

# 直驱型永磁同步风力发电机机侧变流器谐波抑制

肖磊, 黄守道, 黄科元, 陈自强, 熊山

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南省长沙市 410082)

## Harmonic Suppression for the Motor-side Converter of the Directly-driven Wind Turbine With PM Synchronous Generator

XIAO Lei, HUANG Shoudao, HUANG Keyuan, CHEN Ziqiang, XIONG Shan

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China)

**ABSTRACT:** Permanent magnet synchronous generator stator current contains a large number of harmonics, which will greatly increase the copper and iron losses, and then reduce the generator efficiency. A new motor-side converter control strategy was proposed based on the frequency variable PI-RES controller for the stator current regulating and the main harmonic stator current inhibiting in the rotor synchronous rotating coordinate system. Simulation and experiment results show that the effect that suppressing the specified harmonic current is remarkable by the proposed strategy, and the efficiency of system is improved.

**KEY WORDS:** wind power; directly-driven; resonant controller; harmonic suppression; permanent magnet synchronous generator; converter

**摘要:** 永磁同步发电机定子电流中含有大量谐波, 会大大增加电机的铜耗与铁耗, 降低发电机组效率。该文利用谐振控制器对交流信号无差控制, 针对定子电流中的主要谐波, 采用谐振角频率可变的比例积分谐振控制器(PI-resonant controller, PI-RES controller)提出一种新的机侧变流器控制策略, 在转子同步旋转坐标系下对定子电流进行控制, 对指定次谐波进行抑制。仿真与实验结果表明, 所述控制策略对指定次谐波电流抑制效果明显, 提高了发电机组的效率。

**关键词:** 风力发电; 直驱式; 谐振控制器; 谐波抑制; 永磁同步发电机; 变流器

## 0 引言

直驱永磁同步风力发电机组(directly driven wind

**基金项目:** 国家自然科学基金项目(50907020); 高等学校学科创新引智计划项目(200805321038); 湖南省自然科学基金项目(10JJ8003)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50907020); Project Supported by the Programme of Introducing Talents of Discipline to Universities (200805321038); Project Supported by Natural Science Foundation of Hunan Province (10JJ8003).

turbine with permanent magnet synchronous generator, D-PMSG)具有结构简单、维护成本低、转换效率高等优点,在风力发电市场得到较快发展<sup>[1]</sup>。随着以 PMSG 为主体的大容量变速恒频风力发电系统在市场中所占份额越来越大,提高 PMSG 的发电效率,抑制定子电流谐波和延长其工作寿命越来越重要。

D-PMSG 常采用双 PWM 变流器全功率并网,机侧变流器控制永磁发电机输出功率,网侧变流器控制直流侧母线电压<sup>[2]</sup>。兆瓦级 PWM 变流器减小了开关损耗,提高了系统工作效率,但机侧变流器开关频率较低,输出与输入电流谐波含量较高。同时由于永磁同步电动机反电动势波形含有较多谐波,如对电机馈以正弦波电压,则电流产生的转矩中谐波也将非常丰富。大量谐波会增大永磁发电机的铜耗与铁耗,减小发电机组效率,引起转矩脉动,对电机运行及寿命有很大影响<sup>[3]</sup>。有文献通过改进机侧滤波器来消除谐波,取得了一定效果,但增大了系统成本<sup>[4-7]</sup>。文献[3]研究基于空间矢量调制的电流滞环反馈跟踪控制器来实现定子电流波形的优化,效果较佳,但控制方法较复杂。文献[8-9]研究了 PWM 调制算法来消除指定次谐波,取得了较好的效果,但其消除谐波次数单一。文献[10-11]给出了静止坐标系下用于谐波电流控制的谐振控制器,将比例谐振控制器应用于网侧变流器高次谐波电流控制,但当将其推广至机侧时,存在控制带宽过窄,动态响应不佳的缺点。文献[12]将谐振控制器引入同步旋转坐标系下 PI 控制器中,用于网侧变流器高次谐波控制,但其研究仅限于电网单一频率,未对频率变化的情况进行研究。



