

不平衡输入整流器多频复合谐振单周期控制

申小玲¹,李崇华²

(1. 贵州职业技术学院 机电与能源工程学院, 贵州 贵阳 550023;

2. 贵州师范大学 机电工程学院, 贵州 贵阳 550028)

摘要: 基于单周期控制(OCC)的三相功率因数校正(PFC)整流器控制简洁且无需电网电压锁相及采样, 在中小功率场合受到广泛应用。以三相三桥臂PFC整流器拓扑为研究对象, 详细分析了整流器存在输入扰动/不平衡时, 对基于OCC控制的PFC整流器控制环路及外特性影响。指出了控制环路及直流侧输出所存在的 $n\pm 1$ 倍频脉动信号经过开关函数作用, 耦合至输入交流侧使得PFC交流电流含有丰富的奇次谐波, 严重影响输入电流波形质量。为了改善上述工况下的PFC整流器外特性, 提出一种新颖的基于多频复合谐振OCC改进控制策略, 有效抑制了控制环路中含有的多频段脉动信号, 提升了输入电流品质。上述分析和研究成果的正确性均获得了仿真与实验验证。

关键词: 功率因数校正; 特性分析; 多频复合谐振; 单周期控制

中图分类号: TM614; TM76 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqc22712

One-cycle Control Strategy of PFC Rectifier Based on Multi-frequency Composite Resonance

SHEN Xiaoling¹, LI Chonghua²

(1. School of Mechanical, Electrical and Energy Engineering, Guizhou Vocational Technology Institute,

Guiyang 550023, Guizhou, China; 2. College of Mechanical and Electrical Engineering,

Guizhou Normal University, Guiyang 550028, Guizhou, China)

Abstract: Three-phase power factor correction(PFC) rectifier based on one cycle control(OCC) is widely used in small and medium power situations because of simple control and needless input grid voltage phase-locking and sampling. Taking the topology of three-phase three-leg PFC rectifier as the research object, the influence of input disturbance / imbalance on the control loop and external characteristics of PFC rectifier based on OCC control was analyzed in detail. It was pointed out that the $n\pm 1$ frequency doubling pulsation signal existing in the output of the control loop and the DC side was coupled to the input AC side through the switching function, which made the PFC AC current rich in odd harmonics and seriously affected the waveform quality of the input current. In order to improve the external characteristics of PFC rectifier under the above working conditions, a novel improved control strategy based on multi frequency compound resonance OCC was proposed, which effectively suppressed the multi frequency band pulsation signal contained in the control loop and improved the input current quality. The correctness of the above analysis and research results was verified by simulation and experiment.

Key words: power factor correction(PFC); characteristics analysis; multi-frequency composite resonant; one cycle control(OCC)

功率因数校正(power factor correction, PFC)整流器作为接入供电系统的用电设备输入电源, 对于改善系统功率因数、降低输入电流谐波总含量(total harmonic distortion, THD)具有重要的意义^[1-5]。单周期控制(one cycle control, OCC)的PFC

整流器广泛应用于中小功率场合, 和传统PFC控制方法相比, 无需采样输入电压和锁相环节, 控制方式更简单, 经济成本更低。文献[6-8]表明, 在输入三相电压平衡的情况下, 基于OCC控制的三相PFC控制结构简洁、动态响应快、输入电流THD小。

基金项目: 贵州省科技厅联合科研项目(2009GZ28567)

作者简介: 申小玲(1972—), 女, 本科, 高级实验师, Email: 57731906@qq.com

在实际应用中,输入电压通常存在一定的扰动及不平衡分量,传统的单周期控制会在整流器的输入侧引入较大的奇次谐波电流。文献[9]提出通过增大母线直流滤波电容来改善输入电流的THD,但这种方法增加了变频器的体积和成本。文献[10]通过采样三相输入电压,并计算输入电压的不平衡度来对三相输入电流值进行调整,这种方法增加了输入电压采样,且运算复杂,只能采用数字控制,增加了系统的复杂性和成本^[11-14]。

