

*Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук., Ю.Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
В.М. ПИСАРЕНКО, канд. техн. наук., К.Т. УМЯРОВ, ХАНСАА А. ГАЗИ*

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ НА IGBTТРАНЗИСТОРАХ И МЕТОДОВ ИХ СНИЖЕНИЯ

Введение

Наиболее перспективным направлением современной электроники являются интеллектуальные силовые компоненты: интегрированные силовые микросхемы, ключи и модули. Это направление стремительно развивается благодаря успехам в совершенствовании технологии изготовления и значительному улучшению параметров мощных полевых транзисторов (MOSFET), биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и силовых драйверов более высокой степени интеграции. Силовая электроника (Power Electronics) базируется на ключевых режимах преобразования энергии и связана с современными методами анализа и синтеза электронных цепей. Основными приборами силовой электроники в области коммутируемых токов до 50 А являются: диоды, тиристоры, биполярные транзисторы (BPT), биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET), силовые интегральные схемы (Power IC) и интеллектуальные силовые интегральные схемы (Smart Power IC). Основные приборы силовой электроники в области коммутируемых токов более 50 А: силовые модули на базе BPT; силовые модули на базе IGBT; запираемые тиристоры (GTO, IGCT), тиристоры и диоды.

В основу создания IGBT, способных коммутировать токи четвертого порядка на частотах до нескольких сотен килогерц, легли следующие факторы:

- применение современных технологий для обеспечения прецизионной точности формирования полупроводниковых структур с точностью до нескольких десятков нанометров;
- поиск различных композиций полупроводниковых материалов с высокой подвижностью носителей заряда;
- разработка MOSFET, на основе которых созданы IGBT транзисторы.

При создании первых прототипов IGBT, силовые полупроводниковые коммутирующие приборы были представлены BPT, тиристорами и динисторами. Общими их недостатками являлось токовое управление и низкие частоты переключения. Полевые транзисторы, лишённые этих недостатков, не были пригодны для работы с высокими токами и напряжениями. Создание IGBT явилось попыткой объединить тело BPT с системой управления полевым транзистором. Самыми распространёнными приборами в диапазоне до 50 А являются полевые транзисторы с изолированным затвором – MOSFET. Эти приборы обладают малыми статическими и динамическими потерями, незначительными затратами на управление, крайне небольшими временами переключения и работают на частотах до 1 МГц. Совершенствование технологии изготовления MOSFET расширило область применения приборов этого класса в диапазоне коммутируемых напряжений 600 – 1000 В. При мощностях до 10 кВт MOSFET заменили силовые BPT. В области средних напряжений (500 – 600 В и выше) предпочтительны биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors). В настоящее время IGBT обеспечивают коммутацию токов до 3600 А и напряжений до 6,5 кВ. Постоянные улучшения свойств силовых кристаллов, поиск новых решений и совершенствование существующих технологических процессов приводят к непрерывным эволюционным изменениям характеристик силовых ключей. Научная новизна таких решений определяется внедрением новых широкозонных материалов и тонких плёнок, применение которых позволяет не только повысить эффективность производственных процессов, но и создавать силовые ключи с принципиально новыми характеристиками.

Исследование динамических потерь на IGBT

Целью этого раздела является исследование различных вариантов схем для формирования траектории перемещения рабочей точки. Оптимальным решением задачи для формирования траектории перемещения рабочей точки транзистора является введение в схему силового каскада дополнительных элементов (рис. 1). Форма генераций переходных процессов может быть различной, и поэтому при расчете коммутационных потерь могут возникнуть определенные сложности. Однако в большинстве случаев генерации могут быть описаны так же, как и переходные процессы при коммутации LC-цепей, с аналогичными параметрами и свойствами. Исследование форм напряжений и токов при коммутационных процессах целесообразно выполнять на основании уравнений, применяемых к колебательным контурам [1].

