

一种适合于航空电网的单周期控制 功率因数校正技术

The Single Cycle controlling PFC Technique Used to Airborne Electried net

刘磊, 朱锋, 龚春英

南京航空航天大学 南京 210016

摘要: 本文研究了一种适合于航空电网的高功率因数校正技术, 与以往采用的乘法器控制方法不同的是, 该变换器采用新型的单周期控制技术。文中分析了该校正技术的工作原理, 仿真和实验结果证明了在输入电源频率较高的航空电网中, 单周期控制 Boost PFC 变换器具有良好的性能。

叙词: 单周期控制, 功率因数校正, Boost 变换器, 航空电网

中图分类号: TM6 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2014)12-5-126

1 引言

传统的交流供电设备输入端采用如图 1 所示的 AC-DC 电路, 该电路具有结构简单成本低的优点, 但其输入电流波形畸变大, 功率因数低 (0.6~0.7), 污染电网严重时会影响电网稳定性, 随着航空系统用电设备的增多, 航空电网中的谐波电流也越来越大, 对航空系统用电设备提出了功率因数的要求 (美国航空无线电技术委员会于 1997 年提出了民用飞机的标准 RTCA DO-160D)。在输入端采用无源元件也可以解决输入电流畸变问题, 使输入功率因数达到 0.95, 但是同时带来整流后直流电压变换范围加大, 影响后级电路有效工作。随着电力电子技术的发展, 高功率因数的有源 PFC 技术将得到广泛应用。它由前级的 AC-DC 和后级的 DC-DC 组成。其前级主要是实现输入电流的整

形, 一般采用输入整流桥后接一个 Boost 变换器来实现, 输出电压预稳定在某一值, 给后级 DC-DC 实现最后隔离稳压提供了良好条件^[1]。

有源 PFC 技术就控制方式而言, 大多数采用平均电流控制来达到功率因数校正的目的, 但平均电流控制中需要检测输入电压、电感电流、输出电压, 并且需要使用乘法器来实现, 使得系统控制复杂, 投资增加。单周期控制是一种不需要乘法器的新颖控制方法, 它同时具有调制和控制的双重性, 该技术的突出特点是: 无论是稳态还是暂态, 它都能保持受控量的平均值恰好等于或正比于控制参考信号, 具有动态响应快、开关频率恒定、鲁棒性强、易于实现等优点^[2]。本文将采用单周期控制技术, 研究一种适应于航空电网的高功率因数 PFC 变换器。

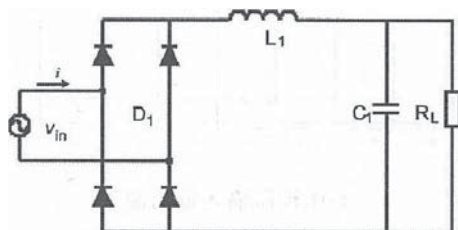


图 1 传统交流供电设备 AC-DC 电路

2 工作原理

为了进行稳态特性分析, 简化推导过程, 不妨先作以下假定:

- (1) 电感电流的纹波可以忽略, 电路运行在 CCM 模式;
- (2) 开关频率远大于电源电压频率, 输入电压、电流在几个连续的开关周期内可以近似认为是恒值, 电路运行在

准稳态；

(3) 推导过程中忽略开关器件的导通压降和开关损耗，忽略分布参数的影响，不考虑能量损耗。图 2 即为单周期控制 PFC 变换器的原理图。

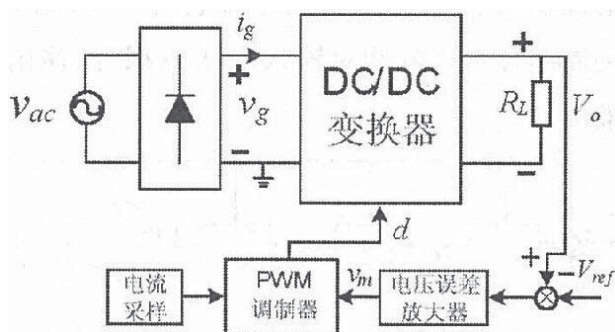


图 2 单周期控制 PFC 变换器原理图

PFC 电路的控制目标是控制 DC-DC 变换器的输入电流 i_g 与输入电压 v_g 成比例，从而使得输入阻抗为纯电阻性。即：

$$\bar{i}_g = v_g / R_e \quad (1)$$

其中， \bar{i}_g 为 DC-DC 变换器输入电流平均值，可以通过调制占空比 d 来控制， R_e 为输入等效电阻。

在准稳态下，占空比控制信号由 v_m 和电流采样信号经 PWM 调制器调制而成，有^[3]：

$$R_s \bar{i}_g = v_m / M(d) \quad (2)$$

其中， R_s 为电流采样电阻， $M(d)$ 为 DC-DC 变换器的电压转换比， v_m 为调制电压，可以控制输入电流的幅值。当变换器工作于理想稳态时，其控制占空比 D 满足下式：

