

基于转矩角补偿控制的异步电动机直接转矩控制方法

何大庆, 姬宣德

(洛阳理工学院电气工程与自动化系, 河南 洛阳 471023)

摘要: 针对基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 方法在动态过程中转矩不能保持恒最大的缺点, 提出了一种基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 方法。与基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 方法相比, 基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 方法通过对转矩角的补偿, 使得电磁转矩在系统动态过程中保持恒最大, 从而获得更快的动态响应。

关键词: 感应电动机; 空间矢量调制; 直接转矩控制; 转矩角; 补偿控制; 系统仿真

中图分类号: V271.4; TM343 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2015)08-0097-04

A DTC Method for Induction Motor with SVM Based on Torque Angle Compensation Control

HE Da-qing, JI Xuan-de

(Department of Electrical Engineering and Automation, Luoyang Institute of Science and Technology, Luoyang 471023, China)

Abstract: Considering that the induction motor SVM-DTC (Space Vector Modulation Direct Torque Control) method based on torque angle control has the disadvantage of not maintaining a constant maximum torque in dynamic process, we proposed an SVM-DTC method based on torque angle compensation control. Compared with the former method, the proposed method can make the electromagnetic torque remain maximum constantly in the system's dynamic process by compensating for the torque angle, and thus can obtain a faster dynamic response.

Key words: induction motor; SVM; DTC; torque angle; compensation control; system simulation

0 引言

异步电动机是交流传动中应用最广泛的交流电动机, 磁场定向控制和直接转矩控制是异步电动机的高性能控制方法。

20世纪70年代, 德国工程师 BLASHKE F 提出了异步电动机的转子磁场定向控制原理, 使得异步电动机控制技术得到一次质的飞跃。磁场定向控制从理论上基本使感应电动机控制在静、动态特性上可以与直流电动机相媲美。但在实际控制中, 由于转子磁链不易直接测量且很难准确观测, 尤其是磁场定向的控制特性易受参数变化的影响, 同时在控制过程中要进行旋转坐标变换等复杂的运算, 使得磁场定向控制的实际效果很难达到理想分析的结果。

20世纪80年代中期, 德国鲁尔大学 DEPENBROCK

M 教授首次提出了直接转矩控制, 为异步电动机的高性能控制开辟了崭新方向。它很大程度上克服了磁场定向控制算法复杂、控制性能易受电机转子参数变化影响等缺点, 一经提出就受到了广泛关注, 成为研究的热点。

但传统直接转矩控制(BASIC-DTC)系统的转矩脉动与磁链脉动一直制约着异步电动机直接转矩控制系统的静动态性能^[1]。文献[2]将空间矢量调制(SVM)和直接转矩控制(DTC)结合起来, 构成了异步电动机 SVM-DTC 方法, 解决了转矩脉动、磁链脉动和开关频率不固定的问题, 但由于磁链闭环、速度闭环和转矩闭环需要3个PI调节器, 而且还需要旋转逆变换, 使得系统结构复杂, 同时使调节器参数设计变得困难, 并且在调节器参数设计时还要考虑定子旋转电动势的扰动; 文献[3]提出一种基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 方法, 利用转矩角闭环控制代替转矩闭环控制, 利用磁链跟踪控制代替磁链闭环, 实现对磁链和转矩的控制。由于转矩角闭环控制和磁链跟踪控制都不

需要PI调节器,使系统只有一个速度闭环PI调节器,从而既简化了系统结构,又降低了调节器参数设计的难度,但这种方法忽略了静态转矩角增量的影响,导致电磁转矩在动态过程中不能一直保持恒最大,从而影响了系统的动态响应。为了克服这个缺点,本文提出了一种基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 方法,通过补偿静态转矩角增量,使得电磁转矩在动态过程中一直保持恒最大,进而加快系统的动态响应。最后分别对两种方法进行对比仿真,仿真结果验证了该方法的有效性。

