

*Н.Н. ЧЕРНЫШОВ, канд. техн. наук, В.М. ПИСАРЕНКО, канд. техн. наук,  
К.Т. УМЯРОВ, ХАНСАА А. ГАЗИ, А.В. ШМАТЬКО, А.Ю. КОНИК*

## **РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК И ПРОЦЕССОВ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ IGBT ТРАНЗИСТОРОВ**

### **Введение**

Силовая электроника – одна из бурно развивающихся областей электроники в XXI веке. Наиболее перспективным направлением 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 с изолированным затвором (MOSFET), биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT), силовых драйверов более высокой степени интеграции. Интеграция схем управления (драйверов, контроллеров) в силовые ключи и затем в исполнительные устройства и механизмы стала и необходимым, и оправданным шагом. Силовая электроника базируется на ключевых режимах преобразования энергии и связана с современными методами анализа и синтеза электронных цепей, которые обеспечивают эффективное преобразование, управление и регулирование электрической энергии. Основными приборами силовой электроники в области коммутируемых токов до 50 А являются: диоды, тиристоры (SCR), биполярные транзисторы (BPT), IGBT, MOSFET, силовые интегральные схемы (Power IC), интеллектуальные силовые интегральные схемы (Smart Power IC). Основные приборы силовой электроники в области коммутируемых токов более 50 А: диоды, BPT, IGBT, SCR, запираемые тиристоры (GTO, IGCT). В основу создания высокочастотных IGBT, способных коммутировать токи четвертого порядка на частотах до нескольких сотен килогерц, легли следующие факторы [1]:

- применение ультрасовременных технологий для обеспечения прецизионной точности формирования полупроводниковых структур с точностью до нескольких десятков нм;
- поиск различных композиций полупроводниковых материалов с высокой подвижностью носителей заряда, позволивших в значительной степени снизить паразитные параметры приборов, решать проблемы быстродействия и создать новые поколения транзисторов с высокими динамическими характеристиками;
- значительные успехи в разработке MOSFET, на основе которых были созданы IGBT.

При создании первых прототипов IGBT (первая половина 80-х годов прошлого века) силовые полупроводниковые коммутирующие приборы были представлены BPT, SCR и динисторами. Общими их недостатками являлось токовое управление, сравнительно низкие частоты переключения и сложность в управлении. Лишенные этих недостатков BPT в то время применялись в информационных технологиях. Они не были пригодны для работы с высокими напряжениями. Создание IGBT явилось попыткой объединить тело BPT с системой управления полевым транзистором, что в итоге дало качественные результаты.

Практическое значение работы заключается в разработке методики расчета динамических потерь импульсных преобразователей на IGBT. В ней сделано аналитическое описание режимов работы резонансных преобразователей электрической энергии и показано их влияние на потери. Исследованы возможности применения нестандартного подхода к реализации устройства для восстановления гармонических сигналов посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Цель данной работы – развитие общей теории IGBT и MOSFET транзисторов в направлении физики процессов, происходящих как в самих полупроводниковых приборах, так и в сопряженных элементах (импульсных трансформаторах, силовых приводах, высокочастотных выпрямителях, дросселях, фильтрующих элементах и т.п.).

### Расчет динамических потерь на IGBT

В этом разделе проводится теоретическое исследование различных вариантов схем и формирования траектории перемещения рабочей точки, делается анализ возможности применения схем для коммутации больших токов и малых напряжений, малых токов и больших напряжений. Наиболее оптимальным решением задачи определения рабочей точки транзистора при коммутационных процессах является введение в схему силового каскада дополнительных элементов. Когда колебательный контур должен быть задемпфирован, необходимо использовать снабберы. Форма генераций переходных процессов может быть различной. Поэтому при расчете коммутационных потерь возникают определенные сложности. В большинстве случаев генерации могут быть описаны как 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, в зависимости от их схемотехники и особенностей элементов, входящих в их состав. Расчеты выполнены для условий работы IGBT при жесткой коммутации и постоянной величине напряжении питания. Суммарные потери мощности складываются из частных составляющих (рис.1.)