本文以常用的三桥臂整流器为例,针对OCC控制的三桥臂PFC整流器在输入电压存在扰动/不平衡时存在的问题,分析了其对PFC整流器控制环路及外特性影响,提出了一种新颖的含多频复合谐振环节的OCC改进控制方案。当三相输入电压不平衡时,本文提出的多频复合谐振OCC控制方案可以有效抑制输入奇次谐波电流,减小输入电流的THD。所提出控制策略的正确性和有效性通过了仿真与实验验证。

1 PFC整流器OCC控制原理

图1为三桥臂PFC拓扑及OCC控制框图。图1a给出了三桥臂PFC整流拓扑,其中 e_A, e_B, e_C 为PFC三相输入电源, i_{LA}, i_{LB}, i_{LC} 为三相输入电流, L 为输入滤波电感, C_f 为直流侧滤波电容, U_{dc} 为输出直流电压, R_L 为输出负载电阻。三桥臂PFC整

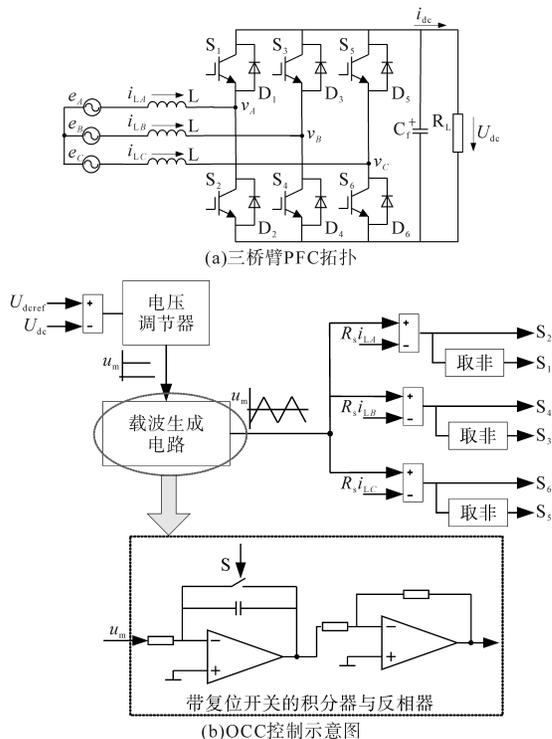


图1 三桥臂PFC拓扑及OCC控制框图

Fig.1 Three-leg PFC rectifier and one-cycle control scheme

流器OCC控制示意图如图1b所示。将直流侧输出电压 U_{dc} 与控制基准信号 U_{dref} 送入直流电压调节器,调节器输出信号 u_m 经过载波生成电路生成幅值为 u_m 的三角载波。直接采样三相交流电流 $R_s i_{LA}, R_s i_{LB}, R_s i_{LC}$ 并与载波信号交割最终获得各桥臂开关管 $S_1 \sim S_6$ 的控制脉冲信号。

当PFC工作在单位功率因数工况下时,系统交流侧控制目标为

$$\begin{cases} e_A = R_e \cdot i_{LA} \\ e_B = R_e \cdot i_{LB} \\ e_C = R_e \cdot i_{LC} \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_e 为等效输入电阻。

从而有PFC整流器OCC控制方程为

$$\begin{cases} 1 - 2d_A = \frac{R_s \cdot i_{LA}}{u_m} \\ 1 - 2d_B = \frac{R_s \cdot i_{LB}}{u_m} \\ 1 - 2d_C = \frac{R_s \cdot i_{LC}}{u_m} \end{cases} \quad (2)$$

