

УДК 621.372.632

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ В MOSFET-КЛЮЧАХ

**В.П. Бабенко,
В.К. Битюков[@],
В.В. Кузнецов,
Д.С. Симачков**

*Московский технологический университет (МИРЭА), Москва 119454, Россия
[@]Автор для переписки, e-mail: bitukov@mirea.ru*

Рассмотрены вопросы моделирования потерь в MOSFET-ключах из библиотеки программы Electronics Workbench (EWB) и оптимизации режима работы силового ключа. Использование программы схемотехнического моделирования EWB позволило получить ряд важных фактов, которые необходимо учитывать при проектировании устройств силовой электроники и, в частности, источников вторичного электропитания радиоэлектронных средств. Показано, что мощность статических потерь зависит от сопротивления канала открытого транзистора, тока через транзистор, коэффициента заполнения импульса и не зависит от тока затвора. В то же время мощность динамических потерь при включении транзистора зависит от тока затвора и при увеличении тока – снижается. При токе затвора (драйвера) более 0.6 А снижение потерь незначительно, и оптимально выбирать драйвер с выходными токами более 0.6 А, но это справедливо лишь для исследованного транзистора IRF1010N. В схемах построения MOSFET-ключей на других транзисторах оптимальный выходной ток драйвера может отличаться. Мощность динамических потерь при выключении транзистора не зависит от тока затвора, но это справедливо только в данной схеме, так как разряд емкости затвора происходит через резистор с фиксированным значением сопротивления ключа. Обычно в схеме управления выходной каскад выполняется по двухтактной схеме и имеет одинаковое выходное сопротивление для втекающего и вытекающего выходного тока драйвера, физические процессы включения и выключения практически идентичны, так что и количественные результаты должны быть близки. Моделирование MOSFET-ключа в программе EWB дает адекватные результаты определения параметров силовых транзисторов, которые согласуются с данными, приведенными в Datasheet, что позволяет моделировать потери ключа и минимизировать их при любой нагрузке.

Ключевые слова: моделирование, статические потери, динамические потери, MOSFET-ключ, сопротивление канала открытого транзистора, входная емкость, эффект Миллера, коммутационные потери, схемотехническое моделирование, драйвер, общий заряд затвора, время включения, время выключения.

SIMULATION OF STATIC AND DYNAMIC LOSSES IN MOSFET KEYS

**V.P. Babenko,
V.K. Bitukov@,
V.V. Kuznetsov,
D.S. Simachkov**

Moscow Technological University (MIREA), Moscow 119454, Russia

@Corresponding author e-mail: bitukov@mirea.ru

Issues of modeling of losses in MOSFET keys from the Electronics Workbench (EWB) program library as well as optimization of the power key operation mode are considered. A number of important facts have been obtained by using the EWB program of circuit simulation, which should be taken into account when designing power electronics devices and secondary power sources for radioelectronic facilities, in particular. It is shown that the power of static losses depends on the resistance of the open transistor channel, the current flowing through the transistor, duty cycle, and it does not depend on the gate current. While the power of dynamic losses at the time of switching the transistor on depends on the gate current, it decreases with the increasing current. When a gate current (driver) is more than 0.6 A, the reduction of loss is insignificant, and it is best to choose a driver with output currents of more than 0.6 A. However, this is true only for the investigated IRF1010N transistor. In the schemes of building the MOSFET keys on other transistors, the best output current of the driver may differ. The power of dynamic losses when turning the transistor off does not depend on the gate current. However, this is true only for this scheme, because the discharge of the gate capacitance occurs through a resistor with a fixed value for the key resistance. Usually the output stage in the control circuit is executed in a push-pull circuit and has the same output resistance for the incoming and outgoing output current of the driver, the physical processes of switching on and switching off are practically identical, and so the quantitative results can be close. The simulation of the MOSFET key in the EWB program provides adequate results in determining the parameters of the power transistors, which are in agreement with the data given in the Datasheet. This allows simulating the key losses and minimizing them at any load.

Keywords: simulation, static loss, dynamic loss, MOSFET key, open transistor channel resistance, input capacitance, Miller effect, switching losses, circuit simulation, driver, total gate charge, switch on time, switch off time.

Базовым показателем эффективности источников вторичного электропитания (ИВЭ) радиоэлектронных средств является оценка мощности коммутационных потерь в силовых ключах. Анализ составляющих потерь мощности позволяет оптимизировать параметры всего ИВЭ, а также входящих в него преобразователей, реализующих соответствующие схемотехнические решения и алгоритмы управления.

Традиционно потери мощности в электронных ключах классифицируют по двум компонентам: статическим $P_{\text{стат}}$ и динамическим (коммутационным) $P_{\text{дин}}$ потерям. В MOSFET-ключах статические потери $P_{\text{стат}}$ определяются током, протекающим через ка-

нал транзистора во включенном состоянии, а динамические потери $P_{\text{дин}}$ представляют собой кратковременные выбросы большой мощности в интервале коммутации силового ключа [1, 2].

В настоящее время разработаны математические модели полевых транзисторов, детально проанализированы и аналитически описаны процессы переключения [3]. Однако коммутационные процессы достаточно сложны, линейные аппроксимации в уравнениях описывают потери при переключении достаточно приближенно. Предельные значения тока и напряжения транзистора, обычно вынесенные в отдельный подзаголовок его технических характеристик, позволяют лишь качественно сравнить один компонент с другим. Параметры, используемые в уравнениях математических моделей, описывающих коммутационные процессы, такие, как пороговое напряжение транзистора, паразитные емкости, выходное сопротивление драйвера и др., имеют значительный разброс. Времена задержек включения и выключения, времена спада и нарастания напряжения, приводимые в спецификациях на MOSFET-транзисторы, даются для конкретных условий тестирования и при резистивной нагрузке. В реальных условиях работы MOSFET-ключей нагрузка имеет индуктивный характер. По целому ряду очевидных причин ключевые свойства транзисторов значительно отличаются от заявленных в спецификациях [3]. Проблему также представляет и выбор драйвера, который должен быть согласован с ключевым транзистором по току затвора, управляющему напряжению и динамическим характеристикам. Результатом оценочного расчета обычно служит неоптимальное использование мощностных характеристик транзистора [4].

Современные программы схемотехнического анализа позволяют легко рассчитать и вывести в виде графика мгновенную мощность потерь.

Программа схемотехнического моделирования EWB является, по всей видимости, наиболее удобным и эффективным способом организации лабораторного практикума и широко используется при подготовке специалистов радиоэлектронного профиля в высшей школе. Накоплен значительный опыт по использованию EWB в разных областях промышленной электроники [5–11]. Однако работ, в которых рассматривались бы вопросы исследования электронных схем преобразовательной техники с помощью программы EWB, очень мало, а работы по моделированию схем силовой электроники на MOSFET-транзисторах практически отсутствуют [9].

Надо отметить, что даже в младших версиях EWB имеется достаточно большая библиотека мощных MOSFET-транзисторов фирм International Rectifier и Zetex Semiconductors на токи в десятки ампер и напряжения до сотен вольт. К сожалению, в программе доступна для редактирования лишь модель MOSFET Ideal с набором в несколько десятков параметров, имеющих мало общего с параметрами, обычно приводимыми в Datasheet. Более того, в EWB закрыт доступ к опциям моделей фирменных транзисторов, и это ограничивает возможность проектирования устройств силовой электроники на их основе.

Для решения отмеченных аспектов разработан метод, позволяющий уточнить базовые параметры MOSFET-ключа из библиотеки прямыми измерениями в среде EWB. Он может быть распространен и на устройства с IGBT-транзисторами, которые имеются в старших версиях программы EWB, но не представлены в библиотеке EWB 5.12. Возможности метода показаны на примере n-канального MOSFET-транзистора с обратным ди-

одом для работы в ключевом режиме IRF1010N фирмы International Rectifiers. Как было отмечено ранее, величины его параметров недоступны в EWB, а при моделировании соответствующих устройств возможно появление ошибок вследствие выхода значения параметра за допустимый предел.

В табл. 1 приведена краткая информация о параметрах транзистора IRF1010N из Datasheet, полезная при выборе его режима работы.