$$V_o / V_g = M(D) \quad (3)$$

其中， V_o 为输出电压，将 (3) 代入 (2) 便得到准稳态下的控制规则，即：

$$R_s \bar{i}_g = v_m V_o / V_g \quad (4)$$

如果变换器的输出电容足够大，那么输出电压 V_o 可以视为恒定值，从 (4) 可以看出，如果 v_m 在一个输入周期内也保持为一个定值，那么 \bar{i}_g 与 v_g 成正比，从而输入等效电阻为：

$$R_e = R_s V_o / v_m \quad (5)$$

v_m 可以调节 R_e 从而控制输入电流，由图 2 可知 v_m 为输出电压误差放大器输出，在系统达到准稳态时， v_m 近似是一个恒定值。

本文中 DC-DC 变换器采用 Boost 拓扑，如图 3 所示，可知有 $\bar{i}_g = \bar{i}_L$ 。对于 Boost 电路有：

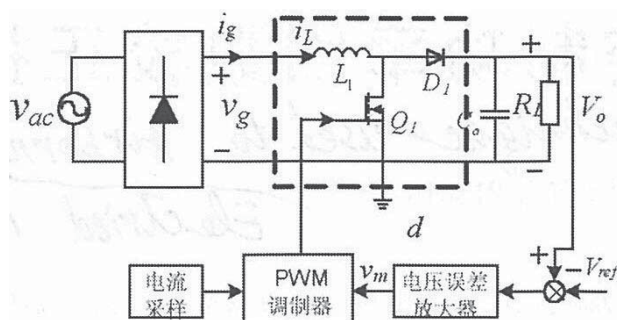


图 3 单周期控制 Boost PFC 变换器原理图

$$R_s \bar{i}_L = v_m / M(d) = v_m V_g / V_o = v_m (1-d) \quad (6)$$

这就是单周期控制 Boost PFC 变换器的控制方程。由假设，电感平均电流 \bar{i}_L 可以近似认为等于电感瞬时电流 i_L ，有：

$$R_s i_L = v_m / M(d) = v_m V_g / V_o = v_m (1-d) \quad (7)$$

因此，可以通过一个简单的电流瞬时采样电路来代替平均电流采样电路，一般只需要通过一个检测电阻来实现，为了降低电流检测损耗，也可用电流互感器来实现。

单周期控制的核心是复位积分器电路，在时间 $t(t \in T_s, T_s$ 为一个开关周期) 内，积分器对输入电压 v_i 积分，输出为 $t/T_s v_i$ 。由此可以推出

