

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОГО ЗНАЧЕНИЯ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ МОДУЛЯ IGBT

Предлагается алгоритм расчета максимальной частоты коммутации модулей IGBT в двухуровневом инверторе напряжения в режиме постоянной или циклической нагрузки. При этом температура полупроводниковой структуры IGBT не превышает максимально допустимого значения. Рассмотрены факторы, влияющие на максимально допустимое значение частоты коммутации IGBT.

Ключевые слова: модуль IGBT, мощность потерь, частота коммутации, температура полупроводниковой структуры.

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) нашли широкое применение в качестве силовых ключей в инверторах напряжения в составе преобразователей частоты. В инверторе энергия постоянного тока, накопленная в звене постоянного тока, преобразуется в энергию переменного тока с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Суть ШИМ состоит в многократном изменении длительности включенного и выключенного состояния силового ключа в течение полупериода таким образом, чтобы ток через активно-индуктивную нагрузку был близок к синусоидальной форме. Как правило, такой нагрузкой является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Более высокая частота коммутации силовых ключей способствует улучшению гармонического спектра тока в нагрузке и, следовательно, обеспечивает минимальные дополнительные потери в двигателе. Кроме этого, для устранения механического резонанса и приближения формы тока к синусоиду, изготовители электроприводов, обычно, рекомендуют повышать частоту коммутации. Однако, с повышением частоты коммутации возрастают динамические потери мощности в силовых ключах, что может привести к недопустимому повышению температуры. В справочных материалах на модули IGBT не приводится значение максимально допустимой частоты коммутации, так как оно зависит не только от параметров модуля, а и от режима его нагрузки и охлаждения. Для некоторых своих модулей серии SKiP фирма SEMIKRON приводит максимальные значения частоты коммутации в зависимости от мощности двигателя [1]. При этом указано, что перегрузка может составлять 150 % в течение 60 с, но не указано – это однократная перегрузка или допускается циклический режим работы. Не указано, какой режим охлаждения при этом. В связи с этим разработчики инверторов сталкиваются с проблемой определения максимально допустимого значения частоты коммутации IGBT при конкретных режимах нагрузки и охлаждения. В русскоязычных и англоязычных источниках информации, кроме частичного описания в работе [1], не приводится методика определения максимально допустимого значения частоты коммутации IGBT. Решению этой проблемы посвящена эта статья.

Мощность потерь в IGBT можно подразделить на две составляющие: статические потери, обусловленные величиной протекающего тока, и динамические потери, обусловленные процессом коммутации тока. Суммарная мощность потерь в IGBT ограничена максимально допустимым значением температуры полупроводниковой структуры и значением теплового сопротивления потоку тепла в охлаждающую среду. Максимально допустимое значение частоты коммутации модуля IGBT можно определить, выполнив расчеты в соответствии со следующим алгоритмом.

1. Определяется действующее значение тока на выходе инвертора I_{out} [2]

$$I_{out} = \frac{K_{ovl} \cdot P_{out} \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot U_{out} \cdot \eta \cdot \cos \varphi}, \quad (1)$$

где K_{ovl} – коэффициент перегрузки по току; P_{out} – номинальная мощность двигателя подключенного к выходу инвертора, кВт; U_{out} – максимальное напряжение на выходе инвертора; η – коэффициент полезного действия двигателя; $\cos \varphi$ – коэффициент мощности двигателя.

2. Определяется амплитуда тока через IGBT

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I_{out} \quad (2)$$

3. Определяются потери мощности в IGBT в состоянии проводимости [3]

$$P_{condT} = 0,5 \cdot (U_{CEO} \cdot \frac{I_m}{\pi} + r_{CE} \cdot \frac{I_m^2}{4}) + m \cdot \cos \varphi \times \\ \times (U_{CEO} \cdot \frac{I_m}{8} + r_{CE} \cdot \frac{I_m^2}{3\pi}), \quad (3)$$

где U_{CEO} – пороговое напряжение вольт-амперной характеристики IGBT в открытом состоянии; r_{CE} – динамическое сопротивление IGBT в открытом состоянии; m – коэффициент модуляции.

