

## 基于前馈电流控制斜坡补偿的 Boost 功率因数校正零交越失真研究

李娅妮<sup>\*①</sup> 杨银堂<sup>①</sup> 朱樟明<sup>①</sup> 强 玮<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(西安电子科技大学微电子研究所 西安 710071)

<sup>②</sup>(西安龙腾微电子技术发展有限公司 西安 710065)

**摘 要:** 该文提出了一种前馈电流控制的斜坡补偿方法, 将该方法引入到临界导通 Boost 功率因数校正(PFC)转换器的设计中, 以减小零交越失真问题, 改善谐波电流和频率对系统的限制。基于临界导通 Boost PFC 转换器的拓扑结构, 理论分析了前馈电流控制斜坡补偿技术对脉冲宽度调制(PWM)信号占空比的调制作用, 推导出补偿斜率与输入线电压的关系式, 迫使线电压零交越点附近的电流跟随电压变化。仿真和测试结果表明, 该方法可有效抑制零交越失真现象, 提高系统的动态性能, 尤其在高频及轻负载情况下。测得 Boost PFC 转换器的总谐波失真(THD)仅为 3.8%, 功率因数 0.988, 负载调整率 3%, 线性调整率小于 1%, 效率达到 97.3%。有效芯片面积为  $1.61 \times 1.52 \text{ mm}^2$ 。

**关键词:** 前馈电流控制; 斜坡补偿; Boost 功率因数校正(PFC); 零交越失真

中图分类号: TN402

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)09-2237-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01262

## Design of Zero-crossing Distortion of Boost Power Factor Correction (PFC) Based on Feedforward Current Control Slope Compensation

Li Ya-ni<sup>①</sup> Yang Yin-tang<sup>①</sup> Zhu Zhang-ming<sup>①</sup> Qiang Wei<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China)

<sup>②</sup>(Xi'an Longtium Microelectronics Technology Developing Co., Ltd, Xi'an 710065, China)

**Abstract:** The method of feedforward current control slope compensation and its circuit structure are proposed. With this method, the zero-crossing distortion of boundary boost Power Factor Correction (PFC) converter is reduced, for improving limits for harmonic current and frequency of the system. Based on boundary boost PFC converter topology, the modulation of Pulse Width Modulation (PWM) signal duty cycle is analyzed theoretically by the feedforward current control slope compensation technology. The relationship between the compensation slope and input line voltage is derived, which forces the current to follow the input voltage in the vicinity of the ac line voltage zero-crossing points. Simulation and experimental results reveal that, the zero-crossing distortion of the system could be suppressed efficiently with this method, as well as improved system dynamic performance, especially under the condition of high frequency or light load. The measured Total Harmonic Distortion (THD) of the Boost PFC converter is only 3.8%, the power factor is 0.988, the load adjust is 3%, the linear adjust rate is less than 1%, and the efficiency is 97.3%. The active die area is  $1.61 \times 1.52 \text{ mm}^2$ .

**Key words:** Feedforward current control; Slope compensation; Boost Power Factor Correction (PFC); Zero-crossing distortion

### 1 引言

功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)技术广泛应用于电源系统的前置转换器当中, 目的在于获取单位功率因数, 提高转换效率, 同时保证系统具有极低的总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD), 从而满足日益严格的电流谐波标

准限制, 例如 IEC61000-3-2<sup>[1-5]</sup>。由于其复杂的控制环路及开关特性, PFC 转换器构成了一个典型的非线性时变系统<sup>[6]</sup>, 包含了大量的非线性现象, 因此抑制线电流失真、提高动态特性成为 PFC 的研究热点之一。近年来国内外学者提出了各种方法, 包括斜坡补偿法、谐波平衡法、前馈电流控制法、非线性电流控制法等, 以有效控制系统的非线性现象, 改善谐波电流及工作频率的限制<sup>[7-9]</sup>。