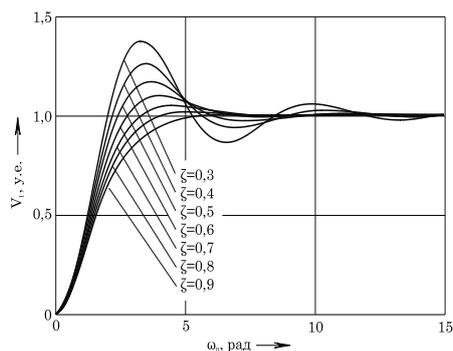


Рис. 1. Мгновенные значения тока и напряжения

Расчеты в данном разделе приведены для условий работы IGBT при жесткой коммутации и постоянной величине напряжении питания. Основная доля потерь на транзисторах приходится на статические потери в открытом состоянии ключа и динамические потери. Потери на транзисторе в открытом состоянии $P_{FW/T}$ определяются следующими факторами: величиной коммутируемого тока (выше порога $V_{KЭнас} = f(I_K, V_{KЭ})$); коэффициентом заполнения импульса и температурой кристалла. Динамические потери на транзисторе $P_{ON/T}$, $P_{OFF/T}$ определяются: величиной коммутируемого тока, величиной удерживаемого напряжения, температурой кристалла и частотой коммутации. Помимо потерь на силовых ключах, следует уделить внимание инверсным диодам, которые являются составной частью силового ключа. Они изменяют статические и динамические состояния. Это приводит к дополнительным потерям энергии, дополнительному тепловыделению, которое влияет на особенности кристалла транзистора и является составной частью общих потерь мощности.

Потери на IGBT и инверсных диодах в общем случае можно описать на примере двухтактной мостовой схемы силового каскада для преобразователя высокой мощности. На рис. 2 представлен силовой каскад, выполненный по мостовой схеме с инверсными диодами.

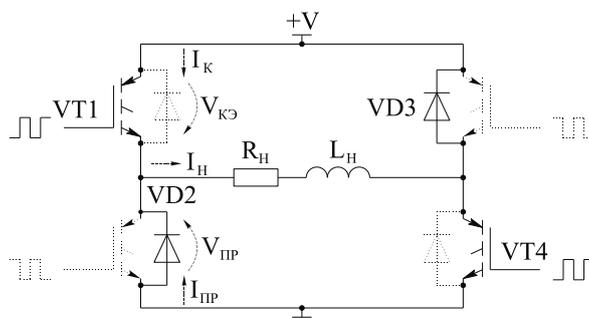


Рис. 2. Силовой каскад с инверсными диодами

Таким образом, для каждой конкретной рабочей точки в установившемся режиме работы силового каскада можно рассчитать потери на транзисторах и диодах [2].

Потери на IGBT:

рассеиваемая мощность при включении

$$P_{ON/T} = f_s \cdot E_{ON/T}(V, I_{H\text{мин}}, T_{j/T}), \quad (1)$$

рассеиваемая мощность при выключении

$$P_{OFF/T} = f_s \cdot E_{OFF/T}(V, I_{H\text{макс}}, T_{j/T}), \quad (2)$$

рассеиваемая мощность, выделяемая на канале транзистора,

$$P_{FW/T} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} I_K(t) \cdot V_{КЭ}(t) dt \cdot \quad (3)$$

При введении в схему силового каскада цепи формирования траектории перемещения рабочей точки транзистора это уравнение имеет вид

$$P_{FW/T} = I_{H\text{ср}} \cdot V_{КЭ\text{нас}}(I_{H\text{ср}}, T_{j/T}) \frac{\tau}{T} \cdot \quad (4)$$

Исследование процессов восстановления гармонических сигналов

Потери на IGBT при восстановлении гармонических сигналов посредством широтно-импульсной модуляции могут быть описаны на примере полумостовой группы трехфазного IGBT модуля. Достаточно рассмотреть диаграммы токов полумостовой пары, в состав которой входят 2 IGBT и 2 инверсных диода (рис. 3). В этом случае ток нагрузки и температура переходов изменяются в зависимости от частоты восстанавливаемого сигнала (50, 60, 400 Гц), а потери на IGBT и диодах являются непостоянными в силу динамического изменения передаваемой энергии за один такт переключения [3].

