

МЕТОДИКА РАСЧЁТА СТАТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ В МОП-ТРАНЗИСТОРЕ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО КЛЮЧА

Феофанова Л.С., Мороз С.М., Лазарев Д.Б.

*ФГБОУ ВПО «Московский автомобильно-дорожный государственный технический университет (МАДИ)»,
Москва, Россия (125319, Москва, Ленинградский проспект, 64), lazarevdmiriy@mail.ru*

Существует тенденция замены электромеханических устройств на электронные. Для проведения адекватного анализа необходимо провести расчет статических и динамических потерь в системе защиты и коммутации в бортовой сети автомобиля. МОП-транзисторы являются основой полупроводниковых интеллектуальных ключей, применяемых в автомобиле. Для оценки эффективности выбранного ключа необходимо обладать математическим инструментом, позволяющим оценить потери мощности. В статье рассматриваются особенности расчета для различных типов потребителей электроэнергии, а также рассматриваются вопросы расчета в цепях, содержащих индуктивную нагрузку. Приведена методика расчёта статических потерь в МОП-транзисторе с применением параметров, полученных из спецификации устройств. Представленная методика расчёта статических потерь достаточно точно описывает физические процессы, протекающие в ключе. Динамическими потерями, в случае применения ключей в автомобиле, можно пренебречь из-за небольшого количества переключений. Методика может быть полезна при решении задачи замены традиционных коммутирующих элементов на полупроводниковые.

Ключевые слова: интеллектуальные ключи, МОП-транзистор, ШИМ.

METHODS OF CALCULATING THE STATIC LOSSES IN THE TRANSISTOR OF SMART SWITCH

Feofanova L.S., Moroz S.M., Lazarev D.B.

"Moscow State Automobile and Road Technical University (MADI)", Moscow, Russia (Leningrad Prospect, Moscow, 64125319), lazarevdmiriy@mail.ru

There is a tendency to replace electromechanical devices to electronic. For adequate analysis should perform calculations of static and dynamic losses in the system of protection and switching in the vehicle electrical system. MOSFET – transistors are the basis of semiconductor intellectual keys used in the car. To assess the effectiveness of selected key must have a mathematical tool which measures the loss of power. The peculiarities of calculation for different types of consumers of electricity, and also discusses the calculation of the line connected with an inductive load. The methodology of calculation of static losses in MOSFET – transistor using parameters derived from the specification of devices. The presented method of calculating the static losses quite accurately describes the physical processes occurring in the key. The dynamic losses in the case of using the car key cannot be neglected due to the large number of switching operations. The technique may be useful in solving the problem replace the traditional switching elements on semiconductor.

Keywords: engine, smart switches, MOSFET, PWM.

Введение

Существует тенденция замены электромеханических устройств на электронные. Для проведения адекватного анализа необходимо провести расчет статических и динамических потерь в системе защиты и коммутации в бортовой сети автомобиля. В статье рассматриваются особенности расчета для различных типов потребителей электроэнергии, а также рассматриваются вопросы расчета в цепях, содержащих индуктивную нагрузку.

Основная часть

Общие потери мощности ключа состоят из потерь на проводимость и потерь на переключение. Параметр $R_{ds(on)}$ МОП-транзистора определяет стоимость кристалла, которая

пропорциональна площади. С целью сравнительной оценки введем два качественных показателя (П1 и П2):

$$П1 = R_{ds(on)} \cdot Q_g ;$$

$$П2 = R_{ds(on)} \cdot Q_{gd} ;$$

Сначала определим потери на проводимость и соответственно потери на управление, далее следует определить потери на переключение. В случае синхронного понижающего преобразователя П1 подходит для ключей нижнего уровня, а П2 для ключей верхнего уровня.

Пример того, как распределяются потери в МОП-транзисторе при частоте 300 кГц (рис. 1):

$L_{S_{on}}$ – потери на проводимость в ключе нижнего уровня;

$L_{SQ_{oss}}$ – потери на заряд емкости на выходе ключа нижнего уровня;

D_{con} – потери на проводимость в корпусном диоде;

D_{Qrr} – потери на восстановление диода проявляются как I_{rr} протекающий через ключ верхнего уровня

$H_{S_{on}}$ – потери на проводимость в ключе верхнего уровня;

$H_{S_{sw}}$ – потери на переключение в ключе верхнего уровня.

