

电励磁同步电机全速段无位置传感器控制研究

吴伟亮^{1,2}, 杨合民^{1,2}, 简优宗^{1,2}, 胡静^{1,2}

(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、过载能力强和功率因数可调等优点,广泛应用于大功率传动领域,而无位置传感器控制技术是电励磁同步电机调速中重要部分。为此介绍了一种只采用 IF 控制方案,另一种采用 IF 控制和转速闭环控制组合式方案。动模平台的试验结果验证了这两种方案都能实现电励磁同步电机无位置传感器的变频启动与调速,但 IF 控制和转速闭环控制组合式的方案具有功率因数高和实用性强的优点,更能被用于高压大功率传动应用领域。

关键词: 电励磁; IF 控制; 转速闭环; 无位置传感器; 全速段

DOI: 10.3969//j.issn.1000-3886.2020.03.002

[中图分类号] TM341 [文献标志码] A [文章编号] 1000-3886(2020)03-0004-03

Research on Position Sensorless Control of Electrically Excited Synchronous Motors in the Full-speed Section

Wu Weiliang^{1,2}, Yang Hemin^{1,2}, Jian Youzong^{1,2}, Hu Jing^{1,2}

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

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

Abstract: The electrically excited synchronous motor , with such advantages as wide range of speed regulation , strong overload capability and adjustable power factor , is widely used in the field of high power transmission , and position sensorless control technology is an important part of its speed regulation. Schemes using only IF control or using both IF control and speed closed-loop control were introduced. Experimental results of a dynamic simulation platform showed that both schemes could realize variable frequency start and speed regulation of the electrically excited synchronous motor without position sensor , but combination IF control and speed closed-loop control had the merits of high power factor and strong practicability and was more suitable for the field of high voltage and high power transmission.

Keywords: electrically excited; IF control; speed closed loop; position sensorless; full-speed section

0 | 言

电励磁同步电机具有调速范围宽、功率因数可调和过载能力强等优点^[1-2],在轧钢机、风机、提升机、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^[3-4],因此永磁同步电机和异步电机的无位置传感器控制技术被大量学者研究^[5-9]。

本文设计两种控制方案来实现电励磁同步电机无位置传感器的变频启动与调速。

方案一为只采用 IF 控制,即低速段和中高速段均采用转速开环、电流闭环、转子位置角采用自生成转子位置角的 IF 控制。

方案二为 IF 控制和转速闭环控制组合式控制,即低速段采用转速开环,电流闭环,转子位置角采用自生成转子位置角的 IF 控制;中高速段采用转速闭环,电流闭环,转子位置角采用磁链观测器和锁相环估算的转子位置角的双闭环控制。

1 组合式无位置传感器控制原理

IF 控制和转速闭环控制组合式的无位置传感器控制原理如

图 1 所示,其中: u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 为定子电压; i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 为定子电流; U_{dc} 为直流母线电压; 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; i_f 为转子励磁电流; L_d 、 L_q 、 L_m 分别为定子绕组 d 轴电感、 q 轴电感和定转子绕组互感; n_0^* 、 θ_1 、 ω_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、开环转子角速度和定子电流的 q 轴分量参考值; n^* 、 n 、 θ_2 、 ω_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

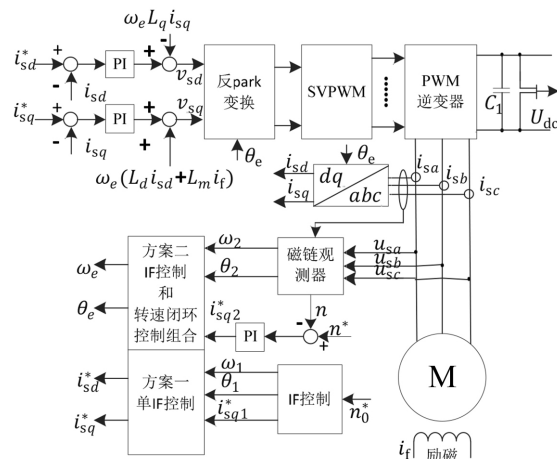


图 1 IF 控制和转速闭环控制组合式的无位置传感器控制

定稿日期: 2910-09-12

角速度 ω 和定子电流的 q 轴分量参考值; i_{sd}^* 、 i_{sq}^* 为定子电流的 d 、 q 分量参考值; θ_e 为控制使用的转子位置角度; ω_e 为控制使用的转子角速度; i_f 为转子绕组励磁电流。

