

风电机组并网逆变器电压定向控制策略

为了研究风电机组PWM并网逆变器的控制策略,在传统电压定向控制策略基础上提出一种RBF神经网络PID解耦控制策略,以优化风电机组PWM并网逆变器的性能和可靠性,提高电网的电能质量。在Matlab/Simulink中搭建了2 MW的风电机组并网模型,并在Matlab/Simulink中完成了具有解耦控制器的电压定向控制技术的仿真实验。仿真结果表明,采用改进的电压定向控制实现了有功功率与无功功率的独立控制,同时也能达到减少风电机组PWM并网逆变器输出的谐波电流和对电网的无功补偿,改善电网电流品质;仿真实验也表明,采用改进的电压定向控制能够有效地实现风电机组的并网,增强系统的稳定性与鲁棒性。

田 猛¹ 周腊吾^{1,2} 韩 兵¹ 邓宁峰¹ / 1. 湖南大学电气与信息工程学院
2. 长沙理工大学电气与信息工程学院

0 引言

随着社会发展,能源危机和温室效应日益突出,寻求清洁能源是当今社会面临的紧迫任务^[1-3]。风能以清洁、无污染和可再生等突出优点,越来越受到社会的关注^[4]。电力电子器件的迅速发展,使得三相并网逆变器的工业技术得到广泛运用。在大型风力发电并网系统中,三相PWM并网逆变器广泛运用于风力发电并网系统中^[5-6]。

在风力发电系统中,风电机组通过并网侧逆变器与电网连接,当逆变器输出的交流电压受控时,输出电压质量决定逆变器的电能质量,当逆变器直接与电网相连时,连接点电压不可控,此时逆变器电能质量由输出电流直流决定^[7]。文献[8]提出了并网逆变器的前馈解耦控

制策略,通过abc/dq坐标变换得出逆变器的控制数学模型,运用电流前馈解耦控制,实现了对有功功率和无功功率的独立控制。文献[9]提出了自适应鲁棒全局滑模控制策略,能在微电网接入电网时有效抑制电网与微电网交换功率波动,保证微电网在不同的运行模式下的稳定运行,对微电网输出的有功功率和无功功率进行有效控制。文献[10-11]基于坐标变换,实现了对三相电网电压的去耦锁相,通过空间矢量去耦控制,达到了逆变器输出电压、电流与电网同步。文献[12]针对大型永磁同步风力发电机,提出了电流滞环控制的并网控制技术,通过对功率环与电流环的控制,实现了对谐波的抑制,输出电流更加接近于正弦波,减少了风电机组并网对电网的冲击电流。

本文研究的大型永磁风力发电机组并网控制技术基于对电压定向控制技术^[13]与RBF神经网络PID控制器,通过Park坐标变换和解耦控制的方法,在传统的电压定向控制方案上对控制结构进行改进,实现了新的PWM并网逆变器电压定向控制方案。通过仿真与实验表明,采用本控制方案的逆变器能够快速跟踪电网电压的变化,降低电网电流直轴、交轴分量出现脉动时对三相PWM并网逆变器输出电流的影响,经过控制器反馈的指令,改善逆变器的输出电流波形,提高风电系统的稳定性。

1 数学模型

为了分析风电机组网侧并网逆变



田 猛/硕士研究生

关键词/Keywords

风力发电 ·
并网逆变器 ·
鲁棒性 ·
交叉耦合 ·

湖南省研究生科研创新项目资助(CX2016B131)。

器,忽略并网电感中的电阻和线路电阻,把并网逆变器拓扑结构简化后,得到并网逆变器原理图,如图1所示。

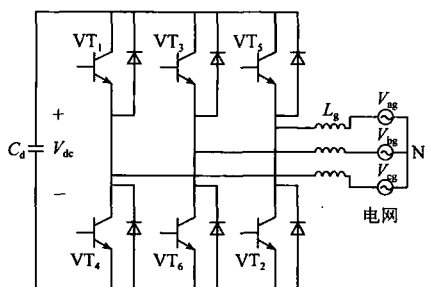


图1 并网逆变器原理图

1.1 坐标变换

采用的控制策略是基于abc静止坐标系和dq同步坐标系与 $\alpha\beta$ 静止坐标系之间的变换,在静止的参考坐标系中,用空间矢量 x 代替这三个变量,即 $x = [x_a, x_b, x_c]^T$,如果a轴与d轴之间的夹角给定值为 θ ,矩阵变换为

