993-6982-2017-3-60-66.

Power Switch Driver Topologies with Variable Impedance of the Gate Capacitor Recharging Circuits

S.A. Amelin, M.A. Amelina, O.A. Frolov, N.P. Shchepkin

The need to substitute imported products, in particular, in the field of power electronics, which is faced nowadays in Russia, calls for solving a number of problems, in particular, the necessity to develop new and improve the existing domestically produced drivers for IGBT/MOSFET-based power switches. If we wish to construct controllers having characteristics at least as good as those of the analogs produced by the world's leading manufacturers, the existing topologies of these devices shall be thoroughly studied along with mathematically modeling the processes through which the drivers interact with high-capacity IGBT/MOSFET switches.

The main challenges determining the requirements for the power part of drivers for power switches on the basis of insulated gate power transistor structures (MOSFET and IGBT) are described. The standard structure of the driver's power part is analyzed, and matters concerned with ensuring the optimal IGBT/MOSFET switch opening and closing modes, which is the main function of such driver, are considered. The limitations associated with optimizing the switching processes that are faced in using the majority of modern drivers available from domestic and foreign manufacturers are shown.

Topologies the use of which makes it possible to eliminate the existing contradiction between the requirements for the impedance of the circuits serving to recharge the input capacitance of structures with an insulated gate are proposed.

The gate capacitor recharge circuit impedance optimized owing to the use of new topologies and new control algorithms of the driver power switches will make it possible to achieve significantly lower switching losses and to increase the switching frequency. This in turn will lead to improvement in the weight and dimension characteristics of the devices using these drivers.

The recharge processes of the input capacitance of switches based on insulated gate transistor structures have been simulated using the Micro-Cap 11 circuit simulation computer program. The drivers' power part topologies using which the gate circuit impedance can be changed at different stages of power transistor opening and closing modes are presented.

By way of simulation in the Micro-Cap 11 computer program environment, the advantages of the proposed topology have been demonstrated, and recommendations on implementing them with the aim to elaborate the structure of a domestic power switch driver complying with the latest requirements posed to such devices have been formulated.

Key words: power switch driver, insulated gate transistor, gate capacitance recharging, recharge circuit impedance, snubber, power loss in switches, inductive voltage overshoot, Miller plateau.

For citation: Amelin S.A., Amelina M.A., Frolkov O.A., Shchepkin N.P. Power Switch Driver Topologies with Variable Impedance of the Gate Capacitor Recharging Circuits. MPEI Vestnik. 2017; 3:60—66. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2017-3-60-66.

В современных условиях успешное использование силовых биполярных транзисторов с изолированным затвором (БИТЗ) и силовых полевых транзисторов с изолированным затвором (металл–оксид–полупроводник (МОП)), а также модулей на их основе требует разработки отечественных контроллеров управления (драйверов), не уступающих по характеристикам аналогам ведущих мировых производителей. Это позволит решить проблему замещения зарубежных аналогов, преобладающих на отечественном рынке. Одним из примеров успешной реализации драйверов отечественного производства являются модули управления серии МД, выпускаемые АО «Электрум АВ» [1]. Однако элементная база зарубежных фирм-производителей непрерывно совершенствуется, требования к подобным устройствам постоянно растут. Удовлетворить все потребности за счет отечественной компонентной базы невозможно без углубленного изучения топологий устройств и математического моделирования процессов их взаимодействия с мощными IGBT/MOSFET-ключами.

При разработке драйверов мощных ключевых транзисторов актуальной задачей является повышение надежности и энергетической эффективности силовых ключей [2]. Решить эту задачу можно оптимизацией алгоритма управления импедансом цепи перезаряда затворной емкости IGBT/MOSFET-ключей на этапах включения и выключения.

Эффективное снижение энергии динамических потерь за счет оптимизации импеданса перезаряда затворной емкости позволит существенно снизить потери на переключение и в несколько раз увеличить частоту коммутации, что в свою очередь позволяет существенно улучшить массогабаритные показатели устройств, использующих такие драйверы.

