

基于降阶谐振控制器的三相逆变器 电压控制研究*

薛曼曼, 卢闻州, 杨宇行
(江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

摘要: 针对三相逆变器输出侧接非线性负载时输出电压的质量易受谐波影响的问题, 选用基于降阶谐振控制器(RRSC)的电压控制方法。与谐振控制器相比, RRSC 能够进行正负序的分离, 然后分别处理, 并且计算量小, 运算效率高。为了在此基础上再次降低输出电压谐波含量, 进一步改进了 RRSC, 并将其用于三相逆变器电压控制。最后, 对所提控制方法进行了仿真验证, 并与降阶谐振控制方法进行了详细分析对比。仿真结果证明了所提控制方法的有效性。

关键词: 三相逆变器; 非线性负载; 谐振控制器; 降阶谐振控制器

中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)06-0106-06

Research on Voltage Control of Three-Phase Inverter Based on Reduced Order Resonant Controller*

XUE Manman, LU Wenzhou, YANG Yuxing
(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: Aiming at the problem that the output voltage quality of three-phase inverter was easily affected by harmonics when the output side of the three-phase inverter was connected with nonlinear load, a voltage control method based on the reduced-order resonant controller (RRSC) was selected. Compared with the resonant controller (RSC), the RRSC could separate the positive and negative order and then deal with them separately. Moreover, the RRSC had less computation and higher efficiency. In order to further reduce the harmonic content of output voltage, the RRSC was further improved and applied to three-phase inverter voltage control. Finally, the proposed control method was verified by simulation and compared with the RRSC in detail. The results showed that the proposed control method was effective.

Key words: three-phase inverter; nonlinear load; resonant controller (RSC); reduced-order resonant controller (RRSC)

0 引言

随着能源危机和环境污染问题日益严重, 各种可再生能源的分布式发电技术受到越来越多的关注, 并被用于独立发电以及为电网供电^[1-2]。

逆变器由于高效率 and 可控性的特点, 在分布式发电系统中发挥着重要作用^[3]。总谐波畸变率(THD)是评价逆变器性能好坏的重要指标之一。谐波使电能的生产、传输和利用的效率降低; 使电气设备使用寿命缩短, 甚至发生故障或烧毁; 引起

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51407084); 中国博士后科学基金项目(2017M610294); 江苏省博士后科研资助计划项目(1701092B)

作者简介: 薛曼曼(1992—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变流控制技术。

卢闻州(1983—), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子变流控制技术和新能源发电与控制。

杨宇行(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变流控制技术。

电力系统局部谐振,使谐波含量放大,造成电容器等设备烧毁^[4]。在交流电力系统中,非线性负载和参数不确定性是导致周期跟踪误差的主要原因^[5]。三相逆变器输出接非线性负载后,输出电压中以 5、7、11、13 等 $6k \pm 1$ 次谐波为主要成分^[6-7],其中 5、7 次谐波含量较高。通常情况下只需对含量高的谐波进行控制,就能改善输出电压波形质量。

为了确保负载上的电压为正弦电压,逆变器的电压控制器^[8-9]需要对各谐波信号实现无差控制,通常采用选择性谐波补偿方法^[10]。文献[11]列出了几种检测和补偿谐波的常用方法,如基波 dq 坐标变换、谐波 dq 坐标变换、瞬时功率理论、谐振控制等。文献[12-13]采用基于 dq 坐标系下多个 PI 控制器的方法,控制性能好,但是运算量大。文献[14-15]提出一种带相位补偿的谐振控制器(RSC)形式的方法,具有正负序分量交流信号跟踪的零稳态误差、谐波控制灵活、响应速度快等优点,但是 RSC 控制器存在两个极点,不具备极性选择,不能进行正负序分离。文献[16]采用了基于降阶谐振控制器(RRSC)的方法,可分别对正负序分量进行处理,减轻了计算负担,提高了运算效率。

综合上述文献,本文在 RRSC 的基础上提出了一种基于改进型降阶谐振控制器(IRRSC)的三相逆变器输出电压谐波控制方法,可以有效地补偿特定谐波成分,减少计算量,实现了较高的谐波补偿精度和运算效率。

