

在电路进入稳态后,工作点的功耗可以计算如下:

### IGBT

$$\text{开通损耗: } P_{\text{on/T}} = f_s * E_{\text{on/T}}(V_d, i_{\text{LL}}, T_{\text{j/T}})$$

$$\text{关断损耗: } P_{\text{off/T}} = f_s * E_{\text{off/T}}(V_d, i_{\text{LH}}, T_{\text{j/T}})$$

$$\text{通态损耗: } P_{\text{fw/T}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} i_{\text{C}}(t) \cdot V_{\text{CE}}(t) dt$$

当忽略负载电流的波动时:

$$\begin{aligned} P_{\text{fw/T}} &= i_{\text{Lavg}} * V_{\text{CEsat}}(i_{\text{Lavg}}, T_{\text{j/T}}) * (t_1/T) \\ &= i_{\text{Lavg}} * V_{\text{CEsat}}(i_{\text{Lavg}}, T_{\text{j/T}}) * D_{\text{T}} \end{aligned}$$

其中  $D_{\text{T}}$  为晶体管的占空比,  $i_{\text{Lavg}}$  为负载电流的平均值。

### 续流二极管:

$$\text{关断损耗: } P_{\text{off/D}} = f_s * E_{\text{off/D}}(V_d, i_{\text{LL}}, T_{\text{j/D}})$$

$$\text{通态损耗: } P_{\text{fw/T}} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^T V_{\text{F}}(t) \cdot i_{\text{F}}(t) dt$$

当忽略负载电流的波动时:

$$\begin{aligned} P_{\text{fw/D}} &= i_{\text{Lavg}} * V_{\text{F}}(i_{\text{Lavg}}, T_{\text{j/D}}) * (1-D_{\text{T}}) \\ &= i_{\text{Lavg}} * V_{\text{F}}(i_{\text{Lavg}}, T_{\text{j/D}}) * (D_{\text{D}}) \end{aligned}$$

其中  $D_{\text{D}}$  为二极管的占空比。

在以上计算 IGBT 和二极管通态损耗的公式中,假定了占空比为理想值(即忽略不计开关时间占总周期的比例)。

在 IGBT 和二极管的参数表中给出了开通能耗、关断能耗以及通态压降的测量数值(见第二篇)。

#### 3.2.1.3 具有正弦电流波型的脉冲电压逆变器或整流器的功耗

基本电路:图3.5显示了一个正弦脉宽调制的逆变器一相电路的理想特性曲线。

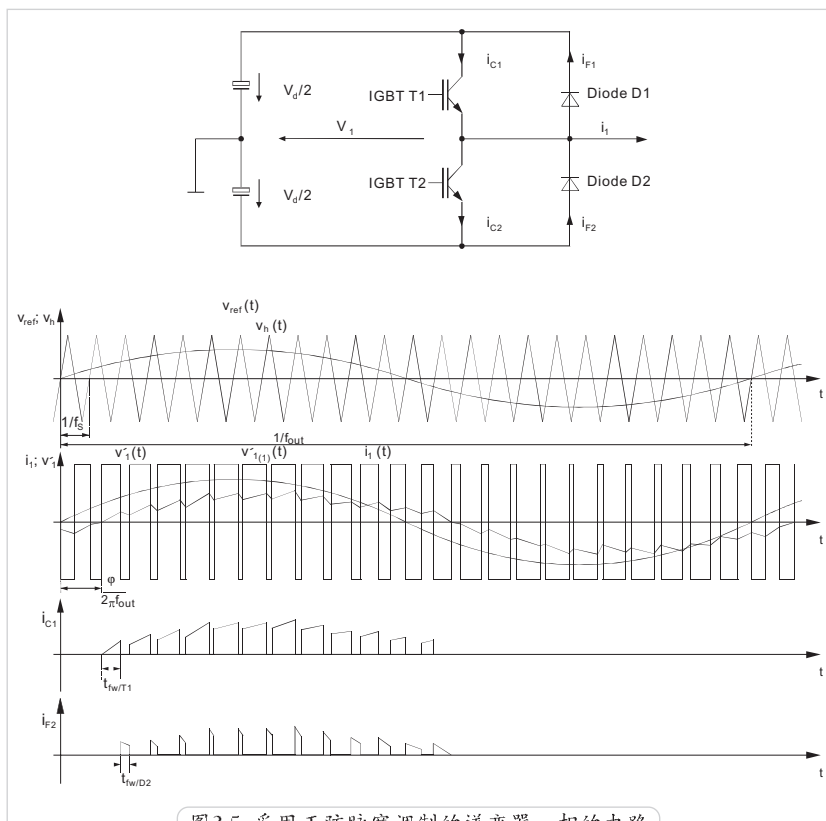


图3.5 采用正弦脉宽调制的逆变器一相的电路

在采用正弦脉宽调制方法时，脉冲的产生是通过比较一个参考电压  $v_{ref}$  与一个辅助控制电压  $v_h$  而得到的，其中交流输出的基波频率  $f_{out}$  由参考电压给定，而开关的开关频率或脉冲频率  $f_s$  则由辅助控制电压给定。

