

基于级联型逆变器的感应电机无速度 传感器矢量控制

李新元, 马 骏, 高 鹏, 刘 超, 吴道阳, 于浩然, 赵 玲
(许继电源有限公司, 河南 许昌 461000)

摘 要: 针对采用级联型逆变器的感应电机矢量控制系统, 提出了基于反电动势的转速辨识方法。该方法以反电动势作为系统模型输出来构造模型参考自适应系统(MRAS)。MRAS采用参考模型和可调模型并联型结构实现转速辨识, 消除了纯积分环节带来的问题。将所提方法应用于感应电机矢量控制系统并通过仿真和试验得以实现。仿真和试验结果表明, 该方法易于实现, 能够准确估计电机的转速。

关键词: 感应电机; 级联型逆变器; 无速度传感器; 转速辨识

中图分类号: TM 346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)07-0026-05

Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine Based on Cascaded Inverter

LI Xinyuan, MA Jun, GAO Peng, LIU Chao, WU Daoyang, YU Haoran, ZHAO Ling
(Xu Ji Power Supply Co., Ltd., Xuchang 461000, China)

Abstract: A speed identification approach based on the back electromotive force (EMF) was proposed for the induction motor vector control system using cascaded inverter. The method used the back-EMF as the system model output to construct the model reference adaptive system (MRAS). MRAS used a reference model and adjustable model parallel structure to achieve speed identification. The problems caused by pure integral part were eliminated. The proposed method was applied to the induction motor vector control system. The simulation and experiment systems were implemented. Simulation and experiment results showed that the method was easy to implement and could accurately estimate the motor speed.

Key words: induction motor; cascaded inverter; speed sensorless; speed identification

0 引 言

级联型逆变器由于采用模块化结构, 易于扩展, 是目前应用最广泛的多电平逆变器。与传统的两电平逆变器相比, 级联型多电平逆变器开关频率更高, 开关损耗更小, 解决了高压大功率逆变器存在的许多问题, 如对电网的谐波污染大、输入功率因数较低、电机的转矩脉动大以及输出 du/dt 对电机绝缘的影响等^[1]。

对于感应电机矢量控制系统需要转速闭环, 一般情况下转速是直接测量得出, 常使用光电编

码器和旋转变压器来测定转速^[2-3]。然而一方面精密高的速度传感器价格偏高, 增加了系统成本, 并且在某些恶劣环境下无法安装; 另一方面安装位置传感器往往增加了转子轴的转动惯量, 连线和接口电路的增加使系统易受干扰^[4]。因此, 无速度传感器的控制研究受到广泛关注。

在无速度传感器矢量控制系统中, 常用的控制策略是转速外环、磁链转矩内环双闭环控制, 但其需要估计电机的磁链和转速。为了更好地实现无速度传感器矢量控制, 学者们提出了各种不同的转速估计方法, 如滑模观测器^[5-6]、扩

展卡尔曼滤波^[7]、状态观测器^[8]、高频信号注入^[9-10]、模型参考自适应系统 (MRAS)^[11-13] 等。其中,由于 MRAS 性能好和易于实现的特点,基于 MRAS 的转速估计方法在交流调速系统中得到广泛应用。在目前实用的系统中主要使用的是基于转子磁链的辨识方法。该方法简单,易于实现,但参考模型中存在纯积分环节,不可避免地出现初始值设定和积分漂移问题,尤其在低速时的转速检测精度较低^[12-13]。本文选择以反电动势作为系统模型输出来构造 MRAS,采用参考模型和可调模型并联型结构实现转速辨识,消除了纯积分环节带来的问题。将基于反电动势的转速估计方法应用到采用级联型逆变器的感应电机矢量控制系统中,易于实现,能够准确估计电机的转速。

1 级联型逆变器的拓扑

1.1 级联型逆变器拓扑结构

级联型逆变器的各个桥臂是由单相全桥电路串联组成,通过若干功率单元的串联来实现高压输出。级联型多电平逆变器的级数 n 和电平数 l 有如下关系:

$$l = 2n + 1 \tag{1}$$

图 1 所示为两级五电平逆变器的拓扑结构,每相由 2 个单相全桥串联而成,由于每个单相全桥的电压在 E 、0 和 $-E$ 之间变化,两级五电平逆变器的每相电压在 $-2E$ 与 $2E$ 之间变化,变化的步长为 E 。

