

РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ И ТЕМПЕРАТУРЫ СТРУКТУРЫ ТРАНЗИСТОРНО-ДИОДНЫХ МОДУЛЕЙ ПРИ КОМПЬЮТЕРНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Розглядається метод визначення сумарної миттєвої потужності статичних і динамічних втрат і температури переходу транзисторно-діодних модулів при дискретному моделюванні напівпровідникових перетворювачів за допомогою пакету MatLab (Simulink) в режимах, коли інтервал дискретизації в моделях близький до часів ввімкнення і вимкнення транзистора.

Рассматривается метод определения суммарной мгновенной мощности статических и динамических потерь и температуры перехода транзисторно-диодных модулей при дискретном моделировании полупроводниковых преобразователей с помощью пакета MatLab (Simulink) в режимах, когда интервал дискретизации в моделях близок к временам включения и выключения транзистора.

ВВЕДЕНИЕ

Компьютерное моделирование электромагнитных процессов в полупроводниковых преобразователях энергии является эффективным инструментом ускорения разработок и исследования характеристик преобразователей и систем электроснабжения на их основе. Широкое распространение при моделировании получил язык программирования *MatLab* и пакеты его расширения *Simulink* и *Control system Toolbox* [1-3]. *MatLab*-модели преобразователей различных типов, как правило, могут быть выполнены с высоким уровнем детализации силовых схем и систем управления, они позволяют исследовать переходные и установившиеся процессы с приемлемыми затратами времени на моделирование.

Важнейшими параметрами, контролируемыми при моделировании преобразовательных систем, являются потери энергии в элементах силовой схемы и температура перехода T_j силовых полупроводниковых приборов (СПП), определяющие, соответственно, коэффициент полезного действия (КПД) системы и тепловой режим работы вентиля. Стандартные модели силовых полупроводниковых приборов, имеющиеся в библиотеке *MatLab/Simulink*, вполне приемлемые при моделировании преобразователей с сетевой коммутацией, управляемых выпрямителей, непосредственных преобразователей частоты, тиристорных регуляторов напряжения и других, не позволяют учитывать динамические потери при включении и выключении силовых полупроводниковых приборов, что не дает возможности использовать эти модели для моделирования преобразователей с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), если одной из задач моделирования является расчет КПД системы и температуры структуры силового полупроводникового прибора.

Ведущие производители полупроводниковых приборов (*Semikron*, *Infineon*, *Mitsubishi*) предоставляют специализированные программы автоматизированного выбора силовых приборов и теплового расчета (например, *Semisel* фирмы *Semikron*) [4]. Применение подобных программ позволяет существенно ускорить процесс расчета преобразователя и выбора типов применяемых приборов и охладителей.

Среди особенностей *Semicel*, следует отметить, что данная программа, в отличие от *MatLab*, не явля-

ется имитационной (не основана на решении систем дифференциальных уравнений); имеет ограниченный (хотя и довольно обширный) набор стандартных доступных для анализа силовых схем со стандартными алгоритмами управления силовыми ключами. Для оценки мощности потерь и температуры перехода силовых ключей в *Semicel* по стандартным выражениям для выбранного типа преобразователя производится вычисление средних и действующих токов силового ключа, а затем, с использованием стандартной модели включенного ключа как двухполюсника, – оценка мощности статических потерь. Динамические потери определяются на основании известной связи между энергией коммутационных потерь конкретного типа прибора и параметрами коммутационного процесса – коммутируемых токов и напряжений ключа. Параметры силовых приборов, определяющие величины соответствующих потерь (пороговые напряжения включенных ключей и их дифференциальные сопротивления, коэффициенты, связывающие величины энергии коммутации с величинами коммутационных токов и напряжений и т.п.) заложены в "теле" программы и автоматически определены при выборе доступного типа прибора. Поскольку *Semicel* не является имитационной программой, пользователь лишен возможности наблюдать осциллограммы токов и напряжений силовых ключей. "Привязка" к стандартным алгоритмам, конкретным типам приборов снижает функциональность программы.

Для разработчиков устройств преобразовательной техники представляет также интерес пакет *PSpice* [5], который полезен, прежде всего, тем, что позволяет, в отличие от *MatLab*, получать достоверные осциллограммы переходных процессов переключения силовых ключей с учетом реальных физических, в том числе нелинейных и паразитных, параметров приборов и давать адекватную оценку статических и динамических потерь в силовых ключах преобразователя. Однако *PSpice*-модели имеют высокую степень детализации характеристик основных силовых компонентов преобразовательной техники – силовых электронных ключей (диодов, транзисторов, тиристоров). Например, полная модель МОП-ПТ может включать в себя более 50 различных физических параметров, что является излишним при решении большинства задач преобразова-

тельной техники [5]. Кроме того, новые полупроводниковые ключи с улучшенными характеристиками выпускаются постоянно, а создание модели – долгий и кропотливый процесс, требующих к тому же немалых финансовых затрат; поэтому модели новейших транзисторов появляются спустя довольно продолжительное время после их выпуска [6].

В специальной литературе, посвященной *PSpice* моделированию *IGBT*, указывается на необходимость, для получения адекватных результатов моделирования, предварительной идентификации и уточнения (корректировки параметров) модели путем сравнения результатов моделирования с результатами физического моделирования [7], что, как правило, не доступно разработчику, не имеющему в своем распоряжении соответствующей лабораторной базы и современных средств измерения. По мнению авторов, разработчику устройств преобразовательной техники полезно было бы иметь в распоряжении *MatLab*-модель преобразователя, позволяющую оценить статические потери в ключах и дополненную блоками оценки динамических потерь в силовых ключах преобразователя, работа которых основана на доступной из справочных данных для определенного СПП связи динамических потерь с параметрами коммутационного процесса (подобно *Semichel*), и при этом, в отличие от

PSpice, требующую минимального набора параметров, необходимых для получения этой оценки. В настоящей работе предлагается *MatLab*-модель преобразователя, позволяющая учитывать динамические потери управляемых СПП (транзисторов, запираемых тиристоров), на основании известных для конкретного типа СПП зависимостей энергии включения E_{on} и энергии выключения E_{off} от текущих значений коммутируемых напряжений и токов ключей.

