

一种新型井下架线电机车供电电源设计*

刘璿琪, 徐晓贤, 张 岚, 陈言峰, 王 聪
(中国矿业大学 机电与信息工程学院, 北京 100083)

摘 要: 提出了一种新型的基于单周期控制的单位功率因数整流器为井下电机车供电。该电源由维也纳整流级和高频隔离 DC-DC 变换级两级功率变换器级联构成, 但控制电路采用一级协调控制。电路控制简单, 不需要乘法器和输入电压检测就可以实现单位功率因数运行, 且可以降低开关器件一半的电压应力。详细分析了新型整流电路的基本工作原理和双闭环控制策略, 并通过仿真和试验对此新型电路拓扑及其相应控制策略的正确性进行了验证。

关键词: 煤矿; 供电系统; 单周期控制; 数字控制; 单位功率因数; 三相维也纳电路

中图分类号: TD 64+1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)02-0106-06

Design of Anovel Underground Electric Locomotive Power Supply System*

LIU Jinqi, XU Xiaoxian, ZHANG Lan, CHEN Yanfeng, WANG Cong

[School of Electrical and Information Engineering, China University of Mining and
Technology (Beijing), Beijing 100083, China]

Abstract: A new type of unit power factor rectification based on single cycle control One-Cycle Control (OCC) was proposed. The circuit was powered by a downhole electric locomotive. The power supply was composed of a rectifier stage based on cascaded vienna rectifier and a transmission stage based on high-frequency isolated DC-DC converter. However, an overall control scheme was adopted to regulate the two stages. This simple control scheme could realize the unity power factor without involving any multipliers or input voltage sensors. Besides, the voltage pressure of the switches could be reduced by half due to the topology structure. The basic operating principles and the double-loop control strategy were analyzed in detail. The correctness of the proposed circuit and its corresponding control strategy was verified by simulation and experiment.

Key words: coal mine; power supply system; one cycle control; digital control; unit power factor; three-phase viennese circuit

0 引 言

随着电力电子装置的应用日益广泛, 以及电力系统非线性负载的大量接入, 供电电能质量问题日显突出, 因此近年来, 以电力电子变流器为核心的电能质量控制技术引起越来越多的关注^[1-8]。对电力系统中应用的谐波抑制和无功补偿技术, 以及电力电子装置自身的功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 技术的研究已经成

为目前电气工程领域最受重视的研究领域之一。

传统的煤矿井下架线电机车主要由 550 V 直流电源供电。该供电电源通常通过采用二极管或晶闸管整流得到。在该电压等级的要求下, 380 V 市电通过二极管或晶闸管整流显然无法升压到 550 V 电压等级; 而 660 V 煤矿电源通过晶闸管整流, 虽然可以得到 550 V 直流电压, 但较大的触发控制角导致位移功率因数下降, 而且晶闸管整流还会产生较大的谐波电流从而污染电网^[9-11]。因

* 基金项目: 国家自然科学基金项目 (51577187)

作者简介: 刘璿琪 (1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

王 聪 (1955—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动。

此,目前一般的解决方案是在整流级前端多加一组定制的工频变压器从而产生幅值适当的交流电压,使得晶闸管触发角工作在接近于零度。这种解决方案虽然可以提高位移功率因数,但是谐波污染仍然存在,另外增加的工频变压器体积笨重、庞大。基于以上的弊端和不足,本文提出了一种新型的为井下电机车供电的基于单周期控制的单位功率因数整流电路。系统由维也纳整流级和高频隔离 DC-DC 变换级两级功率变换器级联构成,但控制电路采用一级整体控制,电路控制简单、不需要乘法器和输入电压检测就可以实现单位功率因数整流,另外该整流电路可直接接到 380 V 供电系统,不需要增加额外的定制工频变压器。本文对此新型整流电路的基本工作原理和双闭环控制策略进行了详细的分析,并对电路进行了计算与选型,最后通过仿真和试验对此新型电路拓扑及其相应控制策略的正确性进行了验证。

