

# 电流控制技术和斜坡补偿

叶泽刚

(西安科技大学电气与控制工程学院 陕西 西安 710054)

## 一、电流型控制原理及特点

原理：

电流型脉宽调制(PWM)控制器是在普通电压反馈 PWM 控制环内部增加了电流反馈的控制环节,因而除了包含电压型 PWM 控制器的功能外,还能检测开关电流或电感电流,实现电压电流的双环控制。控制原理框图如下图(图1)所示。

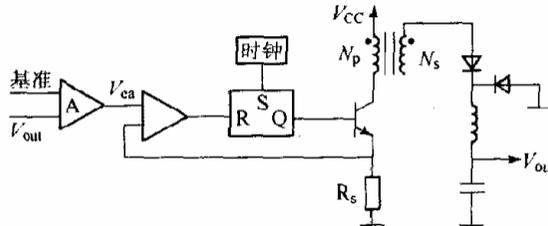


图1 双环电流型控制器原理图

从图1可以看出,电流型控制器有两个控制闭环环路:一个是输出电压反馈误差放大器A,用于与基准电压比较后产生误差电压;另一个是变压器初级(电感)中电流在  $R_s$  上产生的电压与误差电压进行比较,产生调制脉冲的脉宽,使得误差信号对峰值电感电流起着实际控制作用。系统工作过程如下:假定输入电压下降,整流后的直流电压下降,经电感延迟使输出电压下降,经误差放大器延迟  $V_{ca}$  上升,占空比变化,从而维持输出电压不变,在电流环中电感的峰值电流也随输入电压下降,电感电流的斜率  $di/dt$  下降,导致斜坡电压推迟到达  $V_{ca}$ ,使 PWM 占空比加大,起到调整输出电压的作用。由于既对电压又对电流起控制作用,所以控制效果较好在实际中得到广泛应用。

特点：

- 由于输入电压  $V_i$  的变化立即反映为电感电流的变化,不经过误差放大器就能在比较器中改变输出脉冲宽度(电流控制环),因而使得系统的电压调整率非常好,可达到 0.01%,能够与线性移压器相比。
- 由于双环控制系统内在的快速响应和高稳定性,反馈回路的增益较高,不会造成稳定性与增益的矛盾,使输出电压有很高的精度。
- 由于  $R_s$  上感应出峰值电感电流,只要  $R_s$  上电平达到 1V,PWM 控制器就立即关闭,形成逐个脉冲限流电路,使得在任何输入电压和负载瞬态变化时,功率开关管的峰值电流被控制在一定范围内,在过载和短路时对主开关管起到有效保护。
- 误差放大器用于控制,由于负载变化造成的输出电压变化,使得当负载减小时电压升高的幅度大大减小,明显改善了负载调整率。
- 由于系统的内环是一个良好的受控电流放大器,所以把电流取样信号转变成的电压信号和一个公共电压误差放大器的输出信号相比较,就可以实现并联均流,因而系统并联较易实现。

## 二、峰值电流控制与平均电流控制的比较

[yezeg@163.com](mailto:yezeg@163.com)

qq:53155231 Research Direction : Power Electronic Circuit &Mixed-Signal Circuit Design

峰值电流模式控制和平均电流模式控制相比主要具有以下缺点:

(1)对噪声敏感,峰值电流模式控制是将电感电流的上升沿(即开关电流)同设定的电流值相比较,当瞬态电流达到设定值,PWM比较器输出翻转将功率开关管关断。电感电流上升到设定值的坡度即 $(V_{in}-V_{out})/L$ 很小,特别是 $V_{in}$ 小时坡度更小,所以这种控制方法易受噪声干扰。每次开关管通断时都会产生噪声尖峰,并且耦合到控制电路的一个小电压就能使开关管迅速关断,使电路处于次谐波运作模式产生很大的纹波,所以对于峰值电流控制模式,电路布局和噪声旁路设计对电路的正常工作很重要,平均电流模式控制可以简化这部分工作。

(2)需斜坡补偿,对于峰值电流控制,当占空比大于50%时扰动电流引起的电流误差越变越大。所以尖峰电流模式控制在占空比大于50%时,电路工作不稳定,需给PWM比较器加坡度补偿以使电路稳定。内部电流环的增益尖峰会使相移超出范围,导致电路工作不稳定,使电压环进入次谐波振荡。这时在连续固定的驱动脉冲时,输出占空比却在变化,这时也需斜坡补偿来抑制次谐波振荡。