4. Определяются потери мощности в диоде обратного тока в состоянии проводимости [3]

$$P_{condD} = 0,5 \cdot (U_{FO} \cdot \frac{I_m}{\pi} + r_F \cdot \frac{I_m^2}{4}) - m \cdot \cos \varphi \times \\ \times (U_{FO} \cdot \frac{I_m}{8} + r_F \cdot \frac{I_m^2}{3\pi}). \quad (4)$$

5. Мощность потерь в силовом ключе в проводящем состоянии определяется по формуле:

$$P_{\text{cond}} = P_{\text{condT}} + P_{\text{condD}}. \quad (5)$$

6. Определяется напряжение звена постоянного тока [4]

$$U_{\text{DC}} = \frac{2\sqrt{2}}{m \cdot \sqrt{3}} \cdot U_{\text{out}}. \quad (6)$$

7. Предположив, что мощность потерь в диоде обратного тока при восстановлении запирающей способности относится к мощности потерь при коммутации IGBT как соответствующие потери энергии, приведенные в справочном материале на модуль IGBT, определяется мощность потерь при коммутации IGBT:

а) для модуля IGBT без металлического основания:

$$P_{\text{sw}} = \frac{T_{\text{j(оп)}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{condT}} \cdot R_{\text{thjST}} - K_{\text{M}} \cdot K_{\text{swM}} \cdot P_{\text{cond}} \cdot R_{\text{thsa}}}{R_{\text{thjST}} + K_{\text{M}} \cdot K_{\text{swM}} \cdot [1 + (E_{\text{rrm}} / E_{\text{swm}})] \cdot R_{\text{thsa}}}, \quad (7)$$

где $T_{\text{j(оп)}}$ – максимальное значение рабочей температуры полупроводниковой структуры IGBT, при которой измеряется большинство параметров модуля; T_{amb} – значение температуры охлаждающей среды; R_{thjST} – тепловое сопротивление структура транзистора – контактная поверхность охладителя; K_{M} – количество охлаждаемых модулей на охладителе; K_{swM} – количество силовых ключей в модуле; R_{thsa} – тепловое сопротивление охладителя; E_{swm} – энергия потерь при коммутации IGBT в режиме протекания тока I_m , [3];

$$E_{\text{swm}} = (a + b \cdot I_m + c \cdot I_m^2) \cdot (U_{\text{DC}} / U_{\text{nom}}); \quad (8)$$

где a, b, c – коэффициенты полинома аппроксимирующего зависимость энергии потерь при коммутации IGBT от тока коллектора [3]; U_{nom} – значение напряжения, при котором измеряется большинство параметров модуля; E_{rrm} – энергия потерь в диоде при восстановлении запирающих свойств в режиме протекания тока I_m ;

$$E_{\text{rrm}} = (d + e \cdot I_m + f \cdot I_m^2) \cdot (U_{\text{DC}} / U_{\text{nom}}); \quad (9)$$

где d, e, f – коэффициенты полинома аппроксимирующего зависимость энергии потерь в диоде обратного тока при восстановлении запирающей способности от тока коллектора IGBT [3];

б) для модуля IGBT с металлическим основанием:

$$P_{\text{sw}} = \frac{T_{\text{j(оп)}} - T_{\text{amb}} - P_{\text{condT}} \cdot R_{\text{thjCT}} - K_{\text{swM}} \cdot P_{\text{cond}} \cdot (R_{\text{thcs}} + K_{\text{M}} \cdot R_{\text{thsa}})}{R_{\text{thjCT}} + K_{\text{swM}} \cdot [1 + (E_{\text{rrm}} / E_{\text{swm}})] \cdot (R_{\text{thcs}} + K_{\text{M}} \cdot R_{\text{thsa}})}, \quad (10)$$

где R_{thcs} – тепловое сопротивление контакта основание модуля – охладитель.

8. Определяется максимально допустимое значение рабочей частоты коммутации IGBT

$$f_{\text{sw}} = P_{\text{sw}} / [(a + b \cdot I_m + c \cdot I_m^2) \cdot U_{\text{DC}} / U_{\text{nom}}]. \quad (11)$$

9. Выполняется проверка правильности расчетов.

9.1. Определяется мощность потерь при коммутации IGBT [3]

$$P_{\text{swp}} = f_{\text{sw}} \cdot (\frac{a}{2} + \frac{b}{\pi} \cdot I_m + \frac{c}{4} \cdot I_m^2) U_{\text{DC}} / U_{\text{nom}}. \quad (12)$$

9.2. Определяется мощность потерь при восстановлении запирающих свойств диода обратного тока

$$P_{\text{rrp}} = f_{\text{sw}} \cdot (\frac{d}{2} + \frac{e}{\pi} \cdot I_m + \frac{f}{4} \cdot I_m^2) U_{\text{DC}} / U_{\text{nom}}. \quad (13)$$

9.3. Определяется температура полупроводниковой структуры IGBT:

а) для модуля IGBT без металлического основания

$$T_{\text{jTa}} = (P_{\text{condT}} + P_{\text{swp}}) \cdot R_{\text{thjST}} + K_{\text{M}} \cdot P_{\text{M}} \cdot R_{\text{thsa}} + T_{\text{amb}}, \quad (14)$$

где

$$P_{\text{M}} = K_{\text{swM}} \cdot (P_{\text{condT}} + P_{\text{swp}} + P_{\text{condD}} + P_{\text{rrp}}); \quad (15)$$