Рис. 1. Составные части потерь на IGBT

Основная часть потерь 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 ток (выше порога  $V_{KЭнас}=f(I_K, V_{KЭ})$ ), температурой кристалла, коэффициентом заполнения импульса. Динамические потери на транзисторе  $P_{ON/T}$ ,  $P_{OFF/T}$  определяются следующими факторами: величиной коммутируемого тока, величиной удерживаемого напряжения, температурой кристалла, частотой коммутации. Помимо потерь на силовых ключах, следует дополнительно уделить внимание инверсным диодам, которые, являясь составной частью силового ключа, также 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. Таким образом, при учете потерь мощности следует учесть, что максимальная температура перехода не должна превышать значение ( $150^{\circ}\text{C}$  для модульного исполнения, либо  $125^{\circ}\text{C}$  для дискретного элемента) при всех возможных

режимах работы преобразователя электрической энергии. Потерями мощности на инверсных диодах в закрытом состоянии можно пренебречь, так, как их величина составляет единицы мВт. Следует отметить, что диоды Шоттки использовать в качестве инверсных –

нежелательно в силу роста обратного тока при нагревании. Потери мощности при выключении напрямую связаны с процессом прямого восстановления. Поэтому при применении быстрых и ультрабыстрых диодов решающим фактором должен быть показатель времени обратного восстановления диода ( $\tau_{RR}$  – для большинства ультрабыстрых диодов составляет несколько десятков нс). Потери на диоде  $P_{FW/D}$  в открытом состоянии определяются следующими факторами: величиной тока нагрузки  $V_F = f(I_F)$ , температурой перехода, коэффициентом заполнения импульса. Динамические потери на диоде  $P_{F/D}$  определяются следующими факторами: величиной тока нагрузки, величиной удерживаемого напряжения, температурой кристалла, частотой коммутации. Потери на IGBT и инверсных диодах можно описать на примере двухтактной мостовой схемы силового каскада для преобразователя высокой мощности. На рис.3 представлен силовой каскад, выполненный по мостовой схеме с наличием инверсных диодов, работающий на индуктивно-реактивную нагрузку, диаграммы токов и напряжений на элементах для полумостовой группы [2].

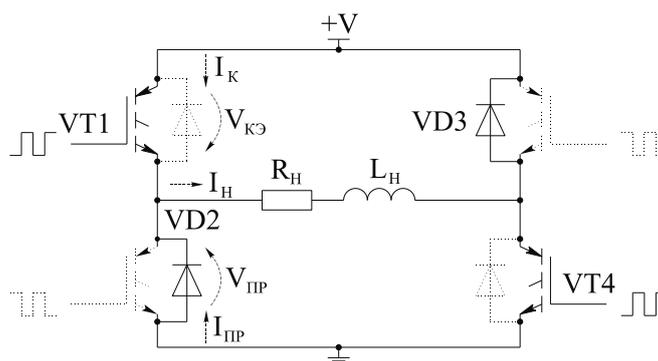


Рис. 2. Силовой каскад с инверсными диодами

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

Потери на IGBT:

- Рассеиваемая мощность при включении

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

- Рассеиваемая мощность при выключении

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

- Рассеиваемая мощность, выделяемая на канале транзистора

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

При условии введения в схему силового каскада цепи перемещения рабочей точки это уравнение имеет вид

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

Потери на диодах:

- Рассеиваемая мощность при выключении

$$P_{OFF/D} = f_s \cdot E_{OFF/D}(V, I_{H\max}, T_{j/T}), \quad (5)$$

- Рассеиваемая мощность, выделяемая на переходе

$$P_{FW/D} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} I_{IP}(t) \cdot V_{IP}(t) dt, \quad (6)$$

После введения в схему силового каскада снабберов можно пренебречь всплесками тока

$$P_{FW/D} = I_{Hcp} \cdot V_{IP} \left( I_{Hcp}, T_{j/T} \right) \frac{\tau_{DT}}{T}, \quad (7)$$

где  $\tau_{DT}$  – время перехода тока через инверсный диод.

