

CCM下新型前置功率因数校正电路分析与设计

罗萍, 王曾

(电子科技大学电子薄膜与集成器件国家重点实验室 成都 610054)

【摘要】为设计一种新型功率因数校正(PFC)控制集成电路, 该文就Boost变换器CCM稳定工作状态, 分析了前置PFC的工作原理, 重点剖析了新型前置PFC的Boost变换器的占空比与输入电流的关系, 以及对调制电压的要求。Matlab仿真验证了该前置PFC电路的占空比、调制电压与输入电流变化率、输入电流与输入电压的关系, 进而, 给出了该前置PFC电路控制芯片的核心部分——调制电压 V_M 电路的设计原理及 V_M 乘法器的IC实现电路。基于Hspice的整体系统仿真结果显示该电路能很好地实现功率因数校正功能。

关键词 CCM; 占空比; 乘法器; 前置PFC; 调制电压

中图分类号 TN86, TN4

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.04.026

Analysis and Design of a Novel Circuit for PFC Pre-Regulating in Continuous Current Mode

LUO Ping and WANG Zeng

(State key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Devices, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract To design a novel power factor correction (PFC) controller integrated circuit, the principle of the PFC pre-regulator is introduced based on the stable operating station of a boost converter in continuous current mode (CCM). The relationships between duty ratio and input current are analyzed in detail, and the requirement for the regulating voltage is also discussed. Matlab simulation results confirm the relationships among the duty-ratio, regulating voltage, slope of input current, input current, and output voltage of the boost converter. The mechanism of the key part of the PFC pre-regulator, the block of regulating voltage V_M , is given out, and a kind of V_M multiplier integrated circuit is proposed. The whole system simulation results based on HSPICE show that the proposed PFC pro-regulator has good PFC performance.

Key words CCM; duty-ratio; multiplier; PFC pre-regulating; regulating voltage

能源危机的加剧使“绿色电源”得到空前的重视, 国内外相关机构对各种用电设备和装置纷纷制定了包括谐波含量、功率因数等方面的电网无污染国际/国内标准^[1-3]。功率因数校正(PFC)功能成为25 W以上“绿色电源”的重要标志。

文献[4]给出了反激电路功率因数与变压器变比和开关频率的关系; 文献[5]提出了一种无桥PFC技术; 文献[6]提出了一种用于荧光灯照明系统的PFC校正电路, 上述文献均基于对PFC主电路拓扑结构的改进。文献[7-8]则讨论了不同PFC校正方式下变换器所表现出的纹波、稳定性等特性; 文献[9-11]分别介绍了意法、恩智浦和安森美半导体公司推出的近几年比较常用的PFC校正用控制芯片。

本文在分析新型Boost变换器连续导电模式

(CCM)前置PFC工作原理的基础上, 设计了一种用于该前置PFC控制的集成电路(integrated circuit, IC), 给出了PFC控制IC的核心模块——电压调制器 V_M 乘法器电路的设计原理和电路图。系统仿真证明该前置PFC电路具有很好的功率因数校正效果。

1 CCM下前置PFC工作原理分析

图1a~图1c分别为普通Boost变换器CCM下开关功率管栅控电压 V_G 、电感电压 V_L 和电感电流 i_L 的波形图。图中, V_{in} 、 V_{out} 分别为Boost变换器的直流输入、输出电压; I_{in} 为输入电流的平均值; T 为Boost变换器的开关周期, t_1 、 t_2 分别为一个周期内功率开关管导通与关断的时间; Δi_{L_1} 、 Δi_{L_2} 分别为 t_1 、 t_2 时段电感电流的变化量。

收稿日期: 2011-01-05; 修回日期: 2011-04-26

基金项目: 国家863计划(2008AA03A190); 四川省科技厅项目(2010Z00025)

作者简介: 罗萍(1968-), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事智能功率集成电路及系统方面的研究。

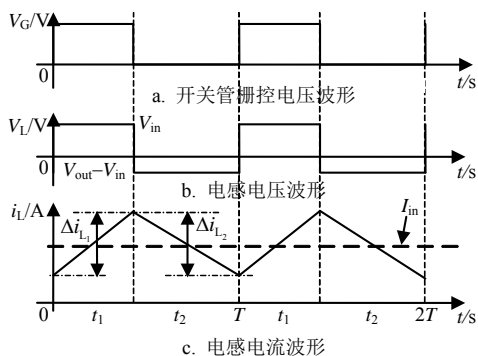


图1 典型Boost变换器CCM下电压电流波形

Boost变换器稳定工作状态下有 $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2}$ ，于是可得：

$$1 - d_1 = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (1)$$

式中， $d_1 = t_1/T$ 为占空比，同时定义 $d_2 = t_2/T$ ，且 $d_1 + d_2 = 1$ 。系统稳定后， d_1 为一固定值，并取决于输入、输出电压的大小。

