

图 5.3 电流模式控制芯片 (UC1846)。它可以驱动推挽式 MOSFET 变换器。两个晶体管在时钟脉冲前沿交替开始导通，电流检测电阻上的电压等于电压误差放大器输出电压时，导通结束。PWM 比较器使 Q1、Q2 电流脉冲幅值相等

从图 5.3 可以看到两个反馈环，一个由接收输出电压采样信号的误差放大器构成的电压外环和一个由接收初级峰值电流采样信号的 PWM 比较器构成的电流内环。电流采样电阻 R_i 将开关管阶梯斜坡电流转换成阶梯斜坡电压。

输入电压变化和负载变化的调整是通过改变晶体管导通时间来实现的。导通时间由误差放大器的输出电压 $V_{ca,o}$ 与电流采样信号通过 PWM 比较器比较确定。

因为所有次级都有输出电感，所以开关晶体管的电流波形具有阶梯斜坡形状。次级电流与初级电流有相同的波形，其幅值由匝比 N_s/N_p 确定。电流流过与共射极相连的电阻 R_i 产生阶梯斜坡电压 V_i 。下面介绍如何确定晶体管的导通时间。内部振荡器产生时钟脉冲 C_p ，振荡周期由外围元件 R_i 和 C_i 决定，约为 $0.9R_iC_i$ 。每次出现时钟脉冲，触发器 FF1 就复位，使其输出 Q_{pw} 为低。从后面的讨论可知， Q_{pw} 低电平宽度就是芯片输出 A (或 B) 的高电平宽度，

也就是晶体管的导通时间。

PWM 比较器输出为高时, FF1 置位, Q_{pw} 由低变高, 芯片输出 A (或 B) 由高电平变为低电平, 使晶体管关断。所以, PWM 比较器输出由低变高的时刻就是导通时间的结束时刻。

PWM 比较器将电流信号电压 V_i 和误差放大器 EA 的输出进行比较。当 V_i 的峰值与 V_{eao} 相等时, PWM 比较器输出由低变高, FF1 置位, Q_{pw} 为高, 输出 A (或 B) 由高变低, 晶体管关断。

由于时钟脉冲使 FF1 输出变低, 所以 FF1 每个时钟周期输出低电平一次。当 PWM 比较器的同相输入等于 EA 的直流输出时, FF1 输出由低变高。通常情况下, 晶体管 Q1 和 Q2 是 N 型的, 需要正的触发信号来导通。所以这些等宽的负信号通过负逻辑与非门 G1 和 G2, 转换成相位差为 180° , 由输出 A 和输出 B 交替输出的两组正脉冲。

芯片输出级 TPA 和 TPB 为“图腾柱”结构。当图腾柱的下面的开关管导通时, 上面的开关管关断, 反之亦然。输出 A 和 B 均具有很小的输出阻抗。下管导通时, 它们可吸纳 100mA 的静态电流或 400mA 的瞬态电流。上管导通时, 可提供 100mA 的静态电流或 400mA 的瞬态电流。

分相控制由二进制计数器 BC1 完成。它由时钟脉冲上升沿触发, 每个时钟脉冲触发一次。BC1 输出的两组分相负脉冲结合 Q_{pw} 负脉冲分别输入负逻辑与非门 G1 和 G2, 使芯片在 A 点和 B 点的输出为相位差 180° 的正脉冲, 其宽度与 Q_{pw} 负脉冲的相等。

Q_{pw} 从导通时间结束到下次导通开始之前这段时间为高电平。这使 G1、G2 的反向输出端均为高电平, 从而使 A 和 B 都为低电平。这就形成了一管关断后与另一管导通前之间的死区时间。死区时间内两开关管输入均为低电平这一点很重要。它使开关管在关断时栅极呈现低阻抗, 可防止噪声导致误导通。由于 G1、G2 的反相输出端同为高电平, 其同相输出端均为低电平, 使图腾柱 TPA 和 TPB 上面的开关管都关断, 避免了它们的过度损耗。

由图 5.3 可见, 时钟窄脉冲作为与非门 G1 和 G2 的第三个输入信号, 这使 G1、G2 的反相输出端在时钟脉宽时段内始终为高电平, 而 A、B 始终为低电平。这样, 即使由于故障原因控制使导通时间达到半个周期 (Q_{pw} 半个周期恒低, A 或 B 半个周期恒高), 两个导通脉冲间仍留有一定的死区, 从而防止共同导通。