Таблица 1. Параметры из Datasheet транзистора IRF1010N*

Параметр	Значение	Условия измерения
Допустимое напряжение сток–исток, В	55	min значение
Напряжение на затворе, В	± 20	
Пороговое напряжение на затворе, В	2...4	min...max
Сопротивление канала в открытом состоянии, мОм	11	max значение
Ток стока, А	85	$U_{си} = 10$ В
Импульсный ток стока, А	290	max значение
Крутизна характеристики, А/В	32	$U_{си} = 25$ В, $I_c = 43$ А
Общий заряд затвора, нКл	120	$I_c = 43$ А,
Заряд емкости затвор–сток (заряд Миллера), нКл	41	$U_{зи} = 10$ В,
Заряд емкости затвор–исток, нКл	19	$U_{си} = 44$ В
Время задержки включения, нс	13	$E_{п} = 28$ В,
Время задержки выключения, нс	39	$R_s = 3.6$ Ом
Время включения, нс	76	$I_c = 43$ А,
Время выключения, нс	48	$U_{зи} = 10$ В
Рассеиваемая мощность, Вт	180	$T_{ср} = 25$ °С

*здесь $E_{п}$ – напряжение источника питания ключа; R_s – сопротивление в цепи затвора (внутреннее сопротивление схемы управления ключом); $U_{си}$ – напряжение сток–исток; I_c – ток стока, $U_{зи}$ – напряжение затвор–исток; $T_{ср}$ – температура окружающей среды.

В Datasheet задано значение температуры $T_{ср}$ без какого-либо комментария. Это означает, что корпус транзистора может передать на радиатор указанную мощность, а как отводить ее от радиатора – проблема разработчика.

Потери мощности при переключении силового ключа включают в себя потери в управляющей цепи (в драйвере) и потери непосредственно в силовом транзисторе.

С физической точки зрения, механизм потерь в управляющей цепи, когда в процессе переключения ток драйвера перезаряжает входную емкость затвора, определяется потерями на омических сопротивлениях цепи протекания тока затвора [12].

Потери в силовом транзисторе можно разделить на две составляющие: потери, рассеиваемые на транзисторе в короткие интервалы времени переключения – они называются динамическими (коммутационными) потерями; потери $P_{стат}$, рассеиваемые на омическом сопротивлении канала $R_{си}$ транзистора за время, когда он находится в проводящем состоянии, они называются статическими потерями.

Потери в управляющей цепи

При переключении MOSFET-транзистора происходит перезаряд его входной емкости $C_{вх}$. В документации на транзистор приводится величина общего заряда затвора Q_3 , необходимого для изменения напряжения затвора от нуля до выходного напряжения $U_{дрв}$.

обеспечиваемого драйвером. Зная величину Q_3 , можно найти мощность потерь $P_{дрв}$ в управляющей цепи:

$$P_{дрв} = U_{дрв} \cdot I_{дрв} = U_{дрв} \cdot Q_3 \cdot F_{дрв},$$

где $I_{дрв} = Q_3 \cdot F_{дрв}$ – ток драйвера, необходимый для управления MOSFET;
 $F_{дрв}$ – частота переключения транзистора.

Мощность потерь в управляющей цепи рассеивается в виде тепловой энергии на сопротивлениях цепи протекания тока затвора: выходном сопротивлении драйвера $R_{вых\ дрв}$, внешнем резисторе между выходом драйвера и затвором транзистора R_3 и внутреннем сопротивлении затвора $R_{з1}$. Это характерно только для мощных MOSFET с полисиликатным затвором, у которых $R_{з1}$ составляет 1...2 Ом. Мощность потерь в управляющей цепи $P_{дрв}$ не зависит от величины нагрузки. Расчеты мощности потерь $P_{дрв}$ в управляющей цепи носят оценочный характер [13], так как выходное сопротивление драйвера обычно имеет нелинейный вид.

Статические потери на сопротивлении канала открытого транзистора

Ток стока $I_{с\ ср}$, протекающий через канал открытого транзистора, создает падение напряжения на сопротивлении сток–исток $R_{си}$, в результате чего возникают статические потери мощности:

$$P_{стат} = I_{с\ ср}^2 \cdot R_{си} \cdot D,$$

где $I_{с\ ср}$ и $R_{си}$ – средние ток стока и сопротивления канала за время длительности импульса открытого транзистора;

D – коэффициент заполнения импульса $D = \frac{t_{и}}{T}$;
 $t_{и}$ – длительность открывающего импульса;
 T – период повторения импульсов.

Более корректный расчет статических потерь можно провести, используя параметр энергии $W_{вкл\ стат}$, выделяемой во включенном состоянии транзистора за один импульс и определяемый по формуле [14]:

$$W_{вкл\ стат} = \int_{t_1}^{t_2} u(t) \cdot i(t) \cdot dt,$$

где t – время;

$u(t)$ – падение напряжения на канале открытого транзистора;

$i(t)$ – ток, протекающий через канал открытого транзистор;

t_1 – момент окончания процесса включения;

t_2 – момент начала процесса выключения.

Тогда статические потери $P_{стат}$ на сопротивлении канала открытого транзистора определяются соотношением

$$P_{стат} = W_{вкл\ стат} \cdot F.$$

Типовые расчеты рассеиваемой мощности статических потерь [15] имеют невысокую точность из-за нелинейной зависимости сопротивления открытого канала от напряжения на затворе и изменения тока стока за время импульса.

Коммутационные потери

Коммутационные (динамические) потери $P_{\text{дин}}$ представляют собой короткие выбросы мощности потерь большой амплитуды при переключении транзистора из одного состояния в другое. Очевидно, что чем выше частота, тем чаще происходит переключение транзистора, тем больше влияние коммутационных потерь на эффективность работы соответствующего устройства. При малых токах нагрузки основной вклад в общую мощность потерь ключа обеспечивают динамические потери, а по мере увеличения тока нагрузки – растет доля статических потерь.

Зная энергию включения $W_{\text{вкл}}$ и энергию выключения $W_{\text{выкл}}$ электронного ключа, коммутационные потери $P_{\text{дин}}$ можно рассчитать по формуле [16]:

$$P_{\text{дин}} = (W_{\text{вкл}} + W_{\text{выкл}}) \cdot F.$$

Энергии включения и выключения транзистора вычисляются как интеграл от мощности потерь:

$$W_{\text{вкл}} = \int_{t_1}^{t_2} u_{\text{вкл}}(t) \cdot i_{\text{вкл}}(t) \cdot dt$$

$$W_{\text{выкл}} = \int_{t_1}^{t_2} u_{\text{выкл}}(t) \cdot i_{\text{выкл}}(t) \cdot dt,$$

где t_1 – момент начала процесса включения/выключения;

t_2 – момент окончания процесса включения/выключения.

Достоверность аналитических оценок коммутационных потерь, полученных таким методом, оставляет желать лучшего из-за сложной динамики переключения и нелинейности характеристик MOSFET [6].

Моделирование энергетических характеристик MOSFET-ключа

При моделировании энергетических характеристик MOSFET-ключа ставилась задача для конкретного транзистора из библиотеки EWB, в данном случае транзистора IRF1010N. Необходимо было оценить влияние режимов работы и параметров схемы на мощность потерь в MOSFET-ключе.

Схема для исследования силового MOSFET-ключа показана на рис. 1.

Силовая часть схемы включает транзистор Q1, который замыкает и размыкает ток источника питания V1, протекающий через нагрузку R1. Входная емкость ключа $C_{\text{вх}}$ заряжается от источника стабильного тока I1 (DC Current Source – компонент из библиотеки EWB) ключом, управляемым напряжением S1 (Voltage-Controlled Switch – компонент из библиотеки EWB). При разомкнутом ключе S1 ток источника тока I1 заряжает входную емкость $C_{\text{вх}}$ транзистора. Когда ключ S1 замкнут, то входная емкость $C_{\text{вх}}$ разряжается

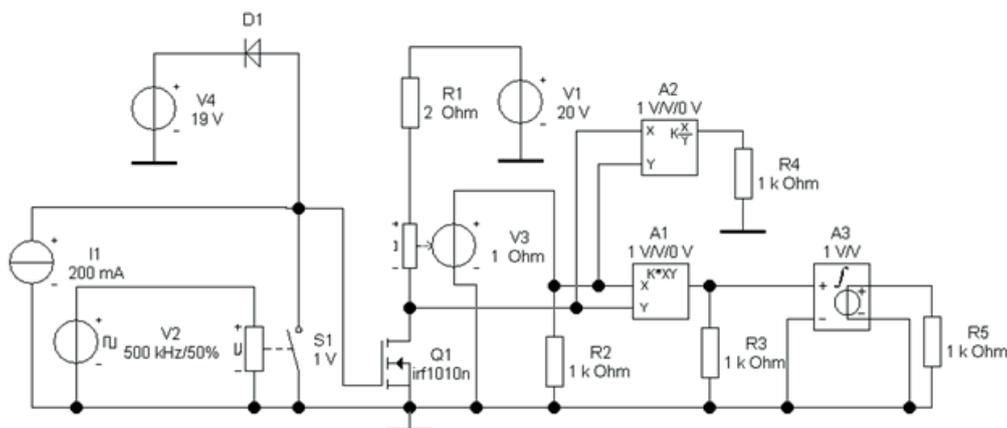


Рис. 1. Схема для исследования силового MOSFET-ключа.

