

# 电励磁同步电机无速度传感器控制研究

吴伟亮<sup>1,2</sup>, 杨合民<sup>1,2</sup>, 杨海英<sup>1,2</sup>, 简优宗<sup>1,2</sup>

(1.南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司,江苏 南京 211106;

2. 国电南瑞科技股份有限公司,江苏 南京 211106)

**摘要:**电励磁同步电机具有调速范围宽、过载能力强、功率因数可调等优点,广泛应用于大功率传动领域。为此介绍一种背靠背式电压源型变频器的系统结构,及两种基于电流频率(IF)控制和滑模观测器(SMO)控制相结合的无速度传感器矢量控制方案。动模平台的实验结果表明两种控制方案都能够实现电励磁同步电机无速度传感器的变频启动与调速功能,但方案二具有更高的功率因数和实用性,为高压大功率传动应用领域提供更好的技术保障。

**关键词:**电励磁;电流频率控制;滑模观测器;无速度传感器;变频

**中图分类号:** TM910 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20679

## Research on Speed Sensorless Control of Electrically Excited Synchronous Motor

WU Weiliang<sup>1,2</sup>, YANG Hemin<sup>1,2</sup>, YANG Haiying<sup>1,2</sup>, JIAN Youzong<sup>1,2</sup>

(1.NARI Group (State Grid Electric Power Research) Co., Ltd., Nanjing 211106, Jiangsu, China;

2.NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 211106, Jiangsu, China)

**Abstract:** Electrically excited synchronous motor has the advantages of wide speed range, strong overload capability and adjustable power factor, it is widely used in the field of high power transmission. So the system structure of a back to back voltage source converter and two kinds of speed sensorless of vector control schemes based on combination of current frequency (IF) control and sliding mode observer (SMO) control were introduced. The experimental results of dynamic simulation platform show that both control schemes can realize the functions such as variable frequency starting and speed regulating for the speed sensorless of electrically excited synchronous motor. But scheme two has higher power factor and practicability, it can provide better technical support for the applications of high voltage and high power transmission.

**Key words:** electrically excited; current frequency control; sliding mode observer; speed sensorless; variable frequency

电励磁同步电机具有调速范围宽、过载能力强、功率因数可调等优点<sup>[1-2]</sup>,在轧钢机、提升机、风机、火电、水电以及船舶推进器等大功率场合广泛应用。在电励磁同步电机优良的控制系统中,一般需要光电编码器等传感设备检测电机转速作为转速闭环控制的反馈值,由于传感设备成本高、安装精度无法保证及恶劣环境影响测量速度精确性等原因<sup>[3-4]</sup>,异步电机和永磁同步电机的无速度传感器控制技术被大量学者研究<sup>[5-9]</sup>。

本文设计一种两电平背靠背式电压源型变频器,整流侧和逆变侧均采用三相全桥拓扑结构,采用IF控制和滑模观测器组合的无速度传感

器矢量控制策略,控制电励磁同步电机变频启动与调速性能。

## 1 主回路拓扑结构

图1为电励磁同步电机与变频器的主回路结构,包括电网电压采样单元、输入接触器KM<sub>1</sub>、输入电抗器L<sub>g</sub>、网侧电流采样单元、预充电接触器KM<sub>2</sub>、预充电电阻R<sub>1</sub>~R<sub>3</sub>、不控整流器、PWM整流器、直流支撑电容C<sub>1</sub>、直流电压采样单元、PWM逆变器、定子电流采样单元、输出电抗器L<sub>s</sub>、输出接触器KM<sub>3</sub>、定子电压采样单元、电励磁同步电机、转子侧励磁装置等。其中输入侧电抗选用1 mH,

用来滤除 PWM 调制策略产生的高次电流谐波;直流支撑电容选用 2.5 mF 薄膜电容,用来缓冲整流器与逆变器之间的能量交换,稳定直流母线电压,防止因负载的突变造成直流母线电压大幅度波动,并抑制直流侧谐波电压,输出电抗选用 200 μH,

用来减小高频共模和 高频差模电压变化 du/dt 对电机的影响。图 1 中  $u_{ga}, u_{gb}, u_{gc}$  为输入三相电网电压;  $i_a, i_b, i_c$  为 PWM 整流器的输入三相电流;  $U_{dc}$  为直流母线电压;  $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$  为三相定子电压;  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  为三相定子电流;  $i_f$  为转子绕组励磁电流。