АЛГОРИТМ УЧЕТА ДИНАМИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ СПП И РАСЧЕТА ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕХОДА

Максимальная температура перехода силового полупроводникового прибора T_{jmax} не должна превышать допустимое по справочным данным прибора значение во всех режимах работы преобразователя. Для расчета температуры перехода СПП следует определить величину мощности потерь в нем [8], (график – это зависимость чего-то от чего-то, что имеется ввиду – уточнить) причем при оценке потерь необходимо учитывать как статические, так и динамические потери. Расчет величины мощности потерь в ключах необходим также для оценки КПД преобразователей.

На рис. 1 в качестве примера представлена предлагаемая схема (алгоритм) расчета температуры перехода *IGBT*-транзистора.

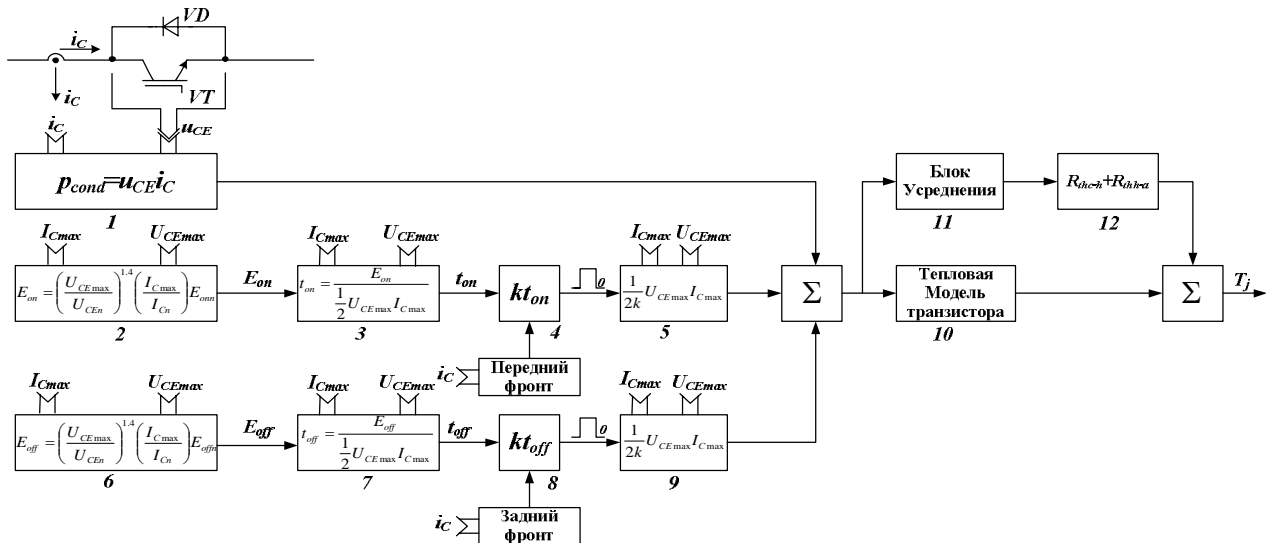


Рис. 1. Схема расчета температуры перехода

На первом этапе потерями в обратном диоде транзистора в схеме по рис. 1 пренебрегаем. Данное допущение справедливо, например, если расчет температуры перехода осуществляют для *IGBT*-транзистора в понижающем широтно-импульсном преобразователе. Суммарная мгновенная мощность потерь в транзисторе $P_{VT\sigma}$ определяется как сумма мгновенной мощности статических потерь проводимости P_{cond} и мгновенной мощности динамических потерь при включении $P_{sw(on)}$ и при выключении $P_{sw(off)}$

$$P_{VT\sigma} = P_{cond} + P_{sw(on)} + P_{sw(off)}. \quad (1)$$

Мгновенная мощность статических потерь определяется как произведение мгновенного тока коллектора i_C и мгновенного напряжения коллектор-эмиттер u_{CE} (блок 1 на рис. 1):

$$P_{cond} = i_C \cdot u_{CE}. \quad (2)$$

При определении потерь переключения необходимо учесть энергию потерь включения E_{on} , энергию потерь выключения E_{off} транзистора и энергию потерь выключения обратного диода транзистора E_{rr} (в схеме по рис. 1 полагаем ее равной нулю).

Энергия потерь при переключении транзистора может быть найдена путем перемножения величин мгновенного тока и напряжения прибора и численного интегрирования произведения в интервале коммутации [3]. Путем усреднения можно получить среднюю мощность потерь соответствующей составляющей и суммарную мощность коммутационных потерь в силовом ключе.

На рис. 2 приведены упрощенные кривые токов

и напряжений при переключении транзистора [9]. Как указывалось выше, стандартная *MatLab*-модель *IGBT*-транзистора учитывает только статические потери. Включение и выключение транзистора в такой традиционной модели происходят мгновенно (рис. 2, жирная линия). Оценка мощности динамических потерь в предлагаемой модели осуществляется путем формирования в момент включения t_0 (выключения t_1) транзистора прямоугольного импульса длительностью, равной времени включения (выключения) транзистора и амплитудой:

$$P_{SW} = \frac{1}{2} U_{CE\max} I_{C\max}, \quad (3)$$

где $U_{CE\max}$ – максимальное напряжение коллектор-эмиттер транзистора при коммутации; $I_{C\max}$ – максимальный ток коллектора при коммутации.

