

D 大于 50%，说明电流环路是稳定的；当占空比 D 小于 50% 时，则电流环路处于不稳定状态。而当电流模式变换器采用具备斜坡补偿的前沿调制电路时，那么无论占空比的数值如何变化，电流环路都将维持稳定。

在下面 9 个 A 、 A_1 、 A_2 、 B 、 B_1 、 B_2 、 H 和 h 之间的关系式中，可推导得到下列的公式，但它们并不代表相应的物理特性

$$A = \frac{\Delta I_1}{m_1} \quad A_1 = \frac{h}{m_2} \quad A_2 = \frac{h}{m_1}$$

$$B = \frac{\Delta I_0}{m_2} \quad B_1 = \frac{H}{m_2} \quad B_2 = \frac{H}{m_1}$$

$$A = A_1 + A_2 \quad B = B_1 + B_2 \quad H - h = (A_2 + B_2)m$$

根据在电感器电流斜坡中的这些关系式，补偿斜坡和电感器电流的差异为

$$\Delta I_1 = -\Delta I_0 \frac{(m_1 - m)}{(m_2 + m)}$$

对于一个稳定的电流环路，存在下述方程式

$$\frac{(m_1 - m)}{(m_2 + m)} < 1$$

并且

$$m > 0.5 \times m_1$$

只用 8 引脚 CM6803/04 和 ML4803 时，最恶劣的条件出现在当占空比 $D=0$ 和 $V_{in}=380V$ 时。此时的电感电流 i_L 变化率为

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} = \frac{380}{L}$$

$$\frac{1}{SR_F C_F + 1} R_5 \frac{di_L}{dt} = \frac{380}{L} R_5 \frac{1}{SR_F C_F + 1}$$

式中： R_F 、 C_F 分别是滤波电阻、电容。所以，当频率为 70kHz 时

$$V_{osmin} = \frac{380}{L} R_5 \frac{1}{\sqrt{(R_F C_F 2\pi 70)^2 + 1}} \times \frac{1}{70}$$

