

高功率因数 Boost 变换器电流滞环控制的一种简单实现方案

潘飞蹊, 陈星弼

(电子科技大学微电子与固体电子学院新器件室, 四川成都 610054)

摘要: 通过对传统 Boost 型功率因数校正(PFC)电路电流滞环控制方法中开关时间的分析, 提出了一种简单的控制方案. 将电路的逻辑控制分为两个相对独立的部分, 分别利用恒导通时间控制技术技术和平均电感电流信号来确定电感电流的上限和下限, 即可实现 PFC. 实验电路用一只 RC 低通滤波器来代替传统控制方法中的模拟乘法器和输入电压检测环路, 测试获得了接近 1 的功率因数.

关键词: 功率因数校正; 电流滞环控制; 恒导通时间; 平均电流

中图分类号: TN921.51 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 08-1330-04

A Simple Implementation of Hysteretic Current Loop Control High Power Factor Boost Type Convert

PAN Feixi, CHEN Xingbi

(New Device Studio of Microelectronics and Solid State Electronics Institute,
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: Based on the analysis of the switch time in the traditional Hysteretic Current Loop Control Boost Type Power Factor Correction(PFC) circuit, this paper proposes a simple control mode. To achieve PFC, this mode divides the logical control into two parts, then it determines the prescribed maximum inductor current and the minimum inductor current respectively by constant turn-on time technology and the average inductor current signal. In experimental circuit, a RC low filter replaces the multiplier and the input voltage sensor of traditional mode and the measurement gets near unit power factor.

Key words: power factor correction; hysteretic current loop control; constant turn-on time; average current

1 引言

利用 Boost 型电路来实现有源功率因数校正(APFC)的技术具有驱动容易, 输入电流纹波小, 器件开关应力小等优点而广泛应用于各种电子设备中^[1-3]. 根据变换电感上的电流连续与否, Boost 型 PFC 电路可以分别工作在不连续导电模式(DCM)或连续导电模式(CCM)两种状态之下. 在中大功率输出场合下, 一般采用 CCM 模式, 常用的有电流峰值控制法、平均电流控制法和电流滞环控制法^[1-3]. 通常情况下, 这些控制电路中都需要有输入电压检测环路, 并与输出电压的反馈信号共同输入一个模拟乘法器, 再与电流检测环路的反馈信号一起调制功率开关管的控制信号, 以保证输入电流跟随输入电压而变化, 实现 PFC. 在这些控制方案中, 由于需要模拟乘法器和对输入电压及输入电流的检测, 控制电路较为复杂, 因此, 不带乘法器的控制方案成为 PFC 研究中的一个热点, 如 Maksimovic 等提出的非线性载波控制(Nonlinear Carrier Control)

control^[4], Gegner 等提出的线性峰值电流控制模式(Linear Peak Current Mode Control)^[5]以及 Rajagopalan 等提出的通用平均电流控制技术^[6].

本文以 Boost 型 PFC 电路在 CCM 模式下实现电流滞环控制的原理分析入手, 提出了一种不需要模拟乘法器和输入电压检测环路的简单实现方法. 将电路的逻辑控制分为两个相对独立的部分, 分别利用恒导通时间控制技术和平均电感电流信号来确定电感电流的上限和下限, 就可以使输入平均电流自动跟踪输入电压, 实现 PFC. 整个电路的结构简单, 成本低廉. 实验测试获得了令人满意的结果.

2 基本原理

传统的 Boost 型 PFC 电路的电流滞环控制基本原理、功率开关管控制波形和电感电流波形如图 1 所示, 电感电流的采样信号需要和两个与输入电压成正比的基准电流环信号相比较来产生对功率开关管的控制信号, 其控制步骤为: (1) 电

感充电, 电流到达上限值时, 功率开关管关断, 电感开始放电; (2) 当电感电流下降到下限值时, 功率开关管导通, 电感再开始充电。两个基准信号由输入电压检测信号、输出电压反馈信号共同输入模拟乘法器来产生, 如图 1(a) 所示, 消除这一环节, 可以简化控制电路; 另外, 当输入电源电压近零时, 两个基准信号的差值很小, 由于比较器精度及延迟等因素, 容易引起过零点电流死区问题^[1], 需要对电路进行补偿。针对这些问题, 本文提出了以下的控制方法加以改进。