через сопротивление замкнутого ключа на «землю». Ключ S1 управляется импульсами генератора V2 (Clock-компонент из библиотеки EWB). На схеме рядом с позиционным обозначением генератора V2 указана частота следования импульсов $F = 500$ кГц и коэффициент заполнения импульса 50%. Они выбраны с учетом двух условий:

1) частота коммутации силовых транзисторов для современных ИВЭ является типичной [8];

2) за период следования импульсов $T = 1/F = 2$ мкс удобно отобразить время переходных процессов в транзисторе при его включении и выключении.

Диод D1, подпираемый напряжением дополнительного источника постоянного напряжения V4 с напряжением U_4 , предназначен для ограничения напряжения на затворе не выше допустимого для выбранного транзистора, которое по данным Datasheet, не должно превышать $U_{зи\max} = \pm 20$ В (табл. 1). Когда напряжение на затворе при заряде входной емкости стабильным током превысит опорное напряжение U_0 , образованное напряжением источника V4, равным 19.0 В, и падением напряжения на открытом диоде $U_d = 0.7$ В, то есть при $U_0 = U_4 + U_d = 19.7$ В (что меньше $U_{зи\max} = 20$ В), диод D1 отпирается и фиксирует напряжение на затворе транзистора на уровне опорного напряжения U_0 .

Следует учитывать особенность программы EWB, заключающуюся в том, что при моделировании в автоматическом режиме в качестве выходного сигнала может быть только напряжение [15]. Поэтому для контроля тока стока I_c через транзистор Q1 использован преобразователь ток-напряжение V3 – Sources Current Controlled Voltage Source из библиотеки EWB. Датчик тока преобразователя V3 включен последовательно в цепь измерения тока. Нагрузкой выходного источника напряжения преобразователя V3 является резистор R2. Значение сопротивления резистора R2 не существенно, но он необходим, чтобы создать узел схемы, с которого снимается сигнал при моделировании. Величина выходного напряжения $U_{вых\ пр}$ этого преобразователя (напряжение на резисторе R2) связана с измеряемым током $I_{изм}$ выражением $U_{вых\ пр} = R \cdot I_{изм}$, где R – коэффициент пропорциональности, задаваемый в поле ввода «Transresistance» (переходное сопротивление). В схеме, приведенной на рис. 1, значение коэффициента R для удобства выбрано $R = 1$ Ом, тогда напряжение на резисторе R2 численно равно току стока I_c .

Мгновенная мощность $P(t)$, рассеиваемая силовым ключом $P(t) = U(t) \cdot I_c(t)$, может быть измерена на выходе функционального преобразователя A1 Multiplier из библиотеки Control, выполняющего операцию перемножения двух аналоговых сигналов и отображающего на нагрузке преобразователя – резисторе R3 – результат преобразования с коэффициентом преобразования Output Gain, задаваемым в опциях компонента. При Output Gain = 1 падение напряжения на резисторе R3 численно соответствует измеряемой мощности.

Для измерения средней мощности P_{cp} , рассеиваемой на силовом ключе, необходимо выполнить операцию интегрирования мгновенной мощности $P(t)$ за интервал времен усреднения $\Delta t = t_2 - t_1$:

$$P_{cp} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_1}^{t_2} P(t) dt.$$

Функциональный блок A3 (Voltage Integrator из библиотеки Controls) выполняет операцию интегрирования с коэффициентом преобразования Gain, задаваемым в опциях компонента. При значении коэффициента преобразования Gain, равном $V1/V$, напряжение на нагрузке интегратора R5 численно равно интегралу от входной величины $P(t)$, т.е. энергии, выделяемой на стоке транзистора в текущий момент времени. Тогда среднее значение мощности за время Δt равно частному от деления выделенной энергии на Δt [17].

Функциональный блок A2 (Divider) из библиотеки Controls выполняет операцию деления входных аналоговых сигналов $Z = k \frac{X}{Y}$, где $X = U_{зи}$, а $Y = I_c$. Тогда на выходе аналогового делителя формируется напряжение на резисторе R4, при $k = 1$ (задается в опциях) оно численно равно сопротивлению канала открытого транзистора $R_{си}$.

Моделирование проводили в режиме Analysis/Transient. В качестве выходных сигналов использовали: напряжение на затворе $U_{зи}$; напряжение на стоке $U_{си}$; ток стока I_c ; мощность потерь $P(t)$ на транзисторе.

Временные диаграммы, полученные при моделировании, представлены на рис. 2. Для анализа результатов моделирования на оси времени выбран временной интервал от $t = 1.8$ мкс до $t = 3.5$ мкс, на котором наблюдались процессы, связанные с отпиранием и запирающим транзистора. На этом временном участке реперами $t_0 \dots t_6$ отмечены основные моменты цикла переключения. Для временной привязки процессов коммутации на диаграммах отображен график напряжения u тактового генератора $t_{и}$.

До момента времени t_0 ключ S1 находился в замкнутом состоянии, шунтируя ток затвора П1 на «землю». Напряжение на затворе $U_{зи} = I1 \cdot R_{он} = 0.2 \text{ А} \cdot 10 \text{ Ом} = 2 \text{ В}$, что ниже порогового напряжения, равного 3.8 В. Транзистор заперт. Напряжение на стоке $U_{си} = +E_{п}$ (диаграмма 3), ток стока $I_c = 0$ (диаграмма 2).

В момент t_0 управляющее напряжение, формируемое тактовым генератором, переключается в состояние 1/0, при этом ключ S1 размыкается, и начинается заряд входной емкости $C_{вх}$. В момент t_1 , когда после переключения управляющего напряжения в состояние 0/1 ключ S1 замыкается, начинается разряд входной емкости $C_{вх}$ транзистора, а также начинается цикл открывания транзистора. На интервале времени $t_0 \dots t_1$ входная емкость затвора $C_{вх}$ транзистора заряжается стабильным током генератора П1, напряжение на затворе $U_{зи}$ растет по линейному закону (диаграмма 4), но остается ниже порогового. Тран-

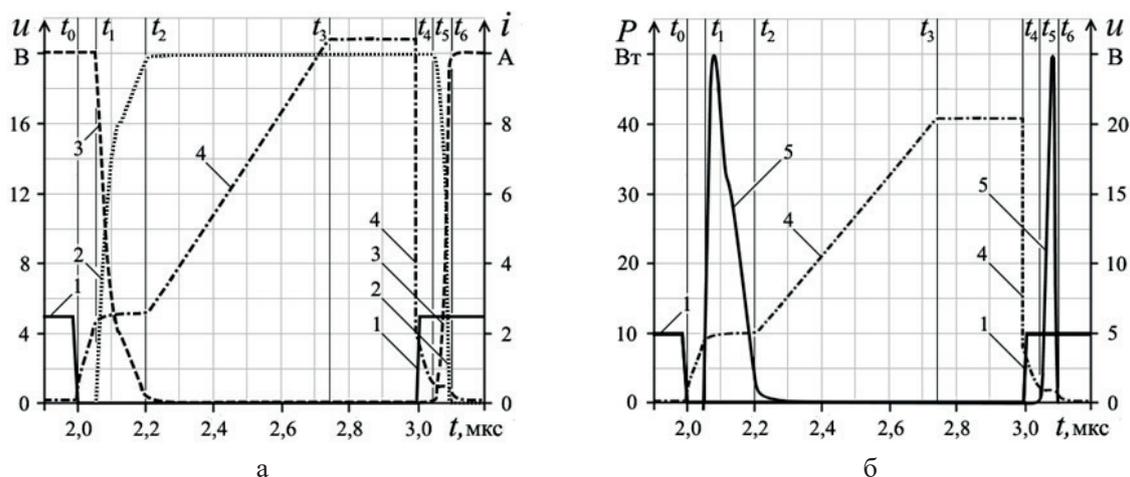


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов: 1 – напряжение u тактового генератора; 2 – ток стока I_c ; 3 – напряжение на стоке $U_{си}$; 4 – напряжение на затворе $U_{зи}$; 5 – мощность потерь $P(t)$ ¹.

