

Методы активного управления драйверами

для MOSFET-транзисторов

В статье представлены два метода и устройства на их основе для активного управления мощных транзисторов, работающих в ключевом режиме. Поставленные цели: уменьшение динамических потерь энергии при управлении главными элементами, ограничение электромагнитного излучения, исключение необходимости использования защитных RC-цепей и повышение надежности эксплуатации мощных транзисторов. Предложены схемные решения и представлены результаты экспериментальных исследований по управлению MOSFET-транзисторами с помощью новых драйверных схем, а также дано сравнение с часто используемой драйверной схемой.

Святослав Иванов,
Иван Нейчев

Введение

Улучшение эффективности силовых импульсных преобразователей связано с задачей уменьшения потерь энергии в ключевых транзисторах. В большей степени именно эти потери оказывают влияние на коэффициент полезного действия силового преобразователя, надежность устройства и возможность его работы при высоких частотах. Характер нагрузки, с которой работает силовое устройство, в свою очередь, значительно влияет на переходные процессы при переключении транзисторов и, соответственно, на коммутационные потери в них, которые возрастают при нагрузке реактивного характера. Существует ряд способов для ограничения потерь в мощных силовых транзисторах, работающих в ключевом режиме: использование защитных RC-цепей (их неудобство состоит в том, что они являются частотно-зависимыми); работа преобразователя в режиме мягкой коммутации (здесь недостатком является то, что такой рабочий режим может быть обеспечен только в определенных видах преобразовательных схем); использование затвора с точно подобранным

значением сопротивления (при увеличении его значения улучшается устойчивость переходного процесса, но увеличивается и время переключения); использование радиаторов с большей площадью (недостатком является то, что увеличиваются масса и габариты устройства) [1, 2].

Современные тенденции в этой области связаны с разработкой методов активного управления транзисторами, работающими в ключевом режиме, и использованием интеллектуальных драйверных схем [3–6].

Драйверная схема с обратной связью по току

На рис. 1 представлена блок-схема для реализации метода активного управления драйвером с обратной связью по производной тока стока (di/dt). В качестве датчика тока используется шунтовый резистор, включенный в цепь истока управляемого MOSFET-транзистора. На нем происходит падение напряжения, которое поступает на вход дифференцирующей цепи. Через управляемые генераторы тока G1 и G2 обеспечиваются две разные цепи для зарядки и раз-

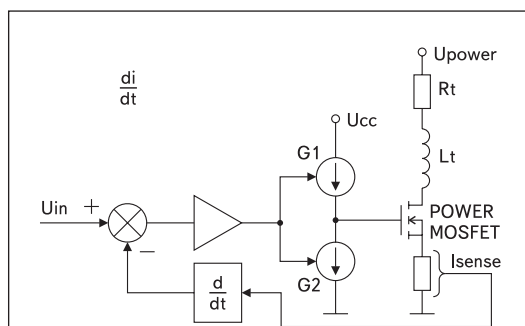


Рис. 1. Блок-схема для реализации метода активного управления драйвером с обратной связью по производной тока стока

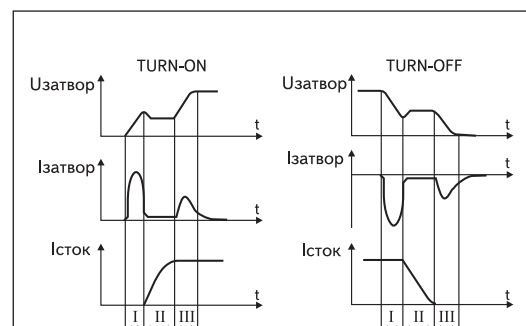


Рис. 2. Переходные процессы при включении и выключении управляемого транзистора

рядки входной емкости силового транзистора. Принцип действия схемы показан на временных диаграммах (рис. 2). Переходные процессы при включении и выключении управляемого транзистора условно можно разделить на три интервала:

- Процессы при включении транзистора:
- I интервал — начинается с момента включения транзистора и продолжается до момента, в который напряжение затвора достигает порогового значения. Ток затвора в первом интервале имеет большое значение для уменьшения времени задержки при включении транзистора.
- II интервал — начинается тогда, когда напряжение затвора достигает порогового значения, при котором ток стока быстро возрастает. Дифференцирующая цепь вырабатывает сигнал, с помощью которого уменьшается значение зарядного тока затвора. Скорость изменения тока стока уменьшается, что обеспечивает переходный процесс с хорошей устойчивостью и малыми значениями перенапряжения на транзисторе.
- III интервал — начинается с момента, в котором ток стока достигает установленного значения. Ток затвора снова возрастает, таким образом, уменьшаются активные мощностные потери транзистора при включенном состоянии.