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

矩阵逆变换为

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \quad (2)$$

将 θ 设置为0,则abc/ $\alpha\beta$ 矩阵变换为

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (3)$$

1.2 逆变器数学模型

为了分析三相桥式PWM逆变器数学模型^[6],假设系统三相对称(见图1),逆变器在abc静止坐标系下的状态方程表示为

$$\begin{cases} \frac{di_{ag}}{dt} = \frac{v_{ag} - v_{ai}}{L_g} \\ \frac{di_{bg}}{dt} = \frac{v_{bg} - v_{bi}}{L_g} \\ \frac{di_{cg}}{dt} = \frac{v_{cg} - v_{ci}}{L_g} \end{cases} \quad (4)$$

整理后为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ag} \\ i_{bg} \\ i_{cg} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_g} \begin{pmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{pmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{pmatrix} v_{ai} \\ v_{bi} \\ v_{ci} \end{pmatrix} \quad (5)$$

将式(4)经过abc/dq变换,得

$$\begin{cases} \frac{di_{dg}}{dt} = \frac{v_{dg} - v_{di} + \omega_g L_g i_{qg}}{L_g} \\ \frac{di_{qg}}{dt} = \frac{v_{qg} - v_{qi} - \omega_g L_g i_{dg}}{L_g} \end{cases} \quad (6)$$

整理后为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{pmatrix} = \frac{1}{L_g} \begin{pmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \end{pmatrix} - \frac{1}{L_g} \begin{pmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & \omega_g \\ -\omega_g & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{pmatrix} \quad (7)$$

式中, ω_g 为电网角频率; $[i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}]^T$ 为逆变器输出电流矢量; $[v_{ai}, v_{bi}, v_{ci}]^T$ 为逆变器输出电压矢量; $[v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}]^T$ 为电网电压矢量; $\omega_g L_g i_{dg}$ 、 $\omega_g L_g i_{qg}$ 是由静止坐标系向同步坐标系变换时,三相电感 L_g 产生的“转速电压”, $[i_{dg}, i_{qg}]^T$ 为同步坐标系中的电流矢量, $[v_{dg}, v_{qg}]^T$ 为电网电压在同步坐标系中的电压矢量, $[v_{di}, v_{qi}]^T$ 为逆变器输出电压在同步坐标系中的电压矢量;通过abc/dq变换,得到dq坐标系中的d轴和q轴分量,且dq轴分量都是直流变量,这就有效地把三相交流变量变换为两相直流变量,使得控制策略得以实现。

2 电压定向控制策略

2.1 电网电压相角

电压定向控制是借助abc/dq变换及其逆变换实现的,要实现静止坐标系和同步坐标系之间的变换,需要测得电网电压及其相位角 θ ,假设电网三相平衡,三相电压为

$$\begin{pmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_m \cos(\omega t + \theta) \\ V_m \cos(\omega t + \theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_m \cos(\omega t + \theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} = 0 \quad (9)$$

由于三相之和为零,表明只需要测量其中两相电压,假如测得 v_{ag} 、 v_{bg} ,经过以上分析 $\alpha\beta$ 坐标系中电压为

$$\begin{cases} v_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(v_{ag} - \frac{1}{2} v_{bg} - \frac{1}{2} v_{cg} \right) = v_{ag} \\ v_{\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{bg} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{cg} \right) = \frac{\sqrt{3}}{3} (v_{bg} + 2v_{cg}) \end{cases} \quad (10)$$

θ 的计算公式为

$$\theta = \arctan \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}} \quad (11)$$

2.2 电压定向控制

如图2所示,三相电流 i_{ag} 、 i_{bg} 和 i_{cg} 经 abc/dq 变换得到的电流 i_{dg} 、 i_{qg} 分别代表三相电流中的无功分量和有功分量,对 dq 坐标系下的这两个分量分别进行控制,就能实现对系统的有功和无功分别进行控制。为更好地分析电压定向控制策略,把电网电压定向在 dq 坐标系的 d 轴上,则

$$\begin{cases} v_{dg} = v_g \\ v_{qg} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