一种单周期控制的通用 PWM 调制器模型^[4]，如图 4 所示。

该模型由一个固定频率的时钟发生器，一个 RS 触发器，一个比较器和 $n(n=1,2,3,\dots)$ 个带复位功能的积分器组成，

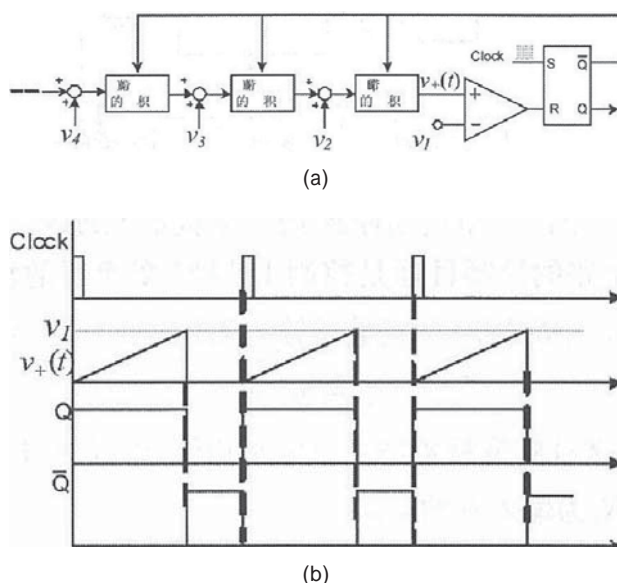


图 4 单周期控制通用调制模型及工作波形

积分器的积分时间常数等于时钟周期 T_s 。其工作原理为：每个开关周期由固定频率的时钟发生器开始，当时钟信号开始时，触发器的 Q 端输出高电平，所有的积分器开始工作，当比较器“+”端的电压 $v_+(t)$ 增加至比较器“-”端的电压 v_1 时，比较器输出高电平，将触发器 Q 端置低电平，将所有的积分器复位，直到下一个时钟周期开始。

假设 $v_2, v_3, v_4 \dots$ 在一个开关周期之内是定值，那么有：

$$v_+(t) = v_2(t/T_s) + v_3(t/T_s)2 + v_4(t/T_s)3 \dots (0 \leq t \leq T_s) \quad (8)$$

如果令 $v_1 = v_m = i_L R_s$, $v_2 = v_m$, $v_3 = v_4 = \dots = 0$, $d = t/T_s$ 得到图 5 所示的下降沿调制控制规律

$$v_m - R_s i_L = d v_m \quad (9)$$

如果令 $v_1 = i_L R_s$, $v_2 = v_m$, $v_3 = v_4 = \dots = 0$, $1 - d = t/T_s$ 得到图 6 所示的上升沿调制控制规律。

3 系统仿真分析

根据以上的分析，采用下降沿调制的方法建立了系统的仿真电路，得到系统的仿真波形（图 7），输入电压为 115V。由仿真波形可以看出，系统的工作跟前面的分析是一致的，由图 7(c) 可以看出，变换器输入电流良好的跟踪输入电压，仿真波形证明了单周期控制可以用于 Boost 变换器实现 PFC 功能。

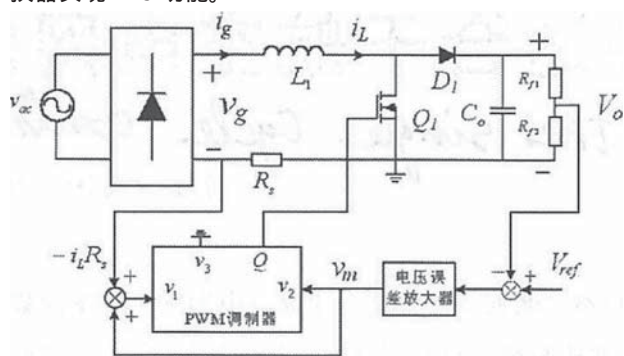


图 5 下降沿调制的 OCC Boost PFC 原理图

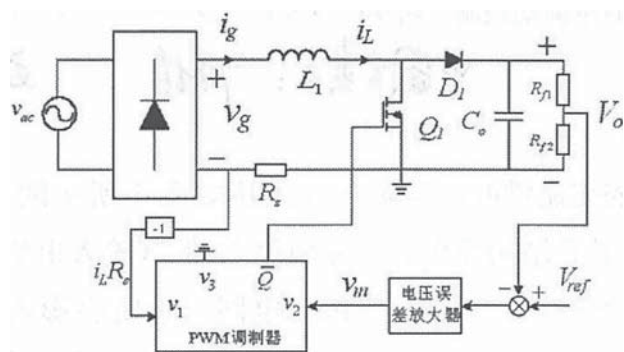
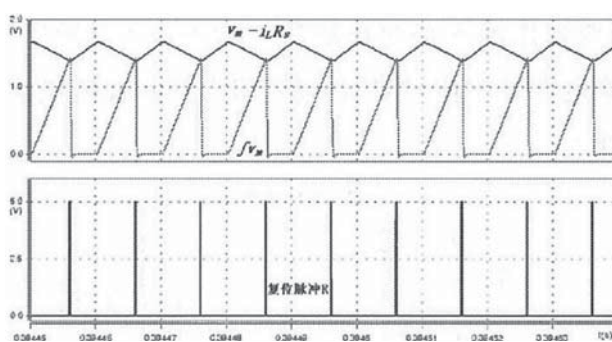
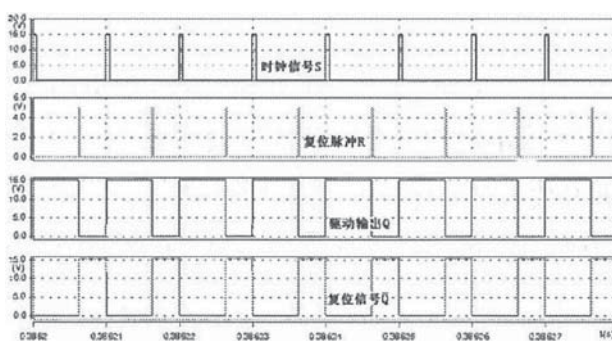