(3)具有尖峰值/平均值误差,在尖峰电流控制模式中,随着占空比的不同,电感电流的平均值亦不同,通过斜坡补偿可以获得不同占空比下一致的电感电流,但这也增加了电路的复杂性。另外电感电流的平均和峰值间也存在差值,在BUCK电路中由于电感电流的纹波相对电感电流的平均值很小,并且存在电压外环的校正作用,所以峰值和平均值的这种误差可以忽略;在BOOST电路中,峰值要跟随输入电网的正弦波,所以和平均值间的误差很大,在小电流时,尤其是电流不连续时,如每半周期输入电流过零时,这种误差最大,它会使输入电流波形畸变。这时就需要一个大电感来使电感电流的纹波变小,但这将使电感电流的坡度变窄,减小抗干扰能力。

平均电流控制和峰值电流控制相比的优点是:

具有高增益的电流放大器,平均电流可以精确地跟踪电流设定值。这点应用在高功率因数控制电路中尤其重要,此时用一个小电感就能获得小于3%的谐波畸变,并且即使电路模型由连续电流模式过渡到不连续电流模式,平均电流法也能很好地工作;

噪声抑制能力强,因为当时钟脉冲使功率开关管开通后,晶振幅度迅速降到了一个低值;

无须斜坡补偿,但为了电路工作稳定,在开关频率附近必须限定环路增益;

平均电流法可应用在任意电路拓扑上,既能控制BUCK和Flyback电路的输入电流,又能控制Boost和Flyback电路的输出电流。若加入到PWM比较器输入端的波形坡度不合适,功率开关控制电路就会发生次谐波振荡。峰值电流控制通过外加斜坡补偿来防止这种振荡;平均电流控制是由晶振幅度来提供足够的补偿坡度的。

所以,用平均电流模式解决次谐波问题更为合适。在平均电流模式中为了抑制次谐波和限定开关频率附近电流放大器增益,在电路设计中必须遵循的一条标准是:接到PWM比较器的一个输入端的电感电流下降沿不能大于接到PWM比较器的另一个输入端的晶振幅值坡度。这也间接设定了最大电流环路增益的交越频率。

### 三、斜坡补偿的引入

斜坡补偿原理:

鉴于以下原因,峰值电流控制必须考虑采用斜坡补偿。

#### 1 电路的稳定性

图2、图3分别是占空比大于50%和小于50%的尖峰电流控制的电感电流波形图。其中 $V_e$ 是电压放大器输出的电流设定值, $I_o$ 是扰动电流, $m_1$ 、 $m_2$ 分别是电感电流的上升沿及下

降沿斜率。由图可知,当占空比小于 50%时扰动电流引起的电流误差  $\Delta I_1$  变小了,而占空比大于 50%时扰动电流引起的电流误差  $\Delta I_1$  变大了。所以尖峰电流模式控制在占空比大于 50%时,经过一个周期会将扰动信号扩大,从而造成工作不稳定,这时需给 PWM 比较器加坡度补偿以稳定电路,如图 4 所示。加了坡度补偿,即使占空比小于 50%,电路性能也能得到改善。

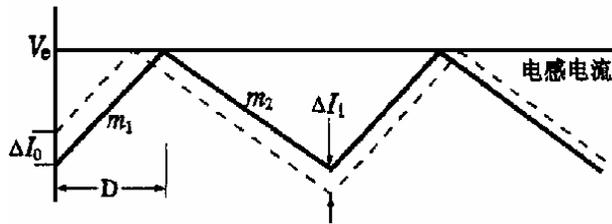


图 2 占空比小于 50%

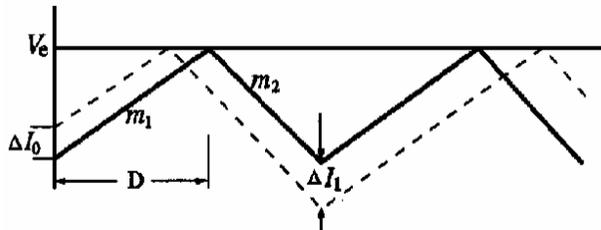


图 3 占空比大于 50%

斜坡补偿前  $\Delta I_1 = -\Delta I_o \left[ \frac{m_2}{m_1} \right]$  , 补偿后  $\Delta I_1 = -\Delta I_o \left[ \frac{m + m_2}{m + m_1} \right]$  , 对于占空比为 100%的情况 ,

