

当 $I_{\text{pmd}} = 0.25\text{mA}$ 时, 由式 (15.4) 可得

$$R_{14} = \frac{3.75}{0.000\ 25} = 15\ \text{k}\Omega$$

当 $I_{\text{pmd}} = 0.25\text{mA}$, $I_{\text{pl}} = 4.61\text{A}$, $R_s = 0.25\Omega$ 时, 由式 (15.5) 可得

$$R_2 = \frac{4.61 \times 0.25}{0.000\ 25} = 4.61\ \text{k}\Omega$$

为了减小 EA2 的偏差, 应选择 R_3 等于 R_2 。

15.4.5 采用 UC3854 芯片的 boost 电路开关频率的选择

其他内部电路元件的要求, 进一步决定了 PFC 5 脚 MD 的电流, R_{14} 同时也设定 boost 开关频率。当 R_{14} 固定时, boost 开关频率可由下式决定

$$F_s = \frac{1.25}{R_{14}C_{11}} \quad (15.6)$$

式中, C_{11} 是 PFC 14 脚的接地电容。 R_{14} 的单位为欧姆, C_{11} 的单位为法拉, F_s 的单位为赫兹。UC3854 可达到的最高频率为 200kHz 左右, 但一般选择为 100kHz 左右。

15.4.6 boost 输出电感 L1 的选择

图 15.5 和图 15.7 中的 boost 电感的选择必须满足当正弦输入电压达到峰值时有一个合乎要求的最小电网纹波电流。电感在输入功率最大和输入电压最小时选择, 这时正弦波电流峰值 $\overline{I_{\text{pl}}}$ 最大。纹波电流为 ΔI , 斜坡幅值为图 15.5 所示的 I_{Q1} 或 I_{D1} 。它是当 Q1 导通时间 $\overline{T_{\text{on}}}$ 最大时对应于 L1 上最小电压 $\underline{V_p}$ 的 L1 的电流改变量。 $\underline{V_{\text{rms}}}$ 和 $\overline{I_{\text{rms}}}$ 分别表示电压有效值的最小值和电流有效值的最大值。

$$L1 = \frac{\underline{V_p} \overline{T_{\text{on}}}}{\Delta I} = \frac{1.41 \underline{V_{\text{rms}}} \overline{T_{\text{on}}}}{\Delta I} \quad (15.7)$$

而

$$\overline{I_{\text{pl}}} = \frac{1.41 P_o}{E \underline{V_{\text{rms}}}} \quad (15.8)$$

选择 $\Delta I = 0.2 \overline{I_{\text{pl}}}$, 则有

$$\Delta I = \frac{0.2 \times 1.41 P_o}{E \underline{V_{\text{rms}}}} = \frac{0.282 P_o}{E \underline{V_{\text{rms}}}} \quad (15.9)$$

则由式 (15.7) 和式 (15.9) 可得

$$L1 = \frac{5.0 (\underline{V_{\text{rms}}})^2 \overline{E T_{\text{on}}}}{P_o} \quad (15.10)$$

现在由式 (15.1) 可得

$$\overline{T_{\text{on}}} = T \left(\frac{1 - \underline{V_p}}{\underline{V_o}} \right) \quad (15.11)$$

选择 $\underline{V_o}$ 大于 $\overline{V_p}$ 10%—— $\overline{V_p}$ 为输入为最大值时的正弦输入幅值, 可得

$$\overline{T_{\text{on}}} = T \left(1 - \frac{V_p}{1.1 \overline{V_p}} \right) \quad (15.12)$$

$V_p / \overline{V_p} = V_{\text{rms}} / V_{\text{rms}}$, 并取 $V_{\text{rms}} = 90\text{V}$, $\overline{V_{\text{rms}}} = 250\text{V}$, 则由式 (15.12) 可得

$$\overline{T_{\text{on}}} = T \left(1 - \frac{90}{1.1 \times 250} \right) = 0.673T \quad (15.13)$$

又由式 (15.10) 和式 (15.13) 可得

$$L1 = \frac{3.37(V_{\text{rms}})^2 T E}{P_o} \quad (15.14)$$

因此, 当 $V_{\text{rms}} = 90\text{V}$, $f = 100\text{kHz}$ ($T = 10\mu\text{s}$), $E = 85\%$, $P_o = 250\text{W}$ 时, 由式 (15.14) 可得

$$L1 = \frac{3.37(90^2)(10 \times 10^{-6})(0.85)}{250} = 928 \mu\text{H}$$

15.4.7 boost 输出电容的选择

参照图 15.10, boost 电容 C_o 一般用于给 DC/DC 变换器供电 (一般是 600W 以下的半桥电路或功率更高的全桥电路)。前面已提到, 正常的输出电压 V_{on} 一般应设为比输入有效值 V_{rms} 最大时的幅值大 10%。那么当 $\overline{V_{\text{rms}}} = 250\text{V}$ 时, $V_{\text{on}} = 1.1 \times 1.41 \times 250 = 380\text{V}$ 。这个电压值不好调节, 电压误差运放的带宽增益保持较低, 以便改善它对负载电流变化时的响应。因此, 在这种交流输入电压情况下, 设定最小输出电压 V_o 为 370V。