磁电机定子电流中谐波含量较高的奇数次谐波进行控制，基波的角频率  $\omega$  随着电机转速变化而变

化，系统控制框图如图 4 所示。

转矩电流给定信号为直流信号，因此电流环电

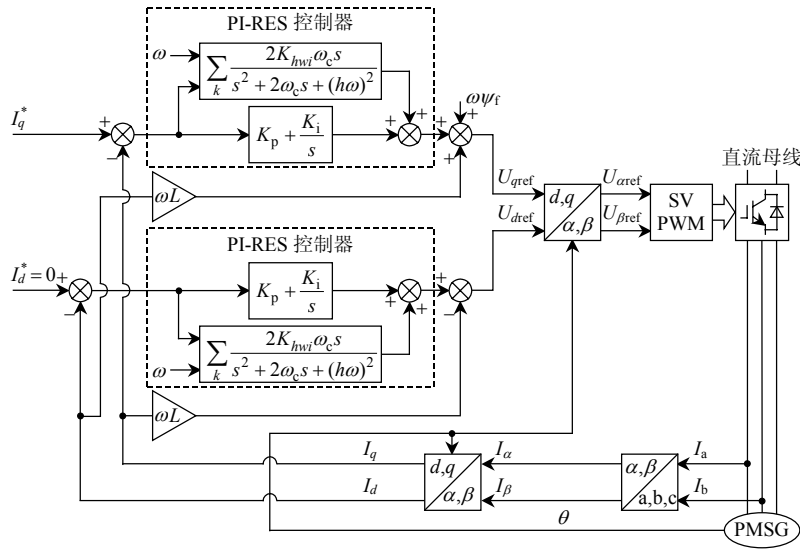


图 4 D-PMSG 机侧变流器谐波抑制控制框图

Fig. 4 Harmonic suppression control diagram for the motor-side converter of D-PMSG

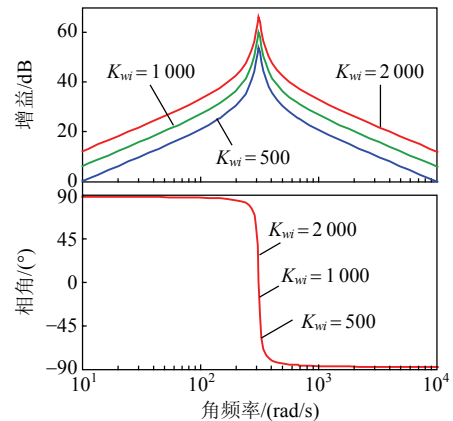
流给定均为直流信号，谐波信号给定均为 0，永磁同步发电机定子电流跟随给定消除电流中的谐波，改善定子电流波形。

### 2.3 电流控制器设计

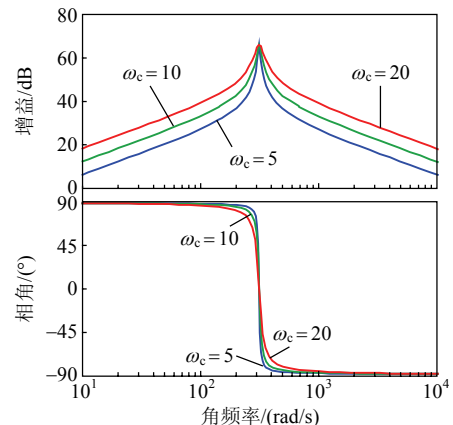
电流控制器设计主要是参数设计，PI-RES 控制器参数主要分为 2 大类：用于基波电流控制的 PI 控制器参数  $K_p$ 、 $K_i$ ；用于谐波电流控制的谐振控制器参数  $K_{hwi}$  与  $\omega_c$ 。基波电流对电机系统的动稳态性能影响最大，首先需对基波电流 PI 控制器进行设计，此项工作已有大量文献介绍，不再赘述；而对于谐波电流，控制器中比例环节与谐振控制器环节一起构成比例谐振(proportional resonant, PR)控制器，对以交流信号存在的谐波电流进行调节。对于单独的 PR 控制而言，在  $K_{hwi}$  与  $\omega_c$  一定的情况下，调节  $K_p$  可以调节 PR 控制器的带宽<sup>[9]</sup>，然而在 PI-RES 控制器中，比例系数在进行 PI 控制器设计时已经确定，因此对谐波信号的调节只能通过调节谐振控制器的参数  $K_{hwi}$  与  $\omega_c$  来实现。

假定被控对象角频率  $\omega = 314 \text{ rad/s}$ ，令  $\omega_c = 10$ ， $K_{wi}$  变化，式(3)对应的传递函数波特图如图 5(a)所示。可见通过调节  $K_{wi}$ ，可实现其幅频曲线向上或向下平移，既影响控制器增益，又影响控制器带宽，因此在理想情况下，合理的  $K_{wi}$  可以实现对被控交流谐波信号无静差调节，达到消除谐波的目的。