稳定时必须满足  $\left[ \frac{m + m_2}{m + m_1} \right] < 1$  , 即补偿斜率  $m > -0.5m_2$  , 通常选择补偿坡度为电感电流下

讲沿的斜率  $m_2$  , 这样扰动信号在一个周期内就完成了校正 , 如图 5 所示。

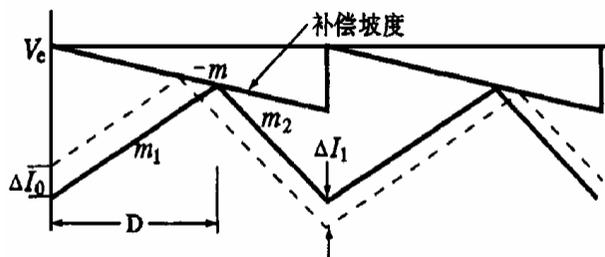


图 4 占空比大于 50% 带坡度补偿

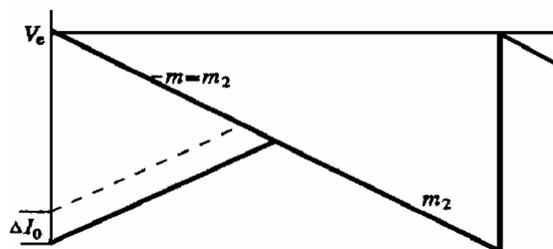


图 5  $m=m_2$  时, 电感电流波形

对于 BUCK 电路, 补偿坡度是  $\frac{V_0}{L}$ , 由于输入电压恒定, 所以补偿值便于计算并恒定; 对于 Boost 电路, 补偿坡度是  $\frac{V_{in}-V_o}{L}$ , 由于输入电压随电网变化, 所以补偿值不恒定, 这样对于固定补偿网络, 很多时候会发生过补偿或欠补偿, 降低了电路的性能并导致波形畸变, 因此, Boost 电路通常不采用峰值电流控制而是采用平均电流控制的模式, 来避免斜坡补偿。

## 2. 减小尖峰值/平均值误差

电流模式控制的实质是使平均电感电流跟随误差电压  $V_e$  设定的值, 即可用一个恒流源来代替电感, 使整个系统由二阶降为一阶。但如图 6 所示, 尖峰电流控制模式中随着占空比  $D_1$ 、 $D_2$  的不同, 电感电流的平均值  $I_1$ 、 $I_2$  亦不同。如图 7 示, 可以通过斜坡补偿来获得不同占空比下一致的电感电流。

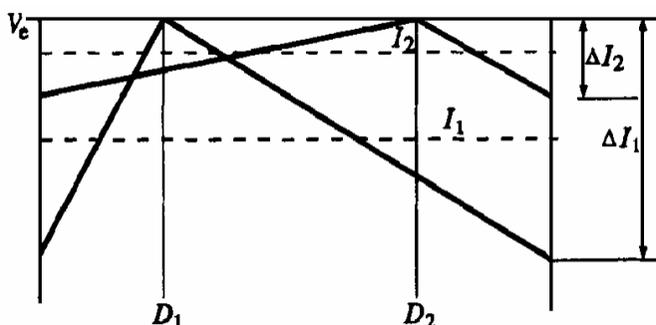


图 6 尖峰电流控制模式中不带斜坡补偿的平均电流和尖峰电流波形图

另外图 7 所示的电感电流平均值和峰值间也存在差值, 在 BUCK 电路中由于电感电流的纹波相对电感电流的平均值很小, 并且存在电压外环的校正作用, 所以峰值和平均值的这种误差可以忽略; 在 BOOST 电路中, 峰值要跟随输入电网的正弦波, 所以和平均值间的误差很大。这种误差最大, 需要一个大电感来使电感电流的纹波变小, 减小抗干扰能力。这也是在 BOOST 中采用平均值电流模式的原因。