1 新型井下架线电机车供电电源主电路

本文提出的新型架线电机车直流整流电源电路如图 1 所示。

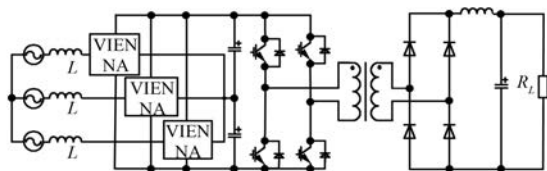


图 1 新型井下电机车电源拓扑

图 1 中,电路的 AC/DC 整流部分,使用了三相三线制的维也纳(VIENNA)电路结构,因其只需要 3 个开关器件就可单位功率因数运行,故可以有效地降低损耗、提高能量的利用率;且维也纳电路开关管承受的耐压仅是直流电压的一半,因此在相同输出电压的条件下,能够降低开关管一半的电压应力。另外,该电路具有三电平结构,故在电流纹波要求一定的情况下,可以采用较小的滤波电感。

后级增加高频隔离 DC/DC 变换级部分,主要有两个原因:首先,通过前后级的电气隔离,可以增加煤矿井下供电电源运行的安全性;更重要的是,VIENNA 电路必须工作在升压模式才能可靠

运行,如果考虑到电网电压会有 $\pm 10\% \sim \pm 20\%$ 的波动,显然当 380 V 向上波动时,VIENNA 电路的输出电压必须高于 550 V 才能稳定工作,就违反了煤矿保安规程的规定;而后级增加高频隔离 DC/DC 变换级后就可以保证无论输入电源电压如何波动,均可使该新型整流电源电路输出端维持输出 550 V 直流电压。

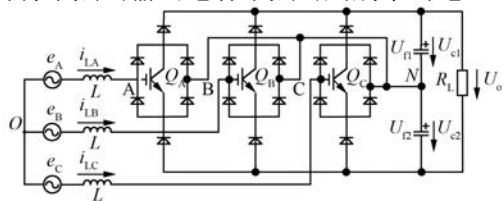
2 基于单周期的控制策略

2.1 单周期控制的理论推导

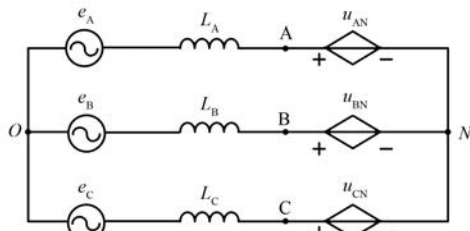
单周期控制(One Cycle Control, OCC)的功率因数校正变换器因具有控制策略简单无需产生输入电流基准,不需要使用乘法器、锁相环和采样输入电源电压,所以具有较好的动态和稳态性能等优点,得到了国内外学者的广泛关注^[12~14]。

下文对采用 OCC 的新型直流架线电源电路进行详细分析与讨论。

三相三线制的维也纳拓扑如图 2(a) 所示。图 2(a) 中 e_A, e_B, e_C 为整流器三相输入电源电压; i_{LA}, i_{LB}, i_{LC} 为三相输入电流; L_A, L_B 和 L_C 分别为三相输入滤波电感且大小相等,即 $L_A = L_B = L_C = L$; C_{f1}, C_{f2} 为直流侧滤波电容,且电容大小相等为 C_f ; U_0 为直流侧输出电压; R_L 为直流输出侧负载; Q_A, Q_B, Q_C 为 A、B、C 三相对应的 3 个功率开关管,相应的占空比为 d_A, d_B, d_C 。忽略开关器件的开关损耗、导通压降和分布参数的影响,其等效模型如图 2(b) 所示。图 2(b) 中 u_{AN}, u_{BN} 和 u_{CN} 为整流桥臂中点到输出电容中点的周期平均电压。



(a) 三维维也纳变换器电路拓扑



(b) 三维维也纳变换器拓扑等效模型

图 2 三相维也纳变换器拓扑及其等效模型

当变换器的工作频率远远大于三相电源的基波频率时,变换器在准稳态模式下,即在多个相邻的开关周期内,三相工频输入电压可以等效为直流输入电压。考虑到交流侧的滤波电感在变换器的一个周期内满足伏秒平衡原理,基于以上条件可得

$$\begin{cases} e_A = i_{LA}j\omega L + u_{AO} \\ e_B = i_{LB}j\omega L + u_{BO} \\ e_C = i_{LC}j\omega L + u_{CO} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} ——整流桥臂中点到三相输入电源中点的周期平均电压。