2 IF 控制原理

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:

$$\begin{cases} \psi_a = M i_f \cos(\theta) \\ \psi_b = M i_f \cos(\theta - 120^\circ) \\ \psi_c = M i_f \cos(\theta - 240^\circ) \end{cases} \quad (1)$$

式中: ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_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; i_f 为转子励磁电流; θ 为转子位置角。

定子三相感应电动势 e_{sa} 、 e_{sb} 、 e_{sc} 为:

$$\begin{cases} e_{sa} = -\frac{d\psi_a}{dt} = -M \frac{di_f}{dt} \cos(\theta) \\ e_{sb} = -\frac{d\psi_b}{dt} = -M \frac{di_f}{dt} \cos(\theta - 120^\circ) \\ e_{sc} = -\frac{d\psi_c}{dt} = -M \frac{di_f}{dt} \cos(\theta - 240^\circ) \end{cases} \quad (2)$$

定子三相感应电动势进行 clark 变换

$$\begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

感应电动势 e_{sa} 、 e_{sb} 积分可求出转子磁链 ψ_a 、 ψ_b 表达式, 如式 (4) 所示。

$$\begin{cases} \psi_a = \int_0^t e_{sa} dt \\ \psi_b = \int_0^t e_{sb} dt \end{cases} \quad (4)$$

转子初始位置角度 θ_0 表达式, 如式 (5) 所示。

$$\theta_0 = \arctan \frac{\psi_b}{\psi_a} \Big|_{t=0} \quad (5)$$

加速阶段根据转子的运行方程如式 (6)、式 (7) 所示。

$$\frac{J}{n_p} \frac{d\omega_1}{dt} = T_e - T_L \quad (6)$$

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

得到转子位置角度:

$$\theta_1 = \theta_0 + \int \omega_1 dt \quad (8)$$

式中: J 为机组转动惯量; ω_1 为 IF 控制阶段转子电角速度; 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; θ_0 为转子初始位置角度; θ_1 为 IF 控制阶段转子位置角度。

3 磁链观测器和锁相环原理

本文采用气隙磁链定向获取转子位置信息。根据同步电机 $\alpha\beta$ 轴系的电压方程, 得到 $\alpha\beta$ 轴系下的气隙磁链关系式, 如式 (9) 所示。

$$\begin{cases} \psi_{\delta\alpha} = \int_0^t (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R) dt - i_{s\alpha} L_{sr} \\ \psi_{\delta\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - i_{s\beta} R) dt - i_{s\beta} L_{sr} \end{cases} \quad (9)$$

$$\theta_\delta = \tan^{-1}(\psi_{\delta\beta}/\psi_{\delta\alpha}) \quad (10)$$

式中: $\psi_{\delta\alpha}$ 、 $\psi_{\delta\beta}$ 为电压模型计算的气隙磁链 α 、 β 轴分量; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为定子电压 α 、 β 轴分量; $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 为定子电流 α 、 β 轴分量; R 、 L_{sr} 为定子电阻和漏感; θ_δ 为气隙磁链角。

忽略定子漏磁 $i_s L_{sr}$, 将式 (9) 左右两边取拉氏变换得到:

$$\begin{cases} \psi_{\delta\alpha}(s) = (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R) / s = e_{s\alpha} / s \\ \psi_{\delta\beta}(s) = (u_{s\beta} - i_{s\beta} R) / s = e_{s\beta} / s \end{cases} \quad (11)$$

由式 (11) 可知, 磁链幅值可由反电动势 $e_{s\alpha}$ 、 $e_{s\beta}$ 积分得到。

由于纯积分会带来积分初值误差和直流偏移的问题, 因此采用低通滤波器代替纯积分器。又由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, 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角和转速, 如图 2 所示。