本文采用临界导通 Boost 结构进行研究。作为 PFC 转换器的主要拓扑结构, 临界导通 Boost 结构具有控制简单, 二极管的反向恢复损耗小, 可实现

2010-11-19 收到, 2011-06-02 改回

国家重大科技专项(2009ZX01034-002-001-005)和国家 863 计划项目(2009AA01Z258, 2009AA01Z260)资助课题

\*通信作者: 李娅妮 yanili@mail.xidian.edu.cn

开关的零电压导通, THD 小, 峰值电感电流小, 有更低的关断损耗和导通损耗<sup>[10]</sup>等特点, 普遍适用于中低功耗的应用场合。然而临界导通 Boost PFC 转换器的开关频率随线电压及负载变化, 引起额外的功率损耗(包括开关关断和导通的损耗, 栅极驱动损耗, 电感磁芯和铜绕组的损耗等), 尤其在轻载及高频线电压时尤为严重, 因此有必要研究新的方法来抑制谐波电流和频率的变化, 同时满足系统效率和电磁干扰(EMI)设计的要求。

本文基于临界导通 Boost PFC 转换器电路, 主要研究其线电流的零交失真现象, 并提出了改善的办法。采用辅助绕组的反馈信号对电感电流进行实时监控, 以实现前馈电流控制, 对斜坡信号进行斜率补偿, 完成对脉冲宽度调制(PWM)驱动信号占空比的动态调节, 尤其在输入电压零交越点附近, 通过改变驱动信号的导通时间, 有效减小系统的零交失真现象, 输入线电压频率越高, 负载越小, 改善效果越明显。

## 2 临界导通 Boost PFC 转换器的工作原理

临界导通峰值电流模 Boost PFC 转换器的电路拓扑结构如图 1 所示, 采用双环反馈控制实现最优控制系统<sup>[11]</sup>, 即电压外环和电流内环共同作用来实现控制系统的稳定性。

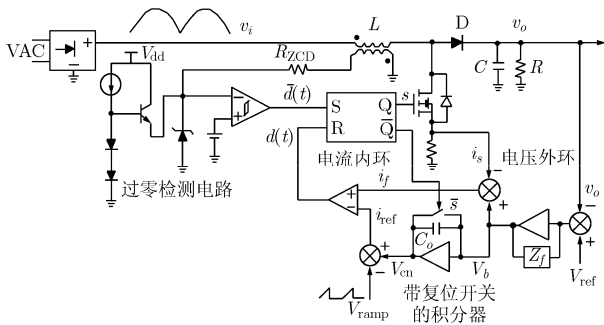


图 1 临界导通 Boost PFC 转换器拓扑结构

设系统的开关频率为  $T_s$ , 输入线电压频率为  $T_l$ , 通常  $T_l \gg T_s$ , 因此可认为在单个开关周期内, 输出电压  $v_o$  为常数<sup>[12]</sup>。系统工作于峰值电流控制模式, 控制电路主要包括带复位开关的积分器、比较器、RS 触发器、斜坡振荡电路、过零检测电路及电压反馈和电流反馈回路的补偿网络等部分。开关管的导通占空  $d(t)$  由参考电流与采样电流决定, 关断占空比  $\bar{d}(t)$  由过零检测电路实现。当电感电流释放到零时, 过零检测电路将 RS 触发器置位, 使得开关管  $s$  闭合, 控制电路开关  $\bar{s}$  断开, 二极管  $D$  由于承受反向电压也断开, 此时输入电压  $v_i$  对电感  $L$  进行充电,

电感电流  $i_L$  开始上升, 控制电路中的积分器电容  $C_o$  开始对二极管  $D$  上的电压进行实时积分。一旦参考电流  $i_{ref}$  和电感电流采样值  $i_s$  相等, 比较器输出高电平, RS 触发器复位, 使得开关管  $s$  断开, 控制电路开关  $\bar{s}$  闭合, 二极管  $D$  导通。输入电压提供负载电流, 并对输出滤波电容进行充电, 电感电流  $i_L$  开始下降, 控制电路的积分器电容  $C_o$  被强制为零, 直至电感电流下降为零, 触发一个新的开关周期。临界导通模式及其稳定性由系统的各项参数指标决定, 主电路状态方程可描述为