5.4 电流模式优点详解

5.4.1 输入网压的调整

下面讨论芯片如何对输入网压的变化进行调整。如果输入网压 (V_{dc}) 上升, 由于次级直流输出电压与次级绕组峰值电压和晶体管导通时间有关, 次级峰值电压上升就要求晶体管导通时间下降才能保持直流输出电压不变。 V_{dc} 上升时, 次级绕组峰值电压上升, 经过 L_o 输出的 V_o 也上升。上升的 V_o 经误差放大器 (有延时) 使 V_{eao} 下降, 使电流采样电压 V_i 和下降后的 V_{eao} 电压等值点较低 (即交点提前), 并使导通时间缩短, 输出电压 V_o 被拉低而保持恒定。

然而, 这种针对输入电压的调整机理, 由于要经 L_o 和误差放大器的延时, 所以响应较慢。电流模式可避开这些延时。即当 V_{dc} 上升时, 加到输出电感的峰值电压 V_{sp} 增大, 电感电流斜率 dI_s/dt 及 V_i 的斜率也增加。这样 V_i 的斜坡峰值将更快达到 V_{eao} , 导通时间不需要 V_{eao} 的调节延时而立即缩减。输入电压跃变造成的输出电压变化不那么明显, 就是因为这种电压的前馈特性。

5.4.2 防止偏磁

下面看图 5.3 中的 V_i 波形，它取自电流采样电阻的上端，其值与晶体管电流成正比。当 V_i 峰值与误差放大器输出 V_{eao} 相等时，导通时间结束。由图 5.3 可见，一个周期内两个交替的峰值电流不会像图 2.4 (b) 和图 2.4 (c) 所示的那样不等。这是因为误差放大器输出电压 V_{eao} 波形是非常平直的直线，并且因其带宽限制，在一个周期内不可能改变。

当变压器磁心偏离平衡区域，开始趋于向某一方向饱和时，电压 V_i 上升将呈上凹形状，并且很快达到 V_{eao} ，使导通结束。此时磁通增长也被中止。而在接下来的半个周期内，由于另一个开关管导通时间并未减少，所以磁心磁通恢复而不致饱和。

图 5.3 中斜坡电压 V_i 的峰值是相等的，说明两个半周期的峰值电流相等。图 2.4 (b) 所示的交替电流不等造成的偏磁现象不会存在。

5.4.3 在小信号分析中可省去输出电感简化反馈环设计

参考图 5.3。在小信号分析中，要确定环路是否稳定，首先要假设环路在某一点断开，再加入频率变化的正弦信号。然后，相对于频率计算整个开环增益和相移。根据环路中的其他元件（主要是 LC 输出滤波器）合理地设计误差放大器的增益和相移，就可以保证闭环稳定。

通常假定频率变化的正弦信号从误差放大器的输入端接入。在第 12 章“环路稳定分析”中，将详细介绍如何计算和设计误差放大器的增益和相移。

在图 5.3 中，对于正弦信号（从误差放大器的输出到 LC 滤波器的输入）的增益和相移的概念很难掌握。误差放大器的输出 V_{eao} 为直流电压，当它与峰值相等时，将产生一系列宽度与 V_{eao} 相关的负脉冲 Q_{pw} 。而负脉冲 Q_{pw} 将对应产生加于 LC 滤波器输入端的系列正脉冲。

在这种将电平转化为一定频率的系列脉冲的系统中，正弦信号的增益和相移是很难解释的，不过也可以做如下分析。

如果在误差放大器的输入端输入正弦信号，其输出端就会出现一定相移的放大信号。直流输出电压 V_{eao} 及负脉冲 Q_{pw} 的宽度同样会受到该频率正弦信号的调制。输出整流器的正向脉冲宽度也受到调制。若对与脉宽成正比的整流器阴极电压在比开关周期长的一个时段内取平均值，则它的调制频率与误差放大器输入端接入的正弦信号的相同。

只要调制周期大于开关周期，这种调制方式属于正弦波—脉宽—正弦波变换器的调制方式。该调制方式下的增益问题将在“反馈环路稳定性”一章中详细介绍。

这样，在图 5.3 中，只剩下计算不同频率的正弦信号通过 LC 滤波器时的增益和相移问题。若在整流器的阴极得到的是正弦波电压信号，则其经 LC 滤波器的相移在谐振频率 $1/2\pi\sqrt{LC}$ 的条件下为 90° ，而稍大于该频率时为 180° 。

