

В. П. Бабенко, В. К. Битюков
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский технологический университет» (МИРЭА),
г. Москва, Российская Федерация

Измерение «заряда затвора» силовых ключей на MOSFET транзисторах

Аннотация. Для расчета и моделирования драйвера силового ключа на MOSFET транзисторах важно знать параметр «заряд затвора». В работе рассмотрены вопросы, связанные с измерением этого параметра для ключей на мощных MOSFET транзисторах из библиотеки программы схемотехнического моделирования Electronics Workbench (EWB).

Ключевые слова. EWB, драйвер MOSFET ключа, сопротивление канала, входная емкость, эффект Миллера.

Основными узлами, определяющие надежность и эффективность силовых импульсных преобразователей, являются ключи, которые на сегодняшний день выполняются на приборах, управляемых полем – MOSFET и IGBT. Для сокращения сроков и повышения качества проектирования электронных устройств широко используется математическое моделирование [1, 2], что позволяет создавать виртуальные модели преобразовательных устройств разной степени сложности вне рамок «железа». Однако компонентные модели используют упрощающие допущения, которые неизбежно приводят к потере достоверности моделирования и возрастанию неопределенности в области ее допустимого применения. Обычно, при проектировании силовой электроники используются прикладные пакеты, в основе которых лежит программа Pspice, которая является наиболее известной модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE. К этим пакетам относятся Electronics Workbench, Design Lab, Micro-Cap, OrCAD, LTspice, обладающие несомненными достоинствами по качеству моделирования, универсальности и точности. Программа Electronics Workbench давно и широко используется при оценочном моделировании и при подготовке специалистов радиоэлектронного профиля в высшей школе, отличается удобным и интуитивно понятным интерфейсом, позволяет моделировать аналоговые, цифровые и смешанные цифро-аналоговые электронные схемы, проста в освоении, доступна по цене [3, 4]. Кроме традиционного Spice анализа EWB позволяет пользователям подключать к исследуемой схеме виртуальные контрольно-измерительные приборы, приближенных к реальным аналогам. Имеется встроенная обширная библиотека аналоговых

и цифровых электронных компонентов, большой набор методов анализа различных характеристик электронных схем. Накоплен значительный опыт и существует обширная литература по использованию EWB в разных областях промышленной электроники [5, 6].

Однако эти публикации практически не затрагивают области схем силовой электроники на MOSFET транзисторах. И это притом, что даже в младших версиях EWB имеется достаточно большая библиотека мощных MOSFET транзисторов фирм International Rectifier и Zetex Semiconductors, позволяющая анализировать схемотехнику силовых устройств. К сожалению, в программе закрыт доступ к количественным параметрам библиотечных моделей фирменных транзисторов, что ограничивает возможность проектирование драйверов управления силовыми ключами. В данной работе предлагается метод, позволяющий определить основные параметры MOSFET транзисторов, от которых зависит эффективность силовых импульсных преобразователей. Это справедливо и для IGBT транзисторов, но они не представлены в библиотеке EWB.

Основными факторами, влияющие на скорость переключения полевого транзистора являются характеристики паразитных конденсаторов $C_{зи}$ (затвор–исток) и $C_{зс}$ (затвор–сток), связанных с конструкцией транзистора [7]. Величина заряда, накопленного в этих емкостях, определяет мощность драйвера, управляющего переключением транзистора. В справочной документации MOSFET транзисторов обычно приводятся следующие эквивалентные малосигнальные емкости, представляющие собой конструктивные емкости, слабо зависящие от температуры и напряжения питания, измеренные в выключенном состоянии: $C_{вхз}$ (входная) = $C_{зи} + C_{зс}$; $C_{ос}$ (обратной связи) = $C_{зс}$; $C_{вых}$ (выходная) = $C_{зс} + C_{си}$ [8].

