

在例一中采用了 IGBT 常用的开关频率 10kHz。由于 IGBT 在高频时的热抗较小，所以结温的平均值和最大值没有明显的不同。

在例二和例三中，开关频率降为 2kHz，但在例二中保持能耗不变，而在例三中则保持平均功耗和最大功耗不变。两个例子的计算结果显示出平均结温和最大结温有所不同。

可以简单地认为，当开关频率大于 3kHz 时，采用平均功耗与静态热阻所做出的计算已经足够精确。

例四显示了在很低的开关频率下，平均结温和最大结温有着明显的差异。

3.2.2.4 基波频率下的结温

器件的结温实际上是随着变流器输出电流的基波而变化的，但它的计算只有借助于计算机才能够有效地进行。

在计算中，先必须对每一个脉冲周期的电路和热路进行详细计算，然后才有可能对一个正弦半波进行积分，进而得到 IGBT 和续流二极管的结温。

图 3.12 显示了在 [194] 中介绍过的此类计算方法的原理方框图。

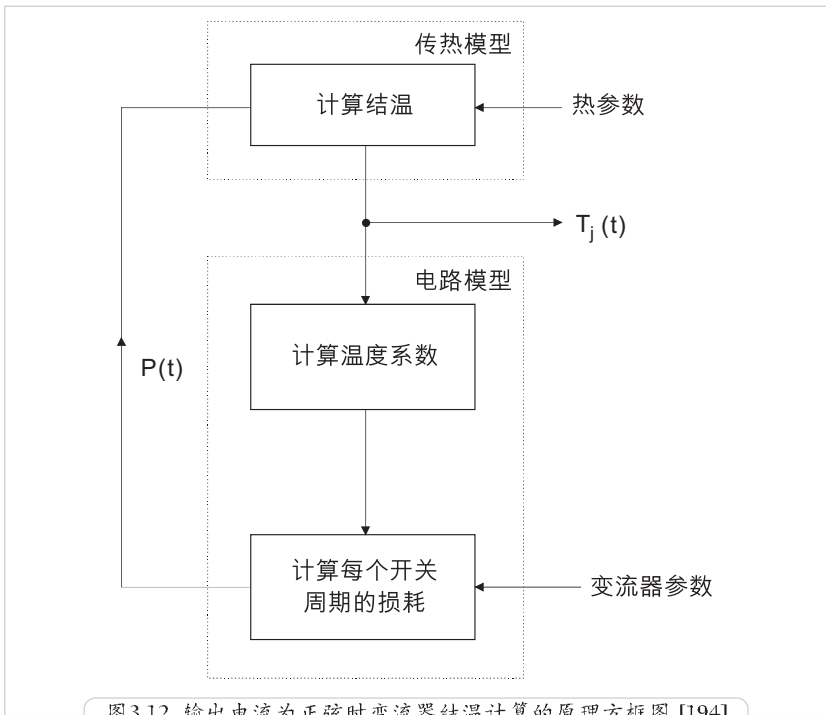


图 3.12 输出电流为正弦时变流器结温计算的原理方框图 [194]

系统的传热模型与图 3.8 大致相同，热抗是通过 RC 元件来表示的。

在实际变流器的参数为给定的情况下，如直流母线电压、负载电流的瞬时值等，每一个脉冲开关过程的损耗可借助在计算机中所储存的曲线而计算出。结温的瞬时值对计算进程的影响是通过温度系数来实现的。

图 3.13 显示了由 [194] 所得出的仿真结果，包括 IGBT 的功耗随时间而变化的特性曲线及其平均值、以及由此导出的在不同基波频率下的结温变化曲线。

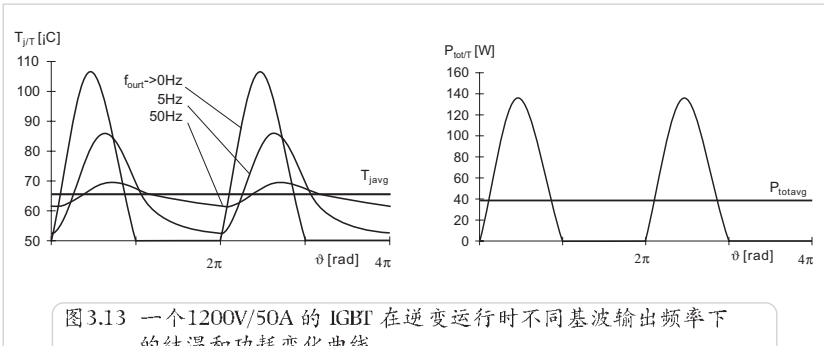


图 3.13 一个 1200V/50A 的 IGBT 在逆变运行时不同基波输出频率下的结温和功耗变化曲线
($v_d = 540$ V; $i_{\text{eff}} = 25$ A, $f_s = 8$ kHz; $\cos \varphi = 0,8$; $m = 0,8$; $T_h = 50^\circ\text{C}$)