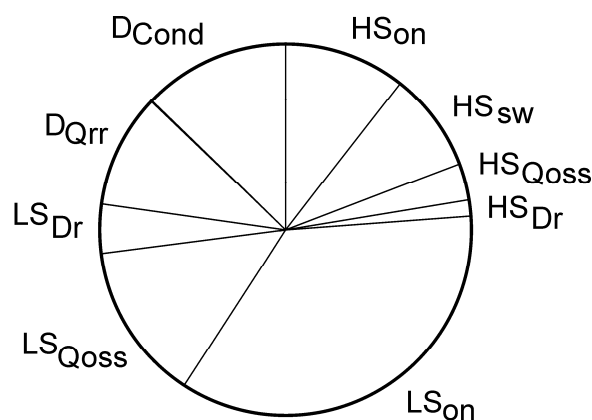


Рис. 1. Распределение потерь мощности в ключе

Данная диаграмма верна для частот до 300 кГц. Повышение частоты приводит к тому, что потери на переключение становятся более значимыми. Также увеличивается значение потерь, связанных с управлением затвором (L_{SDr} и H_{SDr}).

При подборе МОП-транзистора необходимо учитывать следующие параметры, влияющие на потери.

- маленькое сопротивление $R_{ds(on)}$ приводит к снижению потерь на проводимость;
- маленькое Q_g снижает потерь на управление;
- маленькое Q_{gd} снижает потери на переключение.

Потери мощности (P_l) в любом элементе, работающем в режиме переключения, могут быть разделены на три группы:

- 1) потери на электропроводность диэлектрика (P_c);
- 2) потери на переключение (P_{sw});
- 3) потери на утечки (P_b), обычно незначительные.

Следовательно:

$$P_l = P_c + P_{sw} + P_b \approx P_c + P_{sw}$$

В этой статье мы рассмотрим только потери на электропроводность диэлектрика, т.е. статические потери, так как с них следует начинать расчет.

Потери на электропроводность диэлектрика силового МОП транзистора могут быть рассчитаны с применением аппроксимации с сопротивлением сток-истока ($R_{DS(on)}$):

$$u_{DS}(i_D) = R_{DS(on)}(i_D) i_D,$$

где u_{DS} и i_D являются напряжением сток-истока и током стока, соответственно. Типичное сопротивление $R_{DS(on)}$ может быть получено из диаграмм, указанных в технической документации на интеллектуальный ключ, пример показан на рис 2, где I_D ток МОП транзистора в открытом состоянии, определяется исходя из необходимого для потребителя электроэнергии тока.

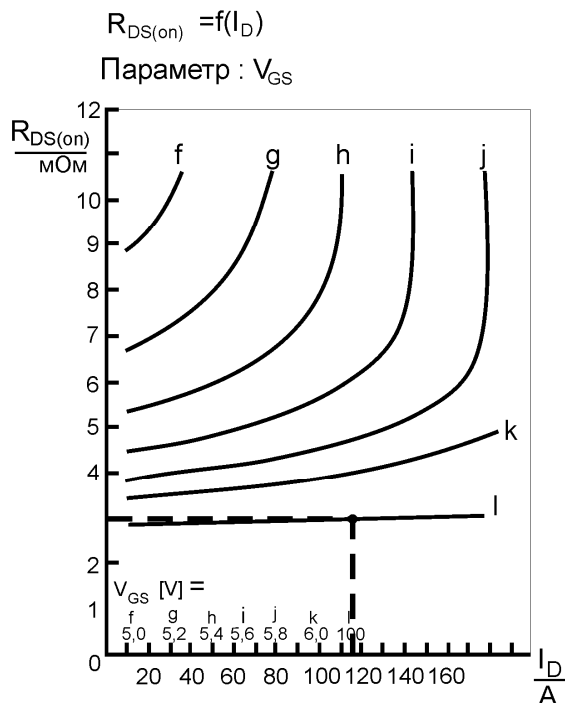


Рис. 2. Сопротивление сток-исток как функция тока стока (при $T_j=25^\circ\text{C}$)

Следовательно, мгновенные значения потерь на электропроводность МОП-транзистора могут быть определены как:

$$P_{CM}(t) = U_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{DSon} \cdot i_D^2(t).$$

Интегрирование значения мгновенных потерь мощности во всём цикле даёт среднее значение потерь на электропроводность МОП-транзистора:

$$P_{CM} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} P_{CM}(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (R_{DSon} \cdot i_D^2(t)) dt = R_{DSon} \cdot I_{Drms}^2$$

где I_{Drms} является среднеквадратичным значением тока МОП транзистора в открытом состоянии.