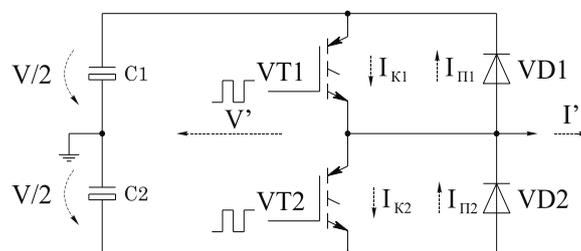


Рис. 3. Полумостовая пара трехфазного IGBT модуля

Для двухтактной схемы среднее за период значение напряжения на нагрузке равно

$$V_L = E(2\gamma - 1), \quad (5)$$

где E – напряжение питания инвертора; γ – коэффициент заполнения импульса.

Для формирования синусоидальной формы тока на нагрузке $I_L(\omega t) = I_L(\text{max}) \sin \omega t$ требуется синусоидальное выходное напряжение инвертора

$$v_L(\omega t) = V_L(\text{max}) \sin(\omega t + \varphi) = I_L(\text{max}) \cdot Z_L \sin(\omega t + \varphi), \quad (6)$$

где $Z_L = \sqrt{R_L + \omega L_L}$ – модуль комплексного сопротивления нагрузки обмотки; $\varphi = \arctg \frac{\omega V_L}{R_L}$ –

угол сдвига между током и напряжением нагрузки [4].

При выполнении условия разницы между частотой ШИМ и частотой восстанавливаемого сигнала, составляющей более одного порядка можно считать, что $V_L = v_L(\omega t)$. Тогда, коэффициент заполнения импульсов при ШИМ – регулировании можно представить в виде

$$\gamma(\omega t) = \frac{1}{2}(1 + m \sin(\omega t + \varphi)) \cdot \sin \omega t, \quad (7)$$

где $m = \frac{Z_L I_L(\max)}{E}$ – коэффициент модуляции.

Динамические потери на IGBT

$$P_{ON} + P_{OFF} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(\omega t) d(\omega t) = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{\pi}, \quad (8)$$

где E_{ON} – энергия потерь при включении силового ключа в схеме с индуктивной нагрузкой при заданном напряжении питания и амплитуде выходного тока; E_{OFF} – энергия потерь при выключении силового ключа в схеме с индуктивной нагрузкой при заданном напряжении питания и амплитуде выходного тока.

Выводы

Применение унифицированных цепей формирования траектории рабочей точки транзистора позволяет снизить амплитуду токовых всплесков при включении IGBT относительно среднего значения коммутируемого тока. Исследование динамических потерь на IGBT и процессов восстановления гармонических сигналов, предложенные методики расчета потерь на IGBT и инверсных диодах в сравнении с показателями потерь и паспортными данными показали высокую степень адекватности.

Список литературы: 1. Мартынов А.А. Проектирование вторичных источников питания // Учебное пособие / СПбГУАП. – СПб, 2000. – 108с. 2. C. Wong. EMTF modeling of IGBT dynamic performance for power dissipation estimation // IEEE Trans / Industry Applications, Vol. 33, Jan.-Feb, 1997. – P. 64-71. 3. Gerstenmaier Y.C., Scheller G., Hierholzer, M. Short Circuit Ruggedness, Switching and Stationary Behaviour of New High Voltage IGBT in Measurement and Simulation // EPE, Sevilla, Proc. Vol.1, 1995. – P. 583-588. 4. Gerster Ch., Hofer P., Karrer N. Gate-control Strategies for Snubberless Operation of Series Connected IGBTs // PESC'96, Baveno, Proc. Vol. II, 1996. – P. 1739-1742. 7. Steve Mappus. Optimizing MOSFET Characteristics by Adjusting Gate Drive Amplitude // Texas Instruments Incorporated, 2005. – 13p.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.02.2015