1 基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 方法的工作原理

基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 方法首先利用PI调节器生成给定转矩信号 T_c^* , 根据电磁转矩和转矩角的近似关系,计算出电磁转矩对应的给定转矩角信号 θ^* , 再利用磁链模型计算出反馈转矩角信号 θ ; 二者通过减法器得到转矩角的差值 $\Delta\theta_{sd}$, 此时, $\Delta\theta_{sd}$ 就是定子磁链相角的增加量 $\Delta\theta_s$ 。与此同时,利用磁链模型输出定子磁链相角信号 θ_s , 然后再利用定子磁链幅值信号 $|\psi_s|^*$, θ_s 和 $\Delta\theta_s$ 合成给定定子磁链矢量信号 $\psi_s^* = |\psi_s|^* e^{j(\theta_s + \Delta\theta_s)}$; 利用 ψ_s^* 和磁链模型计算出的反馈定子磁链矢量信号 $\psi_s = |\psi_s| e^{j\theta_s}$ 的偏差 $\Delta\psi_s$, 通过 u_s^* 估计器算出所需电压空间矢量 u_s^* 的两个分量 u_{sa}^* 和 u_{sb}^* ; 最后利用 SVM 算法生成逆变器的驱动信号,实现对电磁转矩和磁链的控制。基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 系统如图 1 所示。该方法可以生成任意幅值和相角的电压空间矢量,因此能够更好地跟踪电磁转矩和给定磁链,既能有效地抑制转矩脉动和磁链脉动,又能保持开关频率恒定,从而实现转矩和磁链的解耦控制,但同时带来了电磁转矩在动态过程中不能一直保持恒最大的缺点。

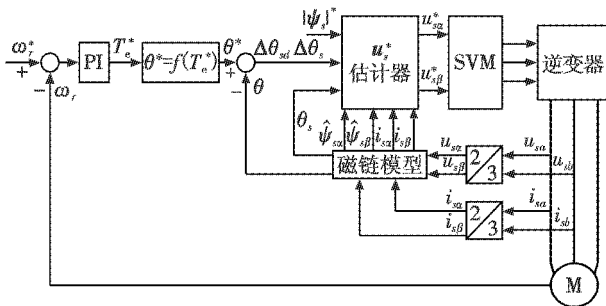


图1 基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 系统框图

Fig. 1 The induction motor SVM-DTC system based on torque angle control

为了克服基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 方法的缺点,基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-

DTC 方法对定子磁链相角的增加量 $\Delta\theta_s$ 进行了补偿,基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 系统框图如图 2 所示。从图 2 可以看出,定子磁链相角的增加量 $\Delta\theta_s$ 除了转矩角差值引起的相角增加量 $\Delta\theta_{sd}$ 之外,还加上了由同步转速 ω_1 在控制周期 T_s 内引起的相角增加量 $\Delta\theta_{ss}$ 。定子磁链相角的增加量 $\Delta\theta_s$ 由于补偿了 $\Delta\theta_{ss}$,使得电磁转矩在动态过程中一直保持恒最大,从而可以获得比前者系统更快的动态响应。

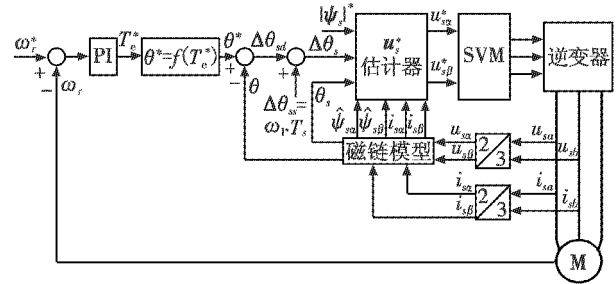


图2 基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 系统框图

Fig. 2 The induction motor SVM-DTC system based on torque angle compensation control

2 异步电动机动态数学模型和磁链观测器

在两相静止坐标系下,异步电动机状态方程为

$$\dot{\psi}_s = A_1 \cdot \psi_s + A_2 \cdot \psi_r + I \cdot u_s \quad (1)$$

$$\dot{\psi}_r = A_3 \cdot \psi_s + A_4 \cdot \psi_r \quad (2)$$

输出方程为

$$i_s = C\psi \quad (3)$$

式中: $u_s = (u_{sa} \ u_{sb})^T$; $i_s = (i_{sa} \ i_{sb})^T$; $\psi = (\psi_s \ \psi_r)^T$; $C = (1/\delta)[L_r I \ -L_m I]$; $A_1 = -(R_s L_r / \delta)I$; $A_2 = (R_s L_m / \delta)I$; $A_3 = (R_r L_m / \delta)I$; $\delta = L_s L_r - L_m^2$; $A_4 = -(R_r L_s / \delta)I + \omega_r M$; $I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$, $M = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$ 。

