

峰值电流控制 Boost 功率因数校正器中的斜坡补偿*

王长勇

(盐城工学院 后勤管理处, 江苏 盐城 224003)

摘要:简要分析了峰值电流控制的 Boost 功率因数校正器的工作原理, 讨论了峰值电流控制模式中的斜坡补偿以及斜坡补偿对输入电流失真的影响。斜坡补偿必须要足够大, 即使在工作点最坏的情况下也必须保证电流环稳定, 但又不能太大, 以免引起电流波形失真。

关键词:功率因数校正; 峰值电流控制; 斜坡补偿

中图分类号: TM13

文献标识码: A

文章编号: 1008-5092(2001)04-0005-04

随着对开关电源质量的要求提高, 功率因数校正(PFC)成为提高开关电源质量不可缺少的一部分。为了满足电源工业的需求, 有些厂家设计了不少的 PFC 控制集成电路。

大量的电路拓扑可用于 PFC, 包括 CCM 峰值电流、平均电流、滞后电流控制的 Boost 变换器以及 DCM Boost 和反激式变换器等。DCM Boost 和反激式 PFC 电路是电压型控制的变换器, 它们工作时在开关的每一个周期内具有固定的开通时间, 在这些电路中, 输入电流能自动地跟随电源电压变化。这些 DCM 变换器主要用于电源功率比较低的场合。

本文主要研究 CCM Boost PFC 电路, 它主要应用于电源功率较高的场合。因为这种电路系统的极点和零点是随着电源电压而变化的, 对 PFC 电路控制的反馈电路的最佳选择是用反馈增益随时间变化的反馈电路。但是, 反馈增益随时间变化的反馈电路在实际应用中是复杂困难的, 因此具有固定反馈增益的反馈电路常常得到应用。对反馈增益固定的电路, 必须根据电路最坏情况下的工作点和对电路补偿的可能, 确保在电源电压的整个范围内, 系统能稳定工作。

1 峰值电流控制 Boost 功率因数校正器工作原理

定频峰值电流控制的 Boost 功率因数校正器的电路原理框图如图 1 所示。

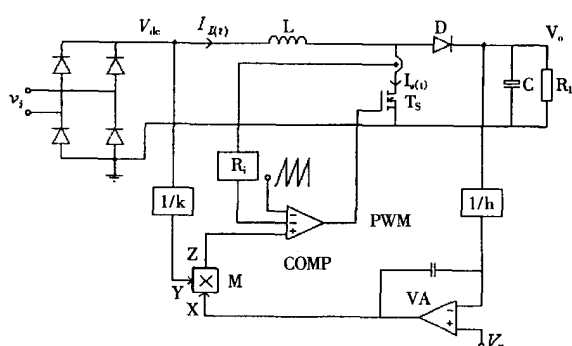


图 1 峰值电流控制的 Boost 功率因数校正器原理框图

Fig. 1 Conceptual circuit diagram of peak current-mode controlled boost PFC circuit

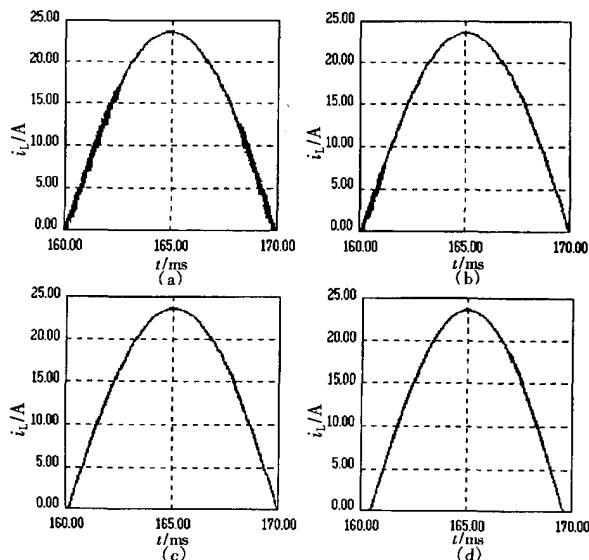
在电路中, 当开关电流达到电流基准以前, 开关一直处于导通的状态, 其中电流基准是由全波整流电压的采样值与电压环误差放大器的输出乘积决定的, 一旦当电感电流达到电流基准, 经比较器输出一关断信号, 使开关 T_s 截止, 以后由定频时钟再次开通开关。如此进行周期性变化。这样电感电流 I_L 的峰值包络线跟踪整流电压 V_{dc} 的波形, 使输入电流与输入电压同相位, 并接近正弦波^[1-2]。

