

单周期控制 PFC 变换器的输入电流畸变研究

江涛, 毛鹏, 谢少军

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016)

Distortion Issue on Input Current of OCC-PFC Converter and Its Solution

JIANG Tao, MAO Peng, XIE Shaojun

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: The influence on input current harmonics by single-edge modulation of conventional one-cycle control in single-phase PFC converters was analyzed. The relation between low-frequency odd harmonics of the inductance current and modulation scheme was revealed. Based on the analyses, bi-edge modulation with triangular-wave as carrier was proposed. The inductance current is modulated both at leading- and trailing-edge in a switching cycle. Consequently, the low-frequency odd harmonics of inductance current is reduced, and the quality of the input current is improved. The validity of the theoretical analysis and feasibility of the bi-edge modulation one-cycle control scheme are verified by simulation and experiment results.

KEY WORDS: power factor correction (PFC); one-cycle control (OCC); single-edge modulation; bi-edge modulation; low-frequency odd harmonics

摘要: 分析单周期控制单相功率因数校正(power factor correction, PFC)电路中传统单边调制方式对输入电流波形的影响,揭示输入电流中低频奇次谐波与调制方式之间的关系。在此基础上,提出以三角波作为载波的双边调制方法,使得开关周期内电感电流上升与下降的过程都得到控制,从而摒除了单边调制带来的输入电流低频奇次谐波,提高了电流质量。仿真和实验结果证明了理论分析的正确性,验证了双边调制单周期控制功率因数校正的可行性。

关键词: 功率因数校正; 单周期控制; 单边调制; 双边调制; 低频奇次谐波

0 引言

随着电力电子设备的大量应用,各种非线性负载引起的电流波形畸变形成了对电网的污染。为解

决电网谐波污染,有源滤波器(active power filter, APF)和功率因数校正(power factor correction, PFC)技术被大量应用^[1-17]。单周期控制^[18]PFC变换器无需产生输入电流基准,因而不需要使用乘法器和采样输入电压,简化了控制结构,降低了经济成本,在中小功率场合都得到了广泛研究和应用^[1,10-17]。

从现有研究看,单周期控制 PFC 变换器采用的都是单边调制方式,即在时钟信号到来时开通开关管(下降沿调制(trailing-edge modulation))或关断开关管(上升沿调制(leading-edge modulation)),在每个开关周期内只对其中的一个过程进行调制,以决定开关管断开或导通的时刻^[1]。在开关频率 f_s 远大于基波频率 f_1 、电流纹波基本可以忽略的情况下,电感电流平均值近似等于瞬时值,采用上述调制方案可以实现输入电流正比于输入电压^[1-2,14-15]。但是,当上述要求无法满足时,电感电流纹波将较大,单周期控制的 PFC 变换器输入电流中会出现畸变,文献[1]简要提及了在单周期控制上升沿调制下 Boost PFC 变换器中电流纹波对输入电流畸变的影响,并给出了输入电流平均值的表达式,但该文没有对电流畸变产生的原因进行深入和严谨的分析,同时也没有给出有效的消除畸变的方法。

本文针对下降沿调制的单相 VIENNA 整流器,详细分析电感电流纹波对电流平均值的影响,推导在该控制结构下输入电流的频谱,揭示在该调制方式下平均输入电流含有低频奇次谐波的机理。在此基础上,提出以三角波为载波的双边调制方法,变革传统单周期控制单边调制特性,使得每个开关周期内电感电流上升沿和下降沿都得到了调制,实现了平均值电流控制,有效地消除了单边调制带来的输入电流低次谐波,降低了电流总谐波畸变率(total