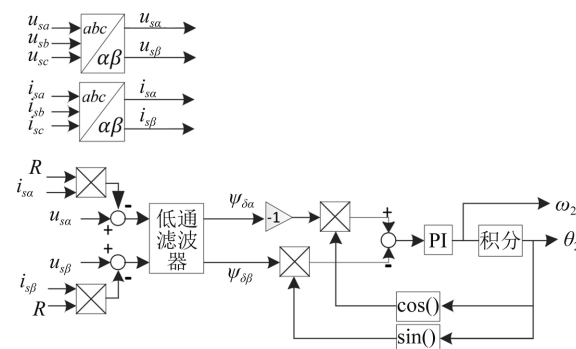


图 2 磁链观测器与锁相环估算转子位置角原理框图

$$\Delta\psi = -\psi_{\delta\alpha} \cos(\theta_2) - \psi_{\delta\beta} \sin(\theta_2) = k \sin(\theta - \theta_2) \quad (12)$$

式中: θ_2 为估算转子位置的相位角; $\psi_{\delta\alpha}$ 、 $\psi_{\delta\beta}$ 为估算的气隙磁链 α 、 β 轴分量。当角度误差满足 $|\theta - \theta_2| < \pi/8$ 时, $\sin(\theta - \theta_2) \approx \theta - \theta_2$, $\Delta\psi = k(\theta - \theta_2) = k\Delta\theta$ 。则 $\Delta\psi$ 经过 PI 调节器可得到估算转速。

4 IF 控制切换到转速闭环控制

方案一只采用 IF 控制, 因此不需要进行 IF 控制切换到转速闭环控制的处理。

方案二为 IF 控制和转速闭环控制组合式控制, 当达到切换条件时, 需要进行 IF 控制切换到转速闭环控制的处理。

切换处理方法为转速达到切换门限值时, IF 控制直接切换到转速闭环控制。切换后先采用自生成转子位置角加角度调整值 $\Delta\theta$ 作为控制使用的转子位置角度 θ_e , 当自生成转子位置角加角度调整值 $\Delta\theta$ 等于磁链观测器和锁相环估算的转子位置角 θ_2 , 则改用估算的转子位置角 θ_2 作为控制使用的转子位置角度 θ_e 。

5 试验结果与分析

试验平台主要包括 1 套电压源型变频器、1 台电励磁同步电机和 1 套励磁装置。其中: 电压源型变频器用于 380 V 交流电源中额定功率为 50 kVA; 电励磁同步电机铭牌参数为额定功率为 93.8 kVA; 额定频率为 50 Hz; 额定转速为 1 500 r/min; 额定电压为 400 V; 额定定流为 135 A; 额定励磁电压为 90 V; 额定励磁电流为 17 A。

图 3 为采用方案二时 IF 控制切换到转速闭环控制的试验波形。

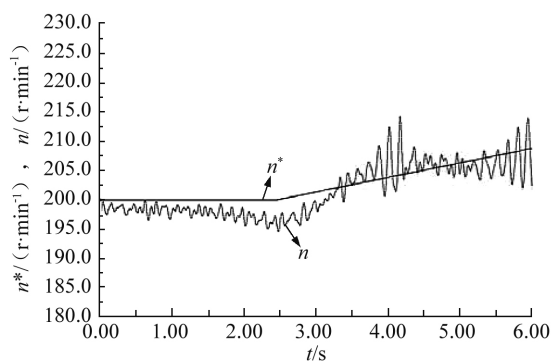
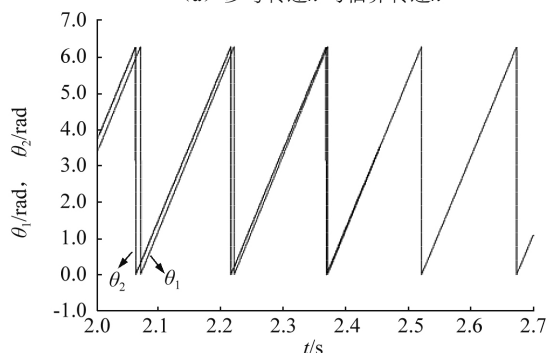
(a) 参考转速 n^* 与估算转速 n (b) 开环转子位置角度 θ_1 与估算转子位置角度 θ_2