$$\left. \begin{aligned} \frac{dv_o}{dt} &= -\frac{v_o}{RC} + \frac{(1-d)i_L}{C} \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{(1-d)v_o}{L} + \frac{v_i}{L} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中

$$v_i(t) = \sqrt{2}V_{in,rms} \sin(2\pi f t) \quad (2)$$

系统的稳定性条件为  $|i_{n+1}/i_n| < 1$ , 即要求系统必须收敛。设  $i_n$  和  $i_{n+1}$  分别为  $t=nT_s$  和  $(n+1)T_s$  时刻的电感电流, 通过检测电感电流的斜率可得

$$\left. \begin{aligned} \frac{i_{ref} - i_{n+1}}{(1-d)T_s} &= \frac{v_o - v_i}{L} \\ \frac{i_{ref} - i_n}{dT_s} &= \frac{v_i}{L} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

由式(3)可得

$$i_{n+1} = \left(1 - \frac{v_o}{v_i}\right) i_n + \frac{i_{ref} v_o}{v_i} - \frac{(v_o - v_i)T_s}{L} \quad (4)$$

化简并消除电流项后可得系统的稳定性判据为

$$i_{ref} \leq \frac{v_i}{R} \left[ \frac{RT_s d}{2L} + \frac{1}{(1-d)^2} \right] \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} d(t) &= k_1 k_2 k_4 \int_0^{dT_s} (V_{ref} - v_o) dt - k_2 k_4 V_{ramp} \\ &\quad - k_1 k_4 (V_{ref} - v_o) + k_3 k_4 i_L \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中  $k_1 \sim k_4$  分别为各级增益系数,  $V_{ramp}$  为振荡器产生的斜坡信号, 在实际应用中, 通过选取适当的开环增益可以提供系统稳定性并降低来自 AC 总线及系统本身的噪声, 增益越小系统越稳定。但环路增益不能无限低, 否则会引起较差的动态响应速度。

## 3 零交失真原理分析

上述分析表明临界导通模式能够消除连续导通模式(CCM)中二极管反向恢复损耗及断续导通模式(DCM)中由于零电压零电流引入的 EMI 问题<sup>[13]</sup>, 与传统技术相比简化了控制结构、降低了设计成本和时间, 有利于便携式节能环保产品的发展, 适用于具有严格待机功耗和谐波失真规范的电气设备, 例

如镇流器、笔记本适配器、LCD 电视及监视器等。但是临界导通 PFC 转换器工作于变频模式，且开关管和输入电流检测网络中的寄生电容和电阻也会引入相应的失真，尤其是在输入线电压的零交越点附近<sup>[14,15]</sup>，随着线电压频率的升高、负载的降低，失真现象尤为严重，从而限制了临界控制模式的应用。具体分析如下。

在一个开关周期内，开关管导通时辅助绕组和主电感耦合且极性相反，即辅助绕组上的电压  $V_{aux}$  和交流输入线电压成正比，方向相反；开关管断开时辅助绕组电压  $V_{aux}$  与输出电压  $v_o$  和输入电压  $v_i$  的差值成正比，当电感电流下降至零时，开关管的寄生结电容  $C_{mos}$  与升压电感产生谐振， $V_{aux}$  降低。由于过零检测(ZCD)环路中存在寄生电容及电阻  $R_{ZCD}$ ，相当于在系统中引入了 RC 延时网络，会使开关管的导通产生一定的延时。在此延时期间，存储在电容  $C_{mos}$  上的电荷被释放转移到输入滤波电容  $C_i$  上，如图 2 所示，因此在输入端没有电流流入电感，即输入电流  $i_i$  为零，电感电流反向流动。