зистор заперт, напряжение на стоке $U_{си} = +E_{п}$ (диаграмма 3), ток стока $I_c = 0$ (диаграмма 2), рассеиваемая мощность $P(t) = 0$ (диаграмма 5). Этот временной интервал и определяет задержку открытия транзисторного ключа относительно управляющего напряжения.

На интервале времени $t_1 \dots t_2$ транзистор приоткрывается. Ток стока I_c возрастает, напряжение на стоке $U_{си}$ уменьшается, а транзистор переходит в активный (усилительный) режим. В момент времени t_1 включается отрицательная обратная связь, возникающая через проходную емкость затвор–сток $C_{зс}$, соединяющая выход усилителя со входом. При этом эквивалентная входная емкость $C_{вх}$ резко увеличивается за счет эффекта Миллера, замедляется рост напряжения на затворе $U_{зи}$, на диаграмме 4 наблюдается практически горизонтальный участок – характерное плато Миллера [18]. Транзистор находится в активном режиме, на нем рассеивается значительная мощность (диаграмма 5). Этим участком обусловлена длительность фронта отпирания транзистора.

На интервале времени $t_2 \dots t_4$ транзистор полностью открыт, ток стока I_c максимальный, а напряжение сток–исток $U_{си}$ минимально. Закончилась перезарядка проходной емкости $C_{зс}$ транзистора, эквивалентная входная емкость $C_{вх}$ уменьшена практически до исходной величины. Напряжение на затворе $U_{зи}$ продолжает возрастать по линейному закону (диаграмма 4) со скоростью, близкой к скорости изменения напряжения $U_{зи}$ на участке $t_0 \dots t_1$. В момент времени t_3 напряжение на затворе $U_{зи}$ достигает предельно допустимого для транзистора значения, открывается диод D1, и напряжение фиксируется на уровне около +20 В. На рассматриваемом интервале времени $t_2 \dots t_4$ рассеиваемая мощность снижается (диаграмма 5) до величины, определяемой потерями на сопротивлении $R_{си}$ проводимости канала открытого транзистора. На этом участке транзистор открыт.

В момент времени t_4 сигнал генератора импульсов $t_{и}$ становится высоким (диаграмма 1), ключ S1 замыкает цепь затвора транзистора на «землю»: начинается цикл запира-ния транзистора.

На интервале времени $t_4 \dots t_5$ заряд затвора еще достаточен для поддержания транзистора в открытом состоянии, а напряжение на затворе еще превышает пороговое напря-

¹Здесь и далее при графическом представлении результатов моделирования учтены рекомендации [17].

жение (диаграмма 4). При этом формируется задержка выключения транзистора.

В момент времени t_5 напряжение на затворе $U_{зи}$ (диаграмма 4) достигает уровня плато Миллера. При этом ток стока I_c падает, растет напряжение на стоке $U_{си}$, резко увеличивается мощность потерь $P(t)$ (диаграмма 5). В течение интервала времени $t_5...t_6$ транзистор находится в активном режиме. На этом участке формируется фронт запираания транзистора.

На интервале времени от t_6 и далее транзистор заперт, напряжение на стоке $U_{си} = +E_{п}$ (диаграмма 3), ток стока $I_c = 0$ (диаграмма 2), рассеиваемая мощность $P(t) = 0$ (диаграмма 5). Входная емкость экспоненциально разряжается до исходного значения.

Для количественного анализа динамических потерь удобен интервал времени, связанный с открыванием транзистора $t_0...t_2$, когда входная емкость заряжается стабильным током. Участок закрывания транзистора от t_4 до t_6 удобен лишь для качественного анализа, так как на этом интервале входная емкость разряжается через фиксированное сопротивление замкнутого ключа S1 по экспоненциальному закону, что усложняет расчет.

Пиковая мощность потерь при переключении транзистора (параметры указаны в схеме) составила почти 50 Вт, а статические потери на проводимости канала транзистора – около 1 Вт.

Моделирование сопротивления канала открытого транзистора

Моделирование схемы, показанной на рис. 1, проводили в режиме Analysis/Transient [19], но в качестве выходного сигнала выбирали напряжение на резисторе R4, которое численно равно сопротивлению канала $R_{си}$. Результаты моделирования приведены на рис. 3. Для временной привязки диаграмм показан импульс тактового генератора V2 (диаграмма 1), открывающего транзистор в момент t_0 , и форма напряжения на затворе $U_{зи}$ (диаграмма 2). Выполнен анализ процесса открывания транзистора в интервале времени от t_0 , который связан с подачей на затвор транзистора открывающего импульса, и до момента времени t_4 .

Участок времени от t_1 до t_2 соответствует плато Миллера, когда на емкости затвора $C_{вх}$ накопилась достаточная величина заряда затвора и сопротивление канала $R_{си}$ становится малым. Транзистор полностью открыт, но величина $R_{си}$ зависит от напряжения на затворе $U_{зи}$. При напряжении $U_{зи}$, превышающем 8 В, сопротивление канала снижается и

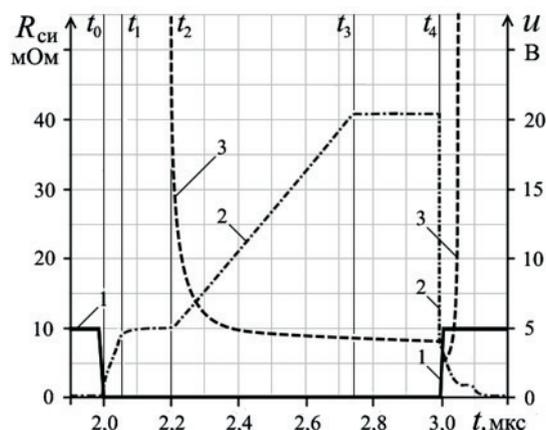


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов: 1 – напряжение u тактового генератора V2; 2 – напряжение на затворе $U_{зи}$; 3 – сопротивление канала $R_{си}$ открытого транзистора.

остается на уровне 8 мОм. Излом характеристики напряжения на затворе в момент t_3 обусловлен открытием фиксирующего диода D1, ограничивающего величину напряжения на затворе.

Результат, полученный при моделировании сопротивления $R_{си}$ канала открытого транзистора, совпадает с данными Datasheet, где для транзистора IRF1010N приведено значение $R_{си}$, равное 11 мОм (табл. 1). Согласно [18], величину заряда затвора Q_3 на разных этапах отпирания транзистора можно оценить, используя соотношение $Q_3 = I_3 \cdot \Delta t$, где I_3 – ток затвора; Δt – интервал времени от прихода фронта отпирающего импульса до текущего момента процесса открывания транзистора.

На интервале времени от t_0 до t_1 транзистор заперт. В момент времени t_1 напряжение на затворе транзистора достигает порогового значения $U_{зи\ порог}$, когда транзистор начинает открываться. Значение заряда емкости затвор–исток, соответствующее пороговому значению напряжения на затворе, может быть оценено по положению максимума мощности потерь $P(t)$ (рис. 2 б), который локализован с задержкой $\Delta t = 0.1$ мкс от прихода запускающего импульса. При токе затвора I_3 , равном 200 мА, значение заряда $Q_{3\ порог}$, соответствующее отпиранию транзистора, составило $Q_{3\ порог} = I_3 \cdot \Delta t = 0,2 \cdot 0,1 = 20$ нКл. Это достаточно хорошо совпадает с данными из Datasheet (табл. 1), в которых указано значение заряда емкости затвор–исток $Q_{3\ порог} = 19$ нКл.