上述不具备PFC功能的普通Boost变换器的 V_{in} 为直流电压；而对于具有PFC功能的Boost变换器，如图2所示。

图中虚框部分为PFC控制电路。通过检测输入电压 V_{in} 、输出电压 V_{out} 以及整流后的输入电流 i_S ，前置PFC控制电路产生调制信号 V_M 用以改变作用在功率开关管T栅上的控制信号 V_G 的调制占空比 d_1 ，在进行电压调节的同时实现PFC的功能。图中， V_{ramp} 为锯齿波信号的峰值电压； V_{ref} 、 I_{ref1} (I_{ref2}) 分别为参考电压和参考电流； I_F 为反映输出电压的反馈电流；输入滤波电容 C_1 的容值不能太大，以保证 V_{in} 为正弦半波信号。

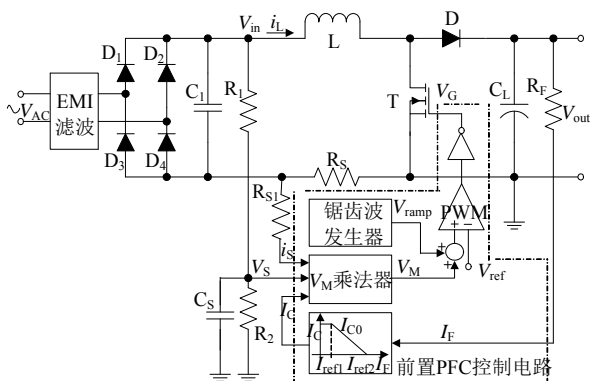


图2 带前置PFC电路的Boost变换器

前置PFC电路的工作原理如图3所示，图中给出了两个开关周期内呈上升趋势的三角形电感电流波形。当开关频率远大于交流工频时，有：

$$\frac{V_{in}}{L} \frac{t_1}{2} = \frac{V_{out} - V_{in}}{L} \frac{t_2}{2} + \frac{di_L}{dt} \frac{T}{2} \quad (2)$$

由式(2)整理后可得：

$$d_1 = \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}\right) + \frac{L}{V_{out}} \frac{di_L}{dt} \quad (3)$$

$$d_2 = \frac{V_{in}}{V_{out}} - \frac{L}{V_{out}} \frac{di_L}{dt} \quad (4)$$

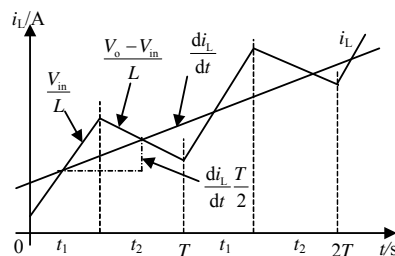


图3 Boost电路的电感电流

在一个工频周期内，电感电流的波形为如图4b所示的被正弦半波调制的三角波。忽略高频开关纹波，理想情况下经功率因数校正后电感电流 i_L 应该与 V_{in} 同频同相。于是，对于图2所示的具有PFC功能的Boost变换器，式(3)和式(4)可以改写为：

$$d_1 = \left(1 - \frac{V_p \sin \omega t}{V_{out}}\right) + \frac{\omega L I_p \cos \omega t}{V_{out}} \quad (5)$$

$$d_2 = \frac{V_p \sin \omega t}{V_{out}} - \frac{\omega L I_p \cos \omega t}{V_{out}} \quad (6)$$

式中， V_p 、 I_p 分别为 V_{in} 、 i_S 的峰值电压和峰值电流。

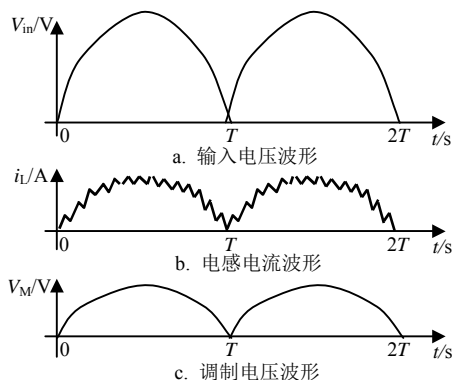


图4 带前置PFC的Boost变换器的主要电压电流波形

当考虑功率因数校正功能时，引入PFC调制变量 V_M ， V_M 由 V_M 乘法器产生。输入电压经过取样、滤波得到反映输入电压有效值大小的信号 V_S ；输出电压经电流采样、差分放大电路，送入 V_M 乘法器，输入电流 i_S 按比例直接取样送到 V_M 乘法器，定义：

$$V_M = \frac{V_S i_S}{I_C} = \frac{V_S i_S}{I_{C0} \left[1 - \frac{V_{out}}{R_F (I_{ref2} - I_{ref1})}\right]} \quad (7)$$