Классической схемой перезаряда затворной емкости является схема с двумя ключами (рис. 1). В этой схеме заряд затворной емкости осуществляется от источника $V1$ через замкнутый ключ $S1$ и резистор $Rg(on)$. Разряд затворной емкости, в свою очередь, выполняется источником отрицательной полярности $V2$ через резис-

тор $Rg(off)$ и замкнутый ключ $S2$. При таком решении импеданс цепей заряда и разряда может быть различным, но внутри каждого из этапов (включение или выключение) он остается постоянным.

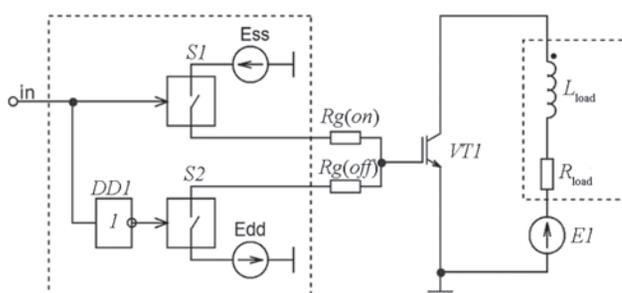


Рис. 1. Упрощенная структура силовой части драйвера, подключенного к IGBT-транзистору

Процессы, происходящие в затворной цепи МОП и БИТЗ транзисторов, подробно описаны в [3, 4]. Фактически они сводятся к перезаряду входной емкости транзисторного ключа C_g , включающей в себя емкость затвор–эмиттер C_{ge} и емкость затвор–коллектор C_{gc} (с учетом эффекта Миллера). Именно процессы перезаряда емкости C_g в конечном итоге определяют быстродействие ключа и величину динамических потерь. Ее перезаряд включает в себя несколько этапов (рис. 2), длительность которых зависит от импеданса цепей заряда-разряда.

Оптимизация процессов переключения при использовании схемы рис. 1 возможна лишь за счет выбора сопротивления резисторов $Rg(on)$ и $Rg(off)$ в зависимости от типа используемого силового ключа. Резистор $Rg(on)$ задает импеданс цепи заряда входной емкости транзисторного ключа, резистор $Rg(off)$ — импеданс цепи разряда. Однако во многих случаях этого недостаточно и возникает необходимость менять импеданс на разных стадиях заряда или разряда входной емкости транзисторного ключа для оптимизации процесса переключения.

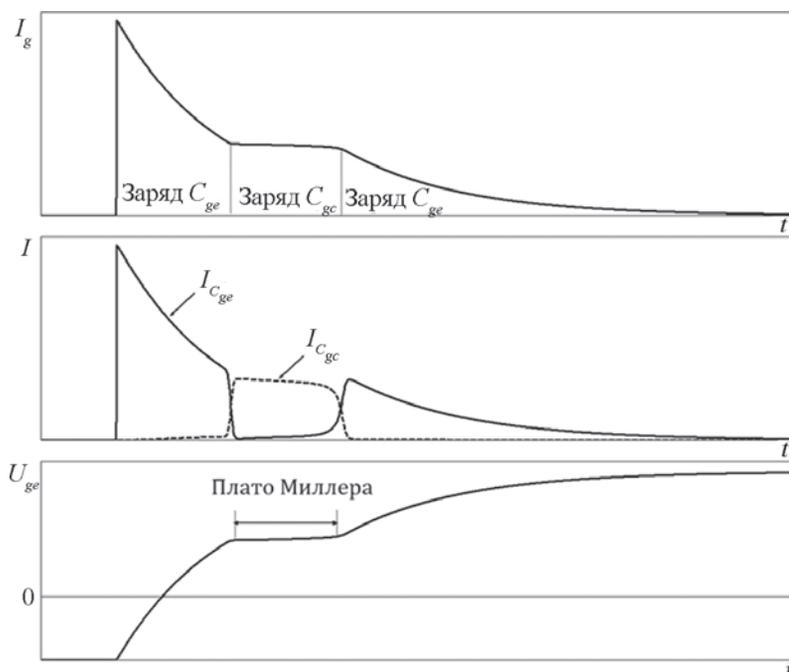


Рис. 2. Процессы заряда входной емкости при включении ключа на основе БТИЗ:

I_g — ток цепи затвора; $I_{C_{ge}}$ — ток заряда емкости затвор–эмиттер; $I_{C_{gc}}$ — ток заряда емкости затвор–коллектор; U_{ge} — напряжение затвор–эмиттер