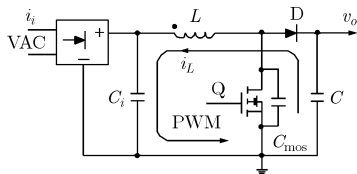


图 2 延时期间电流流向

图 3 为 ZCD 检测网络中各项波形，其中  $t_{on}$ ,  $t_{dis}$ ,  $t_{neg}$ ,  $t_{delay}$  分别代表了电感充电时间、放电时间、电感电流维持负值时间及寄生效应引入的延迟时间， $V_{clamp}$  表示 ZCD 检测模块的高低钳位电压，起保护内部电路的作用。

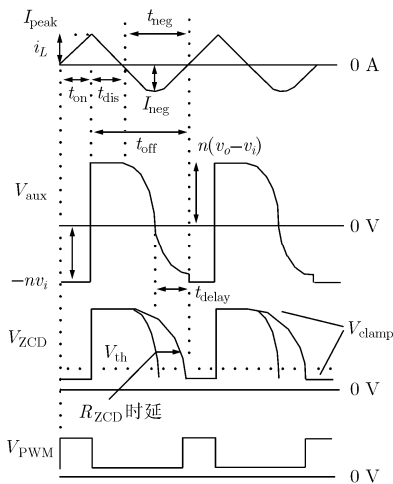


图 3 零电流检测波形

当开关管打开，电感电流从零开始增加，如上述，由于耦合作用辅助绕组电压  $V_{aux}$  为  $-nv_i$ ，其中  $n$  为主电感与辅助电感的匝数比。导通占空比  $d(t)$  由斜坡信号与反馈电压和电流值共同决定，详见式(6)，由于在一个开关周期内输出电压  $v_o$  近似为常数，且  $i_L$  随输入线电压而变化，其包络线成正弦波，所以  $d(t)$  主要由斜坡信号  $V_{ramp}$  决定，即  $V_{ramp}$  的斜率控制开关管导通时间的长短。当开关管关断，电感释放能量，辅助绕组电压  $V_{aux}$  变为  $n(v_o - v_i)$ ，由于寄生 RC 网络引入导通延时，因此当电感电流下降为零时开关管并不会马上导通，此时电感电流改变方向，流入输入端，负的电感电流会降低平均电感电流大小，在峰值电流模中引起谐波失真，如图 3 所示，负电感电流的峰值  $I_{neg}$  为

$$I_{neg} = \sqrt{C_{mos}/L}(v_o - v_i) \quad (7)$$

式(7)表明负电感电流随输入电压变化，输入电压接近零点时  $I_{neg}$  最大，即在线电压零交越点附近，输入电流无法随输入线电压变化而造成零交越失真，虽然失真时间较短，但当输入线电压频率较高，或负载较轻时，失真现象会加重。同时电感电流断续，降低了系统功率级及电流环路的增益，影响输入电流的动态响应速度，在高频线电压或轻负载时系统功耗会显著增加<sup>[16]</sup>。通常采用大的电感和小尺寸的开关管可以适当减小零交越失真，但是这将带来其它一些问题，如更多的尖峰失真。因此，抑制零交越失真对许多应用于中低功耗场合的 PFC 转换器而言至关重要，急需研究新的设计方法加以控制和解决。

#### 4 基于前馈电流控制的斜坡补偿设计

为提高零交越点附近的失真现象，普遍的方法有两种：非线性电流控制和前馈电流控制，两者均基于电流控制环以解决谐波电流和工作频率的限制<sup>[10]</sup>。其中，前者的补偿信号和参考信号包括乘法和除法运算，设计较为复杂，最好采用数字器件实现，例如微处理器等。后者通过增加一个前馈信号来减小反馈控制环路的带宽要求，消除或减小控制系统中的噪声干扰，拓扑结构如图 4 所示。

前馈电流控制结构简单，易于实现，其前馈信号  $d_{ff}$  采样自电感电压，可表达为

$$d_{ff} = 1 - \frac{1}{v_o} \left( |v_i| - L \frac{di_{ref}}{dt} \right) \quad (8)$$