参考电压和辅助控制电压的交点给出了该逆变器一相的换流时刻。

如果  $\hat{v}_{ref} \leq \hat{v}_h$ ，则逆变器工作在线性调制模式。

下面将只讨论这一工作模式。另外我们还假定开关频率大大高于交流输出的基波频率。

衡量一个逆变器电压利用率的参数是调制度  $m$ 。它表达为交流电压基波的幅值与直流母线电压一半之比。在参考电压为纯正弦波的情况下，线性调制的调制度为  $0 \leq m \leq 1$ 。

交流电压与电流的基波分量之间的相位差可以用相位角  $\varphi$  来描述。

由于逆变器结构是对称的,各相 IGBT 与二极管电流和电压曲线的形状是相同的,它们相互间仅仅存在一个固定的相位差。因此,只要对一个 IGBT (这里是 T1) 和一个二极管 (这里是 D2) 进行功耗的分析就足够了。将分析的结果再乘以逆变器中相应的 IGBT 与二极管数量就可以得到逆变器的功耗。

与 3.2.1.2 节中所示的计算公式有所不同的是,即使电路工作在稳态时,它的占空比、负载电流和结温也都不是常数,而是随着交流输出的基波频率 (例如, 50 或 60Hz) 而变化。这意味着 IGBT 和二极管的开关与通态损耗均随时间而变化,从而使功耗的分析更加复杂化。

因此,采用极其简化的计算方法是可能得到精确的结果的。

以下将介绍两种分析的方法:

### 1. 用幂指数来近似元件特性 (详细描述见[194])

在这一方法里,晶体管与二极管的通态电压对负载电流以及结温的关系是用一个幂指数  $y = f(x) = A+Bx+Cx^2$  来近似的。这一近似同样也适用于晶体管与二极管的开关能耗对负载电流、直流母线电压以及结温的关系。为此,元件的参数需要从参数表中 (如果存在的话) 找出或者借助一个简单的脉冲斩波电路来测量出,这当然意味着一定的工作量。

在这以后,幂指数的参数可以采用市场上通用的曲线拟合软件来确定。

幂指数的系数 A、B、C 便包含了所代表的元件对上述参数的依赖性。

然后,平均功耗可根据等式 3.1-3.4 来计算。

在这一方法里采用了如下的简化:

1. 忽略晶体管和二极管的开关时间;
2. 假定结温不随时间变化 (在输出频率为 50Hz 时,这一假定是允许的);
3. 逆变器处于线性调制状态下;
4. 忽略交流电流中因开关频率而产生的谐波。

#### 通态损耗

如果采用一个线性等式  $y = A+Bx$  来近似 IGBT 和二极管的通态特性并考虑通态电压的温度系数时,可以得到:

#### IGBT T1:

$$P_{fw/T1} = \left( \frac{1}{2} - \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left( \frac{A_{fw/T} \cdot \hat{i}_1 + B_{fw/T} \cdot \hat{i}_1^2}{\pi} \right) + m \cdot \cos\varphi \cdot \left( \frac{A_{fw/T} \cdot \hat{i}_1 + B_{fw/T} \cdot \hat{i}_1^2}{8} + \frac{B_{fw/T} \cdot \hat{i}_1^2}{3\pi} \right) \quad (3.1)$$

#### Diode D2:

$$P_{fw/D2} = \left( \frac{1}{2} + \frac{t_{dead}}{T_s} \right) \cdot \left( \frac{A_{fw/D} \cdot \hat{i}_1 + B_{fw/D} \cdot \hat{i}_1^2}{\pi} \right) - m \cdot \cos\varphi \cdot \left( \frac{A_{fw/D} \cdot \hat{i}_1 + B_{fw/D} \cdot \hat{i}_1^2}{8} + \frac{B_{fw/D} \cdot \hat{i}_1^2}{3\pi} \right) \quad (3.2)$$

开关的死区时间  $t_{\text{dead}}$  对通态损耗的影响 (死区时间  $t_{\text{dead}}$  影响着占空比) 由图 3.6 示出, 图中的例子为一个 1200V/50A 的 IGBT 模块。尤其是在开关频率很高的情况下, 计算通态损耗的平均值时则必须考虑死区时间  $t_{\text{dead}}$ 。