1 原理与设计

1.1 三相逆变器控制系统模型

图 1 所示为三相逆变器控制系统模型。

图 1 中, $i_{L\alpha\beta}$ 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的电感电流。参考电压 $u_{o\alpha\beta}^*$ 与逆变器输出电压 $u_{o\alpha\beta}$ 作差,差值信号通过一个电压控制器,输出生成的信号作为电流控制器的参考信号 $i_{L\alpha\beta}^*$,参考电流减去电感电流 $i_{L\alpha\beta}$ 后经过电流控制器,电流控制器的输出信号作为脉冲宽度调制(PWM)的驱动信号,用来控制开关的通断。

图 2 所示为逆变系统电压电流双环控制框图,外环为电压控制环,逆变器参考电压和输出电压比较后得到电压偏差信号,再经 $G_v(s)$ 控制器

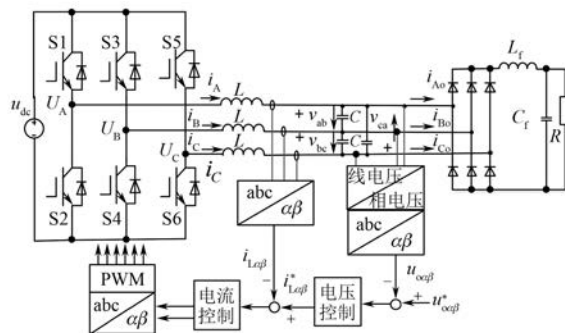


图 1 三相逆变器控制系统模型

得逆变器参考电流,作为内环的输入信号。内环为电流控制环,逆变器参考电流与电感电流作差后,经过比例控制器 $G_i(s)$ 得到调制信号。

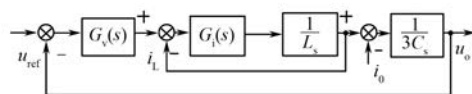


图 2 逆变系统电压电流双环控制框图

由图 2 可得:

$$u_o = \frac{G_i(s) G_v(s) u_{ref} - [G_i(s) + sL] i_o}{3s^2 LC + 3sCG_i(s) + G_i(s) G_v(s)} \quad (1)$$

理想情况下,在 RSC 谐振点的增益无穷大,即 $G_v(s) = 1 + R_h(s)$ 趋于无穷大,则式(1)中 $u_o = u_{ref}$,即 RSC 可对给定参考电压无稳态误差地跟踪,而系统的输出电压不受负载电流的干扰。

1.2 RRSC 原理

RSC 可以补偿系统延迟,其 s 域传递函数 $R_h(s)$ 可以写成两个一阶部分 $R_{h+}(s)$ 、 $R_{h-}(s)$ 的和:

$$R_h(s) = K_h \frac{s \cos \varphi_h - \omega_h \sin \varphi_h}{s^2 + \omega_h^2} = \underbrace{\frac{K_h \cos \varphi_h}{2} \frac{1}{s - j\omega_h}}_{R_{h+}(s)} + \underbrace{\frac{K_h \cos \varphi_h - j \sin \varphi_h}{2} \frac{1}{s + j\omega_h}}_{R_{h-}(s)} \quad (2)$$

其中:一阶部分 $R_{h+}(s)$ 、 $R_{h-}(s)$ 称为 RRSC 的传递函数; K_h 代表积分增益; $\omega_h = h\omega_1$,且 h 为谐波次数, ω_1 为基波角频率; φ_h 为在谐振频率 $h\omega_1$ 处的平均补偿相位^[15]。

当 $h=1$ 、 $K_h=2$ 、 $\varphi_h=\frac{\pi}{4}$ 时,幅频响应如图 3 所示。

$R_h(s)$ 可分解为 $R_{h+}(s)$ 和 $R_{h-}(s)$,这 2 个 RRSC 传递函数分别在 $2\pi \cdot 50 \text{ rad/s} = 314 \text{ rad/s}$ 和 $-2\pi \cdot 50 \text{ rad/s} = -314 \text{ rad/s}$ 处增益最大,其他处为