基金项目: 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20070287009)。

Project Supported by Special Scientific and Research Funds for Doctoral Speciality of Institution of Higher Learning(20070287009)。

harmonic distortion, THD)。最后,通过仿真和实验结果证明理论分析的正确性和改进方案的可行性。

1 单周期控制 PFC 变换器工作原理

图 1 所示为采用简单模拟控制^[5]实现单周期控制的单相 VIENNA 式 PFC 变换器^[10]。

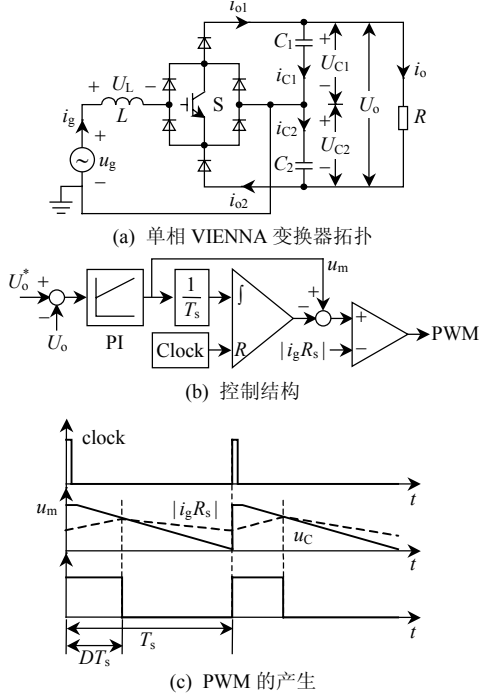


图 1 单周控制单相 VIENNA PFC 变换器
Fig. 1 One-cycle controlled single-phase VIENNA PFC converter

假定变换器电感电流工作于连续导通模式 (continuous-conduction-mode, CCM), 一个开关周期内功率开关 S 导通时间为 DT_s 。S 导通时, 电感 L 两端电压为电网电压 u_g 。S 关断时, 若电网处于正半周, 电感 L 两端电压为 $u_g - U_{C1}$; 若电网处于负半周, 电感 L 两端电压为 $u_g + U_{C2}$ 。其中, U_{C1} 、 U_{C2} 分别为输出端电容 C_1 、 C_2 上的电压。由伏秒平衡可得

$$u_g = (1-D)U_{C1} \quad (1)$$

$$-u_g = (1-D)U_{C2} \quad (2)$$

当电路处于稳定运行状态时, 电容 C_1 和 C_2 上的电压应均衡^[10], 即 $U_{C1} = U_{C2} = 0.5U_o$, 其中, U_o 为输出电压。由式(1)、(2)可得

$$|u_g| = 0.5(1-D)U_o \quad (3)$$

忽略开关电流纹波, 即认为开关管关断时刻电感电流瞬时值同于开关周期内的平均值, 则由图 1(c)所示的几何关系, 可以得到开关占空比:

$$D = 1 - |i_g R_s| / u_m \quad (4)$$

式中: R_s 为输入电流采样系数; u_m 为输出电压误差放大器输出值。将式(4)代入式(3), 得

$$|u_g| = 0.5U_o |i_g R_s| / u_m \quad (5)$$

为实现单位功率因数, 输入电流应与电网电压同频同相, 根据图 1(a)所示的参考方向, 对式(5)进行化简, 得

$$u_g = \frac{U_o R_s}{2u_m} i_g \quad (6)$$

稳态下, U_o 和 u_m 保持恒定, R_s 为常数, 记

$$\frac{U_o R_s}{2u_m} = R_e \quad (7)$$

可得

$$u_g = R_e i_g \quad (8)$$

式(8)表明, 采用上述控制方案, 可以使变换器的输入特性呈纯阻性(其中 R_e 为等效输入阻抗), 实现了单位功率因数整流。

2 单周期控制单边调制下的输入电流分析

由图 1 可以看出, 在时钟信号到来时, 开关管导通, 电感电流开始上升, 当电流采样的绝对值与载波交截时, 开关管关断^[11]。因而, 开关周期内的调制时刻是在电感电流绝对值达到峰值的时刻, 该控制方式是一种峰值电流(绝对值)控制方式^[1-5]。这样, 式(4)应修正为