Переходные процессы при выключении транзистора:

- I интервал — начинается с момента выключения транзистора и продолжается до момента, в который ток стока начинает быстро уменьшаться. В этом интервале осуществляется быстрый разряд входной емкости, и ток затвора имеет большое значение.
- II интервал — начинается, когда напряжение затвора достигает порогового значения, при котором ток стока быстро уменьшается. Дифференцирующая цепь вырабатывает сигнал, с помощью которого уменьшается значение тока разряда входной емкости MOSFET-транзистора.
- III интервал — начинается с момента, в котором ток стока достигает нуля. Ток затвора снова возрастает, таким образом, осуществляется быстрый разряд входной емкости транзистора.

На рис. 3 представлена принципиальная схема драйвера с обратной связью по току. В качестве датчика тока используется низкоомный резистор R11, связанный последовательно в силовой цепи. Падение напряжения на этом резисторе поступает на вход пассивной дифференцирующей цепи, состоящей из резисторов R3, R4 и конденсатора C2. Входное сопротивление R4 служит для улучшения устойчивости дифференцирующей цепи. Ее выходной сигнал усиливается полевым транзистором VT1, рабочая точка которого подобрана так, что он работает в режиме класса А. При включении управляемого MOSFET-транзистора его ток стока начинает возрастать, и дифференцирующая цепь вырабатывает положительный сигнал, который подается на затвор полевого транзистора VT1, вследствие чего он открывается и его напряжение стока уменьшается. Это

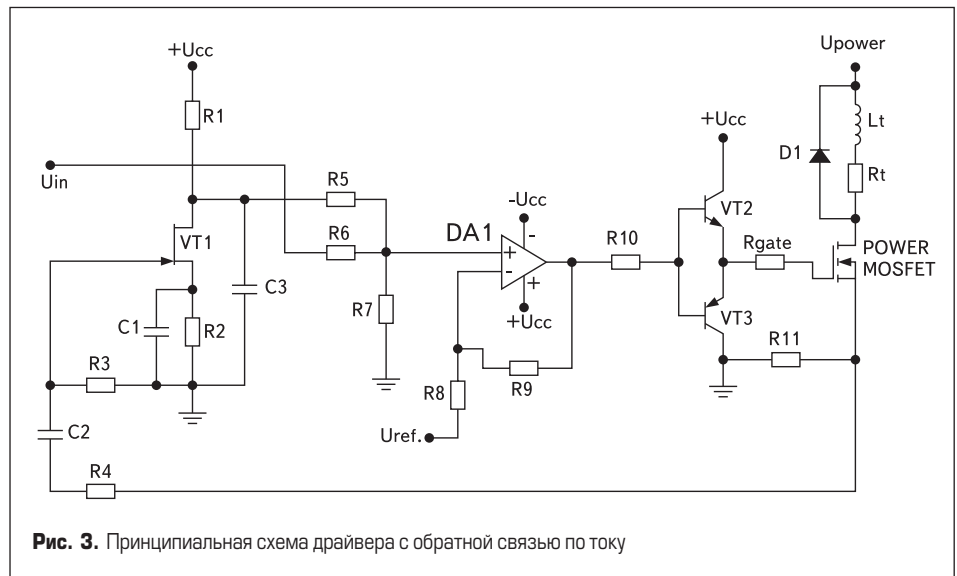


Рис. 3. Принципиальная схема драйвера с обратной связью по току

напряжение поступает на неинвертирующий вход дифференцирующего сумматора, реализованного на основе операционного усилителя DA1, который со своей стороны действует на противотактную ступеньку, выполненную по схеме эмиттерного повторителя, — VT2 и VT3. Когда при выключении управляемого MOSFET-транзистора ток стока начинает уменьшаться, дифференцирующая цепь начинает вырабатывать отрицательный сигнал, поступающий на затвор полевого транзистора VT1, вследствие чего он начинает закрываться, а напряжение стока — возрастать. Так, во время интервалов возрастания и падения тока стока управляемого мощного транзистора суммарный выходной сигнал операци-

онного усилителя DA1 будет зависеть от сигнала, поступающего по обратной связи, вследствие чего ток затвора управляемого MOSFET-транзистора будет ограничен во время этих интервалов.