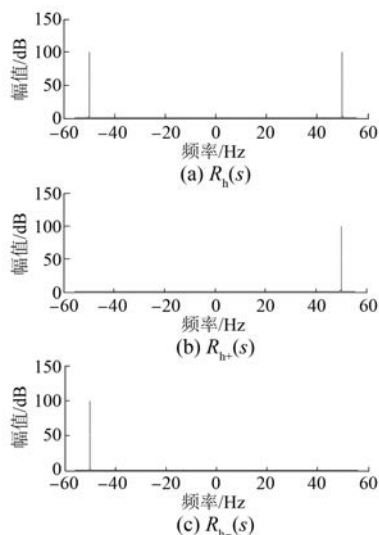


图3 幅频响应

零。因此,在正序频率处只需实现 $R_{h+}(s)$,负序频率处只需实现 $R_{h-}(s)$,即可在期望的频率上获得无限增益,使控制器的变量减少,从而减轻计算负担。本文在 $\alpha\beta$ 坐标系下进行信号调制,对于每一频率的谐波信号只需设计一个正序或者负序的 RRSC 单元。

1.3 基于 IRRSC 的电压控制

图4所示为RRSC在 $\varphi_h = \pi/4$ 、 $\omega_h = 314 \text{ rad/s}$ 、不同 K_h 条件下的Bode图。在 314 rad/s 附近的幅值增益大于其他频次的幅值增益。理想的RRSC在指定的谐振频率处具有无限大增益,但在实际的电力系统中正常频率有一个 $\pm 0.5 \text{ Hz}$ 的偏差允许值,容易破坏系统的稳定性。因此,需改进RRSC来增加高增益频带的范围。通过增加阻尼项对RRSC进行改进得到IRRSC,其表达式如下:

$$G_h(s) = \frac{K_h (\cos \varphi_h + j \sin \varphi_h) \omega_c}{2 (s - j\omega_h + \omega_c)} \quad (3)$$

式中: K_h ——积分增益;

ω_h ——谐振角频率;

ω_c ——增加的阻尼项。

图5所示为IRRSC在 $\varphi_h = \pi/4$ 、 $\omega_c = 1$ 、不同 K_h 参数条件下的Bode图;图6所示为IRRSC在 $\varphi_h = \pi/4$ 、 $K_h = 2$ 、不同 ω_c 参数条件下的Bode图。其中IRRSC单元的谐振频率始终为 314 rad/s 。