2.1 利用恒导通时间控制技术取消上限基准电流环

首先讨论在如图 1 所示的传统控制方法下, 功率管开关时间和输入输出电压之间的关系。假设半个工频周期内, Boost 电路的输入电压的变化为 $V_{in}(t)$, 输出电压为直流 V_{out} , 上限和下限基准电流环的变化分别为 $A_1 \# V_{in}(t)$ 和 $A_2 \# V_{in}(t)$ 。由于功率开关管的工作频率远大于工频, 因此在某一时刻 t , 可以用准静态的分析方法。当功率管开启, 电感充电时, 加在电感两端的电压为输入电压 $V_{in}(t)$, 电感电流的采样信号 ($R_s I_L$) 由下限 $A_2 \# V_{in}(t)$ 上升到上限 $A_1 \# V_{in}(t)$, 不难求出功率开关管所需的开启时间为:

$$T_{on} = (A_1 A_2) \# \frac{L}{R_s} \quad (1)$$

当功率管关断, 电感放电时, 加在电感两端的电压为输出电压与输入电压之差 $V_{out} - V_{in}(t)$, 电感电流的采样信号 ($R_s I_L$) 由上限 $A_1 \# V_{in}(t)$ 下降到下限 $A_2 \# V_{in}(t)$, 相应的功率开关管所需关断时间为:

$$T_{off} = \frac{(A_1 A_2) \# V_{in}(t)}{V_{out} - V_{in}(t)} \# \frac{L}{R_s} \quad (2)$$

其中 L 为变换电感的电感量, R_s 是电感电流的等效取样电阻值。从以上两式可以看到, 开启时间 T_{on} 是恒定的, 它与输入电压的变化无关, 仅有关断时间 T_{off} 与输入输出电压有关。反过来, 就可以用恒导通时间控制技术来控制电感电流的上限, 在控制电路中取消上限基准电流环, 电路示意如图 2, 将电路的逻辑控制分为/ 导通时间控制/ 和下限电流控制/ 两个相对独立的部分进行: 当电感充电时, 功率管 Q 的开启时间由输出电压的反馈信号调制, 恒定为 T_{on} ; 当电感放电时, 功率管的关断时间 T_{off} 由/ 下限电流控制/ 电路来控制, 当电感电流下降到/ 下限基准/ 值时, 功率管重新导通。在这种情况下,