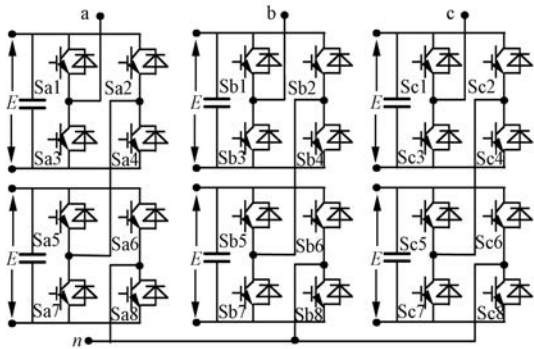


图 1 五电平级联型逆变器

以 A 相为例,若将 A 相的各个功率单元输出的电压作为该相的一个开关状态,则 A 相所有开关状态如表 1 所示。

表 1 五电平逆变电路开关状态表

输出电压	开关状态							
	Sa1	Sa2	Sa3	Sa4	Sa5	Sa6	Sa7	Sa8
$2E$	1	0	0	1	1	0	0	1
E	0	0	1	1	1	0	0	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1
$-E$	0	0	1	1	0	1	1	0
$-2E$	0	1	1	0	0	1	1	0

1.2 级联型逆变器载波移相正弦脉宽调制控制

级联型逆变器三角载波移相脉宽调制 (PWM) 控制是将 N 个功率单元的载波依次错开 $1/N$ 个三角载波的周期 ($T_c = 2\pi$), 则依次错开的相位角为 $2\pi/N$, 如图 2 所示。然后与相同的调制波进行比较, 产生出 N 组 PWM 信号去分别驱动 N 个功率单元。如果将 N 个功率单元的输出电压直接叠加起来, 可得等效级联型逆变器的 PWM 输出电压波形。

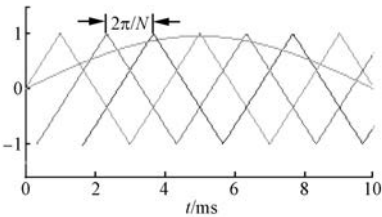


图 2 正弦脉宽调制载波移相 ($N=3$)

2 基于反电动势的 MRAS 转速辨识

2.1 感应电机反电动势的获取

由于反电动势是磁链的微分, 所以反电动势的获取可以使用类似磁链的方法。在实用的感应电机控制系统中, 一般利用已有的定子电压、电流或者转速等信号来间接计算以便得到反电动势的幅值和相位信息。根据采用不同的计算信号, 反电动势计算模型有电流模型和电压模型。

2.1.1 电机反电动势的电压观测模型

电压模型是根据 $\alpha\beta$ 坐标系上电机的电压方程中感应电动势等于磁链变化率的关系, 通过计算电动势的积分而得到磁链的一种方法。计算公式为

$$\begin{cases} e_{\alpha} = \frac{L_r}{L_m}(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s p i_{s\alpha}) \\ e_{\beta} = \frac{L_r}{L_m}(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s p i_{s\beta}) \end{cases} \tag{2}$$

式中: e_α, e_β ——反电动势在 α, β 轴的分量;
 L_r ——转子每相绕组的等效自感;
 L_m ——互感;
 $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ ——定子电压在 α, β 轴的分量;
 R_s ——定子电阻;
 $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ ——定子电流在 α, β 轴的分量;
 σ ——漏磁系数;
 L_s ——定子每相绕组的等效自感;
 p ——微分算子。

按式(2)构建的计算电机反电动势电压模型如图3所示。

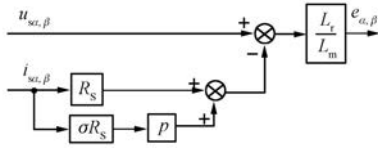


图3 计算反电动势的电压模型

由图3可以看出,电压观测模型只需要实际的电压和电流信号,而不需要转速信号,且该算法只与易测的定子电阻有关,与转子电阻无关。

2.1.2 电机反电动势的电流观测模型

在 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下基于反电动势的电流模型计算公式为

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\frac{1}{T_r}e_\alpha - \omega e_\beta + \frac{L_m}{T_r}i_{s\alpha} \\ \frac{de_\beta}{dt} = -\frac{1}{T_r}e_\beta + \omega e_\alpha + \frac{L_m}{T_r}i_{s\beta} \end{cases} \quad (3)$$