其中 $u_m = U_{dc} R_s / 2R_e$

式中: d_A, d_B, d_C 分别为开关管 S_1, S_3, S_5 的占空比; u_m 为直流电压控制环输出稳态值; R_s 为输入电流采样电阻。

2 PFC整流器输入扰动/不平衡外特性分析

根据PFC整流器交流侧电路结构,令 S_A, S_B, S_C 为对应PFC功率开关管占空比信息的开关函数,从而有:

$$\begin{cases} v_A = (1 - 2d_A) \frac{U_{dc}}{2} = S_A \frac{U_{dc}}{2} \\ v_B = (1 - 2d_B) \frac{U_{dc}}{2} = S_B \frac{U_{dc}}{2} \\ v_C = (1 - 2d_C) \frac{U_{dc}}{2} = S_C \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

考虑PFC整流器交直流瞬时功率守恒,有:

$$v_A i_{LA} + v_B i_{LB} + v_C i_{LC} = U_{dc} i_{dc} \quad (4)$$

联立(3)、式(4)可得:

$$S_A i_{LA} + S_B i_{LB} + S_C i_{LC} = 2i_{dc} \quad (5)$$

令PFC各相输入电流基波分别为

$$\begin{cases} i_{LA} = I_{LA} \sin(\omega t + \theta_A) \\ i_{LB} = I_{LB} \sin(\omega t - 2\pi/3 + \theta_B) \\ i_{LC} = I_{LC} \sin(\omega t + 2\pi/3 + \theta_C) \end{cases} \quad (6)$$

式中: I_{LA}, I_{LB}, I_{LC} 为各相输入电流基波的幅值; $\theta_A, \theta_B, \theta_C$ 为各相初始相位角; ω 为输入基波角频率。

各相桥臂开关函数 S_A, S_B, S_C 傅里叶展开式为

$$\begin{cases} S_A = \sum_{n=1}^{\infty} S^n \sin(n\omega t) \\ S_B = \sum_{n=1}^{\infty} S^n \sin(n\omega t - 2\pi/3) \\ S_C = \sum_{n=1}^{\infty} S^n \sin(n\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (7)$$

式中: S^n 为开关函数各次谐波分量。

结合式(5)~式(7)可得PFC整流器直流侧输出电流表达式为

$$\begin{aligned} i_{dc} = & \frac{I_{LA}}{4} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} S^n \cos[(n-1)\omega t - \theta_A] - \right. \\ & \left. \sum_{n=1}^{\infty} S^n \cos[(n+1)\omega t + \theta_A] \right\} + \\ & \frac{I_{LB}}{4} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} S^n \cos[(n-1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - \theta_B] - \right. \\ & \left. \sum_{n=1}^{\infty} S^n \cos[(n+1)(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \theta_B] \right\} + \\ & \frac{I_{LC}}{4} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} S^n \cos[(n-1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) - \theta_C] - \right. \\ & \left. \sum_{n=1}^{\infty} S^n \cos[(n+1)(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \theta_C] \right\} \quad (8) \end{aligned}$$

式(8)表明,在开关函数 S_A, S_B, S_C 与不平衡输入电流 i_{LA}, i_{LB}, i_{LC} 的共同作用下, PFC整流器输出直流侧含有 $n \pm 1$ 倍次的谐波分量。

同理,PFC整流器直流侧输出电压将会包含与直流电流相同倍次的谐波分量。经过OCC控制环节的直流电压采样与反馈,该谐波分量将会被继续引入至高控制带宽的电压调节器控制环路中,且难以被滤除。

令OCC控制环路中的2倍频谐波表达式为 $\hat{U}_m^2 \cos(2\omega t + \hat{\theta}_2)$,其中 \hat{U}_m^2 和 $\hat{\theta}_2$ 分别为其幅值和相位。联立式(2),可得其与开关函数 S_A, S_B, S_C 基波共同作用下三相交流电流表达式为

$$\begin{cases} \hat{i}_{LA} = \frac{S^1 \hat{U}_m^2}{2R_s} [\sin(3\omega t + \hat{\theta}_2) - \sin(\omega t + \hat{\theta}_2)] \\ \hat{i}_{LB} = \frac{S^1 \hat{U}_m^2}{2R_s} [\sin(3\omega t - \frac{2\pi}{3} + \hat{\theta}_2) - \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \hat{\theta}_2)] \\ \hat{i}_{LC} = \frac{S^1 \hat{U}_m^2}{2R_s} [\sin(3\omega t + \frac{2\pi}{3} + \hat{\theta}_2) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \hat{\theta}_2)] \end{cases} \quad (9)$$