在上例中可以看到，在 50Hz 时，最大结温仅高出平均值约 4 到 5 度。

然而，当频率更低时，最大结温会明显高出其平均值。因此，系统的散热设计不能够再以平均结温来作为依据。

所以，在给定散热器的温度和开关频率的情况下，功率模块所允许的输出电流有效值会变小。

SEMIKRON 可以应客户的要求提供相应的利用曲线（例如，SKiiPACK）。

图 3.13 还展示了结温并不随开关频率而变化。这一点与 3.2.2.3 节中的计算相同。

对于功率模块的传热系统设计来说，一个特别值得注意的情况是逆变器供电的交流电机起动过程。图 3.14 显示了相应的仿真举例。

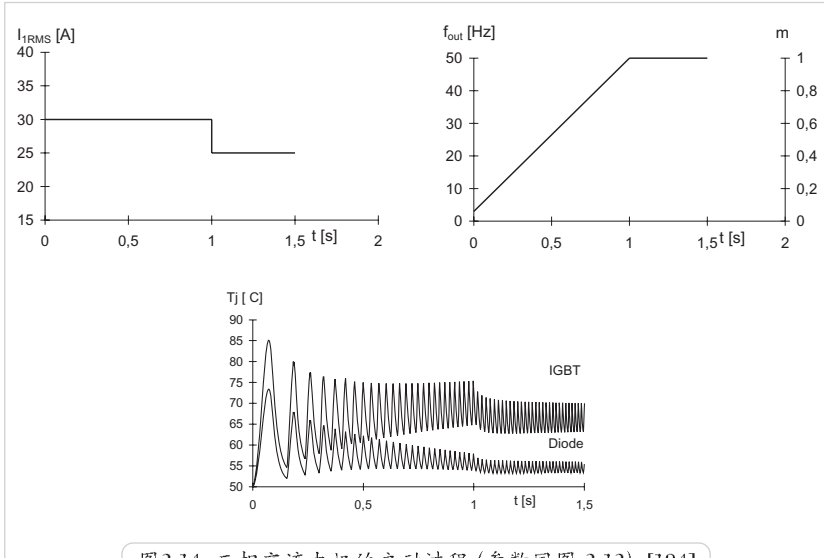


图 3.14 三相交流电机的启动过程 (参数同图 3.13) [194]

3.2.3 评估温度特性对于模块寿命的影响

当开关频率低于约 3kHz 时, IGBT 功耗的波动不再能够被芯片的动态热抗所吸收, 从而导致模块温度的波动 (见 3.2.2 节)。

正如在 1.4.2.4 节中所指出过的, 当功率模块的温度发生变化时, 它所有的内部连接会产生老化现象。老化的原因在于相邻两种材料的热膨胀系数不同, 它们之间的热应力直接导致了疲劳现象。

因此, 在系统的散热设计中检查芯片的温度波动是非常重要的。在周期性负载作用时 (开关频率、基波频率、周期性负载), 芯片温度的循环次数应该保证不低于所要求的数目。所以在此情况下, 不是芯片的最高允许结温 T_{jmax} , 而是在周期性负载时的芯片温差 $\Delta T_j = T_{jmax} - T_{jmin}$ 决定了功率模块的最大功耗。

可能达到的负载循环次数 n 与温度变化幅度 ΔT_j 之间的关系取决于很多因素。相应的测量需要大量的时间和花费, 见 2.7 章和 [231]。

在主动的功率循环试验中, 功率模块的寿命不仅仅取决于温差 ΔT_j , 而且也和测试过程中的平均温度 T_m 有关。LESIT 研究项目的结果清楚地证实了这一点 [303]。

图 3.15 显示了出自 LESIT 项目的功率模块寿命图, 其中用于测试的模块来自不同的制造商。SEMİKRON 对其中部分参数作了相应的调整。这个系列测试的结果反映了当时 (1995年) 的制造水平。时至今日, 通过不断改善焊