

三相电压型 PWM 整流器不平衡控制虚拟导纳法

伍小杰,王颖杰,朱荣伍,戴 鹏

(中国矿业大学 信息与电气工程学院,江苏 徐州 221008)

摘要: 输入电压不平衡会导致三相电压型 PWM 整流器谐波增加、损耗增大,严重时烧坏整流器。针对传统的解决方案结构较复杂、运算量大,提出虚拟导纳控制法。根据三相电压型 PWM 整流器不平衡时瞬时功率平衡理论,找到虚拟导纳这一核心控制量,引入可实现电流无静差控制的广义积分器,形成两相静止坐标系下电流控制简化方法,由此设计了虚拟导纳控制系统。通过 Matlab 仿真和实验验证表明该控制方法不仅性能稳定,实现三相电压不平衡时电压无波纹控制和实时可控的功率因数,而且不需要对正负序电流进行独立检测,提高了系统的快速性。引入的广义积分器具有的简单离散迭代算法也大幅减少了计算量。

关键词: 三相瞬时无功功率理论; 虚拟导纳; 广义积分器; 三相电压型 PWM 整流器; 无静差跟踪控制; 实时可控功率因数

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2010)03-0035-05

0 引言

通常的三相电压型 PWM 整流器不平衡控制策略是基于 dq 坐标下的瞬时功率平衡控制^[1-5]。

作者在文献[6]中提出了一种基于虚拟导纳的控制方法。该方法根据三相静止坐标系下的瞬时无功功率理论^[7-10],找到了虚拟导纳这一关键量。由此提出使用虚拟导纳控制三相交流电流,并通过控制相电流与输入电压的相位差可实现功率因数的控制。同时,引入广义积分器^[11-12]实现对三相交流电流在两相静止坐标下的无静差控制。

本文首先简单介绍了三相不平衡时虚拟导纳控制方法,然后根据这一控制方法进一步分析及设计控制系统,最后搭建实验系统得出实验结果。实验结果表明,该控制方法不仅可以实现三相电压不平衡时电压无波纹控制和实时可控的功率因数,而且在两相静止坐标下不需要对正负序电流进行独立检测,提高了系统的快速性,也简化了控制系统,广义积分器的简单离散迭代算法也极大减少了计算量。

1 三相不平衡时虚拟导纳控制

如果忽略电感内阻消耗的有功功率,那么要使直流侧电压 U_d 瞬时无波动,只需有功功率 p 为恒值。根据三相静止坐标系下无功功率理论,要使 p 为恒值必须满足 2 个条件^[6]:

$$\varphi_+ = \varphi_- = \varphi \quad (1)$$

$$U_- I_+ + U_+ I_- = 0 \quad (2)$$

即

$$\frac{U_-}{U_+} = -\frac{I_-}{I_+} = k$$

式中, φ_+ 、 φ_- 分别为相电流基波正(负)序分量与相电压基波正(负)序分量的相位差; U_+ 、 U_- 分别为相电压基波正序分量和负序分量的幅值; I_+ 、 I_- 分别为相电流的基波正序分量和负序分量的幅值。

再将式(2)稍作变换,可得 p 为恒值时正(负)序电流的幅值与正(负)序电压的幅值之间的关系:

$$\frac{I_+}{U_+} = -\frac{I_-}{U_-} = G \quad (3)$$

即

$$I_+ = GU_+, \quad I_- = -GU_-$$

式中, G 即为虚拟导纳。由上式可知,当相电压基波正(负)序分量的幅值保持不变时,虚拟导纳与相电流基波正(负)序分量的幅值保持线性关系。通过式(1)(2)(3)可得瞬时功率表达式为

$$p = \frac{3}{2} U_+ I_+ \cos \varphi + \frac{3}{2} U_- I_- \cos \varphi = \frac{3}{2} (1-k^2) G U_+^2 \cos \varphi \quad (4)$$
$$q = \frac{3}{2} (1-k^2) G U_+^2 \sin \varphi + \sqrt{3} k G U_+^2 \times$$

$$\left[\cos \left(2\omega t + \theta_+ + \theta_- + \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(2\omega t + \theta_+ + \theta_- + \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right] =$$
$$\bar{q} + \sqrt{3} k G U_+^2 \left[\cos \left(2\omega t + \theta_+ + \theta_- + \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(2\omega t + \theta_+ + \theta_- + \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (5)$$