$$D = 1 - R_s |i_g|_{\text{peak}} / u_m \quad (9)$$

则在输入正半周, 开关周期内电感电流的峰值为

$$i'_{g_peak} = |i_g|_{\text{peak}} = u_g / R_e \quad (10)$$

而开关周期内电感电流的谷值为

$$i'_{g_valley} = i'_{g_peak} - m_1 DT_s \quad (11)$$

式中 m_1 为开关管导通时电感电流上升斜率:

$$m_1 = |u_g| / L \quad (12)$$

将式(3)、(10)、(12)代入式(11), 得

$$i'_{g_valley} = u_g(1/R_e - T_s/L) + u_g^2 \cdot 2T_s / LU_o \quad (13)$$

记 $u_g = U_{gm} \sin \theta$, 则电感电流开关周期内的平均值为

$$i'_{\text{average1}} = (i'_{g_peak} + i'_{g_valley}) / 2 = u_g(1/R_e - T_s/2L) - \cos 2\theta \cdot U_{gm}^2 T_s / 2LU_o + U_{gm}^2 T_s / 2LU_o \quad (14)$$

在输入负半周, 电感电流为负, 开关周期内电感电流的谷值为

$$i'_{g_valley} = -|i_g|_{\text{peak}} = u_g / R_e \quad (15)$$

峰值为

$$i'_{g_peak} = i'_{g_valley} + m_1 DT_s = u_g(1/R_e - T_s/L) - u_g^2 \cdot 2T_s / LU_o \quad (16)$$

则电感电流开关周期内的平均值为

$$i'_{average1} = (i'_{g_peak} + i'_{g_valley}) / 2 = u_g(1/R_e - T_s/2L) + \cos 2\theta \cdot U_{gm}^2 T_s / 2LU_0 - U_{gm}^2 T_s / 2LU_0 \quad (17)$$

记：

$$\begin{cases} K = 1/R_e - T_s/2L \\ K' = U_{gm}^2 T_s / 2LU_0 \\ f(\theta) = \begin{cases} -(1 - \cos 2\theta), & -\pi \leq \theta < 0 \\ (1 - \cos 2\theta), & 0 \leq \theta < \pi \end{cases} \end{cases} \quad (18)$$

则在整个输入周期内电感电流平均值为

$$i_{average1} = Ku_g + K'f(\theta) \quad (19)$$

与式(8)相比，式(19)表明，在计入电流纹波的情况下，电感电流的平均值并不完全正比于输入电压，同时包含着另一个函数分量 $f(\theta)$ 。图 2 给出了 $f(\theta)$ 与 $\sin\theta$ 函数曲线，可以看出， $f(\theta)$ 是与 $\sin\theta$ 同相位、幅值为 2 的周期非正弦函数。对 $f(\theta)$ 进行傅里叶展开，有

$$f(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} b_n \sin nx = \frac{2}{\pi} \left[\frac{8}{3} \sin \theta - \frac{8}{15} \sin 3\theta - \frac{8}{105} \sin 5\theta + \dots \right] \quad (20)$$

其中， $b_n = \frac{2}{\pi} \begin{cases} 0, & n = 2m, m = 0, 1, 2, \dots \\ -8, & n = 2m + 1, m = 0, 1, 2, \dots \end{cases}$

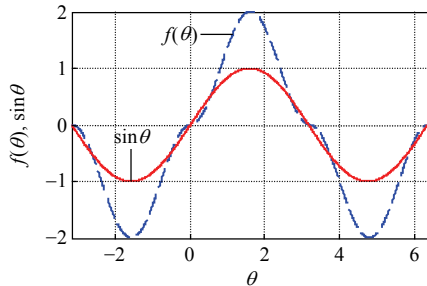


图 2 $f(\theta)$ 与 $\sin(\theta)$ 的函数曲线
Fig. 2 Curves of $f(\theta)$ and $\sin(\theta)$

将式(18)、(20)代入式(19)，得

$$i_{average1} = \left(\frac{1}{R_e} - \frac{T_s}{2L} \right) U_{gm} \sin \theta + \frac{U_{gm}^2 T_s}{2LU_0} \cdot \frac{2}{\pi} \left[\frac{8}{3} \sin \theta - \frac{8}{15} \sin 3\theta - \frac{8}{105} \sin 5\theta + \dots \right] \quad (21)$$