В блоках 2-5 схемы (см. рис. 1) формируется сигнал мгновенной мощности потерь при включении, а в блоках 6-9 – мгновенной мощности потерь при выключении. В блоке 2 (6) осуществляется пересчет энергии потерь при включении (выключении), которая является справочными данными конкретного транзистора [10], в зависимости от фактического коммутируемого тока и напряжения, при этом используются выражения, приводимые в описании программы *Semichel* [4]. В блоке 3 (7) определяется время включения (выключения) транзистора [9]. Если предположить, что коммутация в СПП не мгновенна, то справедливыми являются нежирные кривые на рис. 2. Из рис. 2 видно, что энергия потерь при переключении с хорошей степенью приближения определяется площадью треугольника:

$$E_{on(off)} = \frac{1}{2} U_{CE\max} I_{C\max} \cdot t_{on(off)}. \quad (4)$$

Из (4) получаем:

$$t_{on(off)} = \frac{E_{on(off)}}{\frac{1}{2} U_{CE\max} I_{C\max}}. \quad (5)$$

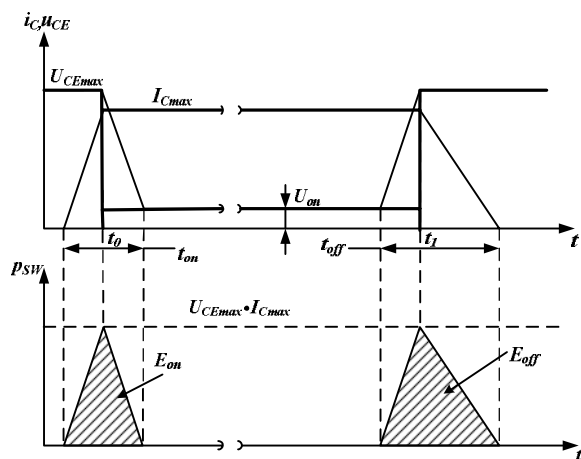


Рис. 2. Кривые токов и напряжений при переключении транзистора

Длительность интервала $t_{on(off)}$ является базисной величиной для определения длительности импульса мощности динамических потерь транзистора в *MatLab*-модели (блоки 3, 7).

В блоках 4, 5 (8, 9) формируется импульс заданной длительности и амплитуды, соответствующий мощности динамических потерь при переключении. Коэффициент k вводится для согласования длительности импульса мощности (порядка 1 мкс) и шага интегрирования дискретной *MatLab*-модели. Сигнал мгновенной суммарной мощности потерь поступает на вход блока тепловой модели транзистора (10), представленной на рис. 3.

Параметры звеньев тепловой модели, – тепловые сопротивления R_{thj-cn} и постоянные времени τ_n , приводятся в справочных данных на прибор. При этом емкость конденсаторов (см. рис. 3) определяется по соотношению:

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_{thj-cn}}. \quad (6)$$

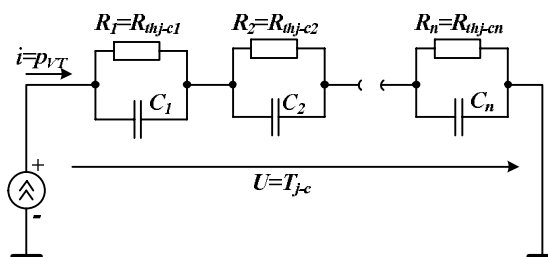


Рис. 3. Тепловая модель транзистора

В блоке 10 осуществляется расчет превышения температуры переход-корпус T_{j-c} :

$$T_{j-c} = pVT \sum_1^n R_{thj-cn} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}} \right). \quad (7)$$

В блоках 11, 12 определяются превышение температуры корпус-охладитель T_{c-s} и превышение температуры охлаждающий – окружающая среда T_{s-a} путем умножения средней суммарной мощности потерь на тепловые сопротивления корпус-охладитель R_{thc-s} и охлаждающий – окружающая среда R_{ths-a} соответственно.

В итоге температура перехода транзистора равна:

$$T_j = T_{j-c} + T_{c-s} + T_{s-a} + T_a, \quad (8)$$

где T_a – температура окружающей среды, которая обычно принимается равной 40° С.

MATLAB-МОДЕЛЬ IGBT-ТРАНЗИСТОРА

При приближенной оценке статических потерь в *IGBT*-транзисторе считают, что падение напряжения в ключе от протекания прямого тока не зависит от мгновенного тока прибора и равно величине напряжения насыщения U_{CEsat} . Часто точность такой оценки недостаточна для практических целей, поскольку величина $U_{CE(sat)}$ зависит от величины мгновенного тока и напряжения затвора прибора. Для более точного представления зависимости падения напряжения на включенном *IGBT* от тока коллектора включенный прибор представляют его эквивалентной электрической схемой, получаемой в результате аппроксимации реальной вольт-амперной характеристики прибора двумя отрезками прямых так, как показано на рис. 4.

При такой аппроксимации используется зависимость:

$$U_{CE(sat)} = f(I_C) = U_{CE(TO)} + r_T \cdot I_C, \quad (9)$$

где $U_{CE(TO)}$ – пороговое напряжение выходной (вольт-амперной) характеристики IGBT $U_{CEsat} = f(I_C)$; r_T – дифференциальное сопротивление.