式(9)表明,控制环路中的2倍频谐波信号将进一步导致PFC整流器输入侧产生3次谐波,由此可得,控制环路中 $n \pm 1$ 倍频谐波信号将使得输入电

流中含有丰富的奇次谐波,显著提高了电流THD含量。

3 基于多频复合谐振的OCC改进控制策略

3.1 OCC改进控制策略

为实现输入扰动/不平衡工况下的PFC整流器外特性改善,本文提出一种新颖的基于多频复合谐振的OCC改进控制策略,其控制方案如图2所示。

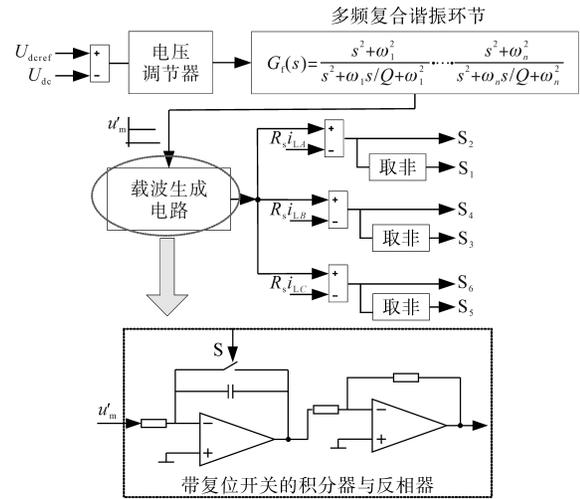


图2 基于多频复合谐振的OCC改进控制框图

Fig.2 Modified OCC control block diagram based on composite resonancel

图2中,多频复合谐振控制环节传递函数为

$$G_f(s) = \frac{s^2 + \omega_1^2}{s^2 + \omega_1 s / Q + \omega_1^2} \cdots \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \omega_n s / Q + \omega_n^2} \quad (10)$$

式中: $\omega_1 \sim \omega_n$ 为复合谐振频率; Q 为品质因数。当不平衡输入交流电源频率为 ω 时,由上述三桥臂PFC整流器输入/输出特性分析可知其输出直流电压、OCC控制环路中主要含有 $2\omega, 4\omega$ 频次的脉动分量。故考虑到实际控制电路实现的可行性,多频复合谐振环节中的谐振频率仅设置 ω_1, ω_2 且参数分别选取 $2\omega, 4\omega$ 即可,式(10)可简化为

$$G_f(s) = \frac{s^2 + 4\omega^2}{s^2 + 2\omega s / Q + 4\omega^2} \cdot \frac{s^2 + 16\omega^2}{s^2 + 4\omega s / Q + 16\omega^2} \quad (11)$$

当品质因数 Q 取1时,式(11)所示的多频复合谐振控制环节的频率特性曲线如图3所示。

图3表明,复合谐振控制环节存在 ω_1, ω_2 两个谐振点,对应该谐振点处的输入信号具有极低的增益(谐振效果强),对其他频段内的增益及相

位影响小。因此,复合谐振环节的引入,对于控制环路中存在的 $2\omega, 4\omega$ 频次的脉动分量具有强抑制作用。当PFC存在输入扰动/不平衡时,可有效改善整流器输入电流波形质量。