б) для модуля IGBT с металлическим основанием

$$T_{\text{jTб}} = (P_{\text{condT}} + P_{\text{swp}}) \cdot R_{\text{thjch}} + P_{\text{M}} \cdot R_{\text{thcs}} + K_{\text{M}} \cdot P_{\text{M}} \cdot R_{\text{thsa}} + T_{\text{amb}}. \quad (16)$$

9.4. Определяется температура полупроводниковой структуры диода обратного тока

$$T_{\text{jDa}} = (P_{\text{condD}} + P_{\text{rrp}}) \cdot R_{\text{thjSD}} + K_{\text{M}} \cdot P_{\text{M}} \cdot R_{\text{thsa}} + T_{\text{amb}}, \quad (17)$$

$$T_{\text{jDб}} = (P_{\text{condD}} + P_{\text{rrp}}) \cdot R_{\text{thjch}} + P_{\text{M}} \cdot R_{\text{thcs}} + K_{\text{M}} \cdot P_{\text{M}} \cdot R_{\text{thsa}} + T_{\text{amb}}. \quad (18)$$

9.5. Результаты вычислений по п.9.3 и 9.4 должны показать, что значения $T_{\text{jTa}}, T_{\text{jTб}}$ должны быть близкими к значению $T_{\text{j(оп)}}$, и значения $T_{\text{jDa}}, T_{\text{jDб}}$ всегда меньше значения $T_{\text{j(оп)}}$. Погрешность вычислений значений $T_{\text{jTa}}, T_{\text{jTб}}$ определяется по формуле:

$$\delta = \frac{T_{\text{jTa,б}} - T_{\text{j(оп)}}}{T_{\text{j(оп)}}} \cdot 100\%. \quad (19)$$

Если значение $\delta < 3\%$, то расчеты выполнены без ошибок.

Для выяснения влияния отдельных факторов на максимально допустимое значение частоты коммутации IGBT и на режим работы всего модуля, рассмотрим несколько примеров расчета.

Пример 1. Работа инвертора на асинхронный двигатель в установившемся режиме.

Исходные данные: двигатель типа АИР180М4, $P_{\text{out}} = 30$ кВт, $\eta = 0,915$, $\cos \varphi = 0,87$, напряжение питания двигателя $U_{\text{out}} = 380$ В; так как режим нагрузки – постоянный, то $K_{\text{ovl}} = 1$; коэффициент модуляции в инверторе $m = 0,95$; тип модуля SKiP 39AC12T4V1 (шести ключевой модуль без металлического основания), $K_{\text{swM}} = 6$, его

параметры: $I_{\text{Cном}}=150\text{ A}$; $T_{\text{j(оп)}}=150^\circ\text{C}$; $U_{\text{CE0}}=0,7\text{ В}$; $r_{\text{CE}}=0,01\text{ Ом}$; $E_{\text{он}}=22,5\text{ мДж}$; $E_{\text{офф}}=14\text{ мДж}$; ($E_{\text{sw}}=36,5\text{ мДж}$); $R_{\text{th(jc)T}}=0,33\text{ К/Вт}$; $a=9,79$; $b=0,04156$; $c=0,0009$; $U_{\text{F0}}=0,9\text{ В}$; $r_{\text{F}}=0,0078\text{ Ом}$; $E_{\text{тр}}=11,4\text{ мДж}$; $R_{\text{th(jc)D}}=0,52\text{ К/Вт}$; $d=2,49$; $e=0,0796$; $f=-0,00014$; $U_{\text{ном}}=600\text{ В}$; количество силовых модулей, от которых отводит тепло охладитель, $K_{\text{M}}=1$; охладитель типа P 16/200F с вентилятором типа SKF 16B-230-01, $R_{\text{thsa}}=0,039\text{ К/Вт}$; температура охлаждающего воздуха $T_{\text{amb}}=45^\circ\text{C}$.

Результаты расчета: $I_{\text{out}}=57,3\text{ A}$; $I_{\text{m}}=81\text{ A}$; $P_{\text{condT}}=28,8\text{ Вт}$; $P_{\text{condD}}=6\text{ Вт}$; $P_{\text{sw}}=131,9\text{ Вт}$; $U_{\text{DC}}=653,2\text{ В}$; $f_{\text{sw}}=16,275\text{ кГц}$; $P_{\text{swp}}=131,9\text{ Вт}$; $P_{\text{трp}}=54,3\text{ Вт}$; $T_{\text{jTa}}=149,7^\circ\text{C}$; $T_{\text{jDa}}=128,1^\circ\text{C}$; $\delta=-0,2\%$.

Вывод 1. При максимально допустимых значениях рабочей температуре структуры транзистора и частоты коммутации, при мощности на валу двигателя 30 кВт, большая часть мощности потерь в транзисторе приходится на мощность потерь при коммутации.