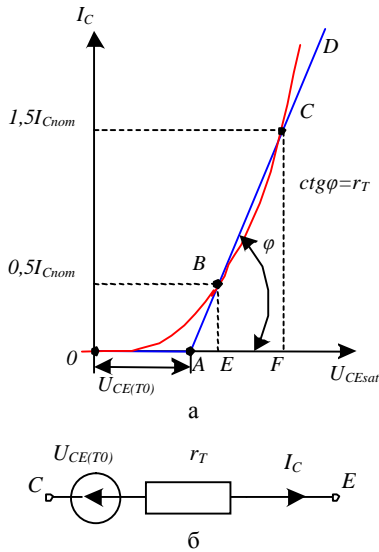


Рис. 4. Аппроксимация прямой ветви вольт-амперной характеристики IGBT (диода) двумя отрезками прямых (а); схема эквивалентного двухполюсника (б)

Величины $U_{CE(TO)}$ и r_T , как правило, указывают в справочных данных на прибор. В противном случае они могут быть легко найдены путем решения системы из двух уравнений при подстановке в каждое уравнение при $I_C = 0,5I_{Cnom}$ и $I_C = 1,5I_{Cnom}$ соответствующих значений $U_{CEsat} = f(I_C)$, найденных из графика функции $I_C = f(U_{CEsat})$ в справочных данных:

$$\begin{cases} U_{CEsat}(0,5I_{Cnom}) = U_{CE(TO)} + r_T \cdot 0,5I_{Cnom}; \\ U_{CEsat}(1,5I_{Cnom}) = U_{CE(TO)} + r_T \cdot 1,5I_{Cnom}. \end{cases} \quad (10)$$

Из (10) получаем:

$$\begin{cases} r_T = \frac{U_{CEsat}(1,5I_{Cnom}) - U_{CEsat}(0,5I_{Cnom})}{2}; \\ U_{CE(TO)} = \frac{U_{CEsat}(0,5I_{Cnom}) - U_{CEsat}(1,5I_{Cnom})}{2}. \end{cases} \quad (11)$$

Оценка статических потерь в обратных диодах IGBT производится аналогичным образом. Основанием для этого является то, что вид прямой ветви вольт-амперной характеристики диода подобен изображенному на рис. 4,а. Совпадают также и эквивалентные схемы приборов в виде двухполюсников. Значения пороговых напряжений и дифференциальных сопротивлений для диода и транзистора прибора близки между собой.

MatLab-модель IGBT-транзистора с обратным диодом, которая присутствует в библиотеке MatLab/Simulink, не учитывает пороговое напряжение вольт-амперной характеристики IGBT и не позволяет отдельно задать параметры вольт-амперной характеристики обратного диода, следовательно, не дает возможности адекватно оценить статические потери в транзисторе и обратном диоде. По этой причине MatLab-модель IGBT-транзистора с обратным диодом

была заменена присутствующими в библиотеке MatLab/Simulink моделью IGBT-транзистора без диода и моделью диода, что позволяет более точно учесть параметры вольт-амперной характеристики этих приборов.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕХОДА В ПОНИЖАЮЩЕМ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

MatLab-модель понижающего широтно-импульсного преобразователя (ШИП) с системой определения температуры перехода в транзисторе приведена на рис. 5.

Виртуальный эксперимент с понижающим ШИП проводился при следующих параметрах силовой схемы:

- входное напряжение $U_d - 600$ В;
- выходное напряжение $U_{Load} - 540$ В;
- выходной ток $I_{Load} - 100$ А;
- частота ШИМ $f_{mod} - 5$ кГц.

Расчет температуры перехода выполнялся для IGBT модуля типа SEMITRANS SKM 300GAR123D производства фирмы Semikron с номинальным током $I_{Cnom} 300$ А и предельным напряжением $U_{CES} 1200$ В. На рис. 6. представлена MatLab-модель широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения с контролем мгновенного значения температуры перехода транзистора.

В блоке 1 рассчитывается мгновенная мощность статических потерь в транзисторе. В блоке 2 задаются мгновенные мощности динамических потерь в транзисторе путем формирования при переключении IGBT импульсов с длительностью, равной времени включения (выключения) транзистора и с амплитудой, равной максимальной коммутационной мощности. Коэффициент k в MatLab-модели принят равным 10 при интервале дискретизации 1 мкс. Выбранное сочетание параметров обеспечивает быстроту и точность определения температуры перехода транзистора. Статические и динамические потери в обратном диоде, шунтирующем IGBT в понижающем ШИП не учитываются, так как в данной схеме преобразователя обратный диод не работает. Сигнал суммарной мгновенной мощности потерь в транзисторе поступает на вход блока 3, – тепловую модель транзистора, - на выходе которого получаем превышение температуры переход-корпус T_{j-c} . В блоке 4 рассчитывается мгновенная мощность статических потерь в диоде, шунтирующем нагрузку. Это необходимо для адекватной оценки превышения температуры корпус-охладитель и охлаждающей среды, так как в модуле типа SEMITRANS SKM 300GAR123D в одном корпусе находятся транзистор и два диода.

В блоке 5 рассчитываются превышения температуры корпус-охладитель T_{c-s} и охлаждающей среды T_{s-a} . В блоке 6 задается температура окружающей среды.

На рис. 7 приведена осциллограмма температуры перехода транзистора.