但对于电流模式，PWM 比较器迫使整流器的输出电压跟随调制的恒流脉冲而非电压脉冲变化。所以，在 LC 滤波器的输入端，其平均波形是恒流而非恒压的正弦波。

由于是恒流的正弦波，滤波电感将不会产生相移。在小信号分析中，这种电路可以忽略电感的存在。因此，在整流器的输出端，增益和相移是由并联的输出电容和负载电阻确定的。这样，电路最多只有 90° 的相移和 20 分贝/十倍频而非 40 分贝/十倍频的增益衰减。

图 5.4 (a) 和图 5.4 (b) 所示为电压模式和电流模式误差放大器稳定网络的比较。

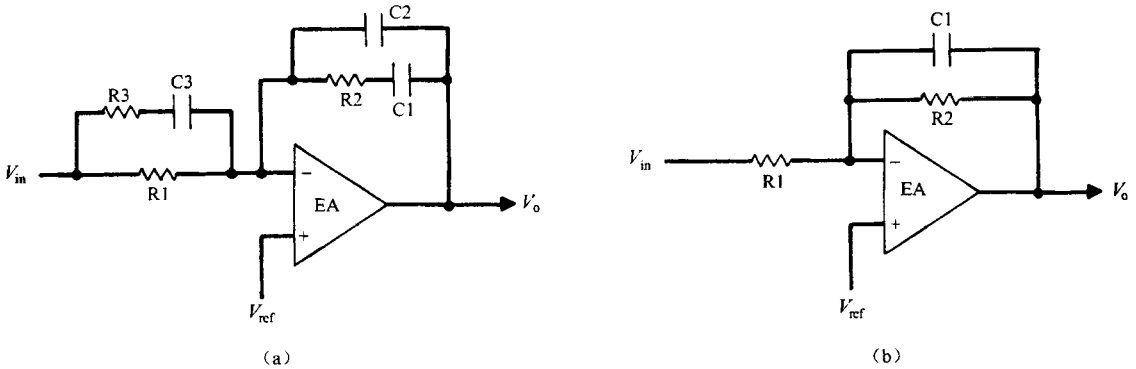


图 5.4 (a) 电压模式电源的典型补偿网络。由于 LC 输出滤波器导致了 180° 相移和 40 分贝/十倍频的增益衰减，导致了电压模式环路稳定比较困难，误差放大器的补偿不得不采用复杂网络；(b) 电流模式电源的典型补偿网络。对于电流模式，输出电感可看作一个电流源。输出电感不会导致相移。输出可看作一个电流源给并联的电容和负载电阻供电。这样只造成 90° 的相移和 20 分贝/十倍频的增益衰减，使误差放大器的补偿简化。从而更加适应输入和负载变化范围大的场合

5.4.4 负载电流调整原理

从图 5.3 可见，电压波形 V_i 与和次级电流呈匝比关系的开关管电流成正比。直流输入电压为 V_{dc} 时，次级幅值电压 $V_{sp}=V_{dc}(N_s/N_p)$ 。若一个晶体管导通时间为 t_{on} ，则直流输出电压 $V_o=V_{sp}(2t_{on}/T)$ 。这个公式与电压模式推挽电路输出电压方程相同。如图 5.3 所示，导通时间从时钟脉冲开始，到 V_i 的斜坡峰值等于误差放大器输出电压时结束。

如前所述，若直流输入电压上升，则 V_i 斜坡上升率增加，它达到原 V_{eao} 的时间提前，导通时间缩短。这就实现了对输入电压跃升的快速调整。同时，由于次级幅值电压升高，导通时间缩短的现象会持续以得到正确的输出电压 V_o 。

负载电流调整的机理不同。若直流负载电流跃升，则由于 LC 输出滤波器阻抗（约为 $\sqrt{L/C}$ ）也瞬时跃升，直流输出电压将稍有下降；经误差放大器延时后， V_{eao} 将根据误差放大器增益上升。

这样， V_i 斜坡电压必然延长上升时间以增加幅值，从而使其与升高的 V_{eao} 相等。这使次级峰值电流和输出电感峰值电流也增大。电感电流上升时间延长，会使另一个开关管导通之前的死区时间缩短。死区时间缩短使死区开始时乃至另一个开关管导通时对应的电感电流随周期增大。同时 V_i 表示的阶梯斜坡电流的阶梯值增加。

这个过程会持续几个周期，直到阶梯斜坡电流的阶梯上升到足以满足输出负载电流的要求。随着直流输出电流的增加，输出电压逐步回升， V_{eao} 逐渐回落，导通时间（脉宽）逐渐恢复到原来的值。因此，直流负载电流变化的响应时间与输出电感值（电感值越小电流变化越快）和误差放大器的带宽有关。