На этапе заряда емкости затвор–сток (емкости Миллера), происходящем в интервале времени от t_1 до t_2 , когда напряжение на затворе проходит плато Миллера, длительность интервала времени составила $\Delta t = 0.2$ мкс. При этом $Q_{3\ Милл} = I_3 \cdot \Delta t = 0,2 \cdot 0,2 = 40$ нКл, что практически совпадает со значением из Datasheet, равным 41 нКл.

Момент времени, когда сопротивление канала открытого транзистора становится достаточно малым, что соответствует общему заряду затвора (по терминологии Datasheet), удастся оценить достаточно условно как лежащий между t_2 и t_3 . По диаграммам на рис. 3, используя значение $Q_{3\ общ} = 120$ нКл (табл. 1), можно оценить напряжение на затворе $U_{зи\ откр}$, необходимое для полного открывания транзистора за время $\Delta t_{откр} = Q_{3\ общ} / I_3$. В рассматриваемом случае при I_3 , равном 0.2 А, $\Delta t_{откр} = 120 / 0.2 = 0.6$ мкс, что соответствует $U_{зи} \approx 17$ В.

Энергия переключения транзистора интерпретируется как площадь, ограниченная кривой динамических потерь и осью времени. Из рис. 4 видно, что амплитуда мощности динамических потерь транзистора от его тока затвора не зависит, а энергия переключения при увеличении тока затвора заметно уменьшается.

Выполнив графическое интегрирование кривой потерь (рис. 4), можно оценить среднюю мощность и статических $P_{ср\ стат}$ и динамических $P_{ср\ дин}$ потерь.

Распределение потерь при отпирании транзистора получено в результате моделирования в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируемым параметром выбрано значение тока источника тока И1, эквивалентное току затвора $I_{зи}$. Установлено, что $P_{ср\ стат} = 0.4$ Вт и не зависит от тока затвора; $P_{ср\ дин} \approx 3$ Вт для тока затвора 0.2 А и снижается до 1.5 Вт при токе затвора 0.6 А. Погрешность определения средней мощности потерь, выполненного графическим интегрированием, достаточно велика и дает лишь качественную картину процессов. Более точную информацию о потерях дает непосредственное моделирование в режиме Analysis/Parameter Sweep [19]. В качестве варьируемого параметра использовали сопротивление нагрузки ключа R1, а выходным параметром стало напряжение на резисторе R3, численно рав-

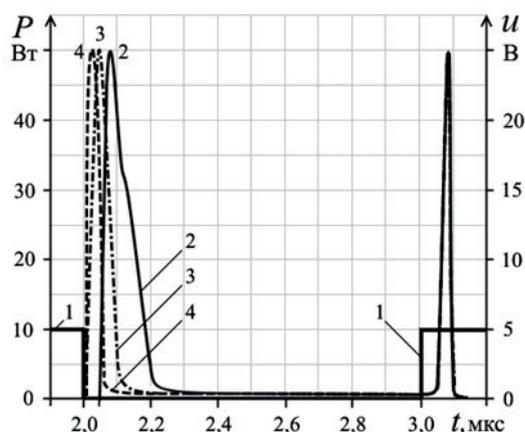


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов: 1 – напряжение u тактового генератора; 2–4 – распределение потерь на интервале отпирания транзистора для значений тока затвора I_g : 2 – 0.2 А; 3 – 0.4 А; 4 – 0.6 А.

ное динамической мощности потерь (рис. 1). Для анализа выбрали временной интервал от 2.0 до 2.3 мкс, соответствующий времени включения транзистора. Результаты исследования, приведенные на рис. 5, получены при напряжении питания $V_1 = +20$ В и токе затвора 200 мА.

По мере уменьшения сопротивления нагрузки растет амплитуда мгновенной мощности динамических потерь транзистора. Количественную оценку вклада динамической составляющей потерь в общую мощность потерь можно получить графическим интегрированием зависимости мощности динамических потерь на временном интервале периода повторения импульсов [20].

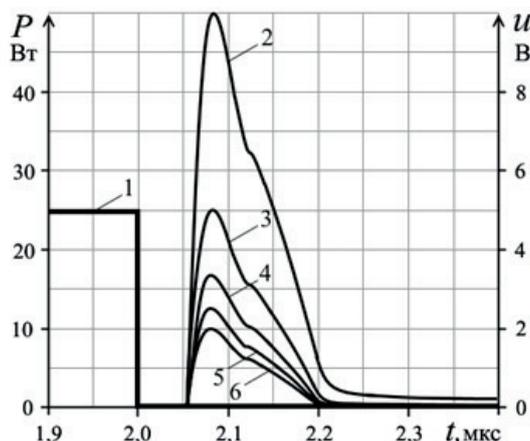


Рис. 5. Временные диаграммы сигналов: 1 – напряжение u тактового генератора, открывающего транзистор; 2–4 – мощность динамических потерь для разных значений сопротивления нагрузки R_L : 2 – 2 Ом; 3 – 4 Ом; 4 – 6 Ом; 5 – 8 Ом; 6 – 10 Ом.

Исследование средней мощности, выделяемой на транзисторе

Величина средней мощности P_{cp} , рассеиваемой транзистором, представляет интерес для тепловых расчетов силовых ключей. Традиционно значение P_{cp} определяется по энергии переключения методом интегрирования мощности потерь $P(t)$:

$$W(t) = \int_{t_1}^{t_2} P(t) \cdot dt.$$

Величину P_{cp} получают без трудоемких расчетов с графическим интегрированием, используя аппаратное интегрирование функциональным модулем A3 Voltage Integrator из библиотеки Control (рис. 1). Моделирование проводили в режиме Analysis/Transient. Выходным сигналом служило напряжение на резисторе R5, являющееся нагрузкой интегратора A3.

Необходимо учесть особенность исследуемой схемы, где входная емкость затвора $C_{вх}$ при включении заряжалась стабильным током I_1 , а при выключении $C_{вх}$ экспоненциально разряжалась через фиксированное сопротивление замкнутого ключа S1 $R_{он} = 1 \text{ Ом}$. Поэтому для количественных оценок важен процесс включения транзистора при линейном заряде входной емкости $C_{вх}$ стабильным током.

Результаты моделирования временного распределения энергии потерь $W(t)$ (диаграмма 3) и мощности потерь $P(t)$ (диаграмма 2) для токов затвора 0.2 и 0.6 А приведены на рис. 6. Для временной привязки диаграмм показано и положение импульса тактового генератора (диаграмма 1). Первый пик временной зависимости мощности потерь $P(t)$ (диаграмма 2) соответствует включению силового ключа, второй пик – выключению. Соответственно, на графике энергии потерь $W(t)$ (диаграмма 3) моменту включения силового ключа отвечает первый скачок, а выключению – второй скачок. Отличающееся от нуля начальное значение на диаграмме 3 связано с особенностями интегратора в EWB – отсутствием обнуления перед началом интегрирования.

Анализ диаграмм, представленных на рис. 6, позволяют сделать ряд выводов:

- пиковое значение мощности динамических потерь при включении (диаграмма 2) составляет 50 Вт и не зависит от тока затвора;

