

文章编号: 1001-2486 (2001) 04-0055-04

一种新型的转矩控制方法——矢量转矩控制*

吴峻, 李圣怡, 潘孟春

(国防科技大学机电工程与自动化学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 参考磁场定向控制 (FOC) 直接转矩控制 (DTC) 两种方法的特点, 提出了一种矢量转矩控制 (VTC) 的方法, 它解决了传统 DTC 的输出电压矢量与控制变化量之间没有定量关系的缺陷, 建立了输出电压矢量与控制变化之间的函数关系, 同时改进了磁链低速模型。实验结果表明, 该方法能够有效改善电机的输出特性。

关键词: 转矩控制; 感应电机; 转矩

中图分类号: TM921 **文献标识码:** A

A Novel Torque Control Strategy—Vector Torque Control

WU Jun, LI Sheng-yi, PAN Meng-chun

(College of Mechatronics and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The paper proposes a novel strategy for torque control, namely vector torque control (VTC), taking into consideration the field orient control (FOC) and direct torque control (DTC). It sets up a function to resolve the problem that no definite relation exists between output vector and control variations in the conventional DTC. Also it improves the stator flux model at low speed. In the end, experimental results show that the proposed strategy can improve the output characteristics of induction motor.

Key words: direct torque control; induction motor; torque

直接转矩控制 (DTC) 是一种新发展的控制方法, 它直接控制输出定子磁链和电磁转矩, 克服了矢量控制中复杂变换运算, 控制思路简洁。传统 DTC 是根据两个一定容差带的调节器的比较结果直接决定输出电压矢量的, 能够使控制输出跟随设定, 它只是一种趋势的改变, 并不像矢量控制或磁场定向控制 (FOC) 那样根据控制量与电压矢量之间定量关系来实现控制, 所以在控制中缺乏有效的调节手段, 不能有效提高系统的控制特性^[4,5,6]。

针对这一问题, 文献[1,2]在此方面进行了一些研究, 建立了电压矢量与控制量之间的一元二次方程, 但工程实现相对困难; 文献[3]根据电机的数学模型建立了定子电压与定子电流之间的复杂空间状态方程, 通过控制电流输出来定量控制输出转矩, 它是利用 Sylvester 原理求取控制矩阵的特征值, 并将 6 个非零矢量代入分别进行比较, 根据比较结果最后确定输出矢量, 这种方法运算量太大, 不容易工程化。基于上面的问题及研究, 所以需要设计一种容易工程化的控制方法, 建立输出矢量与控制量变化之间的函数, 对提高 DTC 的控制特性, 有效推动 DTC 的进一步发展和应用具有重要的意义。本文结合 FOC、DTC 的思想, 提出了一种矢量转矩控制 (Vector Torque Control, 简称为 VTC) 的方法, 着眼于工程化实现, 主要对 VTC 结构、矢量确定、磁链低速模型等方面提出了一些新思路, 最后通过实验进行了验证。

1 基本原理

1.1 转矩的变化与矢量相位之间的关系

感应电机的电磁转矩模型为

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\boldsymbol{\psi}_1 \times \boldsymbol{i}_1) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \quad (1)$$

* 收稿日期: 2001-02-27

作者简介: 吴峻 (1973-), 男, 博士后。

设某一电压矢量作用一个控制周期 T_s ，电机输出转矩的变化有^[1]

$$\Delta T \approx \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\boldsymbol{\psi}_1 \times \Delta \boldsymbol{i}_1) \quad (2)$$

如图1，当某一电压矢量 U_1 作用一个控制周期时，设定电机的感应电动势 E 变化相对缓慢，定子线圈中的电流变化表示为

$$\Delta \boldsymbol{i}_1 = (\boldsymbol{U} - \boldsymbol{E}) T_s / L'_1 \quad (3)$$

其中， $L'_1 = L_1 - M^2/L_2$ 。

将(3)代入(2)有

$$\Delta T = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\boldsymbol{\psi}_1 \times \frac{\boldsymbol{U} - \boldsymbol{E}}{L'_1} \right) T_s \quad (4)$$

考虑到一般感生电动势 E 为正弦变化，所以

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{U}_1 - r_1 \boldsymbol{i}_1 - L'_1 \dot{\boldsymbol{i}}_1 = \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\psi}_1 - L'_1 \boldsymbol{i}_1) = j\omega_0 (\boldsymbol{\psi}_1 - L'_1 \boldsymbol{i}_1) \quad (5)$$

而 ω_0 是感生电动势的变化角频率，它与定子磁链的旋转频率相等，所以有

$$\omega_0 = \frac{\boldsymbol{\psi}_1 \times \Delta \boldsymbol{\psi}_1}{|\boldsymbol{\psi}_1|^2} \quad (6)$$

$\Delta \boldsymbol{\psi}_1$ 为 T_s 内的磁链变化。

将(4)式分解为

$$\Delta T = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{T_s}{L'_1} (\boldsymbol{\psi}_1 \times \boldsymbol{U}) - \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{T_s}{L'_1} (\boldsymbol{\psi}_1 \times \boldsymbol{E}) \quad (7)$$

