

# 异步电机基于定子磁场定向的矢量控制系统的研究

张世界

(甘肃省化工技工学校,甘肃 兰州 730046)

**摘要:** 提出一种基于自适应 PI 调节器的定子电阻估计器, 可根据定子电流追踪定子电阻变化, 从而推算出定子电阻估计值, 并由此计算定子磁链和转矩。仿真结果表明, 该算法可在线实时估计电阻变化, 能有效提高矢量控制系统的低速性能。

**关键词:** 定子电阻估计; 矢量控制; 定子磁链观测器

中图分类号: TM301.2

文献标识码: A

## Research on asynchronous motor stator flux orientation vector control

ZHANG Shi Jie

(Gansu Chemical Technical Schools, LUT, Lanzhou 730046, China)

**Abstract:** This paper proposes a stator resistance estimator based on adaptive PI regulator, which tracks actual stator resistance according to the stator current, and calculates the estimated stator resistance, stator flux and torque. Simulation results show a significant improvement in low speed performances of vector control.

**Key words:** stator resistance estimation; vector control; stator flux estimator

在现代交流调速系统中, 矢量控制运用非常广泛, 无速度传感器控制技术也逐渐成熟。磁通的准确观测与控制及转速的实时估计是无速度传感器矢量控制的关键所在。传统的矢量控制采用转子磁场定向的方法<sup>[1]</sup>, 但由于转子磁链的计算受到电机参数, 特别是受易变难测的转子电阻的影响, 因此系统鲁棒性较差。另一方面, 在定子磁场定向矢量控制<sup>[2-3]</sup>中, 由于其磁链估计精度只受定子电阻参数的影响, 因此受到越来越多的重视, 许多学者围绕这一问题进行了研究, 取得了一些成果。

### 1 定子电阻变化对定子磁链及电磁转矩的影响

众所周知, 按转子磁链定向并保持磁链幅值恒定的矢量控制能做到电机定子电流中力矩分量与转子磁链励磁分量的解耦, 解耦的前提是转子磁链的正确定向。然而转子磁链一般是靠可测的定子侧电流、电压间接观测得到的, 由此引入了转子电阻、转子时间常数等易变难测的转子侧参数, 影响到磁链的正确定向, 降低了系统的鲁棒性。

由交流电机磁场加速法原理可知: 在控制过程中, 只要能使电机的定子、转子或者气隙磁链中有一个磁链的幅值始终保持不变, 那么电机的电磁转矩直接和转差

成正比, 控制转差就能有效地控制转矩。参考文献<sup>[1]</sup>中提到了利用定子磁链定向矢量控制的优点。而定子磁链空间位置、定子磁链误差信号及转矩误差信号都离不开定子磁链的估计, 因此, 定子磁链的估计精度是影响其高性能控制的关键因素。由于定子电阻不确定性, 估计的定子磁链通常带来幅值误差与相位误差。估计的幅值误差会导致感应电动机的实际定子磁链过饱和或者欠磁状态。而估计磁链相位误差直接影响电压矢量的正确选择。

在同步旋转坐标系—— $dq$  坐标系下, 令定子电压、电流在  $d, q$  轴的分量是  $u_{sd}, u_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$ ; 转子电压、电流在  $d, q$  轴的分量是  $u_{rd}, u_{rq}, i_{rd}, i_{rq}$ 。则异步电动机在同步旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_{11} L_s & L_m p & -\omega_{11} L_m \\ \omega_{11} L_s & R_s + L_s p & \omega_{11} L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_s L_m & R_r + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s L_m & L_m p & \omega_s L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式(1)中  $\omega_{11}$  为定子频率;  $\omega_s$  为转差频率;  $R_s$  为定子等效电阻;  $R_r$  为转子等效电阻;  $L_s$  为  $dq$  坐标系定子等效绕组的自感;  $L_r$  为  $dq$  坐标系转子等效绕组的自感;  $L_m$  为  $dq$