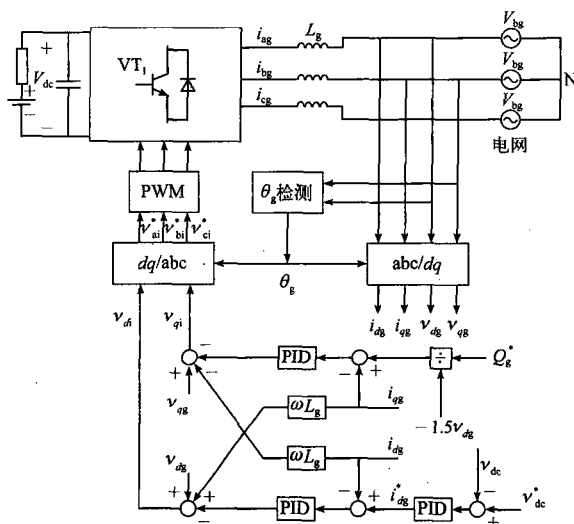


图2 传统电压定向控制原理图

此时系统的有功功率和无功功率为

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} v_{dg} i_{dg} \\ Q_g = -\frac{3}{2} v_{dg} i_{qg} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,逆变器输出的有功功率和无功功率只与电流 i_{dg} 、 i_{qg} 有关,只要分别对 i_{dg} 、 i_{qg} 进行有效控制,就能实现对逆变器输出有功和无功的独立控制。

为了实现电流直轴与交轴的解耦控制,在PI调节器的输出端加上 $\omega_g L_g i_{dg}$ 和 $-\omega_g L_g i_{qg}$,解耦控制器的输出电压为^[6]

$$\begin{cases} v_{d1} = -(k_1 + \frac{k_2}{s})(i_{dg}^* - i_{dg}) + \omega_g L_g i_{qg} + v_{dg} \\ v_{q1} = -(k_1 + \frac{k_2}{s})(i_{qg}^* - i_{qg}) - \omega_g L_g i_{dg} + v_{qg} \end{cases} \quad (14)$$

式中, k_1 、 k_2 为PI调节器的比例、微分增益。

将式(14)带入式(6)中,得到控制系统的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_{dg}}{dt} = (k_1 + \frac{k_2}{s})(i_{dg}^* - i_{dg}) / L_g \\ \frac{di_{qg}}{dt} = (k_1 + \frac{k_2}{s})(i_{qg}^* - i_{qg}) / L_g \end{cases} \quad (15)$$

从图2可以看出,传统电压定向控制是电网电流交轴分量和直轴分量经过电网电感后注入直轴与交轴控制器进行解耦控制的。如果电网电流有谐波存在,电网电流的交轴、直轴电流就会出现脉动,解耦控制器输出电压也会出现脉动,进而导致电网电流交轴、直轴电流脉动加强。降低了电网的电能质量,加大了电压电流畸变率。而且解耦控制器输出电压受电网电感的影响,不能直接反映电网参考电流的变化,使得系统的响应速度慢。

2.3 改进的电压定向控制策略

通过对传统解耦控制的研究,提出改进的解耦控制器,如图3所示。当逆变器输出电流含有谐波电流时,电流 i_{dg} 、 i_{qg} 会出现脉动,脉动电流经过电网电感输出,影响逆变器输出的电压电流波

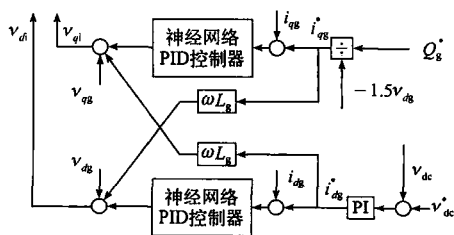


图3 改进的解耦控制器

形，降低电网的电能质量。脉动电流 i_{dg} 、 i_{qg} 可表示为

$$\begin{cases} i_{dg} = i_{dg}^* + i_{dgm} \\ i_{qg} = i_{qg}^* + i_{qgm} \end{cases} \quad (16)$$

式中， i_{dg}^* 、 i_{qg}^* 为电网给定的参考量；传统的电压定向控制中，电网电流交轴、直轴分量 i_{dg} 、 i_{qg} 含有脉动分量 i_{dgm} 、 i_{qgm} ，脉动分量将增加电网电流交轴、直轴分量的脉动，影响电网电能质量。