对于本文 D-PMSG 机侧控制系统而言，控制器角频率随着转速的变化而变化，动态误差与数字化



(a) 谐振控制器  $K_{wi}$  变化对比波特图



(b) 谐振控制器  $\omega_c$  变化对比波特图

图 5 参数变化下的谐振控制器波特图

Fig. 5 Bode of resonant controller in variable parameters

引起的截断误差均会造成角频率参数偏移。而谐振控制器对信号的无静差调节依赖于被控信号角频

率的获得,当控制器带宽较窄时,控制器对谐波信号的抑制效果将会大大减弱,甚至会起反作用。因此谐振控制器的带宽对于交流信号的有效调节具有很强的影响。令  $K_{wi}=2000$ ,  $\omega_c$  变化代入式(5),其波特图如图 5(b)所示。

随着  $\omega_c$  的增加,控制器在指定频率  $\omega=314$  rad/s 处增益不变,而其他频点增益增大,从而整个控制器带宽加大。然而当带宽过大时,同样会引起控制器选频特性变差,影响控制性能。在本文所述系统中,令  $\omega_c=10$  rad/s 时,系统谐波控制效果最佳。

### 3 仿真研究

运用 Matlab/Simulink 工具箱,对比分析仅采用 PI 控制与 PI-RES 电流控制器时直驱永磁同步风力发电机组的机侧变流器控制情况。模型的额定功率为 1 MW,永磁发电机主要参数如表 1 所示。

表 1 D-PMSG 仿真模型主要参数

Tab. 1 Parameter of D-PMSG simulation system

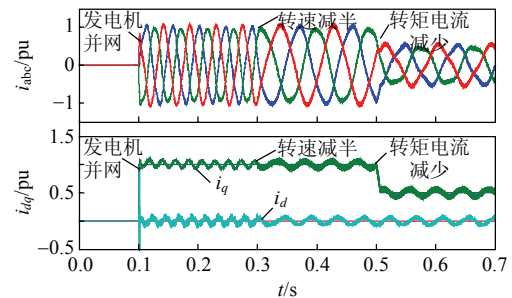
参数	数值	参数	数值
发电机额定功率/MW	1	电机额定转速/(r/min)	22.5
定子额定电压/V	690	直流母线电压/V	1100
定子额定电流/A	900	—	—

由于 Simulink 中永磁电机模型为理想模型,为更好的模拟实际系统,仿真时人为注入 3 次谐波电压扰动,当电流控制器不能对交流信号进行无差控制时,谐波电压扰动会对系统产生影响,反馈电流中会出现 3 次谐波分量。当电流控制器能够实现给定与反馈无差跟随时,谐波电压扰动将会被抵消,而不会出现 3 次谐波电流。

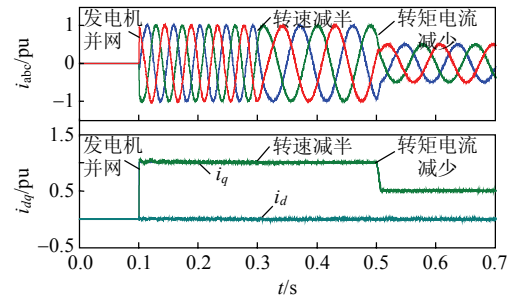
仿真模型中 D-PMSG 机侧变流器采用转子磁场定向  $i_d=0$  控制策略,永磁发电机模型设为转速给定模式,转速给定为额定转速 22.5 r/min,在 0.1 s 时,开机侧变流器,额定转矩阶跃给定,在 0.3 s 时,转速减为额定转速的一半 11.25 r/min,在 0.5 s 时,变流器转矩电流  $i_q^*$  给定减小为额定的一半。

图 6 为采用传统 PI 电流控制器与采用 PI-RES 电流控制器对比仿真波形。图 6(a)为采用传统 PI 电流控制器仿真波形,由图中  $i_{abc}$  三相电流波形可见,在全过程中 3 次谐波电流始终存在,电流正弦性较差。从  $d-q$  轴电流波形可见,由于 PI 调节器的作用,直流量控制较好,直流分量始终跟随给定,然而直流量上 2 次谐波波动明显(3 次谐波转换至转子同步旋转坐标系下以 2 次谐波信号存在)。采用传统 PI 调节器在不进行额外处理时,不能有效抑制谐