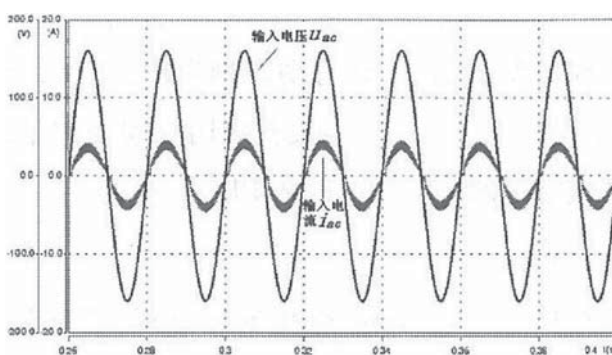
图 6 上升沿调制的 OCC Boost PFC 原理图



(a) 比较器输入输出波形



(b) PWM 波形



(c) 输入电压、输入电流波形

图 7 单周期控制 Boost PFC 变换器仿真波形

4 实验验证并分析

目前大多飞机主电源采用 400Hz 交流电，某大型飞机采用变频 (360Hz~800Hz) 交流供电体制。本文设计的 2kW Boost PFC 变换器在输入电源频率为 360Hz~800Hz 的范围内进行实验。设计指标如下：额定输入电压 115V，输入电压频率 360Hz~800Hz，输出功率 2kW，效率 η 95%，PF 0.99，THD 5%，输出电压 250V，输出过压保护点设定为 300V，保持时间 30ms，设计最大软启动时间 50ms。

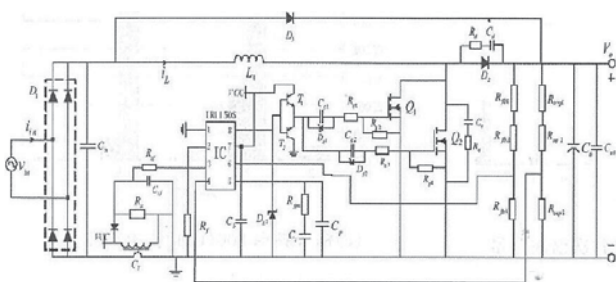


图 8 单周期控制 Boost PFC 变换器电路图

图 8 为单周期控制 Boost PFC 变换器实验电路图，控制电路采用芯片 IR1150S^[5]，根据设计指标设计电路参数为：考虑开关损耗，取开关频率为 50kHz，Boost 电感 $L_1=212\mu\text{H}$ 。高频输入滤波电容 $C_{in}=3\mu\text{F}$ ，输出滤波电容 $C_o=2.2\text{mF}$ ，并 $0.33\mu\text{F}/400\text{VCBB}$ 高频电容。开关管选择两个 MOS 管 35N60C3(35A/600V) 并联，快速二极管采用 DSE160-06(60A/600V)。电压误差放大器补偿 $R_{gm}=46.4\text{k}$ ， $C_z=0.33\mu\text{F}$ ， $C_p=1\text{nF}$ 。驱动电路采用图腾柱的驱动结构，加速开关管的驱动速度， $C_{g1}=C_{g2}=0.1\mu\text{F}$ ， $R_{g1}=R_{g3}=10$ ， $R_{g2}=R_{g4}=10\text{k}$ 。考虑到功率管的电压尖峰，电路中采用 RC 吸收电路，实验中取 $C_d=C_q=100\text{pF}$ ， $R_d=R_q=51$ 。