### Исследование гармонических сигналов с использованием ШИМ

Потери на IGBT при восстановлении гармонических сигналов посредством ШИМ могут быть описаны на примере полумостовой группы трехфазного IGBT модуля. Достаточно рассмотреть диаграммы токов полумостовой пары, в состав которой входят два IGBT и два инверсных диода (рис.3). Отличием является то, что ток нагрузки и температура перехода непостоянны в статическом состоянии, и изменяются в зависимости от частоты восстанавливаемого сигнала (50, 60, 400 Гц ...). Таким образом, динамические и статические потери на IGBT и диодах являются непостоянными в силу динамического изменения энергии, передаваемой от первичного источника к нагрузке за один такт переключения [3].

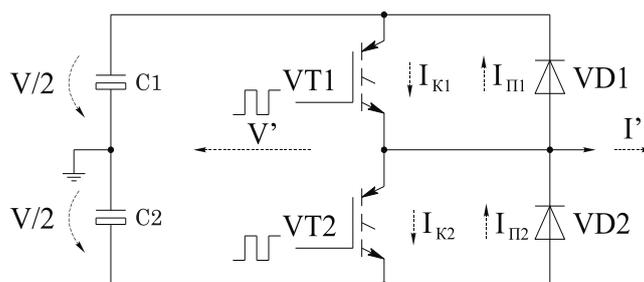


Рис. 3. Полумостовая пара трехфазного IGBT модуля со встроенными инверсными диодами

Потери мощности для силовых ключей с ШИМ регулированием отличаются от стандартного метода тем, что коэффициент заполнения импульса при восстановлении гармонического сигнала постоянно изменяется. Для двухтактной схемы среднее за период значение напряжения на нагрузке

$$V_L = E(2\gamma - 1), \quad (8)$$

где  $E$  – напряжение питания инвертора,  $\gamma$  – коэффициент заполнения импульса.

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

$$v_L(\omega t) = V_L(\max) \sin(\omega t + \varphi) = I_L(\max) \cdot Z_L \sin(\omega t + \varphi), \quad (9)$$

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

сдвига между током и напряжением нагрузки.

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

$$\gamma(\omega t) = \frac{1}{2}(1 + m \sin(\omega t + \varphi)) \cdot \sin \omega t, \quad (10)$$

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

Среднюю мощность потерь на транзисторах можно рассчитать по следующей методике:

- Динамические потери на транзисторах

$$P_{ON} + P_{OFF} = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) d(\omega t) = (E_{ON} + E_{OFF}) \cdot f \frac{1}{\pi}, \quad (11)$$

где  $E_{ON}$  – энергия потерь при включении силового ключа в схеме с индуктивной нагрузкой,  $E_{OFF}$  – энергия потерь при выключении силового ключа в схеме с индуктивной нагрузкой.

- Статические потери на транзисторах

$$P_{COND} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\omega t) \cdot V_{CE(ON)} \gamma(\omega t) d(\omega t) = I_L(\max) V_{CE(ON)} \left( \frac{1}{4} + \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right), \quad (12)$$

- Динамические потери на инверсных диодах (для диодов с мягким выключением)

$$P_\pi = \frac{E}{2} \frac{Q_\pi}{2} f = \frac{1}{4} I_\pi E t_\pi f, \quad (13)$$

где  $I_\pi$  – ток утечки диода,  $t_\pi$  – время обратного восстановления диода.

- Статические потери на диодах

$$P_{DCOND} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\omega t) \cdot V_{DF} (1 - \gamma(\omega t)) d(\omega t) = I_L(\max) V_{DF} \left( \frac{1}{4} - \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right). \quad (14)$$

Для восстановления гармонического сигнала посредством преобразования на повышенной частоте применяется ШИМ, при которой осуществляется компарация мгновенного

значения гармонического сигнала и последовательности пилообразных импульсов. Следует отметить, что в настоящее время широкое распространение для систем управления асинхронными частотно-регулируемыми электроприводами получила серия интегральных схем DSC-контроллеров производства Freescale семейства 56F8xxx. Данная серия контроллеров позволяет, помимо существующих функций, программировать пользовательские функции, а система интерфейсов позволяет осуществлять дополнительное управление с применением сторонних микроконтроллеров и микропроцессоров. Это дает возможность расширить номенклатуру средств работы данного семейства DSC-контроллеров, расширить диапазон мощностей управляемых приводов сотен киловат, осуществлять дополнительные сервисные и защитные функции. Расчеты в данном разделе приведены для линейного режима, при условии, что частота ШИМ не менее чем на два порядка превышает частоту восстанавливаемого сигнала. При использовании импульсного восстановления гармонических сигналов введем коэффициент модуляции  $m$ , который будет определять отношение амплитуды основной гармоники восстанавливаемого входного сигнала и половины амплитуды напряжения питания силового каскада. Формы токов и напряжений на IGBT и диодах (рис.4), сдвинутые относительно друг друга во времени, являются идентичными в области положительной и отрицательной полуволн восстанавливаемого сигнала. Следовательно, описание форм токов и потерь достаточно выполнить для одного полупериода восстанавливаемого сигнала [4].