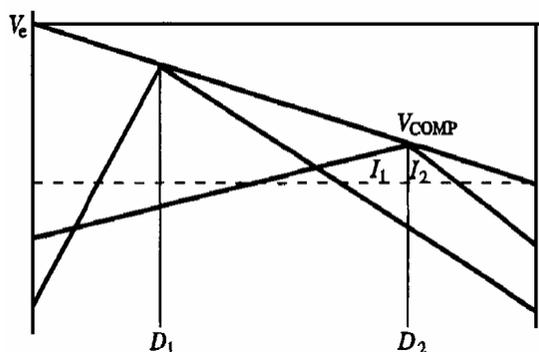


图 7 尖峰电流控制模式中带斜坡补偿的平均电流和尖峰电流波形图

## 3. 抑制次谐波振荡

内部电流环的增益尖峰是电流模式控制的一个重要问题。这种增益尖峰发生在二分之一开关频率处, 使相移超出范围, 导致不稳定, 并使电压环进入次谐波振荡。这时在连续固定的驱动脉冲下, 输出占空比却在变化, 如图 8 所示。采用斜坡补偿也能很好地抑制次谐波振荡。

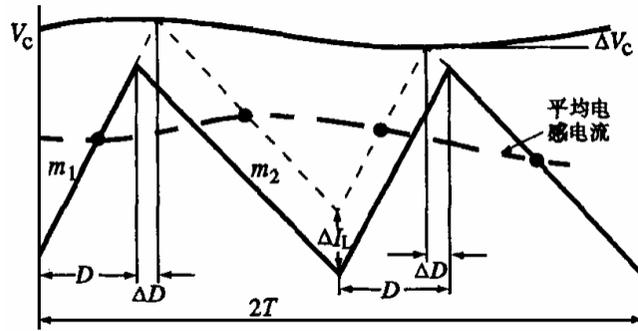


图 8 次谐波振荡时的电感电流波形

#### 4. 振铃电感电流

每个周期的电感电流误差关系如下：

$$\Delta I_n = -\Delta I_{n-1} \left[ \frac{m + m_2}{m + m_1} \right]$$

由此可以绘出每个周期等效电感电流的瞬时值、电感电流误差和周期 T 的关系曲线如图 9 所示。由图 9 可以看出,电感电流是一个按二分之一开关频率衰减的正弦波,类似于一个 R L C 响应电路。这种电流有两个不利之处:

电感电流对电源或负载的瞬态变化产生振铃响应;

在开关频率附近控制环路增益达到最高,从而产生不稳定趋向。

通过斜坡补偿可以抑制这种振铃电感电流,例如当补偿坡度为电感电流下降沿的斜率时(即  $m = -m_2$ ),振铃电流在一个周期内就完全得到了抑制。

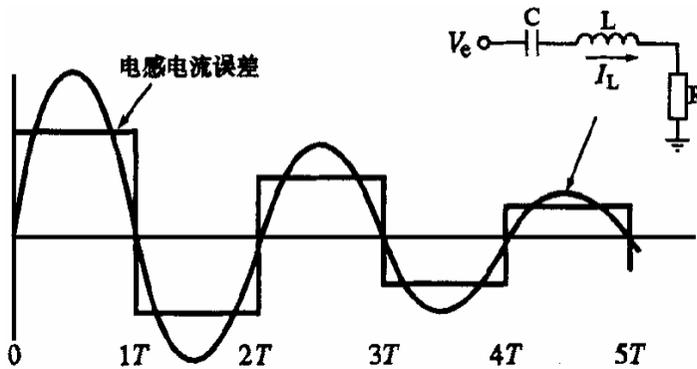


图 9 等效电感电流、电流误差和周期 T 的关系曲线

斜坡补偿设计步骤：

图 10 示出斜坡补偿电路。R1 和 R2 组成了从晶振的输出到限流引脚(脚 1)的分压网络,迭加斜坡补偿信号到初级的电流波形, R1、R2 值的比例决定了所加的斜坡补偿量。电容 C1 是交流耦合电容,使晶振的交流分量耦合到 R2,去掉了直流偏置部分。C2 和 R1 组成滤波电路,滤去初级  $I_p$  中的前沿尖峰,避免误动作。? V O S C 是晶振锯齿波的峰 峰值。将电容去掉得到图 11 简化电路。

