

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В ПРОГРАММЕ ELECTRONICS WORKBENCH

© 2019 г. В. П. Бабенко¹, *, В. К. Битюков¹

¹МИРЭА – Российский технологический университет,
Российская Федерация, 119454 Москва, просп. Вернадского, 78

*E-mail: babenko@mirea.ru

Поступила в редакцию 12.04.2018 г.

После доработки 01.06.2018 г.

Принята к публикации 11.06.2018 г.

Показана возможность использования программы схемотехнического моделирования Electronics Workbench (EWB) для анализа процессов работы силового устройства и минимизации коммутационных потерь. Рассмотрены вопросы измерения параметров силовых приборов на полевых транзисторах из библиотеки EWB, необходимых для проектирования схем управления.

DOI: 10.1134/S0033849419020025

ВВЕДЕНИЕ

Основополагающим фактором развития силовой электроники является эффективность используемых электронных ключей, которые в настоящее время выполняются на приборах, управляемых электрическим полем – Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) и Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT). Для сокращения сроков и повышения качества проектирования электронных устройств широко используется математическое моделирование, что позволяет создавать виртуальные модели силовых устройств разной степени сложности без их физической реализации [1]. Однако модели компонентов всегда используют упрощающие допущения, которые неизбежно приводят к снижению достоверности моделирования и возрастанию неопределенности в области ее допустимого применения [2]. Обычно при проектировании устройств силовой электроники используют прикладные пакеты, в основе которых лежит программа Pspice, являющаяся наиболее известной модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE [3]. К этим пакетам относятся Electronics Workbench (EWB), DesignLab, Micro-Cap, OrCAD, LTspice, Tina-TI, обладающие несомненными достоинствами по качеству моделирования, универсальности и точности.

Выбор среды моделирования в первую очередь обусловлен спецификой поставленной задачи. А специфика заключается в том, что программа EWB (младшие версии) давно и успешно используется при подготовке специалистов радиоэлектронного профиля в высшей школе, а также при

проведении качественных исследований. Программа EWB отличается удобным и интуитивно понятным интерфейсом, позволяет моделировать аналоговые, цифровые и смешанные цифро-аналоговые электронные схемы, проста в освоении, доступна по цене. Кроме традиционного Spice-анализа EWB позволяет пользователям подключать к исследуемой схеме виртуальные контрольно-измерительные приборы, приближенные к реальным аналогам. Имеется встроенная обширная библиотека аналоговых и цифровых электронных компонентов, большой набор методов анализа различных характеристик электронных схем.

В настоящее время накоплен значительный опыт и существует обширная литература по использованию EWB в разных областях аналоговой и цифровой электроники. Однако устройства на мощных MOSFET-транзисторах, являющихся основой современной силовой электроники, изучены недостаточно [4]. И это притом, что даже в младших версиях EWB имеется достаточно большая библиотека мощных *n*- и *p*-канальных MOSFET-транзисторов (фирмы International Rectifier и Zetex Semiconductors), которая представляет интерес для анализа схемотехники силовых устройств. Определенная сложность возникает вследствие закрытого в программе доступа к параметрам библиотечных моделей любых фирменных транзисторов. Использование справочной информации из технической документации фирм-изготовителей требует дополнительного подтверждения о достоверности моделей транзисторов в программе, особенно при моделировании работы

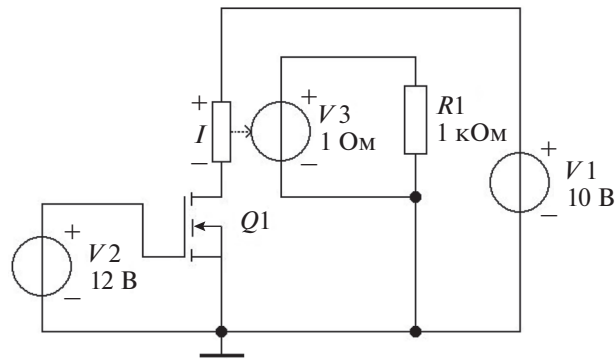


Рис. 1. Схема для моделирования ВАХ MOSFET-транзистора.