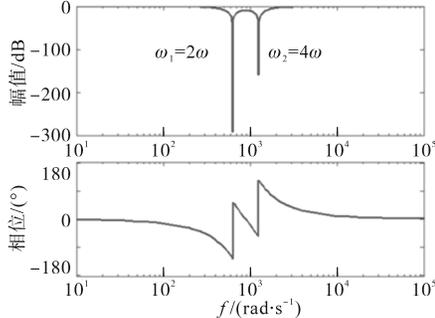


图3 复合谐振环节频率特性曲线

Fig.3 Frequency characteristic of composite resonant

3.2 系统稳定性分析

引入复合谐振控制环节后,以一相为例,三相PFC整流器系统控制结构图如图4所示。

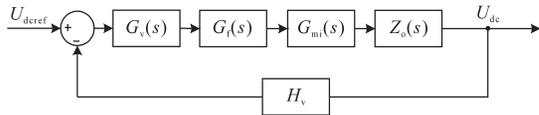


图4 三相PFC整流器系统控制结构图

Fig.4 Control block diagram for the PFC rectifier

图4中, $G_v(s)$ 为直流电压PI调节器传递函数; $G_{mi}(s)$ 为载波调制传递函数^[13]; $Z_o(s)$ 为直流输出负载传递函数; H_v 为输出直流电压采样。图中, $G_v(s), G_{mi}(s), Z_o(s)$ 的表达式如下式:

$$G_v(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (12)$$

$$G_{mi}(s) = \frac{3}{R_s} \left(\frac{2e_x}{U_{dc}} \right)^2 \quad x = A, B, C \quad (13)$$

$$Z_o(s) = \frac{2R_L}{sC_f R_L + 2} \quad (14)$$

从而得到系统控制环路增益为

$$T(s) = H_v G_v(s) G_f(s) G_{mi}(s) Z_o(s) \quad (15)$$

由控制系统稳定性判据可知,基于多频复合谐振的PFC整流器闭环运行时,整个系统控制环路需同时满足相角和幅值稳定裕度^[15]。系统开环增益频率曲线如图5所示。

基于上述系统稳定性判据,设计复合谐振控制、电压PI调节器等各个环节参数,计算出系统控制环路增益 $T(s)$ 的频率特性曲线,如图5中频率曲线①所示(曲线②为传统OCC控制策略下的系统开环频率曲线图),从而表明:在当前控制参数下,基于复合谐振控制的PFC整流器控制环路

增益相角裕度为 60° 左右,具有足够的相角稳定裕度,且对控制环路存在的 2ω 频次脉动分量具有显著的抑制作用。

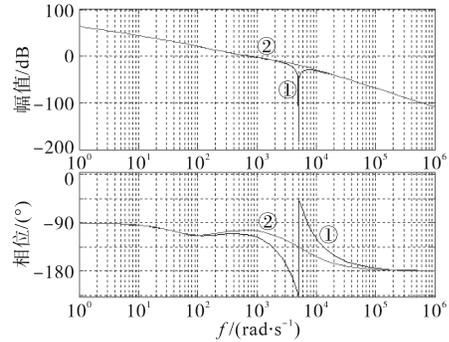


图5 系统开环增益频率曲线

Fig.5 System open-loop gain frequency curves

4 仿真及实验验证

4.1 仿真分析

对所提出的控制策略在2.5 kW三相三桥臂PFC整流器样机中进行了仿真分析及实验验证,其中电路具体参数如下:交流电压115 V/50 Hz,直流电压DC 350 V,输入滤波电感0.15 mH,直流滤波电容1 000 μ F,电压比例调节 $K_p=0.64$,电压采样系数0.01,电流采样系数0.1,开关频率50 kHz,输入功率2.5 kW,电压积分调节 $K_i=0.64$ 。

当输入三相电压扰动/不平衡分别为 115 ± 25 V, 115 ± 45 V时,传统OCC控制策略下的整流器三相输入电流以及控制信号 u_m 的仿真波形如图6所示。仿真波形显示:受输入不平衡影响,传统OCC控制信号 u_m 中明显含有2倍频谐波信号,且该2倍次谐波信号幅值随着输入不平衡度的增加而明显增大。