结合前文的分析，以及式(21)可以发现，传统单周期控制单边调制下：

- 1) 电感电流绝对值的峰值与电源电压成比例关系，即输入电压无畸变时，输入电流的外包络线将为正弦波。
- 2) 平均输入电流必然含有奇次电流谐波。
- 3) 谐波含量与开关频率和滤波电感值成反比，或者说与电流纹波成正比，即纹波越大，平均输入

电流的畸变越严重。这也是在忽略开关电流纹波情况下，输入电流正比于输入电压的原因所在。

3 双边调制控制方法

3.1 双边调制下的输入电流分析

根据前文分析，传统单周期控制以锯齿波作为载波的单边调制方式原理上使得电感电流中含有低频奇次谐波分量。为改善传统单周期控制 PFC 变换器的输入电流波形质量和功率因数，本文提出以三角波作为载波的单周期控制双边调制方法。

图 3 为双边调制下电流运行波形示意图。可以看出，单周期控制双边调制下所形成的载波为以 u_m 为幅值的对称三角波，在每个开关周期内，开关导通和关断时刻都不是固定的，电感电流绝对值在载波交截的过程中，上升沿和下降沿都得到了调制。

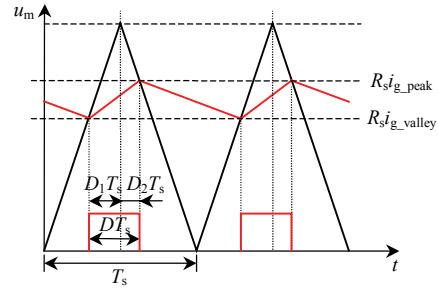


图 3 双边调制的开关过程

Fig. 3 Diagram of PWM under bi-edge modulation

假设电感电流工作于 CCM，开关周期内的电流波形如图 3 所示。由图 3 中所示的三角关系，可以得到

$$D_1 = 0.5(1 - R_s |i_{g_valley}| / u_m) \quad (22)$$

$$D_2 = 0.5(1 - R_s |i_{g_peak}| / u_m) \quad (23)$$

开关周期内总占空比为

$$D = D_1 + D_2 = 1 - R_s (|i_{g_valley}| + |i_{g_peak}|) / 2u_m \quad (24)$$

将式(24)代入式(3)，化简可得

$$i_{g_peak} + i_{g_valley} = 2u_g / R_e \quad (25)$$

则电感电流开关周期内的平均值为

$$i_{average2} = (i_{g_peak} + i_{g_valley}) / 2 = u_g / R_e \quad (26)$$

与式(21)相比，式(26)表明，以三角波为载波的双边调制单周控制 PFC 变换器，其电感电流平均值正比于输入电压，消除了传统单边调制下单周期控制 PFC 变换器输入电感中的低频奇次谐波，使电流质量得到了明显提高。

事实上，由图 3 可以看出，以三角载波的中轴为对称，左半斜坡决定开关管 S 的开通时刻，为电流绝对值的谷值调制；右半斜坡决定 S 的关断时刻，为电流绝对值的峰值调制。因此，以三角波为载波