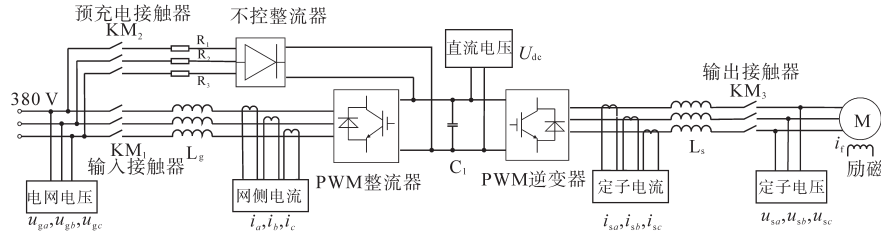


图1 电励磁同步电机与变频器的主回路结构图

Fig.1 The main circuit structure diagram of electrically excited synchronous motor and converter

## 2 控制原理

### 2.1 网侧控制原理

网侧控制原理主要是 PWM 整流器的控制。整流器用于控制直流母线电压  $U_{dc}$ , 主要采用锁相环技术将电网电压矢量定向到  $d-q$  旋转坐标系的  $d$  轴上。根据整流器数学模型推导出实际的控制电压如下式所示:

$$\begin{cases} v_d = -(K_{pi} + \frac{K_{li}}{s})(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + u_d \\ v_q = -(K_{pi} + \frac{K_{li}}{s})(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + u_q \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $v_d, v_q$  为整流器的控制电压  $d, q$  轴分量;  $i_d, i_q$  为输入电流的  $d, q$  轴分量反馈值;  $i_d^*, i_q^*$  为  $d, q$  分量参考值;  $u_d, u_q$  为输入三相电网电压的  $d, q$  轴分量反馈值;  $\omega$  为 314 rad/s;  $K_{pi}, K_{li}$  为电流内环比例系数、积分系数;  $L$  为输入滤波电感。

PWM 整流器  $d-q$  同步坐标系下的双闭环控制原理图如图 2 所示。

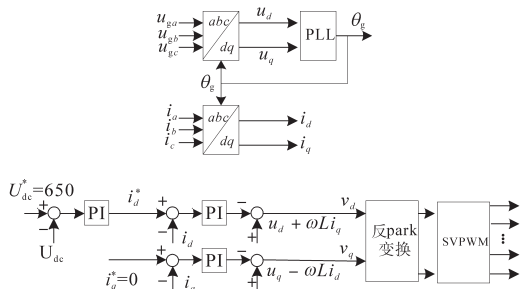


图2 PWM 整流器的双闭环控制原理图

Fig.2 The schematic diagram of double closed loop control for PWM rectifier

图 2 中,  $U_{dc}^*$  为直流电压环参考值, 设置为 650 V;  $\theta_e$  为电网电压锁相环角度。直流电压经过

外环 PI 调节器后输出  $i_d^*$ , 作为交流电流  $d$  轴分量参考值,  $q$  轴分量参考值  $i_q^*$  设为 0。  $i_d^*, i_q^*$  分别与  $i_a, i_b, i_c$  坐标变换得到的  $i_d, i_q$  一同输入到内环 PI 调节器中, 内环 PI 调节器的输出量加上解耦量、电网电压前馈量  $u_d, u_q$  构成控制电压  $v_d, v_q$ , 再经过反 park 变换和 SVPWM 调制后驱动 PWM 整流器正常工作。

### 2.2 机侧控制原理

机侧控制原理主要是 PWM 逆变器的控制。逆变器用于控制电励磁同步电机的转速和转矩。本文采用 IF 控制和滑模观测器控制组合的无速度传感器控制方法来控制电励磁同步电机变频启动与运行, 如图 3 所示。