2 峰值电流控制 Boost 功率因数校正器中的斜坡补偿

当交流电网电压从零变化到峰值时, 其占空比由最大值(通常为 95%)变化到最小值(峰值电

网电压附近)。在占空比 > 50% 时, 电流环会产生次谐波振荡现象, 这种现象出现在恒频 PWM DC/DC 变换器中, 因此, 这个电路中也会发生这种现象。事实上, 因为电网电压的变化, 这个问题就更加难以处理^[3-4]。

为了克服这一现象, 必须在比较器的输入端加一斜坡补偿函数。



(a) 没有补偿; (b) 欠补偿; (c) 最佳补偿; (d) 过补偿

图 2 不同斜坡补偿时的电感电流波形图

(a) no compensation; (b) under compensation;

(c) optimal compensation; (d) over compensation

Fig. 2 Inductor current of peak current - mode controlled boost PFC circuit with different compensations

图 2(a) ~ 图 2(d) 表明, 通过适当地引入斜坡补偿, 可以使电感电流次谐波振荡的区域消除。实验结果表明: 在没有引入斜坡补偿时, 电感电流次谐波振荡区域发生在电网电压过零附近, 正弦波上升时的次谐波振荡范围, 比正弦波下降时的次谐波振荡范围要大, 如图 2(a) 所示; 当引入斜坡补偿时, 次谐波振荡也许仅发生在正弦波上升的范围内, 如图 2(b) 所示; 如果将外加的斜坡增加到足够大, 在电网电压的所有范围内, 电流环将都是稳定的, 如图 2(c) 和图 2(d) 所示。

外加斜坡大小的选择必须恰到好处, 斜坡补偿必须要足够大, 即使在工作点最坏的情况必须保证电流环稳定, 如图 2(c) 所示; 但又不能太大, 以免引起电流波形的失真, 如图 2(d) 所示。

外加的斜坡对电流失真的影响如图 3 所示。电流基准 I_{ref} 是由全波整流电压的采样值通过

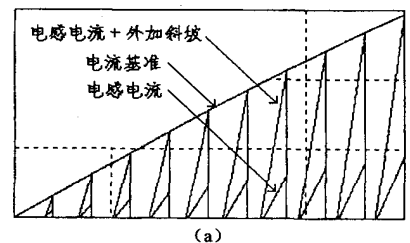
电阻分压, 分压系数为 k , 与电压环误差放大器的输出误差电压 (V_e) 的乘积来决定的。即:

$$I_{ref} = \frac{V_{dc(t)}}{k} V_e = \frac{V_p \sin \omega_o t}{k} V_e \quad (1)$$

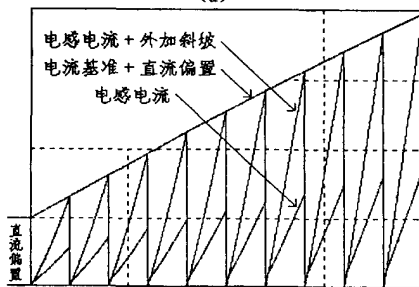
式中: V_p 是电源电压的峰值, k 是分压系数, V_e 电压反馈环误差放大器的输出误差电压, ω_o 是电源角频率。

如果没有外加的斜坡, 在电源电压过零附近的一些开关周期内, 电感电流不可能达到电流基准, 这是因为加在电感两端的电压很小, 需要较长的开通时间, 才能达到电流基准, 而又由于定频时钟周期的限制, 从而使电感电流在开关周期内不可能达到电流基准。在这些开关周期内, 电流工作在不连续模式 (DCM)。

如果将外加的斜坡加到电感电流波形上, 如图 3(a) 所示, 不连续工作模式的持续时间就会增加, 因为斜坡缩短了开关的开通时间, 将会进一步减慢电感电流的建立。结果, 当进行斜坡补偿时, 会使输入电流波形产生更严重的交越失真。外加斜坡使输入电流在电源电压过零时产生交越失真, 可概略分析计算如下。



(a)