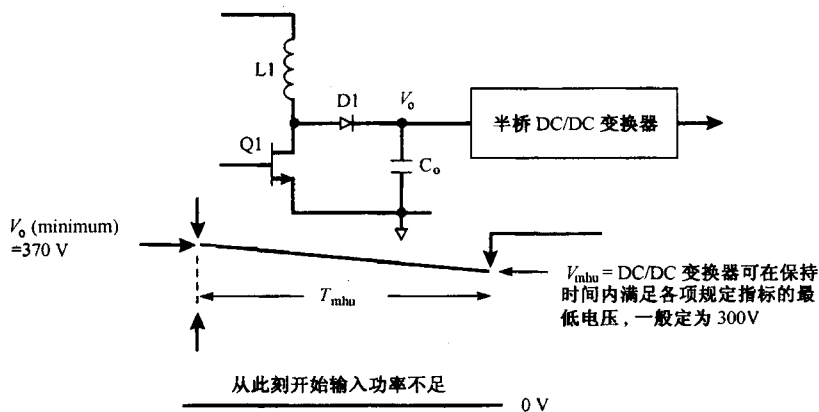


图 15.10 电容 C_o 的选择必须满足规定的保持时间

现在, 如果交流输入突然断开, V_o 最小时, 希望 C_o 足够大, 以保持输出电压为一个定值 (V_{mhu})。 V_{mhu} 是能够保证 DC/DC 变换器所有输出维持为规定值一段时间 (一般规定为 30ms) 的电压。

当 V_o 从 V_o 向 V_{mhu} 下降时, DC/DC 变换器的导通时间增大以维持其所有输出在规定的范围内。对于大多数变换器拓扑, V_o 下降越少时需要较大的电容, 而允许 V_o 有较大压降则会导致 DC/DC 变换器导通时间增大甚至达到最大导通时间, 如半个开关周期 (许多拓扑的最大导通时间就是半个开关周期)。 V_{mhu} 一般折中选择为比 V_o 低 60V 到 80V, 并且将变换器的变压器次

级电压设计得足够高, 以使 V_{mhu} 作输入时的导通时间仍然是半个周期的 80% (3.2.2.1 节)。

因此, C_o 可由下式来选择

$$C_o = \frac{I_{\text{av}} T_{\text{hu}}}{\Delta V} = \frac{I_{\text{av}} T_{\text{hu}}}{V_o - V_{\text{mhu}}} \quad (15.15)$$

式中, I_{av} 是 V_o 从 V_o 下降到 V_{mhu} 时输出电流的平均值。变换器输出功率为 P_c , 效率为 E_c 时

$$I_{\text{av}} = \frac{2P_c}{E_c(V_o + V_{\text{mhu}})} \quad (15.16)$$

因此, 当 $V_{\text{mhu}} = V_o - 70 = 370 - 70 = 300\text{V}$ 且 $T_{\text{hu}} = 30\text{ms}$ 时, 由式 (15.15) 可得

$$C_o = \frac{I_{\text{av}} \times 0.03}{370 - 300} = 429 \times 10^{-6} I_{\text{av}}$$

并且当 $P_c = 250\text{W}$, $E_c = 0.85$ 时, 由式 (15.16) 可得

$$I_{\text{av}} = \frac{2 \times 250}{0.85(370 + 300)} = 0.88 \text{ A}$$

$$C_o = 0.88(429 \times 10^{-6}) = 378 \text{ mF, 一般取为 } 400 \text{ mF}$$

必须恰当设计 DC/DC 变换器的变压器, 在上面规定的 V_{mhu} 或输入为 300V 电压值时能得到需要的输出。正如 3.2.2.1 节中讨论的那样, 如果次级匝数足够多能产生足够高的次级电压, 就可以确保在 $V_{\text{mhu}} = 300\text{V}$ 且导通时间为半个周期的 80% 时即可得到输出电压。

电容 C_o 的选择, 除了必须满足得到希望的输出电压保持时间, 还要使电容有足够的额定纹波电流值。boost 二极管 D2 (图 15.7) 的电流由直流分量 (从 V_o 流出的直流负载电流) 和振幅等于直流负载电流的 120Hz 谐波分量组成。显然, 电流的直流分量流入负载, 而 120Hz 谐波分量流入电容 C_o 。因此, C_o 的纹波电流额定值的有效值 $I_{\text{rms}} = 0.707 I_{\text{dc}}$ 。对于输出功率为 250W 的 DC/DC 变换器, 当 $V_o = 388\text{V}$, 效率为 85% 且 $I_{\text{dc}} = 250 / (388 \times 0.85) = 0.76\text{A}$ 时, C_o 纹波电流额定值的有效值是 $0.707 \times 0.76 = 0.54\text{A}$ 。