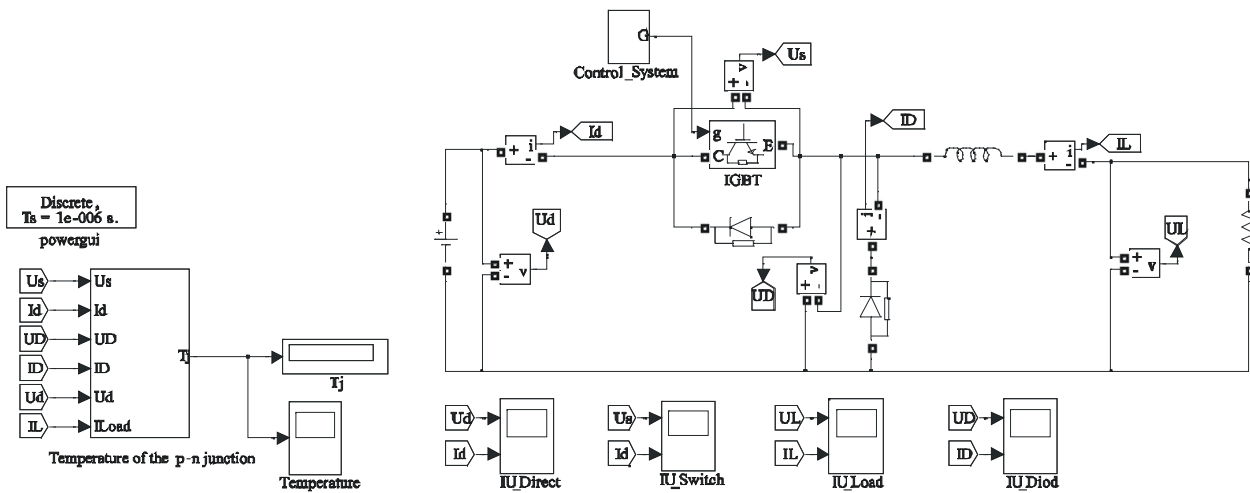


Рис. 5. MatLab-модель понижающего ШИП с системой расчета температуры перехода

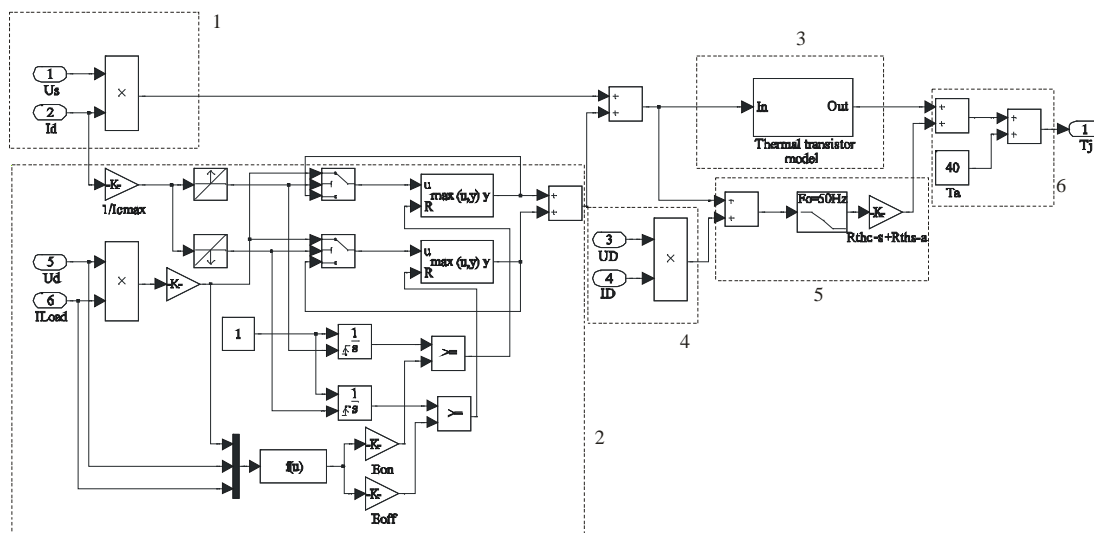


Рис. 6. MatLab-модель широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения с контролем мгновенного значения температуры перехода транзистора

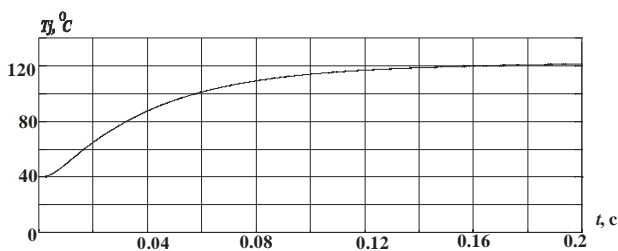


Рис.7. Осциллограмма температуры перехода транзистора

Результаты расчета мощности потерь в транзисторе и диоде и соответствующих температур (переходов транзистора T_{tr} и диода T_d , корпуса T_c и охладителя T_s) практически совпадают результатами, полученными с помощью специализированного пакета программ для выбора типа приборов и определения характеристик охладителей фирмы *Semikron – Semisel*. Результаты, полученные в *Semisel* для модуля типа *SEMISTRANS SKM 300GAR123D* при работе в понижающем ШИП с параметрами аналогичными *MatLab*-модели, представлены в табл. 1. Необходимо отметить, что в *MatLab*-модели не учитывались динамические потери в диоде и не оценивалась температура перехода диода (при необ-

ходимости подобную оценку можно выполнить, аналогично транзистору), поэтому температура перехода транзистора, полученная в *MatLab*-модели отличается от температуры в *Semisel* на 2°C . Незначительные отличия мощности статических и динамических потерь связаны с погрешностью вычислений.

Таблица 1
Температура перехода и мощности потерь в модуле типа *SEMISTRANS SKM 300GAR123D*

Параметры	Semisel	MatLab
$P_{cond\ tr}$	211 Вт	210 Вт
$P_{sw\ tr}$	134 Вт	134 Вт
P_{tr}	345 Вт	345 Вт
$P_{cond\ d}$	13 Вт	15 Вт
$P_{sw\ d}$	30 Вт	-
P_d	43 Вт	15 Вт
P_{tot}	389 Вт	360 Вт
P_d	43 Вт	15 Вт
T_s	83°C	80°C
T_c	97°C	94°C
T_{tr}	123°C	121°C
T_d	104°C	-

Оценка температуры и мощности потерь в *Semisel* производится по зависимостям, представленным в *Semisel Help* [4].