(b)

(a) 无直流偏置; (b) 有直流偏置

图 3 电源电压过零时的电感电流

(a) without dc - offset; (b) with dc - offset

Fig. 3 Inductor current waveform near zero crossing of line voltage

根据图 3(a), 瞬时峰值开关电流 $i_{p(t)}$ 为:

$$i_{p(t)} = I_{ref} - S_o t_{on} = \frac{V_p \sin \omega_o t}{k} V_e - S_o t_{on} \quad (2)$$

式中: S_o 是外加斜坡的斜率, t_{on} 是开关的开通时

间。

在连续导通的区域内, 开关的开通时间 t_{on} 可由 Boost 变换器的直流增益求得:

$$\frac{V_o}{V_p \sin \omega_o t} = \frac{1}{1 - t_{on}/T_s} \quad (3)$$

式中: T_s 是开关周期, V_o 是输出电压。

由式(2)和式(3)可得:

$$i_{p(t)} = \left(\frac{V_p V_o}{k} + \frac{S_o T_s V_p}{V_o} \right) \sin \omega_o t - S_o T_s \quad (4)$$

在一个开关周期内电感平均电流 $i_{L,ave(t)}$ 与峰值电流 $i_{p(t)}$ 、电感脉动电流 $\Delta i_{L(t)}$ 之间的关系为:

$$i_{L,ave(t)} = i_{p(t)} - \frac{1}{2} \Delta i_{L(t)} \quad (5)$$

因为电感脉动电流为:

$$\Delta i_{L(t)} = \frac{V_p \sin \omega_o t}{L} t_{on} \quad (6)$$

式中: L 是扼流电感, 则平均输入电流为:

$$i_{L,ave(t)} = \left(\frac{V_p V_o}{k} + \frac{S_o T_s V_p}{V_o} - \frac{T_s V_p}{2L} \right) \sin \omega_o t + \frac{T_s T_p^2}{2LV_o} \sin^2 \omega_o t - S_o T_s \quad (7)$$

在式(7)中, 一旦选定了外加斜坡的斜率的 S_o , 除误差电压 V_o 外, 其它参数都是常数。误差电压 V_o 的大小与输入电压和负载电流有关, 可根据能量守恒关系求得误差电压 V_o 的相对变化趋势^[5]:

$$V_i \frac{V_i}{k} V_o = V_o I_o \quad (8)$$

式中: V_i 是电源电压的有效值, V_o 是输出电压, I_o 是负载电流。

误差电压的最大值是出现在电源电压最小, 而负载电流最大的时候, 即:

$$V_{o,max} = k V_o \frac{I_{o,max}}{V_{i,min}^2} \quad (9)$$

式中: $V_{i,min}$ 是电源电压的最小值, $I_{o,max}$ 是负载电流的最大值。

在任意电源电压和负载电流情况下, 误差电压 V_o 与最大误差电压 $V_{o,max}$ 比例系数 K_o 为:

$$K_o = \frac{V_o}{V_{o,max}} = \frac{k V_o \frac{I_o}{V_i^2}}{k V_o \frac{I_{o,max}}{V_{i,min}^2}} = \left(\frac{I_o}{I_{o,max}} \right) \left(\frac{V_{i,min}}{V_i} \right)^2 \quad (10)$$

得:

$$V_o = K_o V_{o,max} \quad (11)$$

从式(10)可以看出, K_o 与负载电流 I_o 成正比, 与电源电压的有效值 V_i 的平方成反比。式(10)可进一步用两个比例系数来定义:

$$K_i = \frac{I_o}{I_{o,max}} \quad (12)$$

K_i 为负载电流与满载电流之比:

$$K_v = \left(\frac{V_{i,min}}{V_i} \right)^2 \quad (13)$$

K_v 为电源线电压有效值的最小值与电源线电压有效值之比的平方。

PFC 电路工作在一般的电压 (90 VAC ~ 270 VAC) 情况下, 根据式(10), 电源电压为 270 VAC、负载电流为满载电流的 25% 时的误差电压, 是电源电压为 90 VAC、负载电流满载时的 36 倍。因此, 当电源电压增加或负载减小时, 电流基准减少, 从而引起输入电流的交越失真。