由图5可知,IRRSC在谐振频率处的增益由

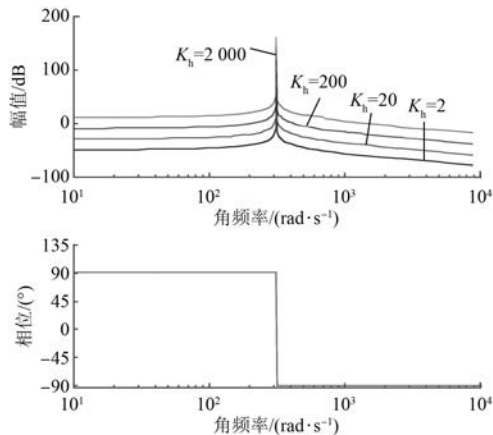


图4 RRSC的Bode图

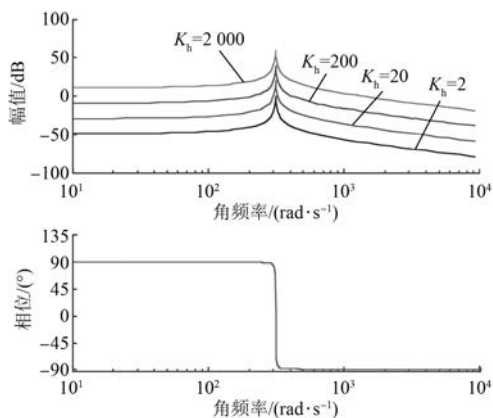


图5 当 $\omega_c = 1$ 时 IRRSC 的 Bode 图

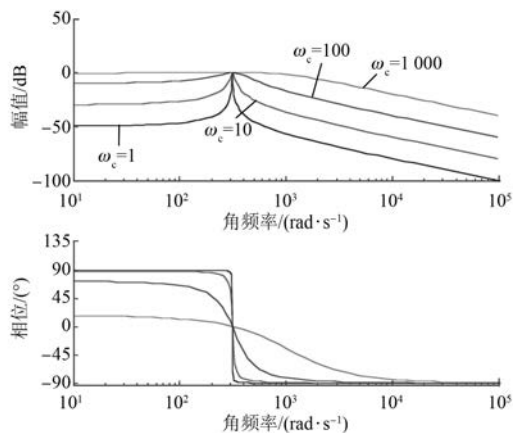


图6 当 $K_h = 2$ 时 IRRSC 的 Bode 图

K_h 独立调节, K_h 值越大,增益越大。由图6可得,在谐振频率附近的带宽和相位特性则由 ω_c 决定。由图4可知,无 ω_c 时 IRRSC 在谐振频点处几乎

有无穷大的增益,可以实现无静差跟踪,但带宽窄,相角裕度小,系统容易产生振荡;添加 ω_c 后,带宽增大,相角裕度大,但是 ω_c 过大则会导致频率响应变平,进一步降低谐振点增益,因此需合理选择 K_h 、 ω_c 的值^[17]。

由上述内容可知,逆变器的电压控制器可由多个 IRRSC 单元并联得到,每个 IRRSC 单元各自处理不同谐振频率和相序的谐波信号。本文负载为整流性负载,输出电压中 5、7 次谐波含量较高。通常情况下只需对含量高的谐波进行控制,就能改善输出电压波形质量。基波和-5、7 次谐波控制器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的传递函数公式为

$$\sum_{h=\pm 6k+1} G_{rh}(s) = \sum_{h=\pm 6k+1} \frac{K_h (\cos \varphi_h + j \sin \varphi_h) \omega_{c(h)}}{2 (s - j\omega_h + \omega_{c(h)})}, k \in [0, 1] \tag{4}$$

2 仿真分析

为了验证所提控制策略的有效性,搭建了仿真模型。电路参数如表 1 所示。控制器参数如表 2 所示。

表 1 电路参数			
主电路参数		整流性负载参数	
直流电源 U_{DC}/V	400	L_1	3 mH
滤波电感 L/mH	3	$C_1/\mu F$	1 100
滤波电容 $C/\mu F$	100	R/Ω	24
采样和开关频率/kHz	10	电流环比例参数	
参考电压幅值/V	155	k_{ip}	50
参考电压频率/Hz	50		

表 2 控制器参数			
h	K_h	φ_h/rad	$\omega_{c(h)}/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$
$h=1$	400	1.6	1
$h=-5$	40	1.3	5
$h=7$	20	1.9	15

图 7 所示为无谐振控制器时三相逆变器 A 相输出电压与参考电压波形,输出电压并不能较好地跟踪参考电压。图 8 所示为无谐振控制器时三相输出 A 相电压的频谱分析,基频幅值为 138.5 V,THD 为 3.22%,且其中 5、7 次谐波含量

较高,因此本文主要研究添加-5、7 次谐波控制器后逆变器的控制效果。图 9 所示为无谐振控制器时参考电压与三相输出电压误差波形图,可以看出误差约在 ± 20 V。