的调制方式不同于传统的单周控制只对电流绝对值的峰值(或谷值)进行调制,它是一种平均值电流控制方式,这也是其之所以可以改进电流质量的原因所在。

3.2 三角载波的实现

双边调制方法的实现关键是三角载波的产生。为了实现给定幅值的三角载波,本文设计了一个简单的模拟实现电路。如图4所示。

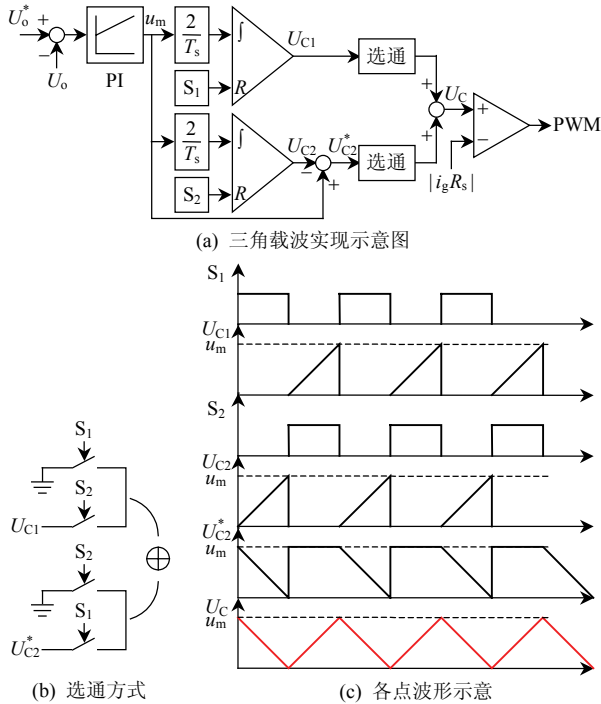


图4 三角载波的实现

Fig. 4 Realization of the triangular carrier

图4中, S_1 、 S_2 为互补的方波信号,这一点与图1(b)中时钟信号为窄脉冲信号有所不同。方波信号不仅作为积分复位信号,同时也保证了三角波 V_C 的对称性。另外,图4(a)中的复位积分时间常数也与图1(b)中不同,这是为了实现在半个开关周期内产生幅值为 u_m 的锯齿波,如图4(c)中 U_{C1} 和 U_{C2} 所示。

4 仿真及实验结果

为验证以上分析,以单相 VIENNA 变换器为例,按图4(a)所示的控制方式进行了仿真及实验。具体参数如下:输入电压 $U_{gm}=163\text{ V}$,基波频率 $f_1=400\text{ Hz}$,开关频率 $f_s=50\text{ kHz}$,输入滤波电感 $L=480\text{ }\mu\text{H}$,输出滤波电容 $C_1=C_2=470\text{ }\mu\text{F}$,电流采样电阻 $R_s=0.5\text{ }\Omega$ 。