令(7)式的后半部为

$$K = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{T_s}{L'_1} (\boldsymbol{\psi}_1 \times \boldsymbol{E}) \quad (8)$$

所以(7)式变为

$$\sin \theta = \frac{4(\Delta T + K)L'_1}{3pT_s |\boldsymbol{\psi}_1| |U|} \quad (9)$$

其中， θ 为 $\boldsymbol{\psi}_1$ 与 U 之间的夹角。

(9)式建立了转矩变化量 ΔT 、 θ 之间的关系，所以，根据期望输出的转矩变化 ΔT 就可以确定 θ ，然后根据当前 $\boldsymbol{\psi}_1$ 的相位，就可得到 U 的相位。

1.2 磁链幅值的变化与矢量幅值之间的关系

根据 $\boldsymbol{\psi}_1$ 的 U-I 模型，考虑 $\boldsymbol{\psi}_1$ 在单位控制周期里变化缓慢，所以 $|U|$ 与 $|\Delta \boldsymbol{\psi}_1|$ 之间有以下近似关系，

$$|\Delta \boldsymbol{\psi}_1| = |U| T_s \quad (10)$$

(10)式建立了磁链变化量 $\Delta \boldsymbol{\psi}_1$ 与 U 幅值之间的关系。

1.3 空间电压矢量 PWM (SVPWM)

根据(9)(10)式可以得到 U 的幅值和相位，依据

$$U_1^* = U + i_1 r_1 \quad (11)$$

就可以得到最终期望输出的电压矢量 U_1^* 。所以，为了获得所需 U_1^* ，可以采用 SVPWM 将 7 种矢量合成产生。SVPWM 的具体实现，限于篇幅此处省略。

2 改进 U-I 模型

(9)(10)建立的基础是 $U-I$ 模型。因为 $U-I$ 模型中的定子电阻影响在低速时比较大，容易

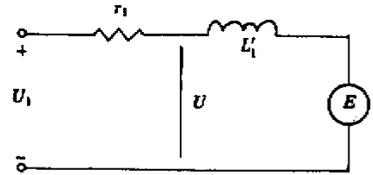


图1 电机的简化模型
Fig.1 Simplified model of IM

累积观测误差，电流容易畸变，易出现振荡（见图 2、图 3）。为了保证系统在低速段能够实现良好的控制特性，同时兼顾 $U-I$ 模型简单的优点，需要对 $U-I$ 模型进行改进，主要思路是在原先的 $U-I$ 模型的基础上加调整量，利用 i_1 的观测误差来调整 ψ_1 ，消除 ψ_1 的累积观测误差，即

$$p\psi_1 = U_1 - r_1 i_1^* + k(i_1^* - \hat{i}_1) \tag{12}$$

其中， \hat{i}_i 为模型估计电流值； i_1^* 为电机实测电流值； k 为调整参数。

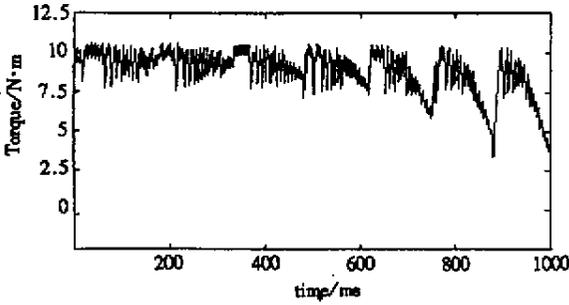


图 2 在低速振荡时的转矩

Fig.2 Vibration Magnetic Torque at Low Speed

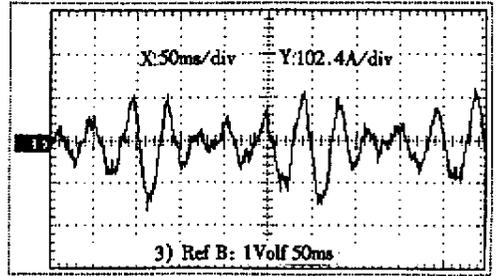


图 3 振荡时的相电流

Fig.3 Vibration Phase Current at Low Speed

参考 [7] 中模型，结合 (12) 式有

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha 1} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta 1} \\ \dot{\psi}_{\alpha 1} \\ \dot{\psi}_{\beta 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_1 q_2 - L_1 q_1 & -\omega_r & q_1 & q_2 \omega_r \\ \omega_r & -r_1 q_2 - L_1 q_1 & -q_2 \omega_r & q_1 \\ -k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha 1} \\ \hat{i}_{\beta 1} \\ \psi_{\alpha 1} \\ \psi_{\beta 1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & k - r_1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & k - r_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\alpha 1} \\ U_{\beta 1} \\ i_{\alpha 1}^* \\ i_{\beta 1}^* \end{bmatrix} \tag{13}$$