Уменьшение величины импеданса цепи перезаряда входной емкости транзисторного ключа C_g снижает время коммутации и динамические потери (рис. 3). Задержка выключения при этом также уменьшается за

счет уменьшения протяженности «плато Миллера». Однако при этом растет скорость изменения тока коллектора di_c/dt , что приводит к росту амплитуды индуктивного выброса напряжения на коллекторе транзистора

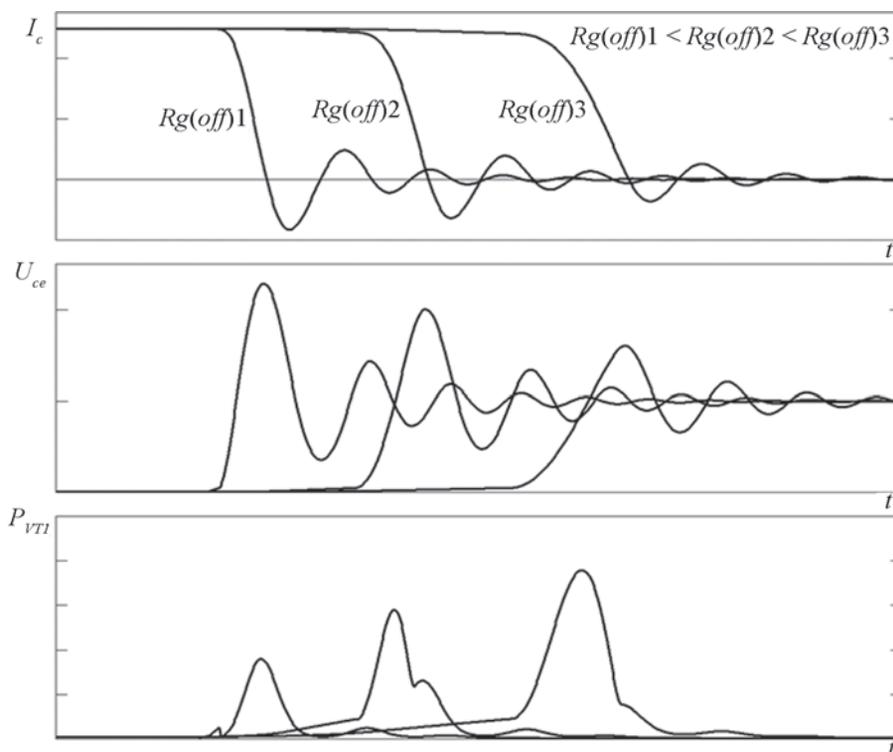


Рис. 3. Процессы выключения транзисторного ключа V_{TI} при различных значениях импеданса цепи перезаряда входной емкости:

I_c — ток коллектора; U_{ce} — напряжение коллектор–эмиттер; P_{VTI} — мгновенная мощность

в момент выключения. Эти выбросы напряжения способны вывести из строя транзистор силового ключа.

Графики зависимости величины индуктивного выброса напряжения на коллекторе транзистора $U_{\text{сmax}}$ и мощности, рассеиваемой на ключе в процессе выключения P_{VT1} , от величины импеданса разрядной цепи затвора $Rg(off)$ имеют два характерных участка (рис. 4). При малых значениях сопротивления $Rg(off)$ величина выброса напряжения остается практически постоянной и определяется внутренним импедансом цепи затвора транзистора (интегрированным ограничительным сопротивлением R_{int} и индуктивностью цепи затвора), что соответствует участку 1. Мощность, рассеиваемая на ключе в процессе выключения, также меняется очень слабо.

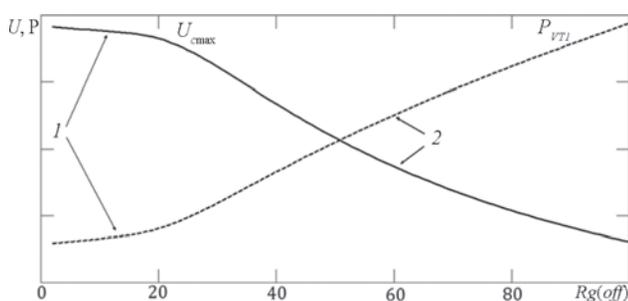


Рис. 4. Величина индуктивного выброса напряжения на коллекторе транзистора $U_{\text{сmax}}$ и мощность потерь P_{VT1} , рассеиваемая на ключе в процессе выключения, в зависимости от импеданса разрядной цепи затвора $Rg(off)$

При $Rg(off) > R_{int}$ относительная величина выброса напряжения начинает почти линейно уменьшаться, а мощность, рассеиваемая на ключе, — расти (участок 2).