Наиболее адекватным методом анализа потерь на IGBT транзисторах и инверсных диодах может быть использована аппроксимация характеристик этих элементов посредством

полиномиальных уравнений. Данный метод предполагает определение зависимости падения напряжения на транзисторах и диодах в открытом состоянии от коммутируемого тока, рассеиваемой энергии при коммутации и температуры кристалла полиномиальным уравнением типа  $y = f(x) = Ax^2 + Bx + C$ . Параметры IGBT и инверсных диодов могут быть взяты в документации на эти элементы, либо определены экспериментально. Это уравнение можно решить с достаточным уровнем точности при помощи большинства современных пакетов. Коэффициенты А, В, С являются обобщающими для искомых параметров.

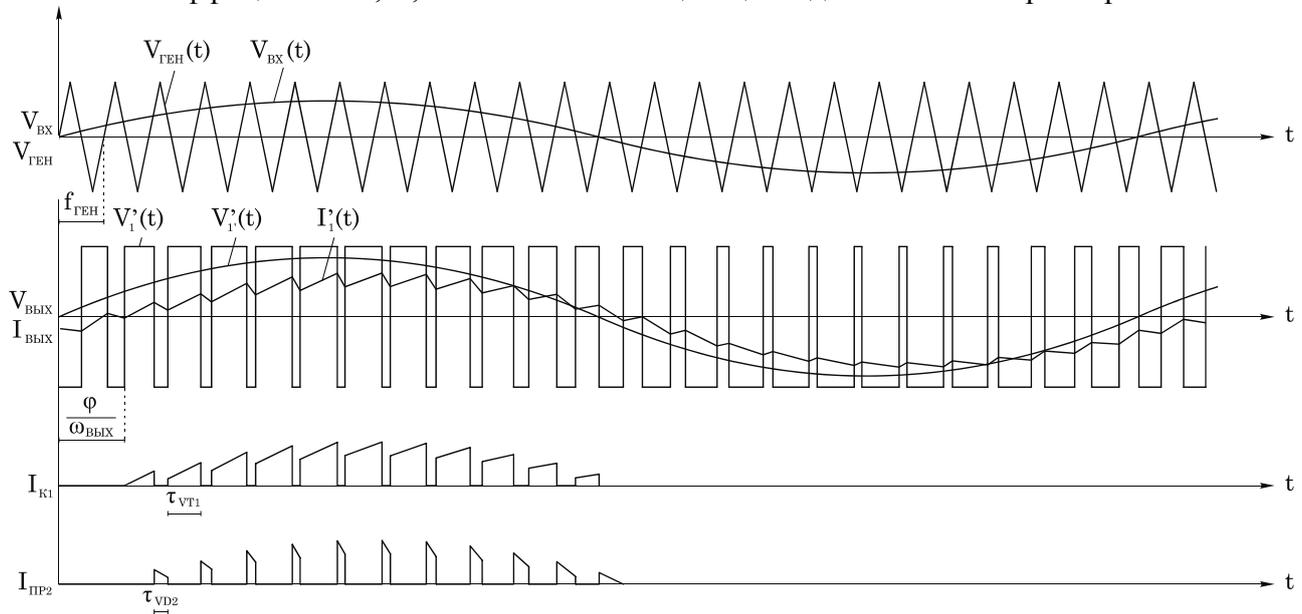


Рис. 4. Диаграммы входных и выходных напряжений, токов на элементах полумостовой пары при восстановлении синусоидального сигнала посредством ШИМ

Зададимся следующими упрощениями:

- собственная задержка переключения IGBT и диодов пренебрежительно мала по сравнению с длительностью импульса;
- температура кристаллов транзисторов и инверсных диодов постоянна (что допустимо, если частота восстанавливаемого сигнала постоянна);
- всплески токов на частоте коммутации малы по сравнению с величиной тока за период (может достигаться при введении в схему дополнительных снабберов);
- модуляция линейна.