式中: ω ——转子转速;

T_r ——转子时间常数。

则,反电动势的可调模型为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = -\frac{1}{T_r}\hat{e}_\alpha - \hat{\omega}\hat{e}_\beta + \frac{L_m}{T_r}i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = -\frac{1}{T_r}\hat{e}_\beta + \hat{\omega}\hat{e}_\alpha + \frac{L_m}{T_r}i_{s\beta} \end{cases} \quad (4)$$

按式(3)构建的计算电机反电动势的电流模型如图4所示。

电流模型需要实际的定子电流和转速信号,在整个速度范围内均可使用,但其精度易受电机参数的影响。电流型观测模型需要实际的转速作为输入信号,因此在感应电机无速度传感器矢量控制系统中不能采用该模型。

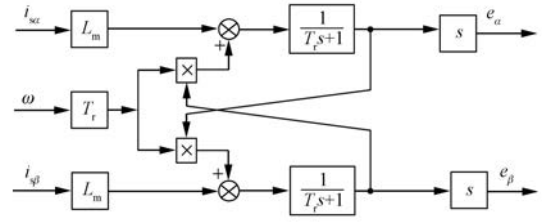


图4 计算反电动势的电流模型

2.2 MRAS 转速辨识方法

MRAS 转速辨识结构由参考模型、可调模型和自适应机构3部分组成,如图5所示。根据第2.1节所述可知,计算反电动势的电压模型与转速无关,而计算反电动势的电流模型与转速有关,因此 MRAS 转速辨识方法中参考模型选用计算转子反电动势的电压模型,而可调模型选用计算反电动势的电流模型,二者采用并联型结构来辨识转速,并且2种模型的输出物理量相同。

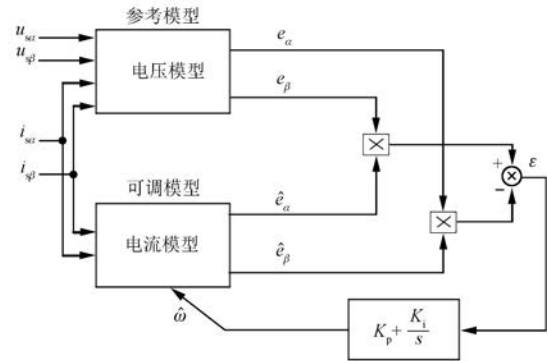


图5 MRAS 转速辨识结构图

定义如下状态变量:

$$\varepsilon_{e\alpha} = \hat{e}_\alpha - e_\alpha \quad (5)$$

$$\varepsilon_{e\beta} = \hat{e}_\beta - e_\beta \quad (6)$$

$$\varepsilon_\omega = \hat{\omega} - \omega \quad (7)$$

式(4)减去式(3)可得:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_{e\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\varepsilon_{e\alpha} - \varepsilon_\omega\hat{e}_\beta - \omega\varepsilon_{e\beta} \\ \frac{d\varepsilon_{e\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\varepsilon_{e\beta} + \varepsilon_\omega\hat{e}_\alpha + \omega\varepsilon_{e\alpha} \end{cases} \quad (8)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_{e\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_{e\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{e\alpha} \\ \varepsilon_{e\beta} \end{bmatrix} +$$

$$\mathcal{E}_\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据 Popov 超稳定理论,应满足对于 $t_1 \geq 0$,

$\int_0^{t_1} u^T v dt \geq -r_0^2, r_0^2$ 是一个任意的正值有限常数, 则有:

$$\begin{aligned} & \int_0^1 (\varepsilon_{e\alpha} \hat{e}_\beta - \varepsilon_{e\beta} \hat{e}_\alpha) [(K_p + K_i/s) \cdot \\ & (\varepsilon_{e\alpha} \hat{e}_\beta - \varepsilon_{e\beta} \hat{e}_\alpha) - \omega] dt = \\ & \int_0^1 [(\varepsilon_{e\alpha} \hat{e}_\beta - \varepsilon_{e\beta} \hat{e}_\alpha) K_i/s - \omega] \cdot \\ & (\varepsilon_{e\alpha} \hat{e}_\beta - \varepsilon_{e\beta} \hat{e}_\alpha) dt + \int_0^1 K_p (\varepsilon_{e\alpha} \hat{e}_\beta - \varepsilon_{e\beta} \hat{e}_\alpha)^2 dt \end{aligned} \quad (10)$$