Особенно опасен индуктивный выброс напряжения на коллекторе транзистора в предельных случаях, к которым относится переключение силового транзисторного ключа в режимах, близких к короткому замыканию, поскольку в этом случае величина di/dt максимальна. Если некорректно спроектированная общая шина имеет высокое значение паразитной индуктивности L_s , индуктивные выбросы могут превысить предельно допустимые напряжения транзистора силового ключа и он выйдет из строя.

Анализ представленных зависимостей позволяет утверждать, что для взятого в качестве примера IGBT-транзистора уменьшение импеданса разрядной цепи ниже 20 Ом целесообразно только для снижения задержки выключения, поскольку на величину потерь при выключении дальнейшее падение импеданса разрядной цепи уже не влияет.

Как следует из рис. 4, увеличение импеданса цепи перезаряда емкости затвора (рост сопротивления $Rg(off)$) приводит к значительному снижению уровня перенапряжения, однако при этом увеличивается энергия потерь при выключении ключа. Кроме того, существенно возрастает задержка выключения транзистора за счет увеличения длительности «плато Миллера».

Получается, что постоянный импеданс разрядной цепи на этапе выключения позволяет обеспечивать малую задержку выключения только ценой увеличения амплитуды выброса напряжения на коллекторе транзистора. Чтобы оптимизировать оба этих параметра, импеданс разрядной цепи должен меняться. На этапе медленных изменений тока силового ключа, соответствующих «плато Миллера», импеданс должен быть низким. Это помогает обеспечить малое время задержки выключения. А на этапе резкого изменения тока ключа импеданс должен быть достаточно высоким, чтобы ограничивать скорость изменения тока и величину индуктивного выброса напряжения на ключе.

Для реализации драйвера, обеспечивающего такое изменение импеданса, необходим еще один ключ $S3$, переключающийся по сигналу системы управления (СУ), отслеживающей напряжение на затворе силового транзистора (рис. 5).

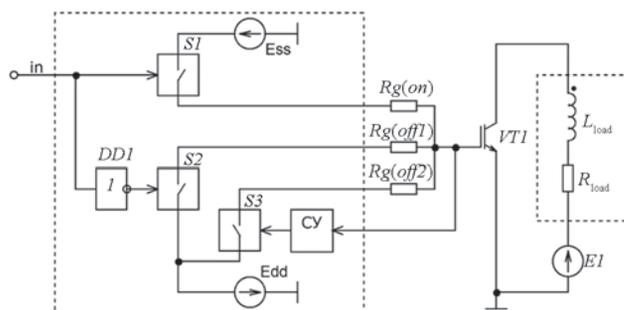


Рис. 5. Структура силовой части драйвера с изменяемым импедансом на этапе выключения ключа

Результаты моделирования, полученные с помощью программы схемотехнического анализа Micro-Cap [5], показывают, что использование такой топологии драйвера позволяет существенно уменьшить задержку выключения t_3 без увеличения скорости изменения тока ключа и индуктивного выброса напряжения на коллекторе (рис. 6). Протяженность «плато Миллера» и, следовательно, задержка выключения, будут определяться сопротивлением резистора $Rg(off2)$, а скорость изменения коллекторного тока — резистором $Rg(off1)$.

При переменном импедансе ток разряда входной емкости транзисторного ключа на начальном участке переключения в несколько раз превышает ток разряда схемы с постоянным импедансом. За счет этого уменьшается время перезаряда емкости затвор–коллектор и, соответственно, протяженность «плато Миллера», которое в основном и определяет задержку выключения.

Рассмотренный алгоритм переключения ключа целесообразно использовать в мостовых схемах, поскольку он позволяет существенно снизить опасность возникновения сквозных токов на этапе коммутации за счет минимизации задержки переключения, вызванной наличием «плато Миллера».