波电流。图 6(b)为采用 PI-RES 电流控制器仿真波形,在电流控制器中加入了控制角频率为  $2\omega$  的交流信号谐振控制器,用来控制在静止坐标系下表现为 3 次的谐波电流,且电流给定只有直流量,谐波量给定为 0,谐波信号有效跟踪谐波电流给定,从  $d-q$  轴电流波形上看,谐波信号被消除,谐波电压扰动的作用被抵消,电流波形正弦性好,对比采用 PI-RES 控制器与采用 PI 控制器电流频谱,可见 3 次谐波幅值明显得到抑制,提高系统运行效率。



(a) 采用传统 PI 电流控制器仿真波形



(b) 采用 PI-RES 电流控制器仿真波形

图 6 采用传统 PI 电流控制器与采用 PI-RES 电流控制器对比仿真波形

Fig. 6 Contrast simulation between PI controller and PI-RES controller

### 4 实验研究

建立小功率实验系统对本文所述控制策略的效果进行实验验证。实验系统主要参数如表 2 所示。采用直流机拖动永磁发电机发电,永磁发电机所产生的电能经 2 台 PWM 电压型变流器背靠背并入电

表 2 实验系统主要参数

Tab. 2 Parameter of the experiment system

参数	数值	参数	数值
发电机额定功率/kW	7.5	电机额定转速/(r/min)	1 500
定子额定电压/V	380	直流母线电压/V	620
定子额定电流/A	17.5	—	—

网。实验结果采集使用 QualityStar 功率分析仪。

图 7(a)—(d)为永磁发电机工作于 500 r/min 时，定子电流及频谱分析对比实验结果。

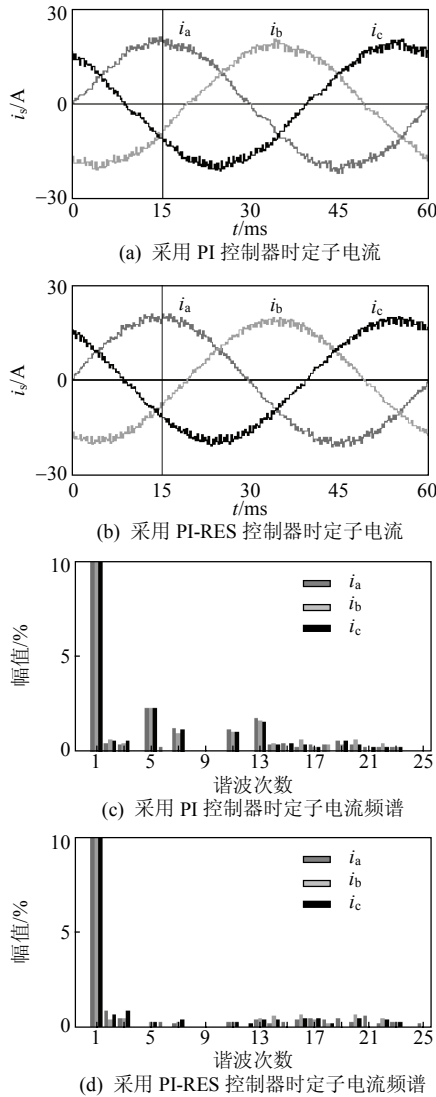


图 7 500 r/min 时 PMSG 定子电流及频谱对比实验结果

Fig. 7 Experimental results of stator current and spectrum of PMSG at the speed of 500 r/min

由图可知，采用传统 PI 调节器时，定子电流中 5 次、7 次、11 次和 13 次谐波幅值较大。根据测量发现，其中 5 次谐波为负序谐波，变换至转子同步旋转坐标系下时为  $-6\omega$ ，同时正序 7 次谐波变换至转子同步旋转坐标系下时，角频率变为  $6\omega$ ，在同步旋转坐标系下原来负序 5 次谐波与正序 7 次谐波信

号叠加合成新的角频率为  $6\omega$  的信号。增加角频率为  $6\omega$  的谐振控制器，同时，对负序 5 次与正序 7 次谐波进行控制，另外增加角频率为  $10\omega$  与  $12\omega$  的谐振控制器对 11 次与 13 次谐波进行控制，与传统 PI 控制器相结合组成一种新的 PI-RES 电流控制器，谐波电流给定皆为 0。从实验结果可知，在 500 r/min 时，5 次、7 次、11 次和 13 次幅值得到明显消除，控制效果明显，定子电流信号正弦性非常好。