Используя аппроксимацию выходной характеристики IGBT и ВАХ диода в соответствии с  $y = Bx + C$  и температурными коэффициентами падения напряжения, получим уравнение для статических потерь для IGBT:

$$P_{\text{ПР/Т}} = \left( \frac{1}{2} - \frac{\tau_{\text{ДТ}}}{T} \right) \left( \frac{B_{\text{ПР/Т}}}{4} \cdot I_1^2 + \frac{C_{\text{ПР/Т}}}{\pi} \cdot I_1' \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left( \frac{B_{\text{ПР/Т}}}{3\pi} \cdot I_1^2 + \frac{C_{\text{ПР/Т}}}{8} \cdot I_1' \right), \quad (15)$$

и для инверсных диодов

$$P_{\text{ПР/Д}} = \left( \frac{1}{2} + \frac{\tau_{\text{ДТ}}}{T} \right) \left( \frac{B_{\text{ПР/Д}}}{4} \cdot I_1^2 + \frac{C_{\text{ПР/Д}}}{\pi} \cdot I_1' \right) - m \cdot \cos \varphi \cdot \left( \frac{B_{\text{ПР/Д}}}{3\pi} \cdot I_1^2 + \frac{C_{\text{ПР/Д}}}{8} \cdot I_1' \right), \quad (16)$$

где  $\tau_{\text{ДТ}}$  – время энергообмена через инверсные диоды.

### Расчет статических и динамических потерь на IGBT и инверсных диодах

На рис.5 приведена зависимость отношения общей выделяемой мощности без инверсных диодов к общей выделяемой мощности при условии наличия инверсных диодов в зависимости от длительности энергообмена с ними [5].

Уравнения для динамических потерь получены в результате аппроксимации зависимости потерь от величины коммутируемого тока в соответствии с  $y = Ax^2 + Bx$  :

$$P_{ON+OFF/T} = f \cdot I_1' \cdot \left( \frac{A_{ON+OFF/T}}{4} \cdot I_1' + \frac{B_{ON+OFF/T}}{\pi} \right), \quad P_{OFF/D} = f \cdot I_1' \cdot \left( \frac{A_{OFF/D}}{4} \cdot I_1' + \frac{B_{OFF/D}}{\pi} \right). \quad (17)$$

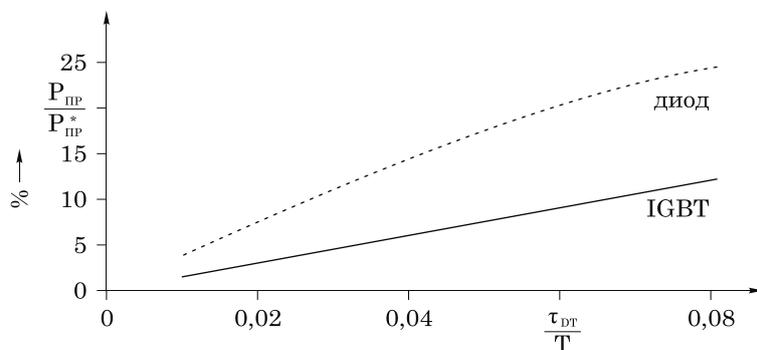


Рис. 5. Зависимость рассеиваемой мощности на IGBT и диоде

Результаты расчетов показаны на рис. 6 и 7 для трехфазного IGBT модуля 600V×16A IRAMX16UP60A производства International Rectifier (частота коммутации 12 кГц) [6; 7].