本文将传统解耦控制中的电流 i_{dg} 、 i_{qg} 用电网给定的参考量 i_{dg}^* 、 i_{qg}^* 替换，这样就使得电网电能质量不受脉动电流的影响，提高了电网的电能质量和系统的响应速度。

将式 (16) 代入式 (14) 中，比较改进的解耦方式和传统的解耦方式，可知在改进的解耦控制方式下比传统的解耦控制方式下少了脉动电压的影响，提高了电网电流波形质量，脉动电压为

$$\begin{cases} v_{dgm} = -\omega_g L_g i_{dgm} \\ v_{qgm} = \omega_g L_g i_{qgm} \end{cases} \quad (17)$$

由于PID控制器的参数不能够实时地在线调节，在复杂的耦合系统中，不能对控制对象达到很好的控制效果。然而，RBF神经网络由于具有很好的自学习、自适应性能，在复杂的耦合系统中得到了应用。基于RBF神经网络模型，RBF神经网络PID控制器具有神经网络的自学习、自适应性能，用RBF神经网络实时在线优化PID的参数，RBF神经网络的权值对应PID参数 k_p 、 k_i 和 k_d ，因此比传统的控制器更能实时在线调节参数，RBF神经网络PID控制框图如图4所示。

为了设计RBF神经网络PID并浆控制器，设RBF网络输入向量为

$$X = [u(k), u(k-1), y(k-1)]^T \quad (18)$$

式中， $u(k)$ 为控制系统的控制信号， $y(k)$ 为输出信号。

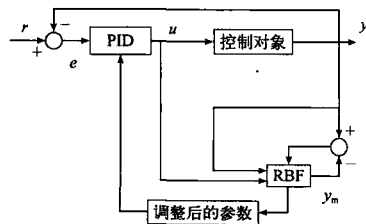


图4 RBF神经网络PID控制框图

设控制系统的控制误差为

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad (19)$$

式中， $r(k)$ 为输入信号。

设神经网络PID控制器的输入向量为

$$X(k) = [x_1(k), x_2(k), x_3(k)]^T = \begin{bmatrix} e(k) \\ e(k) - e(k-1) \\ e(k) - 2e(k-1) + e(k-2) \end{bmatrix} \quad (20)$$

采用梯度下降法来调整PID的参数，即

$$\Delta k_p = -\eta_p \frac{\partial e(k)}{\partial k_p} = \eta_p e(k) \frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} x_1(k) \quad (21)$$

$$\Delta k_i = -\eta_i \frac{\partial e(k)}{\partial k_i} = \eta_i e(k) \frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} x_2(k) \quad (22)$$

$$\Delta k_d = -\eta_d \frac{\partial e(k)}{\partial k_d} = \eta_d e(k) \frac{\partial y(k)}{\partial u(k)} x_3(k) \quad (23)$$

式 (19) ~ 式 (21) 中， η_p 、 η_i 和 η_d 分别表示比例学习速率、积分学习速率和微分学习速率，

$\frac{\partial y(k)}{\partial u(k)}$ 由神经网络的辨识可得。

RBF神经网络基函数用高斯函数时，表示为

$$G\left(\|X - t_i\|^2\right) = \exp\left(-\frac{M}{d_m^2} \|X - t_i\|^2\right) \quad (24)$$

式中， M 为中心数； d_m 为选取中心之间的最大距离。

设控制信号为

$$u(k) = \sum_{i=1}^m w_i \exp\left(-\frac{M}{d_m^2} \|X - t_i\|^2\right) \quad (25)$$

式中， w_i 为神经网络连接权值， X 为样本输入向量。

3 仿真实验

为验证所提出的控制方法比传统电压定向控制方法更具优越性，在Matlab/Simulink中搭建了

2 MW永磁风力发电机组并网仿真模型,分别采用传统PI控制的电压定向控制方案和所提出的改进的控制方案。参数设置为:电网电压为690 V,电网频率为50 Hz,网侧电感 $L_g=0.109\ 8\text{ mH}$,直流电压给定值为1 220 V,无功功率给定值可调,逆变器开关频率为2.04 Hz,直流环节回路电阻为 $0.020\ 7\ \Omega$,直流电源电压为1 259 V。