式中， R_F 为反馈电阻； I_{C0} 为 V_M 乘法器的最大被除数，显然， V_M 取决于输入输出电压的大小和输入电感电

流的相位与波形, V_M 波形如图4c所示。

针对图2所示的Boost变换器, 取 $V_{in}=220\text{ V}$, $V_{out}=400\text{ V}$, 电感 $L=1\text{ mH}$, 电容 $C=1\text{ }\mu\text{F}$, 开关频率为 100 kHz , 并取 $R_f=2\text{ M}\Omega$, $I_{ref}=200\text{ }\mu\text{A}$, 利用Matlab软件仿真得到如图5所示的仿真结果, 图5a~图5e分别为 V_{in} 、 V_M 、 d_1 、 di_s/dt 、 i_s 的波形, 可见 V_{in} 、 V_M 与 i_s 呈同频正弦半波信号, d_1 受 V_M 的调制, 近似为与 V_{in} 的同频正弦半波信号, di_s/dt 为余弦信号。

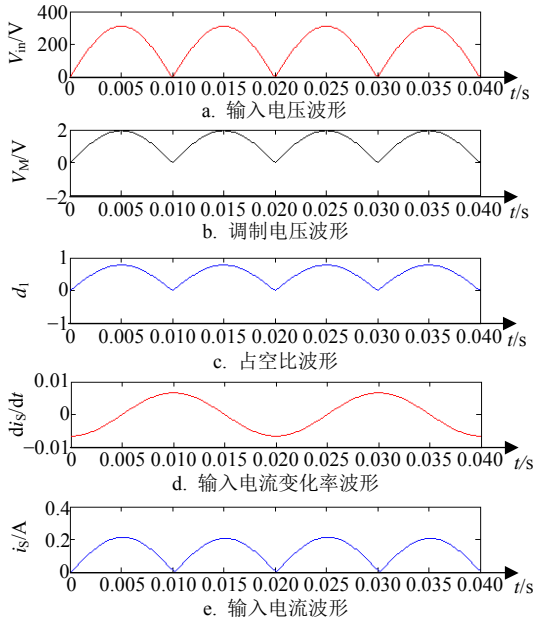


图5 Matlab仿真结果

2 PFC调制变量 V_M 的设计与实现电路

根据第1部分中图2所示前置PFC电路结构示意图及其原理, 在考虑引入PFC调制变量 V_M 后, 可得如图6所示的工作波形图。图中, V_{SW} 为锯齿波信号, V_{ramp} 为锯齿波的峰值。

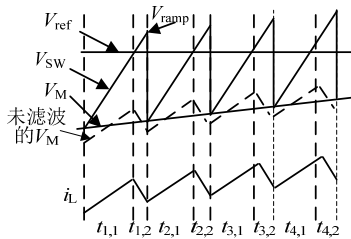


图6 前置PFC电路的工作波形图

根据图6, 有:

$$\begin{cases} V_M(t_{1,1}) + V_{ramp} \frac{t_{1,1}}{T} = V_{ref} \\ V_M(t_{2,1} + T) + V_{ramp} \frac{t_{2,1}}{T} = V_{ref} \\ \vdots \\ V_M(t_{n,1} + (n-1)T) + V_{ramp} \frac{t_{n,1}}{T} = V_{ref} \end{cases} \quad (8)$$

因 $t_{1,1} \approx T$, $t_{1,2} + t_{2,1} \approx T$, ..., $t_{n-1,2} + t_{n,1} \approx T$, 故一个开关周期内可近似得到:

$$\frac{dV_M}{dt} T + V_{ramp} \frac{t_{n,1}}{T} = V_{ref} \quad (9)$$

定义在加入前置PFC功能后Boost变换器的占空比为:

$$d'_1 = \frac{t_{n,1}}{T} \quad (10)$$

对未经 V_M 调制的无PFC功能的Boost变换器, 有 $V_{ref}/V_{ramp} = (V_{out} - V_{in})/V_{out}$ 。于是, 再联立式(9)和式(10), 可得:

$$d'_1 = \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) \left(1 - \frac{dV_M}{dt} \frac{T}{V_{ref}} \right) \quad (11)$$