由于一般情况下 K_p 、 K_i 均大于零, 利用关系式 $\int_0^1 \dot{f}(t) K_f f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K_f f^2(0)$, $K_f \geq 0$, 可证明式(10) 大于等于零。因此选取 $K_p + K_i/s$ 为自适应律, 可得:

$$\begin{aligned}\hat{\omega} &= (K_p + K_i/s)(\hat{e}_\beta \mathcal{E}_{e\alpha} - \hat{e}_\alpha \mathcal{E}_{e\beta}) = \\ &= (K_p + K_i/s)(\hat{e}_\alpha e_\beta - \hat{e}_\beta e_\alpha)\end{aligned}\quad (11)$$

3 仿真及试验分析

3.1 仿真电机参数设置

为了验证所提方法的正确性,进行仿真和试验验证。在仿真和试验中采用相同的电机参数:额定电压为 1 kV,额定功率为 40 kW,极对数为 2,额定转速为 1 485 r/min,定子电阻为 2.8 Ω ,转子电阻为 3.2 Ω ,互感 $L_m=0.347$ H,定子自感 $L_s=0.355$ H,转子自感 $L_r=0.355$ H。采用 12 bit 光电编码器对实际转速进行检测,用于和辨识角度对比。直流母线电压为 540 V,系统采样频率 f_s 为 5 kHz。MRAS 自适应机构 PI 调节器参数 $K_p=2.4$,转折频率 $f=50$ Hz, T 为转折频率的倒数,

$$K_i = \frac{K_p}{T} f = 120。$$

3.2 仿真框架

矢量控制系统的原理框图如图 6 所示,其中 ASR 是速度调节器, $A\Psi R$ 是磁链调节器, $ACMR$ 是 m 轴电流调节器, $ACTR$ 是 t 轴电流调节器。

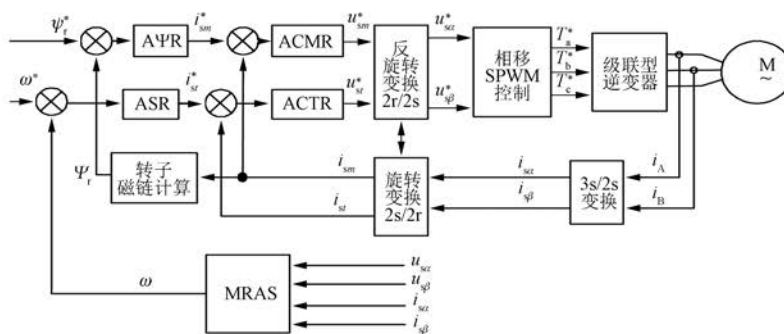


图 6 矢量控制系统原理框图

该系统采用带转矩内环的转速、磁链双闭环矢量控制方案,电机磁链给定 $|\Psi_r^*|$ 的值很重要,给定太小转矩系统利用不充分,给定太大造成磁链饱和。基频磁链幅值给定一般按照关系式 $|\Psi_r^*| = \frac{\xi |U_s|}{\omega}$ 计算,其中 ξ 为电势系数,对于中小容量的交流异步电机来说一般约为 0.93, $|U_s|$ 为相电压幅值, ω 为角速度,因此设定的磁链给定值为 0.92 Wb。磁链反馈值可以通过式 $\Psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sm}$ 计算得出。逆变器采用载波移相正弦

脉宽调制 (SPWM) 控制。磁链和转速信号经过一系列控制得到 m 、 t 轴电压 u_{sm}^* 、 u_{st}^* , 再经反坐标变换得到三相定子电压的给定值 $u_{s\alpha}^*$ 、 $u_{s\beta}^*$, 经相移 SPWM, 产生三相功率单元的控制信号共 15 个, 从而控制感应电机按照期望的转速运转。