Модуль SKiP 39AC12T4V1 является новейшей разработкой фирмы SEMIKRON (вторая половина 2012 года) и не имеет паяных соединений мягкими припоями. Поэтому представляет интерес сравнение его свойств с модулями предыдущего поколения с паяными соединениями на такой же ток. Для сравнения был выбран двух ключевой модуль выпуска 2009 года типа SKM 150GB12T4 с металлическим основанием (в инвертор устанавливается 3 модуля).

Пример 2. Инвертор на основе 3-х модулей SKM 150GB12T4 в режиме работы примера 1.

Исходные данные: модуль типа SKM 150GB12T4 с параметрами: $I_{\text{Cном}}=150\text{ A}$; $T_{\text{j(оп)}}=150^\circ\text{C}$; $U_{\text{CE0}}=0,7\text{ В}$; $r_{\text{CE}}=0,01\text{ Ом}$; $E_{\text{он}}=19,2\text{ мДж}$; $E_{\text{офф}}=15,8\text{ мДж}$; ($E_{\text{sw}}=35\text{ мДж}$); $R_{\text{th(jc)T}}=0,19\text{ К/Вт}$; $a=9,4$; $b=0,05333$; $c=0,00077$; $U_{\text{F0}}=0,9\text{ В}$; $r_{\text{F}}=0,0078\text{ Ом}$; $E_{\text{тр}}=13\text{ мДж}$; $R_{\text{th(jc)D}}=0,31\text{ К/Вт}$; $R_{\text{th(cs)M}}=0,04\text{ К/Вт}$; $d=1,32$; $e=0,1157$; $f=-0,00024$; $K_{\text{swM}}=2$; $U_{\text{ном}}=600\text{ В}$; $K_{\text{M}}=3$.

Результаты расчета: $I_{\text{out}}=57,3\text{ A}$; $I_{\text{m}}=81\text{ A}$; $P_{\text{condT}}=28,4\text{ Вт}$; $P_{\text{condD}}=6,4\text{ Вт}$; $P_{\text{sw}}=135,1\text{ Вт}$; $U_{\text{DC}}=653,2\text{ В}$; $f_{\text{sw}}=16,910\text{ кГц}$; $P_{\text{swp}}=135,1\text{ Вт}$; $P_{\text{трp}}=59,8\text{ Вт}$; $T_{\text{jT6}}=148,2^\circ\text{C}$; $T_{\text{jD6}}=137,7^\circ\text{C}$; $\delta=-1,2\%$.

Вывод 2. Результаты примеров 1 и 2 с учетом соизмеримости значений параметров модулей IGBT можно считать одинаковыми, то есть по электрическим и тепловым режимам работы один модуль SKiP 39AC12T4V1 может заменить три модуля SKM 150GB12T4. При этом, согласно информации фирмы SEMIKRON, стойкость модулей серии SKiP к термоциклированию не менее чем в пять раз выше, чем у модулей с паяными соединениями [5].

При сравнительно небольшой мощности нагрузки на выходе инвертора и, тем самым при малой мощности потерь в проводящем состоянии транзистора, максимально допустимое значения частоты коммутации будет наибольшим. При этом форма тока нагрузки наиболее близка к синусоидальной, а мощность потерь при коммутации будет максимальной. На рис. 1 представле-

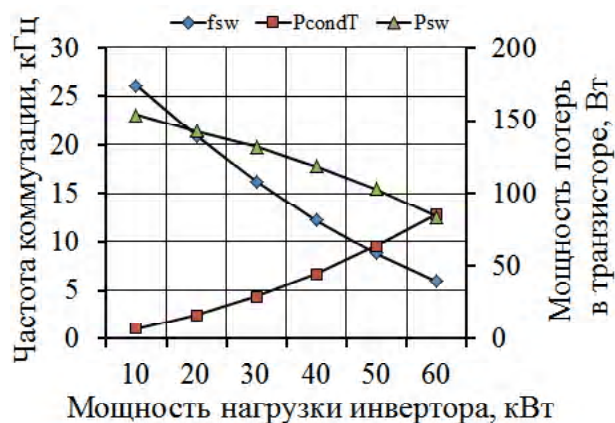


Рис. 1. Зависимости частоты коммутации и мощности потерь в транзисторе от мощности нагрузки инвертора

на диаграмма максимально допустимые значения частоты коммутации и мощностей потерь в транзисторе в зависимости от мощности нагрузки инвертора (рассчитанные по формулам (1)–(12)), параметры которого приведены в примере 1, при температуре полупроводниковой структуры транзистора $T_{\text{j(оп)}}=150^\circ\text{C}$.

Вывод 3. При постоянстве суммарной мощности потерь в транзисторе и постоянстве условий его охлаждения максимально допустимое значение частоты коммутации почти линейно снижается с увеличением мощности нагрузки инвертора.