由于变换器的工作频率很高,且滤波电感本身感值很小,此时可以忽略电感得

$$\begin{cases} u_{AO} \approx e_A \\ u_{BO} \approx e_B \\ u_{CO} \approx e_C \end{cases} \quad (2)$$

在三相平衡无中性线系统中:

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad (3)$$

由图 2(b)可知:

$$\begin{cases} u_{AO} = u_{AN} + u_{NO} \\ u_{BO} = u_{BN} + u_{NO} \\ u_{CO} = u_{CN} + u_{NO} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{NO} ——三相输入电源中点到输出电容的中点的周期平均电压。

由式(2)~式(4),可得

$$u_{NO} = -\frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \quad (5)$$

由式(3)和式(5),可得

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AN} \\ u_{BN} \\ u_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (6)$$

整流桥臂中点到输出电容中点的周期平均电压 u_{AN} 、 u_{BN} 和 u_{CN} 可以表示为

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{U_0}{2}(1 - d_A)\text{sign}(i_{LA}) \\ u_{BN} = \frac{U_0}{2}(1 - d_B)\text{sign}(i_{LB}) \\ u_{CN} = \frac{U_0}{2}(1 - d_C)\text{sign}(i_{LC}) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\text{sign}()$ ——符号函数。

以 A 相为例,则有

$$\text{sign}(i_{LA}) = \begin{cases} 1, & i_{LA} \geq 0 \\ -1, & i_{LA} < 0 \end{cases} \quad (8)$$

联立式(6)和式(7),得

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 - d_A)\text{sign}(i_{LA}) \\ (1 - d_B)\text{sign}(i_{LB}) \\ (1 - d_C)\text{sign}(i_{LC}) \end{bmatrix} = \frac{2}{U_0} \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (9)$$

单位功率因数的核心是使得变换器交流侧的电压与电流保持同相位,即可以从交流侧将变换器看成是一个等效电阻 R_e ,则有

$$\begin{cases} e_A = R_e i_{LA} \\ e_B = R_e i_{LB} \\ e_C = R_e i_{LC} \end{cases} \quad (10)$$

由于式(9)中的系数矩阵为奇异矩阵,故方程没有唯一解,其中的一组解为

$$\begin{cases} U_m(1 - d_B)\text{sign}(i_{LB}) = R_s i_{LB} \\ U_m(1 - d_A)\text{sign}(i_{LA}) = R_s i_{LA} \\ U_m(1 - d_C)\text{sign}(i_{LC}) = R_s i_{LC} \end{cases} \quad (11)$$

式中: R_s ——电流传感器的采样电阻;

U_m ——电压控制器的稳态输出量, $U_m = U_0 R_s / (2R_e)$ 。

根据式(11),可得 OCC 的核心控制方程为^[15]

$$\begin{cases} (1 - d_A)U_m = |R_s i_{LA}| \\ (1 - d_B)U_m = |R_s i_{LB}| \\ (1 - d_C)U_m = |R_s i_{LC}| \end{cases} \quad (12)$$

2.2 OCC 的数字实现

基于式(12),可以得到 OCC 的基本原理图如图 3 所示。OCC 系统由电压电流双闭环构成;电压外环采用 PI 控制;电流内环采用 OCC。

数字控制器首先将电压反馈 U_{c1} 和 U_{c2} 之和与参考电压差 U_{deref} 进行比较,差值经 PI 调节器后,得到生成三角载波的参考值 U_m ;载波生成电路输出的幅值为 U_m 的三角载波,与经过绝对值电路的电流采样值进行比较后通过数字电路中的 PWM 发生器产