При переключении транзистора особую роль играет емкость обратной связи $C_{ос}$, через которую на затвор действует изменение высокого напряжения на стоке, что эквивалентно увеличению входной емкости. Ее достаточно трудно учесть, так как она представляет нелинейную емкость, являющуюся функцией напряжения. Эффект влияния емкости обратной связи в ключевых схемах подобен эффекту Миллера, описанным Джоном М. Миллером для ламповых усилителей [9]. Суть эффекта в том, что, на высоких частотах полная динамическая входная емкость больше, чем сумма статических емкостей электродов. К емкости $C_{зс}$, которая соизмерима по статической величине с емкостью $C_{зи}$, прикладывается напряжение значительно большее, чем входное управляющее напряжение. Поэтому при переключении транзистора емкость $C_{зс}$, или емкость «Миллера», требует большего заряда, чем емкость $C_{зи}$. Величина дополнительного заряда от эффекта Миллера, приравнивается к эквивалентному увеличению входной емкости. Описание

явлений вызванных эффектом Миллера не дает точной однозначной картины процесса. Более удобным параметром при проектировании схемы драйвера является интегральный параметр «заряд затвора» Q_3 , который измеряется в нанокулонах (нКл) и является обязательным в документации на транзистор [10, 11]. При этом указываются режимы транзистора, при которых производились замеры. Зная заряд затвора Q_3 несложно рассчитать необходимый ток драйвера I_d , чтобы обеспечить переключение транзистора за время $t_{вкл}$: $I_d = Q_3 / t_{вкл}$.

В библиотеке EWB в папке INTRTNL имеется достаточный выбор MOSFET транзисторов фирмы International Rectifier для моделирования преобразовательных схем. В данной работе описывается способ измерения такого важного параметра силового ключа, как «заряд затвора» для любого MOSFET транзистора из библиотеки EWB.

Схема для измерения заряда затвора показана на рис 1. Силовой ключ, выполненный на транзисторе Q1, коммутирует ток через нагрузку R1. Ключ S1 переключает ток источника тока I1 либо на затвор транзистора, при этом стабильным током заряжается входная емкость транзистора $C_{вх}$, либо замыкает затвор на землю, разряжая $C_{вх}$. Ключ S1 управляется импульсами генератора V3. Диод D1 ограничивает величину напряжения на затворе величиной напряжения источника питания. Следует помнить, что допустимое напряжение на затворе обычно не более 20 В. Для высоковольтного ключа в качестве опорного напряжения на диоде следует использовать дополнительный источник питания.

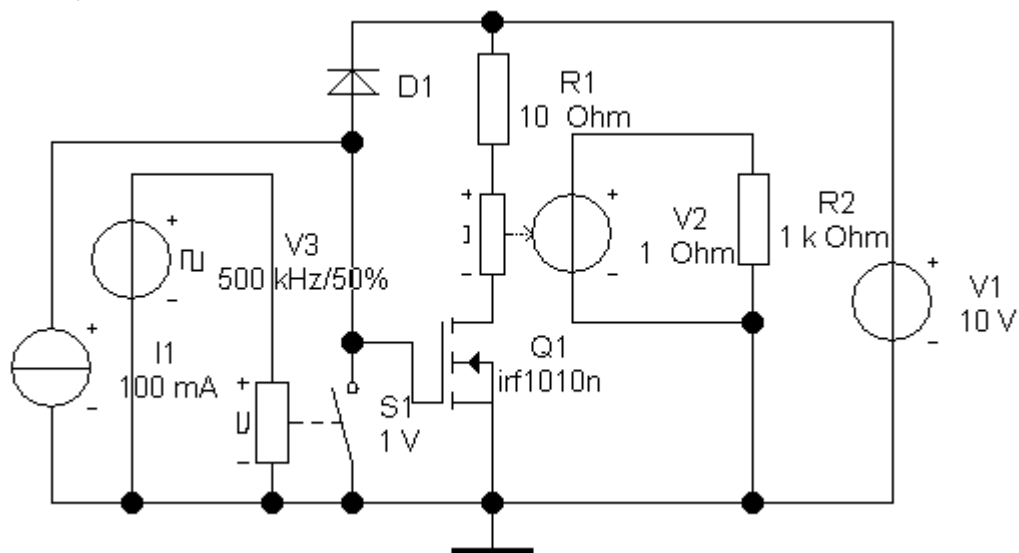


Рис. 1. Схема для исследования динамики MOSFET ключа

Для наблюдения формы тока стока I_c в цепь нагрузки включен преобразователь ток-напряжение V2 (Current Controlled Voltage Source), у которого напряжение на нагрузке R2 соответствует току в исследуемой

цепи в соответствии с коэффициентом преобразования, задаваемым в опциях преобразователя ($\text{Transresistance}=1\text{В}/\text{А}=1\text{Ом}$).