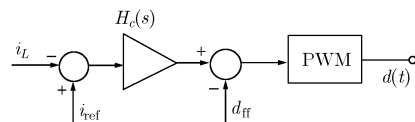


图 4 前馈电流控制拓扑结构

其中 $|v_i|$ 为整流后的输入线电压。前馈电流控制技术通过式(8)中的微分项增大输入线电压零交越点附近的信号占空比 $d(t)$ ,从而减小零交越失真。全反馈控制的实现需要一个分压电路。

根据第2节分析可知,通过改变斜坡信号 $V_{\text{ramp}}$ 能够实现零交越失真的优化设计。如图1所示,斜坡信号叠加在反馈控制电压 $V_{\text{cn}}$ 上,其斜率大小决定了PWM信号的导通占空比,为了增加输入线电压零交越点附近的信号占空比,可对斜坡信号进行补偿以降低其斜率。显然,补偿斜率 $m_c$ 应满足

$$m_c(v_i) \geq \frac{v_o/2 - v_i}{L} \quad (9)$$

此时,系统应维持稳定,即补偿后的参考电流 $(i_{\text{ref}} - m_c(v_i)d(t)T_s)$ 应满足式(5)的要求。斜坡补偿信号的斜率在单位周期内保持恒定,以利于系统的稳定工作<sup>[9]</sup>。

具体实现方法如图5所示,在斜坡振荡电路与过零电流检测模块之间加入分流电阻 $R_Z$ ,恒流源提供的电流 $I_C$ 变为流过电阻 $R_I$ 和 $R_Z$ 的电流之和

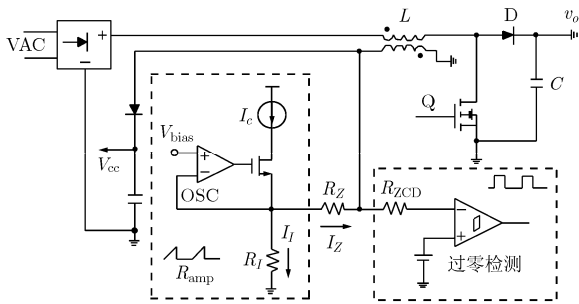


图5 基于前馈电流控制的斜坡补偿结构

$$I_C = I_I + I_Z = \frac{V_{\text{bias}}}{R_I} + \frac{V_{\text{bias}} - V_{\text{aux}}}{R_Z} \quad (10)$$

其中流过 $R_Z$ 的电流 $I_Z$ 随辅助绕组电压变化,即与输入电压 $v_i$ 成正比,方向相反。斜坡信号的补偿斜率为

$$m_c = \begin{cases} \frac{V_{\text{bias}} - n\sqrt{2}V_{\text{in,rms}} \sin(2\pi f_1 t)}{C_{\text{ramp}} R_Z}, & kT_s \leq t < (k+d)T_s \\ \frac{V_{\text{bias}} + n[v_o - \sqrt{2}V_{\text{in,rms}} \sin(2\pi f_1 t)]}{C_{\text{ramp}} R_Z}, & (k+d)T_s \leq t < (k+1)T_s \end{cases} \quad (11)$$

其中 $C_{\text{ramp}}$ 为斜坡振荡电路的充电电容, $V_{\text{bias}}$ 为偏置电压。由式(11)可知,当输入线电压位于零交越点时, $m_c$ 在开关管导通期间取最大值,对应参考电流 $i_{\text{ref}}$ 的值降到最低,即斜坡信号充电电流减小,导通

占空比 $d(t)$ 增加,反馈回路带宽下降,零交越失真得到一定程度的改善。反之,在线电压零交越点附近,开关管关断期间, $m_c$ 取最大值,相对导通占空比 $d(t)$ 仍然增加。

结合式(5),式(6),式(9)及式(11)可得分流电阻 $R_Z$ 的取值范围, $R_Z$ 与输入线电压 $(v_i)$ 、功耗、控制环路增益相关,是系统性能与动态响应的折中。当线电压工作频率 $f_i$ 为50 Hz到60 Hz范围时,零交越失真现象并不明显,前馈电流控制补偿电路几乎不起作用,而当 $f_i$ 增加到400 Hz或更高值时,零交越性能得到明显改善。另外,当外接负载突然降低时,反馈电压增加,在开关管导通期间,参考电流 $i_{\text{ref}}$ 减小,在一定程度上弥补了由于 $i_s$ 减小引起的非线性失真;在开关管断开期间 $m_c$ 增大,进一步降低了参考电流 $i_{\text{ref}}$ ,补偿效果更为明显。