图5、图6为传统电压定向控制方案下逆变器A相输出电流仿真波形图。图7为电网A相电压波形。通过波形图分析可以得出,采用改进的控制方法,逆变器输出电流波形质量比传统控制策略下的要好,并且直轴、交轴控制电压 v_{di} 、 v_{qi} 的脉动比传统的要小。

图8、图9分别为逆变器在传统PI电压定向控制

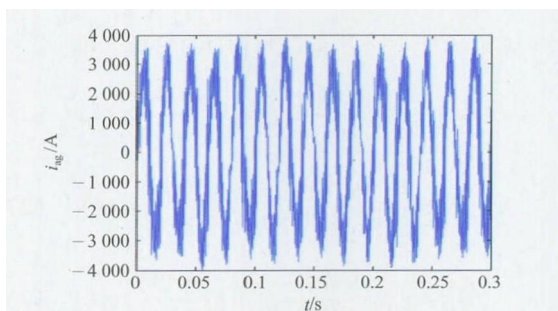


图5 传统PI控制方案逆变器输出电流 i_{ag} 波形

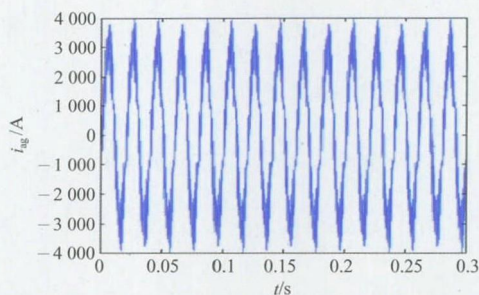


图6 改进控制方案逆变器输出电流 i_{ag} 波形

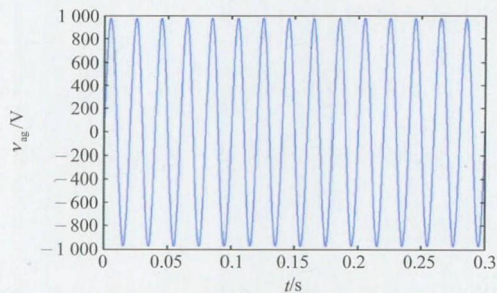


图7 电网A相电压 v_{ag} 波形

策略与本文采用的控制策略下的谐波电流,采用所提出的控制策略的逆变器谐波含量比传统PI电压定向控制要少,满足了风电机组并网的要求。

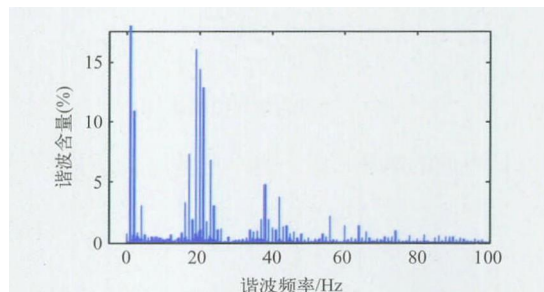


图8 传统PI控制方案逆变器输出谐波电流

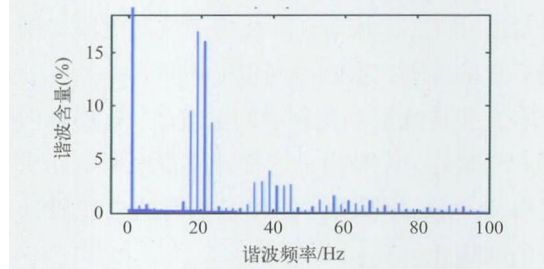


图9 改进控制方案逆变器输出谐波电流

4 结束语

通过改进的电压定向控制技术,有效实现了有功功率和无功率的解耦控制,减小了电网出现波动时对三相PWM并网逆变器输出电流的影响,改善了逆变器输出电流波形质量,从而提高了电网电能质量又有效地减小了三相PWM并网逆变器直流侧直流电压的脉动。所提出的控制方法对风电PWM并网逆变器的控制具有很高的实用价值,满足大型永磁同步风力发电机组并网要求。

参考文献

- [1] 贾君,姜建国,赵剑飞.风力发电并网控制系统的实验研究[J].电力电子技术,2010,44(5):11-12.
- [2] 李友红,黄守道.风力发电系统中PWM并网逆变器的研究[J].电力电子技术,2006,25(10):63-65.
- [3] 孟令斌,朱凤龙.混合电源及功率预测系统在风电并网中的应用[J].电力系统保护与控制,