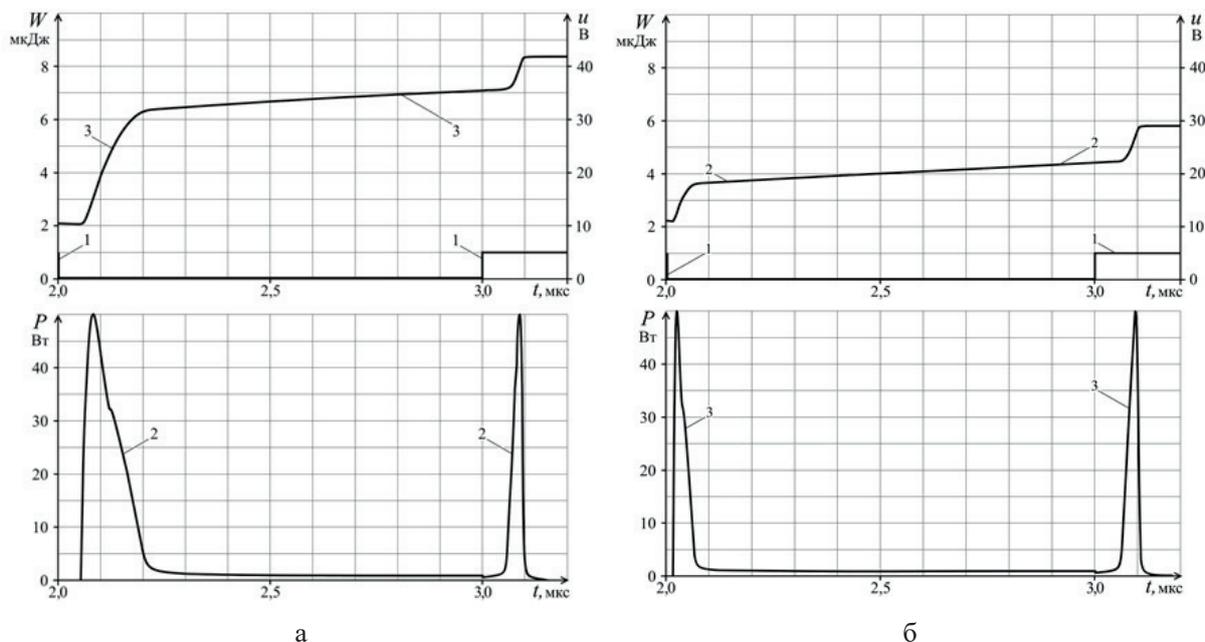


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов при токах затвора: а – 0.2 А (а); б – 0.6 А (б).

1 – напряжение u тактового генератора, открывающего транзистор;
2 – мощность потерь $P(t)$; 3 – энергия потерь $W(t)$.

- энергию динамических потерь при включении $W_{\text{вкл}}$ количественно можно оценить по величине скачка на диаграмме 3, и она существенно зависит от тока затвора: например, при токе затвора 0.2 А энергия потерь 4 мкДж, а при токе затвора 0.6 А – 1.4 мкДж;
- мгновенная мощность статических потерь на сопротивлении канала открытого транзистора составляет ~ 0.2 Вт и не зависит от тока затвора (диаграмма 2);
- энергия статических потерь $W_{\text{стат}}$ за время открытия транзистора равна 0.85 мкДж и не зависит от тока затвора (диаграмма 3);
- при увеличении тока затвора уменьшается ширина пика мгновенной мощности и, соответственно, время переходного процесса включения $t_{\text{ф вкл}}$ (измерялось по уровню 0.5);
- при токе затвора 0.2 А длительность фронта включения составила $t_{\text{ф вкл}} = 140$ нс, а при токе затвора 0.6 А – $t_{\text{ф вкл}} = 35$ нс, при увеличении тока затвора уменьшается время задержки процесса включения $t_{\text{з вкл}}$, например, при токе затвора 0.2 А время задержки $t_{\text{з вкл}} = 52$ нс, а при токе затвора 0.6 А – $t_{\text{з вкл}} = 26$ нс.

Количественное исследование влияния тока затвора (выходной ток драйвера) на энергию потерь переключения проведено в режиме Analysis/Parameter Sweep. Для анализа выбран временной участок, на котором представлена динамика потерь при включении и выключении транзистора на интервале времени от $t = 2.0$ мкс до $t = 3.2$ мкс. В качестве варьируемого параметра использовался ток затвора I_1 , а выходным параметром напряжение на нагрузке R5 интегратора A3, соответствующее энергии потерь $W(t)$.

Результаты моделирования приведены на рис. 7.

Первая ступень на графике (рис. 7) соответствует энергии динамических потерь при включении транзисторного ключа, а вторая – выключению. При малых токах затвора энергия потерь велика и составляет $W = 4.2$ мкДж, но энергия динамических потерь W быстро уменьшается с увеличением тока затвора. В случаях, когда токи затвора превышают 0.6 А, динамические потери при включении транзистора практически не зависят от тока затвора и остаются на уровне $W = 1.4$ мкДж. Следовательно, при выборе схемы управления ключом (драйвера) необходимо обеспечить выходной ток не ниже 0.6 А.

Участки графиков с малыми наклонами соответствуют энергии статических потерь. Значение статических потерь характеризуется приращением по вертикальной оси на

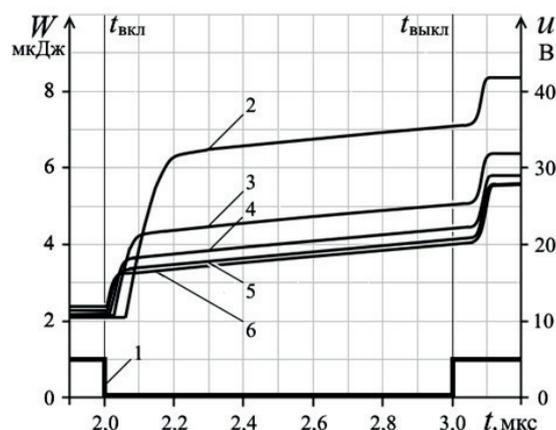


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов: 1 – напряжение u тактового генератора, открывающего транзистор; 2–6 – энергия потерь $W(t)$ при токе затвора: 2 – 0.2 А; 3 – 0.4 А; 4 – 0.6 А; 5 – 0.8 А; 6 – 1.0 А.

этом участке (наклоном участка). При разных токах затвора угол наклона участков одинаковый. Следовательно, энергия статических потерь W практически не зависит от тока затвора и составляет порядка ~ 0.7 мкДж.

Энергия W не слишком удобный параметр для практического использования. Целесообразно, по нашему мнению, пользоваться понятием средней мощности потерь, $P_{\text{ср}} = \Delta W / T = \Delta W \cdot F$, что соответствует количеству выделяемого тепла.

Результаты обработки полученных графиков приведены в табл. 2. Оценку проводили при следующих параметрах схемы силового ключа, показанного на рис. 1: $+E_{\text{н}} = +20$ В; $R_{\text{н}} = 2$ Ом; $F = 500$ кГц. Для разных токов затвора вычисляли составляющие энергии потерь W , а также абсолютные значения соответствующих составляющих средней мощности потерь $P_{\text{ср}}$, к которым сопоставлялись значения в % от общей средней мощности потерь при переключении $P_{\text{ср общ}}$:

- $W_{\text{стат}}$, мкДж – статическая энергия потерь;
- $W_{\text{дин вкл}}$, мкДж – динамическая энергия потерь при включении;
- $W_{\text{дин выкл}}$, мкДж – динамическая энергия потерь при выключении;
- $W_{\text{общ}}$, мкДж – общая энергия потерь при переключении;
- $P_{\text{ср стат}}$, Вт – средняя мощность статических потерь;
- $P_{\text{ср стат}}$, % – доля средней мощности статических потерь относительно общей средней мощности потерь $P_{\text{ст}}$;
- $P_{\text{ср дин вкл}}$, Вт – средняя мощность динамических потерь при включении;
- $P_{\text{ср дин вкл}}$, % – доля средней мощности динамических потерь при включении относительно общей средней мощности потерь $P_{\text{ср}}$;
- $P_{\text{ср дин выкл}}$, Вт – средняя мощность динамических потерь при выключении;
- $P_{\text{ср дин выкл}}$, % – доля средней мощности динамических потерь при выключении относительно общей средней мощности потерь $P_{\text{ср}}$;
- $P_{\text{ср}}$, Вт – общая средняя мощность потерь при переключении.

Таблица 2. Средняя энергия и средняя мощность потерь в транзисторном ключе при разных значениях тока затвора (выходного тока драйвера)

$I_{\text{з}}$, А	$W_{\text{стат}}$, мкДж	$W_{\text{дин вкл}}$, мкДж	$W_{\text{дин выкл}}$, мкДж	$W_{\text{общ}}$, мкДж	$P_{\text{ср стат}}$, Вт/ $P_{\text{ср стат}}$, %	$P_{\text{ср дин вкл}}$, Вт/ $P_{\text{ср дин вкл}}$, %	$P_{\text{ср дин выкл}}$, Вт/ $P_{\text{ср дин выкл}}$, %	$P_{\text{ср}}$, Вт
0.2	0.86	4.1	1.1	6.3	0.43/14	2.05/68	0.56/18	3.04
0.4	0.83	2.1	1.2	4.2	0.41/20	1.05/50	0.60/30	2.10
0.6	0.84	1.4	1.2	3.4	0.40/23	0.70/42	0.60/35	1.70
0.8	0.84	1.1	1.3	3.2	0.45/27	0.55/33	0.65/40	1.65
1.0	0.83	0.8	1.2	2.8	0.40/29	0.40/29	0.60/42	1.40

Очевидно (табл. 2), что характеристики $W_{\text{стат}}$ и $P_{\text{ср стат}}$ не зависят от тока затвора, но с его возрастанием увеличивается доля $P_{\text{ср стат}}$. То же относится и к параметрам $W_{\text{дин вкл}}$ и $P_{\text{ср дин вкл}}$. Характеристика $W_{\text{дин выкл}}$ и соответствующая $P_{\text{ср дин выкл}}$ значительны при малых токах затвора и снижаются при увеличении управляющего тока. Величина $P_{\text{ср}}$ уменьшается с увеличением тока затвора, однако, начиная с тока затвора 0.6 А и выше скорость снижения уменьшается. На этом основании для транзистора IRF1010N необходимо выбирать драйвер с выходным током не менее 0.6 А. Относительные соотношения потерь позволяют судить о вкладе соответствующих процессов в ключе в общие потери при коммутации.