坐标系定子与转子同轴等效绕组间的互感。

转矩方程可以写成如下形式

$$T_e = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})$$

式(2)中  $T_e$  为电磁转矩;  $n_p$  为电机极对数。

根据异步电机方程, 电压型定子磁链数学模型为

$$\psi_s = \int (u_s - i_s R_s) dt = \int e_s dt \quad (3)$$

式(3)中  $e_s$ 、 $u_s$ 、 $i_s$  分别为定子反电势、定子电压及定子电流;  $\psi_s$  为定子磁链。

在传统的方法中, 定子电阻通常取为恒值。然而, 在实际中, 定子电阻受电动机绕组的温升、定子电流及频率信号的集肤效应等诸多因素影响, 定子电阻通常可以达到其标称值的 2 倍, 定子电阻压降增大时, 定子电阻变化必然带来了估计磁链的幅值及相位误差。以定子磁链定向, 假设坐标系的  $d$  轴与定子磁链重合, 则  $\psi_{sd} = |\psi_s|$ ,  $\psi_{sq} = 0$ 。电磁转矩估计模型可以简化为

$$T_e = n_p i_{sq} \psi_{sd} \quad (4)$$

由式(4)可知, 定子磁链估计误差必然引入电磁转矩估计误差, 导致转矩控制性能变坏, 恶化系统的动态响应。因而磁链估计对于高性能的定子磁链定向直接转矩控制来说是至关重要的, 这正是研究的重点。

相关研究结果表明, 定子磁链幅值及位置估计误差随着运行频率的增加而减小。在高频的运行范围内, 估计误差可以忽略不计。然而在低速运行时, 估计误差非常显著。定子电阻变化进行补偿, 对于改善控制系统动态性能来说是非常必要的。

## 2 定子电阻的估计

值得注意的是, 当电机的定子电阻发生变化时, 定子电流也会随之变化。因为定子电流是可以测量的, 所以使用定子电流追踪定子电阻变化是可能的<sup>[4]</sup>。基于定子电阻和定子电流之间的关系, 可构建基于 PI 调节器的定子电阻估计器<sup>[5]</sup>。但低速下, 定子电流脉动较大, 而且定子电流和定子电阻之间关系复杂, 因此采用通常 PI 很难达到要求。而且 PI 参数不容易确定, 也不具有自适应性, 所以采用自适应 PI 调节器。实际定子电阻和控制系统定子电阻的差值为  $\Delta R_s^*$ , PI 控制器每控制周期输出定子电阻为  $\Delta R_s$ 。在定子电阻调整过程中  $\Delta R_s^*$  较大, 此时应设置较大的 PI 控制器参数以输出较大  $\Delta R_s$ 。在稳态运行后,  $\Delta R_s^*$  应接近于零, 此时 PI 控制器参数应较小。其结构如图 1 所示。

根据定子磁链和电磁转矩的给定值, 可由下列各式对定子电流进行计算<sup>[4]</sup>。

$$I_s^* = \sqrt{(i_{sd}^*)^2 + (i_{sq}^*)^2} \quad (5)$$

$$i_{sq}^* = \frac{2T_e^*}{3n_p |\psi_s^*|} \quad (6)$$

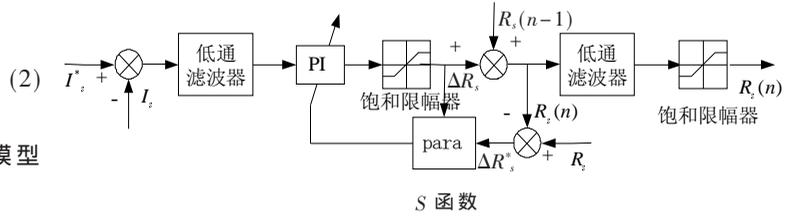


图 1 基于自适应 PI 调节器的定子电阻估计器结构框图

$$L_s (i_{sq}^*)^2 - |\psi_s^*|^2 \left(1 - \frac{L_s L_r}{L_m^2 - L_s L_r}\right) i_{sd}^* + L_s (i_{sq}^*)^2 \frac{(|\psi_s^*|)^2 L_r}{L_m^2 - L_s L_r} = 0 \quad (7)$$

由转矩计算的定子参考电流  $I_s^*$  与测量的定子电流  $I_s$  之间的误差经过滤波器和 PI 调节器生成定子电阻变量  $\Delta R_s$ , 每个控制周期的定子电阻变化值  $\Delta R_s$ , 不断地加到上一周期的补偿定子电阻  $R_s(n-1)$ , 补偿后的定子电阻  $R_s(n)$  经过低通滤波器和限幅器后则反馈到控制系统中, 从而实现了控制系统定子电阻的在线补偿。