Изменяемый импеданс разрядной цепи затвора будет полезным и при использовании активного демпфирования индуктивного выброса напряжения. В схемах драйверов мощных силовых ключей для этой цели, как правило, используются мощные стабилитроны (снабберы), подключаемые между коллектором и затвором IGBT-транзистора. В такой схеме ток пробоя стабилитрона ограничен только импедансом разрядной цепи и может достигать единиц ампер. При этом на стабилитроне рассеивается существенная мощность (единицы и десятки ватт). Для уменьшения тока пробоя и мощности, рассеиваемой на стабилитроне, необходимо на время его пробоя увеличивать импеданс разрядной цепи. Реализовать это можно на основе рассмотренной ранее топологии, изменив алгоритм управления дополнительным ключом $S3$ (рис. 7).

Для ограничения тока в цепи снаббера нужно на время пробоя стабилитрона размыкать ключ $S2$ и резистор $Rg(off1)$ с сопротивлением достаточно большой величины (сотни ом — единицы килоом). В остальной промежуток времени выключения ключа ток затвора протекает через резистор $Rg(off2)$ сопротивлением единицы–десятки ом.

В настоящее время похожий механизм изменения импеданса реализован в драйверах силовых ключей серии Skuper, выпускаемых фирмой Semikron [6]. Он позволяет ограничить скорость выключения ключа при срабатывании защиты перегрузки по току. Однако отечественных драйверов с такими функциональными возможностями пока не существует.

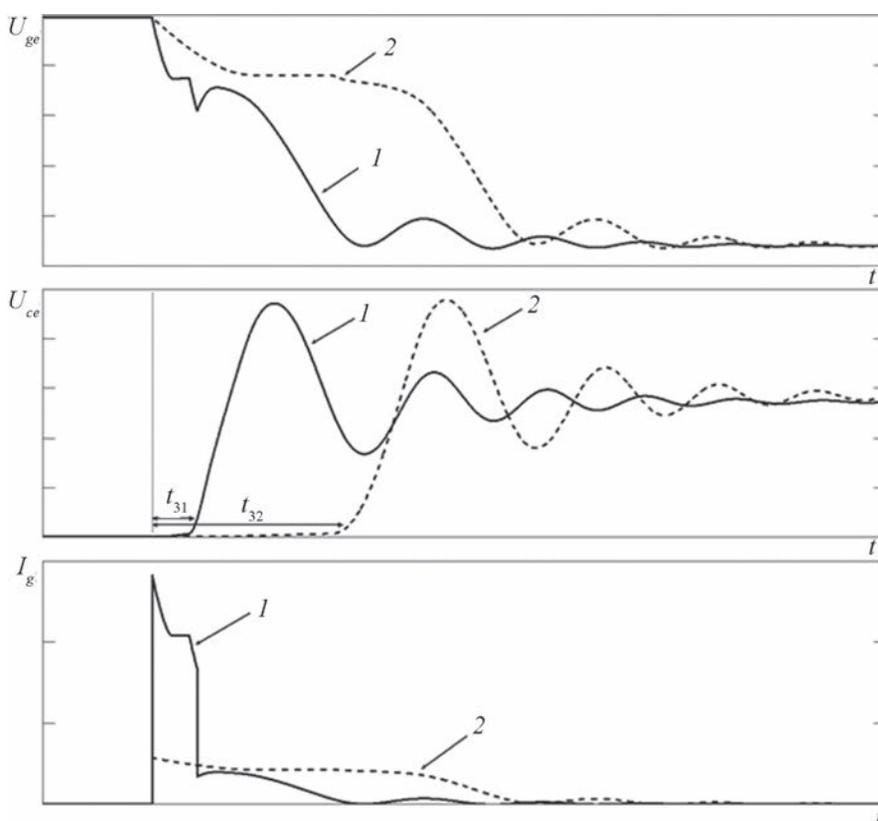


Рис. 6 – Процессы выключения БТИЗ-ключа при переменном (1) и постоянном (2) импедансах разрядной цепи затвора:

U_{ge} — напряжение затвор–эмиттер; U_{ce} — напряжение коллектор–эмиттер; I_g — ток цепи затвора

