

文章编号: 1001-0920(2006)08-0953-04

基于空间电压矢量的感应电机每安培最大转矩控制

常进, 张曾科, 钱利民
(清华大学自动化系, 北京 100084)

摘要: 针对感应电机的每安培最大转矩控制, 分析了空间电压矢量对 i_{sd} , i_{sq} 变化的影响, 并给出了采用空间电压矢量直接控制 i_{sd} , i_{sq} 变化的充分条件. 在此基础上, 提出了一种基于空间电压矢量的每安培最大转矩控制方案. 仿真结果表明, 该方案具有与直接转矩控制相似的动态性能, 但在稳态效率上有很大提高.

关键词: 感应电机; 空间电压矢量; 每安培最大转矩控制

中图分类号: TM 301.2 文献标识码: A

Maximum Torque per Ampere Control Strategy Based on Space Vector for Induction Motors

CHANG Jin, ZHANG Zeng-ke, QIAN Limin

(Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100084, China Correspondent: CHANG Jin, E-mail: changjin99@mails.tsinghua.edu.cn)

Abstract: For the problem of the maximum torque per ampere control the influence of the voltage space vectors on the i_{sd} , i_{sq} is analyzed. A sufficient condition for controlling the i_{sd} , i_{sq} directly with the voltage space vectors is proposed. A maximum torque per ampere control scheme is presented based on space vector. Simulation results show that this scheme has the similar dynamic responses with the well-known DTC strategy and improves the efficiency greatly.

Key words: Induction motor; Voltage space vectors; Maximum torque per ampere control

1 引言

能量优化控制方法主要分为两大类: 1) 对电机效率进行优化控制^[1-3]; 2) 对电机转矩进行优化控制^[4-8]. 以电机效率为控制目标的方法主要有恒功率因数控制法^[1]和搜索控制法^[2,3]等. 这类方法的特点是能提高电机稳态运行效率, 尤其在轻载情况下. 但对电机的动态性能影响较大, 一般只能在电机达到稳态时投入使用. 以电机转矩为目标的方法主要有每安培最大转矩方案^[4]. 所谓每安培最大转矩控制, 是指控制使得电机产生的转矩与定子电流幅值之比 T_e/I_s 达到最大值. 对于这种情况, 电机在输出转矩不变的前提下, 消耗在定子电阻上的损耗降到了最小, 从而在一定程度上提高了电机的运行效

率, 实现了能量优化.

文献[4]指出, 当 $i_{sd} = i_{sq}$ 时, T_e/I_s 取得最大值. 因此, 只要控制电机定子电流在基于转子磁链定向的旋转坐标系下的 d 轴与 q 轴分量相等, 就可以实现每安培最大转矩控制. 本文利用电机在基于转子磁链定向的同步坐标系下的数学模型, 证明了当直流母线电压足够高时, 可以通过直接选择电压型逆变器 8 个空间电压矢量控制 i_{ds} 和 i_{qs} , 并给出了相应的开关选择表. 这样, 使用两个电流滞环比较器和该开关选择表就可以实现对定子电流 d 和 q 轴分量的直接控制. 仿真结果表明, 该方法切实可行, 与对电流不作控制的直接转矩控制方法相比, 能有效地减少总能耗.

收稿日期: 2005-05-16; 修回日期: 2005-09-12

基金项目: 清华大学 985 重点基金项目 (08110400).

作者简介: 常进 (1978—), 男, 江苏泰州人, 博士生, 从事感应电机的能量优化的研究; 张曾科 (1947—), 男, 河北唐山人, 教授, 博士生导师, 从事控制理论与工程的研究.

文中: u 表示电压, i 表示电流, Φ 表示磁链, R 表示电阻, L 表示电感, n_p 为极对数; 下标 d 和 q 分别表示 d 和 q 坐标轴, s 和 r 分别表示定、转子, m 表示互感, l 表示漏感