В EWB для моделирования переходных процессов есть несколько времязадающих компонентов, которые могут быть использованы в качестве ключа S1. Лучшими характеристиками обладает ключ Voltage-Controlled Switch, обладающий идеальными временными характеристиками и позволяет в опциях задавать величину сопротивления во включенном состоянии (On-State resistance R_{on}), обеспечивая конечное время разряда входной емкости транзистора.

Транзистор Q1 выбран произвольно из библиотеки EWB и согласно Datasheet представляет собой мощный N-канальный MOSFET транзистор с обратным диодом для работы в ключевом режиме. Имеет следующие характеристики: напряжение пробоя сток-исток - **60 В**, максимальное напряжение затвора - **20 В**, сопротивление в открытом состоянии - **12.0 мОм**, максимальный ток стока - **81 А**, заряд затвора - **86.6 нКл**.

Для моделирования использовался режим Analysis/Transient. Исследовались временные зависимости напряжения на затворе ($U_{\text{зи}}$), на стоке ($U_{\text{си}}$) и ток стока I_c . Результат моделирования представлен на рис. 2.

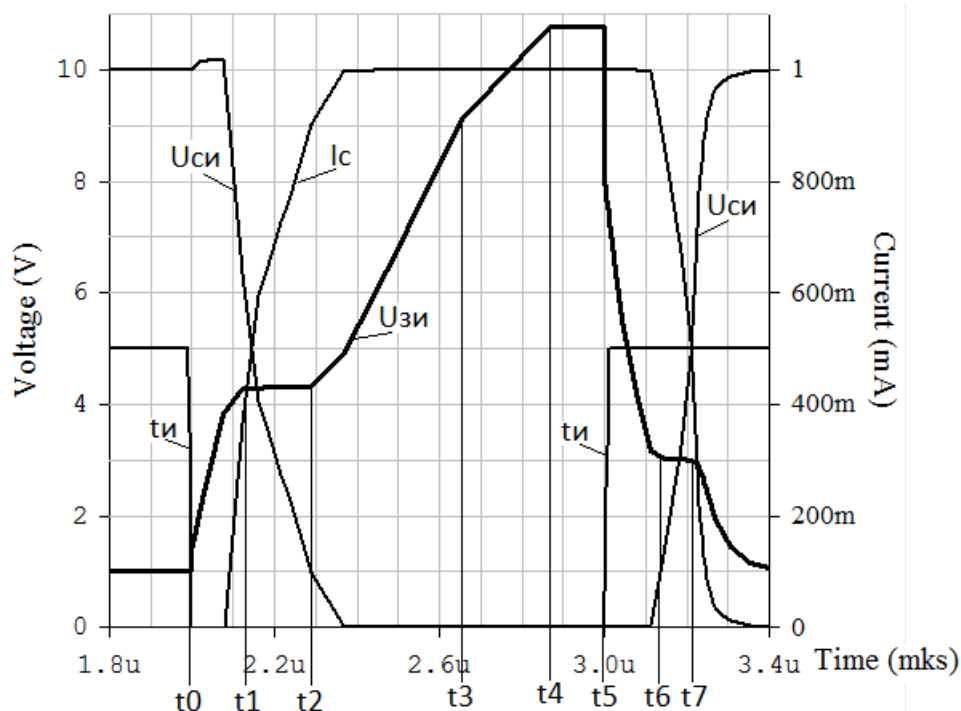


Рис. 2. Временные диаграммы переключения MOSFET транзистора: $U_{\text{зи}}$ и $U_{\text{си}}$ –напряжение на затворе и стоке; I_c – ток стока; $t_{\text{и}}$ - тактовый импульс

Для временной привязки использовался сигнал тактового генератора $t_{\text{и}}$. Когда напряжение тактового генератора V3 высокое (момент времени

t_0) - транзистор заперт, при V_3 низком (момент времени t_0 - t_5), идут процессы, связанные с открыванием транзистора. После момента t_5 – идут процессы, связанные с закрыванием транзистора.