устройств со сложной динамикой, таких как силовые ключи [5]. Это усложняет и ограничивает возможности проектирования в среде EWB драйверов управления.

В данной работе изложен подход, позволяющий средствами EWB определить основные параметры MOSFET из библиотеки и сопоставить их с соответствующей технической документацией.

1. НАИБОЛЕЕ ВАЖНЫЕ ПАРАМЕТРЫ MOSFET-ТРАНЗИСТОРОВ

Важнейшими параметрами, определяющими эффективность MOSFET-ключей, являются: сопротивление канала сток-исток транзистора $R_{си}$ в открытом состоянии, максимальный ток стока I_c и заряд затвора Q_z . Эти параметры определяют уровень коммутационных потерь, КПД и тепловыделение.

Потери при переключении состоят из мощности, выделяемой в схеме управления (драйвере) $P_{упр}$, и мощности, выделяемой в канале сток-исток транзистора P_k , которая включает статическую $P_{к,стат}$ и динамическую составляющие $P_{к,дин}$. Статические потери на транзисторе обусловлены падением напряжения на сопротивлении открытого канала транзистора и, соответственно, чем меньше сопротивление канала, тем меньше потери. Динамические потери связаны с выделением на ключе пиковой мощности в момент переключения, когда через него протекает значительный ток при существенном напряжении на транзисторе (линейный режим). Для минимизации этих потерь необходимо сокращать время переключения [7].

Spice-модель MOSFET-транзистора в системе EWB достаточно сложна, кроме того, в программе закрыт доступ к параметрам библиотеки фирменных транзисторов. Редактирование разрешено только для модели Ideal. Многие параметры идеальной модели не просто идентифицировать с

технической документацией [8], что усложняет проектирование драйверов управления.

Опыт моделирования в среде EWB позволил реализовать способ получения основных параметров любого MOSFET из библиотеки EWB. В качестве примера выполнено моделирование *n*-канального MOSFET IRF1010N (фирма International Rectifiers). Он является мощным *n*-канальным MOSFET с обратным диодом для работы в ключевом режиме и имеет следующие базовые характеристики:

Напряжение пробоя сток-исток, В	55
Максимальное напряжение на затворе, В	20
Пороговое напряжение, В	2...4
Сопротивление канала в открытом состоянии, мОм	11.0
Максимальный ток затвора, А	85
Общий заряд затвора (максимальный), нКл	120
Заряд емкости затвор-исток (Миллера), нКл	41
Время включения, нс	41
Время выключения, нс	39
Рассеиваемая мощность, Вт	180

2. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Вольт-амперные характеристики (ВАХ) являются полезными и информативными для ключевого режима, так как в момент переключения MOSFET короткое время находится в линейном режиме, когда ток через транзистор определяется напряжением между стоком и истоком [9].

Схема для моделирования ВАХ (рис. 1) представляет собой ключ Q1 на транзисторе IRF1010n, который питается от источников постоянного напряжения V1 (на стоке) и V2 (на затворе). Поскольку при моделировании выходным параметром может быть только напряжение, то для контроля тока стока использовался преобразователь ток-напряжение V3, у которого выходное напряжение на резисторе R1 численно соответствует измеряемому току с коэффициентом преобразования 1 В/А = 1 Ом, задаваемым в опциях преобразователя.

Моделирование проводилось в режиме Analysis/DC Sweep. В опциях в качестве изменяемого параметра выбирался источник напряжения на затворе V2 с пошаговым изменением напряжения на 0.1 В. Выходным сигналом являлось напряжение на резисторе R1, которое численно равно току стока I_c . Результат моделирования – это зависимость тока стока от напряжения на затворе (рис. 2) – представляет собой проходную характеристику транзисторного ключа. Измеренное пороговое напряжение на затворе, при котором транзистор открывается и появляется ток стока, составило $V_{з0} = +3.8$ В при справочном значении 2...4 В.