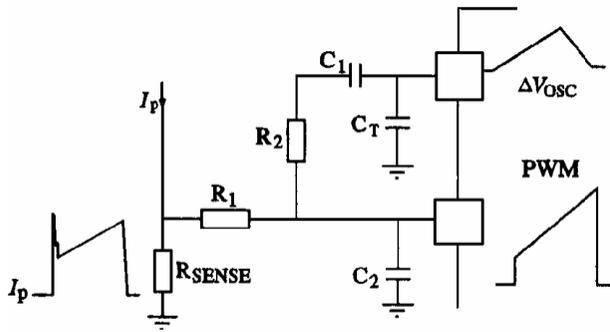


图 10 斜坡补偿电路

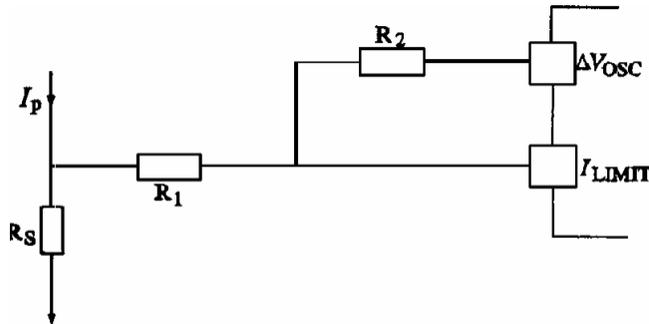


图 11 简化的斜坡补偿电路

斜坡补偿设计步骤：

1. 计算电感电流的下降沿， $m_2 = \frac{di}{dt} = \frac{V_{out}}{L}$ （安/秒）；
2. 计算反应到初级的电感电流下降沿， $m'_2 = \frac{m_2}{N}$ ；
3. 计算初级测得的下降沿坡度， $V_{m2} = m_2 \cdot R_{sense}$ （伏/秒）；
4. 计算晶振充电时的坡度： $V_{osc} = \frac{d(V_{osc})}{T_{on}}$ （伏/秒）
5. 采用叠加原理求斜坡补偿后电流输入端电压。

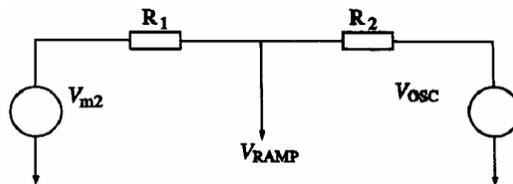


图 12 斜坡补偿等效电路

斜坡补偿后加到芯片电流输入端的电压为：

$$V_{RAMP} = \frac{V_{m2} R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{osc} R_1}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

6. 计算斜坡补偿值：

斜坡补偿电压  $V_{COMP}$  为：

$$V_{COMP} = \frac{V_{osc} R_1}{R_1 + R_2} = M \frac{V_{m2} R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

式中  $M$  ——补偿比率，应大于 0.5，一般取 0.75-1。

#### 四、电流控制技术及其斜坡补偿的应用

##### 1. 平均电流法 B o o s t 电路设计实例

设计 1200W 功率因数校正电路，采用 B o o s t 电路的拓扑，平均电流法的控制电路，U C 3854 B N 的控制芯片。

电路参数如下：

输入电压： $V_{in} = 220V \pm 25\% (165V \sim 275V)$ ；

直流输出电压： $V_o = 410V$ ；

开关频率： $f_s = 80kHz$ ；

功率因数： $PF > 0.993$ ；

效率： $\eta > 0.95$ ；

电感： $L = 600\mu H$ ；

检测变压器变比： $1 : 100$ ；

检测电阻： $15\Omega$ 。

电流环设计为了稳定运行，须进行电流环相位补偿。

电流环补偿后在开关频率附近提供平稳增益。在低频的零点响应提供高增益完成平均电流控制工作。在开关频率附近误差放大器的增益要配合电感电流的下降沿。本设计开关频率为 80KHz，单位增益交越频率应为 14KHz (1/6 开关频率)，但本电流环的主要工作是跟踪线电流，故 10KHz 的带宽是合适的值。电流环的零点必须设置在交越频率上，或低于交越频率处。如设置在交越频率上，相位裕度有  $45^\circ$ ，低于交越频率则相位裕度更大点。 $45^\circ$  的相位裕度的系统工作稳定、低过冲、干扰小，所以将零点设置在略低于交越频率处 ( $f_s$  为 10KHz)。当极点高于开关频率的 1/2 时，极点不会影响控制环的频率响应。为了减少对噪声的敏感性，极点通常设置在开关频率附近。本设计设置极点在开关频率处 ( $f_p$  为 80kHz)。