图3 采用方案二时 IF 控制切换至转速闭环控制的试验波形

图4为采用方案一时, 转速稳定在1 000 r/min 的试验波形。

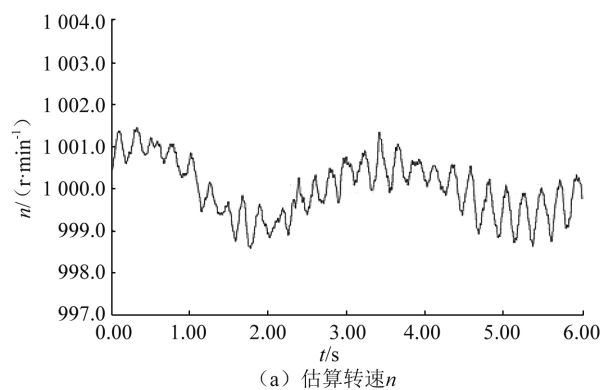
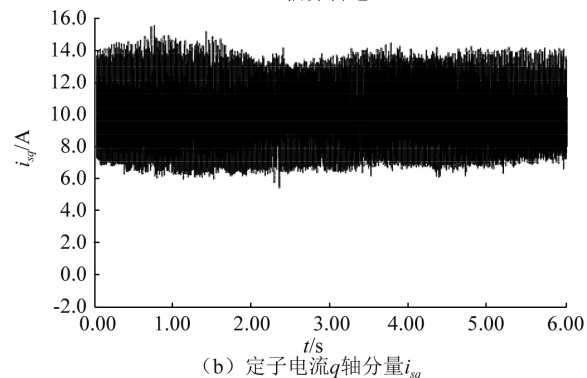
(a) 估算转速 n (b) 定子电流 q 轴分量 i_{sq}

图4 采用方案一的转速稳定在1 000 r/min 的试验波形

图5为采用方案二时, 转速稳定在1 000 r/min 的试验波形。

图6为采用方案一时电动机从静止变频启动至1 000 r/min, 该转速下稳定一段时间后逐渐下降到500 r/min 的试验波形。图6(a)为估算转速, 图6(b)为定子电流, 图6(c)为功率因数。

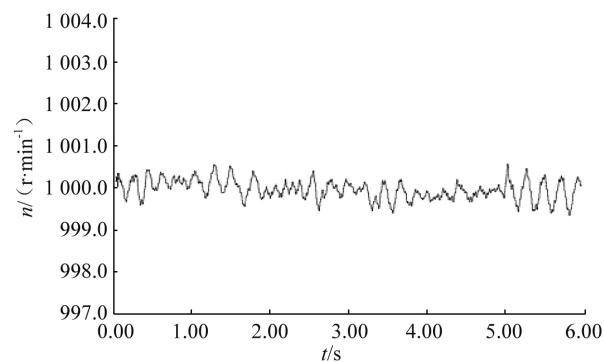
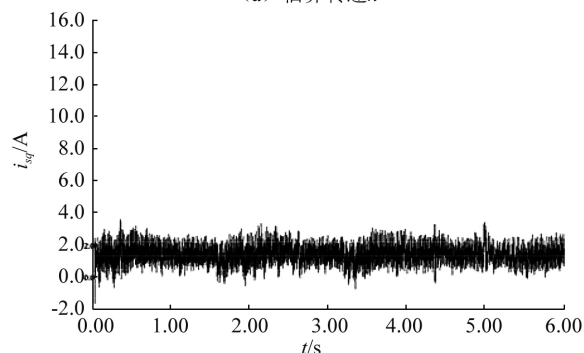
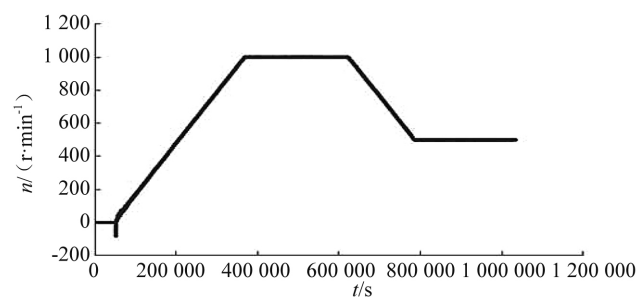
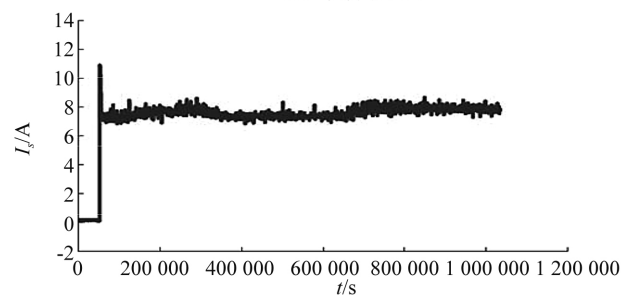
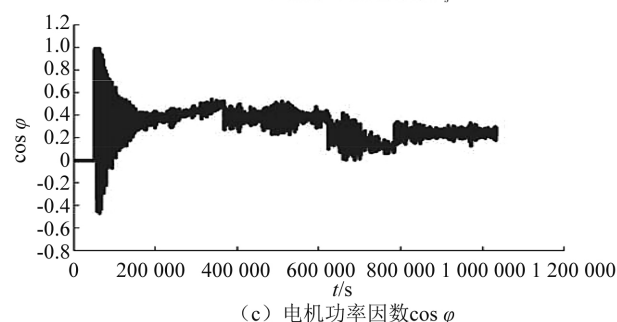
(a) 估算转速 n (b) 定子电流 q 轴分量 i_{sq}