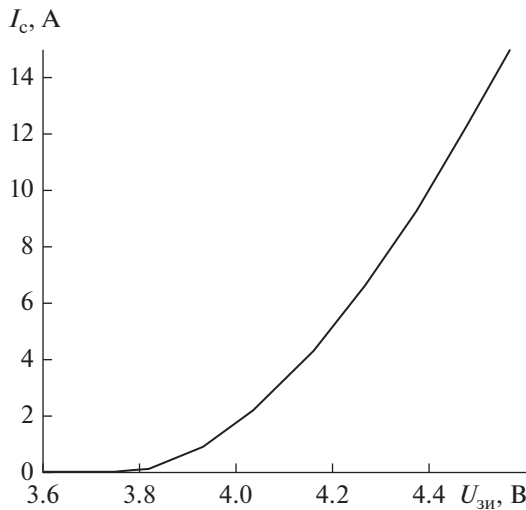
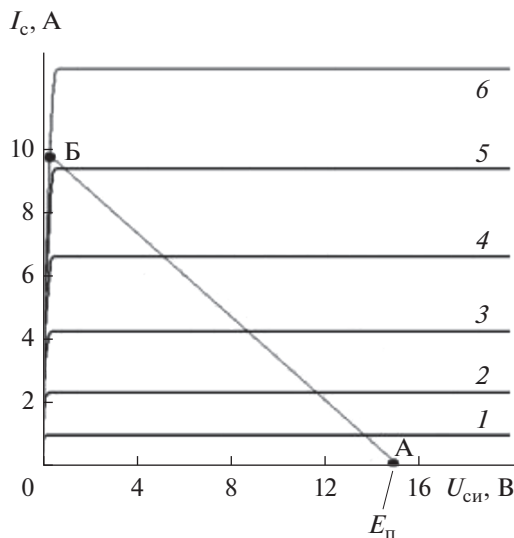


Рис. 2. Проходная ВАХ транзистора IRF1010n.

Рис. 3. Выходная ВАХ транзистора IRF1010n при $U_{зи} = 3.9$ (1), 4.0 (2), 4.1 (3), 4.2 (4), 4.3 (5) и 4.4 В (6).

Крутизна характеристики $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$ рассчитывалась по данным ВАХ (см. рис. 2) при токе стока $I_c = 10$ А и составила $= 31 \text{ А/В}$, что близко к справочному значению $S = 32 \text{ А/В}$.

При моделировании выходной ВАХ (схема показана на рис. 1) изменяемым параметром выбиралось напряжение источника $V1$, а в качестве выходного параметра — напряжение на резисторе $R1$ (ток стока I_c).

Вследствие высокой крутизны характеристики транзистора S задавался узкий диапазон напряжения на затворе $U_{зи} = 3.9 \dots 4.3$ В с шагом 0.1 В. Семейство полученных выходных характеристик представлено на рис. 3. Прямой линией АБ пока-

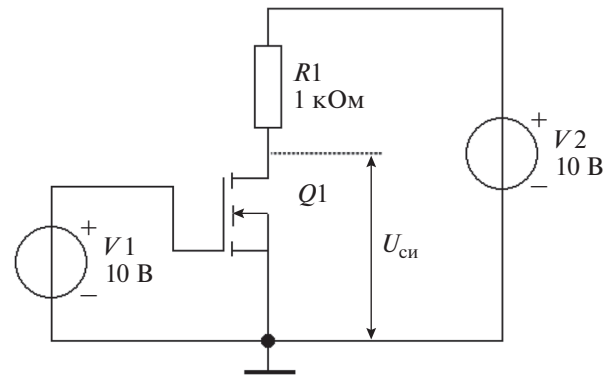
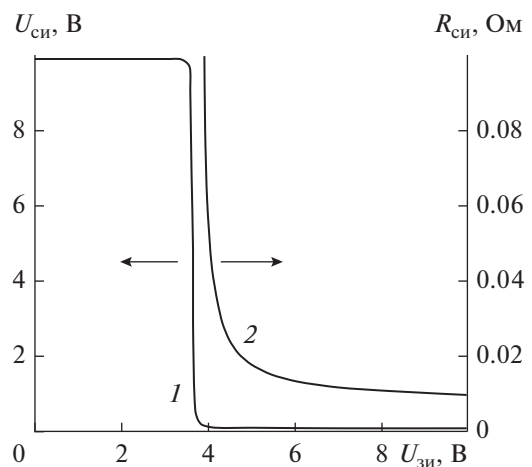


Рис. 4. Схема для моделирования переключательной характеристики.