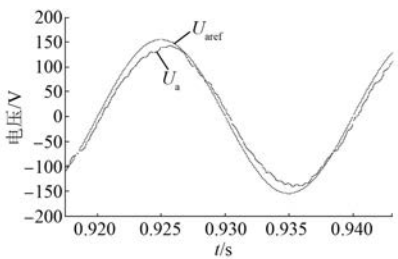


图 7 无谐振控制器时逆变器输出电压与参考电压波形

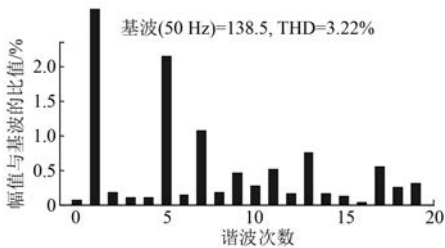


图 8 无谐振控制器时三相输出 A 相电压的频谱分析

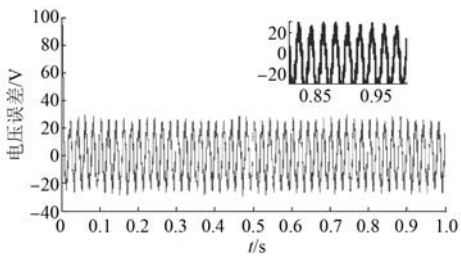


图 9 无谐振控制器时参考电压与输出电压误差波形

图 10~图 12 分别为添加基波和-5、7 次 RRSC 后逆变器输出电压波形图、A 相输出电压频谱分析图以及输出电压与参考电压误差图。图 13~图 15 分别为添加基波和-5、7 次 IRRSC 后逆变器输出电压波形图、A 相输出电压频谱分析图以及输出电压与参考电压误差图。从图 10 和图 13 可以看出,输出电压能够很好地跟踪参考电压。比较图 9 与图 12、图 15,发现误差由 ± 20 V 减小到约 ± 5 V,逆变器输出电压的跟踪性能得到改善。由图 11 和图 14,可以看出 IRRSC 与 RRSC 控制的基频幅值几乎一致,而 IRRSC 控制的输出电压 THD 值为 2.07%,RRSC 的输出电压 THD 值