15.4.8 UC3854 的峰值电流限制

PFC 2 脚的峰值限制比较器、电阻 R4 和 R5 (图 15.9) 组成峰值电流限制电路。由图 15.9 可知, 当触发器 FF1 复位时, 开关管 Q1 关断, 流过 Q1 的电流截止。当电流限制比较器的反相输入端 (2 脚) 的直流电压低于正相输入端的电压 (地) 时, 电流限制比较器的输出为高电平, 这时触发器复位。电阻 R4 和 R5 由 PFC 9 脚的 7.5V 基准电压供电, 提供上拉电位, 以使 PFC 2 脚电位降到地电位, 这时就限制峰值电流为 I_{pl} , 也就是

$$I_{\text{pl}} R_s = I_{\text{R4}} R4$$

但当 PFC 2 脚电位为地电位时

$$I_{\text{R4}} = I_{\text{R5}} = \frac{7.5}{R5}$$

那么, 当 $R5 = 10\text{k}\Omega$ 且 $I_{\text{R4}} = 0.75\text{mA}$ 时

$$R4 = \frac{R_s I_{\text{lp}}}{I_{\text{R4}}} \quad (15.17)$$

设 $P_o = 250\text{W}$, 则由前面的计算可知峰值电流 $I_{\text{p}} = 4.61\text{A}$ 。那么当峰值电流限制为 5.5A 时,

由式 (15.17) 可得 $R4 = 0.25 \times 5.5 / 0.00075 = 1.8k\Omega$ 。

15.4.9 设计稳定的 UC3854 反馈环

反馈环的稳定性不在这一章讨论的范围内。UC3854 有两个反馈环，一个是强迫输入电网电流为正弦波的高带宽内部环 (EA2)，另一个是保持输出电压恒定的低带宽外环 (EA1)。

EA2(图 15.7 和图 15.9)是一个 2 型接法线性运放(12.6 节)，它的零点为 $F_z = 1/(2\pi R6C15)$ ，一个极点为 $F_p = 1/(2\pi R6C13)$ ，另外还有一个初始极点为 $1/[2\pi R3(C13+C15)]$ 。

电压误差放大器 EA1 除了可以保持直流输出电压恒定外，还可以通过在电网的三次谐波或更高谐波频率处设置较低的带宽和增益来减少 60Hz 电网电流的谐波畸变。

这些反馈环的详细设计在文献 1 至文献 4 中有所讨论。

15.5 Motorola MC34261 功率因数校正芯片

Motorola MC34261 是另一个被广泛应用的功率因数校正芯片 (见参考文献 5)，图 15.11 给出了这种芯片的电路结构。和 Unitrode 芯片一样，它采用 boost 变换器将桥式整流器输出的正弦半波电压转换成比输入幅值稍高的直流电压；并且检测电网输入电流，使输入电流在整个正弦半波周期内都等于基准正弦半波的值，基准正弦半波是在输入电网电压的非畸变半波基础上由芯片内部产生的。