图 8、9 分别为永磁发电机工作于 1 000 r/min 与 1 500 r/min 时的对比实验结果。由实验结果可知，当转速增加，电流中的谐波信号幅值明显增加，PI-RES 控制器对谐波的抑制依然有效，虽然谐波没有根本消除，但对其幅值的抑制效果仍然很明显。

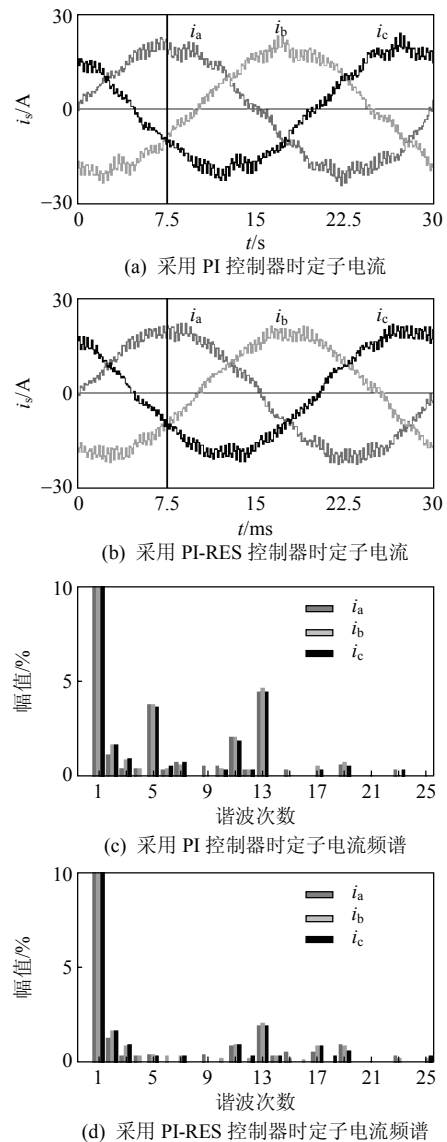


图 8 1 000 r/min 时 PMSG 定子电流及频谱对比实验结果

Fig. 8 Experimental results of stator current and spectrum of PMSG at the speed of 1 000 r/min

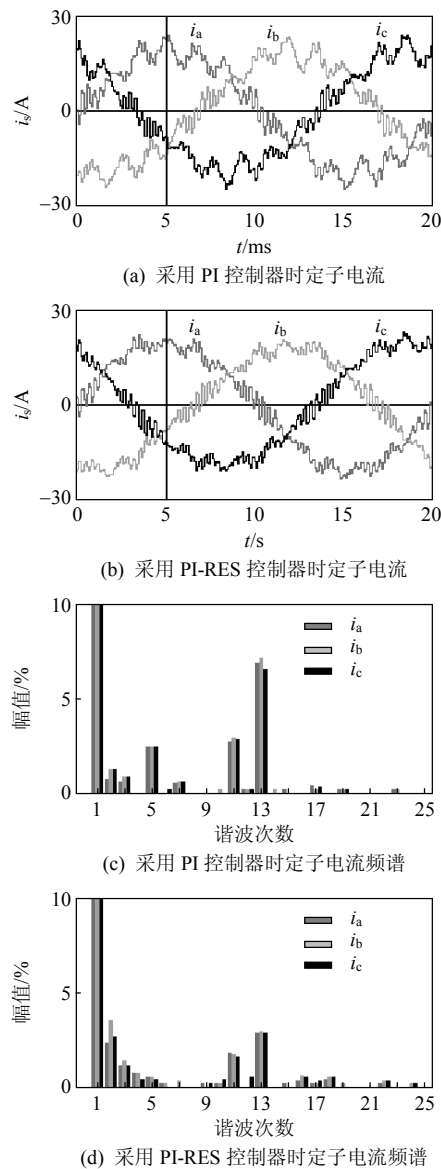


图9 1500 r/min 时 PMSG 定子电流及频谱对比实验结果  
Fig. 9 Experimental results of stator current and spectrum of PMSG at the speed of 1500 r/min

## 5 结论

本文在同步旋转坐标系下,研究了 D-PMSG 机侧变流器谐波抑制控制策略,主要对其中的比例积分谐振控制器进行了分析与设计,得出以下结论:

1) 本文研究的 D-PMSG 机侧变流器谐波抑制控制策略对不同转速下永磁同步发电机定子电流谐波抑制都具有一定效果,可减小永磁发电机的铜耗与铁耗,提高发电机组效率。

2) 电流控制的设计步骤应采取先对基波电流 PI 控制器进行设计,再对消除指定次谐波的谐振控制器进行设计的原则,同时合理选择谐振控制器的带宽是进行谐波电流控制的关键之一。

本文在小功率实验平台上的实验经验将会尝试应用于大功率直驱型永磁同步风力发电实际系统中。

## 参考文献

- [1] 张春晖. 大型风电设备发展的新方向——定子超高压转子永磁化[J]. 电器工业, 2007(7): 48-50.  
Zhang Chunhui. The development of large-scale wind power equipment——stator work in EHV and Rotor made by permanent magnet[J]. China Electrical Equipment Industry, 2007(7): 48-50(in Chinese).
- [2] 陈瑶. 直驱型风力发电系统全功率并网变流技术的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2008.  
Chen Yao. Research on full-scale grid-connected power conversion technology for direct-driven wind generation system[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2008(in Chinese).
- [3] 周广旭, 唐任远. 基于模糊逻辑的定子电流谐波控制[J]. 电工技术学报, 2008, 23(4): 49-52.  
Zhou Guangxu, Tang Renyuan. Stator current harmonic control based on fuzzy logic[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2008, 23(4): 49-52(in Chinese).
- [4] 王铁军, 辜承林, 赵镜红, 等. 用于抑制多相异步电动机定子谐波电流的电抗滤波器[J]. 电工技术学报, 2006, 21(11): 65-70.  
Wang Tiejun, Gu Chenglin, Zhao Jinhong, et al. Study of novel filter for reducing harmonic currents of stator windings in multi-phase induction motor[J]. Transactions of China Electro Technical Society, 2006, 21(11): 65-70(in Chinese).
- [5] 陈希有, 颜斌, 徐殿国, 等. 变频器输出滤波器的模糊优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(8): 32-39.  
Chen Xiyu, Yan Bin, Xu Dianguo, et al. Fuzzy optimization of inverter output filter in motor drive system[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 32-39(in Chinese).
- [6] 粟梅, 孙尧, 覃恒思, 等. 矩阵变换器输入滤波器的多目标优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 70-75.  
Su Mei, Sun Yao, Qin Hengsi, et al. An multi-objective optimized design of input filter of matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 70-75(in Chinese).
- [7] 王毅, 李和明, 石新春, 等. 电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82.  
Wang Yi, Li Heming, Shi Xinchun, et al. Harmonic analysis and output filter design for multilevel PWM inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 78-82(in Chinese).
- [8] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 三电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 11-15.  
Fei Wanmin, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to three-level voltage inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 11-15(in Chinese).
- [9] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 多电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 102-106.  
Fei Wanmin, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Research of selected harmonic elimination PWM technique applicable to multi-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 102-106(in Chinese).
- [10] Teodorescu R, Blaabjerg F, Borup U, et al. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and

selective harmonic compensation[C]//Proceedings of IEEE Conference on Applied Power Electronics Conference and Exposition. California, USA: IEEE, 2004: 580-586.

- [11] Hu Jiabing, He Yikang. Multi-frequency proportional-resonant (MFPR) current controller for PWM VSC under unbalanced supply conditions [J]. Journal of Zhejiang University Science A, 2007, 8(10): 1527-1531.
- [12] Liserre M, Teodorescu R, Blaabjerg F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3): 836-841.
- [13] Yuan Xiaoming, Allmeling J, Merk W, et al., 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 operation conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(2): 2134-2150.
- [14] Zmood D N, Holmes D G, Bode G. Frequency domain analysis of three phase linear current regulators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 601-610.