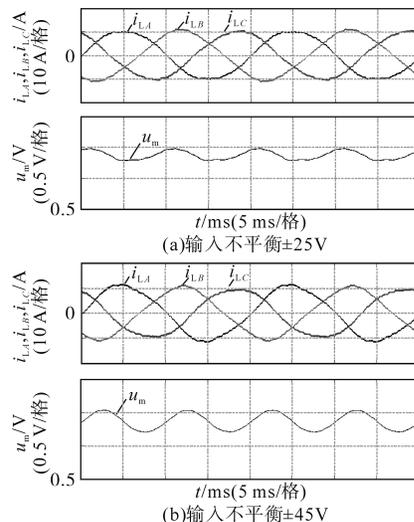


图6 传统OCC控制系统仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of system based traditional OCC

图7给出了基于多频复合谐振 OCC 控制策略下,不同输入不平衡工况下系统仿真波形。仿真波形表明:原始控制信号 u_m 中所含有的 2 倍频谐波信号均被有效抑制,从而有助于改善 PFC 整流器输入三相电流 THD。

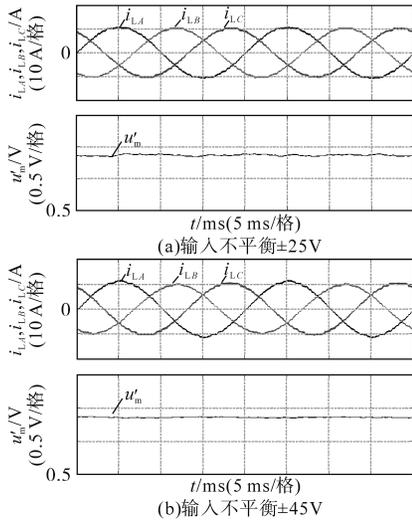


图7 基于多频复合谐振 OCC 控制系统仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of system based modified OCC

4.2 实验验证

图8给出了基于多频复合谐振 OCC 控制的三桥臂 PFC 整流器实验波形。其中,图 8a、图 8b 为同样输出不平衡条件下,改进 OCC 控制策略前后的 PFC 整流器输入电流实验波形。图 9a、图 9b 为对应两种控制策略下的输入 A 相电流频谱。实验结果表明:传统 OCC 控制下的 PFC 在输入不平衡场景下三相交流电流产生较大畸变;在本文所提出的 OCC 改进控制方案下,PFC 输入电流 THD 得到有效改善,尤其是奇次谐波分量被明显抑制,频谱分析显示三相电流谐波总含量均小于 2.5%。

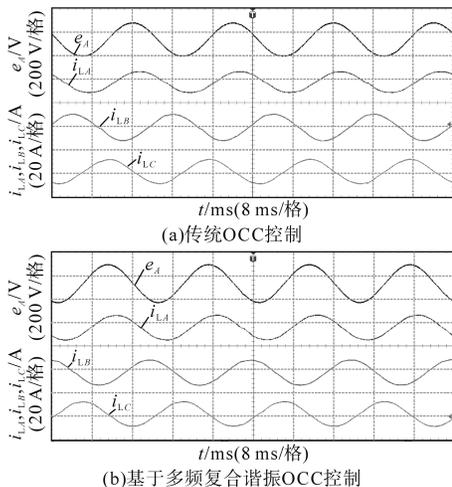


图8 PFC 整流器输入三相电流实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of PFC input current

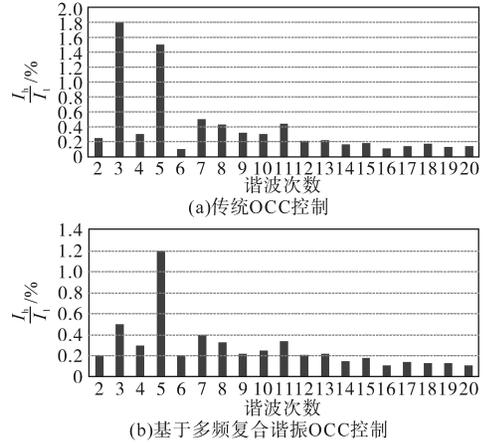


图9 PFC 整流器输入电流频谱

Fig.9 Input current spectrum of PFC rectifier

图 10 进一步给出了负载功率阶跃幅值为 1 kW 工况下的 PFC 整流器动态实验波形,实验过程中整流器交、直流侧均表现出调节速度快、稳定性好,显示出良好的动态响应和调节特性。