Преимущество пакета *MatLab/Simulink* по сравнению с программой *Semisel* заключается в том, что с использованием *MatLab* возможно не только осуществить расчет температуры перехода, но и использовать при этом полученные результаты для определения КПД преобразователя, а также наблюдать переходной процесс нагрева транзисторно-диодного модуля для любого типа преобразователя в заданном режиме работы. Осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора представлена на рис. 8. Необходимо отметить, что выбранное значение коэффициента k является оптимальным, так как при меньшем его значении время расчета температуры перехода существенно увеличивается, а при увеличении k от 10 до 100 и частоте ШИМ преобразователя 5 кГц погрешность расчета не превышает 3°C.

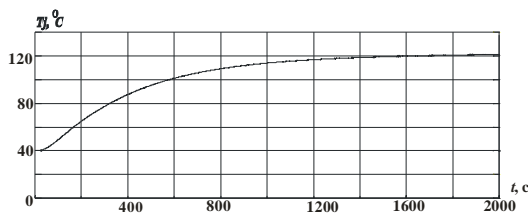


Рис. 8. Осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора

При увеличении частоты ШИМ преобразователя коэффициент k необходимо уменьшить обратно пропорционально частоте.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ПЕРЕХОДА В АВТОНОМНОМ ИНВЕРТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ

MatLab-модель автономного инвертора напряжения (АИН) с системой расчета температуры перехода в транзисторе приведена на рис. 9.

Виртуальный эксперимент проводился для АИН со следующими параметрами силовой схемы:

- входное напряжение $U_d = 600$ В;
- выходное линейное действующее напряжение $U_{Load} = 354$ В;
- выходная мощность $P_{Load} = 32$ кВт;
- выходной фазный действующий ток $I_{Load} = 52$ А;
- выходная частота $f_{Load} = 50$ Гц;
- частота ШИМ $f_{mod} = 5$ кГц.

При этом расчет температуры перехода производится для *IGBT* модуля типа *SEMTRANS SKM*

300GB123D производства фирмы *Semikron* с номинальным током $I_{Cnom} 300$ А и предельным напряжением $U_{CES} 1200$ В. На рис. 10. представлена *MatLab*-модель системы определения температуры перехода.

В блоке 1 рассчитывается мгновенная мощность статических потерь в транзисторе. В блоке 2 задаются динамические потери в транзисторе, путем формирования импульсов при переключении *IGBT*, равных по длительности времени включения (выключения) транзистора и по амплитуде - максимальной коммутационной мощности. При расчете температуры перехода коэффициент k принят равным 10, а время дискретизации модели – 1 мкс.

Рассмотрим более подробно процесс переключения транзисторов в фазе А АИН. На рис. 11 приведена схема одного плеча АИН. Считаем, что ток i_A положителен ($i_A > 0$). Транзисторы переключаются с высокой частотой. В исходном состоянии $i_1 = i_A$, $i_2 = 0$. При заперении *VT1* и отпирании *VT2* ток i_A не изменяется по величине и переходит в *VD2*. Если не учитывать потери, обусловленные кумуляцией тока в *VD2*, то динамические потери энергии при этом переключении возникают только в *VT1* и их величина составляет E_{off} . При выключении *VT2* не проводит ток, проводит *VD2*. Следовательно, при включении *VT1* ток снова переходит в *VT1* и в нем выделяется энергии потерь E_{on} .

То есть, при положительном токе фазы динамические потери присутствуют только в транзисторе *VT1*, а при отрицательном только в транзисторе *VT2*. Эта особенность работы схемы АИН при определении температуры перехода учитывается в блоке 3. Сигнал суммарной мгновенной мощности потерь в транзисторе поступает на вход блока 4, – тепловую модель обратного диода *IGBT*-транзистора, на выходе которого получаем температуру переход-корпус T_{j-cr} . В блоке 5 рассчитываются статические потери в обратном диоде *IGBT*-транзистора. Динамическими потерями в диоде пренебрегаем. Сигнал мгновенной мощности статических потерь в транзисторе поступает на вход блока 6, – тепловую модель обратного диода *IGBT*-транзистора, – на выходе которого получаем превышение температуры переход-корпус T_{j-cd} . В блоке 7 рассчитываются превышения температуры корпус-охладитель и охлаждающий-окружающая среда, при этом в модуле типа *SEMTRANS SKM 300GB123D* в одном корпусе находятся два транзистора, а на одном охлаждающем – шесть транзисторов. В блоке 8 учитывается температура окружающей среды.

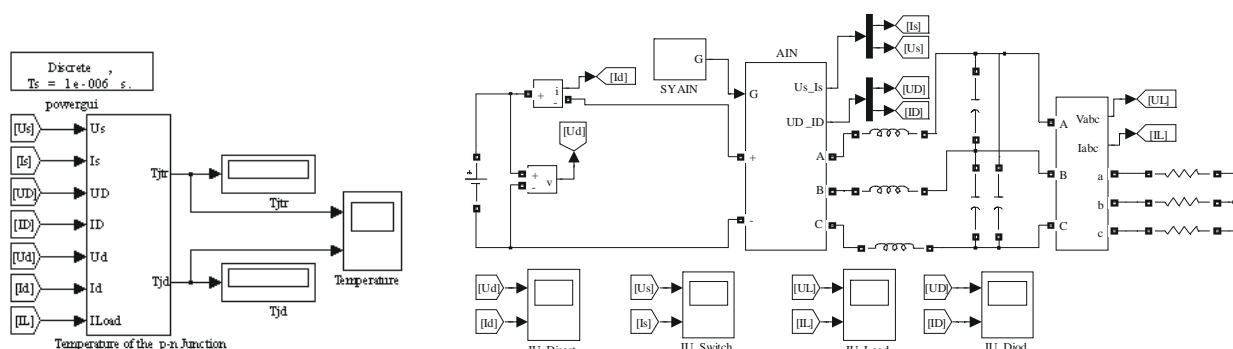


Рис. 9. *MatLab*-модель автономного инвертора напряжения с системой расчета температуры перехода