为 2.33% ,IRRSC 控制的输出电压 THD 小于 RRSC 的电压 THD 值,因此 IRRSC 控制效果更好。

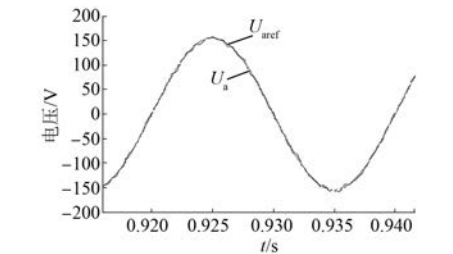


图 10 添加基波和-5、7 次 RRSC 控制时输出与参考电压波形

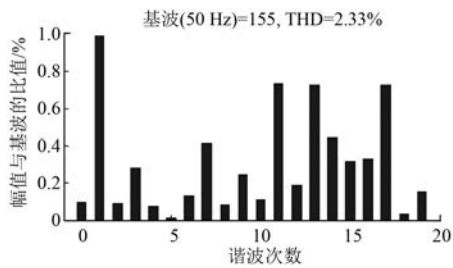


图 11 添加基波和-5、7 次 RRSC 控制时 A 相输出电压频谱分析

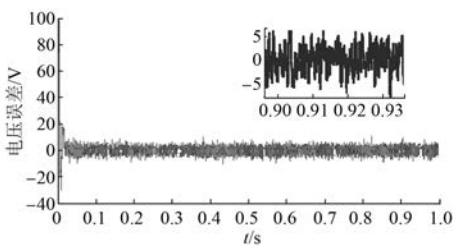


图 12 添加基波和-5、7 次 RRSC 控制时输出与参考电压误差

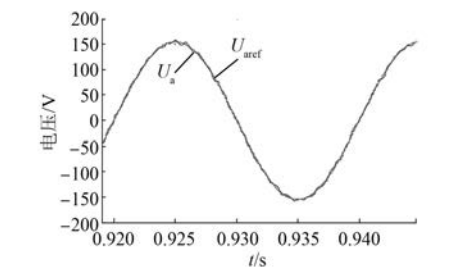


图 13 添加基波和-5、7 次 IRRSC 控制时输出与参考电压波形

仿真模型中依次添加基波和-5、7 次 RRSC 和 IRRSC 的控制后,可得改进前后输出 A 相电压 THD 的值,如表 3 所示。

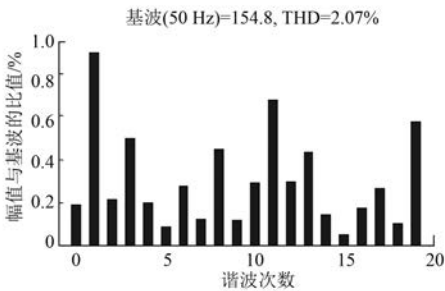


图 14 添加基波和-5、7 次 IRRSC 控制时 A 相输出电压频谱分析

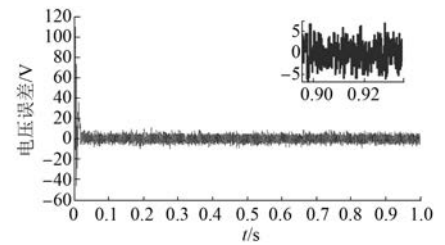


图 15 添加基波和-5、7 次 IRRSC 控制时输出与参考电压误差

表 3 改进前后输出 A 相电压 THD 的值		
添加的控制器	RRSC 输出	IRRSC 输出
	电压 THD/%	电压 THD/%
基波	3.45	3.17
基波、-5 次	3.07	2.30
基波和-5、7 次	2.33	2.07

由表 3 可以看出,RRSC 依次添加基波和-5、7 次谐波控制器后,输出电压 THD 依次递减;IRRSC 输出电压也依次递减,由 3.17% 减小为 2.07%;且可以看出添加基波控制后,IRRSC 比 RRSC 的 THD 减小了 0.28%,依次添加-5、7 次谐波控制后,IRRSC 的 THD 的值更小。因此,IRRSC 相比 RRSC,THD 更低,达到了较好的谐波控制效果。

3 结 语

为了提高三相逆变器带非线性负载的能力,解决 RSC 不具备极性选择、计算量大等问题,在 RRSC 的基础上提出了 IRRSC 电压控制方法。该方案中添加了-5、7 次谐波成分较高的控制,使该控制方法运算量减少、跟踪精度提升,为三相逆变

器接非线性负载时电压控制提供了一种高性能方案。

【参考文献】

- [1] 丁明, 王伟胜, 王秀丽, 等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 1.
- [2] 卢闻州, 周克亮, 程明, 等. 组合蓄能独立式风力发电系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(2): 165.
- [3] LU W, ZHOU K, CHENG M, et al. Parallel structure general repetitive controller for general grid-connected PWM converters[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(3): 338.
- [4] ZHOU K, WANG D. Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 820.
- [5] WAI R J, LIN C Y, HUANG Y C, et al. Design of high-performance stand-alone and grid-connected inverter for distributed generation applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1542.
- [6] 卢闻州, 周克亮, 杨云虎. 恒压恒频 PWM 变换器 $nk \pm m$ 次谐波重复控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 95.
- [7] 何亮, 李洪伟, 王劲松, 等. 逆变电源输出交流电压分段式前馈控制方法研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(5): 42.
- [8] 孙强, 赵朝会, 詹俊, 等. 基于 60° 坐标系的两电平和 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 算法研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 24.
- [9] LU W, ZHOU K. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for PWM converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1516.
- [10] 谢川, 贺超, 闫辉, 等. 基于频率自适应广义积分控制器选择性谐波电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 65.
- [11] ASIMINOAEI L, BLAABJERG F, HANSEN S, et al. Detection is key harmonic detection methods for active power filter applications[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2007, 13(4): 22.
- [12] LASCU C, ASIMINOAEI L, BOLDEA I, et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1826.
- [13] 刘威威, 丁洪发, 段献忠. 有源电力滤波器选择性谐波电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 14.
- [14] YEPES A G, FREIJEDO F D, LOPEZ O, et al. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 563.
- [15] YANG Y, ZHOU K, CHENG M, et al. Phase compensation multiresonant control of CVCF PWM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3923.
- [16] 赵新, 金新民, 周飞, 等. 采用降阶谐振调节器的并网逆变器锁频环技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 38.
- [17] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814.

收稿日期: 2019-01-24

(上接第 105 页)

- [3] GIERAS J F. Permanent magnet motor technology: design and applications[M]. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2009: 1181-1187.
- [4] WANG C, XU L. A novel approach for sensorless control of PM machines down to zero speed without signal injection or special PWM technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 19(6): 1601.
- [5] 朱焜秋, 成秋良. 无起动绕组永磁同步电机初始定位及起动策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 61.
- [6] 万山明, 吴芳, 黄声华. 基于高频电压信号注入的永磁同步电机转子初始位置估计[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 82.
- [7] 汤蕴璆, 张奕黄, 范瑜. 交流电机动态分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.

收稿日期: 2018-12-18