作为例子, 假设参数如表 1 所示, 在不同的电源电压有效值和额定负载的情况下, 根据式(7)可以得出一组平均电感电流的曲线, 如图 4 所示。图中实线为正常的电流基准, 由此可清楚地看出, 在电流波形过零附近有一段死角。出现这段死角, 就是由于外加斜坡的存在而使开关过早关闭而引起的。在这段死角时间内, 由于只有非常少的能量存贮在电感中, 从而导致电感平均电流几乎为零。死角的存在对提高功率因数和抑制谐波失真都有不利的影响。

表 1 PFC 电路参数举例

Table 1 Circuit component values and parameters for experimental converter

$V_{i,min}$	90 VAC	V_o	380 VDC
$V_{i,max}$	265 VAC	L	2 mH
$V_{o,max}$	0.4 Adc	f_s	50 kHz
$V_{o,min}$	0.0 Adc	S_o	90 000 A/s

一旦选定了最佳的斜坡补偿, 在电流基准信号中引入一个恒定的直流偏置, 如图 3(b) 所示, 可以达到少输入电流的失真目的。根据式(7), 如果加入的恒定的直流偏置等于, 则输入电流的死角就能被消除, 加入这个恒定的直流偏置的最好办法是, 将其加在 PWM 比较器的输入端, 如图 5(a) 所示。

尽管图 5(a) 所示的这个线路在负载满载时能够很好地工作, 如图 6 所示, 但在轻载情况下,

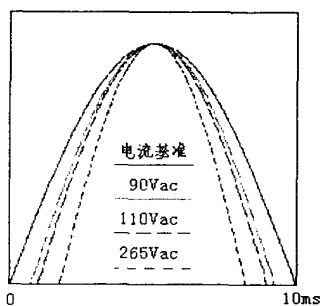
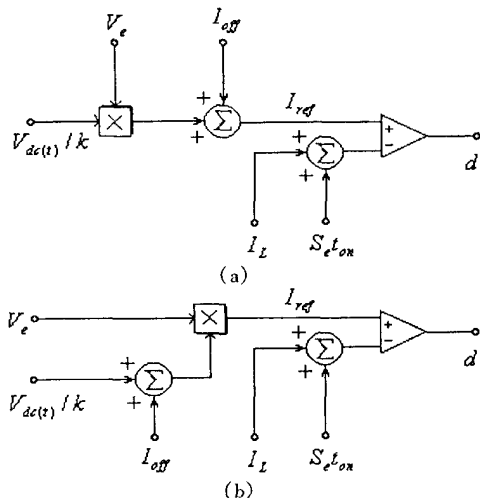


图 4 不同电源电压和额定负载条件下的归一化平均电感电流曲线

Fig. 4 Normalized average inductor currents at full load for different rms line voltages.



(a) 加入恒定的直流偏置; (b) 加入可变的直流偏置

图 5 加入直流偏置的原理框图

a) constant dc - offset injection; (b) variable dc - offset injection

Fig. 5 Conceptual block diagram of dc - offset implementation

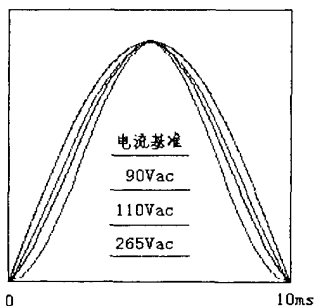


图 6 在不同电源电压和额定负载条件下具有直流偏置时归一化平均电感电流曲线

Fig. 6 Normalized average inductor currents at full load for different rms line voltages with dc - offset

这个线路的输出电压将失去控制,因为在轻载情况下变换器可能失去控制。换句话说,为了在轻

载情况下能够使变换器正常工作,就必须保证当负载减少时使占空比也减少,也就是必须在负载减少时、降低电流基准。在电流基准中加入恒定的直流偏置,就不可能做到在负载减轻时降低电流基准,这是因为,恒定的直流偏置决定了电流基准的最小值。结果,由于恒定的直流偏置的存在,占空比的最小值将增大,出现了在轻载情况下使变换器不能调节输出电压的区域(在电源电压过零附近)。

为了解决这个问题,直流偏置的引入节点,应移到乘法器的输入端,如图 5(b)所示,在这个电路中,引入的直流偏置等于就不会影响占空比的最小值。因此,当负载减轻时,直流偏置在乘法器的输出端的输出也将会被减少。因为在任意负载条件下它不可能等于式(7)中的,所以,它不能完全消除死角,如图 7 所示。