5.5 电流模式的缺点和存在问题

5.5.1 输出电感峰值电流恒定而非其平均电流恒定的问题

从图 5.3 可见，电流模式强制开关管峰值电流恒定的同时，要求提供的负载电流对应的

直流输出电压与电压误差放大器确定的输出电压值一致。

直流负载电流是输出电感电流的平均值，而恒定开关管电流峰值只是恒定了电感电流的峰值，并不能保证电感电流的平均值恒定。这样，在上述的未改进的电流模式电路中，直流输入电压的变化引起直流输出电压变化时，这个输出电压变化会被误差放大器外反馈环调整。因为正是这个电压反馈环最终确定输出电压。

控制峰值电流的内环，能保持电感峰值电流恒定，却不一定能提供与输出电压对应的正确的电感平均电流，从而导致输出电压的再次变化。反复的调整会造成输入电压变化时产生输出电压的振荡，并且会维持一段时间。至于具体情形，可以用图 5.5 中输出电感电流的上升和下降斜率来解释。

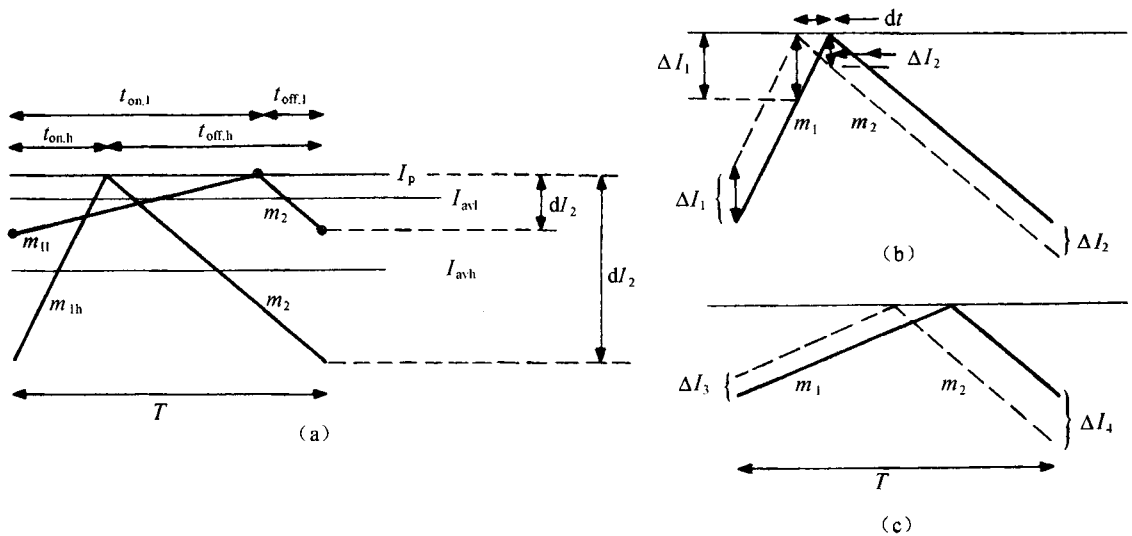


图 5.5 电流模式存在的问题。(a) 不同输入电压下的输出电感电流波形。在电流模式下，电感峰值电流是恒定的。直流输入电压最低时， t_{on} 最大，对应产生的电感平均电流为 I_{avl} ；随着直流输入电压升高，导通时间会减小以维持输出恒定。但是对应的电感平均电流 I_{avh} 比 I_{avl} 小。由于输出电压和电感电流的平均值（而非峰值）相关，输入电压变化时会引起振荡。 m_2 为电感电流的下降斜率。 m_{1l} 是低压输入时电感电流的上升斜率， m_{1h} 是高压输入时电感电流的上升斜率。(b) 占空比小于 0.5 时，初始电感电流扰动 I_1 到下个周期会导致更小的 I_2 ，直到最终消失。(c) 占空比大于 0.5 时，电感电流初始扰动 I_3 到下个周期会导致更大的扰动 I_4 ，最终衰减但形成振荡

图 5.5 (a) 显示出电流模式电感电流在不同输入电压下的上升和下降斜率。 m_2 是下降斜率： $m_2 = dI_1/dt = V_o/L_o$ 。可见，它不随输入电压改变。输入电压较高时，导通时间 t_{on} 较短；输入电压较低时，导通时间 t_{on} 较长。

由于晶体管的峰值电流受 PWM 比较器限制，所以电感峰值电流是恒定的，如图 5.3 所示。输出 V_o 不变，使比较器的直流输入 V_{eao} 恒定。而恒定的 V_{eao} 使 V_1 峰值不变，从而使晶体管和输出电感的峰值电流也是恒定的。