10. Модули IGBT серии SKiP обладают повышенной циклоустойкостью и предназначены для применения в электроприводах с циклически изменяющейся нагрузкой. В связи с этим представляет интерес, как зависит максимально допустимое значение частоты коммутации модуля IGBT от параметров цикла нагрузки.

Обычно при определении допустимых режимов работы оборудования в циклических режимах разработчики исходят из следующих предпосылок:

1. Цикл работы состоит из двух временных интервалов: времени нагрузки с определенным значением тока и времени паузы, с нулевым значением тока. Сумма этих двух интервалов времени определяется как время цикла.

2. В интервале времени нагрузки значение тока (или мощности) нагрузки может превышать номинальное значение пропорционально коэффициенту перегрузки. При этом, среднеквадратичное значение тока за определенное время усреднения (обычно принимаемое равным 10 минутам) не должно превышать номинального значения. В предельном (наихудшем) случае это условие можно представить в виде следующей формулы:

$$I_{\text{ном}} = I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{(K_{\text{ovl}} \cdot I_{\text{ном}})^2 \cdot t_{\text{p}}}{t_{\text{c}}}}, \quad (20)$$

где $I_{\text{ном}}$ – номинальное значение тока; I_{RMS} – среднеквадратичное значение тока; K_{ovl} – коэффициент перегрузки; t_{p} , t_{c} – интервалы времени нагрузки и цикла, соответственно.

Решая уравнение (20) относительно t_c , получаем:

$$t_c = K_{ovl}^2 \cdot t_p. \quad (21)$$

3. Максимальное значение температуры полупроводниковой структуры IGBT в интервале времени нагрузки не должно превышать максимально допустимой рабочей температуры $T_{j(op)}$.

4. Максимальное значение тока через IGBT не должно превышать трехкратного значения номинального тока (для модулей IGBT созданных по технологии Trench 4).

В связи с этим, вышеприведенный алгоритм расчета максимально допустимого значения частоты коммутации IGBT необходимо дополнить для случая работы в циклическом режиме. При этом следует учесть, что теплоемкость модулей IGBT сравнительно мала (его переходное тепловое сопротивление достигает своего максимального значения за время менее 1 с), поэтому при времени нагрузки 1 с и более в расчетах следует учитывать только установившееся тепловое сопротивление модуля.

11. Мощность потерь при коммутации в интервале времени нагрузки длительностью 1 с и более определяется по формулам:

$$P_{swc} = \frac{T_{j(op)} - T_{amb} - P_{condT} \cdot R_{thjCT} - K_{swM} \cdot P_{cond} (R_{thcs} + K_M \cdot D_c \cdot R_{thsa} + Z_c)}{R_{thjCT} + K_{swM} \cdot [1 + (E_{rr} / E_{sw})]} \cdot [R_{thcs} + K_M \cdot (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c)]. \quad (25)$$

12. Аналогично п. 8 определяется максимально допустимое значение рабочей частоты коммутации IGBT при циклической нагрузке

$$f_{swc} = P_{swc} / [(\frac{a}{2} + \frac{b}{\pi} \cdot I_m + \frac{c}{4} \cdot I_m^2) \cdot U_{DC} / U_{nom}]. \quad (26)$$

13. Выполняется проверка выполнения расчетов аналогично п. 9.

13.1. Определяется мощность потерь при коммутации IGBT [3].

$$P_{swcp} = f_{swc} \cdot (\frac{a}{2} + \frac{b}{\pi} \cdot I_m + \frac{c}{4} \cdot I_m^2) \cdot U_{DC} / U_{nom}. \quad (27)$$

13.2. Определяется мощность потерь при восстановлении запирающих свойств диода обратного тока

$$P_{rrcp} = f_{swc} \cdot (\frac{d}{2} + \frac{e}{\pi} \cdot I_m + \frac{f}{4} \cdot I_m^2) \cdot U_{DC} / U_{nom}. \quad (28)$$

13.3. Определяется температура полупроводниковой структуры IGBT:

а) для модуля IGBT без металлического основания

$$T_{jT_{amax}} = (P_{condT} + P_{swcp}) \cdot R_{thjST} + K_M \cdot P_{Mc} \cdot (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c) + T_{amb}, \quad (29)$$

где

$$P_{Mc} = K_{swM} \cdot (P_{condT} + P_{swc} + P_{condD} + P_{rrc}); \quad (30)$$

а) для модуля IGBT без металлического основания:

$$P_{swc} = \frac{T_{j(op)} - T_{amb} - P_{condT} \cdot R_{thjST} - K_M \cdot K_{swM} \cdot P_{cond} (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c)}{R_{thjST} + K_M \cdot K_{swM} \cdot [1 + (E_{rrm} / E_{swm})]} \cdot (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c), \quad (22)$$

где $D_c = t_p / t_c$ – коэффициент рабочего цикла;

$$Z_c = (1 - D_c) \cdot Z_{thsa}(t_p + t_c) - Z_{thsa}(t_c) + Z_{thsa}(t_p); \quad (23)$$

$Z_{thsa}(t_p + t_c); Z_{thsa}(t_c); Z_{thsa}(t_p)$; – значения переходного теплового сопротивления охладителя для моментов времени $(t_p + t_c); (t_c); (t_p)$, соответственно, К/Вт.