## 附录 A

图 3 所示交直流传递函数转换, 在时域下可表示为

$$y(t) = \{[e(t) \cdot \cos(\omega t)] \times h_{dc}(t)\} \cdot \cos(\omega t) + \{[e(t) \cdot \sin(\omega t)] \times h_{dc}(t)\} \cdot \sin(\omega t) \quad (A1)$$

令

$$f_1(t) = [e(t) \cdot \cos(\omega t)] \times h_{dc}(t) \quad (A2)$$

$$f_2(t) = [e(t) \cdot \sin(\omega t)] \times h_{dc}(t) \quad (A3)$$

对式(A2)、(A3)进行拉普拉斯变换可得

$$F_1(s) = \mathcal{L}\{[e(t) \cdot \cos(\omega t)] \times h_{dc}(t)\} = H_{dc}(s) \cdot \mathcal{L}\{[e(t) \cdot \cos(\omega t)]\} = \frac{1}{2} H_{dc}(s) [E(s + j\omega) + E(s - j\omega)] \quad (A4)$$

$$F_2(s) = \mathcal{L}\{[e(t) \cdot \sin(\omega t)] \times h_{dc}(t)\} = H_{dc}(s) \cdot \mathcal{L}\{[e(t) \cdot \sin(\omega t)]\} = \frac{j}{2} H_{dc}(s) [E(s + j\omega) - E(s - j\omega)] \quad (A5)$$

则有

$$A = \mathcal{L}\{[e(t) \cdot \cos(\omega t)] \times h_{dc}(t)\} \cos(\omega t) = \mathcal{L}[f_1(t) \cdot \cos(\omega t)] = \frac{1}{2} [F_1(s + j\omega) + F_1(s - j\omega)] = \frac{1}{4} \{H_{dc}(s + j\omega)[E(s + j2\omega) + E(s)] + H_{dc}(s - j\omega)[E(s) + E(s - j2\omega)]\} \quad (A6)$$

$$B = \mathcal{L}\{[e(t) \cdot \sin(\omega t)] \times h_{dc}(t)\} \sin(\omega t) = \mathcal{L}[f_2(t) \cdot \sin(\omega t)] = \frac{j}{2} [F_2(s + j\omega) - F_2(s - j\omega)] = -\frac{j}{4} \{H_{dc}(s + j\omega)[E(s + j2\omega) - E(s)] - H_{dc}(s - j\omega)[E(s) - E(s - j2\omega)]\} \quad (A7)$$

综上所述, 有

$$Y(s) = A + B = \frac{1}{4} \{H_{dc}(s + j\omega)[E(s + j2\omega) + E(s)] + H_{dc}(s - j\omega)[E(s) + E(s - j2\omega)]\} - \frac{1}{4} \{H_{dc}(s + j\omega) \cdot [E(s + j2\omega) - E(s)] - H_{dc}(s - j\omega)[E(s) - E(s - j2\omega)]\} = \frac{1}{4} H_{dc}(s + j\omega)[2E(s)] + \frac{1}{4} H_{dc}(s - j\omega) \cdot [2E(s)] = \frac{1}{2} E(s) [H_{dc}(s + j\omega) + H_{dc}(s - j\omega)] \quad (A8)$$

只考虑信号变换而不考虑数值变换即可得交-直信号等效传递函数转换公式:

$$G_{ac}(s) = G_{dc}(s - j\omega) + G_{dc}(s + j\omega) \quad (A9)$$

传统积分控制器:

$$G_{dc1}(s) = \frac{K_i}{s} \quad (A10)$$

通过式(1)转换可得

$$G_{ac1}(s) = \frac{K_i}{s + j\omega} + \frac{K_i}{s - j\omega} = \frac{K_i(s - j\omega + s + j\omega)}{(s + j\omega)(s - j\omega)} = \frac{2K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad (A11)$$

非理想积分控制器:

$$G_{dc2}(s) = \frac{K_i}{1 + s / \omega_c} \quad (A12)$$

通过式(A12)转换可得:

$$G_{ac2}(s) = \frac{K_i}{1 + (s + j\omega) / \omega_c} + \frac{K_i}{1 + (s - j\omega) / \omega_c} = \frac{K_i \omega_c (\omega_c + s - j\omega + \omega_c + s + j\omega)}{(\omega_c + s)^2 + \omega^2} = \frac{2K_i \omega_c (s + \omega_c)}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + \omega^2} \approx \frac{2K_i \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \quad (A13)$$



肖磊

收稿日期: 2011-01-05.

作者简介:

肖磊(1984), 男, 博士研究生, 2005年毕业于湖南大学电气工程及其自动化专业, 获学士学位; 2009年毕业于湖南大学电气工程专业, 获硕士学位, 研究方向为电力电子与电机传动和风力发电等, china\_xiaolei@163.com.

(责任编辑 王剑乔)