

基于DSP的无速度传感器异步电机矢量控制系统

邱阿瑞, 尹雁, 王光辉, 李永东

(清华大学电机工程与应用电子技术系, 北京 100084)

摘要: 为提高异步电机控制系统的可靠性和适应性, 提出了一种基于DSP (TM S320C32)的无速度传感器异步电机矢量控制系统, 介绍了异步电机矢量控制的基本方程式, 并根据这些基本方程式分别建立了改进的电压型转子磁链的估算模型和PI自适应速度估计算法, 并给出了部分仿真结果。系统的实验结果表明, 这种基于DSP的无速度传感器异步电机矢量控制系统具有良好的性能。

关键词: 无速度传感器; 转子磁场定向; 矢量控制; 异步电机

中图分类号: TM 921.2 文献标识码: A
文章编号: 1000-0054(2001)03-0021-04

A speed sensorless vector control system of induction motor based on DSP

Q U Arui, Y N Yan, W A N G Guanghai, L I Yongdong

(Department of Electrical Engineering,
Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract In order to improve the reliability and adaptability of control system for induction motors, a speed sensorless vector control system for induction motor based on DSP (TM S320C32) is presented. In this paper, the fundamental equations of induction motor for the vector control are introduced. According to the equations, the improved rotor flux estimation model and the adaptive speed estimation model are built separately, and some of the simulation results are given. The experiment results show that the speed sensorless vector control system for induction motor based on DSP has better performance.

Key words: speed sensorless; field-orientation; vector control; induction motor

在异步电机传动系统中, 为满足高性能控制的要求, 需采用速度闭环控制, 因此要测量异步电机转速。传统的电机转速测量装置多采用测速发电机或光电数字脉冲编码器, 它增加了控制系统成本, 存在安装与维护上的困难, 并使系统易受干扰, 降低了系统可靠性, 且不适用于恶劣环境。所以无速度传感器

异步电机矢量控制系统的研究多年来一直受到高度重视。本文将讨论一种基于DSP (TM S320C32)的无速度传感器异步电机矢量控制系统。

1 异步电机转子磁通定向时基本方程式

当选取转子磁通矢量 Φ 作为同步速旋转两相坐标系的 M 轴空间定向坐标时, 即 $M T$ 轴系已沿转子磁场定向, 此时异步电机的基本方程式如下^[1,2]:

电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_M \\ u_T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega L_s & L_m p & -\omega L_m \\ \omega L_s & R_s + L_s p & \omega L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\ \omega L_m & 0 & \omega L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \\ i_m \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_M , i_M 分别为定子 M 轴的电压和电流; u_T , i_T 分别为定子 T 轴的电压和电流; i_m , i_r 分别为转子 M 轴和 T 轴的电流; R_s , L_s 分别为 $M T$ 坐标系上定子绕组的电阻和自感; R_r , L_r 分别为 $M T$ 坐标系上转子绕组的电阻和自感; L_m 为 $M T$ 坐标系上定转子绕组间的互感; $p = d/dt$ 为算子; $\omega_1 = (\omega - \omega)$ 为转差角频率, ω 为电源角频率, ω 为转子电角速度。

由于 M 轴与转子磁链矢量 Ψ_r 一致, 故 Ψ_r 只有 M 轴分量, 即 $\Psi_m = \Psi_r$; 而转子磁链的 T 轴分量为零, 即 $\Psi_r = 0$ 。于是, 磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \Psi_M \\ \Psi_T \\ \Psi_m \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \\ i_m \\ i_r \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中: Ψ_M , Ψ_T 分别为定子 M 轴和 T 轴磁链; Ψ_m 为转子 M 轴磁链。

收稿日期: 2000-02-24

作者简介: 邱阿瑞(1946-), 男(汉), 福建, 教授。

由式(1)和(2)可以推导出转子磁链为

$$\Psi_r = \frac{L_m}{1 + T_r p} i_m, \quad (3)$$

式中 $T_r = L_r/R_r$ 为转子时间常数。

从式(3)可见, 调节电流 i_m 就能调节 Ψ_r , 当 i_m 保持恒定不变时, Ψ_r 就保持不变。

转矩方程为

$$T_e = P \frac{L_m}{L_r} \Psi_r i_r, \quad (4)$$

式中: T_e 为电磁转矩, P 为电机的极对数。

从式(4)可见, 控制电流 i_r 就能控制电机的电磁转矩 T_e , 从而调节电机的转速。

2 转子磁链估算模型

在转子磁场定向的无速度传感器异步电机控制系统中, 转子磁链估算是至关重要的一环。如果转子磁链估算不准确, 转子磁场定向控制系统应有的优点即实现转矩和磁通的解耦控制将无法实现。磁链估算的方法有很多种^[3,4]。从简单、准确和易于实现的角度出发, 本文采用改进的电压型转子磁链的估算模型, 其原理如下。