Значения переходного теплового сопротивления охладителя определяется по известной формуле как сумма экспонент с определенными параметрами для данного охладителя

$$Z_{thsa}(t) = \sum_{i=1}^n R_i \cdot (1 - \exp(-t / \tau_i)), \quad (24)$$

где R_i, τ_i – параметры экспонент, по которым определяется переходное тепловое сопротивление охладителя.

б) для модуля IGBT с металлическим основанием

б) для модуля IGBT с металлическим основанием

$$T_{jT_{bmax}} = (P_{condT} + P_{swc}) \cdot R_{thjCT} + P_{Mc} \cdot R_{thcs} + K_M \cdot P_{Mc} \cdot (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c) + T_{amb}. \quad (31)$$

13.4. Определяется температура полупроводниковой структуры диода обратного тока:

а) для модуля IGBT без металлического основания

$$T_{jD_{amax}} = (P_{condD} + P_{rrcp}) \cdot R_{thjSD} + K_M \cdot P_{Mc} \cdot (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c) + T_{amb}. \quad (32)$$

б) для модуля IGBT с металлическим основанием

$$T_{jD_{bmax}} = (P_{condD} + P_{rrc}) \cdot R_{thjCD} + P_{Mc} \cdot R_{thcs} + K_M \cdot P_{Mc} \cdot (D_c \cdot R_{thsa} + Z_c) + T_{amb}. \quad (33)$$

13.5. Результаты вычислений по п. 13.3 и 13.4 должны показать, что значения $T_{jT_{amax}}$, должны быть близкими к значению $T_{j(op)}$, и значения $T_{jD_{max}}$, всегда меньше значения $T_{j(op)}$. Погрешность вычислений значения $T_{jT_{amax}}$ определяется по формуле

$$\delta_c = \frac{T_{jT_{amax}} - T_{j(op)}}{T_{j(op)}} \cdot 100\%. \quad (34)$$

Если значение $\delta_c < 3\%$, то расчеты выполнены без ошибок.

Пример 3. Циклическая нагрузка инвертора с параметрами из примера 1 с такими дополнительными параметрами: $K_{ovl} = 1,5$; $t_p = 60$ с; параметры экспонент, аппроксимирующих переходное тепловое сопротивление охладителя P 16 / 200F представлены в табл. 1.

Результаты расчета: $I_{out} = 85,9$ А; $I_m = 121,5$ А; $P_{condT} = 53,7$ Вт; $P_{condD} = 10,4$ Вт; $t_c = 135$ с; $Z_{thsa}(60с) = 0,0210$ К/Вт; $Z_{thsa}(135 с) = 0,0310$ К/Вт; $Z_{thsa}(195 с) = 0,0347$ К/Вт; $P_{swc} = 141,4$ Вт; $U_{DC} = 653,2$ В; $f_{swc} = 13,224$ кГц; $P_{swcp} = 141,4$ Вт; $P_{грp} = 54,8$ Вт; $T_{jT_{amax}} = 150,0$ °С; $T_{jD_{amax}} = 119,5$ °С; $d_c = 0,0\%$.

На рис. 2 представлены две зависимости максимально допустимой частоты коммутации IGBT в режиме циклической нагрузки от значения коэффициента перегрузки инвертора, параметры которого приведены в примере 3.

Вывод 4. С увеличением уровня перегрузки с соблюдением условия (20) максимально допустимое значение частоты коммутации снижается почти линейно.

Как указывалось выше, значение максимально допустимой частоты коммутации IGBT зависит от интенсивности их охлаждения, теплового сопротивления охладителя. Продемонстрируем это на следующем примере.

Пример 4. Циклическая нагрузка инвертора с параметрами из примера 3, но с охлаждением одного модуля SKiiP 39AC12T4V1 одним из трех охладителей: Pх 16/200F ($R_{thsa} = 0,034$ К/Вт), Pх 16/280F ($R_{thsa} = 0,029$ К/Вт) и Pх 16/360F ($R_{thsa} = 0,025$ К/Вт).

Результаты расчета по формулам (1)–(6), (20)–(26): при охладителе Pх 16/200F $f_{swc} = 13,001$ кГц; при охладителе Pх 16/280F $f_{swc} = 14,655$ кГц; при охладителе Pх 16/360F $f_{swc} = 15,822$ кГц, приведены на рис. 3.