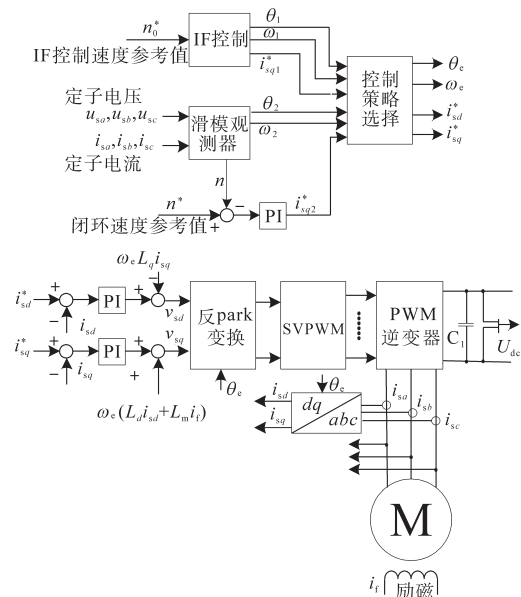


图3 IF控制和滑模观测器控制组合的无速度传感器控制  
Fig.3 Speed sensorless control based on combination of IF control and SMO control

图3中,  $v_{sd}, v_{sq}$  为逆变器的控制电压  $d, q$  轴分量;  $i_{sd}, i_{sq}$  为定子电流的  $d, q$  轴分量反馈值;  $L_d, L_q, L_m$  分别为定子绕组  $d$  轴电感、 $q$  轴电感、定转子绕组互感;  $n_0^*, \theta_1, \omega_1, i_{sq1}^*$  分别为IF控制阶段的速度参考值、开环转子位置角度、开环转子角速度、定子电流的  $q$  轴分量参考值;  $n^*, n, \theta_2, \omega_2, i_{sq2}^*$  分别为速度闭环阶段的速度参考值、估算速度、估算转子位置角度、估算转子角速度、定子电流的  $q$  轴分量参考值;  $i_{sd}^*, i_{sq}^*$  为最终控制使用的定子电流的  $d, q$  分量参考值;  $\theta_e$  为最终控制使用的转子位置角度;  $\omega_e$  为最终控制使用的转子角速度。

图3中控制策略选择包括两种方案。方案一为低速段采用电流闭环,开环转子位置角的IF控制;中高速段采用转速闭环,电流闭环,及开环转子位置角的双闭环控制。方案二为低速段采用电流闭环,开环转子位置角的IF控制;中高速段采用转速闭环,电流闭环,及滑模观测器和锁相环估算的转子位置角的双闭环控制。

### 2.2.1 IF控制

电励磁同步电机低速运行时,采用反电动势估算转子位置不够精确,电机启动成功率较低,因此在低速区采用转速开环、电流闭环的IF控制,包括初始位置估算阶段和加速阶段。

电机静止时刻,定子三相绕组因转子通入励磁电流而产生磁链,磁链表达式为

$$\begin{cases} \Psi_a = Mi_f \cos \theta \\ \Psi_b = Mi_f \cos(\theta - 120^\circ) \\ \Psi_c = Mi_f \cos(\theta - 240^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$  为励磁电流在定子三相绕组中产生的磁链;  $M$  为定、转子绕组之间的互感;  $\theta$  为转子位置角。

定子三相感应电动势  $e_a, e_b, e_c$  为

$$\begin{cases} e_a = -\frac{d\Psi_a}{dt} = -M \frac{di_f}{dt} \cos \theta \\ e_b = -\frac{d\Psi_b}{dt} = -M \frac{di_f}{dt} \cos(\theta - 120^\circ) \\ e_c = -\frac{d\Psi_c}{dt} = -M \frac{di_f}{dt} \cos(\theta - 240^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

对定子三相感应电动势进行Clark变换:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

对感应电动势  $e_\alpha, e_\beta$  积分,可求出转子磁链  $\Psi_\alpha, \Psi_\beta$  表达式如下:

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \int_0^t e_\alpha dt \\ \Psi_\beta = \int_0^t e_\beta dt \end{cases} \quad (5)$$

转子初始位置角度  $\theta_0$  表达式如下:

$$\theta_0 = \arctan \frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha} \Big|_{t=0} \quad (6)$$

加速阶段根据转子的运行方程:

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega_1}{dt} = T_e - T_L \quad (7)$$

$$\omega_1 = \int \frac{(T_e - T_L)n_p}{J} dt \quad (8)$$

得到转子位置角度:

$$\theta_1 = \theta_0 + \int \omega_1 dt \quad (9)$$

式中:  $J$  为机组转动惯量;  $T_e$  为变频器提供的驱动力矩;  $T_L$  为机组阻力矩;  $n_p$  为电机极对数。

### 2.2.2 滑模观测器控制

滑模观测器(SMO)是通过获取的反电动势计算出电机的转速和位置信息。为便于应用SMO来观测扩展反电动势,推导出电机电流的状态方程的形式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{s\alpha} \\ E_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$A = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -(L_d - L_q)\omega_2 \\ (L_d - L_q)\omega_2 & -R \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中:  $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$  为定子电压  $\alpha, \beta$  轴分量;  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$  为定子电流  $\alpha, \beta$  轴分量;  $E_{s\alpha}, E_{s\beta}$  为扩展反电动势  $\alpha, \beta$  轴分量。

为了获得扩展反电动势的估计值,传统SMO的设计为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中:  $\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$  为定子电流的观测值;  $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$  为滤波前的扩展反电动势的估计值。

将式(10)和式(12)作差,可得定子电流的误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{s\alpha} - v_{s\alpha} \\ E_{s\beta} - v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中:  $\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta}$  为电流观测误差。

当滑模观测器的状态变量达到滑模面  $\tilde{i}_{s\alpha}=0, \tilde{i}_{s\beta}=0$  之后,观测器状态将一直保持在滑模面上。根据滑模控制的等效控制原理,可得下式:

$$\begin{bmatrix} E_{s\alpha} \\ E_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}_{eq} = \begin{bmatrix} ksat(\tilde{i}_{s\alpha})_{eq} \\ ksat(\tilde{i}_{s\beta})_{eq} \end{bmatrix} \quad (14)$$

由于滑模控制伴随着高频抖振,因此估算反电动势存在高频抖振现象,基于反正切函数的转子位置估算方法会将抖振直接引入运算中,导致这种高频抖振的误差被放大,进而造成较大的角度误差。

本文采用锁相环系统来提取转子位置信息,如图4所示。

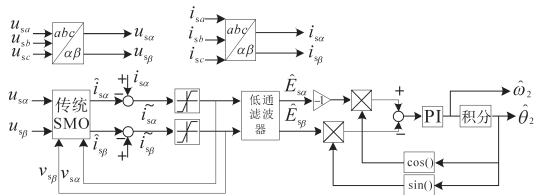


图4 滑模观测器与锁相环估算转子位置角

Fig.4 Estimation of rotor position angle by SMO and phase locked loop

估算反电动势的偏差值如下式所示:

$$\begin{aligned} \Delta e &= -\hat{E}_{\alpha} \cos \hat{\theta}_2 - \hat{E}_{\beta} \sin \hat{\theta}_2 \\ &= k \sin(\hat{\theta} - \hat{\theta}_2) \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\Delta e$  中为估算反电动势的偏差值; $\hat{\theta}_2$  为估算反电势的相位角; $k$  为反电势系数; $\hat{E}_{\alpha}, \hat{E}_{\beta}$  为滤波后的估算反电势。

当角度误差满足 $|\hat{\theta} - \hat{\theta}_2| < \pi/8$  时,  $\sin(\hat{\theta} - \hat{\theta}_2) \approx \hat{\theta} - \hat{\theta}_2$ ,  $\Delta e = k(\hat{\theta} - \hat{\theta}_2) = k\Delta\theta$ 。则  $\Delta e$  经过 PI 调节器可得到估算转速。

### 2.2.3 IF控制切换到转速闭环控制

方案一的切换过程为当转速达到切换门限值,IF控制直接切换到转速闭环控制,切换后仍采用自生成的开环转子位置角。由于自生成的开环转子位置角与实际转子位置角存在一定的角度差,因此即使切换到转速闭环控制,功率因数仍然较低,要产生同样的电磁转矩则需要更大的定子电流。所以切换到转速闭环后,需要采用准确估算的转子位置角度。

方案二的切换过程为当转速达到切换门限值,通过减小定子电流的 $q$ 轴分量 $i_{sq}$ ,使得估算的转子位置角与自生成的开环转子位置角之间的角度差 $\Delta\theta$ 在角调整过程中会不断减小,当 $\Delta\theta$ 缩小至0,将IF控制切换至转速闭环控制,切换后转子位置角采用滑模观测器和锁相环估算的转子位置角。