忽略变换器元器件内阻功耗, 有 $V_{in}I_{in} = V_{out}I_{out}$, 则将式(7)代入式(11)可得:

$$d'_1 = \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \right) - \frac{(V_{out} - V_{in})TI_{out} \cos \omega t}{k'V_{ref}(V_{ref} - V_{out})} \quad (12)$$

对于正弦半波输入的 V_{in} 信号而言, 有:

$$d'_1 = \left(1 - \frac{V_{in,p} |\sin \omega t|}{V_{out}} \right) - \frac{(V_{out} - V_{in})TI_{out} \cos \omega t}{k'V_{ref}(V_{ref} - V_{out})} \quad (13)$$

对比式(5)和式(13), 只要电路设计时满足式(14)成立, 就可实现功率因数近似于1的功率因数校正功能。

$$(V_{out} - V_{in})V_{in}T = -\sqrt{2}Lk'V_{ref}(V_{ref} - V_{out}) \quad (14)$$

新型 V_M 调制信号的产生电路如图7所示, I_{VAC1} 、 I_{VAC2} 和 I_{S2} 均为偏置信号; I_S 、 $I_{V_{in}}$ 、 I_{CTRL} 分别输入电流、输入电压和 I_C 电流; V_A 、 V_B 、 V_C 分别为图7中A、B、C点的电压, 二极管 D_1 上的电流等于输入电流 i_s , 二极管 D_2 上的电流代表输入电压的电流 $I_{V_{in}}$, 二极管 D_4 上的电流为反映 I_C 的 I_{CTRL} 。

A点的电压等于二极管 D_1 、 D_2 的压降之和:

$$V_A = V_{D_1} + V_{D_2} = V_T \ln \frac{i_s I_{V_{in}}}{I_{so}^2} \quad (15)$$

式中, I_{so} 为二极管的反向饱和电流。

由 $V_C = V_T \ln \frac{I_{CTRL}}{I_{so}}$, 得二极管 D_3 的压降为:

$$V_{D_3} = V_A - V_C = V_T \ln \frac{I_S I_{V_{in}}}{I_{so} I_{CTRL}} \quad (16)$$

故流过 D_3 的电流即为PFC的调制电流:

$$I_M = I_{so} e^{\frac{\ln \frac{I_S I_{V_{in}}}{I_{so} I_{CTRL}}}{V_T}} = \frac{I_S I_{V_{in}}}{I_{CTRL}} \quad (17)$$

该电流经由 $MP_7 \sim MP_{10}$ 组成的电流镜镜像后流经一个电阻即可将调制电流 I_M 转换成调制电压 V_M 。式(17)实现了图2所示的 V_M 乘法器的功能。