设计电流环的过程为先算出零点时功率部分的增益，而功率部分增益乘以电流放大器增益为整个电流环增益，整个电流环的增益为 1 时算出电流放大器的交越频率 (即零点)，并且在交越频率处电流环的增益是功率部分增益的倒数，由此算出电流环的增益，由该增益算出补偿网络的电阻，由电阻和零点频率算出补偿网络的零点电容，再由极点频率算出补偿网络的极点电容。具体计算过程为：电感电流的下降沿  $= (V_o - V_{in}) / L$ ；最坏情况 ( $V_{in} = 0$ )，电感电流的下降沿  $= V_o / L$ ；晶振坡度  $= V_s / T_s = V_s f_s$ 。

因为电流放大器的输出不能大于晶振的输出，即电感电流的坡度不能大于晶振的坡度，所以电流放大器的增益最大时 PWM 比较器的两个输入端信号相等，此时最大电流放大器增益为：

$$\frac{V_o}{L} \cdot R_s G_{ca} = V_{se} f_s \quad (1)$$

即：
$$G_{ca} = \frac{V_{se} f_s L}{V_o R_s} \quad (2)$$

而零点处功率部分的增益为：

$$|G_{id}(s)| = \frac{V_{rs}}{V_{ca}} = \frac{V_o \cdot R_{sense}}{SLV_{se}} = 0.26 \quad (3)$$

因为交越频率处整个电流环为单位增益，所以电流环增益为 1，电流环增益及交越频率为：

$$G_{ca} = \frac{1}{|G_{id}(s)|} = \frac{1}{0.26} = 3.8 = \frac{R_f}{R_i} \quad (4)$$

$$G_{id}(s)G_{ca} = \frac{R_s V_o}{V_{se} 2p f_c L} \frac{V_{se} f_s L}{V_o R_s} = 1$$

所以  $f_c = \frac{f_s}{2p} = \frac{f_s}{6} = \frac{1}{2pR_f C_Z}$ ，即交越频率为开关频率的  $\frac{1}{6}$

$$R_f R_i G_{ca} = 17.34K \quad (5)$$

$$f_z = f_c = \frac{1}{2pR_f C_Z} = 10K \text{ Hz}$$

$$C_Z = \frac{1}{2pR_f f_z} = 115 \text{ pF} \quad (6)$$

$$f_p = \frac{1}{2pR_f \left[ \frac{C_Z C_p}{C_Z + C_p} \right]} \approx \frac{1}{2pR_f C_p} \quad (7)$$