图5给出了负载为500W时稳态下电流仿真波形及其频谱。从波形上看,双边调制时输入电流具有更高的正弦度。经过频谱分析,更加清晰地发

现,单边调制下输入电流具有较高的3、5次谐波,而双边调制时输入电流基本不含有3、5次等低次谐波。

图6为负载500W时稳态下输入电压与电流

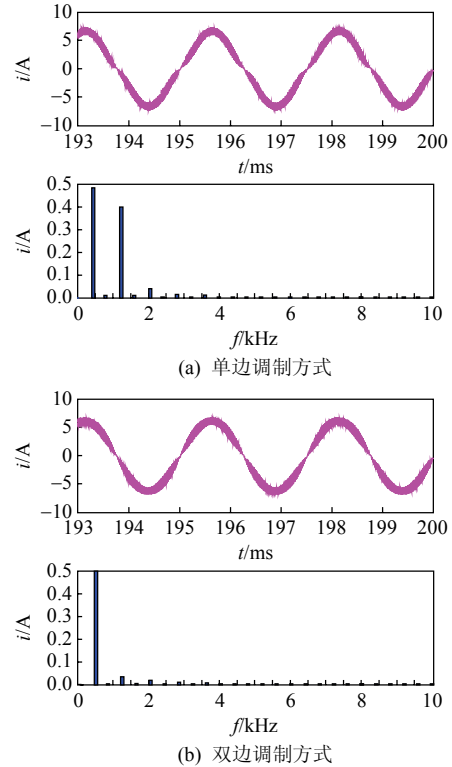


图5 电流仿真波形及频谱分析

Fig. 5 Current simulation waveforms and their spectra

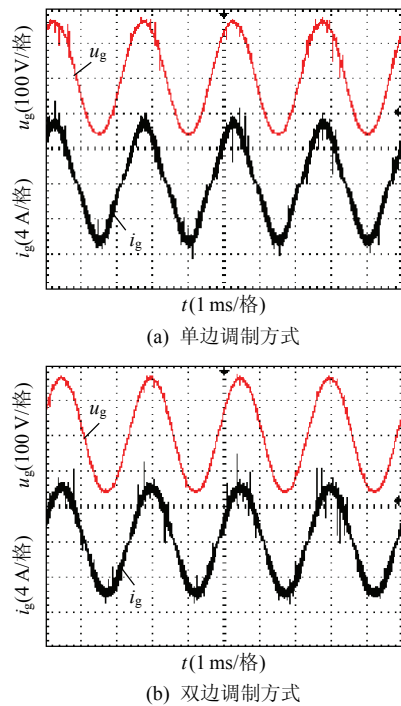


图6 电流实验波形

Fig. 6 Experimental current waveforms

实验波形, 由图 6 可以看出, 两种调制方式很好地实现了输入电流对输入电压的同频同相跟踪, 双边调制时电流的正弦度较高, 而单边调制时输入电流的波形形式与图 2 中 $f(\theta)$ 的函数曲线较为接近。图 6 中所示输入电流的各低次谐波含量由图 7 给出。图 7 表明单边调制下输入电流的低频奇次谐波含量明显较高, 由于非理想因素双边调制下输入电流也含有低频奇次谐波, 但相对于前者其含量明显减小。

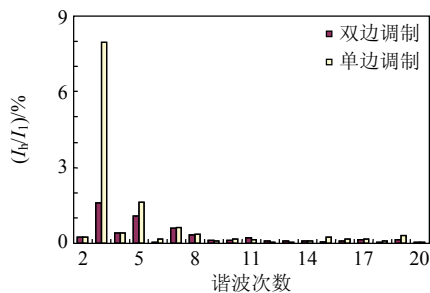


图 7 不同调制方式下输入电流各次谐波柱状图
Fig. 7 Input current harmonics under different modulations

图 8 为不同负载时, 两种调制方式下变换器的功率因数 η 及输入电流 THD 曲线。可以看出, 基于双边调制的单周期控制 PFC 变换器的功率因数和电流波形质量都明显优于常规的单边调制的单周期控制 PFC 变换器。

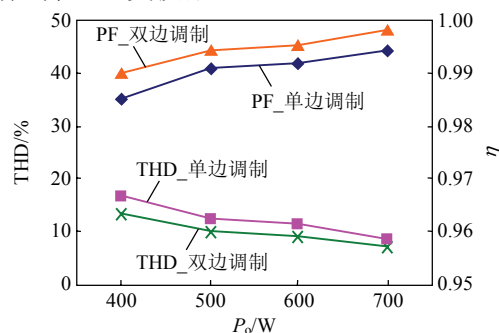


图 8 两种调制方式下功率因数及输入电流 THD 曲线
Fig. 8 Variations of power factor and THD of the input current with load

5 结论

1) 常规单周期控制 PFC 变换器基于单边调制方法, 其输入电流在原理上存在低频奇次谐波成分。

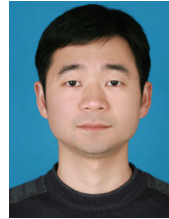
2) 提出了采用双边调制方法的单周期控制方案, 从理论上消除了单边调制下输入电流的低频奇次谐波成分。