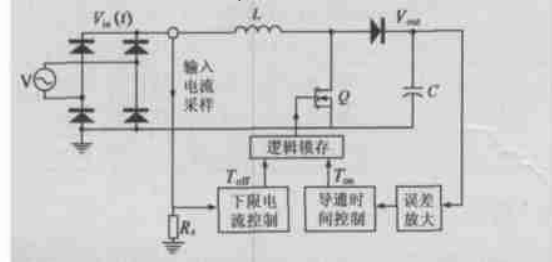


图 2 恒导通时间控制方案

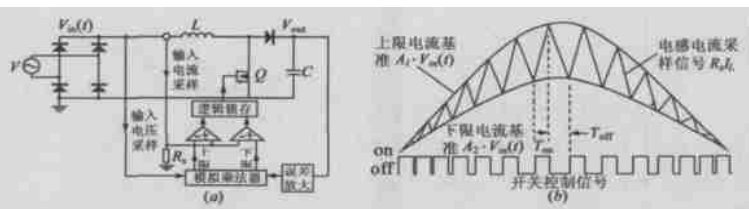


图 1 (a) 电流滞环控制原理; (b) 开关控制信号和电感电流波形

整个控制电路, 实现的关键就变成了如何实现图 2 中的/ 下限电流控制/ 电路的问题, 也就是/ 下限电流基准/ 如何产生的问题。

2.1.2 利用平均电感电流信号实现下限电流基准

图 3(a) 中示出了本文提出的/ 下限电流控制/ 电路实现方法, 其基本思想是: 利用平均电感电流信号自身来实现/ 下限电流基准/ , 从而消除了输入电压检测环路和模拟乘法器。电感电流的采样信号 ($R_s \# I_L$) 分别经由两路缓冲放大, 其中第 1 路 (A 路, 放大倍数设为 A_{V1} 直接输入产生控制脉冲的迟滞比较器, 第 2 路 (B 路, 放大倍数设为 A_{V2}) 则先经过一个低通滤波器 (LF) 后再输入比较器, 并有条件 $A_{V1} > A_{V2}$ 。为了方便问题的说明, 用准静态的分析方法, 如图 3(b), 假设在某一时刻,

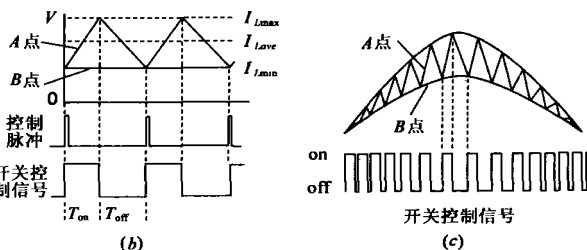


图 3 (a) 下限电流控制方案; (b) 下限电流控制电路原理; (c) 采样信号和开关控制波形

刻, Boost 电路的输入电压为定值 V_{in} , 整个电路已经达到平衡状态。虽然电感电流本身为一高频信号, 但经采样、 A_{V2} 放大和 LF 低通滤波后, B 点的输出电压在准静态分析中可以看为一定值, 它取决于平均电感电流值 (记为 I_{Lave}), 为:

$$V_B = A_{V2} \# R_s \# I_{Lave} \quad (3)$$

用低通滤波器的输出电压 V_B 作为/ 下限电流基准/ 信号, 在功率管关断, 电感放电时, 电感电流逐渐下降, A 点输出也随之下降, 当 A、B 两点电压相交时, 触发迟滞比较器产生一控制脉冲, 控制逻辑使功率管重新导通, 电感再次充电。可以知道, 此时电感电流的下限值 (记为 I_{Lmin}) 为:

$$I_{Lmin} = \frac{V_B}{A_{V1} \# R_s} \quad (4)$$

相应地可以计算出电感电流的上限值 (记为 I_{Lmax}), 它取决于输入电压 V_{in} 和开启时间 T_{on} , 为:

$$I_{Lmax} = I_{Lmin} + \frac{V_{in} \# T_{on}}{L} \quad (5)$$

在准静态条件下, 一个开关周期内的平均电感电流为:

$$I_{Lave} = \frac{1}{2} (I_{Lmax} + I_{Lmin}) \quad (6)$$

联立求解式 (3) (2) (6), 可以计算出平均电感电流的具体表

$$\text{达式为: } I_{L\text{ave}} = \frac{V_{\text{ref}} T_{\text{on}}}{2\# L\# (12 \frac{A_{V2}}{A_{V1}})} \quad (7)$$

从上式中可以看到, 只要保证了条件 $A_{V1} > A_{V2}$, 同时利用恒导通时间控制技术来控制功率的开启时间 T_{on} , 则电感电流(即输入电源电流)的平均值正比于输入电压, 电路就能够实现 PFC. 和传统的电流滞环控制法相比, 不再需要模拟乘法器和输入电压检测环路.

2.1.3 控制电路参数的取值分析

以上的分析是基于准静态情况的, 在用上述控制方案进行电路设计时, 还必须进一步考虑参数的合理取值. 功率开关管一般工作在数十千至数百千赫兹的高频状态, 而输入电压经整流后为 100 赫兹的半正弦波, 因此, 必须考虑低通滤波器的设计, 使其截止频率界于两者之间, 一方面要保证能有效地滤出采样信号中的高频成分, 另一方面又要求同时能完整地保留低频信号, 这样整个电路才能实现良好的功率因数校正. 在半个工作周期内, 当低通滤波器具有理想特性的, A、B 两点的电压变化及功率开关管的控制信号如图 3(c) 所示.