经过前馈电流控制斜坡补偿之后,系统仍然存在少量的失真现象,这些失真主要来自于采样电流信号上的噪声,在零交越点附近其值最小,因此对噪声也更敏感,可以采用其它设计方法进行消除,如数字控制器等。

## 5 数值仿真及电路实验

根据以上理论分析,可发现前馈电流控制斜坡补偿电路能有效抑制线电压零交越点附近的电流失真现象,改善谐波电流和频率的限制,同时满足低功耗设计要求。本文基于SinoMos 1.0  $\mu\text{m}$  40 V CMOS工艺的BSIM3V3 Spice模型,采用Cadence Hspice对系统进行仿真实验验证。图6(a)为线电压 $v_i$ 取最大值245 V时斜坡信号与PWM开关信号的波形,此时斜坡补偿斜率最小,PWM信号占空比 $d(t)$ 最小,开关管导通时间约为5  $\mu\text{s}$ ,系统工作频率为56.6 kHz。图6(b)为线电压 $v_i$ 接近0 V时的仿真波形,此时斜坡补偿斜率最大,系统抑制零交越失真效果最明显,开关管导通时间约为65  $\mu\text{s}$ ,系统工作频率为10 kHz。

为了更直观的验证前馈电流控制对谐波失真的抑制能力,图7给出了输入电流随输入线电压变化的仿真波形,其中,图7(a)为未加入前馈电流控制补偿的线电压及电流波形,在线电压零交越点附近输入电流存在有较为明显的断续情况,此时输入电流无法跟踪输入线电压的变化,造成零交越失真,可以想见,随着输入线电压频率升高或是负载减小时,这种失真情况会显著增加,影响系统的动态特性,增大导通损耗,并引入音频噪声,相应的器件应力也需增加。图7(b)为加入前馈电流控制补偿后