值得注意的是, 由于定子电流中含有高频谐波成分, 因此滤波环节在这个估计器中是必须的。

## 3 定子磁链观测

从式(3)所示的电压型定子磁链数学模型可以看出, 这种模型不可避免地受定子电阻的影响, 且因引入了纯积分器, 所以带来了直流偏移和初值问题而产生的积分漂移, 这将影响定子磁通估算的准确性。通常用低通滤波器代替纯积分器予以解决, 但这会使磁链的幅值和相角计算出现误差, 尤其在电机运行频率较低时, 误差更大。本采用将积分环节和低通滤波器结合起来的磁通观测方法, 如式(8)所示<sup>[6]</sup>。

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z \quad (8)$$

式(8)中:  $y$  为积分环节的输出;  $x$  为积分环节的输入;  $z$  为补偿信号。

由式(8)可知, 若  $z$  取 0, 改进的积分器实质上是一阶低通滤波器, 若  $z$  取为积分器环节的输出, 即  $z$  取  $y$ , 则这种改进的积分器就成为纯积分环节。从而适当地调整补偿量, 可以使改进型积分环节达到较一阶低通滤波器更好的性能, 同时克服了纯积分器的缺点。本系统采用上述磁链观测器, 在  $\alpha$ - $\beta$  坐标系下, 其结构如图 2 所示。

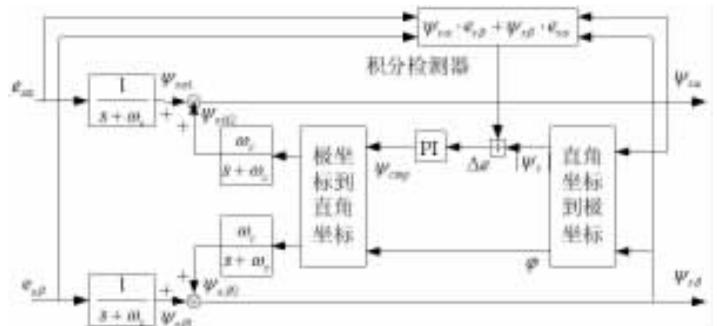


图 2 具有自适应补偿的改进型积分器

图2中,  $e_{s\alpha}$  和  $e_{s\beta}$  分别为两相静止坐标系  $\alpha, \beta$  轴的反电动势, 作为磁链观测器的输入。 $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$  作为输出, 分别为  $\alpha, \beta$  轴的观测磁链。 $|\psi_s|$  为合成后的定子磁链幅值,  $\varphi$  为定子磁链与两相静止坐标系  $\alpha$  轴的夹角。 $\psi_{cmp}$  为磁链补偿量, 其表达式为:

$$\psi_{cmp} = (k_p + k_i) \frac{\psi_{s\alpha} \times e_{s\beta} + \psi_{s\beta} \times e_{s\alpha}}{|\psi_s|} \quad (9)$$

综上所述, 系统的仿真结构图如图3所示。

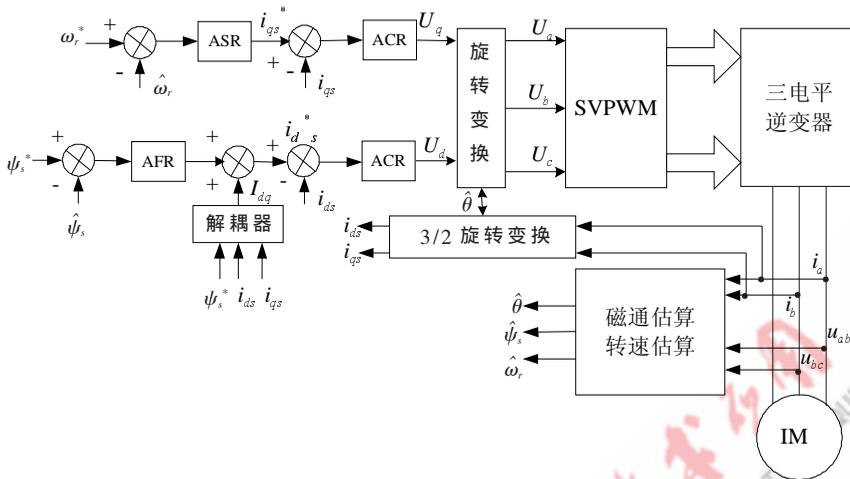
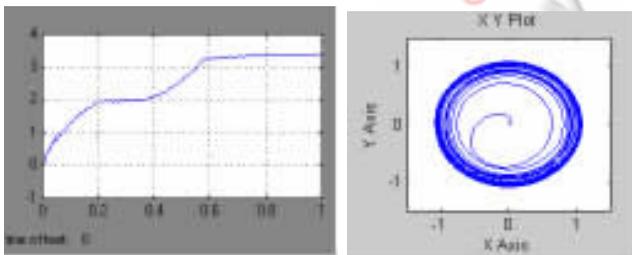