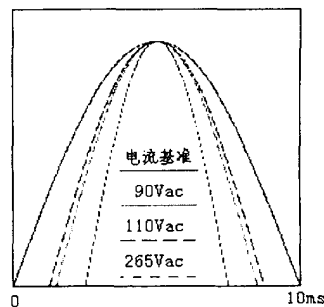


图 7 在不同电源电压和轻载条件下具有直流偏置时归一化平均电感电流曲线

Fig. 7. Normalized average inductor currents at full load for different rms line voltages with dc - offset

3 结束语

电感电流连续工作模式控制的峰值电流控制的 Boost PFC 电路,它主要应用于电源功率较高的场合。在这类电路中,当交流电网电压从零变化到峰值时,电流环会产生次谐波振荡现象,为了克服这一现象,必须加入斜坡补偿。对反馈增益固定的电路,要根据电路最坏情况下的工作点和电路补偿的可能,确保在电源电压的整个范围内,系统能稳定工作。外加斜坡对电感电流的稳定性和失真有显著的影响,为减少电流的失真,外加斜坡必须这样选择:在最坏工作条件下(在电源电压过零附近),外加斜坡能够稳定电感电流。此外,由于斜坡补偿值的变化,为了评价稳定裕度,必须考虑电流反馈环的环路增益。

(下转第 12 页)

幅度稳定的直流电压,同时能提供一定的电流。200 V、50 Hz 的交流电压经变压器降压为 9 V 的交流电压,再经整流电路整流、电容滤波后经串联型集成稳压电路 W7805 稳压后,输出 5 V 直流电压。W7805 的 1 脚所接电容的作用是在输入线较长时,抵消其电感效应,以防止产生自激振荡,2 脚所接电容量为了削弱电路的高频噪声(报警分机电源设计与其相似)。

参考文献:

- [1] 方大千.实用电子制作精选[M].北京:科学技术文献出版社,1997.
- [2] 陈维干.电力载波通信[M].北京:水利电力出版社,1995.
- [3] 谢嘉奎.电子线路[M].北京:高等教育出版社,1986.

4 结论

本文设计的低压载波报警器分为主机、分机两部分。利用本设计,值班人员在值班室便可知道控制地点的情况,大大节省了人力、物力。该报警器利用载波的方式在低压电网中传送信息,不需要另外架线和线路维护,可以在同一台变压器范围内工作,实用性强,安装调试容易,输出利用率高。

The Design of a many-way Alarm of Agricultural Products' Temperature and Humidity Transmitted by Low-Voltage Electric Power Signal Carriers

GU Guang-xu

(Department of Electric Engineering of Yancheng Institute of Technology, Jiangsu Yancheng 224003, PRC)

Abstract: It designs an alarm taking electric power signal carriers as media of Transmission, and then carry's on a detailed analysis on the principle of all the parts of the system.

Keywords: signal carrier; DTMF signal; lock and deposit; alarm

(上接第 8 页)

参考文献:

- [1] 丁道宏.电力电子技术[M].北京:航空工业出版社,1992.
- [2] 叶慧贞,杨兴洲.开关稳压电源[M].北京:国防工业出版社,1990.
- [3] Tang W, Ridley R B, Lee F C. Small - signal Modeling of Average Current - mode Control[C]. VPEC Seminar proceedings, 1991. 193 ~ 201.
- [4] Ridley R B. Average Small - Signal Analysis of The Boost Power Factor Correction Circuit[C]. PESC, 1989. 79 ~ 91.
- [5] Deisch C W. Simple Switching control Method Changes Power Converter into a Current Source[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1990. 300 ~ 306.

Slop Compensation in Peak Current - mode Controlled Boost PFC Circuit

WANG Chang-yong

(Administration of General Services of Yancheng Institute of Technology, Jiangsu Yancheng 224003, PRC)

Abstract: In this paper, the concept of peak current - mode controlled boost PFC circuit is described. The effect of slop compensation in peak current - mode control are discussed. A properly selected external ramp should be large enough to stabilize the current loop at the worst - case operating point but not too large to introduce unnecessary distortions of the current waveform.

Keywords: power factor correction; peak current - mode control; slop compensation