Таблица 1. Параметры экспонент, аппроксимирующих переходное тепловое сопротивление охладителя P 16 / 200F

<i>i</i>	1	2	3	4
R_i , К/Вт	0,0284	0,0076	0,0025	0,0005
τ_i , с	101,95	48	11,87	0,3796

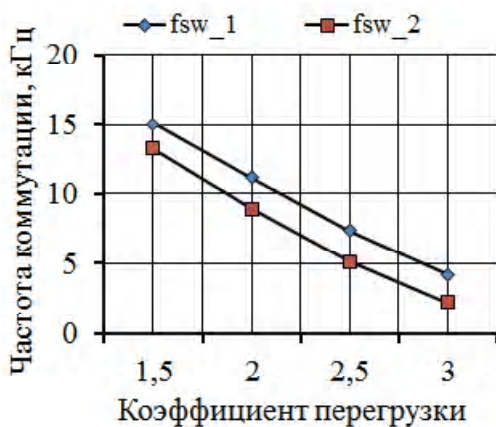


Рис. 2. Зависимости частоты коммутации от коэффициента перегрузки при длительности нагрузки в цикле 10 с – кривая fsw_1 и 60 с – кривая fsw_2

Вывод 5. Снижение теплового сопротивления охладителя (например, при увеличении длины его профиля) приводит к увеличению значения максимально допустимой частоты коммутации модуля IGBT

Если на охладителе установлено несколько модулей, то значение максимально допустимой частоты коммутации модуля IGBT уменьшается. На рис. 4 показано изменение максимальной частоты коммутации модуля IGBT в режиме примера 4 на охладителе Pх 16 / 360F в зависимости от количества охлаждаемых модулей.

Вывод 6. Увеличение количества и мощности источников тепла на охладителе приводит к уменьшению значения максимально допустимой частоты коммутации модуля IGBT.

Сейчас только структуры IGBT, созданные по технологии Trench 4 допускают максимальную температуру 175°С и рабочую температуру 150°С. Другие технологии создания структур IGBT, обеспечивающие более высокое быстродействие или более высокое напряжение в закрытом состоянии, имеют более низкие значения максимально допустимой температуры. В связи с этим представляет интерес влияние снижения рабочей температуры IGBT на максимально допустимое значение частоты коммутации.

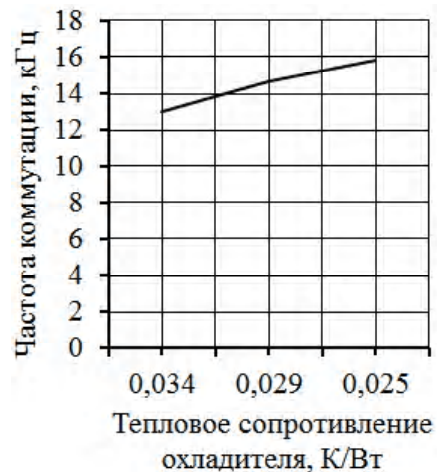


Рис. 3. Зависимость максимально допустимой частоты коммутации от теплового сопротивления охладителя

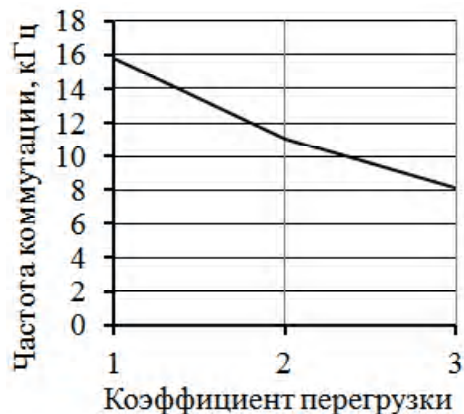


Рис. 4. Влияние количества охлаждаемых модулей на максимальную частоту коммутации

Пример 5. Циклическая нагрузка инвертора с параметрами из примера 3 с охлаждением одного модуля SKiiP 39AC12T4V1 охладителем P_x 16/200F, но при следующих значениях максимально допустимой температуры полупроводниковой структуры IGBT: 110; 125; 140; 155; 170°C.

Результаты расчета по формулам (1)–(6), (20)–(26) представлены на рис. 5, причем увеличение мощности потерь в модуле обусловлено увеличением динамических потерь связанных с повышением частоты коммутации.

Вывод 7. С уменьшением значения максимальной рабочей температуры полупроводниковой структуры IGBT значение максимально допустимой частоты коммутации также линейно снижается.