式中, θ_+ 、 θ_- 分别为相电压基波正序分量和负序分量的相位角。综合式(1)~(5)可得出 5 点结论。

a. 由式(1)可知当 p 为恒值时,并没有对相电压与相电流的相角差 φ 的大小提出约束,所以可以通过自由控制相角差 φ 来控制相电流的相位,同样也

控制了功率因数。当 $\varphi=0$ 时,可实现近似单位功率因数。相角差 φ 可以通过坐标变换时给入。

b. 要保证直流电压 U_{dc} 无波动,正(负)序电流的幅值与正(负)序电压的幅值之间必须保持式(2)的关系,相电流也不可避免地存在负序分量。

c. 由式(3)(4)可知当相电压基波正负序分量的幅值保持不变时,控制虚拟导纳 G 就能控制相电流幅值,同时控制有功功率 p 。可以通过 PI 调节器实现对虚拟导纳 G 的控制。

d. 由式(4)(5)可知当 p 为恒值时, q 不能为恒值,是以 2ω 的角速度波动的。

e. 可以发现式(3)中的幅值关系与文献[2]中控制电流的方法实质是一致的。但是文献[2]中的电流是通过解一个广义逆矩阵得出的,由于解不唯一,且解由平均有功和无功功率控制两部分解组成^[13],不能明确给出三相电压与三相电流的时域关系。同时,所采用的控制方法中有功功率 p 随负载变化,而平均无功功率 q 无法及时跟随,不能实现对功率因数的实时控制。

两相静止坐标系下的三相电压型 PWM 整流器数学模型为

$$\begin{cases} e_{\alpha} = U_{\alpha}^* + L \frac{di_{\alpha}}{dt} + Ri_{\alpha} \\ e_{\beta} = U_{\beta}^* + L \frac{di_{\beta}}{dt} + Ri_{\beta} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以看出在两相静止坐标系下没有电流交叉项,也无需对正负序电流独立检测,从而简化电流控制,同时避免了正负序电流独立检测对系统控制带宽的影响,可获得更好的控制效果。又依据瞬时有功功率平衡,可得两相静止坐标下电流 i_{dc} 表达式为

$$i_{dc} = \frac{p}{U_{dc}} = \frac{e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta}}{U_{dc}} = \frac{U_{\alpha}^*i_{\alpha} + U_{\beta}^*i_{\beta}}{U_{dc}} = s_{\alpha}i_{\alpha} + s_{\beta}i_{\beta} \quad (7)$$

其中, s_{α} 、 s_{β} 为两相静止坐标系下开关函数^[13]。根据式(6)(7)可得两相静止坐标下三相电压型 PWM 整流器开关函数模型如图 1 所示。

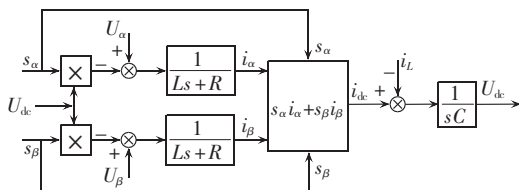


图 1 两相静止坐标下三相电压型 PWM 整流器开关函数模型

Fig.1 Switch function model of three-phase PWM rectifier under two-phase stationary frame

为实现对正弦电流的无静差控制,引入广义积分器,并加入电压前馈补偿,那么网侧电压控制传递函数为

$$\begin{cases} U_{\alpha}^* = \left(K_p + \frac{2K'_1 s}{s^2 + \omega^2} \right) (i_{\alpha}^* - i_{\alpha}) + U_{\alpha} \\ U_{\beta}^* = \left(K_p + \frac{2K'_1 s}{s^2 + \omega^2} \right) (i_{\beta}^* - i_{\beta}) + U_{\beta} \end{cases} \quad (8)$$