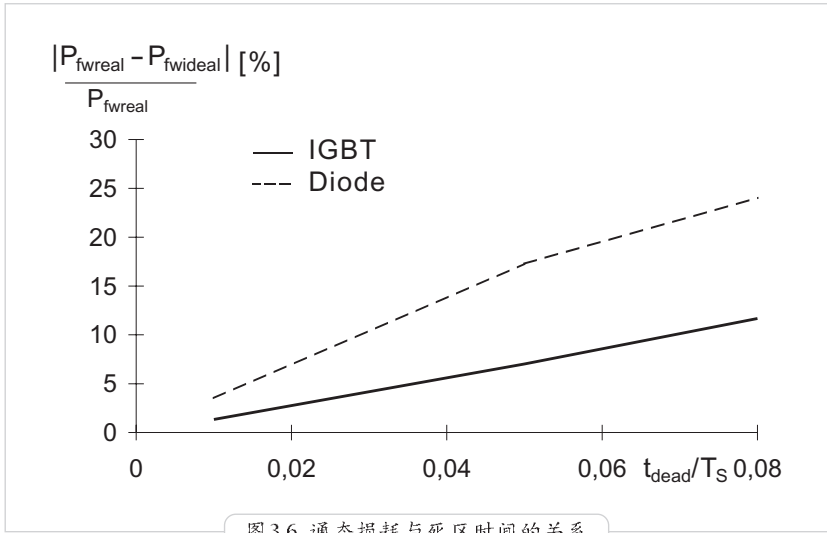


图 3.6 通态损耗与死区时间的关系

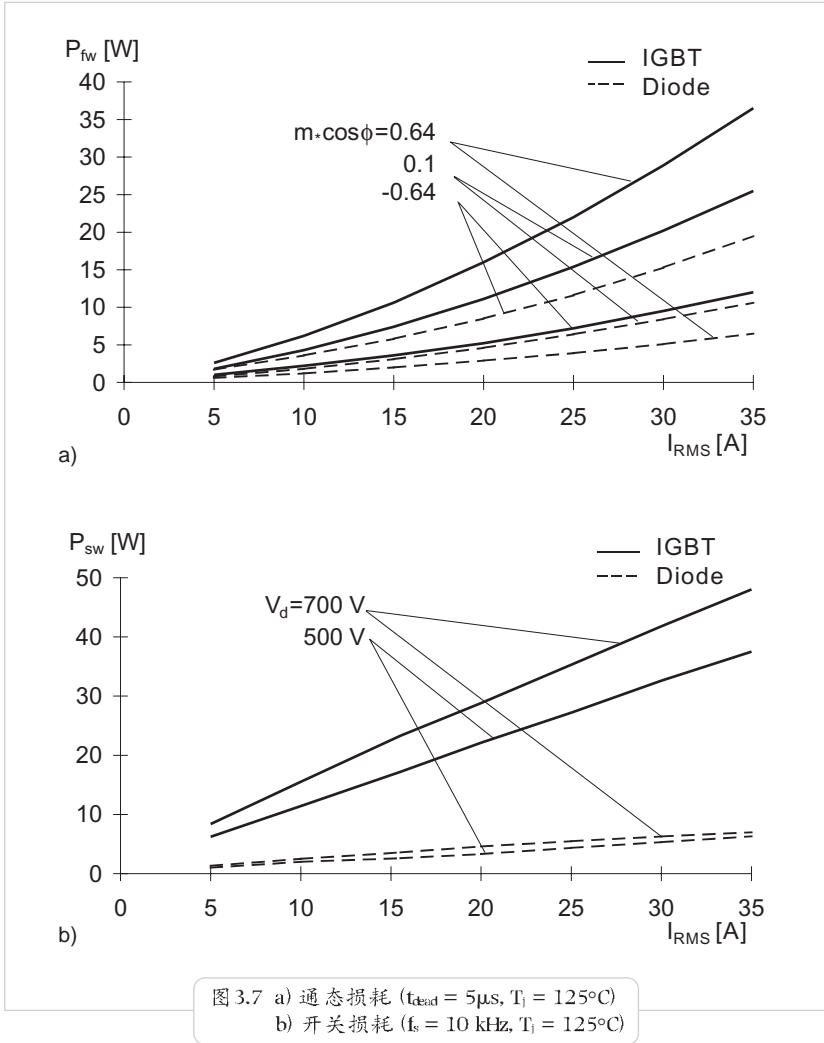
### 开关功耗

如果采用等式  $y = Bx + Cx^2$  来近似 IGBT 和二极管的开关损耗对电流的关系并考虑其温度系数以及电压系数时, 可以得到:

$$\text{IGBT T1: } P_{\text{on+off/T1}} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left( \frac{B_{\text{on+off/T}}}{\pi} + \frac{B_{\text{on+off/T}}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (3.3)$$

$$\text{Diode D2: } P_{\text{off/D1}} = f_s \cdot \hat{i}_1 \left( \frac{B_{\text{off/D}}}{\pi} + \frac{C_{\text{off/D}}}{4} \cdot \hat{i}_1 \right) \quad (3.4)$$