Рис. 5. Результаты моделирования: 1 — переключательная характеристика; 2 — зависимость сопротивления канала открытого транзистора $R_{си}$ от напряжения на затворе $U_{зи}$.

зана нагрузочная характеристика резистора R_c . Наблюдаемая неравномерность расположения характеристик (см. рис. 3) при разных напряжениях $U_{зи}$ объясняется нелинейностью проходной характеристики (см. рис. 2).

Переключательная характеристика силового ключа (рис. 4) представляет зависимость выходного напряжения ключа $U_{си}$ от входного напряжения на стоке $U_{зи}$. Она получена в результате моделирования в режиме Analysis/Parameter Sweep с опцией Direct Current. В качестве изменяемого параметра использовался источник $I1$, напряжение которого изменялось в диапазоне от 3.9 до 4.4 В с шагом 0.1 В.

Полученная при моделировании переключательная характеристика ключа представлена на рис. 5 (кривая 1). При напряжении на затворе выше порогового $U_{з0} = +3.8$ В транзистор приоткрывается, появляется ток стока, но сопротивление

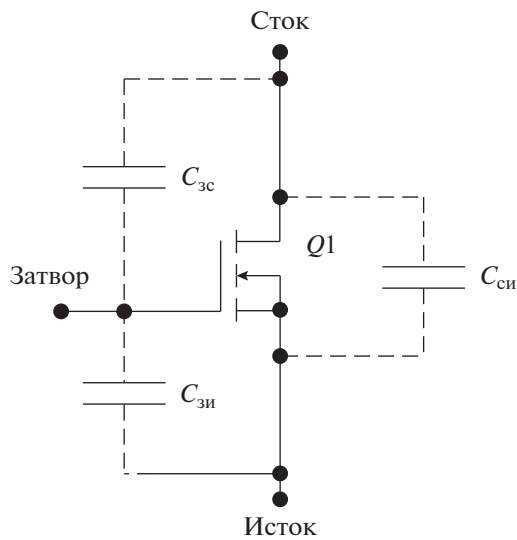


Рис. 6. Эквивалентная модель транзистора.

канала при этом достаточно высокое (см. рис. 5, кривая 2). И только когда напряжение на затворе существенно превысит пороговое и составит $U_{зи} = +10...+12$ В, транзистор полностью открывается, а сопротивление канала $R_{си}$ уменьшается до минимальной величины $R_{си} = 11$ мОм [10], соответствующей справочному значению.

3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ MOSFET-КЛЮЧА

Временные характеристики переключения MOSFET-транзистора в значительной степени определяются скоростью перезарядки паразитных емкостей схемы, их величиной и импедансом цепи управления (рис. 6).

Обычно в документации приводятся эквивалентные малосигнальные емкости для выключенного состояния транзистора [11]: $C_{зи}$, $C_{зс}$ и $C_{си}$.

Таблица 1. Сравнение величин заряда и входной емкости

Источник	t_1	t_2	t_3
Величина заряда, нКл			
Эксперимент	10	35	85
Документация	19	41	120
Величина входной емкости, нФ			
Эксперимент	3.0	257	6.8
Документация	3.21	—	—

Паразитные конденсаторы $C_{зи}$ и $C_{зс}$ связаны с геометрией электродов полевого транзистора и слабо зависят от напряжения на транзисторе. Конденсатор $C_{си}$ является емкостью коллекторного перехода паразитного биполярного транзистора, образующего хорошо известный антипараллельный внутренний диод. При переключении транзистора особую роль играет емкость обратной связи $C_{зс}$, через которую на затвор действует изменение высокого напряжения на стоке, что эквивалентно увеличению входной емкости. Из-за нелинейной зависимости емкости обратной связи от напряжения ее достаточно трудно учесть.