式中：最小失调电压值 V_{osmin} 波形可由图 33-17 表示。

引脚 1 外接电阻器电路如图 33-18 所示。

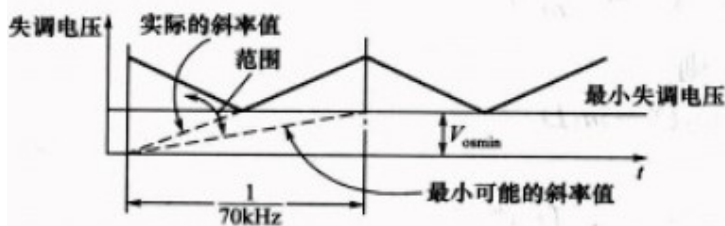


图 33-17 最小失调电压值波形

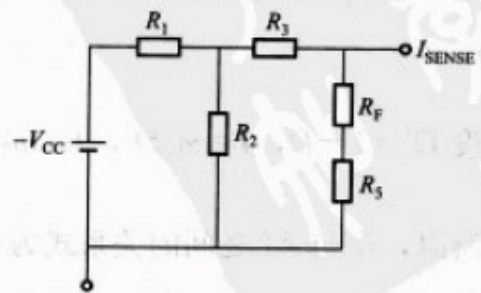


图 33-18 引脚 1 外接电阻器电路

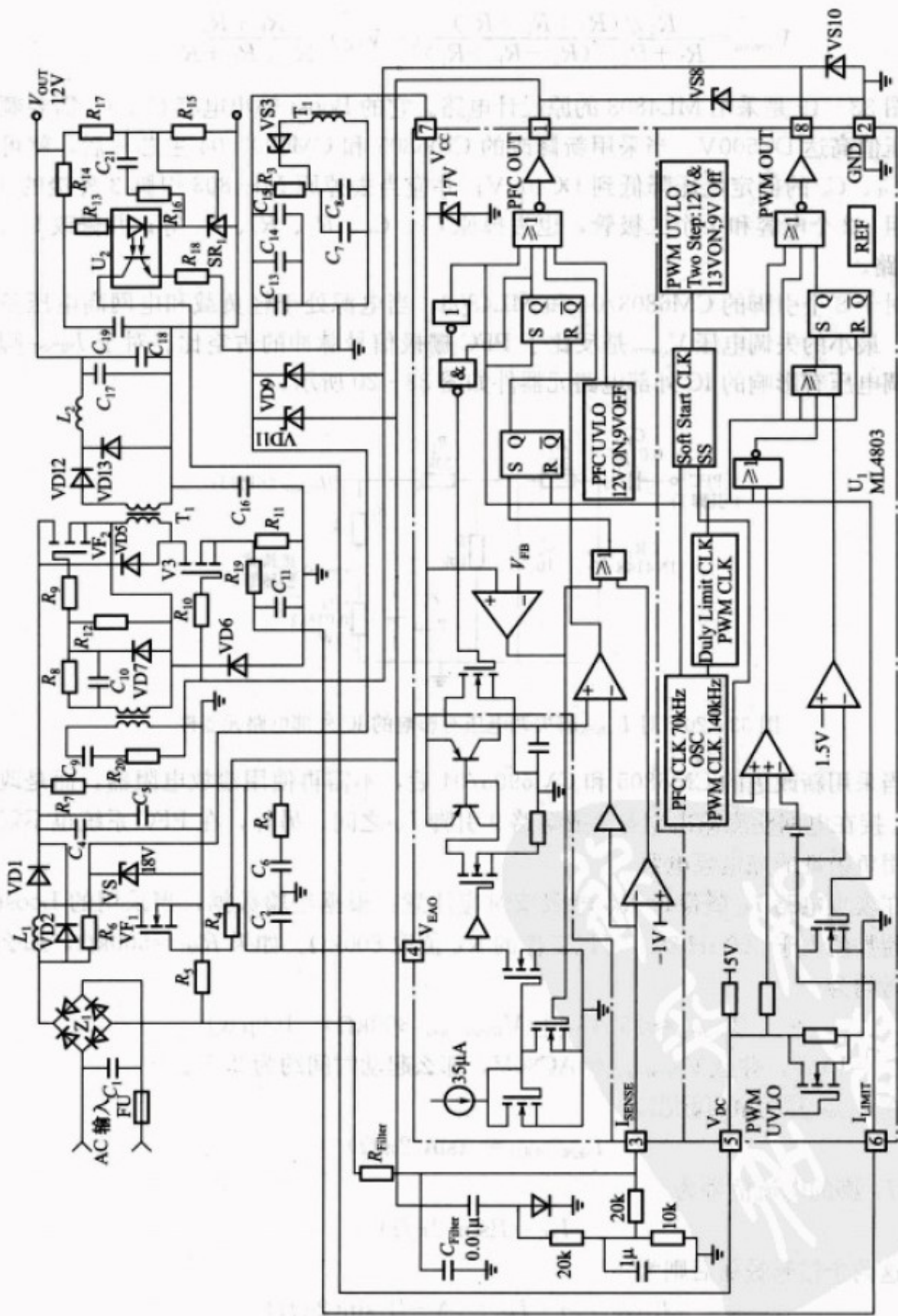


图 33-19 采用 ML4803 的原设计电路

对于 8 个引脚的 CM6803/04 和 ML4803 最小失调电压为

$$V_{\text{osmin}} = \frac{R_2 // (R_3 + R_F + R_5)}{R_1 + R_2 // (R_3 + R_F + R_5)} (-V_{\text{CC}}) \frac{R_F + R_5}{R_3 + R_F + R_5}$$

图 33-19 是采用 ML4803 的原设计电路。它的 Boost 输出电容 C_4 、 C_5 需要额定耐压值高达 DC500V。当采用新修改的 CM6805 和 CM6903/04 主芯片后，就可以把 C_4 、 C_5 的额定电压降低到 DC400V；并应当去掉原 ML4803 引脚 3 外接的 3 个电阻、2 个电容和 1 个二极管，也去掉原 C_2 、 C_6 、 R_2 、 R_7 、 R_6 等；并修改 U_2 、 R_{18} 电路。

对于 8 个引脚的 CM6803/04 和 ML4803，当电源处于轻负载和电网高电压条件时，最小的失调电压 V_{osmin} 是反比于 PFC 栅极信号脉冲的占空比。对于 I_{SENSE} 脚的失调电压有影响的 IC 外部电路元器件如图 33-20 所示。

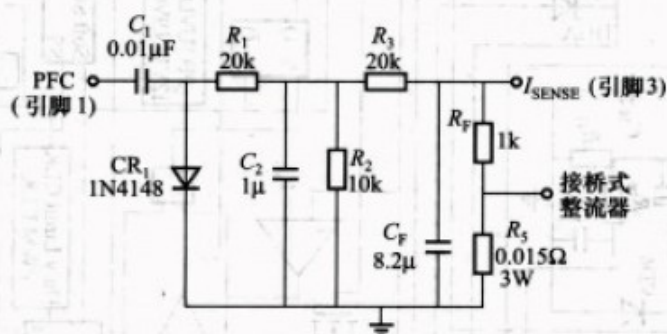


图 33-20 对 I_{SENSE} 脚失调电压有影响的 IC 外部电路元器件

当采用新改进的 CM6805 和 CM6903/04 后，不需再使用泄放电阻器，而是改用 R_{AC} 接在电网整流输出端与集成电路 9 引脚 I_{AC} 之间。另外，在 PFC 系统也不需要再用负极性的充电泵电路。