如图 5.5 (a) 所示，稳态下，导通时间内电流上升的值和关断时间内电流下降的值是相等的。如果不相等，输出电感两端就会有直流电压。因为已经假设电感的电阻可忽略，所以它是无法承受直流电压的。

从图 5.5 (a) 可见, 直流输入较低时的电感平均电流值要比输入较高时的值大, 这可定量地从下面等式分析得出。

$$\begin{aligned}
 I_{av} &= I_p - \frac{dI_2}{2} = I_p - \left(\frac{m_2 t_{off}}{2} \right) \\
 &= I_p - \left[\frac{m_2(T - t_{on})}{2} \right] \\
 &= I_p - \left(\frac{m_2 T}{2} \right) + \left(\frac{m_2 t_{on}}{2} \right)
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

由于反馈环保持 $V_{dc}t_{on}$ 乘积恒定, 见式 (5.1), 所以输入电压低时, 导通时间长, 输出电感的平均电流 I_{av} 高。

又由于直流输出电压与电感电流的平均值而非峰值成正比, 所以当输入电压下降, 电流内环使脉宽增加时会造成直流输出电压过高; 而反馈外环又使脉宽减少, 电压下降。这样, 直流输出被反馈环反复调整形成振荡。

但这种现象不会只在控制输出电压的电压模式中出现。在电压模式中, 由于直流输出电压与电感电流的平均值相关而不是与其峰值成正比, 保持输出电压恒定与保持电感平均电流恒定不会发生矛盾。

5.5.2 对输出电感电流扰动的响应

图 5.5 (b) 和图 5.5 (c) 示出了电流模式会引起振荡的第二个原因。如图 5.5 (b) 所示, 在恒定输入电压下, 如果由于某种原因产生了初始扰动电流 ΔI_1 , 则经过第一个下降沿后, 电流会偏移 ΔI_2 。

此外, 如图 5.5 (b) 所示, 若占空比小于 50% ($m_2 < m_1$), 则输出扰动 ΔI_2 会小于输入扰动 ΔI_1 , 那么经过几个周期以后, 扰动就会自动消除。但若如图 5.5 (c) 所示, 占空比大于 50% ($m_2 > m_1$), 则经过一个周期后输出扰动 ΔI_4 就会比输入扰动 ΔI_3 更大。这个干扰情况也可根据图 5.5 (b) 定量分析。设电流出现微小扰动 ΔI_1 , 则电流上升到原来的峰值的时间将提前, 变化量 $dt = \Delta I_1 / m_1$ 。

从扰动后的电感电流的下降沿可见, 对应原导通结束时刻, 最终电流比原来电流降低了 ΔI_2

$$\Delta I_2 = m_2 dt = \Delta I_1 \frac{m_2}{m_1} \tag{5.2}$$

若 m_2 大于 m_1 , 则干扰将连续增加, 然后才衰减, 从而引起振荡。

5.5.3 电流模式的斜率补偿

图 5.6 示出解决上述电流模式的两个问题的方案。其中, 水平线 OP 是未被修正的误差放大器输出电压。解决上述问题 (斜率补偿) 的方法是, 在误差放大器的输出叠加一个斜率为 $-m$ 的电压。如果按以下的方法选择合适的 m , 则输出电感的平均电流就和晶体管的导通时间无关。从而可以解决式 (5.1) 和式 (5.2) 中存在的问题。

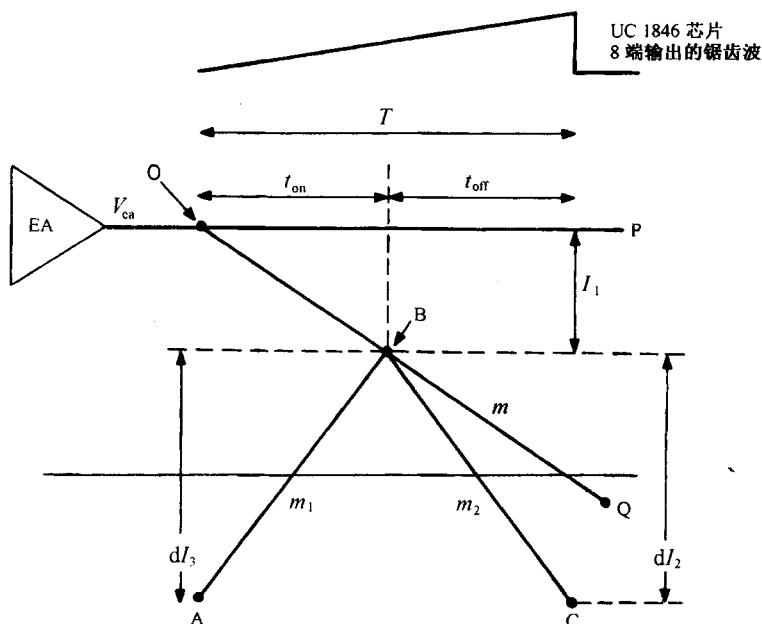


图 5.6 斜率补偿。通过叠加一斜率为 $m = N_s/N_p (R_i) (m_2/2)$ 的负电压到误差放大器的输出端，如图 5.3 所示，能解决图 5.5 中的两个问题