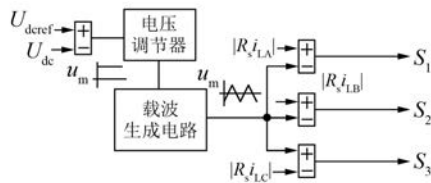


图3 三相维也纳变换器传统 OCC 电路示意图

生维也纳整流器3个功率开关管的控制脉冲。

2.3 整流级-高频隔离 DC/DC 协调控制策略

为了提高控制效率且降低高压侧电容,本文提出了一种基于整流级-高频隔离 DC/DC 协调控制策略,该策略以固定占空比开环控制高频隔离 DC/DC 电路,此时高频隔离 DC/DC 变换器可等效为一个与占空比和变压器变比有关的具有比例系数 k 的比例环节,高频隔离 DC/DC 变换器的原边电压与副边电压关系为

$$U_{out} = k U_{in} \tag{13}$$

因此,通过控制高频隔离 DC/DC 输出侧电压就可以控制维也纳电路直流侧电压。这种控制方式不仅简化了控制结构,而且还可以降低维也纳变换器直流输出侧电容。图4所示为基于该控制方式的系统控制框图。

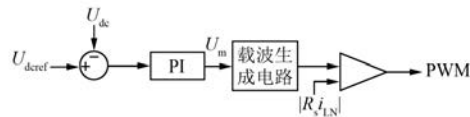


图4 协调控制框图

图4中, U_{dcref} 为高频隔离 DC/DC 变换器输出侧给定电压, U_{dc} 为高频隔离 DC/DC 变换器输出电压,二者做差之后进入PI控制器生成 U_m ,由输出电压产生 U_m 生成载波,其中 R_s 为电流取样电阻, i_{LX} 是 A、B、C 三相电流中的任意一项,即 X 可以为 A、B 或者 C。通过该控制就可以达到稳定整流电源直流输出电压并使电源输入电流跟随电网电压,实现单位功率因数运行的目的。

3 参数计算与选型

已知三相供电电源线电压为 380 V,则其输入线电压峰值为 537 V,再考虑到煤矿供电系统中 20% 的电压波动,则可得维也纳整流器输入侧电压最大值为

$$380 \times \sqrt{2} \times (1 + 20\%) \approx 645 \text{ V} \tag{14}$$

为了保证维也纳整流器稳定运行于升压模式,可将维也纳整流器输出侧直流电压设定为 700 V。此时图1电路中 H 桥变换器中开关管承受的电压应力就是直流侧输出电压 700 V,而维也纳电路中开关器件所承受的电压应力为直流侧电压的一半,即 350 V。再考虑到安全裕量,将开关管的耐压最大值乘以 1.5,则此时维也纳整流器开关器件所承受的最高电压为 525 V,而高频隔离 DC/DC 变换器 H 桥开关器件所承受的最高电压为 1 050 V。

由上可知,选择耐压能力为 1 200 V 的开关管就可以满足电路正常工作的要求。其中 IGBT 可以选用 IXYS 公司的 MII100-12A3,输出整流二极管采用 IXYS 公司的快恢复二极管 M0280RA200。依据目前电力电子器件的发展水平,该电路完全可以应用于煤矿井下 380 V/550 V 电压变换。

4 试验与仿真

为了证实该电路的有效性,参考工业实际对电路进行了仿真。其主要参数如表1所示。

表1 仿真主要参数

参数	参数值
三相输入线电压/V	380
整流级开关频率/kHz	10
高频 DC-DC 开关频率/kHz	20
整流级输出侧电容/ μF	3 000
负载侧电容/ μF	22 000
负载电阻/ Ω	3
输出电压/V	550
三相电感/mH	3
变压器变比	2:1

仿真结果如图5~图7所示。从图5~图7中可以看到,系统在进入稳态后,直流侧电压稳定在 550 V,输入端电流为三相互差 120° 正弦波。由图7可知 A 相电流与 A 相电压相位相同,可以知道输入端为单位功率因数运行。为了验证控制的稳定性,在 0.2 s 处使负载电阻由 6 Ω 减半至 3 Ω ,制造扰动观察系统的稳定性,可以看到电流依然