Потери мощности при ШИМ-регулировке тока нагрузки

С использованием схемы на рис. 1 выполнено исследование мощности потерь при широтно-импульсном (ШИМ) управлении током нагрузки путем изменения коэффициента заполнения импульса D в опциях генератора импульсов V2 (Clock). Моделирование проводили в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируемым параметром был коэффициент заполнения импульса D генератора V2, выходным параметром – напряжение на нагрузке R5 интегратора АЗ. На оси времени выбран интервал времени от 1.9 до 3.0 мкс. Результаты моделирования изображены на рис. 8.

Реперами отмечены моменты времени переключения транзистора: в момент времени t_0 транзистор открывается, а в моменты времени t_1 , t_2 , t_3 и t_4 закрывается при разной длительности импульса ШИМ. Степень на графиках означает скачок динамической составляющей энергии потерь при переключении, а пологое приращение – вклад статической составляющей энергии потерь открытого транзистора. Энергия включения и выключения не зависит от коэффициента заполнения импульса D (абсолютная величина степени остается постоянной). От коэффициента D при ШИМ-регулировании тока через транзистор зависят только энергия и мощность статических потерь, которые приведены в табл. 3.

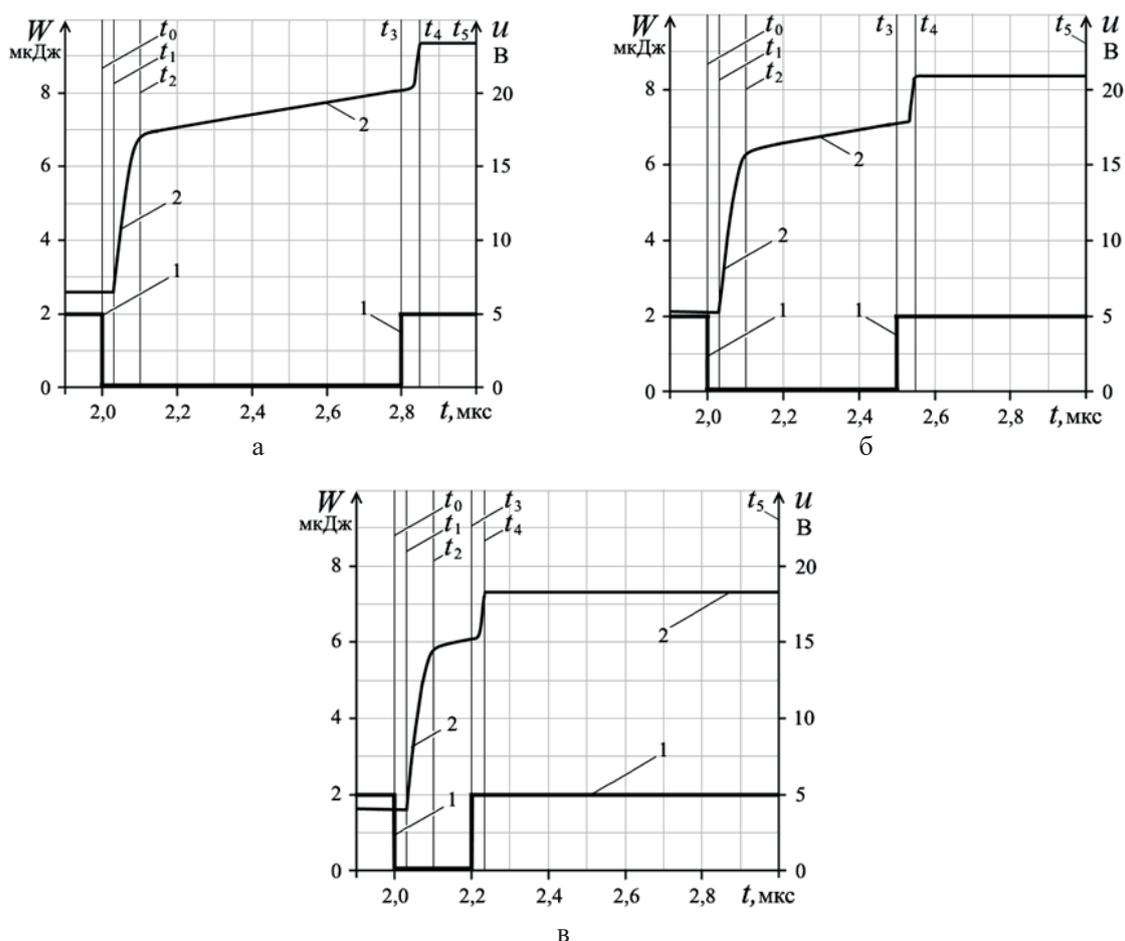


Рис. 8. Временные диаграммы сигналов: 1 – напряжение u тактового генератора, открывающего транзистор; 2 – энергия потерь $W(t)$ при разных значениях коэффициента заполнения импульсов D : а – 0.8; б – 0.5; в – 0.2.

Таблица 3. Величина статических потерь при изменении коэффициента заполнения D

D	0.2	0.4	0.6	0.8
$W_{\text{ср стат}}^*$, мкДж	0.30	0.64	0.98	1.30
$P_{\text{ср стат}}^*$, Вт	0.30	0.32	0.50	0.65

Видно, что статические потери растут с увеличением коэффициента заполнения импульса.

Выводы

Мощность статических потерь зависит от сопротивления канала открытого транзистора, тока через транзистор, коэффициента заполнения импульса при ШИМ-регулировании и не зависит от тока затвора. Мощность динамических потерь при включении транзистора зависит от тока затвора (выходной ток драйвера) и уменьшается при увеличении тока затвора. В то же время при токе затвора 0.6...0.7 А снижение потерь стабилизируется. Поэтому целесообразно выбирать драйвер с выходными токами более 0.6 А, хотя это справедливо лишь для исследуемого MOSFET-транзистора IRF010N. В схемах ключей на других транзисторах оптимальный выходной ток драйвера может отличаться.

Мощность динамических потерь при выключении транзистора не зависит от тока затвора. Вывод справедлив только для данной схемы, так как разряд емкости затвора происходит через резистор с фиксированным значением сопротивления ключа. В схеме с реальным драйвером управления ключом физические процессы включения и выключения практически идентичны, так что и количественные результаты должны быть близки.

Моделирование MOSFET-ключа в программе Electronics Workbench дает адекватные результаты определения параметров силовых транзисторов, которые согласуются с данными, приведенными в их Datasheet, а также позволяет моделировать потери ключа и минимизировать их при любой нагрузке.

Исследования выполнены в рамках государственного задания Минобрнауки России № 8.5577.2017/БЧ по теме «Исследование шумовых характеристик и пульсаций микросхем мобильных источников вторичного электропитания».

Литература:

1. Дьяконов В.П., Максимчук А.А., Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009. 512 с.
2. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: профессиональные решения. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. 416 с.
3. Дьяконов В.П. Физическое моделирование схем на полевых транзисторах в Simulink и SimElectronics // Компоненты и технологии. 2011. № 11. С. 162–171.
4. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: Учебное пособие для бакалавров. М.: Юрайт, 2012. 671 с.
5. Бабенко В.П., Битюков В.К. Особенности моделирования MOSFET-ключей в ELECTRONICS WORKBENCH // Учебный эксперимент в образовании. 2017. № 3 (83). С. 76–88.
6. Бабенко В.П., Битюков В.К. Методические особенности компьютерного моделиро-

вания ШИМ-контроллеров // Учебный эксперимент в образовании. 2015. № 2 (74). С. 60–74.