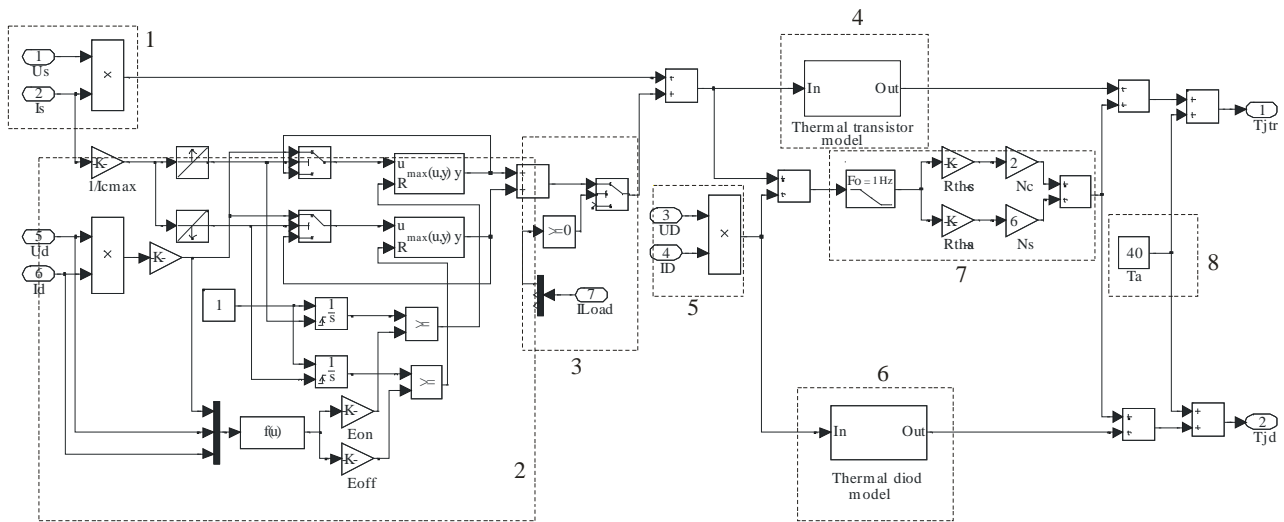


Рис. 10. MatLab-модель автономного инвертора напряжения с контролем температуры перехода транзистора

На рис. 12 приведены осциллограммы температуры перехода транзистора и обратного диода.

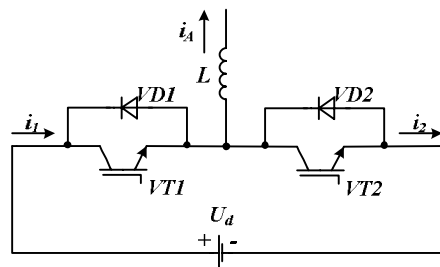


Рис. 11. Схема фазы А АИН

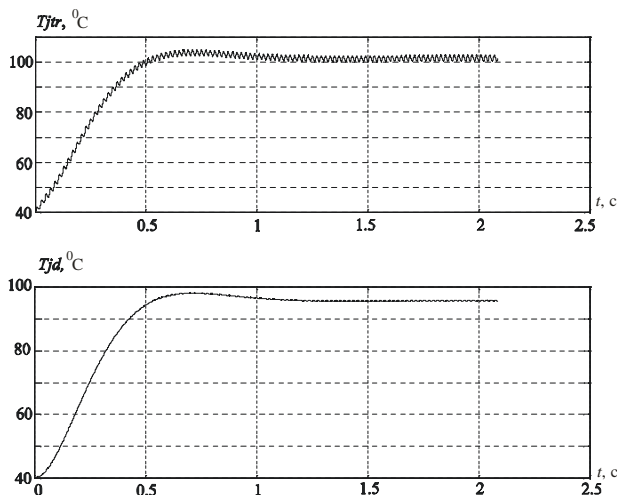


Рис. 12. Осциллограммы температуры перехода транзистора и обратного диода

Температура перехода и мощность потерь в транзисторе и диоде соответствуют результатам, полученным с помощью специализированного пакета программ для выбора типа приборов и определения характеристик охладителей фирмы Semikron – Semisel. Результаты, полученные в Semisel для модуля типа SEMITRANS SKM 300GB123D при работе в АИН с параметрами аналогичными MatLab-модели, представлены в табл. 2. Необходимо отметить, что в MatLab-модели не учитывались динамические потери в диоде

(при необходимости подобную оценку можно выполнить аналогично оценке потерь в транзисторе), поэтому температура перехода транзистора и диода, полученные в MatLab-модели отличаются от температуры в Semisel на 3°C и 8°C соответственно. Незначительно отличаются мощности статических и динамических потерь, что связано с погрешностью вычислений. На рис. 13. представлена осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора и обратного диода.

Таблица 2
Температура перехода и мощности потерь в модуле типа SEMITRANS SKM 300GB123D

Параметры	Semisel	MatLab
$P_{cond tr}$	41 Вт	46 Вт
$P_{sw tr}$	30 Вт	27 Вт
P_{tr}	71 Вт	75 Вт
$P_{cond d}$	3 Вт	3 Вт
$P_{sw d}$	8 Вт	-
P_d	11 Вт	3 Вт
P_{tot}	489 Вт	468 Вт
T_s	94 °C	92 °C
T_c	100 °C	98 °C
T_{tr}	105 °C	102 °C
T_d	102 °C	94 °C