根据以上结论,得到在两相静止坐标系下三相不平衡电压型 PWM 整流器系统框图如图 2 所示。

2 三相不平衡时虚拟导纳控制系统的设计及实现

2.1 系统的硬件设计

如图 2 所示,三相不平衡电压型 PWM 整流器控制系统的硬件平台分主电路部分和控制电路部分。由于第 1 节中的结论 c 是在假设相电压基波正负序分量的幅值保持不变时得出的,而实际电路中输入电压的波动可能会很频繁,为模拟电压不平衡和验

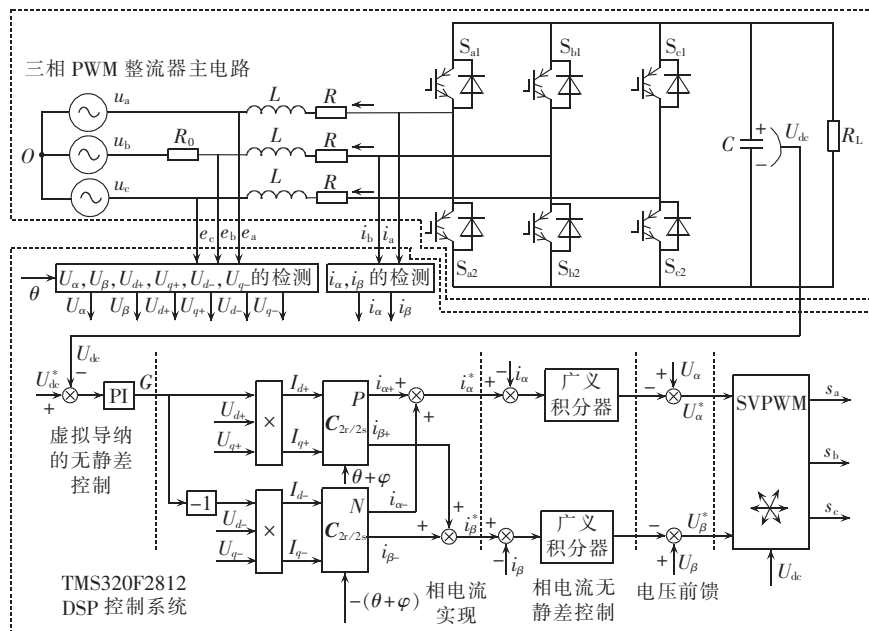


图 2 三相不平衡电压型 PWM 整流器系统框图

Fig.2 System diagram of PWM rectifier under unbalanced input voltage conditions

证系统在输入电压波动时也能控制稳定,本文在主电路交流侧某一相加入电阻 R_0 。因为电流的变化都会引起电阻 R_0 上的分压变化,这样可以制造出三相输入电压的波动和不平衡。开关器件选用 IGBT,开关频率为 10 kHz,控制电路采用 TI 公司的 TMS320F2812 为核心控制器。

2.2 系统的软件设计

三相不平衡电压型 PWM 整流器控制系统的软件部分包括检测部分、虚拟导纳 G 的无静差控制部分、两相静止坐标系下相电流的实现部分、两相静止坐标系下相电流的无静差控制部分和 SVPWM 的实现 5 个部分。SVPWM 的实现可以利用 DSP 现有矢量作用时间计算模块和 PWM 波的形成模块。

检测部分主要是 3 路输入电压、2 路输入电流、直流母线电压和正序输入电压的相位角的检测。由于系统无中线,不存在零序电流,可只检测 2 路电流。由图 3 可以看出,由于负序电压的存在,输入电压矢量的大小和旋转角速度都是随时变化,而正序电压矢量的大小和旋转角速度是恒定的,所以不能通过输入电压矢量的旋转角度来得到正序电压矢量的旋转角度。本文通过一种软件锁相环^[14]得到正序电压矢量的旋转角度。它通过锁定正序电压矢量 q 轴分量的大小,利用 PI 调节器和一个积分器来获得正序电压矢量的旋转角度,其控制框图如图 4 所示。由于此系统不要求正序电压特定初始相位,只需跟上正序电压矢量的旋转速度,所以在 0 到正序矢量幅值之间 U_{q+}^* 可任选值。