图3 无速度传感器定子磁链定向的矢量控制系统原理框图

#### 4 仿真结果及分析

用 Matlab/Simulink 软件对所提方法在上述控制系统中进行仿真, 仿真所用的电动机参数为:  $p=2.2 \text{ kW}$ 、 $R_s=3.54 \Omega$ 、 $R_r=3.54 \Omega$ 、 $L_m=0.369 \text{ H}$ 、 $L_{lr}=L_{ls}=0.032 \text{ H}$ 、 $J=0.002 \text{ kgm}^2$ 、 $p_n=2$ 、 $1/T_s=8.826$ 。

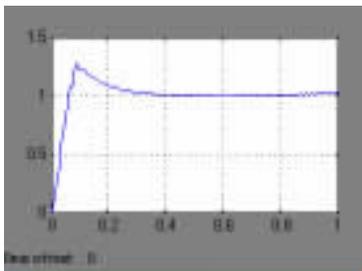
图4为定子电阻的辨识结果, 表明所提方法对定子电阻的改变具有较好的响应特性。



(在 0.4s 时定子参数由 2 变为 3.54) ( $\omega^*=20 \text{ rad/s}$ ,  $\psi^*=1 \text{ wb}$ )

图4  $R_s$  的调整过程

图5 低速下的磁链轨迹



( $\omega^*=20 \text{ rad/s}$ ,  $\psi^*=1 \text{ wb}$ )

图6  $\alpha, \beta$  静止坐标磁链幅值

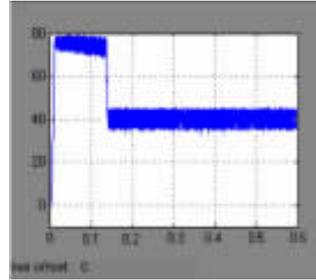


图7 电机转矩仿真曲线

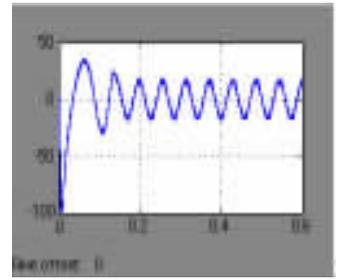


图8 电机电流仿真曲线

图5、图6为  $\omega^*=20 \text{ rad/s}$  磁链波形及幅值, 从图中可以看出从启动到稳态和在定子电阻改变的时磁链幅值基本保持恒定, 此模型低速下能准确观测磁链。

图7、图8分别为定子电阻在 0.4s 发生变化时的转矩、电流波形, 从图中可以看出, 在定子电阻发生变化时由于用辨识出的定子电阻值进行了补偿, 电机的转矩和电流都没有发生明显的变化, 系统的性能得到改善。

本文分析了定子电阻变化对定子磁链及电磁转矩的影响, 应用定子电阻与定子电流的关系, 建立了自适应 PI 调节器对定子电阻进行了辨识与补偿。仿真结果表明, 该方法能较准确地在线实时估计电阻变化, 并应用到控制系统中, 能有效提高矢量控制系统的低速性能。

#### 参考文献

- [1] 谢鸿明. 交流异步电动机按定子磁链定向的电流矢量控制[D]. 上海大学, 2000.
- [2] 阮毅, 张晓华, 徐静, 等. 感应电动机按定子磁场定向控制[J]. 电工技术学报, 2003(2).
- [3] 宫明玉, 廖晓钟, 冬雷. 无速度传感器异步电机按定子磁链定向的矢量控制系统[J]. 电气传动, 2005(7).
- [4] RAHMAN M F, HAQUE M E, TANG L, et al. Problems associated with the direct torque control of an interior permanent magnet synchronous motor drive and their remedies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(5): 799-809.
- [5] LEE B S, HRSNAM R. Adaptive stator resistance compensator for high performance direct torque controlled induction motor drive [C]. Proc. of IEEE IAS Annual Meeting, St. Louis, MO, 1998: 423.
- [6] HU Ju, WU Bin. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, (5): 969-977.

(收稿日期: 2009-05-11)