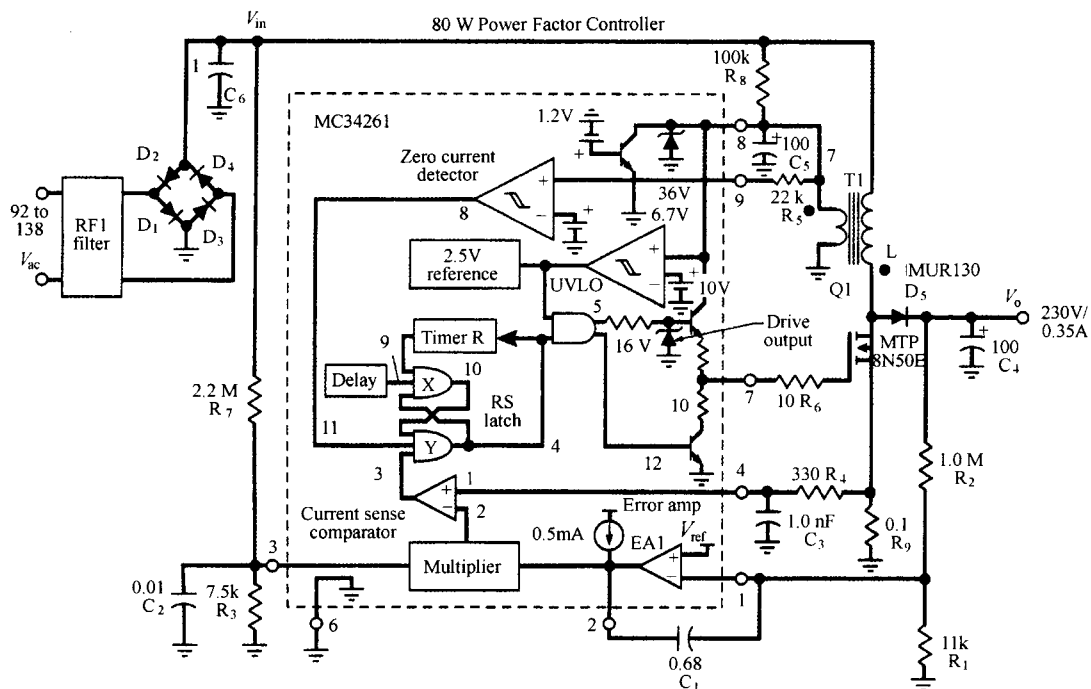


图 15.11 Motorola MC34261 功率因数校正器，它可用于交流输入为 85V 到 265V 的电路

与采用 Unitrode 芯片的 boost 变换器工作在固定的频率和连续工作模式下不同(图 15.4)，Motorola MC34261 的 boost 变换器工作在连续工作模式临界点。图 15.12 (c) 给出了一个开关周期里，T1 初级的电网电流波形。当开关管导通时，它按一定的斜率上升到峰值，开关管

关断时降回到零, 电流下降到零后立即开始上升, 没有死区时间。

在这种情况下, 因为有很大的上升和下降电流斜率, 所以这种电路可能产生很大的开关噪声。相对来说, Unitrode 芯片的电流斜率很小, 在任何一个开关周期里, 电网电流的改变量很小。采用 Motorola 和 Unitrode 芯片的功率因数校正器在相同的理想交流输入和相同的输出功率下, 二者产生非常相似的三次谐波, 二者的功率因数都高于 0.99。

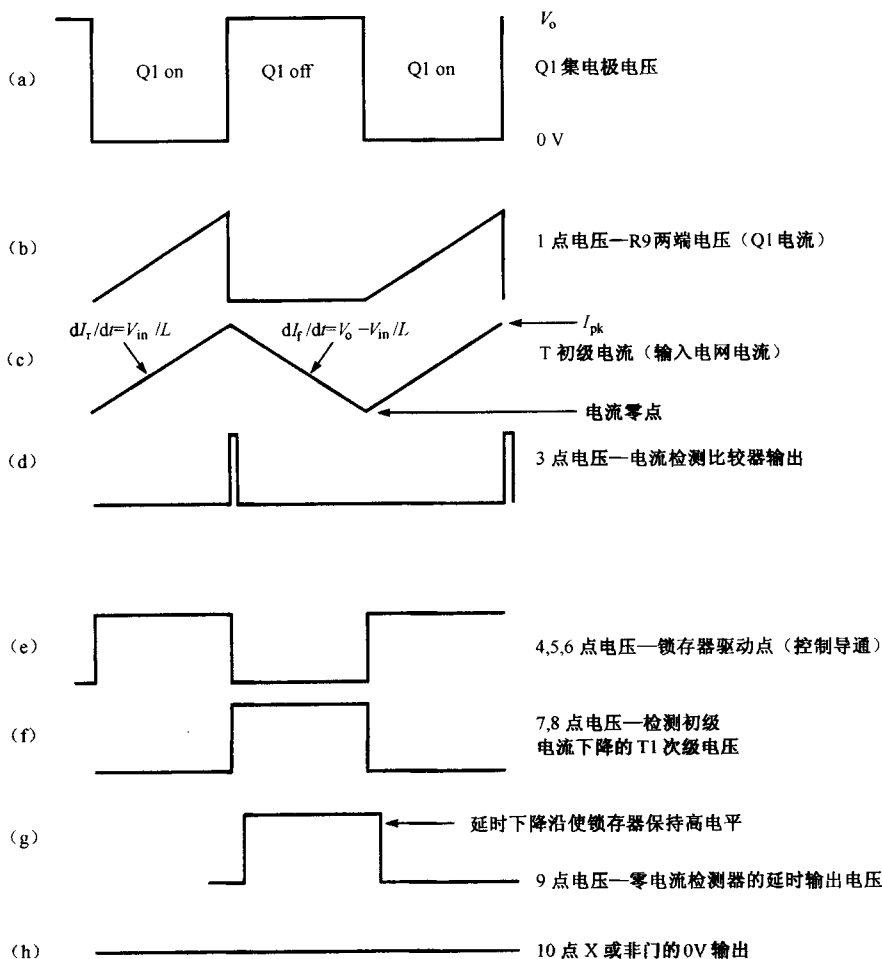


图 15.12 120Hz 正弦半波输入, 一个开关周期里, Motorola MC34261 功率因数校正器的主要波形, 所有点对应于图 15.11 中的位置

15.5.1 Motorola MC34261 的详细说明 (图 15.11)

通常在输入整流桥后面用一个非常小的电容 (C6) 取代以往连接的大滤波电容。这个电容能保证整流桥的输出电压跟随电网电压的正弦半波形式, 它最低时比地电位高 1V 左右。输出电压必须是完全正弦的并且应与电网电压同相位。EA1 输出电压接乘法器, 同正弦半波进行乘积后, 输出的电压波形通过比较器与电网电流正弦半波 (由 R7 转换成电压正弦半波) 进行比较, 以使输入电网电流为无畸变的正弦波, 并且与输入电网电压同相位。