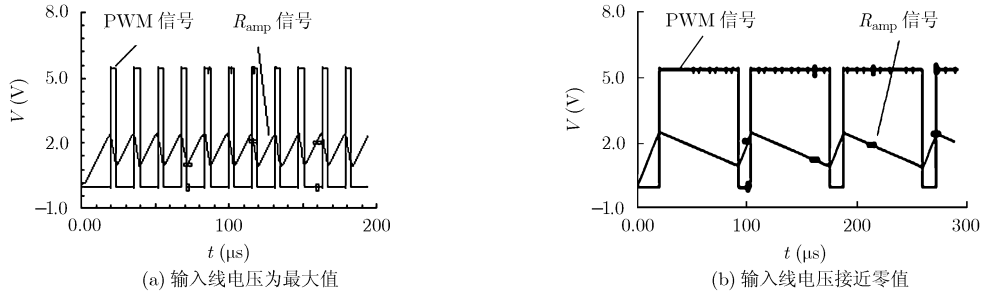


图6 斜坡信号仿真波形

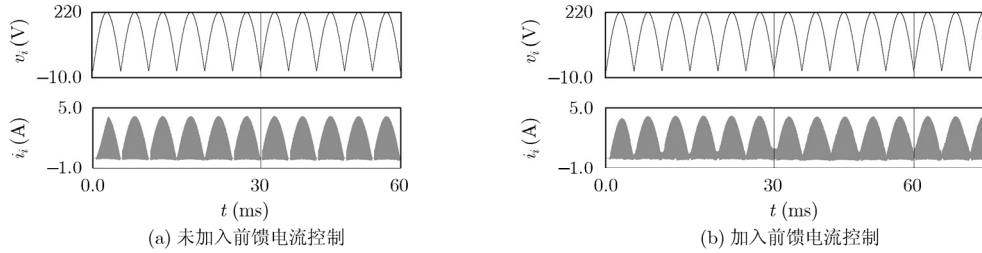


图7 线电压与输入电流仿真波形

的仿真波形，与图 7(a)对比，其线电压零交越点附近的电流仍然能够较好地跟随输入线电压的变化，这表明前馈控制技术能够有效抑制零交越失真问题，同时提高系统稳定性。

经流片后的 Boost PFC 转换器测试波形如图 8 所示，测试结果验证了理论分析和仿真实验的正确性及可行性。对比图 8(a)和 8(b)，在线电压零交越点处，补偿后的谐波电流失真得到有效抑制，避免了系统长时间进入 DCM 模式。测得改善后的 PFC 转换器 THD 仅为 3.8%，功率因数 0.988，负载调整率 3%，线性调整率小于 1%，效率达到 97.3%。理论和测试结果均表明：系统的零交越失真及功耗得到了有效减少，尤其当交流输入线电压接近零值时。

有效芯片面积为  $1.61 \times 1.52 \text{ mm}^2$ 。

### 6 结束语

本文通过理论分析、仿真实验及流片测试，证明了前馈电流控制的斜坡补偿技术对临界导通 PFC 转换器的零交越失真现象具有明显的改善作用。采用前馈电流控制对斜坡信号的斜率进行补偿，使得临界导通 PFC 转换器的信号占空比受输入线电压的调制，增大零交越点附近的 PWM 占空比，从而有效减小非线性失真，尤其在高频及轻负载情况下，性能优化更为突出。测试结果表明前馈电流控制斜坡补偿技术能够很好地解决系统的零交越失真问题，提高系统动态性能，且结构简单，易于实现。

