

В установившемся режиме работы схемы рассеиваемую мощность в определенной рабочей точке можно рассчитать:

IGBT

Рассеиваемая мощность при включении: $P_{on/T} = f_s \cdot E_{on/T}(V_D, i_{LL}, T_{j/T})$

Рассеиваемая мощность при выключении: $P_{off/T} = f_s \cdot E_{off/T}(V_D, i_{LH}, T_{j/T})$

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии: $P_{fw/T} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_c(t) \cdot v_{ce}(t) dt$

Пренебрежение выбросом тока нагрузки приведет к:

$$P_{fw/T} = i_{Lavg} \cdot v_{CEsat}(i_{Lavg}, T_{j/T}) \cdot (t_1/T) \\ = i_{Lavg} \cdot v_{CEsat}(i_{Lavg}, T_{j/T}) \cdot D_T$$

D_T – рабочий цикл транзистора

i_{Lavg} – средний ток нагрузки

Обратный диод

Рассеиваемая мощность при выключении: $P_{off/D} = f_s \cdot E_{off/D}(V_D, i_{LH}, T_{j/D})$

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии: $P_{fw/T} = \frac{1}{T} \int_0^{t_2} v_F(t) \cdot i_F(t) dt$

Пренебрежение выбросом тока нагрузки приведет к:

$$P_{fw/T} = i_{Lavg} \cdot v_F(i_{Lavg}, T_{j/D}) \cdot (1 - D_T) \\ = i_{Lavg} \cdot v_F(i_{Lavg}, T_{j/D}) \cdot D_D$$

D_D – рабочий цикл диода

Расчет рассеиваемой мощности для IGBT и диода в открытом состоянии основан на идеальном рабочем цикле (пренебрегая временем коммутации в общей продолжительности цикла). Выбранные соотношения для рассеиваемой энергии при коммутации также для падения напряжения на IGBT и диоде приведены в технических данных (см.п.2)

3.2.1.3 Потери мощности в импульсном источнике напряжения инверторов /выпрямителей при синусоидальных токах

Основная схема: на рис.3.5 показаны идеальные характеристики фазы инвертора при синусоидальной модуляции длительности импульса.