电磁转矩为

$$T_c^* = \frac{3}{2} P_n \cdot \frac{L_m}{\delta} \cdot \psi_s \otimes \psi_r \quad (4)$$

式中, P_n 为极对数。运动方程为

$$T_c - T_l = \frac{J d\omega_r}{P_n dt} \quad (5)$$

式中, J 为异步电动机转动惯量。

磁链观测器可以描述为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\psi}}{dt} = A\hat{\psi} + Bu_s + K[i_s - \hat{i}_s] \\ \hat{i}_s = C\hat{\psi} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $A = \begin{pmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{pmatrix}$; $B = \begin{pmatrix} I \\ 0 \end{pmatrix}$; “ $\hat{\cdot}$ ”代表观测器的估计值; K 为观测器增益矩阵。

3 电磁转矩控制和定子磁链控制

3.1 电磁转矩控制

电磁转矩的控制是通过控制转矩角增量实现的, 需要求出电磁转矩与转矩角的关系。由式(4)可以得到电磁转矩的另一种形式

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \cdot \frac{L_m}{\Delta} \cdot |\psi_s| \cdot |\psi_r| \sin \theta \quad (7)$$

式中, θ 为定子磁链矢量 ψ_s 与转子磁链矢量 ψ_r 的夹角, 即转矩角。从式(7)可以看出, T_e 与 θ 之间的关系是非线性的。即使是 $|\psi_s|$ 和 $|\psi_r|$ 已知的情况下, T_e 与 θ 也是非线性的关系。但由文献[3]可知, 由于 θ 变换范围在 $(-0.2, +0.2)$, 远远小于 $\pi/2$, θ 是一个非常小的量值。在 θ 很小的情况下, $\sin \theta$ 与 θ 近似相等, 图 3 反映的是 θ 与 $\sin \theta$ 的近似线性关系。所以, 当 $|\psi_s|$ 和 $|\psi_r|$ 已知的情况下, T_e 与 θ 是近似成线性关系。

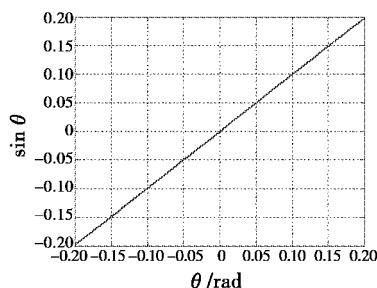


图 3 转矩角 $\sin \theta$ 与 θ 的关系

Fig. 3 Relationship between $\sin \theta$ and θ

这样, 就可以通过控制转矩角来控制电磁转矩, 在忽略定、转子电磁惯性的条件下, 定、转子磁链幅值恒定, 可以通过给定转矩 T_e^* 近似求出给定转矩角

$$\theta^* \approx \sin \theta^* = T_e^* / C_m \quad (8)$$

式中, $C_m = (1.5 \cdot P_n \cdot \frac{L_m}{\Delta} \cdot |\psi_s^*| \cdot |\psi_r^*|)$ 为常数。

对于反馈转矩角 θ , 可以利用文献[3]的方法求出。 $\cos \theta_s = \psi_{sa} / |\psi_s|$, $\sin \theta_s = \psi_{sb} / |\psi_s|$, $\cos \theta_r = \psi_{ra} / |\psi_r|$, $\sin \theta_r = \psi_{rb} / |\psi_r|$, 则求 θ 的两种算式为

$$\begin{cases} \theta \approx \sin \theta = \sin(\theta_s - \theta_r) \\ \theta \approx \sin \theta_s \cdot \cos \theta_r - \cos \theta_s \sin \theta_r \end{cases} \quad (9)$$

3.2 定子磁链控制

转矩角 θ 可以通过控制定子磁链矢量的方法实现, 从而实现对电磁转矩的动态控制。由图 2 可知, 利用速度 PI 调节器求出 T_e^* , 进而根据 T_e^* 和 θ^* 的近似线性关系求出 θ^* , 利用式(10)求出反馈转矩角 θ 。通过减法器求出转矩角差值引起的动态相角增量 $\Delta\theta_{sd(k+1)}$; 同时, 再求出由同步转速 ω_1 在控制周期 T_s 内引起的稳态相角增加量 $\Delta\theta_{ss(k+1)}$ 。定子磁链相角的增加量为

$$\Delta\theta_{s(k+1)} = \Delta\theta_{sd(k+1)} + \Delta\theta_{ss(k+1)} \quad (10)$$