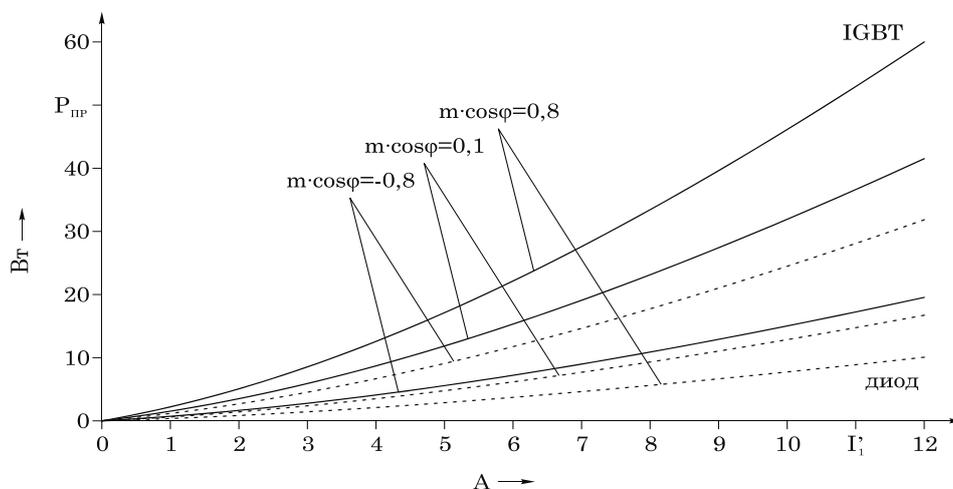


Рис. 6. Статические потери на IGBT и инверсных диодах для различных значений коэффициента модуляции

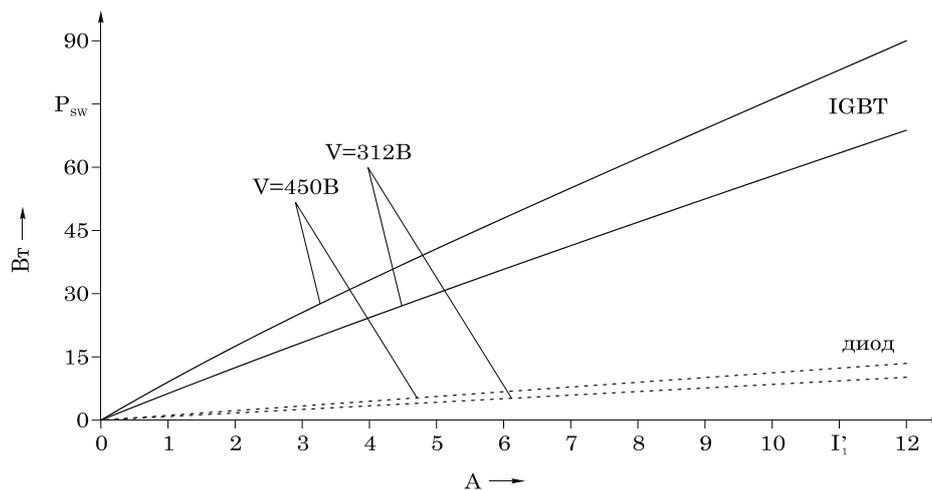


Рис. 7. Динамические потери на IGBT и инверсных диодах для различных значений напряжения питания силового каскада

## Выводы

Теоретические исследования показали, что применение унифицированных цепей формирования траектории рабочей точки транзистора позволяет снизить амплитуду токовых всплесков при включении IGBT до нескольких единиц относительно среднего значения коммутируемого тока. Установлена особенность применения снабберов для коммутации больших напряжений и малых токов и для малых напряжений и больших токов. Для данных видов условий работы снабберы для включения могут оказаться неэффективными за счет роста длительности токового хвоста при выключении, т. е. дополнительных потерь. Предложенные методики расчета потерь на IGBT и инверсных диодах в сравнении с показателями потерь и паспортными данными показали высокую степень адекватности.

**Список литературы:** 1. Асанбаев Ю.А. Основы теории энергетических процессов в преобразовательных установках : дис. ... д-ра техн. наук : 05.09.12 . – СПб, 2002. – 285с. 2. Мартынов А.А. Проектирование вторичных источников питания : учеб пособие / СПбГУАП. – СПб, 2000. – 108 с. 3. Сидоров, И. Н., Христинин, А. А., Скорняков, С. В. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники : Справочник. – М. : Радио и связь, 1989. – С. 384. 4. C. Wong. EMTF modeling of IGBT dynamic performance for power dissipation estimation // IEEE Trans / Industry Applications, Vol. 33, Jan.-Feb, 1997. – P. 64 – 71. 5. 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. 6. 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 15.10.2014