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 входной емкости транзистора. Но пока напряжение на затворе $U_{зи} < U_{пор}$ меньше порогового, транзистор остается запертым. При превышении напряжения на затворе выше порогового (момент между t_0 и t_1) появляется ток стока, падает напряжение на стоке, но сопротивление канала еще достаточно большое. В момент t_1 включается емкость Миллера, напряжение на затворе резко замедляет рост (емкость Миллера заряжается), до момента t_2 характеристика принимает характерный вид «плато Миллера». В промежутке (t_2 - t_3) продолжается заряд входной емкости $C_{вх}$, напряжение $U_{си}$ падает до минимальной величины. Время включения MOSFET ключа составило $t_{вкл}=380$ нс. На участке (t_3 - t_4) начинает открываться диод $D1$, фиксирующий напряжение на затворе, и на участке (t_4 - t_5) диод полностью открыт, фиксируя напряжение на затворе 10,7 В, превышающее напряжение питания на величину падения напряжения на открытом диоде. В момент t_5 ключ в цепи затвора замыкается на землю. Начинается процесс запираания силового ключа. Входная емкость затвора разряжается нестабильным током через сопротивление ключа $R_{он}=10$ Ом (задано в опциях на ключ). На участке (t_5 - t_6) напряжение на емкости $C_{вх}$ снижается до порогового значения. В момент t_6 ток стока начинает падать, перезаряжается емкость Миллера (t_6 - t_7) и после момента t_7 входная емкость разряжается до исходного значения напряжения.

Обработка результатов моделирования (рис.2) позволила определить:

– Величину входной емкости, как $C_{вх}=I_3 \cdot \Delta t / \Delta U$. В момент времени: (t_0 - t_1) - $C_{вх}=3.1$ нФ; (t_1 - t_2) - $C_{вх}=348$ нФ; (t_2 - t_3) - $C_{вх}=6.8$ нФ. Емкость «Миллера» на порядок превышает входную емкость ключа в запертом и открытом состоянии;

– Величину заряда емкости затвора, как $Q_3=I_3 \cdot t_{вкл}$, где $t_{вкл}$ – время (t_0 - t_4), когда на затворе напряжение достигает величины (10...12) В, при котором сопротивление канала становится минимальным. Измеренная величина $Q_3=86$ нКл неплохо совпадает со справочным значением 86.6 нКл;

– Сопротивление канала $R_{си}$ определяется как $R_{си}=U_{си}/I_c$. На интервале (t_3 - t_5) величина $R_{си}$ изменялась от 20 до 9 мОм, при справочном значении $R_{си}=12$ мОм.

Измеренные параметры MOSFET транзисторов из библиотеки EWB удовлетворительно совпадают с параметрами Data Sheet, что позволяет с достаточной уверенностью использовать программу EWB для

схемотехнического моделирования схем силовой электроники на основе MOSFET транзисторов.

Список используемой литературы

1. Лурье М.С., Лурье О.М. Имитационное моделирование схем преобразовательной техники // Красноярск. СибГТУ, 2007. - 138 с.
2. Болотовский Ю., Таназлы Г. Некоторые вопросы моделирования систем силовой электроники // Силовая электроника. 2006. №10. - с. 78-83.
3. Бабенко В.П., Битюков В.К. Методические особенности компьютерного моделирования ШИМ-контроллеров // Учебный эксперимент в образовании. 2015. №2(74). - С. 60-74.
4. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схемотехническое моделирование DC/DC преобразователей // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. Т. 14. №11. - С. 69-82.
5. Бабенко В.П., Битюков В.К. Методические особенности разработки модели электродвигателя в системе EWB // Российский технологический журнал. 2015. № 2 (7). - С. 53-66.
6. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схемотехническое моделирование устройства контроля положения привода в пространстве // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21. №4. - С.11-19.
7. Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Анализ силовых ключей импульсных источников питания // Схемотехника. 2001. №6. - С. 8-11.
8. Конюшенко И. Основы устройства и применения силовых МОП - транзисторов (MOSFET) // Силовая электроника. 2011. №2. - С. 10-14.
9. Пушкарев М. Микросхемы импульсных понижающих стабилизаторов. Эволюция схемотехники // Компоненты и технологии. 2008. №2. - С. 83-90.
10. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс. 2005. – 416 с.
11. Бобрешов А.М., Дыбой А.В., Ватхик С., Куролап М.С. Схемы управления затворами силовых транзисторов // Вестник Воронежского Государственного университета. Серия: физика, математика, 2010, №2. - С. 189-198.

Информация об авторах

Бабенко Валерий Павлович – кандидат технических наук, доцент Московского технологического университета (МИРЭА), babenko@mirea.ru.

Битюков Владимир Ксенофонович – заведующий кафедрой теоретической радиотехники и радиофизики, доктор технических наук, профессор Московского технологического университета (МИРЭА), bitukov@mirea.ru