除了电感 L 的大小外, 两路缓冲放大的比值(A_{V2}/A_{V1})是影响变换器工作状态的关键参数, 其取值可以从开关频率和输入电流纹波含量这两方面的约束加以考虑. 当变换器处于平衡状态时, 输入平均功率由式(7)可得:

$$P_{\text{in}} = \frac{V_{\text{rms}}^2 \# T_{\text{on}}}{2\# L\# (12 \frac{A_{V2}}{A_{V1}})} \quad (8)$$

其中 V_{rms} 是输入交流电压的有效值. 假设变换器的效率为 G , 输出功率为 P_{out} , 可以求得开启时间 T_{on} 为:

$$T_{\text{on}} = \frac{2P_{\text{out}}L}{GV_{\text{rms}}^2 \# (12 \frac{A_{V2}}{A_{V1}})} \quad (9)$$

关断时间 T_{off} 与输入电压的瞬时值 V_{in} 和输出电压 V_{out} 相关, 准静态条件下由伏秒平衡原理决定, 为:

$$T_{\text{off}} = \frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{out}} - V_{\text{in}}} \# T_{\text{on}} \quad (10)$$

电感电流纹波含量定义为电感电流变化量 ($I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}}$) 与平均电流($I_{L\text{ave}}$)之比, 由(5)、(7)两式可得:

$$\% W = \frac{I_{L\text{max}} - I_{L\text{min}}}{I_{L\text{ave}}} = 2\# (12 \frac{A_{V2}}{A_{V1}}) \quad (11)$$

从上三式中可以看到, 两路缓冲放大的比值(A_{V2}/A_{V1})一方面决定了电流纹波含量, 另一方面也影响了开关频率, 增大其比值, 虽然可以减小电流纹波含量, 但是会相应增大开关频率, 因此其取值必须折衷考虑. 实际电路设计时, 可以按以下步骤进行: (1) 首先确定电流纹波含量 $\% W$, 由式(11)计算出 A_{V2}/A_{V1} 的值. (2) 根据开关频率变化的容许范围来确定开启时间 T_{on} , 再由式(9)计算所需的电感取值.

3 实验结果及讨论

利用上述控制原理, 设计了相应的电路进行实验, 原理如

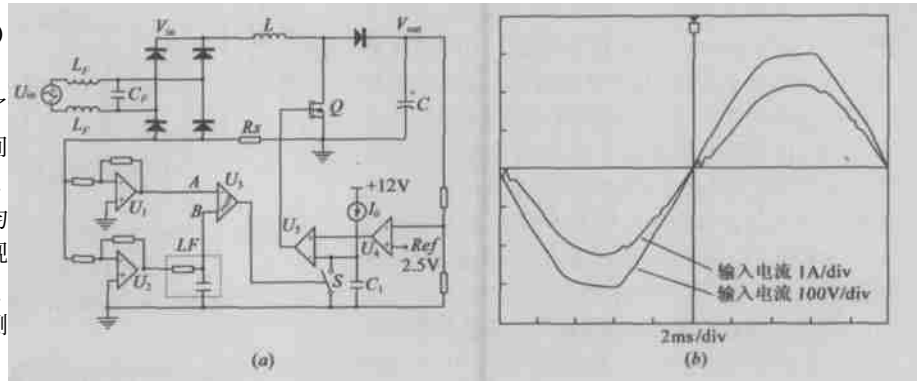


图 4 (a) 实验电路原理; (b) 输入电流电压波形

图 4(a) 所示. 电压误差放大器 U_4 的输出信号与恒流源 I_0 、电容 C_1 输出的积分信号共同输入比较器 U_5 , 调制功率管 Q 的导通时间, 它们组成图 2 中的导通时间控制电路; 电感电流经由电阻 R_s 采样后输入 U_1 和 U_2 组成的两路反相缓冲放大器, 低通滤波器由一个 RC 滤波器来实现, 它们和迟滞比较器 U_3 组成图 2 中的下限电流控制电路. 在电感放电过程中, 当 A、B 两点的输出电压相等时, 迟滞比较器 U_3 输出一脉冲信号, 使开关 S 导通, C_1 放电, 比较器 U_5 翻转, 重新输出高电平, 功率管 Q 将再次导通. 整个环路由 S 、 C_1 和 U_5 共同实现逻辑锁存功能.