$$C_p = \frac{1}{2pR_f f_p} = 15 \text{ pF}$$

式中

$G_{ca}$ ——电流放大器的增益

$G_{id}$ ——功率部分的增益

$V_{se}$ ——晶振峰峰值

$V_{rs}$  ——检测电阻电压

$V_{ca}$  ——电流放大器输出电压

$R_{sense}$  ——检测电阻

$R_i$  ——从电流检测到电流放大器的反向输入端

电流环的增益图(图 13)和电流误差放大器的电路图(图 14)如下所示。

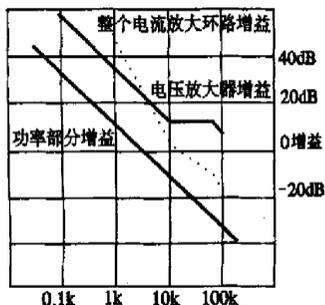


图 13 电流环波特图

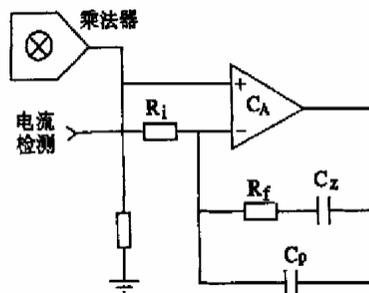


图 14 电流环误差放大器

电压环设计为了工作稳定,必须进行电压环补偿。

与稳定性相比,功率因数校正电路电压环更需要的是保持输入线电流畸变小。电压环的带宽必须设计得足够低以衰减输出电容上的工频 2 次谐波;电压误差放大器也必须有足够的相位裕度以在相位上跟踪输入电流,使功率因数提高。B o o s t 电路输出部分的低频模式是电流源驱动电容的一阶电路,功率部分和电流反馈环组成该电流源,输出电容组成该电容,该模式具有-20 d B/十倍频的增益特性。如果电压反馈环在这附近闭合,它将有恒定的增益并且稳定,但在抑制 2 次谐波引起的畸变方面性能差,放大器需要一个极点以减少纹波电压增益,并且使相移为  $90^\circ$ ,由此找到单位增益交越频率和极点位置。电压环的设计与要达到的 T H D 有关,电压误差放大器输出端产生的 1.5% 的 2 次谐波将在电路输入端产生 0.75% 的 3 次谐波。因为在设计中要求 T H D 不大于 3%,允许分配给电压误差放大器的输出纹波比例是 1.5%。为了提供足够的相位裕度,极点设置在交越频率上,整个回路增益将在  $45^\circ$  的相位裕度。图 15 为电压环的增益图,图 16 为电压误差放大器的电路图。

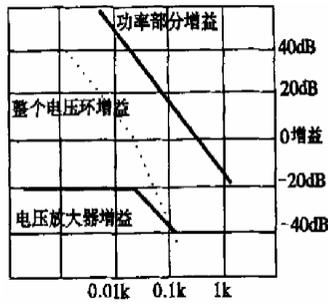


图 15 为电压环的增益图

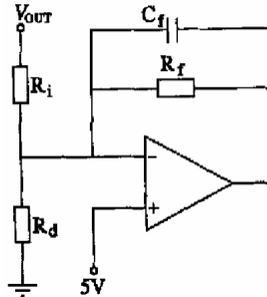


图 16 电压误差放大器

电压环部分的设计从计算输出电容上允许的 2 次谐波电压开始,再计算电压放大器允许的 2 次谐波,及由此算出电压放大器的 2 次谐波增益值,由该增益值可以算出电压环的补偿电容。功率部分的增益和电压环的增益组成整个电压环的增益,整个电压环的增益为 1 时算出交越频率。再由交越频率算出补偿网络的电阻。计算方式如下:

$$V_{opk} = \frac{P_{in} X_{co}}{V_o} \quad (8)$$

$$V_{eapk} = \% ripple \Delta V_{ea}$$

$$|G_{vea}(s)| = \frac{V_{vepk}}{V_o} = \frac{V_{eapk}}{V_{opk}} \quad (9)$$

$$C_f = \frac{1}{2pfG_{vea} R_i} \quad (10)$$

$$|G_{ps}(s)| = \frac{V_o}{V_{vea}} = \frac{V_{opk}}{\Delta V_{ea}} = \frac{P_{in}}{(SC_o)\Delta V_{ea} V_o} \quad (11)$$

$$T_v = 1 = G_{ps}(s)G_{vea}(s) = \frac{P_{in} X_{cf}}{(SC_o)\Delta V_{ea} V_o R_i} \quad (12)$$

当  $q=24$  时,  $k < 0.105$  将确保软开关。当  $T_{roff} < (1-D_{max})T_s = 0.1T_s$  时,  $T_{roff}$  最小。当  $q=24$  时,  $k < 0.09$ 。兼顾考虑, 应取  $k = 0.09$ ;

$L_r=6.5\mu\text{H}$ ,其值根据  $k$  求得;

$L_s=30\mu\text{H}$ ,确定  $L_s$  值最直接的方法是要求  $V_r$  工作范围满足  $V/10 < V_r < V/2$ 。  $L_s$  值大小的选择应确保在所有的输入电压范围内  $T_{\text{ron}}$  和  $T_{\text{roff}}$  都是有效的,并且采用 PFC 时达到最小的电压应力;

$C_s=2\mu\text{F}$ ,在整个开关周期内  $C_s$  可被看作是相对恒定的值。这样可保证  $L_s$  和  $C_s$  的谐振周期是开关周期的若干倍。

## 2.峰值电流控制芯片 UC3846 进行斜坡补偿电路设计举例

主电路拓扑采用双管正激电路

UC3846 的斜坡补偿选择电路根据峰值电流控制的电路图可以看到,加入斜坡补偿有两种方法,一种是将斜坡补偿信号加到电流检测信号中,如图 17 所示;另一种是将斜坡补偿信号从误差电压信号中减去,如图 18 所示。