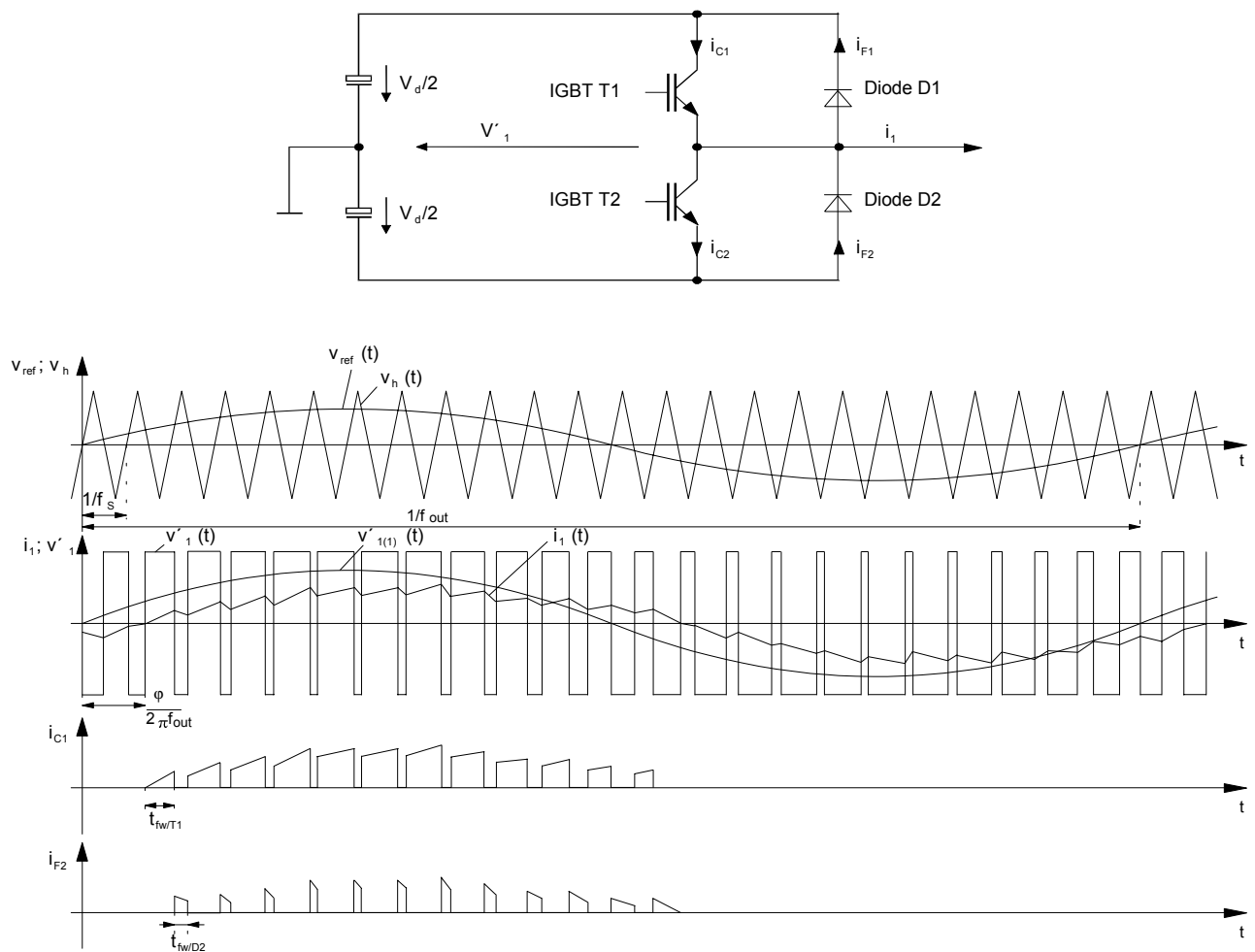


Рис.3.5

При модуляции синусоидой длительности импульса последовательность импульсов возникает при сравнении опорного напряжения v_{ref} с дополнительным управляющим напряжением v_h , посредством чего основная частота переменного напряжения f_{out} определяется опорным напряжением, а частота импульсов f_s - дополнительным управляющим напряжением.

Пересечение опорного и дополнительного управляющего напряжения является основой для времени коммутации при работе преобразователя.

Если $v_{ref} \leq v_h$, это называется режимом линейной модуляции в инверторе.

Следующие пояснения даны для линейного режима работы. Кроме того, предполагается, что основная частота переменного напряжения намного меньше частоты импульсов.

Использование напряжения преобразователя можно выразить коэффициентом модуляции m . Он показывает соотношение между амплитудой основной гармоники переменного напряжения и 50 % постоянного питающего напряжения. При чисто синусоидальном опорном напряжении коэффициент модуляции будет $0 \leq m \leq 1$. Фазовый сдвиг между основной гармоникой переменного тока и напряжения описывается углом φ .

Характеристики тока и напряжения IGBT и диодов, которые сдвинуты во времени, становятся почти идентичными из-за симметричной структуры цепей инвертора. Поэтому достаточно рассмотреть только один IGBT (здесь T1) и один диод (здесь T2) с соответствующим расчетом рассеиваемой мощности (затем результат умножается на соответствующее число IGBT/диодов инвертора).

В отличие от расчетов в п.3.2.1.2 рабочего цикла, ток нагрузки и температура перехода не постоянны в статическом состоянии, а изменяются в зависимости от основной частоты переменного напряжения (например 50/60 Гц). Это значит, что потери мощности при коммутации и в открытом состоянии IGBT и диодов являются временно нестабильными и требуют подробного расчета потерь мощности системы.

Соответственно, точные результаты нельзя получить при сильно упрощенном способе расчета.

Далее приведены два способа расчета.

1. Аппроксимация характеристик компонентов полиномиальными уравнениями (подробно в [194])

В этом расчете находятся зависимости падения напряжения на транзисторе или диоде в открытом состоянии от тока нагрузки и температуры перехода, а также рассеиваемой энергии при переключении от тока нагрузки, напряжение питания и температура перехода аппроксимированы полиномиальным уравнением типа $y = f(x) = A + Bx + Cx^2$. Для этого имеющиеся параметры компонентов можно взять из технических данных, или определить с помощью простых измерительных цепей в импульсном преобразователе, которые, однако, требуют значительных затрат.

Приведенные полиномиальные уравнения можно рассчитать при помощи соответствующего программного обеспечения для подгонки кривых. Коэффициенты А-С приведенных уравнений обобщают определенные зависимости параметров.

Соответственно, уравнения 3.1 – 3.3 можно взять для расчета средней рассеиваемой энергии. Предполагались следующие упрощения:

- пренебрегли временем переключения транзистора и диода,
- температуры переходов временно постоянны (допустимо, если $f_{out} = \dots 50$ Гц),
- линейная модуляция в преобразователе,
- пренебрегли выбросом тока частоты коммутации.