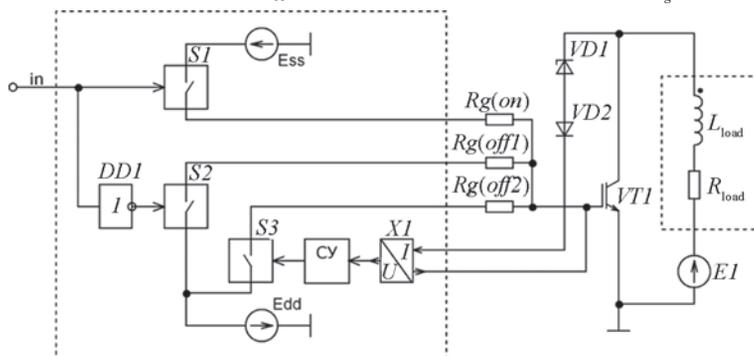


Рис. 7. Структура силовой части драйвера с изменяемым импедансом при использовании активного демпфирования

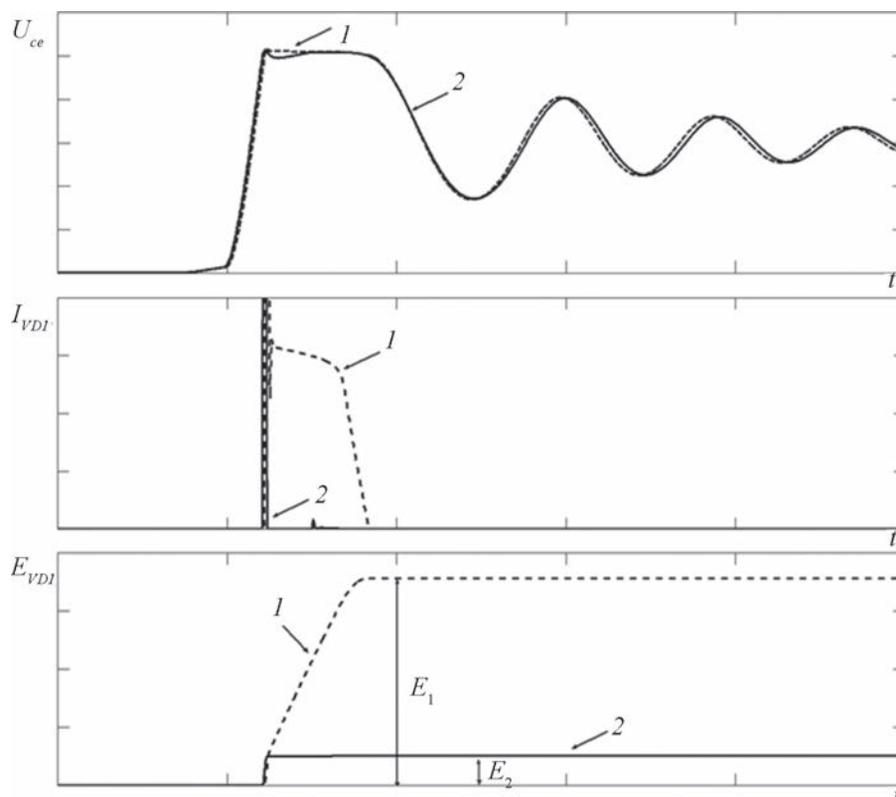


Рис. 8. Временные диаграммы токов и напряжений схемы без ограничения тока снаббера (1) и с его ограничением (2): U_{ce} — напряжение коллектор–эмиттер; I_{VDI} — ток снаббера VDI; E_{VDI} — энергия, рассеиваемая в снаббере за время выключения ключа

Представленная схема ограничения тока стабилизатора не влияет на скорость процессов переключения ключа, однако существенно (в 10 раз и более) снижает среднюю и импульсную мощность, рассеиваемую на снаббере (рис. 8). Это позволяет снизить общие потери и повысить надежность его работы.

Анализ работы рассмотренных топологий показал, что оптимальные выбор импеданса цепи затвора силовых ключей и алгоритм управления этим импедансом позволяют существенно повысить надежность работы силовых ключей за счет уменьшения перенапряжения при выключении и снижения динамических потерь на выключение. При разработке схем отечественных драйверов возможность использования переменного импеданса включения и выключения является обязательным условием получения эксплуатационных параметров, отвечающих современным требованиям к подобным устройствам.