Потери на электропроводность распараллеливающего (anti-parallel) диода могут быть оценены с применением диода аппроксимации, последовательно соединенного с источником постоянного напряжения (u_{D0}), представляющего собой диод в открытом состоянии при нулевом напряжении, и диод в открытом состоянии с сопротивлением (R_D), где u_D – напряжение в диоде, а i_F – ток в диоде:

$$U_D(i_D) = u_{D0} + R_D i_F$$

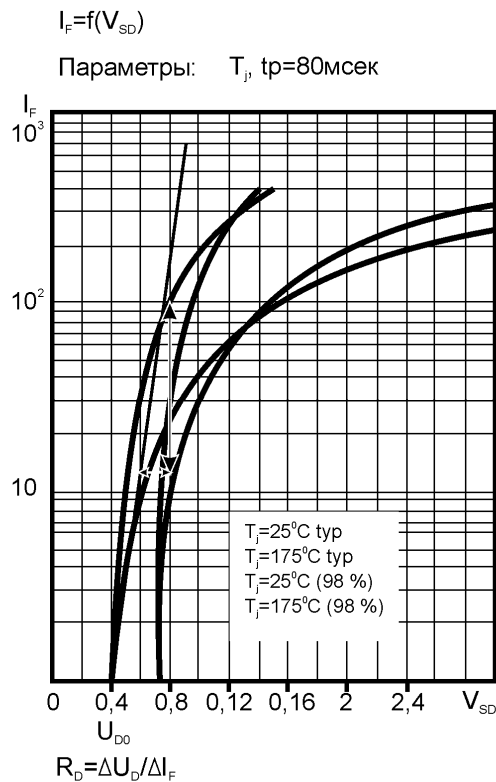


Рис. 3. Сопротивление диода как функция от тока диода

Необходимые параметры могут быть получены из диаграмм в справочниках, пример показан на рис. 3. Значения u_{D0} получается из диаграммы в масштабированном виде (u_{Dmax} / u_{Dtyp}). Эти значения могут быть получены из таблицы данных, для инженерных расчётов допускается погрешность (10 % – 20 %).

Мгновенное значение потерь диода:

$$p_{CD}(t) = u_D(t)i_F(t) = u_{D0}i_F(t) + R_D i_F^2(t).$$

При среднем токе диода I_{Fav} и среднеквадратичном токе диода I_{Frms} . Потери диода на электропроводность в момент переключения ($T_{sw}=1/f_{sw}$) определяются по уравнению:

$$\begin{aligned} P_{CD} &= \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{sw}} p_{CD}(t) dt = \\ &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (u_{D0}i_F(t) + R_D i_F^2(t)) dt = \\ &u_{D0}I_{Fav} + R_D I_{Frms}^2. \end{aligned}$$

Процесс определения R_{DSon} , показанный на рис. 3, основан на применении типичных значений R_{DSon} . Но эта процедура должна быть подтверждена и для реальных случаев применения. Значение R_{DSon} может быть рассчитано с учётом температуры и производительности. Это может быть сделано с применением следующего уравнения:

$$R_{DSon}(T_J) = R_{DSonMAX}(25^\circ C) \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_J - 25^\circ C}.$$

где T_J – температура p-n перехода и $R_{DSonMAX}(25^\circ C)$ – максимальное значение R_{DSon} при $25^\circ C$, которое может быть определено из табличных данных. Температурный коэффициент α может быть рассчитан следующим образом. Два значения величины (T_{J1}, R_{DSon1}) и (T_{J2}, R_{DSon2}) могут быть получены на основе данных из рис. 4. Эти значения могут быть применены в последнем уравнении для определения α .

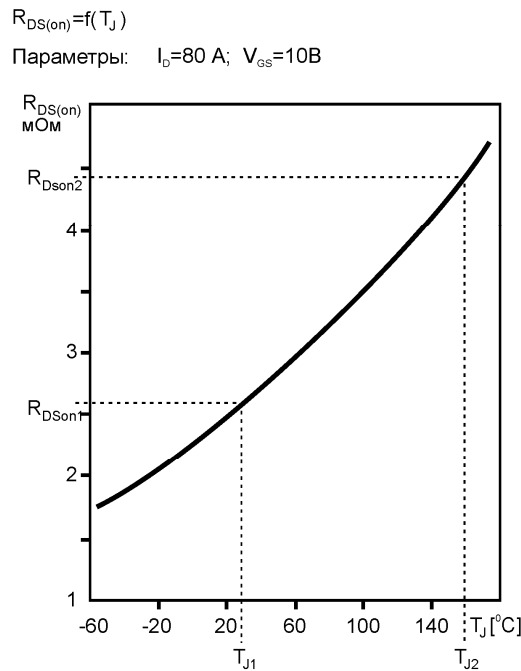


Рис. 4. Представление T_J/R_{DSon} в каталоге

В автомобиле вся нагрузка имеет индуктивную составляющую, для примера рассмотрим расчёта потерь, в ключе предназначенного для коммутации электродвигателя постоянного тока, при расчёте следует учитывать все токи, присутствующие в схеме.