## 3 实验结果与分析

本文对上述所述方案一、方案二2种控制策略进行实验验证,并对实验结果进行了对比分析。

### 3.1 实验波形

本实验平台主要包括1套背靠背式电压源型变频器、1台电励磁同步电机、1套励磁装置。其中电压源型变频器额定电压380V,额定功率50kV·A;电励磁同步电机铭牌参数为额定功率93.8kV·A,额定频率50Hz,额定转速1500r/min,额定电压400V,额定定流135A,额定励磁电压90V,额定励磁电流17A;励磁装置提供最大励磁电流为60A。

图5、图6分别为采用方案一、方案二2种控制策略时IF控制切换到转速闭环控制过程的实验波形。

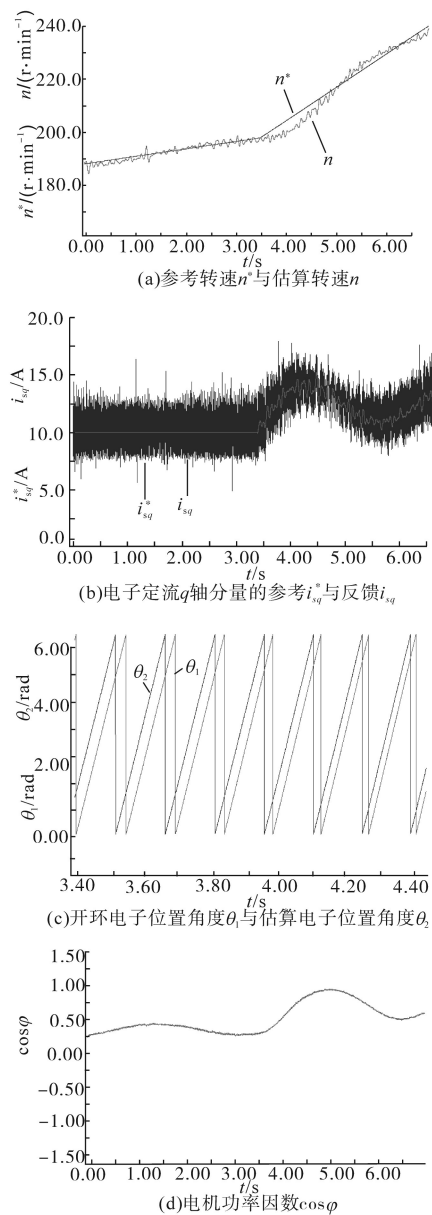


图5 采用方案一时IF控制切换至转速闭环控制的实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of switching IF control to speed closed loop control with scheme one

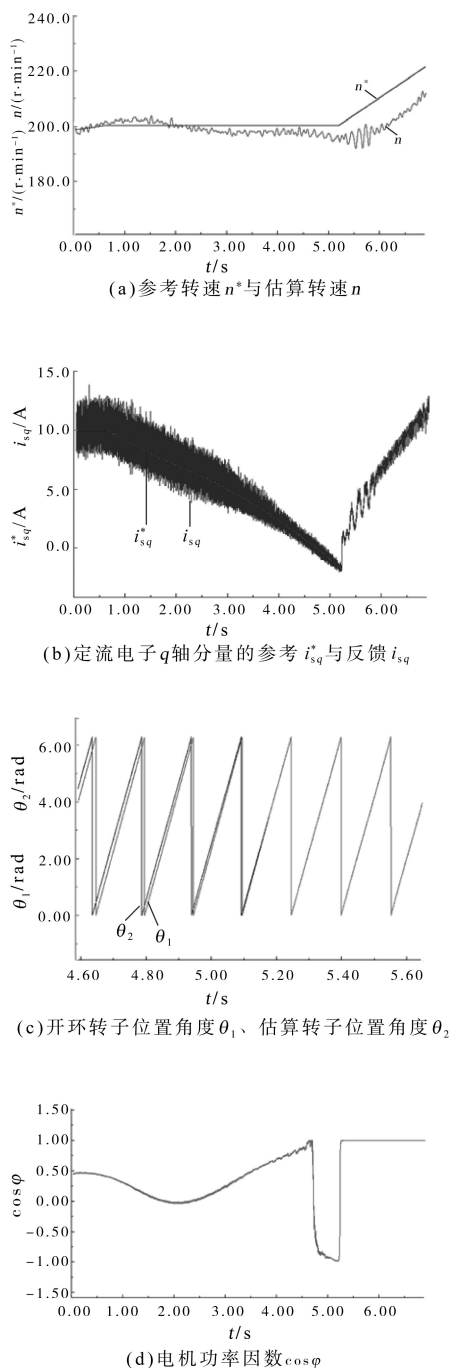


图6 采用方案二时IF控制切换至转速闭环控制的实验波形  
Fig.6 Experimental waveforms of switching IF control to speed closed loop control by using scheme two