为了防止内部电路使正弦半波畸变, PFC 3 脚的电压必须保持低于 3V。R9 的电流是不连续的三角波 (图 15.12 (b)), 它的幅值等于图 15.12 (c) 中的三角波的波峰与波谷的差值。

一个开关周期里, 图 15.12 (c) 中的三角波电流的平均值等于同一周期里电网输入电流的平均值。因此, 通过使三角波电流 (由 R9 转换成电压) 的平均值等于乘法器输出的基准正弦半波的幅值, 就可以使电网电流成为正弦波并且与电网电压同相位。

15.5.2 MC34261 的内部逻辑及结构 (图 15.11 和图 15.12)

假设 RS 已闭锁, 4 点和 5 点已经为高电平, PFC 7 脚变为高电平, 导通主开关管 Q1。Q1 集电极降到地电位 (图 15.12 (a)), Q1 和 T1 的电流以斜率 $dI/dt = V_{in}/L$ 上升 (图 15.12 (b) 和图 15.12 (c))。当流过 R9 两端的压降达到与乘法器输出端 (2 点) 的瞬时电压相等的峰值 (1 点) 时, 电流比较器输出端 (3 点) 为高电平并使 RS 复位, 这时 4 点变为低电平, 并使 5 点和芯片的 7 脚输出低电平, 从而关断 Q1。

Q1 集电极电压 (图 15.12 (a)) 上升到 V_o , T1 初级电流开始以斜率 $dI/dt = (V_o - V_{in})/L$ 下降 (图 15.12 (c)), T1 初级同名端变为正电位, 次级的同名端 (7 点) 也变为正电位。RS 的两个输入端 (9 点和 11 点) 都为高电平, 所以 RS 的两输出端 (4 点和 10 点) 都为低电平。只要 7 点保持高电平 (8 点也为高电平), 4 点就保持低电平。4 点为低电平使 12 点为高电平且 5 点为低电平, 因此 PFC 7 脚为低电平, 这使 Q1 关断。只要 PFC 7 脚为低电平, 或者 T1 初级电流还未减小到零, Q1 就保持关断。

当 T1 初级电流降到零 (图 15.12 (c)), 次级的同名端 (7 点) 降到地电位, 则零电流检测器的输出 (8 点) 也为低电平。或非门 Y 的三个输入端均为低电平, 输出 4 点变为高电平, 这使 5 点变为高电平, 从而再次导通 Q1 重复前一周。但是在 7 点降到低电平后, 要保证闭锁状态为 4 点高电平和 10 点低电平。这个过程解释如下。

在 8 点和 9 点之间有一个延时, 8 点降到低电平的瞬间 9 点仍然保持为高电平, 使 10 点保持为低电平。延时过后, 当 9 点降到低电平时, 已为高电平的 4 点使或非门 X 输出保持为低电平, 从而实现 4 点的高电平和 10 点的低电平闭锁状态, 直到流过 Q1 的电流使 1 点的电压超过 2 点乘法器瞬时输出电压。

15.5.3 开关频率和 L1 电感值的计算

在图 15.12 (c) 中, 当 Q1 导通时, L1 的电压为 V_{in} , 电感 L1 的电流按斜率 $dI/dt = V_{in}/L1$ 上升。当 Q1 关断时, L1 的电压是 $(V_o - V_{in})$, 它的电流 (即交流电网输入电流) 按斜率 $dI/dt = (V_o - V_{in})/L1$ 下降。如果在 T_{on} 导通期间, 电流达到峰值 I_p , 那么在 Q1 再次导通之前, 电流必须在 T_{off} 关断期间降低到相同的 I_p 值, 或表示为

$$\frac{V_{in} T_{on}}{L1} = \frac{(V_o - V_{in}) T_{off}}{L1}$$

即

$$T_{off} = \frac{T_{on} V_{in}}{V_o - V_{in}} \quad (15.18)$$

式中, V_{in} 是瞬时正弦半波输入电压。当导通时间固定时, 关断时间与 V_{in} 有关并按式 (15.18) 改变。因此频率 $[1/(T_{on} + T_{off})]$ 随着正弦半波电压 V_{in} 改变。