当系统处在稳态过程中时, 由于电磁转矩与负载转矩相平衡, 所以 $\theta^* = \theta$, 因此定子磁链相角的增加量为

$$\Delta\theta_{s(k+1)} = \Delta\theta_{ss(k+1)} \quad (11)$$

此时定子磁链相角的增加量 $\Delta\theta_{s(k+1)}$ 只是为了得到一个与负载转矩平衡的电磁转矩, 也即维持转矩。系统稳态过程的定子磁链矢量图如图 4 所示。

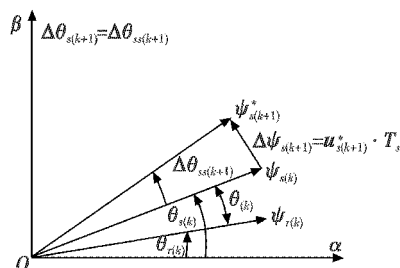


图 4 系统稳态过程的定子磁链矢量图

Fig. 4 The stator flux vector graph in the steady process of the system

当系统处在动态过程中时, 由于电磁转矩与负载转矩不相等, 所以 $\theta^* \neq \theta$, 因此定子磁链相角的增加量为

$$\Delta\theta_{s(k+1)} = \Delta\theta_{sd(k+1)} + \Delta\theta_{ss(k+1)} \quad (12)$$

此时定子磁链相角的增加量 $\Delta\theta_{s(k+1)}$ 除了获得一个与负载转矩平衡的电磁转矩, 也即维持转矩之外, 还要得到一个加速转矩。系统动态过程的定子磁链矢量图如图 5 所示。

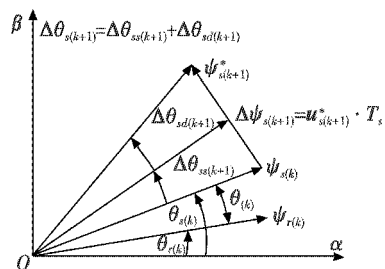


图 5 系统动态过程的定子磁链矢量图

Fig. 5 The stator flux vector graph in the dynamic process of the system

因此, 为了随心所欲控制电磁转矩, 在一个控制周期 T_s 内, 需要定子磁链相角从 $\theta_{s(k)}$ 增加到 $\theta_{s(k)} + \Delta\theta_{s(k+1)}$ 。由图 5 可知

$$\psi_{s(k+1)}^* = |\psi_s|^* e^{j(\theta_{s(k)} + \Delta\theta_{s(k+1)})} \quad (13)$$

$$\psi_{s(k)} = |\psi_s| e^{j\theta_{s(k)}} \quad (14)$$

则

$$\Delta\psi_{s(k+1)} = |\psi_s|^* e^{j(\theta_{s(k)} + \Delta\theta_{s(k+1)})} - |\psi_s| e^{j\theta_{s(k)}} \quad (15)$$

所以

$$u_{s(k+1)}^* = \Delta\psi_{s(k+1)} / T_s \quad (16)$$

考虑到定子电阻压降, 那么所需电压空间矢量

$u_{s(k+1)}^*$ 的算式为

$$u_{s(k+1)}^* = \Delta\psi_{s(k+1)}/T_s + i_s R_s \quad (17)$$

将 $u_{s(k+1)}^*$ 投影到 $\alpha\beta$ 坐标系中的 $\alpha\beta$ 轴上,可以得到 $u_{s\alpha}^*$ 的转矩分量 $u_{s\beta}^*$ 和磁链分量 $u_{s\alpha}^*$, 利用 SVM 算法生成逆变器的驱动信号,实现对转矩和磁链的控制。

4 系统仿真及结果分析

为了验证控制方法的有效性,利用 Matlab 分别建立了基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 系统和基于转矩角补偿控制的异步电动机 SVM-DTC 系统仿真模型,并对两种系统进行了仿真。对定子磁链轨迹、电磁转矩波形和速度波形进行了比较研究。两种系统的主电路仿真参数相同,转速都设定为 $\omega_r^* = 120 \text{ rad/s}$,空载启动。仿真结果如图 6~图 8 所示。