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии

Включая аппроксимацию прямой характеристики IGBT и диода в соответствии с $y = A + Bx$, и учитывая температурные коэффициенты прямого падения напряжения, получаем следующие уравнения:

$$P_{fwT1} = \left(\frac{1}{2} - \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/T}}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{A_{fw/T}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/T}}{3\pi} \cdot \hat{i}_1^2 \right) \quad (3.1)$$

$$P_{fwD2} = \left(\frac{1}{2} + \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left(\frac{A_{fw/D}}{\pi} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/D}}{4} \cdot \hat{i}_1^2 \right) - m \cdot \cos\varphi \cdot \left(\frac{A_{fw/D}}{8} \cdot \hat{i}_1 + \frac{B_{fw/D}}{3\pi} \cdot \hat{i}_1^2 \right) \quad (3.2)$$

Рис.3.6 поясняет влияние времени мертвой зоны коммутации t_{dead} от рассеиваемой энергии в открытом состоянии (t_{dead} определяет эффективность рабочих циклов) на примере 1200 В /50 А – IGBT модуля. Особенно при наличии высоких частот, t_{dead} можно учитывать в расчетах средней рассеиваемой мощности в открытом состоянии.

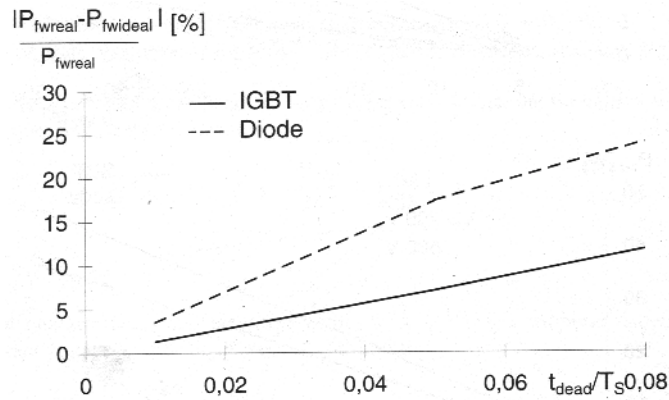


Рис.3.6 Рассеиваемая мощность в открытом состоянии в зависимости от мертвой зоны коммутации ($i_{1eff} = 25$ А; $m = 0.8$; $\cos \varphi = 0.8$)

Потери при коммутации

Следующие уравнения появились в результате аппроксимации зависимости потерь при коммутации от тока в соответствии с $y = Vx + Cx^2$ с учетом коэффициентов температуры и напряжения в коммутационных потерях:

$$P_{on+offT1} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left(\frac{B_{on+off/T}}{\pi} + \frac{C_{on+off/T}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (3.3)$$

$$P_{offD1} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left(\frac{B_{off/D}}{\pi} + \frac{C_{off/D}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (3.4)$$

На рис.3.7 показан результат таких расчетов на примере 1200 В /50 А – IGBT сдвоенного модуля в инверторе.

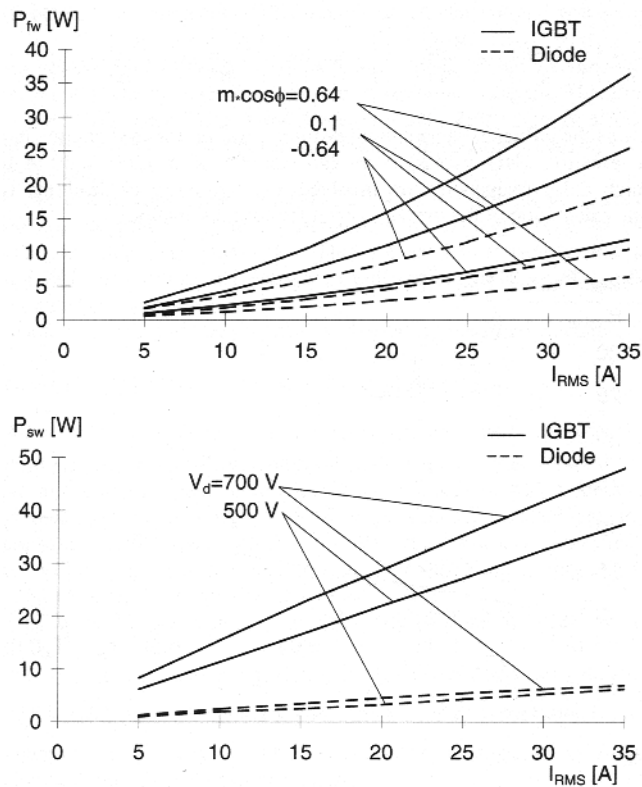


Рис.3.7 а) рассеиваемая мощность в открытом состоянии ($t_{dead} = 5$ мкс, $T_j = 125$ °C)
 б) потери при коммутации ($f_s = 10$ кГц, $T_j = 125$ °C)