Драйверная схема с обратной связью по напряжению

Кроме обратной связи по току, драйвер может быть выполнен и с обратной связью по производной напряжения стока мощного транзистора (du/dt) (рис. 4). Работа схемы пояснена с помощью временных диаграмм на рис. 5 и аналогична работе драйвера, реализованного с обратной связью по производной

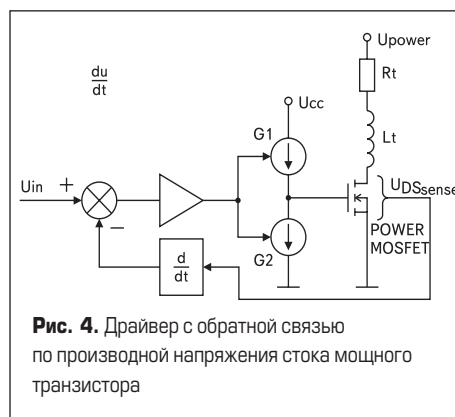


Рис. 4. Драйвер с обратной связью по производной напряжения стока мощного транзистора

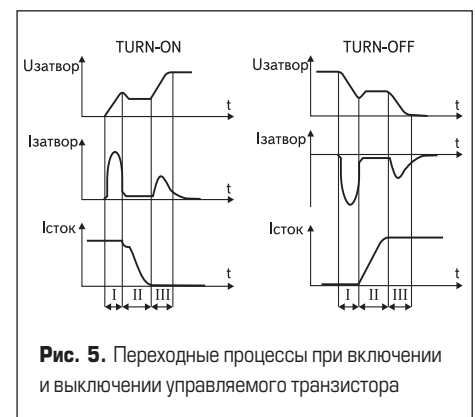


Рис. 5. Переходные процессы при включении и выключении управляемого транзистора

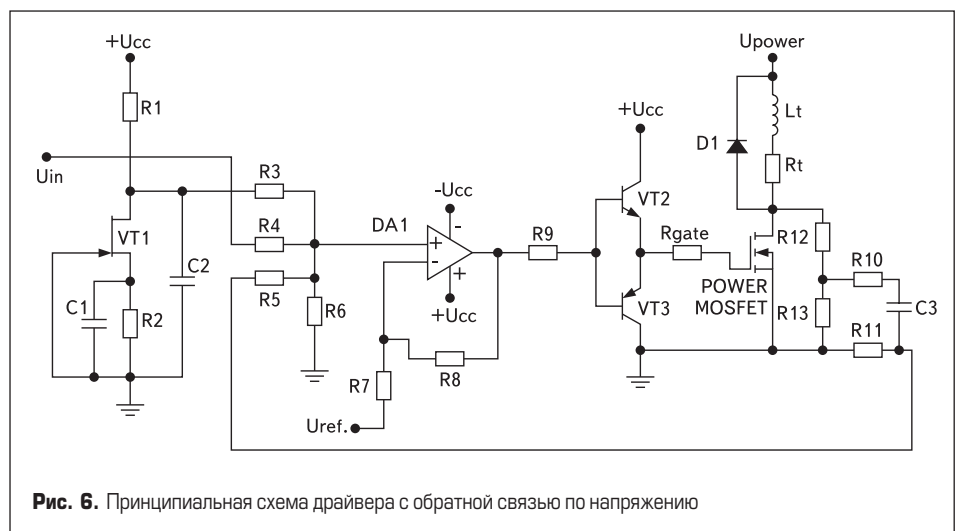


Рис. 6. Принципиальная схема драйвера с обратной связью по напряжению

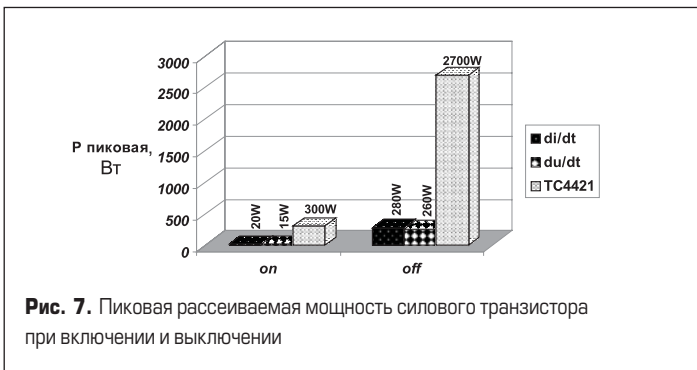


Рис. 7. Пиковая рассеиваемая мощность силового транзистора при включении и выключении

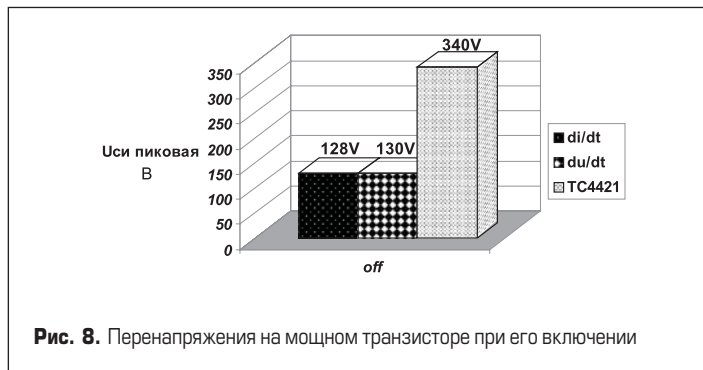


Рис. 8. Перенапряжения на мощном транзисторе при его включении

тока. Здесь опять же разграничиваются три интервала процессов включения и выключения силового транзистора. Во время первого интервала осуществляется быстрый заряд (разряд) входной емкости транзистора с целью обеспечения небольшого запаздывания при коммутации. Во время второго интервала напряжение сток-исток транзистора изменяется быстро, дифференцирующая цепь вырабатывает сигнал, вследствие которого значение тока затвора ограничивается. Во время третьего интервала снова обеспечивается большой ток затвора — с целью уменьшения активных потерь в управляемом транзисторе.