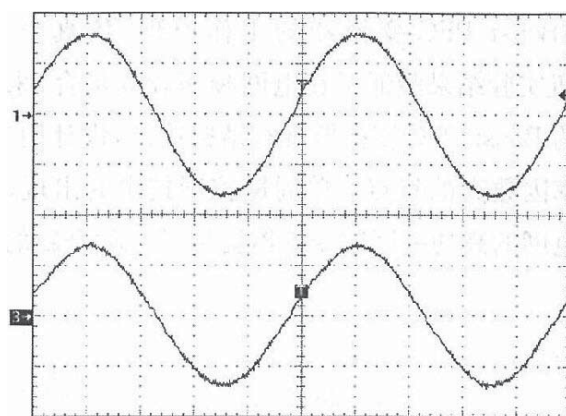
实验过程中，由于输入电流比较大，采用一个 LEM(1:1000) 来测量输入电流，测量电阻为 300。

图 9 为输入额定电压 115V，输出功率约 2kW 在不同的输入频率情况下的输入电压输入电流波形，从实验波形可以看出，输入交流电源在频率 360Hz~800Hz 的范围为内输入电流波形都能很好的跟踪输入电压，波形质量比较好。

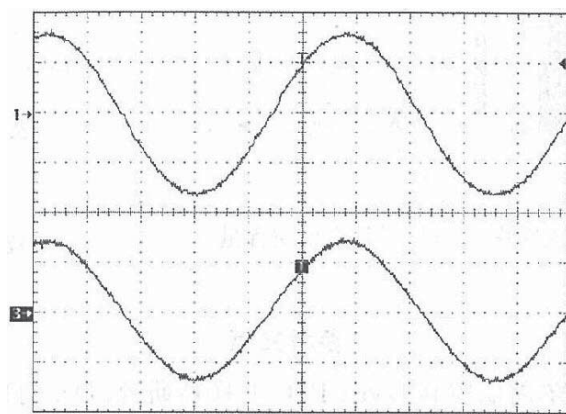
图 10 为变换器在额定输入电压 115V/400Hz 时，系统效率随输出功率增加的变化曲线，控制电路由外部稳压源供电。可以看出，系统效率随输出功率的增加先增大后减小，输出功率大约在 950W 时，系统效率最高，达到 97.1%，随着输出功率的增加，输入电流也增大，开关的导通损耗也越来越大，导致系统的效率降低，满载时效率约为 96%。

图 11 为输入交流频率为 400Hz、360Hz、800Hz 时，输入 PF 值随着输出功率增加的变化曲线。可以看出，随着输出功率的增加，输入电流 PF 值升高，满载时，三种工作状态下 PF 值都能达到 0.999，THD 分别为 2.2%，2.3%，2.3%。对比 800Hz 与 400Hz 的曲线，输入频率 800Hz 时，PF 值较小，说明输入频率 800Hz 时系统的谐波含量有所增加。

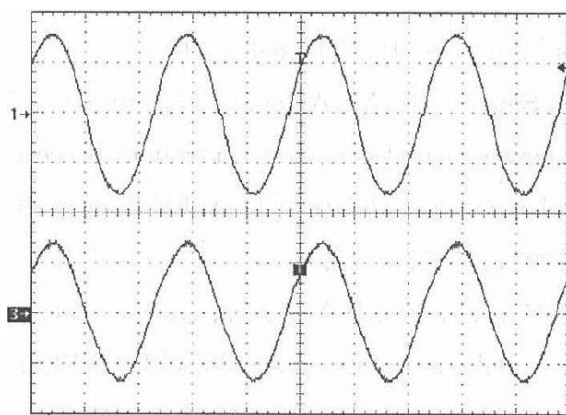
图 12 为额定功率下，输入 115V 交流频率为 400Hz、



(a)400Hz t(0.5rrm/div)



(b)360Hz t(0.5ms/div)



(c)800Hz t(0.5ms/div)

图 9

360Hz、800Hz 时，各次谐波含量图，可以看出，单周期控制 Boost PFC 变换器在输入交流电源频率从 360Hz~800Hz 范围内输入电流各次谐波含量满足 RTCA DO-160D^[6] 标准，适合作为航空电源变换器的前级。