单位功率因数运行,输出电压能够快速恢复到设定值,证明控制效果良好。对电流进行的 THD 分析如图 8 所示,在 0.28 s 处达到 1.9%,证明了该整流电源两功率变换级整体采用 OCC 控制策略的可行性和有效性。

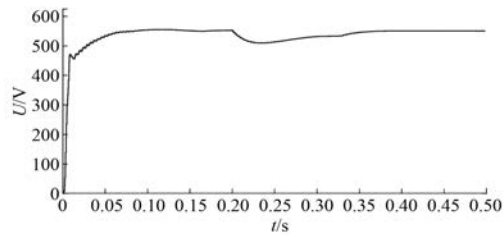


图 5 输出电压仿真波形

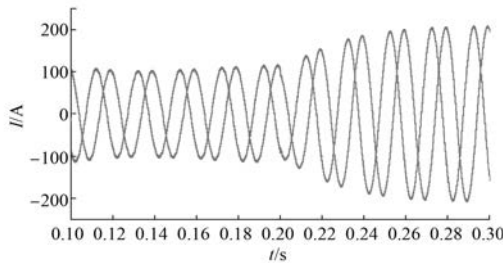


图 6 输入端三相电流波形

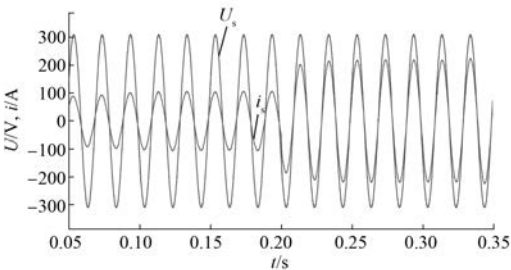


图 7 A 相电压与电流仿真波形

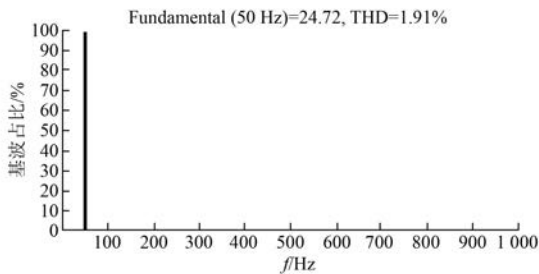


图 8 输入电流傅氏分解图

为了进一步验证本文所讨论新型整流电源的可行性,同时基于安全角度考虑,搭建了 300 W

的小功率试验样机,其相关参数如表 2 所示。

如图 9 所示,三相电流是平衡的三相正弦波形,且输出电压稳定。图 10 为 A 相电压与倍数放大后的 A 相电流,可以看到电压与电流基本重合,实现了单位功率因数运行。图 11 为输出负载功率由 300 W 突减至 150 W 时变换器动态试验波形。在负载突变过程中,整流器输出电压能够很快恢复稳定;图 12 为输入相电压峰值由 46 V 突变到 54 V,可以观察到整流器输出电压基本不随输入电压的波动而波动。由此表明在所提出的控制策略下,变换器具有良好的动态特性。试验结果与仿真结果吻合,进一步证明了该拓扑的可行性。

表 2 试验主要参数

参数	参数值
三相输入相电压/V	50
整流级开关频率/kHz	10
高频 DC-DC 开关频率/kHz	20
整流级输出侧电容/ μ F	705
负载侧电容/ μ F	2 200
负载电阻/ Ω	50
输出电压/V	120
三相电感/mH	1.34
变压器变比	2:1