从静止两相 α 、 β 坐标系异步电机的基本方程式可得到电压型转子磁链估算模型:

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[(u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right], \quad (5)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[(u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right], \quad (6)$$

式中: $\Psi_{r\alpha}$ 、 $\Psi_{r\beta}$ 分别为 α 轴和 β 轴的转子磁链; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 和 $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别为 α 轴和 β 轴的定子电压与电流的

检测值; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 为漏感系数。

转子磁链的幅值与位置角分别为:

$$\Psi_r = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2}, \quad \theta = \arctg(\Psi_{r\beta}/\Psi_{r\alpha}).$$

考虑到电压型转子磁链估算模型中纯积分环节所固有的漂移问题和积累误差可能影响实际系统性能, 所以用滞后环节代替式(5)和(6)中的积分项, 并且引入转子磁链参考值 Ψ_r^* , 其中令滞后环节的时间常数等于 T_r , 从而得到改进的电压型转子磁链估算模型如图 1 所示。

相应的转子磁链为

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{T_r}{1 + T_r p} e_{r\alpha} + \frac{\Psi_{r\alpha}^*}{1 + T_r p}, \quad (7)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{T_r}{1 + T_r p} e_{r\beta} + \frac{\Psi_{r\beta}^*}{1 + T_r p}, \quad (8)$$

式中: $e_{r\alpha}$ 、 $e_{r\beta}$ 分别为 α 轴和 β 轴的转子反电动势, 它可按式求得:

$$e_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\alpha} - i_{s\alpha} R_s - \sigma L_s p i_{s\alpha}), \quad (9)$$

$$e_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s - \sigma L_s p i_{s\beta}), \quad (10)$$

然后再求出 Ψ_r 和 θ

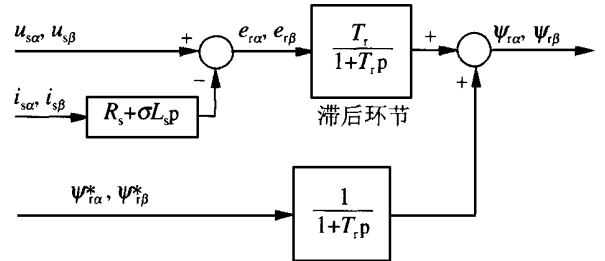


图 1 改进的电压型转子磁链估算模型

3 转速估计

无速度传感器的异步电机控制系统要取代有速度传感器的异步电机控制系统, 必须能实现速度的准确辨识。目前的转速估计策略有很多种^[5], 本文采用的速度估计方法为 PI 调节器自适应法 (简称 PI 自适应法)。

PI 自适应法可以认为是模型参考自适应法的一个变形, 它充分利用了控制系统的已有结构, 在其基础上以 PI 调节器估计转速, 其结构比模型参考自适应法简单, 性能仍比较好。其中以不含有真实转速的转子磁链方程及坐标变换方程作为参考模型, 以含有待辨识转速的 PI 自适应率作为可调模型, 以定子电流转矩分量作为比较输出量, 采用比例积分自适应律进行速度估计。其结构如图 2 所示。

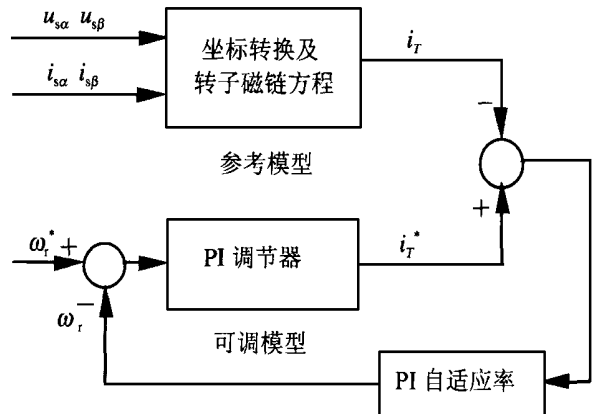


图 2 PI 自适应法速度估计

PI 自适应率的速度估计策略因为包含自适应思想, 而其结构比模型参考自适应法 (MRA S) 简单。PI 调节器自适应法转速估计策略的基本关系式为

$$\omega = K_p(i_r^* - i_r) + K_i \int (i_r^* - i_r) dt, \quad (11)$$

式中 K_p, K_i 为 PI 调节器的参数。

i_r 由定子相电压、相电流经过坐标变换及转子磁链方程得到, 在实际系统中由于霍尔电流检测器的零点不准及噪声的存在, i_r 会出现一定的波动, 这给系统的性能带来不良影响, 所以对 i_r 可采用移