表 1 列出了不同输入功率下的几组测试数据. 测试时差模滤波器由两只 215mH 电感和一只 11LF 电容构成, 变换电感 L 的取值为 2mH, 蓄能电容 C 为 150LF; 另外, U_2 和 U_1 组成的两路反相放大器的放大倍数之比(即 A_{V2}/A_{V1})为 0.1713; 低通滤波器由一只 417K 电阻和一只 33nF 电容组成. 图 4(b) 是第三组数据测试时输入电源的电压电流波形图, 可以看到, 该电路中电流自动跟随电压变化, 能够得到接近 1 的功率因数和很低的电流谐波含量.

和传统的电流滞环控制电路相比, 上述控制方案除了不需要模拟乘法器和输入电压检测以外, 还具有以下两个优点: (1) 用于电流下限控制的是平均电感电流信号, 因此对输入电源的噪声不敏感, 这在一定程度上增加了整个电路的稳定性. (2) 导通时间仅由输出电压的反馈信号来调制, 因此不会产生电流过零点的死区问题, 这一点在图 4 的实验测试波形中可以看到.

表 1 实验测试结果

输入电压 V_{rms} (V)	输入电流 I_{rms} (A)	功率因数 PF	电流谐波含量 ($I_{\text{fund}}\%$)				输出电压 (V)	输出功率 (W)
			THD	2	3	5		
221	01765	0.9934	101.36	10.08	8.196	41.05	2124	413
221	11169	0.9948	71.42	10.13	5.190	31.21	2105	411
219	11536	0.9953	61.13	10.10	4.679	21.34	1167	408
221	11895	0.9960	51.03	10.05	3.141	11.53	1125	403
220	21266	0.9961	41.39	10.01	2.188	11.09	1130	401

4 结论

利用恒导通时间控制技术来确定电感电流的上限, 利用平均电感电流来实现下限电流基准, 控制电感电流的下限, 实

现了 Boost 型 PFC 电路在 CCM 模式下的电流滞环控制. 和传统的电流滞环控制法相比, 控制电路中可以用一只 RC 低通滤波器来代替由模拟乘法器和输入电压检测环路实现的功能, 因此整个电路结构简单, 成本低廉, 具有一定的实用价值.

参考文献:

- [1] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998.
- [2] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2002.
- [3] 毛鸿, 吴兆麟. 有源功率因数校正器的控制策略综述[J]. 电力电子技术, 2000, (1): 58- 61.
- [4] Maksimovic D, Jang Y, Erickson R W. Nonlinear Carrier control for High Power Factor Boost Rectifiers[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 11(4): 578- 584.
- [5] Gegner J P, Lee C Q. Linear Peak Current Mode control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique For continuous conduction Mode[A]. PESC. 96[C]. Maggiore, Italy, 1996. 196- 202.
- [6] Rajagopalan J, Lee F C, Nora P A. General Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Single Phase Power Factor

Correction Circuits Without Input Voltage Sensing[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1999, 14(4): 663- 672.

作者简介:



潘飞蹊 男, 1970 年出生于四川古蔺县, 1995 年于四川大学物理系获半导体材料与器件专业硕士学位, 1995 至 2001 年在四川大学物理系任教, 现于电子科技大学攻读博士学位, 研究方向为开关电源和有源功率因数校正.



陈星弼 男, 1931 年出生于上海, 中国科学院院士, 电子科技大学教授, 博士生导师, 著有 6 本专著, 在国内外发表各种研究论文 40 余篇, 拥有 2 项美国发明专利和 3 项中国发明专利, 研究方向为器件物理, 功率器件和 IC 设计.