- 2015, 43 (13): 79-85.
- [4] 袁建党, 袁铁江, 晁勤, 等. 电力市场环境大
规模风电并网系统电源规划研究 [J]. 电力系统保
护与控制, 2011, 39 (5): 22-26.
- [5] 刘观起, 张书梅, 张家吉. 改进SVPWM在直驱
型风电并网控制中的仿真研究 [J]. 电力科学与工
程, 2011, 27 (1): 11-15.
- [6] Mohamed Aner, Ed Nowicki. Two-level backward
operation of a VSMC for PMSG grid-connected
variable speed wind turbine systems [C]. 2011
IEEE International Electric Machines & Drives
Conference, 2011: 1100-1106.
- [7] 张强, 张崇巍, 张兴, 等. 风力发电用大功率并
网逆变器研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27
(16): 54-59.
- [8] 李正熙, 郑春雨, 樊生文. 风力发电并网逆变器
的前馈解耦控制 [J]. 北方工业大学学报, 2011,
23 (1): 56-59.
- [9] 苏小玲, 韩民晓, 孙海. 基于自适应全局滑模控
制的微电网稳定控制策略 [J]. 中国电机工程学
报, 2014, 34 (31): 5535-5541.
- [10] Li Shuhui, Timothy A Haskew, Richard P
Swatloski, et al. Optimalan direct-current vector
control of direct-drive PMSG wind turbines [J].
IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27
(5): 2325-2337.
- [11] 姚骏, 夏先锋, 陈西寅, 等. 风电并网用全功率
变流器谐波电流抑制研究 [J]. 中国电机工程学
报, 2012, 32 (16): 17-25.
- [12] 王建华, 张方华, 龚春英, 等. 滞环电流控制逆
变频器建模及分析 [J]. 电工技术学报, 2010, 25 (6):
63-69.
- [13] 吴国祥, 马炜, 陈国呈, 等. 双馈变速恒频风
力发电空载并网控制策略 [J]. 电工技术学报,
2007, 22 (7): 170-175.

(收稿日期: 2015-08-18) **EA**

(上接第37页)

4 结束语

西门子的SIMATIC S7-1200 PLC具有抗干扰
能力强、可靠性高及适应能力强等优点, 且能满
足各种工业设备的自动化控制, 所以具有广泛的
应用范围, 尤其是在工业生产中。S7-1200 PLC
在松下伺服电动机位置控制中的应用, 包括各种
硬件与软件。在硬件达到一定程度时, 西门子最
新的TIA编程软件可以更好配合硬件的发展, 促进
开发新的应用。使其更加直观、高效地控制伺服
电动机位置, 同时界面简洁、操作灵活且工作可
靠稳定。

本文给出了利用西门子PLC的高速脉冲输出及
限位开关控制功能, 实现对数字式交流伺服电动
机进行控制的原理及相应编程方法。主要应用于
对速度及位置控制, 准确度要求均不高的位置控
制中, 从而节省硬件资源、提高经济效益。在实
际应用中, 将位置控制方式应用于压印设备的自

动控制。与传统的S7-200系列相比较有着更突
出的优势, 同时在位置控制系统中结构简单、抗干
扰能力强且定位准确, 充分发挥了 PLC 和伺服驱
动单元各自的优势, 能够满足位置控制的性能要
求, 具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] 王永华. 现代电气控制及PLC应用技术 [M]. 北
京: 北京航空航天大学出版社, 2011.
- [2] 胡佳丽, 等. S7-200 PLC在伺服电机位置控制中
的应用 [J]. 自动化仪表, 2009, 30 (12).
- [3] 耿文学. 可编程序控制器应用技术手册 [M]. 北
京: 科学技术文献出版社, 1996.
- [4] 卢建刚, 陈小颀. Minas A4系列交流伺服电机的
PLC控制 [J]. 微计算机信息, 2008, 24 (25).
- [5] 苗涛, 曹云东. 利用PLC模拟量控制伺服电机转
速 [J]. 科技信息, 2008 (3): 101-104.

(收稿日期: 2016-05-24) **EA**