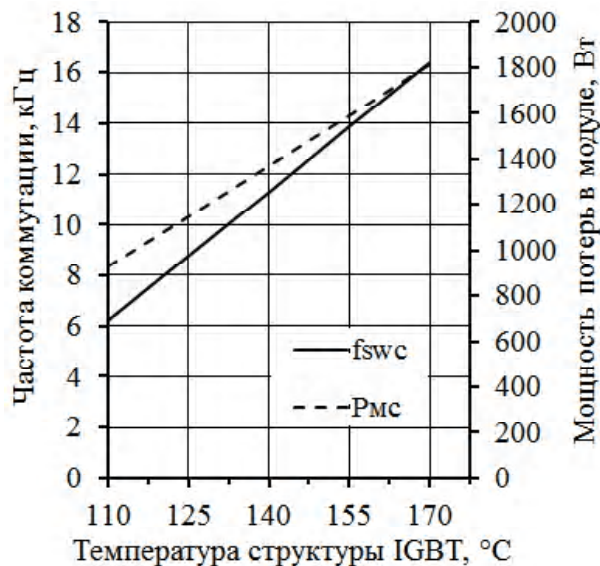


Рис. 5. Зависимость максимальной частоты коммутации и мощности потерь в модуле в интервале времени нагрузки от максимальной температуры структуры IGBT в цикле

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный алгоритм расчета позволяет определить максимально допустимое значение частоты коммутации модуля IGBT в зависимости, как от параметров модуля, так и от влияния внешних факторов: мощности или тока нагрузки инвертора, типа охладителя и режима его работы.

В процессе выполнения расчетов определяются значения статических и динамических мощностей потерь в IGBT.

В. С. Остренко

Визначення максимально допустимого значения частоты комутації модуля IGBT

Пропонується алгоритм розрахунку максимальної частоти комутації модулів IGBT у дворівневному інверторі напруги в режимі постійного або циклічного навантаження. При цьому температура напівпровідникової структури IGBT не перевищує максимально допустиме значення. Розглянуто фактори, що впливають на максимально допустиме значення частоти комутації IGBT.

Ключові слова: модуль IGBT, втрати потужності, частота комутації, температура напівпровідникової структури.

V. Ostrenko

Determination of the maximum value of the switching frequency IGBT module

An algorithm for the calculation of the maximum switching frequency of IGBT modules in the two-level voltage inverter mode, constant or cyclic loads, is proposed. The junction temperature of the IGBT does not exceed the maximum allowable value. The factors influencing the maximum allowed switching frequency of IGBT is considered.

Key words: module IGBT, power loss, switching frequency, junction temperature.

Это позволяет разработчику инвертора уточнять тип используемого модуля. При небольшой мощности нагрузки (и при высоких требованиях к синусоидальности формы тока в нагрузке) мощность статических потерь также невелика, а мощность динамических потерь большая. В этом случае желательно использовать быстродействующий модуль с меньшей мощностью динамических потерь, но с повышенной мощностью потерь в состоянии проводимости, что в данном случае не оказывает существенного влияния на температуру полупроводниковой структуры. При большой мощности нагрузки, когда мощность статических потерь в модуле сравнима или превышает мощность динамических потерь, необходимо использовать модуль с пониженной мощностью потерь в проводящем состоянии.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. MiniSKiiP Generation II Technical Explanations [Электронный ресурс] = Техническое описание второго поколения модулей MiniSKiiP / Musamettin Zurnaci / Semikron – Электронные данные (1 файл). [August 2012] – Режим доступа: http://www.semikron.com/skcompub/de/MiniSKiiP_11.pdf свободный, – Загл. с экрана.
2. *Иванов-Смоленский, А. В.* Электрические машины: учебник для вузов. В двух томах. Том 1 – М. : Издательский дом МЭИ, 2006. – 652 с.
3. Applying IGBT [Электронный ресурс] = Применение IGBT / Bjorn Backlund, Raffael Schnell, Ulrich Schlapbach, Roland Fischer, Evgeny Tsyplakov / ABB Semiconductors – Электронные данные (1 файл). – Switzerland [2009] – Режим доступа: [http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/2f1b6e7c0b7832ebc12575ae002691b6/\\$file/5sya2053-03%20applying%20igbts.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot256.nsf/veritydisplay/2f1b6e7c0b7832ebc12575ae002691b6/$file/5sya2053-03%20applying%20igbts.pdf) свободный, – Загл. с экрана.
4. Глава 11. АВТОНОМНЫЕ ИНВЕРТОРЫ [Электронный ресурс] / – Электронные данные (1 файл). – [2009?] – Режим доступа: http://epa.susu.ac.ru/assets/files/PromElectronika/Glava11_Pt.pdf свободный, – Загл. с экрана.
5. *Херманн, Ральф* SKiiP 4 – новая серия IPM для применения высокой мощности / Ральф Херманн, Андрей Колпаков // Силовая Электроника. – 2009. – №4. – С. 14–18.

Стаття надійшла до редакції 07.09.2012.

Після доробки 05.10.2012.