其中， $q_1 = \frac{r_2}{L_1 L_2 - M^2}$ ； $q_2 = \frac{L_2}{L_1 L_2 - M^2}$

利用 (13) 估计 i_1 的同时，观测 ψ_1 ，对 ψ_1 进行修正，并且修改 (9)、(10) 中的计算。(13) 中应用到的电机参数比较多，由于转子参数不易准确测量，所以需要调整 k 来进行补偿，调整参数 k 使定子电流估计值与测量值之间偏差在允许的范围内，当电机转速超过额定转速的 30% 时，略去该调整量，直接利用 $U-I$ 模型进行控制。

3 实验结果

根据前面的分析与设计，图 4 为几种实验下 ψ_1 的轨迹比较：DTC 中磁链的轨迹波动比较大，VTC 中采用普通 $U-I$ 模型， ψ_1 轨迹有一定的畸变，但脉动减少，改进 $U-I$ 模型后， ψ_1 轨迹明显为一圆形，脉动小。图 5、图 6、图 7 分别为各种实验方式下的输出转矩，可以看到 VTC 下电机的转矩输出脉动小，误差小，其中改进 $U-I$ 模型输出转矩脉动更小。图 8、图 9 为低速稳态时电机的相电流，改进 $U-I$ 模型后的 VTC 相电流谐波分量少，具有明显的优越性，由于消除了 ψ_1 的累积误差，减少了振荡的可能性。

4 结论

常规 DTC 依靠两个调节器进行综合输出矢量，输出矢量与控制量没有构成定量的关系，所以转矩和磁链波动相对较大。本文提出的 VTC 是综合了 FOC、DTC 的思想，在 DTC 结构的基础上建立了电压矢量与控制误差的函数关系，同时改进了低速段 $U-I$ 模型，在原有的 DTC 结构基础上实现了定量控制，保留了 DTC、SVPWM 的优点，定子电流的谐波相对减小，输出转矩脉动很小。

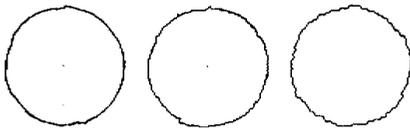


图4 定子磁链轨迹(左: DTC; 中: VTC ($U-I$ 模型); 右: VTC (改进 $U-I$ 模型))

Fig.4 Trajectory of Stator Flux(L: DTC; M: VTC ($U-I$ Model); R: VTC (Improved $U-I$ Model))

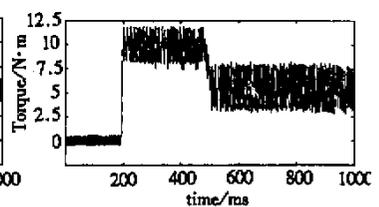
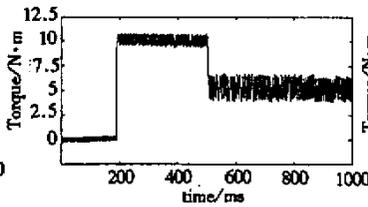
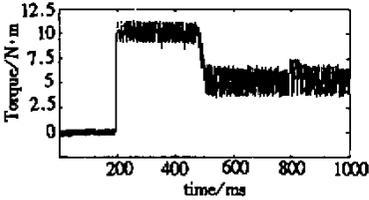


图5 VTC的输出转矩 ($U-I$ 模型)

图6 VTC的输出转矩 (改进 $U-I$ 模型)

图7 DTC的输出转矩

Fig.5 Output Torque of VTC ($U-I$ Model) Fig.6 Output Torque of VTC (Improved $U-I$ Model) Fig.7 Output Torque of DTC

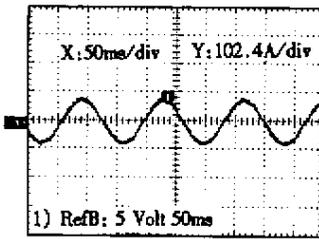


图8 VTC的相电流 (改进 $U-I$ 模型)

Fig.8 Phase Current of VTC (Improved $U-I$ Model)

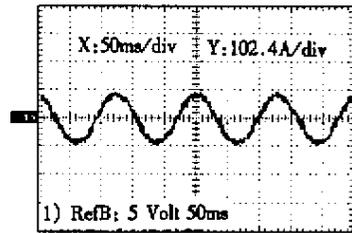


图9 VTC的相电流 ($U-I$ 模型)

Fig.9 Phase Current of VTC ($U-I$ Model)

参考文献:

[1] Habetler T G, Profumo F. Direct torque control of induction machines using space vector modulation [J]. IEEE Trans on Ind. Appl, 1992, 28 (5): 1045-1053.

[2] 高峡, 邓忠华, 程善美, 秦忆. 新型直接转矩控制系统研究 [J]. 电气传动, 1996 (4): 22-28.

[3] Attaianese C, Nardi V, Tomasso G. Vectorial torque control (VTC): a novel approach to torque and flux control of induction motor drives [C]. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999, (1): 257-263.

[4] Takahashi I, Noguchi T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor [J]. IEEE Trans. Ind. Appl, 1986, 22 (5): 820-827.

[5] 高景德. 交流电机及其系统的分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1993.

[6] 李夙. 异步电动机直接转矩控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1994.

[7] 夏超英. 交直流传动系统的自适应控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998.