7. Бабенко В.П., Битюков В.К. Особенности моделирования драйвера двигателя в системе Electronics Workbench // Учебный эксперимент в образовании. 2015. № 4 (76). С. 60–75.

8. Битюков В.К., Симачков Д.С. Источники вторичного электропитания: Учебник. М.: Инфра-Инженерия, 2017. 326 с.

9. 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.

10. Бабенко В.П., Битюков В.К. Измерение заряда затвора для ключей на мощных MOSFET транзисторах // В сб.: Современные проблемы профессионального образования: опыт и пути решения. Материалы второй Всерос. научно-практ. конф. с междунар. участием. Иркутск, 2017. С. 37–41.

11. Бабенко В.П., Битюков В.К. Методические особенности разработки модели электродвигателя в системе EWB // Российский технологический журнал. 2015. № 2 (7). С. 53–66.

12. Lakkas G. MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency // Texas Instruments, Analog Applications Journal. 1Q. 2016. P. 22–28. <http://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>

13. Laszlo Balogh. Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits Texas Instruments. Application Report SLUA618. March 2017. Revised SLUP169 April 2002. 47 с. <http://www.ti.com/lit/ml/slua618/slua618.pdf>

14. Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Анализ силовых ключей импульсных источников питания // Схемотехника. 2001. № 6. С. 8–16.

15. Болтовский Ю., Тоназлы Г. Некоторые вопросы моделирования систем силовой электроники // Силовая электроника. 2006. № 4. С. 78–83.

16. 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.

17. Битюков В.К., Власюк Ю.А., Петров В.А., Федоров Е.И. Лабораторный практикум по дисциплине «Физические основы преобразовательной техники». М.: МИРЭА, 2003. 155 с.

18. Конюшенко И. Основы устройства и применения силовых МОП-транзисторов (MOSFET) // Силовая электроника. 2011. № 2. С. 10–14.

19. Бабенко В.П., Битюков В.К. Методические особенности моделирования привода в системе EWB // В сб.: Фундаментальные и прикладные проблемы физики: сб. научных трудов по материалам IX Междунар. научно-техн. конф. Саранск. 2015. С. 301–307.

20. Белоус А.И., Ефименко С.А., Турцевич А.С. Полупроводниковая силовая электроника. М.: Техносфера, 2013. 216 с.

References:

1. Dyakonov V.P., Maksimchuk A.A., Remnev A.M., Smerdov V.Yu. Encyclopedia of devices on field-effect transistors. M.: SOLON-PRESS Publ., 2009. 512 p. (in Russ.).

2. Semenov B.Yu. Power electronics: Professional solutions. M.: SOLON-PRESS Publ., 2009. 416 p. (in Russ.).
3. Dyakonov V.P. Physical simulation of circuits on field-effect transistors in Simulink и SimElectronics // Komponenty i tekhnologii (Components and Technologies). 2011. № 11. P. 162–171. (in Russ.).
4. Zinoviev G.S. Power electronics. M.: Yurait Publ., 2012. 671 p. (in Russ.).
5. Babenko V.P., Bityukov V.K. Special features of simulation of MOSFET switches in ELECTRONICS WORKBENCH // Uchebny experiment v obrazovanii (Training Experiment in Education). 2017. № 3 (83). P. 76–88. (in Russ.).
6. Babenko V.P., Bityukov V.K. Special methodology of computer simulation of PWM-controllers // Uchebny experiment v obrazovanii (Training Experiment in Education). 2015. № 2(74). P. 60–74. (in Russ.).
7. Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulating of a motor driver using Electronics Workbench // Uchebny experiment v obrazovanii (Training Experiment in Education). 2015. № 4(76). P. 60–75. (in Russ.).
8. Bityukov V.K., Simachkov D.S. Secondary power sources. Moscow: Infra-Inzheneriya Publ., 2017. 326 p. (in Russ.).
9. Babenko V.P., Bityukov V.K., Simachkov D.S. Circuit simulation of DC/DC converters // Informatsionno-izmeritel'nyye i upravlyayushchiye sistemy (Information-Measuring and Control Systems). 2016. V. 14. № 11. P. 69–82. (in Russ.).
10. Babenko V.P., Bityukov V.K. Measurement of the gate charge for switches with powerful MOSFET transistors // Proceedings: Current problems of professional education – good practices and ways of solution. Proceedings of the 2nd All-Russia Scientific-Practical Conference with participants from other countries. Irkutsk, 2017. P. 37–41. (in Russ.).
11. Babenko V.P., Bityukov V.K. Methodological characteristics of developing a model electric engine in EWB system // Rossiyskiy tekhnologicheskii zhurnal (Russian Technological Journal). 2015. № 2(7). P. 53–66. (in Russ.).
12. Lakkas G. MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency // Texas Instruments, Analog Applications Journal. 1Q. 2016. P. 22–28. <http://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>
13. Laszlo Balogh. Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits Texas Instruments. Application Report SLUA618. March 2017. Revised SLUP169 April 2002. 47 p. <http://www.ti.com/lit/ml/slua618/slua618.pdf>
14. Remnev A.M., Smerdov V.Yu. Analysis of power switches of switch-mode power supply // Skhemotekhnika (Circuit Design). 2001. № 6. P. 8–11. (in Russ.).
15. Boltovskiy Yu., Tonazly G. Some questions of modeling of power electronic systems // Silovaya elektronika (Power Electronics). 2006. № 4. P. 78–83. (in Russ.).
16. Babenko V.P., Bityukov V.K., Simachkov D.S. Circuit simulation device controls of actuator position in space // Elektromagnitnyye volny i elektronnyye sistemy (Electromagnetic Waves and Electronic Systems). 2016. V. 21. № 4. P. 11–19. (in Russ.).
17. Bityukov V.K., Vlasyuk Yu.A., Petrov V.A., Fedorov E.I. Laboratory workshop on discipline «Physical fundamentals of converters». Moscow: MIREA Publ., 2003. 155 p. (in Russ.).

18. Konyushenko I. Basic principles of the device and application of power MOSFET transistors // *Silovaya elektronika (Power Electronics)*. 2011. № 2. P. 10–14. (in Russ.).

19. Babenko V.P., Bitjukov V.K. Methodical peculiarities of modeling of the actuator in the EWB system. Collection of scientific works "Fundamental and applied problems of physics": Proceed. of the IX-th Int. Scientific-Technical Conference. Saransk, 2015. P. 301–307. (in Russ.).

20. Belous A.I., Efimenko S.A., Turtsevich A.S. Semiconductor power electronics. Moscow: Tekhnosfera Publ., 2013. 216 p. (in Russ.).

Об авторах:

Бабенко Валерий Павлович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры теоретической радиотехники и радиофизики Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «Московский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78).

Битюков Владимир Ксенофонович, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой теоретической радиотехники и радиофизики Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «Московский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78).

Кузнецов Владимир Викторович, кандидат технических наук, доцент, директор Физико-технологического института, заведующий кафедрой оптико-электронных приборов и систем Физико-технологического института ФГБОУ ВО «Московский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78).

Симачков Денис Сергеевич, старший преподаватель кафедры теоретической радиотехники и радиофизики Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «Московский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78).

About the authors:

Valery P. Babenko, Ph.D., Associate Professor, Chair of Theoretical Radio Engineering and Radio Physics, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, Moscow Technological University (78, Vernadskogo Pr., Moscow, 119454, Russia).

Vladimir K. Bitjukov, D.Sc. (Engineering), Professor, Head of the Chair of Theoretical Radio Engineering and Radio Physics, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, Moscow Technological University (78, Vernadskogo Pr., Moscow 119454, Russia).

Vladimir V. Kuznetsov, Ph.D. (Engineering), Associate Professor, Director of Physico-Technological Institute, Head of the Chair of Optical-Electronic Devices and Systems, Moscow Technological University (78, Vernadskogo Pr., Moscow 119454, Russia).

Denis S. Simachkov, Senior Lecturer, Chair of Theoretical Radio Engineering and Radio Physics, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, Moscow Technological University (78, Vernadskogo Pr., Moscow 119454, Russia).