На рис. 5 и рис. 6 показаны топология и типичные сигналы одно квадрантного прерывателя для электропривода постоянного тока.

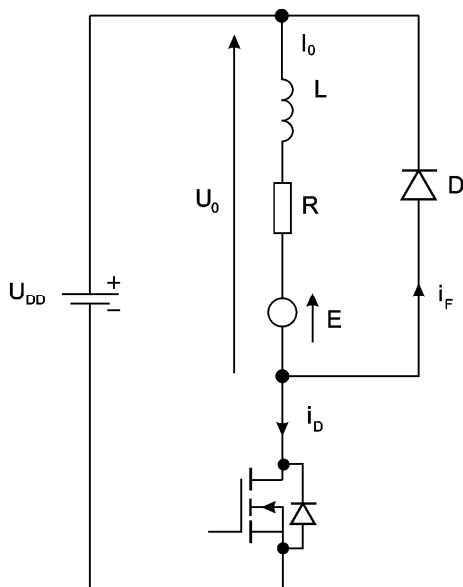


Рис. 5. Одноквадрантный привод постоянного тока

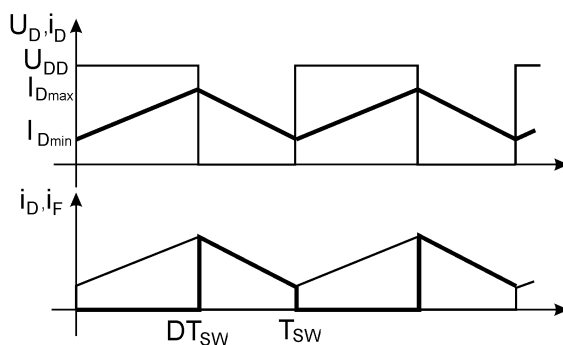


Рис. 6. Типовые сигналы в одноквадрантном двигателе постоянного тока

Входные параметры для расчёта: входное напряжение (U_{DD}), выходное напряжение (U_0), индуктивность арматуры (якоря) (L), сопротивление арматуры (якоря) (R), противо-ЭДС (E), выходная мощность (P_0), частота переключения (f_{sw}).

Среднее значение выходного тока:

$$I_0 = \frac{P_0}{U_0} \cdot$$

Производительность при непрерывной проводимости:

$$D = \frac{U_0}{U_{DD}} \cdot$$

Минимальный выходной ток:

$$I_{0\min} = \frac{U_{DD}}{R} * \frac{1 - e^{-\frac{D}{f_{sw}} * \frac{L}{R}}}{1 - e^{-\frac{1}{f_{sw}} * \frac{L}{R}}} - \frac{E}{R}.$$

Максимальный выходной ток:

$$I_{0\max} = \frac{U_{DD}}{R} * \frac{1 - e^{-\frac{D}{f_{sw}} * \frac{L}{R}}}{1 - e^{-\frac{1}{f_{sw}} * \frac{L}{R}}} - \frac{E}{R}.$$

Пульсации выходного тока:

$$\Delta I_0 = I_{0\max} - I_{0\min}.$$

Параметры необходимые для расчёта потерь могут быть определены из следующих соотношений:

$$I_{Don} = I_0 - \frac{\Delta I_0}{2};$$

$$I_{Doff} = I_0 + \frac{\Delta I_0}{2};$$

$$I_{Drms}^2 = D * I_0^2 = (\sqrt{D} * I_0)^2;$$

$$I_{Fav} = (1 - D) * I_0;$$

$$I_{Frms}^2 = (1 - D) * I_0^2 = (\sqrt{1 - D} * I_0)^2.$$

На рис. 7 и 8 показаны топология и типичные сигналы в четырёх квадрантном прерывателе для электропривода постоянного тока. На рис. 8 показан случай широтно-импульсного модулятора (ШИМ). Соответствующие значения могут быть определены с помощью той же самой процедуры, что и для одноквадрантного прерывателя, принимая во внимание, что для широтно-импульсного модулятора нагрузка рассматривается при напряжении $2U_{DD}$.