图7、图8分别为采用方案一、方案二2种控制策略时转速稳定在1000 r/min的实验波形。图中从上至下分别为估算转速、电机功率因数、定子电流  $q$  轴分量。

图9、图10分别为采用方案一、方案二2种控制策略时变频器拖动电励磁同步电机从静止状态变频启动至1000 r/min,该转速下稳定一段时间的实验波形。

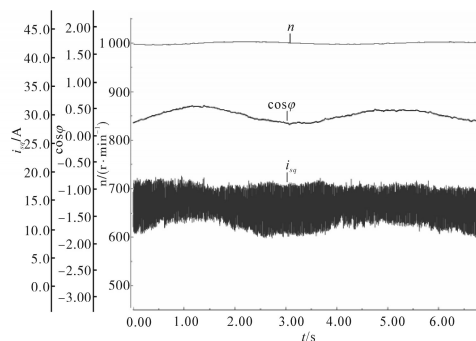


图7 采用方案一时转速稳定在1000 r/min的实验波形  
Fig.7 Experimental waveforms of speed stabilized at 1000 r/min by using scheme one

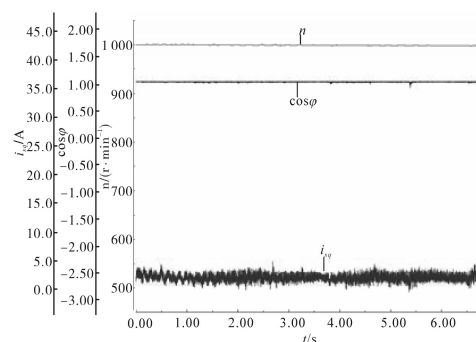


图8 采用方案二时转速稳定在1000 r/min的实验波形  
Fig.8 Experimental waveforms of speed stabilized at 1000 r/min by using scheme two

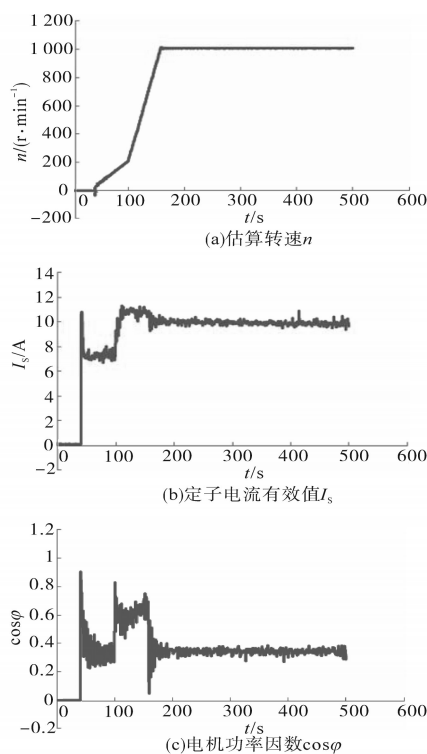


图9 采用方案一时转速从0 r/min到1000 r/min过程的实验波形  
Fig.9 Experimental waveforms of speed from 0 r/min to 1000 r/min by using scheme one