在集成电路 I_{AC} 脚设计 R_{AC} 电阻值时应注意：根据经验数据，当采用的 Boost 电感器数值大于 $500\mu\text{H}$ 时，可以工作的 R_{AC} 值取 $800\text{k}\Omega$ 。如果 $R_{\text{AC}} = 500\text{k}\Omega$ ，那么起动时间为

$$T_{\text{start-up}} \approx 15VC_{\text{VCC}} [(V_{\text{IN-rms-min}}/800\text{k}\Omega) - 100\mu\text{A}]$$

若 $C_{\text{VCC}} = 10\mu\text{F}$ ，并且 $V_{\text{IN-rms-min}} = \text{AC}80\text{V}$ ，那么起动时间约为 2.5s。

在 I_{SENSE} 脚的电流输出为

$$I_{\text{SENSE-OUT}} = A\sin(2\pi ft)$$

而在 I_{AC} 脚的电流信号为

$$I_{\text{AC}} = B\sin(2\pi ft)$$

因此这两个信号叠加后则为

$$(I_{\text{SENSE-OUT}}) + I_{\text{AC}} = (A+B)\sin(2\pi ft)$$

在 IC 两引脚的输入信号叠加波形如图 33-21 所示。注意在轻负载和高电网电压条

件下工作时， I_{AC} 会使电源的总谐波失真（THD）增大。

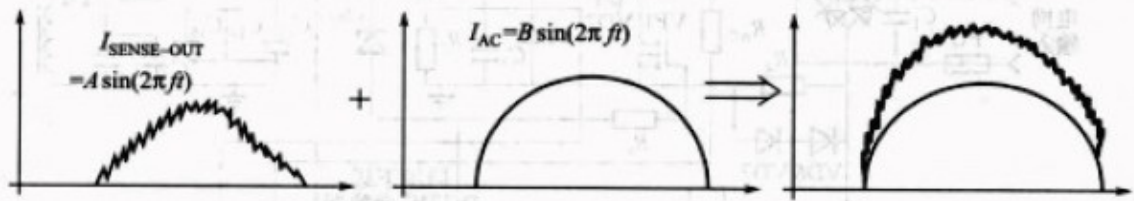


图 33-21 在 IC 两引脚的输入信号叠加波形

另外，对于复合 PFC/PWM 芯片 CM6800 系列或者 CM6903 系列， V_{FB} 脚和 V_{EAO} 脚的外部电路结构与内部 GMV 单元相关连线，如图 33-22 所示。

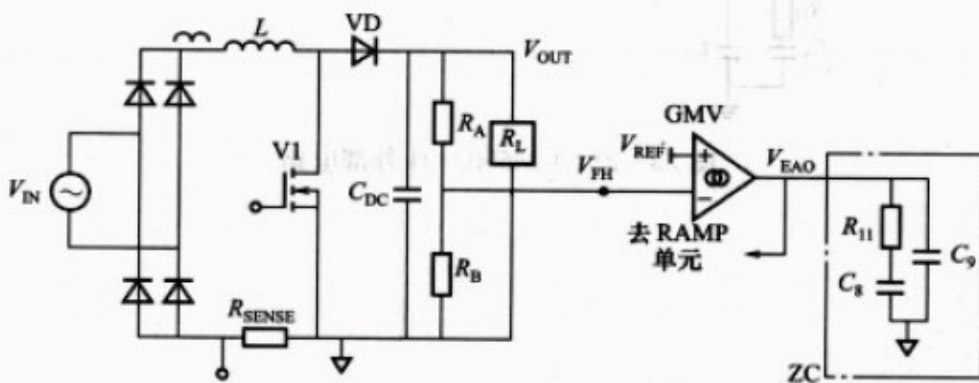


图 33-22 V_{FB} 和 V_{EAO} 两引脚外电路

因为

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{EAO}} = \frac{P_{IN平均}}{V_o \Delta V_{EAO} S_{C_{DC}}}$$

$$\frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_o} = \frac{R_B}{R_A + R_B} = \frac{2.5V}{380V}$$

$$\frac{\Delta V_{EAO}}{\Delta V_{FB}} = G_m Z_C$$

所以，环路增益可由下式得到

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{EAO}} \cdot \frac{\Delta V_{FB}}{\Delta V_o} \cdot \frac{\Delta V_{EAO}}{\Delta V_{FB}} = \frac{P_{in平均} 2.5V}{V_o \Delta V_{EAO} S_{C_{DC}} 380V} G_m Z_C$$