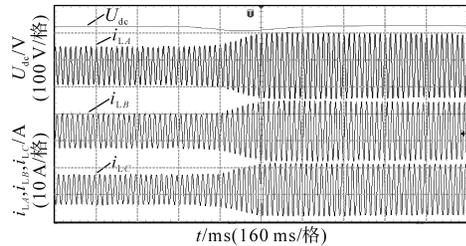


图10 PFC 整流器动态实验波形

Fig.10 Dynamic experimental waveforms of PFC

5 结论

1) 基于传统 OCC 控制策略的三相 PFC 整流器在输入扰动/不平衡场景下,直流侧与交流侧将分别含有丰富的 $n \pm 1$ 次以及输入交流频率奇数倍的谐波分量,导致输入电流 THD 增大,影响电流波形质量。

2) 本文提出一种新颖的多频复合谐振 OCC 改进控制策略,可对传统 OCC 控制环路中的谐波信号进行有效抑制。改进后的 OCC 控制可以有效降低输入扰动/不平衡工况下 PFC 整流器交流电流 THD,改善 PFC 整流器输入交流侧特性。

3) 系统仿真与原理样机实验充分验证了所提控制策略的有效性和正确性。

参考文献

[1] 姜艳姝, 遇言, 赵怀明. 基于模型预测控制的 PWM 整流器直接功率控制 [J]. 电气传动, 2015, 45(7): 21-25.
 [2] Lai Zheren, 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.
- [3] Qiao Chongming, Smedley K M. A general three-phase PFC controller for rectifiers with a parallel-connected dual Boost topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 17(6): 925-934.
- [4] Luigi Malesani, Paolo Tomasin, Vanni Toigo. Space vector control and current harmonics in quasi-resonant soft-switching PWM conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(2):269-277.
- [5] Rajesh Ghosh, Narayanan G. A simple analog controller for single-phase half-bridge rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 22(1): 186-198.
- [6] 邵峰,杨晋霞.基于电压电平的MMC模型预测控制[J].电力科学与技术学报,2020,35(2):12-21.
- [7] Mobin S, Hiraki E, Takano H, *et al.* Simulation method for DSP-controlled active PFC high-frequency power converters[J]. IEEE Electric Power Applications, 2017, 147(3):159-166.
- [8] 李文华,孟喆,胡琦.单周期控制下交流调压源的研究[J].电气传动,2018,48(2):61-64.
- [9] Jin Taotao, Smedley K M. Operation of one-cycle controlled three-phase active power filter with unbalanced source and load [J]. IEEE Electric Power Applications, 2016, 21(5): 1403-1413.
- [10] 毛鹏,谢少军,许泽刚.开关频率与电源频率比值较小时单周期控制PFC变换器的建模及稳定性[J].电工技术学报,2010,25(4):82-89.
- [11] 金爱娟,李航天,李少龙.基于单周期控制的三相PFC整流器在输入电压不对称时的改进策略[J].电工技术学报,2006,21(7):115-121.
- [12] 毛鹏,谢少军,许爱国,等.单周期控制PFC变换器电流相位滞后及其补偿[J].电工技术学报,2010,25(12):111-118.
- [13] 孟泽文,陈丽安,游一民.基于CHB逆变器的岸电系统大功率变频电源[J].电力科学与技术学报,2017,32(4):65-72.
- [14] 杜雄,周洛维,罗全明,等.单周期控制三相PFC积分常数的影响[J].中国电机工程学报,2016,26(9):120-125.
- [15] 陈兵,谢运翔,宋静娴.单周期控制新型Buck-PFC变换器[J].电工技术学报,2018,3(11):79-83.

收稿日期:2020-11-23

修改稿日期:2020-12-11