图 5.6 示出电感电流的上升斜率 m_1 和下降斜率 m_2 。从电流模式的原理可知，晶体管导通时间从每个时钟脉冲前沿开始到晶体管电流信号电压 V_i 达到误差放大器输出电压时结束，如图 5.3 所示。斜率补偿就是将一个从时钟脉冲前沿开始且负斜率为 $m=dV_{ea}/dt$ 的电压叠加到误差放大器的输出端。 m 的计算方法如下。如图 5.6 所示，一个时钟脉冲后的 t_{on} 时间内误差放大器输出为

$$V_{ea} = V_{eao} - mt_{on} \quad (5.3)$$

式中， V_{eao} 是导通时间 t_{on} 为零时误差放大器的输出。图 5.3 中初级电流采样电阻上的峰值电压 V_i 为

$$V_i = I_{pp}R_i = I_{sp} \frac{N_s}{N_p} R_i$$

式中， I_{pp} 和 I_{sp} 是初级和次级的电流峰值。而 $I_{sp}=I_{sa}+dI_2/2$ ，这里 I_{sa} 是次级或输出电感的平均电流， dI_2 (图 5.6) 是关断期间次级电流变化值 ($dI_2=m_2t_{off}$)。所以有

$$\begin{aligned} I_{sp} &= I_{sa} + \frac{m_2 t_{off}}{2} \\ &= I_{sa} + \frac{m_2}{2} (T - t_{on}) \end{aligned}$$

从而

$$V_i = \frac{N_s}{N_p} R_i \left[I_{sa} + \frac{m_2}{2} (T - t_{on}) \right] \quad (5.4)$$

根据电流模式 PWM 比较器两输入量相等，令式 (5.3) 等于式 (5.4)，则有

$$\frac{N_s}{N_p} R_i I_{sa} = V_{eao} + t_{on} \left(\frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} - m \right) - \left(\frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} T \right)$$

若上式中

$$\frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} = m = \frac{dV_{ea}}{dt} \quad (5.5)$$

则 t_{on} 的系数为零, 即输出电感的平均电流和导通时间无关。这就解决了上述由于无补偿电流模式只恒定输出电感峰值电流, 而非恒定输出电感平均电流所造成的两个问题。

5.5.4 用正斜率电压的斜率补偿

5.5.3 节中讲到, 在误差放大器的输出叠加一个斜率由式 (5.5) 确定的负斜率电压, 就可以解决电流模式的两个问题。

在电流采样信号 V_i (图 5.3) 上叠加一个正斜率电压而不改变误差放大器输出电压, 也可以达到以上目的。在 V_i 上叠加正斜率信号更为简单, 电路也更容易实现。这种方法同样也可使输出电感的平均电流与导通时间无关。原理为, 在 V_i 上叠加一个斜率为 dV/dt 的信号, 然后和误差放大器的输出在 PWM 比较器中比较。如果 PWM 比较器发现两者相等, 就立刻终止导通。则 $V_i + dV/dt \times t_{on} = V_{eao}$ 。将式 (5.4) 代入有

$$\frac{N_s}{N_p} R_i \left[I_{sa} + \frac{m_2}{2} (T - t_{on}) \right] + \frac{dV}{dt} t_{on} = V_{eao}$$

$$\text{从而} \quad \frac{N_s}{N_p} R_i I_{sa} + \frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} T + t_{on} \left(\frac{dV}{dt} - \frac{N_s}{N_p} R_i \frac{m_2}{2} \right) = V_{eao}$$

由上式可知, 如果叠加到 V_i 的电压的斜率 dV/dt 等于 $(N_s/N_p) R_i m_2/2$, 同样可以使次级平均电流 I_{sa} 与导通时间无关。注意 $m_2 = V_o/L_o$ 是输出电感电流的下降斜率。