图5 采用方案二的转速稳定在1 000 r/min 的试验波形

(a) 估算转速 n (b) 定子电流有效值 I_s (c) 电机功率因数 $\cos \varphi$ 图6 转速0 r/min→1 000 r/min→500 r/min 过程的试验波形
(下转第27页)

率组合预测方法。针对风电功率的随机性与复杂性,采用 K-means 算法对自然风和发电功率进行聚类分析,分别建立预测模型,更加准确模拟不同情况下的发电过程。采用 MEA 对 BP 神经网络进行优化,提高了预测精度。采用某实际风电场的运行数据验证本文提出方法的有效性,与其他风电功率预测模型进行比较,证明了基于 K-means 聚类分析和 MEA-BP 的风电功率预测模型具有更高的预测精度。

参考文献:

- [1] 董朕,殷豪,孟安波. 基于混合算法优化神经网络的风电预测模型[J]. 广东电力,2017,30(2): 29-33.
- [2] 牛东晓,范磊磊. 风电功率预测方法综述及发展研究[J]. 现代电力,2013(4): 24-28.
- [3] 焦润海,苏辰隽,林碧英,等. 基于气象信息因素修正的灰色短期负荷预测模型[J]. 电网技术,2013,37(3): 720-725.
- [4] 江岳春,张丙江,邢方方,等. 基于混沌时间序列 GA-VNN 模型的超

短期风功率多步预测[J]. 电网技术,2015,39(8): 2160-2166.

- [5] 魏爱雪,田建艳,王芳,等. 风电功率预测模型的多指标融合评价方法[J]. 电力系统及其自动化学报,2016,28(6): 26-30; 36.
- [6] 范高峰,王伟胜,刘纯,等. 基于人工神经网络的风电功率预测[J]. 中国电机工程学报,2008,28(34): 118-123.
- [7] 王慧贤,靳惠佳,等. K 均值聚类引导的遥感影像多尺度分割优化方法[J]. 测绘学报,2015,44(5): 526-532.
- [8] ADNAN S, EROL A, MEHMET O, et al. Forecasting based on neural network approach of solar potential in Turkey [J]. Renewable Energy, 2015, 30(7): 1075-1090.
- [9] 查凯. 思维进化算法及其在非数值优化问题上的应用[D]. 太原: 太原重型机械学院,2001.