3) 实验研究表明, 以三角波作为载波的双边调制方式, 可有效降低输入电流的谐波含量和提高输入功率因数。

参考文献

- [1] Lai Zheren, Smedley K M. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(3): 501-510.
- [2] 钱挺, 吕征宇, 胡进, 等. 基于单周期控制的有源滤波器双环控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 34-37.
Qian Ting, Lü Zhengyu, Hu Jin, et al. Dual-loop scheme for unified constant-frequency integration control of active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3): 34-37(in Chinese).
- [3] 钱挺, 吕征宇. 新型有源滤波器的双向互补控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 44-47.
Qian Ting, Lü Zhengyu. Novel double-direction compensation control scheme for UCI-APF[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 44-47(in Chinese).
- [4] Smedley K M, Zhou Luowei, Qiao Chongming. Unified constant-frequency integration control of active power filters: steady-state and dynamics[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(3): 428-436.
- [5] Ghosh R, Narayanan G. A simple analog controller for single-phase half-bridge rectifier[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(1): 186-198.
- [6] 张纯江, 顾和容, 赵清林, 等. 单周期控制无乘法器三相电压型 PWM 整流器[J]. 电工技术学报, 2003, 18(6): 28-32.
Zhang Chunjiang, Gu Herong, Zhao Qinglin, et al. Three-phase voltage source type PWM rectifier by one-cycle control without multipliers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(6): 28-32(in Chinese).
- [7] 谢品芳, 杜雄, 周维维. 单周期控制直流侧单相有源电力滤波器[J]. 电工技术学报, 2003, 18(4): 51-55.
Xie Pinfang, Du Xiong, Zhou Luowei. One cycle controlled DC side single phase active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2003, 18(4): 51-55(in Chinese).
- [8] 杜雄, 周维维, 谢品芳. 直流侧 APF 主电路参数与补偿性能的关系[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 39-42.
Du Xiong, Zhou Luowei, Xie Pinfang. The relationship between compensation performance and main circuit parameter of DC side APF[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 39-42(in Chinese).
- [9] Zhou Luowei, Smedley K M. Unified constant-frequency integration control of active power filters[C]//Applied Power Electronics Conference. IEEE, 2000: 406-412.
- [10] 江涛, 毛鹏, 谢少军. 基于简单模拟控制的单相 VIENNA 整流器研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(11): 66-68.
Jiang Tao, Mao Peng, Xie Shaojun. Study on single-phase VIENNA rectifier based on simple analog control scheme[J]. Power Electronics, 2009, 43(11): 66-68(in Chinese).
- [11] Qiao Chongming, Smedley K M. Three-phase unity-power-factor star-connected switch (VIENNA) rectifier with unified constant-frequency integration control[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2003, 18(4): 952-957.
- [12] 雷涛, 林辉, 张晓斌. 基于单周期控制的高功率因数整流器在不平衡系统下的特性[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(36): 109-114.
Lei Tao, Lin Hui, Zhang Xiaobin. The study of operation for high power factor rectifier in unbalanced system based on one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(36): 109-114(in Chinese).

- [13] 周维维, 彭容, 杜雄. 单周控制双 Buck 型电压源换流器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(17): 11-14.
Zhou Luowei, Peng Rong, Du Xiong. A novel dual-Buck voltage source converter with one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(17): 11-14(in Chinese).
- [14] 陈兵, 谢运祥, 宋静娴. 单周控制新型 Buck-PFC 变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(11): 79-83.
Chen Bing, Xie Yunxiang, Song Jingxian. One-cycle controlled novel Buck-PFC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(11): 79-83(in Chinese).
- [15] 杜雄, 周维维, 罗全明, 等. 单周控制三相 PFC 积分时间常数的影响[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(9): 120-125.
Du Xiong, Zhou Luowei, Luo Quanming, et al. The effect of integration time constant of one cycle controlled three-phase power factor correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(9): 120-125(in Chinese).
- [16] 王玉斌, 厉吉文, 田召广, 等. 一种新型的基于单周期控制的功率因数校正方法及实验研究[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 137-143.
Wang Yubin, Li Jiwen, Tian Zhaoguang, et al. A new PFC method and experimental study based on one-cycle control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 137-143(in Chinese).
- [17] Silva C, Bascope R, Oliveira D. Three-phase power factor correction rectifier applied to wind energy conversion systems[C]//Applied Power Electronics Conference. IEEE, 2008: 768-773.
- [18] Smedley K M, Cuk S. One-cycle control of switching converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10(6): 625-633.



江涛

收稿日期: 2011-01-06。

作者简介:

江涛(1985), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术, freemanjt2003@yahoo.com.cn;

毛鹏(1979), 男, 博士研究生, 研究方向为功率电子变换技术, maomao9724@163.com;

谢少军(1968), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为功率电子变换技术。

(责任编辑 吕鲜艳)