5.5.5 斜率补偿的实现

在 UC1846 芯片中, 从每个时钟脉冲开始的正斜率斜坡电压可以从定时电容的正端 (图 5.2 (b) 的第 8 脚) 取得。其电压为

$$V_{osc} = \frac{\Delta V}{\Delta t} t_{on} \quad (5.6)$$

式中, $\Delta V = 1.8V$, $\Delta t = 0.45 R_i C_i$ 。

如图 5.7 所示, 斜率为 $\Delta V/\Delta t$ 的电压的一部分加在 V_i (电流采样电阻两端的电压) 上。选择适当的 $R1$ 和 $R2$ 值使该电压斜率等于 $(N_s/N_p) R_i (m_2/2)$ 。这样在图 5.7 中, 因为 R_i 远小于 $R1$, 输入到第 4 脚的电压为

$$V_i + \frac{R1}{R1 + R2} V_{osc} = V_i + \frac{R1}{R1 + R2} \frac{\Delta V}{\Delta t} t_{on} \quad (5.7)$$

设置叠加电压的斜率为 $(N_s/N_p) R_i m_2/2$, 就可得到

$$\frac{R1}{R1 + R2} = \frac{(N_s/N_p)(R_i)(m_2/2)}{\Delta V/\Delta t} \quad (5.8)$$

式中, $\Delta V/\Delta t = 1.8/(0.45 R_i C_i)$ 。

由于 $R1$ 和 $R2$ 会从定时电容正端吸收电流而改变频率, 所以要选择足够大的 $(R1 + R2)$ 以减小对频率的影响, 或者在第 8 脚与电阻之间接一个射极跟随器。通常先选定 $R1$, 然后根据式 (5.8) 选择 $R2$ 。

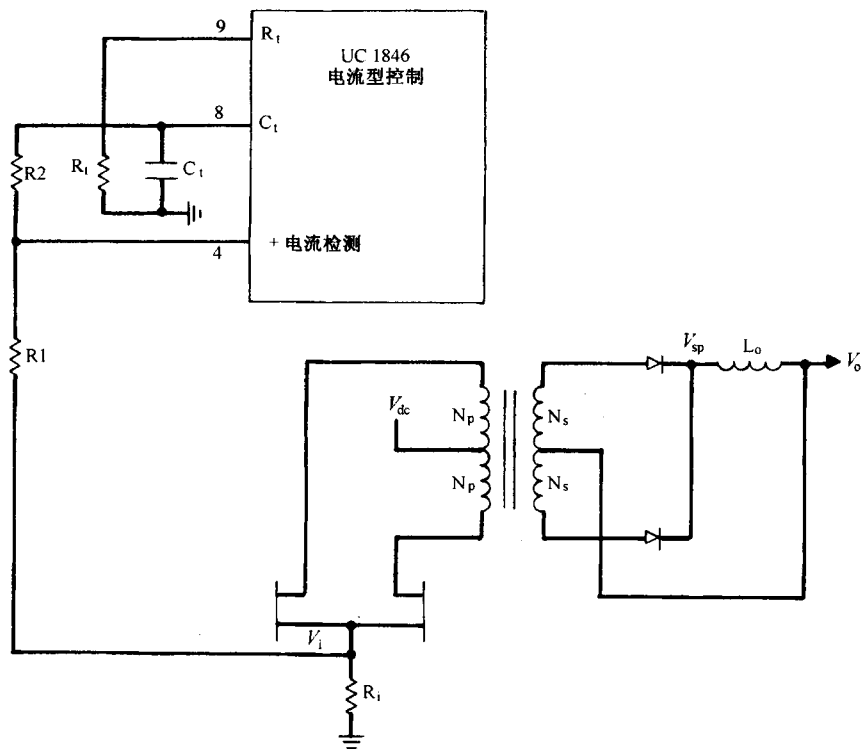


图 5.7 电流型控制芯片 UC1846 中的斜率补偿。由 R1 和 R2 确定幅值的正斜坡电压取自定时电容的上端并与电流采样电阻的电压叠加。若选择 R1 和 R2 使叠加到 V_i 的电压斜率等于输出电感电流下降斜率的一半，则输出电感电流平均值与开关管脉宽无关

5.6 电压馈电和电流馈电拓扑

5.6.1 简介及定义

以上讨论的各种拓扑都是电压馈电拓扑。所谓电压馈电是指使用内阻很小的电压源向拓扑供电。在开关管不正常或其他器件不正常的情况下，该类输入电源是无法限制电流的。

当然有多种通过增加辅助电路实现限流的方法，如通过检测过流使脉冲宽度缩窄或使脉冲立即终止等。但这些方法不是即时的，总会有几个周期的延时，这会导致晶体管或者整流管的过度损耗和过大的电流电压尖峰。且这种限流方法对晶体管导通和关断的瞬间过流无法起到保护作用。