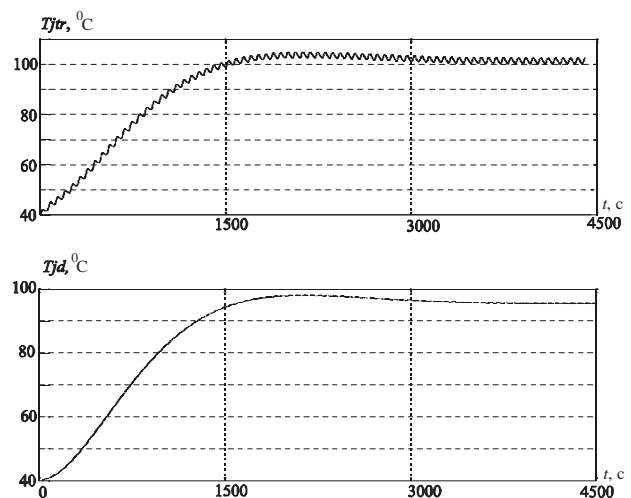


Рис. 13. Осциллограмма переходного процесса нагрева транзистора и обратного диода в АИН

ВЫВОДЫ

1. Разработан метод определения суммарной мгновенной мощности статических и динамических потерь и мгновенных значений температур переходов транзисторно-диодных модулей при дискретном моделировании полупроводниковых преобразователей с помощью пакета *MatLab/Simulink* в режимах, когда интервал дискретизации в модели близок к временам включения и выключения транзистора.

2. Температуры переходов транзистора и диода, получаемые в *MatLab*-модели в установившемся режиме, практически совпадают с их значениями, рассчитанными с помощью программы *Semisel*.

3. Предложены *MatLab*-модели понижающего преобразователя постоянного напряжения и трехфазного автономного инвертора напряжения, в которых мгновенные значения температур переходов транзисторов и диодов, определяемых статическими и динамическими потерями в них, выводятся на виртуальный осциллограф и дисплей. Корректная работа указанных *MatLab*-моделей обеспечивается при изменяющемся токе нагрузки, входном напряжении и частоте модуляции.

4. Разработанные модели могут быть использованы для расчета мгновенного и среднего в заданном интервале времени значений КПД системы электропитания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Потемкин В.Г. Система MatLab, справочное пособие: М., МИФИ, 1988.
2. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MatLab, специальный справочник. С-Пб., 2001.
3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. – М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. – 288 с.
4. SEMISEL Simulation. <http://www.semikron.com>.
5. M.H. Rashid, H.M. Rashid. SPICE for Power Electronics and Electric Power Second Edition - CRC Press, Taylor & Francis Group, the academic division of T&F Informa plc. Boca Raton London New York, 2006. – 530 p.
6. Колпаков А. И. Моделирование транзисторов IGBT с помощью PSPICE // Компоненты и технологии. – 2002. – № 840.
7. Недолужко И., Лебедев А. Методика определения параметров PSPICE моделей IGBT транзисторов // Силовая электроника. – 2005. – №2.
8. Ивахно В.В., Замаруев В.В., Мальяренко Е.А., Стысло Б.А., Семивол И.В. Учебный лабораторный стенд для исследования характеристик IGBT-модулей // Технічна електродинаміка. – 2008. – Тематичний випуск "Силова електроніка та енергоефективність", ч. 4. – Київ: ІЕД НАН України, 2008. – С. 125-128.

9. Semikron Innovation + Service. Power Semiconductors 99. Semikron International. Germany.
10. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics. Converters, Application and Design. John Willy & Sons, INC, N.Y., 1995, 802 p.

Bibliography (transliterated): 1. Potemkin V.G. Sistema MatLab, spravocnoe posobie: M., MIFI, 1988. 2. D'yakonov V., Kruglov V. Matematicheskie pakety rasshireniya MatLab, special'nyj spravocchnik. S-Pb., 2001. 3. Chernyh I.V. Modelirovanie `elektrotehnicheskikh ustrojstv v MATLAB, SimPowerSystems i Simulink. - M.: DMK Press; SPb.: Piter, 2008. - 288 s. 4. SEMISEL Simulation. <http://www.semikron.com>. 5. M.H. Rashid, H.M. Rashid. SPICE for Power Electronics and Electric Power Second Edition - CRC Press, Taylor & Francis Group, the academic division of T&F Informa plc. Boca Raton London New York, 2006. - 530 p. 6. Kolpakov A. I. Modelirovanie tranzistorov IGBT s pomosh'yu PSPICE // Komponenty i tehnologii. - 2002. - № 840. 7. Nedoluzhko I., Lebedev A. Metodika opredeleniya parametrov PSPICE modelej IGBT tranzistorov // Silovaya `elektronika. - 2005. - №2. 8. Ivahno V.V., Zamaruev V.V., Malyarenko E.A., Styslo B.A., Semivol I.V. Uchebnyj laboratornyj stend dlya issledovaniya harakteristik IGBT-modulej // Tehnichna elektrodinamika. - 2008. - Tematichnij vipusk "Silova elektronika ta energoefektivnist", ch. 4. - Kіiv: IED NAN Ukraїni, 2008. - S. 125-128. 9. Semikron Innovation + Service. Power Semiconductors 99. Semikron International. Germany. 10. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics. Converters, Application and Design. John Willy & Sons, INC, N.Y., 1995, 802 p.

Поступила 23.03.2011

*Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.
Ивахно Владимир Викторович, к.т.н., проф.
Ковальчук Ольга Игоревна, аспирант*
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника"
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21
тел./факс: (057) 707-63-12
e-mail: zhemerov@online.kharkiv.net,
Olha.kov@mail.ru

Zhemerov G.G., Ivahno V.V., Kovalchuk O.I.
Calculation of loss power and structure temperature of transistor-diode modules in converters computer simulation

A calculation method for the total instant power of static and dynamic losses and transistor-diode modules transition temperature is considered under discrete simulation of semiconductor converters by means of MatLab (Simulink) in modes with a quantization interval in models close to the transistor turn-on and turn-off times.

Key words – semiconductor device, transistor, loss power, static loss, dynamic loss, turn-on time, turn off-time, MatLab model, computer simulation, converter.