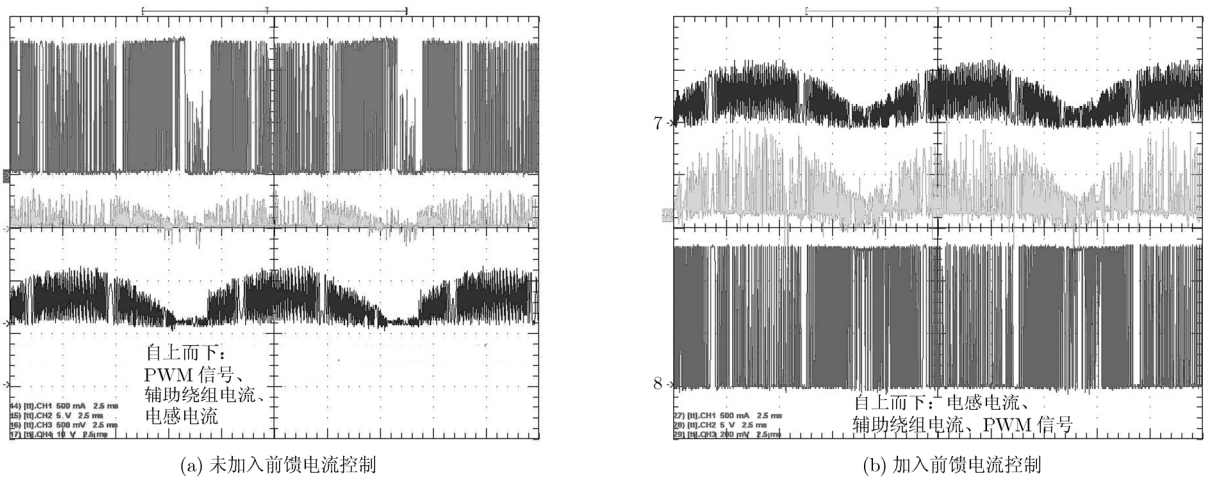


图8 临界导通 PFC 转换器的测试结果

## 参考文献

- [1] 李娅妮, 杨银堂, 朱樟明. 双环控制单周期 PFC 转换器高层次模型及电路实现[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(4): 608-612.
- Li Ya-ni, Yang Yin-tang, and Zhu Zhang-ming. Double-loop control one cycle PFC converter high-level model and its circuit realization[J]. *Journal of Xidian University*, 2010, 37(4): 608-612.
- [2] Park Gwi-geun, Kwon Kee-yong, and Kim Tae-woong. PFC dual Boost converter based on input voltage estimation for DC inverter air conditioner[J]. *Journal of Power Electronics*, 2010, 10(3): 293-299.
- [3] Sanjeev Singh and Bhim Singh. Single-phase SEPIC based PFC converter for PMBLDCM drive in air-conditioning system[J]. *Asian Power Electronics Journal*, 2010, 4(1): 16-21.
- [4] Balamurugan R and Gurusamy G. Harmonic optimization by single phase improved power quality AC-DC power factor corrected converters[J]. *International Journal of Computer Applications*, 2010, 1(5): 33-40.
- [5] Gomes de Freitas L C, M Simões M G, Canesin C A, et al.. Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of power electronic converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, 54(6): 3030-3041.
- [6] 包伯成, 许建平, 胡文. 电流控制型 Boost 变换器分叉行为的仿真和分析[J]. 机车电传动, 2008, (4): 20-24.
- Bao Bo-cheng, Xu Jian-ping, and Hu Wen. Analysis and simulation of bifurcation behaviors of current-mode control boost converter[J]. *Electric Drive for Locomotives*, 2008, (4): 20-24.
- [7] Li Ya-ni, Yang Yin-tang, and Zhu Zhang-ming. Low-power variable frequency PFC converters[J]. *Journal of Semiconductors*, 2010, 3(1): 400-1-400-5.
- [8] Wang Fa-qiang, Zhang Hao, and Ma Xi-kui. Analysis of slow-scale instability in boost PFC converter using the method of harmonic balance and floquet theory[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2010, 57(2): 405-414.
- [9] 来新泉, 李祖贺, 袁兵. 基于自适应斜坡补偿的双环电流模 DC/DC 混沌控制[J]. 物理学报, 2010, 59(4): 2256-2264.
- Lai Xin-quan, Li Zu-he, and Yuan Bing. Control of chaos in double-loop current-mode DC/DC based on adaptive slope compensation[J]. *Acta Physica Sinica*, 2010, 59(4): 2256-2263.
- [10] Bing Zhong-hui, Chen Min, and Miller K T. Recent developments in single-phase power factor correction[C]. IEEE Power Conversion Conference, Nagoya, 2007: 1520-1526.
- [11] 朱樟明, 杨银堂. PWM 降压型 DC/DC 转换器的高层次模型[J]. 固体电子学研究进展, 2008, 28(4): 607-611.
- Zhu Zhang-ming and Yang Yin-tang. The high-level model of PWM buck DC/DC converters[J]. *Research & Progress of Solid State Electronics*, 2008, 28(4): 607-611.
- [12] O'Sullivan D L, Egan M G, and Willers M J. A family of single-stage resonant AC/DC converters with PFC[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(2): 398-408.
- [13] Jiang Zhi-hong, Huang Li-pei, and Zhu Ji-hong. One-cycle controller for parallel-connected interleaving critical continuous conduction mode PFC converter[J]. *Journal of Tsinghua University (Science & Technology)*, 2007, 47(7): 1197-1200.
- [14] Lamar G D, Fernandez A, Rodriguez M, et al.. A unity power factor correction preregulator with fast dynamic response based on a low-cost microcontroller[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(2): 635-642.
- [15] Sun Jian. On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(3): 685-692.
- [16] Zhu Zhang-ming and Yang Yin-tang. A CMOS flyback PWM controller with low no-load power consumption[J]. *Journal of Semiconductors*, 2008, 29(11): 2275-2280.
- 李娅妮: 女, 1979年生, 讲师, 博士, 研究方向为低压低功耗模拟集成电路设计.
- 杨银堂: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为集成电路技术、深亚微米模拟集成电路及新型半导体器件.
- 朱樟明: 男, 1978年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为低功耗混合信号SOC体系结构及关键电路设计.