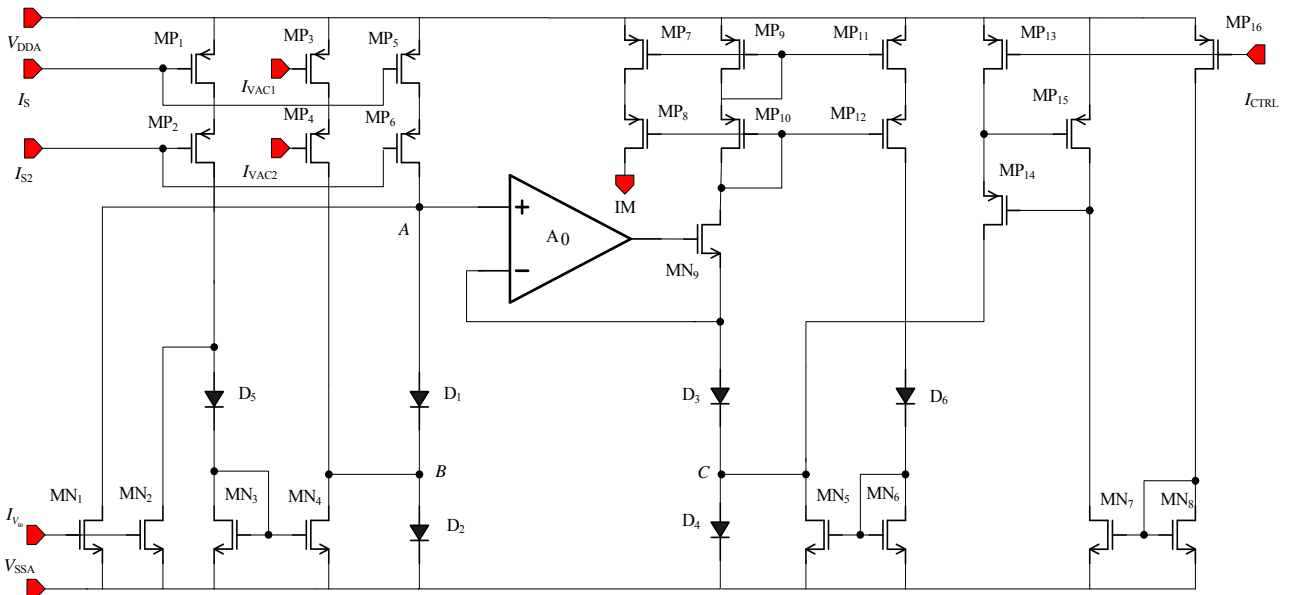


图7 V_M 模块实际电路结构

3 Hspice仿真结果与分析

基于CSMC 0.5 μm 15V BCD工艺, 利用Hspice软件对图7所示 V_M 集成电路进行仿真, 仿真结果如图8所示。

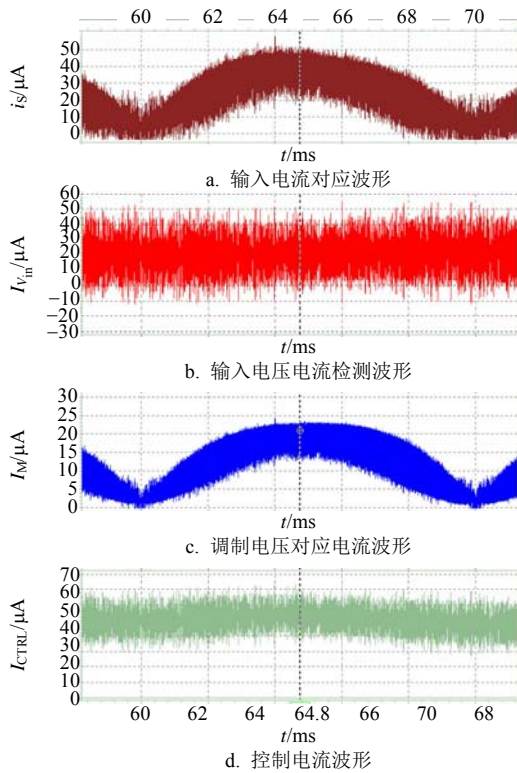


图8 V_M 模块集成电路的仿真结果

利用Hspice软件对图2所示整体电路的仿真结果如图9所示。仿真在输入电压 V_{AC} 为220 V、50 Hz交流电和输出功率为100 W下进行。

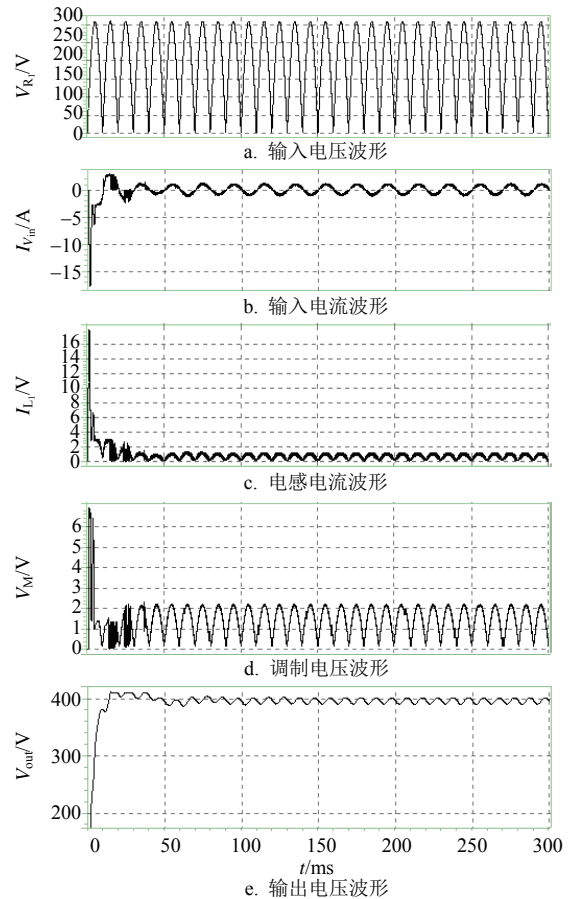


图9 PFC变换器整体仿真波形

图9给出了CCM下Boost变换器的输入电压、交流输入电流、升压电感电流、调制电压以及输出电压的波形, 其中, V_{R_i} 波形是输入正弦半波电压波形, I_{R_i} 是整流滤波前的交流输入电流波形, I_{L_i} 是电感电流, V_M 是调制电压, V_{out} 是输出电压的波形。从