Эффект влияния емкости обратной связи в ключевых схемах подобен эффекту Миллера, описанному им для ламповых усилителей, когда на высоких частотах полная динамическая входная емкость имеет величину больше, чем сумма статических емкостей электродов [9]. К емкости $C_{зс}$, которая в статическом режиме работы соизмерима по величине с емкостью $C_{зи}$, прикладывается напряжение значительно большее, чем входное управляющее напряжение. Поэтому при переключении транзистора емкость Миллера перезаряжается большим зарядом, чем емкость $C_{зи}$. Величина дополнительного заряда от эффекта Миллера приравнивается к эквивалентному увеличению входной емкости $C_{вх} = (1 + SR_H) C_{зс}$ как для любого усилительного каскада с сопротивлением нагрузки R_H в цепи стока [10].

Характеристики перезаряда емкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$ являются определяющими при расчете мощности, рассеиваемой схемой управления [11], но из-за эффекта Миллера не дают однозначной картины процесса переключения. Более удобным параметром при проектировании схемы управления силовым ключом является интегральный параметр “заряд затвора” Q_3 , который необходим для открытия полевого транзистора, измеряется в нанокулонах и является обязательным в документации на транзистор. Зная заряд затвора Q_3 , несложно рассчитать необходимый выходной ток драйвера, чтобы обеспечить переключение транзистора за время $t_{вкл}$:

$$I_d = Q_3 / t_{вкл}.$$

Заряд затвора в значительной степени зависит от режима работы транзистора, поэтому в документации обязательно указываются условия, при которых производились замеры. При режимах работы ключа, отличающихся от справочных, возможно значительное расхождение в результатах измерения параметра Q_3 . Поэтому в таких случаях целесообразно провести измерение Q_3 при реальных параметрах схемы.

Модифицированная схема (рис. 7) для моделирования включает силовой ключ, выполненный

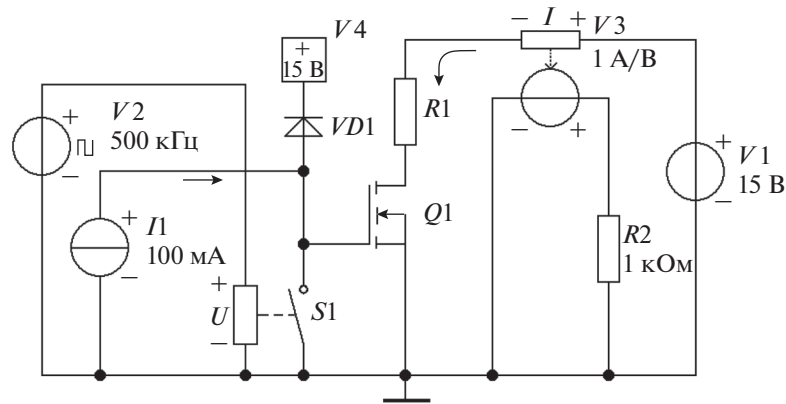


Рис. 7. Схема для исследования динамических характеристик MOSFET-ключа.

на транзисторе $Q1$ с резистивной нагрузкой $R1$. Электромеханический коммутатор $S1$ управляет током заряда/разряда входной емкости ключа $C_{вх}$.

При разомкнутом ключе коммутатора $S1$ затвор подключен к источнику стабильного тока $I1$, что обеспечивает линейно нарастающее напряжение на входной емкости затвора до уровня, превышающего порог отпирания транзистора. Когда ключ коммутатора $S1$ замкнут, входная емкость транзистора разряжается через внутреннее сопротивление ключа, обеспечивая запираение транзистора при снижении напряжения на затворе ниже порогового.

В EWB для моделирования переходных процессов есть несколько времязадающих компонент, которые могут быть использованы в качестве коммутатора. Так, ключ Voltage-Controlled Switch из библиотеки Basic обладает идеальными характеристиками и был использован при моделировании.