3.3 仿真结果分析

电机在空载时起动, 0.3 s 时突加转矩为 20 N·m 的负载, 仿真波形如图 7 所示。图 7(a) 为辨识转速波形, 图 7(b) 为辨识角位置波形, 图 7(c) 为磁链轨迹。图 8 所示为试验波形。图 8(a) 给出了转速波形, 通道 1 是实测转速波形, 通

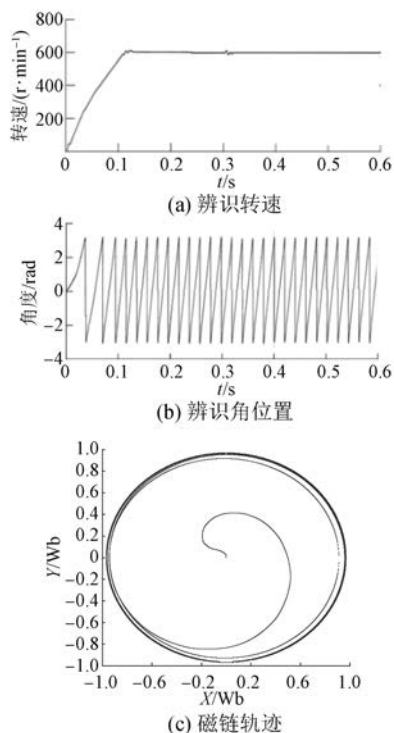


图7 仿真波形

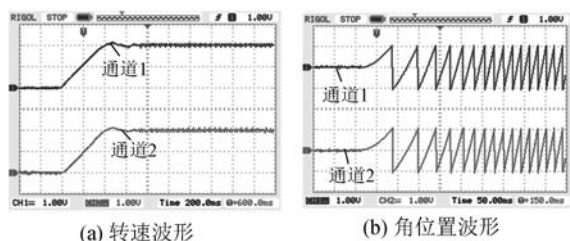


图8 试验波形

道2是辨识转速波形,每伏电压代表300 r/min;图8(b)给出了角位置形,通道1是实测角位置波形,通道2是辨识角位置波形,每伏电压代表3 rad。通过仿真和试验结果可以看出,所提无速度传感器控制方法,估算出的转速和角位置非常接近实际测量的转速和角位置,误差较小,说明控制性能良好。

4 结 语

本文研究了一种基于反电动势的MRAS转速辨识方法,并将其应用于感应电机无速度传感器矢量控制系统中。该方法消除了常用的基于转子磁链的转速辨识带来的积分初值设定和积分漂移

的问题。仿真和试验结果表明,该方法能较好地估计转速,且算法简单,易于实现。

【参考文献】

- [1] 朱思国.级联型多电平逆变器控制方法及其在高压变频器领域应用研究[D].长沙:湖南大学,2011.
- [2] 王成元,夏加宽,杨俊友,等.电机现代控制技术[M].北京:机械工业出版社,2006.
- [3] 陈伯时.电力拖动自动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [4] 程启明,王映斐,程尹曼,等.感应电动机无速度传感器技术的发展与展望[J].微特电机,2010,38(11):70.
- [5] 童克文,张兴,张昱,等.基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2008,28(21):102.
- [6] 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.
- [7] 张海刚,张磊,王步来,等.一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器[J].电机与控制应用,2017,44(7):20.
- [8] 郭宁,范波,廖志明,等.感应电机全阶状态观测器及其无源性转速控制[J].电机与控制应用,2017,44(9):77.
- [9] XU L Y, INOA E, LIU Y, et al. A new high frequency injection method for sensorless control of doubly-fed induction machines[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2012,48(5):1556.
- [10] WU S S, LI Y D, MIAO X J. Comparison of signal injection methods for sensorless control of PMSM at very low speeds[C]//2007 European Conference on Power Electronics and Applications,2007.
- [11] 暴国辉,邓德卫,梅柏杉,等.一种改进的模型参考自适应定子磁链观测器[J].电气开关,2014,52(2):8.
- [12] 王庆龙,张崇巍,张兴.基于变结构模型参考自适应系统的永磁同步电机转速辨识[J].中国电机工程学报,2008,28(9):71.
- [13] 张鹏飞,彭卫东,刘小刚.基于模型参考自适应系统的感应电机控制[J].现代电子技术,2011,34(1):197.

收稿日期:2019-02-10