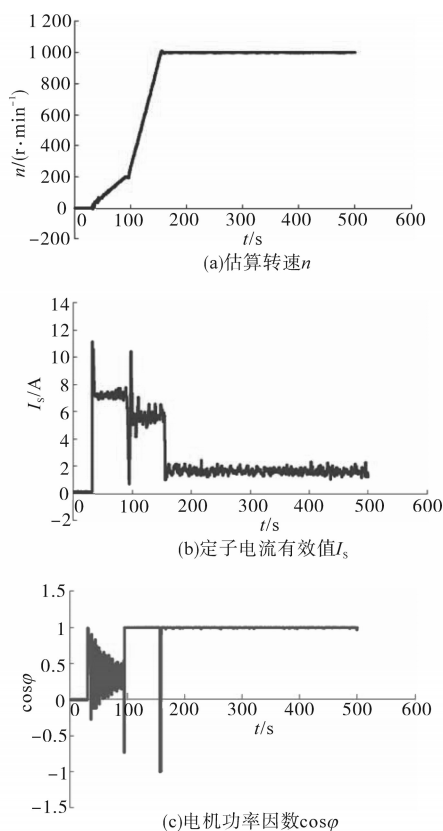


图10 采用方案二时转速从0 r/min到1000 r/min过程的实验波形  
Fig.10 Experimental waveforms of speed from 0 r/min to 1000 r/min by using scheme two

### 3.2 实验结果分析

由图5可以看出,采用方案一时,当转速达到200 r/min,IF控制直接切换到转速闭环控制,切换后仍采用自生成的开环转子位置角,此过程中功率因数一直小于1。

由图6可以看出,采用方案二时,当转速达到200 r/min,先减小定子电流的 $q$ 轴分量 $i_{sq}$ ,估算的转子位置角与自生成的开环转子位置角之间的角度差 $\Delta\theta$ 在功角调整过程中会不断减小,当 $\Delta\theta$ 将缩小到0时,IF控制切换到转速闭环控制,切换后采用滑模观测器与锁相环估算的转子位置角,此过程中功率因数由于定子电流的调整而先下降至-1,然后上升至1。

图7与图8对比,可以看出转速稳定在1000 r/min时采用方案二的功率因数一直为1,所需的定子电流 $q$ 轴分量在2.5 A左右,而采用方案一的功率因数小于0.5,所需的定子电流 $q$ 轴分量在12.5 A左右,且波动较大。

图9与图10对比,可以看出同步电机从静止

状态变频启动至1000 r/min过程中采用方案二时,功率因数较高,且转速稳定在1000 r/min后所需的定子电流有效值 $I_s$ 为2 A左右,采用方案一所需定子电流有效值 $I_s$ 为10 A左右。

上述实验波形可知方案二优于方案一,功率因数更高,实用性更强。

## 4 结论

本文介绍了两电平背靠背式变频器主回路拓扑结构、网侧控制策略、机侧控制策略,通过动模平台实验验证了两种IF控制和滑模观测器相结合的无速度传感器矢量控制方案,两种方案都能够控制电励磁同步电机全速范围变频调速,但是转速闭环后采用滑模观测器和锁相环估算的转子位置角度的方案二具有更高的功率因数,实用性更强,可靠性更高等优点,对大功率电励磁同步电机无速度传感器变频调速场合有一定的促进作用。

### 参考文献

- [1] 霍现旭,胡书举,许洪华.电励磁风力发电系统机侧控制策略研究[J].电机与控制应用,2012,39(3):48-52.
- [2] 刘向昕,曹晓冬,谭国俊,等.电励磁同步电机全速域自适应模型预测控制[J].电工技术学报,2017,32(4):112-122.
- [3] 赵栋,王京,肖雄.电励磁同步电机的U模型自适应无速度传感器控制[J].武汉科技大学学报,2016,39(4):295-301.
- [4] 吴轩钦,谭国俊,何凤有,等.电励磁同步电机转子高频电流信号提取无速度传感器控制[J].电机与控制学报,2015,19(6):61-68.
- [5] 孙兴法,聂子玲,朱俊杰,等.基于低阶串行双扩展卡尔曼滤波的永磁直线同步电机无速度传感器控制策略[J].电工技术学报,2018,33(12):2686-2694.
- [6] 马桂芳,范乐辉,颜福垚,等.永磁同步电机MRAS无速度传感器矢量控制系统设计[J].湖北理工学院学报,2018,34(1):5-8.
- [7] 吴春秋,刘骁暘.基于滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制[J].电机与控制应用,2018,45(10):34-40.
- [8] 唐聪,宋君健,孙佳伟,等.异步牵引电机无速度传感器矢量控制的研究[J].电力电子技术,2018,52(11):40-42.
- [9] 邓先明,马志勋,李新宇,等.转子注入高频的同步电机无速度传感器控制[J].电机与控制学报,2010,10(4):61-67.

收稿日期:2019-08-08  
修改稿日期:2019-08-21