【作者简介】陈桂儒(1996—),男,江苏人,硕士生,研究方向为风电功率预测和电动汽车建模。王冰(1975—),男,江苏人,博士,教授,研究方向为风电机组集群控制技术、可再生能源发电和分布式非线性系统控制等。

(上接第6页)

图7为采用方案二时电励磁同步电机从静止变频启动至1000 r/min,该转速下稳定一段时间后逐渐下降到500 r/min的试验波形。图7(a)为估算转速,图7(b)为定子电流,图7(c)为功率因数。

图4与图5对比,可以看出:当转速稳定在1000 r/min时,采用方案二所需的定子电流 i_{sq} 在2 A左右;而采用方案一

所需的定子电流 q 轴分量 i_{sq} 在10 A左右,且波动较大。图6与图7对比,可以看出:同步电机从静止变频启动至1000 r/min,稳定一段时间后,逐渐下降至500 r/min的过程中;采用方案二时,所需的定子电流有效值要小很多,且功率因数较高。

从上述试验波形看出方案二优于方案一,功率因数更高,实用性更强。

6 结束语

本文介绍了组合式无位置传感器控制原理、IF 控制原理、磁链观测器和锁相环原理以及 IF 控制切换至转速闭环控制处理方法。通过动模平台的试验结果验证了本文提出的两种控制方案都能实现电励磁同步电机无位置传感器的变频启动与调速,其中 IF 控制和转速闭环控制组合式的方案具有功率因数高和实用性强的优点,对大功率电励磁同步电机变频调速技术有一定的促进作用。

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 模型自抗扰无速度传感器控制[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] 杨袁钰,魏佳丹,周波,等. 主励磁机高频信号注入的无刷励磁同步电机低速阶段无位置传感器起动控制[J]. 中国电机工程学报,2018,38(3): 918-926.
- [6] 鲁家栋,刘景林. 内置式永磁同步电机低速无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报,2018,22(3): 88-94.
- [7] 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.
- [8] 李孟秋,王龙. 一种改进的永磁同步电机低速无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(9): 1967-1974.
- [9] 吴春秋,刘晓曦. 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.

【作者简介】吴伟亮(1987—),男,江西九江人,硕士生,主要从事电力电子和电机控制方面的研究工作。

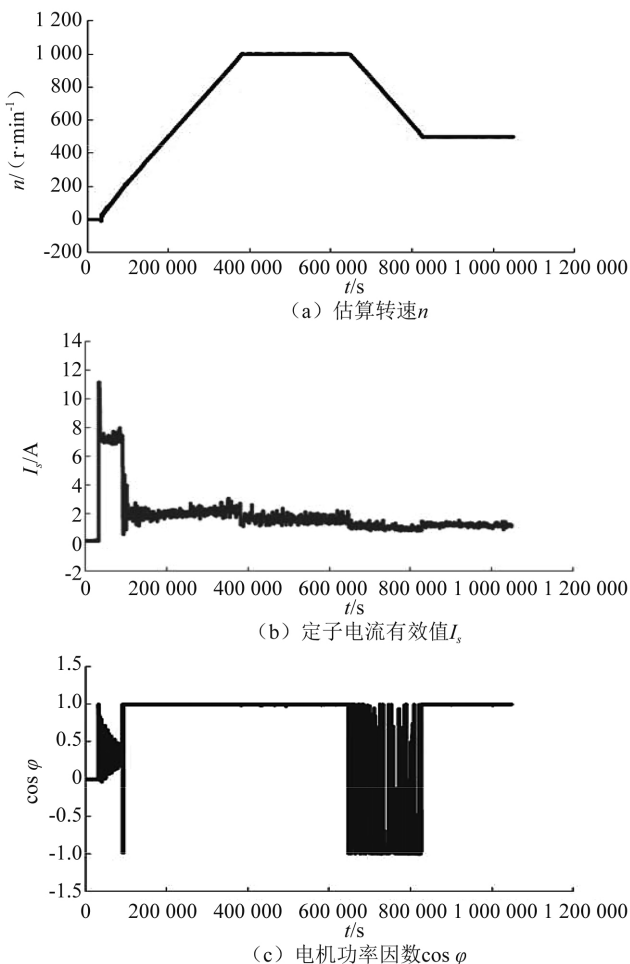


图7 转速从0 r/min上升到1000 r/min过程的试验波形