Исследование показало, что другой подобный компонент (Time Delay Switch), казалось бы непосредственно предназначенный для подобных применений и обеспечивающий (по опциям) пикосекундные временные интервалы [12], работает неудовлетворительно, имеет большие временные погрешности и недопустимо большие фронты переключения.

Фиксатор уровня на диоде $VD1$ ограничивает величину напряжения на затворе на уровне 15 В, задаваемым опорным источником $V4$. Для наблюдения формы тока стока I_c в цепь нагрузки включен преобразователь ток-напряжение $V2$.

При моделировании, результаты которого приведены на рис. 8, исследовались временные зависимости напряжения на затворе $U_{зи}$, на стоке $U_{си}$ и ток стока I_c (режим моделирования Analysis/Transient).

Так как ключ управляется импульсами генератора $V3$, диаграммы также получают в виде периодической последовательности. На временной

оси выбран участок, соответствующий моменту открывания и закрывания транзистора. Для временной привязки использован сигнал тактового генератора частотой 500 кГц.

До момента времени t_0 транзистор “заперт”, напряжение $U_{си}$ равно напряжению питания, ток стока $I_c = 0$. В момент времени t_0 начинается заряд постоянной емкости входной емкости транзистора $C_{зи}$. Образуется первый линейный участок нарастания напряжения $U_{зи}$, который продолжается до момента t_1 . В этой точке напряжение на затворе достигает пороговой величины $U_{пор}$. На входной емкости накапливается пороговый заряд $Q_{пор}$. При превышении напряжения на затворе выше порогового (момент t_1) появляется ток стока, пада-

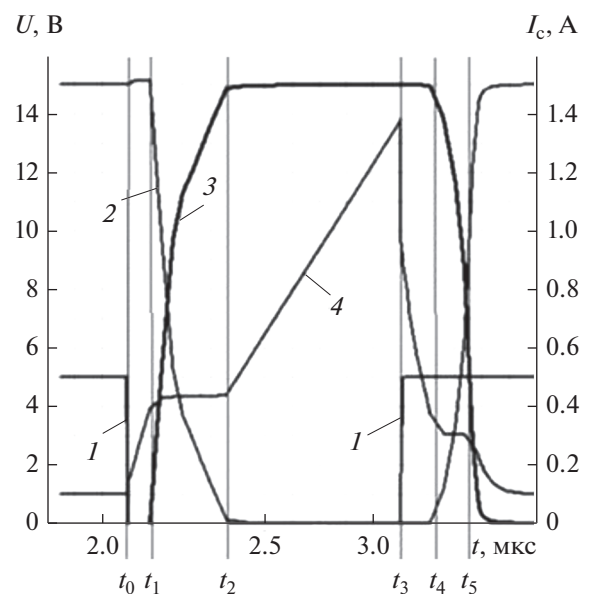


Рис. 8. Временные диаграммы переключения MOSFET-транзистора: 1 – тактовый импульс; 2 – напряжение на стоке; 3 – ток стока; 4 – напряжение на затворе.