Исследование выполнено при поддержке РФФИ (проект № 16-07-00380 А).

Литература

1. Волошин С. Современные драйверы IGBT и мощных полевых транзисторов // Компоненты и технологии. 2003. № 5. С. 43—48.
2. Азаренкова Е.Г., Морун Д.Н., Амелин С.А., Амелина М.А. Коммутируемый одноконтурный преоб-

разователь напряжения и анализ его динамических характеристик // Информационные технологии, энергетика и экономика: сб. трудов XII Междунар. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. 2015. Т 2. С. 3—7.

3. Хермвиль М., Колпак А. Управление изолированным затвором IGBT // Электронные компоненты. 2008. № 6. С. 43—50.

4. Арндт В., Ульрих Н., Тобиас Р., Турски В. Управление изолированными затворами MOSFET/IGBT, базовые принципы и основные схемы // Силовая электроника. 2013. № 5. С. 50—58.

5. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования MicroCap. Версии 9, 10. СПб.: Лань, 2014.

6. Hermwille M., Grasshof T. SKYPER — Modern and Simple Driver // Power Systems Design. 2004. No. 6. Pp. 12—16.

References

1. Voloshin S. Sovremennye drayvery IGBT i Moshchnykh Polevykh Tranzistorov. Komponenty i Tekhnologii. 2003;5:43—48. (in Russian).

2. Azarenkova E.G., Morunov D.N., Amelin S.A., Amelina M.A. Kommutiruemyy Odnokonturnyy Preobrazovatel' Napryazheniya i Analiz ego Dinamicheskikh Kharakteristik // Informatsionnye Tekhnologii, Energetika i Ekonomika: Sb. trudov XII Mezhdunar. Nauch.-tekhn. Konf. Studentov i Aspirantov. 2015;2:С. 3—7. (in Russian).

3. **Khermil' M., Kolpakov A.** Upravlenie Izolirovannym Zatvorom IGBT. Elektronnye Komponenty. 2008;6:43—50. (in Russian).

4. **Arendt V., Ul'rikh N., Tobias R., Turski V.** Upravlenie Izolirovannymi Zatvorami MOSFET/IGBT, Bazovye Printsipy i Osnovnye Skhemy. Silovaya Elektronika. 2013;5:50—58. (in Russian).

5. **Amelina M.A., Amelin S.A.** Programma Skhemotekhnicheskogo Modelirovaniya Micro Sap. Versii 9, 10. SPb.: Lan', 2014. (in Russian).

6. **Hermwille M., Grasshof T.** SKYPER — Modern and Simple Driver. Power Systems Design. 2004;6:12—16.

Сведения об авторах

Амелин Сергей Александрович — кандидат технических наук, доцент кафедры электроники и микропроцессорной техники филиала НИУ «МЭИ» в г. Смоленске, e-mail: amlmtr@gmail.com

Амелина Марина Аркадьевна — кандидат технических наук, доцент кафедры электроники и микропроцессорной техники филиала НИУ «МЭИ» в г. Смоленске, e-mail: amelina.marina@gmail.com

Фролков Олег Александрович — директор Инженерного центра филиала НИУ «МЭИ» в г. Смоленске, e-mail: OAFrolkov@yandex.ru

Щепкин Николай Павлович — кандидат технических наук, профессор кафедры промышленной электроники НИУ «МЭИ», e-mail: shchepkinnp@mail.ru

Information about authors

Amelin Sergey A. — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Electronics and Microprocessor Technology Dept., Branch of NRU MPEI in Smolensk, e-mail: amlmtr@gmail.com

Amelina Marina A. — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Electronics and Microprocessor Technology Dept., Branch of NRU MPEI in Smolensk, e-mail: amelina.marina@gmail.com

Frolkov Oleg A. — Director of the Engineering Centre of Branch of NRU MPEI in Smolensk, e-mail: OAFrolkov@yandex.ru

Shchepkin Nikolay P. — Ph.D. (Techn.), Professor of Industrial Electronics Dept., NRU MPEI, e-mail: shchepkinnp@mail.ru

Статья поступила в редакцию 30.11.2016