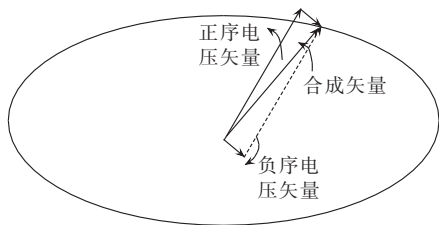


图 3 电压矢量图

Fig.3 Voltage vector chart

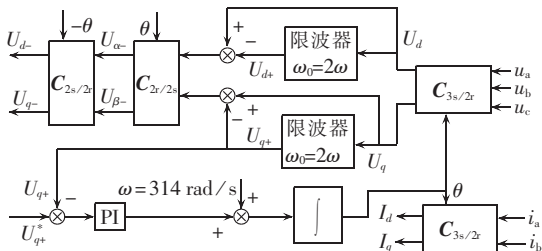


图 4 软件锁相环控制图

Fig.4 Block diagram of software phase-locked loop control

虚拟导纳 G 的无静差控制部分是由一个 PI 调节器构成的。对虚拟导纳 G 的取值不局限于物理意义,即不是只取正值。由图 5 能量回馈时 A 相电压、电流仿真波形图可知,对虚拟导纳控制也可以实现能量的回馈,但这时虚拟导纳 G 为负值。

两相静止坐标系下相电流的实现部分主要分为

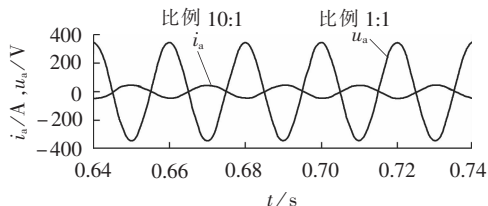


图 5 能量回馈时 A 相电压、电流仿真波形图

Fig.5 Simulative voltage and current waveforms of phase A when energy is fed back

相电流幅值的实现和相角的实现 2 部分。相电流幅值依据式(3)来实现。根据第 1 节中的结论 a,相电流与正序相电压的相角差 φ 的选择不受限制,本文在正负序相电流从两相旋转坐标系变换到两相静止坐标系时分别将相角 $\varphi + \theta$ 、 $-(\varphi + \theta)$ 应用到变换矩阵中。这样就得到了需要的相电流,同时功率因数也实现了实时可控。图 6 所示为电压不平衡控制中功率因数角 $\varphi = -30^\circ$ 时的功率仿真波形,平均无功功率与有功功率保持恒定的比例关系。

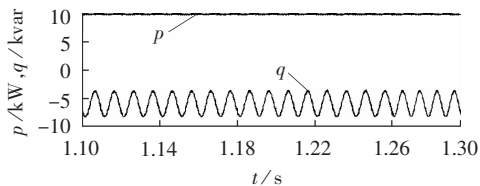


图 6 电压不平衡控制时功率仿真波形图 ($\varphi = -30^\circ$)

Fig.6 Simulative power waveforms under unbalanced input voltage condition ($\varphi = -30^\circ$)

两相静止坐标系下相电流的无静差控制部分主要是广义积分器参数的选取和离散化。如图 7 分别采用 2 种积分器的电流控制环开环伯德图。

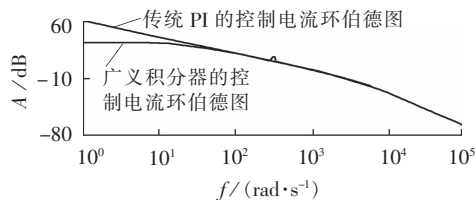


图 7 分别采用 2 种积分器的电流控制环开环伯德图

Fig.7 Open loop bode of current control loop for two different integrators

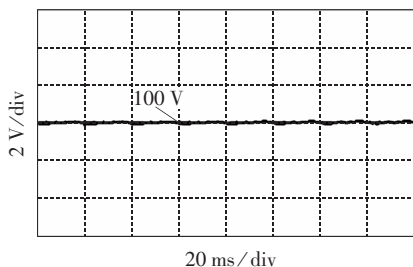
从图 7 可知,由于广义积分器与传统的 PI 控制器实质是一致的,所以与内模控制器相比,比例系数 K_p 和积分系数 K_i' 的取值简化许多。比例系数 K_p 决定着控制器的带宽和稳定程度,实际系统中不宜取得过大;积分系数 K_i' 决定着谐振频率附近的带宽,为有效应对电网频率 $\pm 1\%$ 范围内的波动,实际应用中将积分系数选择得稍微大一些^[15]。广义积分器具有简单的离散迭代控制算法,只要保留 2 个控制周期的控制量 $u(k-1)$ 、 $u(k-2)$ 和上一个周期的电流误差 $\Delta i(k-1)$,就能方便得到新的控制量 $u^0(k)$ 。