当采用 CM6800 系列芯片时

$$\Delta V_{EAO} = 6V - 0.625V = 5.375V$$

当采用 CM6903/04 和 CM6503/04 时

$$\Delta V_{EAO} = (6V - 0.625V) / 4 = 1.34V$$

在 CM6803/04/05 和 CM6903/04 的脉宽调制 PWM 控制电路中，还增加了 1.5V 精密电流比较器 CMP 和 10ms 数字式软起动电路。CM6903/04 外部电路如图 33-23 所示。

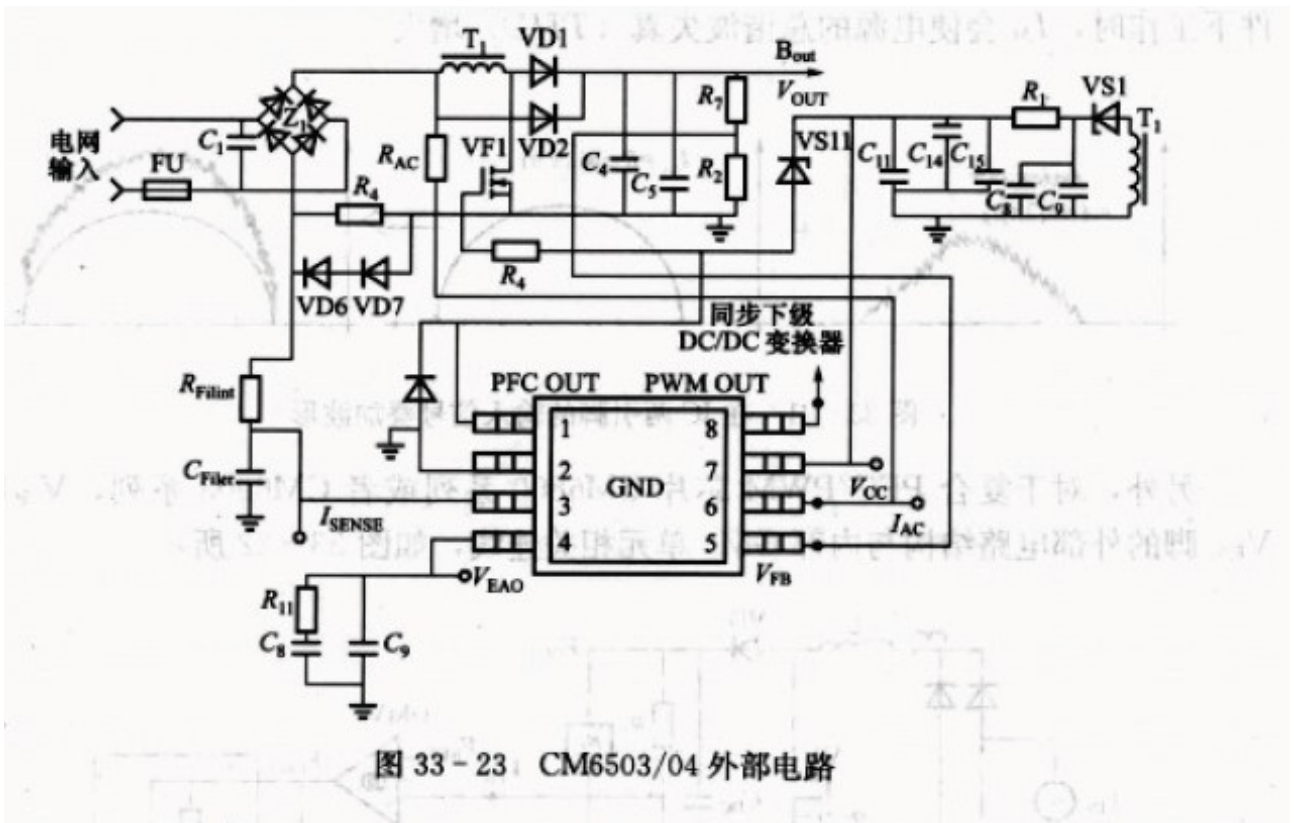


图 33-23 CM6503/04 外部电路