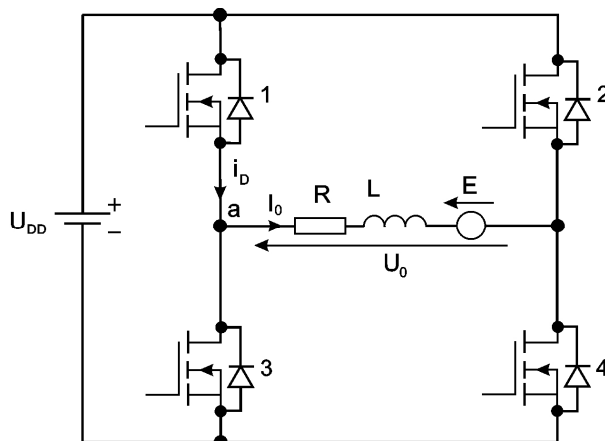


Рис. 7. Четырёх квадрантный двигатель постоянно тока

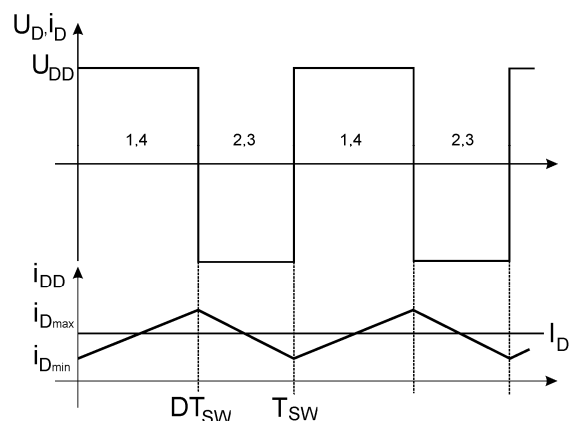


Рис. 8. Типичные сигналы для четырёх квадрантного двигателя с биполярным ШИМ

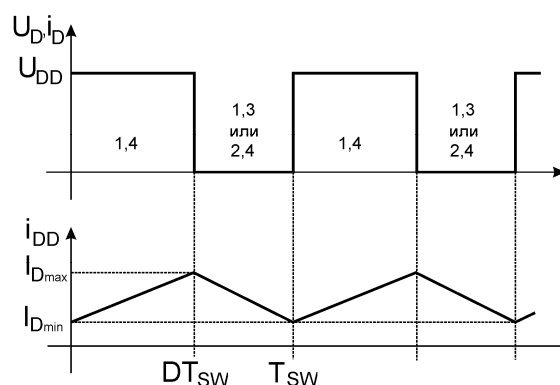


Рис. 9. Типичные сигналы для четырёх квадрантного двигателя с униполярным ШИМ

Заключение

Представленная методика расчёта статических потерь достаточно точно описывает физические процессы, протекающие в ключе. Динамическими потерями, в случае применения ключей в автомобиле, можно пренебречь из-за небольшого количества переключений. Методика может быть полезна при решении задачи замены традиционных коммутирующих элементов на полупроводниковые.

Список литературы

1. Backlund, B. High Voltage Bipolar Semiconductor Technologies / Backlund, B.; Rahimo, M. // Bodo's Power Systems, 2009. – P. 34-36.
2. Graovac, D. MOSFET Power Losses / Dusan Graovac, Marco Purschel, Andreas Kiep // Germany: Published by Infineon Technologies AG. 2008. – P. 23.
3. Korec Low, J. Voltage Power MOSFETs, Design, Performance and Applications / Jacek Korec Low // USA: Springer New York Dordrecht Heidelberg London. 2011. – P. 75.
4. SEMIKRON International GmbH URL: <http://www.msu.ru> (дата обращения: 18.12.2013).

5. The Impact of Trench Depth on the Reliability of Repetitively Avalanched Low-Voltage Discrete Power Trench nMOSFETs – Alatisse et al // IEE Electron Device Letters, Vol. 31, no. 7, 2010. – P. 713-715.

Рецензенты:

Ютт В.Е., д.т.н., профессор, зав. кафедрой «Электротехника и электрооборудование», ФГБОУ ВПО «Московский автомобильно-дорожный государственный технический университет (МАДИ)», г. Москва.

Марсов В.И., д.т.н., профессор, профессор кафедры «Автоматизация производственных процессов», ФГБОУ ВПО ФГБОУ ВПО «Московский автомобильно-дорожный государственный технический университет (МАДИ)», г. Москва.