Принципиальная схема драйвера с обратной связью по напряжению показана на рис. 6. В качестве датчика напряжения сток-исток на мощном транзисторе используется резистивный делитель R12, R13. Сигнал от дифференцирующей цепи поступает на инвертирующий вход операционного усилителя DA1. Транзистор VT1 выполняет функцию источника опорного напряжения с низким выходным сопротивлением (в отличие от драйвера с обратной связью по току) и усилителя сигнала от датчика.

Экспериментальные исследования

Для практических исследований использовался MOSFET-транзистор типа IRF350. Напряжение питания силовой цепи $U_{POWER} = 50$ В, активно-индуктивная нагрузка с параметрами $R_l = 8$ Ом и $L_l = 100$ мкГн, частота входных управляющих импульсов генератора 10 кГц, коэффициент заполнения 50% и сопротивление затвора $R_G = 10$ Ом. Экспериментальные результаты для предложенных драйверных схем сопоставлены с результатами, полученными при управлении силового транзистора с помощью часто используемой драйверной схемы фирмы Microchip — TC4421.

На рис. 7 представлена пиковая рассеиваемая мощность силового транзистора при включении и выключении. На рисунке видно, что при использовании стандартного драйвера, где не производится ограничение тока затвора, пиковая рассеиваемая мощность значительно больше полученной при управлении силового транзистора с помощью реализованных драйверных схем. Рассеиваемая мощность значительно возрастает во время включения из-за активно-индуктивного характера нагрузки.

При использовании традиционных драйверных схем возникают также опасно большие пе-

ренапряжения на мощном транзисторе при его включении вследствие затрудненной коммутации при наличии активно-индуктивной нагрузки в силовой цепи (рис. 8).

Значения температуры, до которой нагревается силовой транзистор при управлении рассмотренными драйверными схемами и традиционным драйвером TC4421, даны на рис. 9.



Рис. 9. Температура, до которой нагревается силовой транзистор при управлении рассмотренными драйверными схемами и традиционным драйвером

Исследования проведены для различных частот управляющего сигнала (10, 20, 30 и 40 кГц) после работы транзистора в течение 30 минут при температуре окружающей среды $t_{ок.ср.} = 22$ °С.

Заключение

Исследованные новые драйверные схемы обеспечивают управление током затвора в зависимости от di/dt или du/dt мощного транзистора для отдельных интервалов во время коммутации. В результате такого управления времена включения и выключения мощного транзистора уменьшаются по продолжительности, а скорость изменения тока стока ограничивается. Проведенные исследования позволили выполнить поставленную задачу, а именно — реализовать оптимальное по отношению быстродействия и устойчивости управление мощными транзисторами, работающими в ключевом режиме, вследствие чего уменьшаются динамические потери мощности и энергии и повышается надежность силового устройства. Драйверы могут быть выполнены в виде интегральных схем. В этом случае элементы дифференцирующей цепи — резистор для измерения величины тока (для метода di/dt) и резисторный делитель напряжения, включенный параллельно мощному транзистору (для метода du/dt), — должны быть внешними для возможности выбора их значений в зависимости от параметров силовой цепи.

Литература

- Licitra C., Musumeci S., Raciti A., Galluzzo A., Letor R., Melito M. A new driving circuit for IGBT devices. IEEE transactions on power electronics, Vol. 10, No. 3, May 1995.
- Zverev I., Konrad S., Voelker H., Petzoldt J., Klotz F. Influence of the gate drive technique on the conducted EMI behaviors of a power converter. IEEE PESC 1997, Vol. 2, pp. 1522–1528.
- Neacsu D. Active gate drivers for motor control applications. Presented at IEEE PESC 2001.
- Helsper M., Fuchs F. W. Adaptation of IGBT Switching Behaviour by Means of Active Gate Drive Control for Low and Medium Power. Christian-Albrechts-University of Kiel, Germany. Power Electronics and Electrical Drives.
- Ivanov S., Kostova E. Active gate drivers for MOSFETs with circuit for dv/dt control. International scientific and applied science conference ELECTRONICS'2004, 22–24 September, Sozopol, Bulgaria.
- Ivanov S., Vasileva S., Kostova E. Active gate drivers for MOSFET. International scientific and applied science conference ELECTRONICS'2004, 22–24 September, Sozopol, Bulgaria.