动平均法进行处理, 使其更加稳定。

4 控制系统的构成

转子磁通定向的无速度传感器异步电机控制系统的框图如图 3 所示。该系统采用 PI 自适应法估计速度, 用改进电压型转子磁链模型估算转子磁链, 其中速度调节器、转矩调节器和磁通调节器均采用 PI

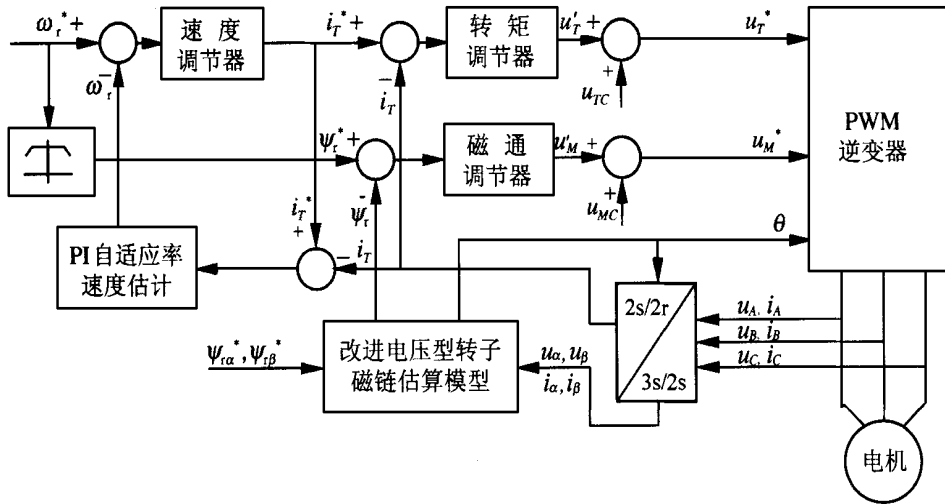


图 3 控制系统框图

控制。图中 u_{MC} 是考虑 T 轴分量 i_r 的影响而引入的定子电压磁通分量 u_m^* 的补偿量; u_{TC} 是考虑 M 轴分量 ψ_r 的影响而引入的定子电压转矩分量 u_r^* 的补偿量^[6]。

该控制系统的主处理器采用 TI 公司的 DSP (TM S320C32)。利用 DSP 强大的计算功能, 可以实时进行无速度传感器异步电机矢量控制系统中的坐标变换、转子磁通估算、以及转子磁通环、转矩环和转速环等的有关数据计算, 并将最后得出的 PWM 信号直接控制逆变器的开关管。主回路的开关器件采用智能模块 IPM, 同时主回路具有对欠压、过压、过流和过热的硬件保护, 保证了系统的安全运行。

5 仿真与实验结果

本系统的仿真与实验是在一台 1.5 kW 的 Y 接的三相异步电动机上进行的, 该电机的参数为: 额定功率为 1.5 kW; 额定电压为 380 V; 额定电流为 3.7 A; 额定转速为 1400 r/min。

1) 图 4 和图 5 是电压型和改进电压型转子磁链估算模型的仿真结果。速度参考值等于 15 r/min, 空载起动, 在 $t = 1.0$ s 时施加额定负载。比较图 4、图 5 可看出, 这种改进电压型转子磁链估算模型可

以在转速较低的情况下获得更为准确的转子磁链估算结果。

2) 图 6、图 7 为不同速度给定的情况下, 转子磁链、相电流、转速估计和电磁转矩的实验波形。其中图 6 是速度给定值为 10 r/min 的实验波形, 定子电流频率约为 0.4 Hz, 同步转速约为 12 r/min, 电机为空载运行。从图 6 中可看出, 速度估计精度已经达到较好的性能指标。