Произведение $m \cdot \cos\phi$ показывает как общая рассеиваемая мощность делиться между IGBT и диодом (см. также п.1.3.1.4)

$m \cdot \cos\phi = 0.64$ показывает рабочую точку в режиме инвертора (нагрузка двигатель)

$m \cdot \cos\phi = 0.1$ показывает рабочую точку в режиме разгона двигателя

$m \cdot \cos\phi = -0.64$ показывает рабочую точку в режиме выпрямителя

Описанная выше процедура расчета рассеиваемой мощности в IGBT и диоде показывает очень точные результаты, однако определение параметров требует большей сложности. Поэтому, можно рекомендовать следующий очень упрощенный расчет для получения грубых результатов.

2. Упрощенная линейная аппроксимация [274]

Допущения:

- пренебрегли временем переключения взимоблокировки транзистора и диода,
- температуры переходов временно постоянны (допустимо, если $f_{out} = ..50$ Гц),
- линейная модуляция в преобразователе,
- пренебрегли выбросом тока частоты коммутации (синусоидальный ток)
- $f_s \gg f_{out}$

Рассеиваемая мощность в открытом состоянии

IGBT T1:

Если выходную характеристику линеаризировать с $y = A + Bx$, временную зависимость напряжения насыщения V_{CEsat} можно выразить как:

$$V_{CEsat}(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot i_C(t) = V_{CE0} + r_{CE} \cdot \hat{i}_1 \sin \omega t$$

где: V_{CE0} = пороговое напряжение выходной характеристики при $i_C=0$

r_{CE} = сопротивление IGBT в открытом состоянии (скорость нарастания выходной характеристики)

Учитывая синусоидальную зависимость рабочего цикла от времени, рассеиваемую мощность в открытом состоянии IGBT T1 можно вычислить в соответствии с

$$P_{fw/T1} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{CE0}}{\pi} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_{CE}}{4} \cdot \bar{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{V_{CE0}}{8} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_{CE}}{3\pi} \cdot \bar{i}_1^2 \right) \quad (3.5)$$

Диод D2:

Если выходную характеристику линеаризировать с $y = A + Bx$, временную зависимость напряжения насыщения V_{CEsat} можно выразить как:

$$V_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot i_F(t) = V_{F0} + r_F \cdot \hat{i}_1 \sin \omega t$$

где: V_{F0} = пороговое напряжение выходной характеристики при $i_F=0$

r_F = сопротивление диода в открытом состоянии (скорость нарастания выходной характеристики)

Учитывая синусоидальную зависимость рабочего цикла от времени, рассеиваемую мощность в открытом состоянии диода D2 можно вычислить в соответствии с

$$P_{fw/D2} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{F0}}{\pi} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_F}{4} \cdot \bar{i}_1^2 \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(\frac{V_{F0}}{8} \cdot \bar{i}_1 + \frac{r_F}{3\pi} \cdot \bar{i}_1^2 \right) \quad (3.6)$$

Потери при коммутации

IGBT T1:

При обеспечении линейной зависимости рассеиваемой энергии при коммутации от тока коллектора, общую рассеиваемую мощность IGBT можно рассчитать с помощью

$$P_{on/off/T1} = (1/\pi) \cdot f_s \cdot [E_{on/T}(\hat{i}_1) + E_{off/T}(\hat{i}_1)] \quad (3.7)$$

Уравнение 3.7 реально основывается на предположении, что потери коммутации в IGBT, возникающие в течение одной полуволны синусоиды такие же, как и потери коммутации при протекании эквивалентного постоянного тока, который будет соответствовать среднему значению полуволны синусоиды.

Потери при коммутации в IGBT примерно линейно преобразуются в другие постоянные напряжения.

Диод D2:

При обеспечении линейной зависимости рассеиваемой энергии при отключении от тока коллектора, общую рассеиваемую мощность IGBT можно рассчитать с помощью