电压馈电拓扑的输入阻抗可能是离线变换器滤波电容的输出阻抗或是电池供电变换器的电池输出阻抗，或是网电整流器后端加的 buck 前置调整器的输出阻抗，它们的输出阻抗都是很低的。

在电流馈电拓扑中，具有很高瞬间阻抗的电感被加在输入电源和拓扑之间。这会带来很多好处，特别是在大功率（大于 1000W）、高输出电压（大于 200V）及从输出电压也像主输出那样要求严格稳压的场合，其优点更为突出。

为了解电流馈电拓扑的这些优点，先解释一下用于大功率、高输出电压、多输出的电压

馈电拓扑的缺点。

5.6.2 电压馈电 PWM 全桥变换器的缺点

图 5.8 是传统的电压馈电全桥电路，常用于功率为 1000W 左右的输出场合。在功率为 1000W 以上的高压输出及多输出的场合，该电路有以下显著缺点。

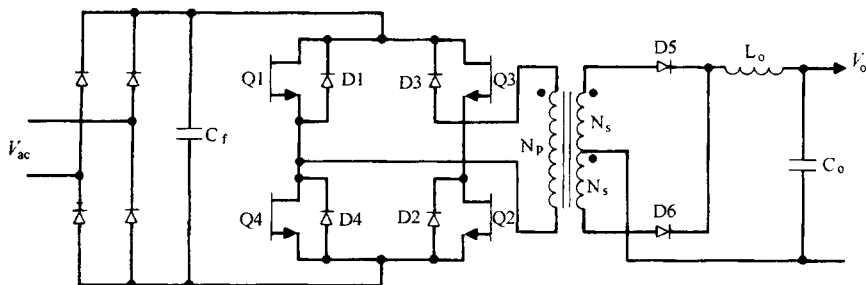


图 5.8 传统的电压馈电全桥电路。通常用于输出功率为 1kW 的场合。 C_f 左侧的低阻电源和需要使用输出电感 L 。是功率超过 1kW 且输出电压超出几百伏时的主要问题。另外，多输出电源的每一个输出都需要输出电感，使得拓扑价格昂贵并且增加了它的体积

5.6.2.1 电压馈电 PWM 全桥电路输出电感问题

在高压输出情况下，输出电感的体积和价格都是很难接受的。因为输出电感的选择应保证在规定的最小负载电流下其电流也连续，这在 1.3.6 节和 2.2.14.1 节中曾介绍过。通常最小负载电流为额定负载电流的 1/10，式 (2.20) 给出了电感的计算公式 $L_o = 0.5 V_o T / I_{on}$ 。

假设一个输出 $V_o = 200V$ 、 $I_{on} = 10A$ 、功率为 2000W 的电源，其最小输出电流为 1A。为了减小输出电感尺寸， T 应该尽量小，设采用频率为 50kHz， $V_o = 200V$ 、 $I_{on} = 10A$ ，则根据式 (2.20) 可得 $L_o = 200\mu H$ 。

电感必须能承受 10A 电流而不饱和。对于带气隙的铁氧体磁心和铁粉心磁环做成的电感如何承受直流电流而不饱和将会在以后的章节中讨论。200 μH 、10A 的铁粉心电感的直径为 2.5in，高为 1.0in。

虽然算出的这个单组输出的 2000W 的电源电感不算太大，但是如果有多路输出，而且输出功率更大、输出电压更高，则多个这样大的电感的体积和价格就会成为一个严重问题。在高压输出（大于 1000V）时，即使输出电流很小，为承受高压使用的较多的电感绕组匝数也会带来很大问题。特别是图 5.8 中 D5、D6 的阴极在死区时间内均为低电压，这样加在电感两端的高电压就会导致电晕和飞弧。

需接输出电感的这类拓扑（图 5.8）的另一缺点是各路输出的交叉调整率很差。在主输出电流变化时，从输出电压也会变化。另外，主输出和从输出的电感都必须足够大，以防止在负载电流最小时电感电流不连续而引起输出电压更大的变化。

后面将讨论的电流馈电拓扑，如图 5.10 所示，没有使用输出电感，所以也不会出现上述的各种问题。该拓扑在全桥前面接入电感，而次级输出只用电容滤波。

这样，直流输出电压是变压器次级的峰值电压而不是其平均电压。调节电压是通过调整电感前的晶体管 Q5 的导通脉宽来实现的。