电感 L 的值要设计得相当小, 但要能够承受要求的输出功率下的尖峰电流。对于大电感 (超过 1mH 的), 当电流超过 2A 时还不会饱和。这种电感不但体积大, 成本也很高。因此有

$$P_{in} = \frac{P_o}{E} = \frac{V_{rms} \overline{I_{rms}}}{E}$$

电压最小时电流最大。 $\underline{V_{rms}}$ 和 $\overline{I_{rms}}$ 分别表示电压有效值的最小值和电流有效值的最大值。

$$I_{rms} = \frac{P_o}{E \underline{V_{rms}}} = 0.707 I_{pk} \quad \text{或} \quad I_{pk} = \frac{1.41 P_o}{E \underline{V_{rms}}}$$

式中, I_{pk} 是电压为 $\underline{V_{rms}}$ 时 60Hz 电网输入电流的峰值。但是由图 15.12 (c) 可知, 因为一个开关周期的电流平均值仅仅是 $(1/2)I_{pkt}$, 因此 $I_{pkt} = 2I_{pk}$, 或可表示为

$$I_{pkt} = \frac{2.82 P_o}{E \underline{V_{rms}}} \quad (15.19)$$

这是电压为 $\underline{V_{rms}}$ 时, 在输入正弦半波峰值处的开关管电流峰值。在正弦半波的峰值时刻导通开关管, 则流过晶体管的电流按一定的斜率上升到

$$I_{pkt} = \frac{V_p T_{on}}{L}$$

式中, $\underline{V_p} = 1.41 \underline{V_{rms}}$, 因此 L 为

$$L = \frac{1.41 \underline{V_{rms}} T_{on}}{I_{pkt}}$$

由式 (15.19) 可得

$$L = \frac{(V_{rms})^2 T_{on} E}{2 P_o} \quad (15.20)$$

现在假设正常情况下, 最小和最大的输入电压有效值分别为 120V、92V 和 138V。当 $\underline{V_{rms}} = 92V$, $P_o = 80W$, $E = 0.95$ 时, 有

$$L1 = \frac{(92)^2 \times 0.95 T_{on}}{2 \times 80} = 50 T_{on} \quad (15.21)$$

如果选择 T_{on} 为 $10\mu s$, 则由式 (15.21) 可得 $L = 500 \mu H$, 而 $I_{pkt} = 1.41 \times 92 \times 10 \times 10^{-6} / (500 \times 10^{-6}) = 2.59A$, 这个峰值电流相对来说比较合适。

boost 输出电压必须大于最大线输入电压的峰值。当 $\overline{V_{rms}} = 138V$ 时, 正弦波峰值为 $1.41 \times 138 = 195V$, 如果 boost 电压不能高于这个电压, 则由式 (15.18) 可知关断时间将很大, 导通时间和频率就会很小。对于较高的 boost 电压, 这么大的频率改变将使开关管在关断时承受较高的电压应力且二极管 D5 的反向恢复时间问题会变得更严重。

因此, 在低网压 (92V) 时, 正弦波峰值是 $1.41 \times 92 = 129V$ 。如果输出升到 245V, 由式 (15.18) 可得, 关断时间 $T_{off} = T_{on} V_{in} / (V_o - V_{in}) = 10 \times 129 / (245 - 129) = 11.1\mu s$, 使得开关周期变为 $21.1\mu s$, 即频率为 48kHz。但是高网压 $V_{AC} = 138V$ 时, $V_{in} = 1.41 \times 138 = 195V$, 当正弦半波达到峰值时由式 (15.18) 可得 $T_{off} = T_{on} V_{in} / (V_o - V_{in}) = 10 \times 195 / (245 - 195) = 39\mu s$ 。开关频率将为 $1/(T_{on} + T_{off}) = 20kHz$ 。频率从 92V 网压峰值时的 48kHz 到 138V 网压峰值时的 20kHz 的改变是不允许的。

然而, 单个正弦半波周期内的开关频率改变量更大。假设 $V_{AC} = 92V$, 并且被升压到 245V,

由前面的分析可知, 正弦半波达到峰值时的开关频率为 48kHz。现在计算正弦半波接近谷点(一般在相位为 10° 的地方)时的开关频率。在 92V 交流电网的相位 10° 处 $V_{in} = 1.41 \times 92 \sin 10^\circ = 23V$, 由式 (15.18) 得 $T_{off} = T_{on} \times 23 / (245 - 23) = 0.1T_{on}$, 这时的开关频率为 $1/0.1 = 99kHz$ 。

这种随着交流输入电压变化开关频率也随之变化, 特别是 120Hz 正弦半波从瞬时高到低变化时开关频率也变化的现象, 会引起 RFI/EMI 问题, 因为它包含很宽的频谱。虽然如此, MC34261 芯片在整个工业领域里仍已被广泛接受。