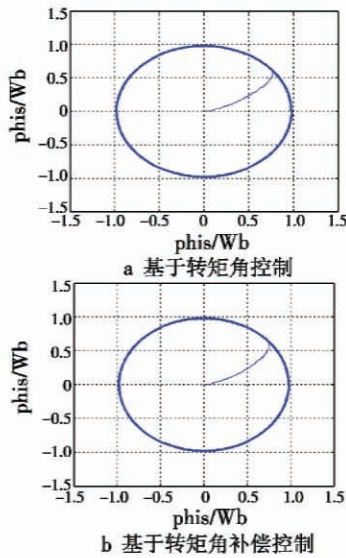


图 6 磁链轨迹

Fig. 6 The stator flux trajectory

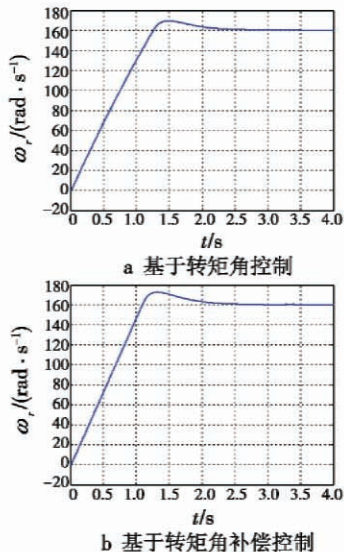


图 7 速度波形

Fig. 7 The speed waveform

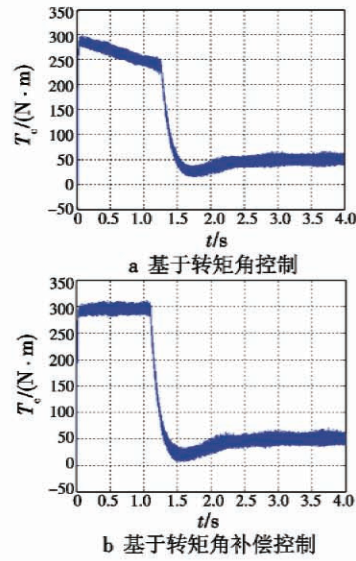


图 8 转矩波形

Fig. 8 The torque waveform

从图 6 可以看出,基于转矩角控制与基于转矩角补偿控制的磁链脉动都比较小,原因就在于 SVM-DTC 方法可以产生任意幅值和相位的电压空间矢量,从而可以减小磁链脉动。从图 7 可以看出,基于转矩角补偿控制的 SVM-DTC 方法的速度启动过程要快于基于转矩角控制的 SVM-DTC 方法的速度启动过程,原因在于:从图 8 可以看出,基于转矩角控制的 SVM-DTC 方法在启动动态过程中,由于 $\theta_{s(k)}$ 的增加量 $\Delta\theta_{s(k+1)}$ 只有动态相角增加量 $\Delta\theta_{sd(k+1)}$,而没有考虑稳态相角增加量 $\Delta\theta_{ss(k+1)}$,从而随着速度的增加, $\theta_{s(k)}$ 的增加量 $\Delta\theta_{s(k+1)}$ 越来越小,电磁转矩也就越来越小,不能一直保持恒最大,从而导致系统的动态响应变慢;而基于转矩角补偿控制的 SVM-DTC 方法则由于考虑了稳态相角增加量 $\Delta\theta_{ss(k+1)}$,使电磁转矩在动态过程中一直保持恒最大,从而加快系统的动态响应。

参考文献

- [1] DEPENBROCK M. Direct self-control of inverter fed induction machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(4):420-429.
- [2] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. A modified direct torque control of induction motor sensorless drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(1): 122-130.
- [3] 卢秉娟,姬宜德,葛运旺. 基于转矩角控制的异步电动机 SVM-DTC 系统[J]. 微特电机, 2014, 42(3):61-63. (LU B J, JI X D, GE Y W. Direct torque control system for induction motor with space vector modulation based on torque angle control[J]. Small & Special Electrical Machines, 2014, 42(3):61-63.)