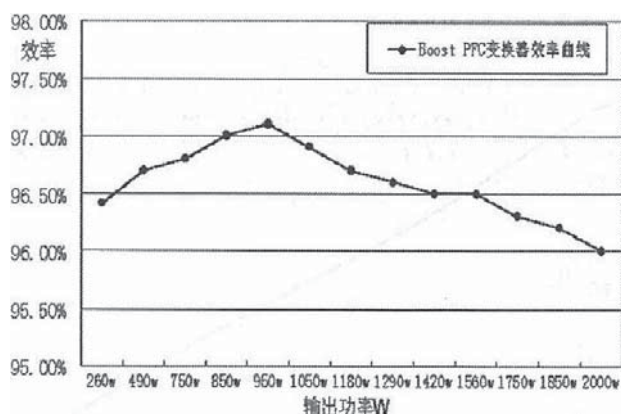


图 10 效率随输出功率变化曲线

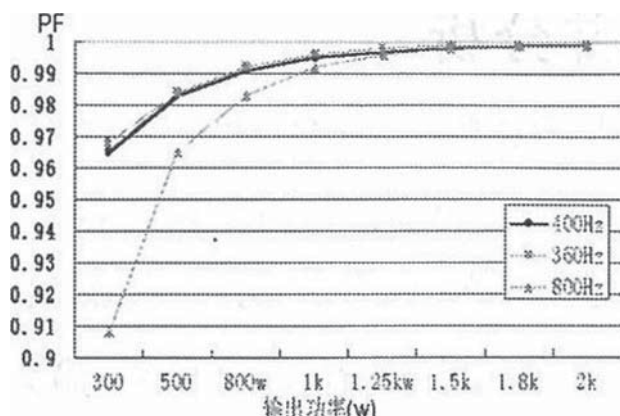
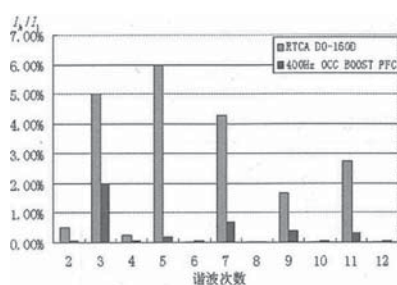
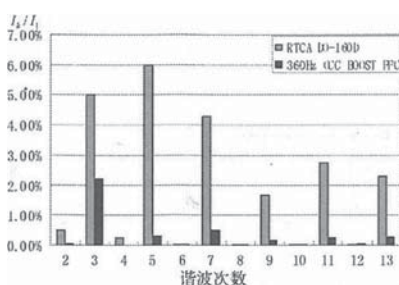


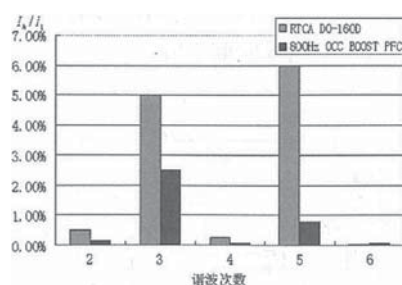
图 11 PF 值随输出功率变化曲线图



(a) 输入频率 400Hz 时各次谐波含量



(b) 输入频率 360Hz 时各次谐波含量



(c) 输入频率 800Hz 时各次谐波含量

图 12

5 结语

本文研究了一种适应于航空电网的高功率因数的单相 Boost PFC 变换器，采用新型的单周期控制方法。文中分析了单周期控制 Boost PFC 变换器的工作原理，仿真分析及一台 2000W 样机实验结果验证了在电网频率较高场合，采用单周期控制方法的 Boost PFC 变换器具有结构简洁，设计简单，工作稳定以及功率因数高的特点。单周期控制技术的出现，为设计适应于航空电网的高功率因数变换器提供了一种全新的更良好的选择。

参考文献

- [1] 朱锋. 单周期控制 Boost PFC 变换器研究 [D]. 南京: 航空航天大学, 2007, 1.
- [2] Smedley K M, Cuk S. One-cycle Control of Switching Converters[C]. PESC91, 1991: 888-896.
- [3] Z. Lai, Smedley K. M. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator[J]. IEEE Transactions of

PE, May 1998, 13: 501-510.

- [4] Z. Lai, Smedley K. M. A general constant-frequency pulse-width modulator and applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, April 1998, 45: 386-396
- [5] IR1150S, Data Sheet-International Rectifier Corp [EB/OL]. 2005.
- [6] Jian Sun. Demystifying Zero-Crossing Distortion in Single-Phase PFC Converters [C]. PESC02.2002 IEEE 33rd Annual, Volume 3, 23-27 June 2002 Page(s):1109-1114.

作者简介

刘磊, 男, 1984 年生, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术。

朱锋, 男, 1983 年生, 三十研究生, 研究方向为功率电子变换技术。

龚春英, 女, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事航空二次电源变换技术、电力电子高频变换技术、电能质量控制技术等方面的研究。