$$u^0(k) = K_p' \Delta i(k) + \{ 2K_i' [\Delta i(k) - \Delta i(k-1)]T + 2u(k-1) - u(k-2) \} / [1 + (\omega T)^2] \quad (9)$$

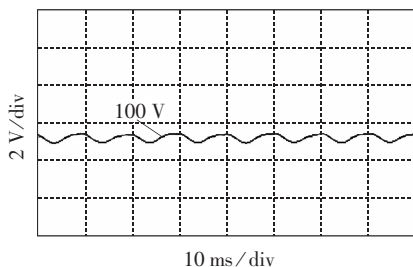
3 试验结果

根据图2两相静止坐标系下三相不平衡电压型PWM整流器的控制框图及以下参数进行实验,以验证理论分析的正确性,实验结果如图8所示。输入相电压有效值 $U_{abc}=30\text{ V}$,模拟不平衡电阻 $R_0=2\ \Omega$,电感 $L=5\text{ mH}$,内阻 $R=0.06\ \Omega$,电容 $C=1.95\text{ mF}$,负载电阻 $R_L=30\ \Omega$,电网频率 $f_u=50\text{ Hz}$,载波开关频率 $f_c=10\text{ kHz}$ 。

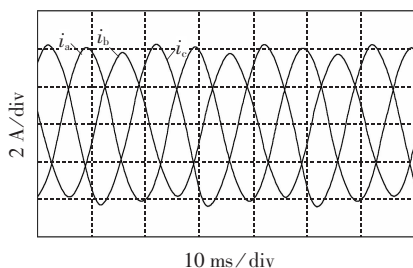
由图8(a)和(b)分析可知,在不考虑电压不平衡控制时,直流电压以 2ω 的角频率波动并包含2,4,...次特征与非特征谐波,畸变严重。而采用此策略的控制不仅实现了直流电压的基本无波纹,而且也实现了交流电流的正弦波形。同时也可以看出,电感内阻对此控制系统的影响可以忽略不计,电阻 R_0 也



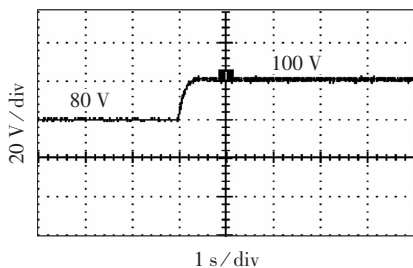
(a) 采用不平衡控制时直流电压波形



(b) 无不平衡控制时直流电压波形



(c) 采用不平衡控制时交流电流波形



(d) 直流电压阶跃响应波形

图8 实验波形图

Fig.8 Experimental waveforms

并没有对此控制系统造成不稳定,证明了此控制系统的稳定性。由图8(c)分析可知,交流电流波形不包含3,5,...次谐波,但仍存在负序分量。图8(d)为直流电压从80 V到100 V的阶跃响应波形。电阻 R_0 没有造成阶跃过程中的不稳定,阶跃响应快速稳定。实验结果证明了理论分析的正确性。

4 结论

针对电网电压不平衡条件,本文提出的虚拟导纳控制法实现并简化了三相电压型PWM整流器对直流电压的控制,通过控制三相电流的相位可实现对三相不平衡系统的功率因数控制,同时通过理论分析也获得了不平衡条件下三相电压与三相电流之间明确的时域关系。广义积分器在三相电压型PWM整流器的电流跟踪控制中的应用,实现了在两相静止坐标系下对正弦交流电流信号的无静差跟踪控制,其简单的离散迭代控制算法也简化了不平衡控制系统的设计。实验结果也证明了方法的有效性。

参考文献:

- [1] RIOUAL P,POULIQUEN H,LOUIS J. Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1996,11(5): 495-502.
- [2] HONG-SEOK S,KWANGHEE N. Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,1999,46(5): 953-959.
- [3] STANKOVIC A V,LIPO T A. A novel control method for input output harmonic elimination of the PWM boost type rectifier under unbalanced operating conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2001,16(5):603-611.
- [4] 王久和,黄立培,张金龙,等. 一种新的电压型PWM整流器无源控制器设计[J]. 电力自动化设备,2008,28(10):38-41.
- [5] 张兴,季建强,张崇巍,等. 基于内模控制的三相电压型PWM整流器不平衡控制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(13): 51-56.
- [6] 王颖杰,伍小杰,戴鹏,等. 三相电压型PWM整流器不平衡控制新策略[J]. 电气传动,2009,39(7):19-23.
- [7] WANG Yingjie,WU Xiaojie,DAI Peng,et al. New control scheme of three-phase PWM rectifier under unbalanced input voltage condition[J]. Electric Drive,2009,39(7):19-23.
- [8] AKAGI H,KANAZAWA Y,NABAE A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,1984,20(3):625-630.
- [9] FURUHASHI T,OKUMA S,UCHIKAWA Y. A study on the theory of instantaneous reactive power[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,1990,37(1):86-90.
- [10] 王兆安,李民,卓放. 三相电路瞬时无功功率理论的研究[J]. 电工技术学报,1992,7(3): 55-59.
- [11] WANG Zhaoan,LI Min,ZHUO Fang. A study on the theory of

- instantaneous reactive power of three-phase circuits[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1992, 7(3): 55-59.
- [10] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 209-215.
- [11] YUAN Xiaoming. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 523-532.
- [12] ZMOOD D N, HOLMES D G, BODE G. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators[C]//Thirty-Forth IAS Annual Meeting. Phoenix, AZ, USA; IEEE, 1999: 818-825.
- [13] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 78-81.
- [14] FREIJEDO F D, DOVAL-GANDOY J, LOPEZ O, et al. Real-time implementation of a SPLL for FACTS [C]//IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Paris, France; IEEE, 2006: 2390-2395.
- [15] 武健, 徐殿国, 何娜. 基于优化滑动傅立叶分析和广义积分的并

联有源滤波器控制策略[J]. 电网技术, 2005, 29(17): 21-25.

WU Jian, XU Dianguo, HE Na. A novel control strategy for shunt active power filter based on optimized sliding Fourier analysis and generalized integral[J]. Power System Technology, 2005, 29(17): 21-25.

(责任编辑: 李 玲)

作者简介:

伍小杰(1966-), 男, 湖南衡阳人, 教授, 博士研究生导师, 博士, 研究方向为电气传动控制、电力电子技术及应用等 (E-mail: zgcumt@126.com);

王颖杰(1979-), 男, 浙江金华人, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力拖动 (E-mail: wyj971@126.com);

朱荣伍(1982-), 男, 江苏徐州人, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力拖动;

戴 鹏(1973-), 男, 安徽淮南人, 副教授, 博士, 研究方向为大功率交直流电力传动。

Virtual admittance control scheme of three-phase PWM rectifier under unbalanced input voltage condition

WU Xiaojie, WANG Yingjie, ZHU Rongwu, DAI Peng

(China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: Unbalanced input voltage leads to the increase of harmonic and loss in three-phase PWM rectifier. As the traditional solutions to it have relatively complex structure and large calculation load, a simplified current control under two-phase stationary frame is proposed, which takes the virtual admittance as the key control variable based on the balanced instantaneous power theory of three-phase PWM rectifier under unbalanced input voltage conditions, and applies the generalized integrator to realize zero-steady state error. The virtual admittance control system is designed accordingly. Matlab simulation and experiments verify that, the control strategy can not only realize no-ripple voltage control and real-time controllable power factor under unbalanced three-phase voltage with its stable performance, but also need not to detect three-phase positive and negative sequence ac currents respectively, resulting in the improvement of system speediness. The introduced generalized integrator also has simple discrete iterative algorithm to greatly reduce calculation time.

Key words: three-phase instantaneous reactive power theory; virtual admittance; generalized integrator; three-phase voltage source PWM rectifier; zero-steady state error tracking control; real-time controlled power factor