以 1200V/50A 的 IGBT 模块所构成的逆变器为例, 应用此法的计算结果如图 3.7 所示。



$m$  与  $\cos \varphi$  的乘积决定了总功耗在 IGBT 和二二极管之间的分布 (请参阅 1.3 和 1.4 章)。

- $m \cdot \cos \varphi = 0.64$       代表了逆变器运行在逆变状态 (电动机负载)；
- $m \cdot \cos \varphi = 0.1$       代表了逆变器在电机起动过程中；
- $m \cdot \cos \varphi = -0.64$     代表了逆变器运行在整流状态。

上述的用于计算 IGBT 和二二极管功耗的方法可以提供相当精确的结果，但其参数的确定过程相当复杂。

因此,如果仅需要一个大致结果,推荐使用下列简化的方法:

## 2. 简化的线性近似

假设:

1. 忽略晶体管和二极管的开关时间以及开关时的死区时间;
2. 结温不随时间变化(当输出频率为50Hz时,这一假定是允许的);
3. 逆变器工作在线性调制状态下;
4. 忽略交流电流因开关过程而产生的波动(电流为纯正弦波);
5.  $f_s \gg f_{out}$ 。

**通态功耗:**

### IGBT T1:

如果对输出特性以  $y = A+Bx$  进行线性化,则饱和电压  $V_{CEsat}$  随时间变化的表达式为:

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

其中  $V_{CE0}$  为输出电压在  $i_C = 0$  时的开启电压,  $r_{CE}$  为 IGBT 的通态电阻(输出特性的斜率)。

考虑到占空比与时间之间的正弦关系, IGBT T1 的通态损耗可由下式计算出:

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

### 二极管 D2:

如果输出特性以  $y = A+Bx$  进行线性化,则正向通态电压  $V_F$  随时间变化的表达式为:

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

其中  $V_{F0}$  为输出电压在  $i_F = 0$  时的开启电压,  $r_F$  为二极管的通态电阻(输出特性的斜率)。

考虑到占空比与时间之间的正弦关系,二极管 D2 的通态损耗可由下式计算出:

$$P_{T1/D2} = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{F0} \cdot \hat{i}_1}{\pi} + \frac{r_F \cdot \hat{i}_1^2}{4} \right) - m \cdot \cos\varphi \cdot \left( \frac{V_{F0} \cdot \hat{i}_1}{8} + \frac{r_F \cdot \hat{i}_1^2}{3\pi} \right) \quad (3.6)$$

## 开关功耗

### IGBT T1:

假设开关能耗与集电极电流之间存在着线性关系, 则 IGBT 的总功耗可以根据这一简化来由下式计算:

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

事实上, 公式 3.7 是基于如下假定, 即在一个电流的正弦半波内, IGBT 的开关损耗可以用一个相应的直流电流所产生的开关损耗来等效, 这个直流电流便是该正弦半波的平均值。

在其它直流母线电压下的 IGBT 开关损耗可以近似地按比例换算。

### 二极管 D2:

假设关断能耗与二极管的电流之间存在着线性关系, 则二极管的总功耗可以根据这一简化来由下式计算:

$$P_{\text{off/D2}} = \frac{1}{\pi} \cdot f_s \cdot E_{\text{off/D}}(\hat{i}_1) \quad (3.8)$$

事实上, 公式 3.8 也是基于如下假定, 即在一个电流的正弦半波内, 二极管的开关损耗可以用一个相应的直流电流所产生的开关损耗来等效, 这个直流电流便是该正弦半波的平均值。

在其它直流母线电压下的二极管开关功耗可近似地按比例换算。

对于实际运行的逆变器, 上述简化的功耗计算方法可提供足够准确的结果。

此方法的最大优点在于, 应用者可从模块的参数表中找出所有计算所需的参数。

## 3.2.2 结温的计算

### 3.2.2.1 概述

结温的计算是建立在图 3.8 所示的简化等效热路的基础上的。

在计算中, 晶体管和二极管的符号可以参照图 3.5。

此等效热路仅代表一个晶体管以及同一模块中与之换流的二极管, 即限于共同承担负载电流的一个正弦半波的两个元件 (在图中为 T1 和 D2)。按照类似的方法可以得到 T2 和 D1 的等效热路。