15.5.4 MC34261 电流检测电阻 (R9) 和乘法器输入电阻网络 (R3 和 R7) 的选择

Motorola 数据手册里建议 $R9 = V_{CS} / I_{pkt}$ 。其中, I_{pkt} 是开关管电流的峰值(式 (15.19)), $V_{AC} = 92 \sim 138V_{rms}$ 时 V_{CS} 的极限值为 0.5V。当 $P_o = 80W$, $V_{rms} = 92V$, 效率为 95% 时, 由式 (15.19) 可得

$$I_{pkt} = \frac{2.82 \times 80}{0.95 \times 92} = 2.58 A$$

因此

$$R9 = \frac{0.5}{2.58} = 0.19 \Omega$$

数据手册里的建议, 当高网压的正弦波达到峰值时乘法器的电压(芯片 3 脚)为 $3.0V$ (V_M), 因此有

$$V_M = \frac{1.41V_{AC}R3}{R3 + R7}$$

当 $V_{AC} = 138V$ 时

$$\frac{R3}{R7} = 0.015 \omega$$

建议根据这个比值选择电阻。首先通过选择一个很高的电阻 $R7$ (一般为 $1M\Omega$) 来设置 V_M 等于 3V, 再改变 $R3$ 使交流电网电流的畸变最小。

参考文献

- 1 Claudio De Silva, "Power Factor Correction with the UC 3854," Unitrode Corporation Application Note U-125.
- 2 B. Mammano and L. Dixon, "Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies," PCIM, March 1991.
- 3 Motorola Inc. data sheet, "MC 34261 Power Factor Controller."
- 4 Motorola Inc. data sheet, "MC 34262 Power Factor Controller."
- 5 N. Nalbant and W. Chom, "Theory and Application of the ML 4821 Average Current Mode Controller," Application Note 16, Micro Linear Inc.
- 6 Toko Inc. data sheet, "TK 83854 High Power Factor Pre-regulator."
- 7 Silicon General data sheet, "Power Factor Controller."

第 16 章 电子镇流器

16.1 采用高频电源的原因

荧光灯采用高频电源意味着开关电源将有巨大的市场。从 20 世纪 80 年代中期以来的统计数字中可以看出,不同类型荧光灯的销售总量达到了每年 300 万。

从 1938 年至 20 世纪 70 年代末期,荧光灯都是直接由 60Hz 的工频电源,通过一个串连电感或一个 60Hz 的升压变压器/电感的组合来驱动的。这个电感或者变压器/电感的组合就是常说的电磁镇流器,如图 16.1 所示。

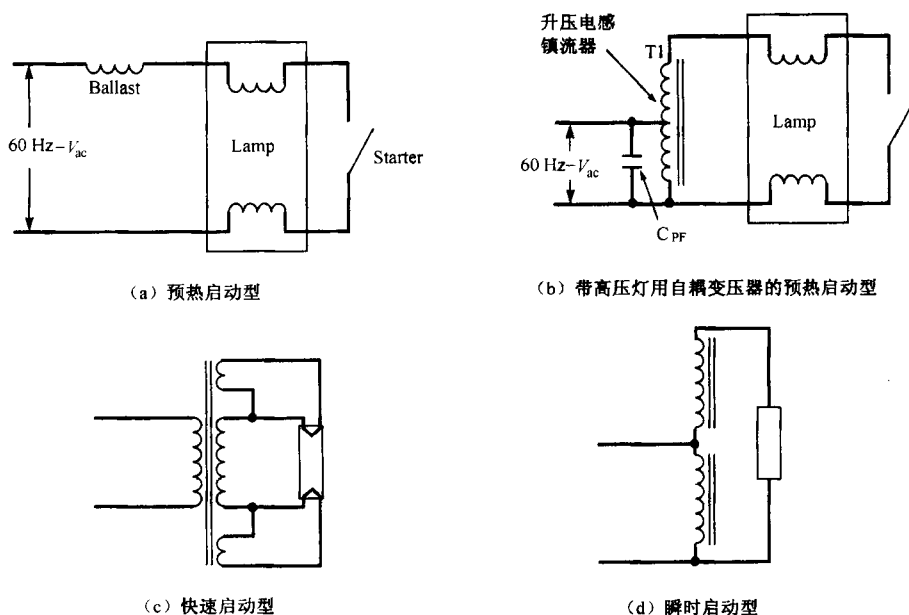


图 16.1 采用电磁镇流器的荧光灯使用的电源是 60Hz 的交流电,需要用镇流器或限流元件来与灯串联。必须采用限流元件是因为荧光灯具有负输入阻抗特性。对于 60Hz 交流电驱动的灯管,镇流器是一个电感,如图 16.1 (a) 所示,或者是变压器次级的漏感,如图 16.1 (b) 所示。在预热型灯管中,开关迅速闭合加热灯丝,点亮后则马上断开。快速启动型灯管在启动时和点亮后始终采用自加热的灯丝。瞬时启动的灯管在启动时并没有加热灯丝,而是依赖场致发射提供电子来启动灯,这就节省了预热的能量,但需要更高的启动电压,这将导致灯管寿命的缩短