图9中可以看到, 稳定后, 电感电流与输入电压成比例且相位相同, 实现了功率因数校正; 调制电压与电感电流同相位, 用于控制PWM信号的占空比。由于输入为正弦半波信号, 因此 V_{out} 含有按工频周期变化的纹波, 且从图中可知输出纹波 $<5\%$ 。

当输入电压为220 V时, 仿真整体电路效率为92.0%。且随输入电压的增大, 效率升高。若输入电压固定为220V, 整体电路的效率则随输出功率增加而增加, 结果如表1所示。

表1 Boost变换器效率随输出功率的变化情况

输出功率/W	效率/(%)
20	89.5
50	90.5
100	92.0

4 结 论

前置PFC通过与输入电压同频同相的正弦半波调制信号 V_M 对变换器的占空比 d_1 进行微调, 使得输入电流的变化率呈余弦变化趋势, 从而获得与输入电压同频同相的正弦半波输入电流, 以此实现PFC的功能。而在前置PFC功能控制集成电路中, V_M 的产生电路是核心关键电路, 本文给出了利用二极管的*i-v*特性设计的一种 V_M 乘法器, 该电路简单、所需芯片面积小。基于CSMC 0.5 μm 15V BCD工艺的Hspice仿真结果显示, 本文的前置PFC控制电路能很好地实现功率因数校正的功能。

参 考 文 献

- [1] IEC. Electromagnetic compatibility part 3: limits-set.2: limits for harmonic current emission (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase)[S]. [S.1.]: IEC, 1995.
- [2] EN. Electromagnetic compatibility-generic immunity standard, part 1: industrial residential, commercial and light industry[S]. [S.1.]: EN, 1996.
- [3] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局、中国国家标准化管理委员会. GB/T 24825-2009 LED模块用直流或交流电子控制装置性能要求[S]. 北京: 中国标准出版社, 2009.
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China, Standardization Administration of the China National Management Committee. GB/T 24825-2009. DC or AC supplied electronic control gear for LED modules-performance requirements[S]. Beijing: China Zhijian Publishing House, 2009.
- [4] PAPANIKOLAOU N P, TATAKIS E C. Minimization of power losses in PFC flyback converters operating in the continuous conduction mode[J]. IEE Proc.-Power Appl, 2002, 149(4): 283-291.
- [5] YANG Xi-jun, WANG Han, YANG Xing-hua, et al. Theoretic analysis and experimental study of a novel bridgeless partial active[C]//International Conference on Electrical Machines and Systems. [s.n.]: IEEE, 2008: 1179-1184.
- [6] LIN R L, LAN Y M, CHEN F Y, et al. Single -stage CCM PFC electronic ballast[C]//Proceeding of the 20th Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S.1.]: IEEE, 2005: 605-611.
- [7] 刘树林, 刘卫平, 刘健. 临界导电模式PFC电路的稳态特性[J]. 西安科技大学学报, 2004, 24(4): 496-499.
LIU Shu-lin, LIU Wei-ping, LIU Jian, Steady state behavior of critical conduction mode power factor correction circuits [J]. Journal of Xi'an University of Science and Technology, 2004, 24(4): 496-499.
- [8] DRANGA O, CHU G, TSE C K, et al. Stability Analysis of Two-Stage PFC Power Supplies[C]//Proceedings of the 37th Power Electronics Specialists. [S.1.]: IEEE, 2006: 1-5.
- [9] STM. L6562, Transition-mode PFC Controller[DB/OL]. [2005-11-01]. <http://www.st.com>.
- [10] SSL1750, SMPS control IC for LED drivers[DB/OL]. [2008-09-15]. <http://www.nxp.com>.
- [11] NCP1653, Compact Fixed-Frequency Current-Mode Power Factor Correction Controller[DB/OL]. [2010-10-10]. <http://onsemi.com>.

编辑 张俊