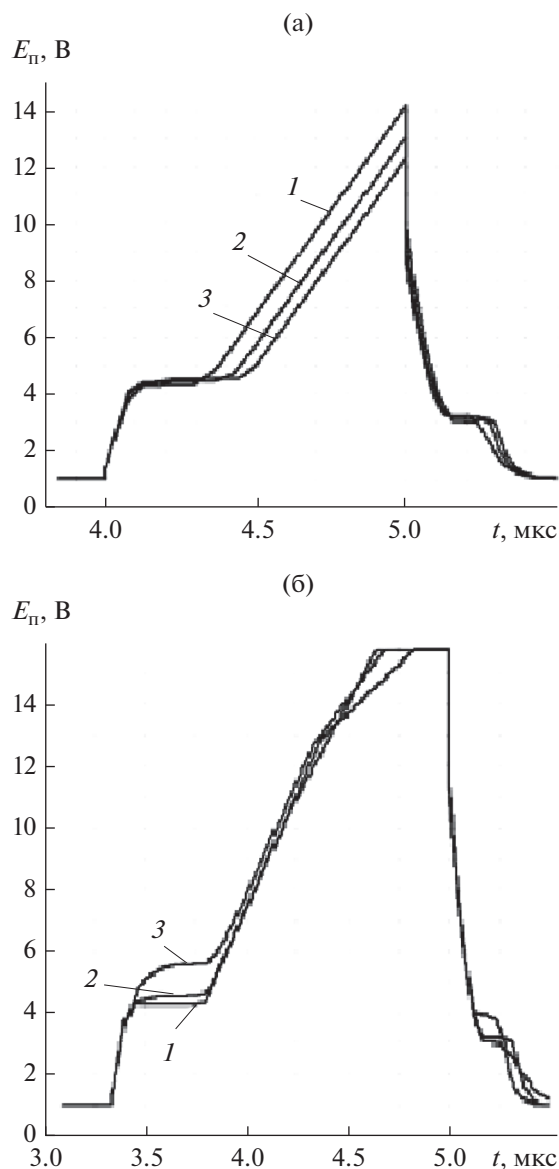


Рис. 9. Форма напряжения на затворе при изменении: (а) напряжения питания ($U_{\text{п}} = 10$ (1), 30 (2), 50 В (3)) и (б) тока стока ($I_{\text{с}} = 0.5$ (1), 5.0 (2) и 50 А (3)).

ет напряжение на стоке, но сопротивление канала еще достаточно большое. В момент t_1 включается емкость Миллера, напряжение на затворе резко замедляет рост (заряжается емкость Миллера) и принимает характерный вид “плато Миллера” до момента t_2 . В интервале между t_2 и t_3 продолжается заряд входной емкости $C_{\text{вх}}$, напряжение на стоке $U_{\text{си}}$ падает до минимальной величины. Транзистор полностью открыт и измеренное время включения ключа составило $t_{\text{вкл}} = 380$ нс. В момент t_3 , когда ключ коммутатора $S1$ подключает цепь затвора к истоку транзистора, начинается процесс выключения силового ключа. При этом входная емкость затвора разряжается через со-

противление ключа $R_{\text{вкл}} = 10$ Ом (задается в опциях ключа $S1$). На интервале t_3 – t_4 входная емкость $C_{\text{вх}}$ разряжается до порогового значения. В момент t_4 начинается спад тока стока, происходит перезаряд емкости Миллера до порогового значения. После момента t_5 транзистор запирается, входная емкость разряжается до исходного значения.

Каждому моменту времени можно интерпретировать соответствующую величину входной емкости, которая рассчитывалась по временной диаграмме напряжения на затворе $U_{\text{зи}}$ как $C_{\text{вх}} = (I_3 \Delta t) / \Delta U_3$. Полный заряд емкости затвора определяется как $Q_3 = I_3 t_{\text{вкл}}$, где $t_{\text{вкл}}$ – время, когда на затворе напряжение достигает величины 10...12 В, при котором сопротивление канала становится минимальным. При различных напряжениях питания ключа $U_{\text{п}}$ получены отличающиеся величины заряда затвора Q_3 : $Q_3 = 85$ нКл при $U_{\text{п}} = 10$ В, $Q_3 = 93$ нКл при $U_{\text{п}} = 30$ В и $Q_3 = 93$ нКл при $U_{\text{п}} = 50$ В.

Приведенное в документации на транзистор IRF1010N значение полного заряда затвора $Q_3 = 120$ нКл несколько отличается от измеренного, что объяснимо отличающимися условиями измерения параметра в документациях и моделировании.

Представляет интерес исследовать влияние напряжения питания $U_{\text{п}}$ и тока стока $I_{\text{с}}$ на величину заряда затвора, управляющего ключом. Эти исследования выполнялись также по схеме, приведенной на рис. 7. Моделирование проводилось в режиме сканирования параметров компонентов (режим Analysis Parameter Sweep). При этом изменяемым параметром в опциях моделирования выбирался либо источник питания $V1$, либо ток затвора (ток источника $I1$). Результаты моделирования представлены на рис. 9а и 9б.