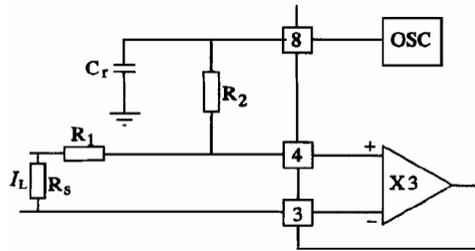


图 17 直接将斜坡补偿加到电流检测信号

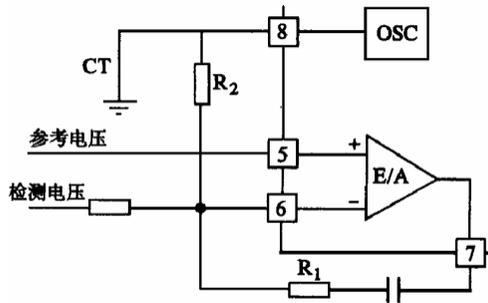


图 18 将斜坡补偿加到电压检测信号上

前一种实现方法简单,但由于斜坡补偿信号的加入,有可能在实现电流限制功能时产生误差。第二种方法实现时必须满足两个条件: 在开关频率附近,电压放大器的增益必须为一个固定的常数  $R_1/R_2$ ; 当射极斜坡补偿时,电流放大器和电压放大器都必须考虑进去。改进第一种方法得到图 19 所示电路,射极跟随器的接入减小了晶振端的输出阻抗。

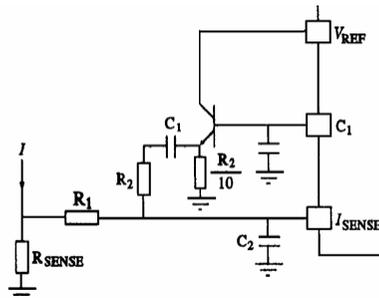


图 19 采用射极跟随器减小晶振的输出阻抗

参数选择采用单端正激电路设计 1000W通信电源,以 UC3846 作为控制芯片,交流输入 165 ~ 275 V;输出 50V,20A;工作频率 80k Hz;匝比 8/1 (  $N_p/N_s$  ),检测电阻  $R_{sense}=0.4\Omega$ ;输出电感  $L=40\mu H$ ;晶振电容  $C_T=1nF$ ;死区时间 0.145us

计算步骤:

1. 计算电感电流的下降沿:  $m_2 = V_{out} / L = 50V / 40\mu H = 1.25A / us$  ;
2. 计算到反应到初级电感电流下降沿:  $m'_2 = \frac{m_2}{N} = \frac{1.25}{8} = 0.156A / us$  ;
3. 计算初级测得的下降沿坡度:  $V_{m2} = m'_2 \cdot R_{sense} = 0.156 \times 0.4 = 0.06V / s$  ;
4. 计算晶振充电时的坡度:  $V_{osc} = \frac{d(V_{osc})}{T_{on}} = \frac{2}{12.3} = 0.17V / us$  ;
5. 计算斜坡补偿值,补偿比例取  $M=0.75$ , $R_1=1k$ ,计算  $R_2$  的值,  $R_2 = R_1 \frac{V_{osc}}{V_{m2} M} = 3.8k$  ;
6. 斜坡补偿后加到芯片电流输入端的电压坡度  $V_{RAMP} = \frac{V_{m2} R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_{osc} R_1}{R_1 + R_2}$  得

$$V_{RAMP} = 0.08V / us$$

## 五、参考文献

- [1]张占松.开关电源的原理设计[M].北京:电子工业出版社.
- [2]杨 汝.峰值电流控制模式中斜坡补偿电路的设计[J].电力电子技术,2001,35(3):35 ~ 38.
- [3]王创社等.开关电源两种控制模式的分析与比较.电力电子技术,1998,(3):78—81.
- [4]李峻.开关集成稳压器控制器的原理及应用.人民交通出版社,1997 年
- [5]丁道宏.电力电子技术[M].北京:航空工业出版社,1995:209 ~ 213.
- [6]王创社,乐开端.开关电源两种控制模式的分析与比较[J].电力电子技术,1998,32(3):78 ~ 81.
- [7]刘胜利.现代高频开关电源实用技术.北京:电子工业出版社,2001[3]路秋生.电流型 PWM 控制器斜坡补偿与实现.全国电源技术年会论文集.2001
- [8]Modelling, analysis and Compensation of the current mode converter[M].unitrode application note,1999.
- [9]DeaneJHB.Chaosina current mode controlled boost DC-DC converter[J].IEEE Trans circuits,1992,CAS-39(8):680—683.