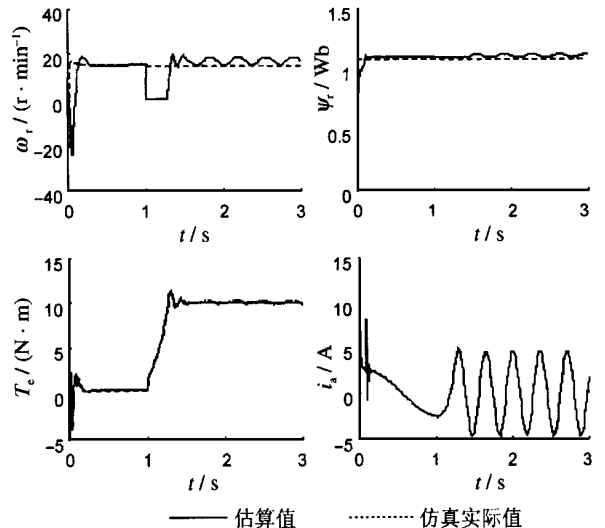


图 4 电压型转子磁链估算模型仿真结果

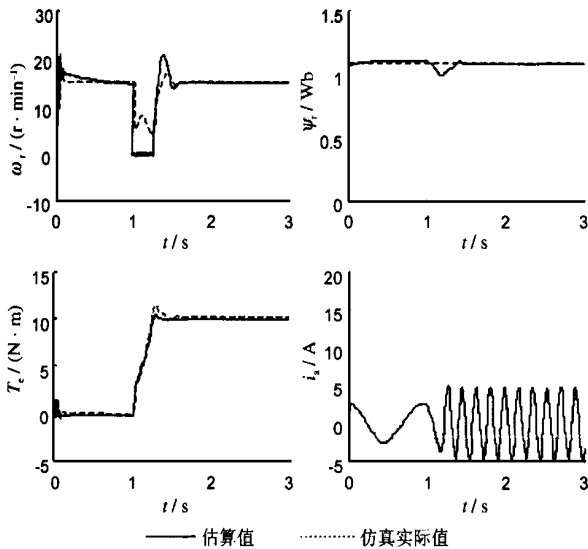


图5 改进电压型转子磁链估算模型仿真结果

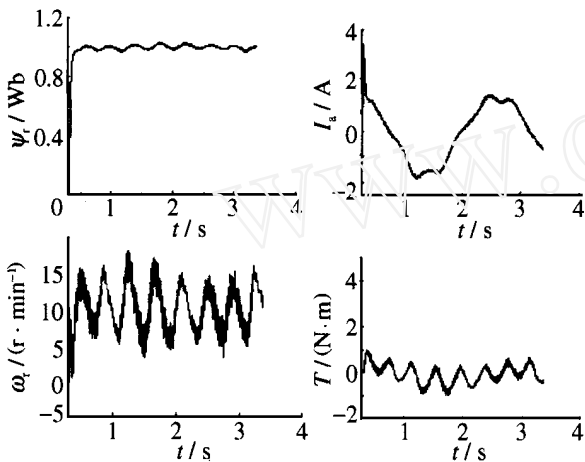


图6 速度给定值为 10 r/min 的实验波形

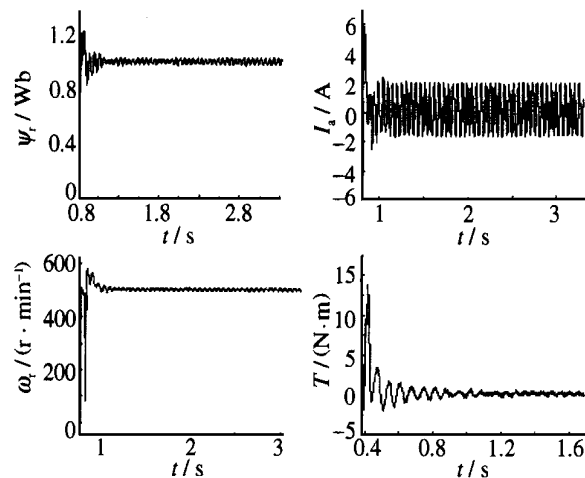


图7 速度给定值为 500 r/min 的实验波形

6 结论

1) 改进的电压型转子磁链估算模型能准确地估计转子磁链,且低速时性能也很好;

2) PI调节器自适应法能够对电机转速做出较准确的估计,其方法简单易行,受系统参数影响较小,能快速跟踪实际转速;

3) 实验结果表明,这种基于DSP(TM S320C32)的无速度传感器异步电机矢量控制系统具有良好的稳态与动态性能。

参考文献 (References)

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1992
CHEN Boshi. Auto Control System for Electric Drives [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 1992 (in Chinese)
- [2] 王成元, 周美文, 郭庆鼎. 矢量控制交流伺服驱动电动机 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1995
WANG Chengyuan, ZHOU Meiwen, GUO Qingding. Vector-controlled AC-Servo Motor for Drives [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 1995 (in Chinese)
- [3] 胡崇岳. 现代交流调速技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998
HU Chongyue. Modern Speed Control Technique for AC Motor [M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 1998 (in Chinese)
- [4] Ohtani T, Takada N, TanaKa K. Vector control of induction motor without shaft encoder [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(1): 157-164
- [5] Hirokazu T, Hori Y. Speed sensorless field-orientation control of the induction machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(1): 175-180
- [6] 王光辉. 转子磁链定向无速度传感器异步电机控制系统 [D]. 北京: 清华大学, 1999
WANG Guanghui. Rotor Flux Oriented Speed Sensorless Induction Motor Control System [D]. Beijing: Tsinghua University, 1999 (in Chinese)