При фиксированном токе затвора $I_3 = 100$ мА увеличение напряжения питания от 10 до 50 В приводит к увеличению длительности плато Миллера и увеличению времени включения от 200 до 500 нс (рис. 9а). А увеличение тока стока от 0.5 до 50 А практически не влияет на длительность переходных процессов (рис. 9б) и составляет около 500 нс.

Значительное влияние на длительность переходных процессов оказывает ток затвора (рис. 10). При варьировании тока затвора I_3 от 0.1 до 1.0 А время включения сокращалось от 400 до 40 нс. Чтобы сопротивление замкнутого ключа $S1$ не оказывало влияния на форму напряжения на затворе, сопротивление $R_{\text{вкл}}$ замкнутого ключа $S1$ в опциях устанавливалось минимальным (1 мОм).

Следует отметить, что измеренные параметры силовых MOSFET-транзисторов из библиотеки EWB удовлетворительно совпадают с параметрами, указанными в технической документации. Это

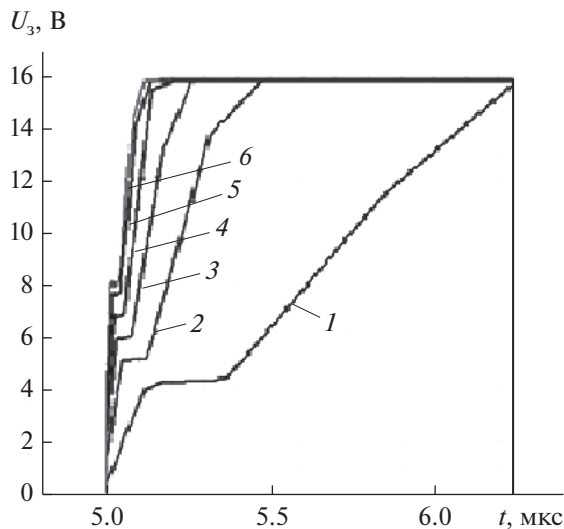


Рис. 10. Форма напряжения на затворе при разном токе затвора: $I_3 = 0.1$ (1), 0.3 (2), 0.5 (3), 0.7 (4), 0.9 (5) и 1.0 А (6).

позволяет с достаточной уверенностью включить в арсенал средств EWB возможность схемотехнического моделирования схем силовой MOSFET электроники. Предложенный способ позволяет анализировать переходные процессы также в комбинированных IGBT ключах. К сожалению, они не представлены в библиотеках младших версий EWB.

Представленные в статье результаты исследований получены в рамках выполнения государственного задания Минобрнауки России № 8.5577.2017/8.9 на выполнение проекта по теме

“Исследование шумовых характеристик и пульсаций микросхем мобильных источников вторичного электропитания”.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лурье М.С., Лурье О.М. Имитационное моделирование схем преобразовательной техники. Красноярск: СибГТУ, 2007.
2. Болтовский Ю., Таназлы Г. // Силовая электроника. 2006. № 4. С. 78.
3. Бабенко В.П., Битюков В.К. // Учебный эксперимент в образовании. 2015. № 2. С. 60.
4. Ремнев А.М., Смердов В.Ю. // Схемотехника. 2001. № 6. С. 8.
5. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. Т. 14. № 11. С. 69.
6. Конюшенко И. // Силовая электроника. 2011. № 2. С. 10.
7. Белоус А.И., Ефименко С.А., Турцевич А.С. Полупроводниковая силовая электроника. М.: Техносфера, 2013.
8. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21. № 4. С. 11.
9. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. М.: СОЛОН-Пресс, 2005.
10. Бобрешов А.М., Дыбой А.В., Ватхик С., Куропан М.С. // Вестн. Воронежского гос. ун-та. Сер. Физика, математика. 2010. № 2. С. 189.
11. Соломатин М. // Электронные компоненты. 2006. № 2. С. 75.
12. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. // Российский технологический журн. 2018. Т. 6. № 1(21). С. 20.