串联的电感作为一个无损限流元件是必须的,因为荧光灯表现出负输入阻抗特性。其显著特点是当灯的输入电流增加时灯管两端电压却是下降的。因此,如果用一个低输出阻抗的电源为荧光灯供电,任何灯管输入电流的瞬间增加都会导致灯上的电压下降,从而使电流变得更大。这个过程将一直持续到灯管因电流过大而损坏或是灯两端电压下降到低于最低维持电压而熄灭为止。

从 1938 年到 20 世纪 80 年代中期,荧光灯每年销售量为 300 万只,因此也就需要同等

数量的电磁镇流器，而在这种销售量下每个电磁镇流器的售价仅为 5 美元。与此同时，人们也意识到，虽然使用 60Hz 的交流供电，采用无源磁性元件镇流的荧光灯电路简单、价格低廉，但同时存在着很多缺点。首先，由于灯的物理特性，在 60Hz 电源波形的过零点，灯会以 120Hz 的频率反复熄灭而产生显著的闪烁，这将会降低灯的平均亮度。其次，由于电感或变压器的铁心磁片在 60Hz 交流供电下会振动并发出噪声，这就需要把它们用柏油密封在罐子里面，这样其典型重量就达到了 3~4 磅[注：1 磅=0.454 千克]。虽然这在工业上是允许的，但仍然是一个很大的缺点，另外这种封装也会增加损耗。

这些缺点使我们把目光转向采用高频电源来驱动荧光灯，其好处是提高了灯的效率（每瓦特输入功率下灯的输出功率，单位为流明/瓦），以及可以用更小更轻的限流元件——电容镇流器，替代体积庞大且产生噪声的电磁镇流器。

早期的经验表明，荧光灯的效率会随着频率的提高而提高，在 20kHz 左右将会达到 14% 的峰值，在更高的频率下则保持基本恒定（图 16.2）。并且电容镇流器更小更轻，不发出可以听到的噪声，价格也比较低廉。同时在中高频下，灯不会闪烁，并且传导和辐射电磁干扰也更容易抑制。

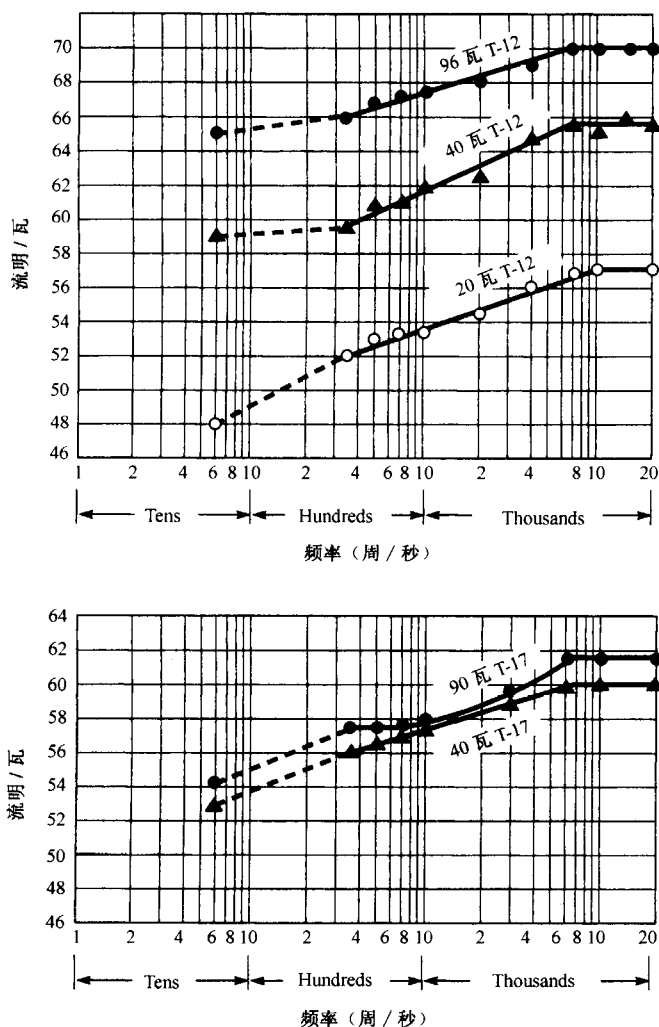


图 16.2 对应于不同频率下的 T12（直径为 1.5 英尺）和 T17（直径为 1.88 英尺）的输出，单位为流明/瓦