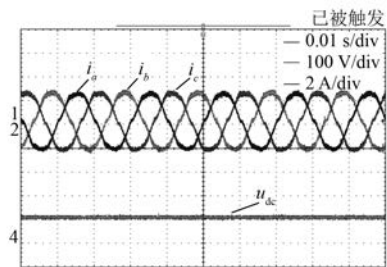


图 9 三相电流与输出电压波形

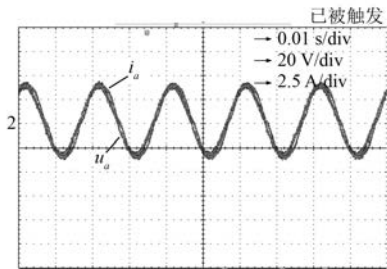


图 10 A 相电压与电流波形

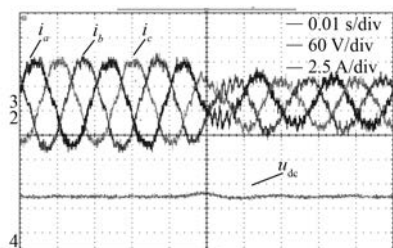


图 11 负载突变输出电压与电流波形图

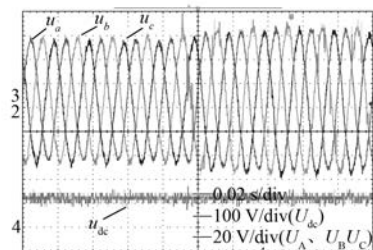


图 12 输入电源电压与输出电压波形图

5 结 语

针对目前井下架线电机车直流供电电源需要庞大、笨重的定制工频变压器,以及二极管或晶闸管整流对供电电网造成的无功和谐波污染问题,本文提出了一种新型的为井下电机车供电的基于 OCC 的单位功率因数整流电路拓扑。整个电源系统由维也纳整流级和高频隔离 DC/DC 变换级两级功率变换器级联构成,控制电路采用一级单周期整体控制策略。该整流电路可直接接到 380 V 供电系统,不需要增加额外的定制工频变压器。本文对此新型整流电路的基本工作原理和双闭环控制策略进行了详细的分析,并对电路进行了计算与选型,最后应用 MATLAB 仿真和样机试验对此新型井下电机车直流供电电源电路进行了验证。仿真和试验结果验证了此新型电路拓扑及其相应控制策略的可行性、有效性和正确性。

【参考文献】

- [1] 方宇,裘迅,邢岩,等.基于预测电流控制的三相高功率因数 PWM 整流器研究[J].中国电机工程学报,2006,26(20): 69-73.
- [2] 方宇,裘迅,邢岩,等.三相高功率因数电压型 PWM 整流器建模与仿真[J].电工技术学报,2006,21(10): 44-49.
- [3] LI Z X, LI Y H, WANG P. Control of three-phase boost-type PWM rectifier in stationary frame under unbalanced input voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2521-2530.
- [4] YOO H J, KIM J, SUL S K. Sensorless operation of a PWM rectifier for a distribute generation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 1014-1018.
- [5] HANG L J, LIU S S, YAN G. An improved deadbeat scheme with fuzzy controller for the grid-side three-phase PWM boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1184-1191.
- [6] 张颖超,赵争鸣,袁立强,等.三电平 PWM 整流器直接功率控制[J].电工技术学报,2008,23(5): 62-68.
- [7] BATISTA F A B, BARBI I. Spaced vector modulation applied to three-phase three switches two-level unidirectional PWM rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2245-2252.
- [8] 孙蔚,伍小杰,戴鹏,等.基于 LCL 滤波器的电压源型 PWM 整流器控制策略综述[J].电工技术学报,2008,23(1): 90-96.
- [9] 李德俊,王聪,王俊.煤矿井下无工频变压器照明电源的探讨[J].煤炭科学技术,2010(1): 76-80.
- [10] 毛承雄,范澍,黄贻煜,等.电力电子变压器的理论及其应用(II)[J].高电压技术,2003(12): 1-3.
- [11] 毛承雄,范澍,王丹,等.电力电子变压器的理论及其应用(I)[J].高电压技术,2003(10): 4-6.
- [12] LAI Z R, SMEDLEY K M. A family of continuous conduction mode power factor correction controllers based on the general pulse-width modulator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(3): 501-510.
- [13] QIAO C M. A general three-phase PFC controller for rectifiers with a parallel-connected dual boost topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(6): 925-934.
- [14] GHOSH R, NARAYANAN G. A simple analog controller for single-phase half-bridge rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 186-198.
- [15] SMEDLEY K M, SLOBODAN C. One cycle control of switching converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.

收稿日期: 2017-06-13