2 感应电机的每安培最大转矩控制

选择定子电流和转子磁链矢量作为状态变量, 在按转子磁链定向的同步旋转坐标系下, 电机的数学模型为

$$\dot{i}_s = -\left(\frac{1}{\tau_\sigma} + j\omega\right) i_s + \frac{k_r}{\alpha_s \tau_r} (1 - j\omega \tau_r) \Phi_r + \frac{1}{\alpha_s} u_s, \quad (1)$$

$$\dot{\Phi}_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_s - \left(\frac{1}{\tau_r} + j\omega\right) \Phi_r, \quad (2)$$

$$T_e = 1.5 n_p k_r \Phi_{rd} i_{sq}, \quad (3)$$

式中: $\tau_r = L_r/R_r$, $k_r = L_m/L_r$, $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$, $\tau_\sigma = \alpha_s/R_s$, $R_s = R_s + k_r^2 R_r$, $\Phi_r = \Phi_{rd} + j\Phi_{rq}$, $i_s = i_{sd} + j i_{sq}$

当转子磁链保持恒定时, $\Phi_{rd} = |\Phi_r| = L_m i_{sd}$, 转矩可写成

$$T_e = 1.5 n_p k_r L_m i_{sq} i_{sd}. \quad (4)$$

由式(4)可以推出, 当 $i_{sd} = i_{sq}$ 时, T_e/I_s 取得最大值, 即感应电机每安培最大转矩控制。此时, 电机的定子 d 和 q 轴电流参考值为^[4]

$$i_{sd}^* = i_{sq}^* = \sqrt{\frac{T_e^*}{1.5 n_p k_r L_m}}. \quad (5)$$

3 空间电压矢量对 i_{sd} 和 i_{sq} 变化的影响

由式(1)可得

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{k_r}{\alpha_s \tau_r} \Phi_{rd} - \frac{1}{\tau_\sigma} i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{1}{\alpha_s} u_{sd}, \quad (6)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{k_r \omega}{\alpha_s \tau_r} \Phi_{rd} - \omega i_{sd} - \frac{1}{\tau_\sigma} i_{sq} + \frac{1}{\alpha_s} u_{sq}, \quad (7)$$

将 $\Phi_{rd} = L_m i_{sd}$ 代入式(6)和(7), 整理得

$$\alpha_s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega \alpha_s i_{sq} + u_{sd}, \quad (8)$$

$$\alpha_s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd} + u_{sq}. \quad (9)$$

由此可得, 当 $u_{sd} > R_s i_{sd} - \omega \alpha_s i_{sq}$ 时, $di_{sd}/dt > 0$, 反之, $di_{sd}/dt < 0$; 当 $u_{sq} > R_s i_{sq} + \omega L_s i_{sd}$ 时, $di_{sq}/dt > 0$, 反之, $di_{sq}/dt < 0$

进一步, 由 $i_{sd} > 0$, $i_{sq} > 0$, 稳态时有

$$0 < R_s i_{sd} - \omega \alpha_s i_{sq} < c_d |i_s|, \quad (10)$$

$$0 < R_s i_{sq} + \omega L_s i_{sd} < c_q |i_s| \quad (11)$$

式中: $|i_s| = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$, $c_d = \sqrt{R_s^2 + (\omega \alpha_s)^2}$, $c_q =$

$$\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}.$$

对于使用电压型逆变器供电的电机系统, 系统可供选择的输入量是逆变器的 6 个非零空间电压矢量 $V_i (i = 1, 2, \dots, 6)$ 和两个零矢量 (V_0, V_7)。当选择零矢量时, $u_{sd} = u_{sq} = 0$, 代入式(8)和(9), 可得 $di_{sd}/dt < 0$, $di_{sq}/dt < 0$ 。因此, 当 i_{sd} 和 i_{sq} 同时需要减小时, 可选择零矢量

6 个非零空间电压矢量在旋转坐标系下可表示为^[7]

$$u_{sd, V_i} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\theta - \frac{i-1}{3}\pi\right), \quad (12)$$

$$u_{sq, V_i} = -\frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\theta - \frac{i-1}{3}\pi\right), \quad (13)$$

式中: θ 为 Φ_r 与 V_1 之间的夹角(顺时针方向为正), V_{dc} 为直流母线电压

以 i_{sd} 为例, 综合式(8)~(13), 可以看出, 当 i_{sd} 需要减少时, 只需选择 $u_{sd, V_i} < 0$ 的电压矢量即可。此时对 V_{dc} 的大小没有要求。当 i_{sd} 需要增大时, 应首先选择 $u_{sd, V_i} > 0$ 的电压矢量, 即 $\cos\left(\theta - \frac{i-1}{3}\pi\right) > 0$ 。此时, 当

$$V_{dc} > \frac{3}{2} \frac{c_d |i_s|}{\cos\left(\theta - \frac{i-1}{3}\pi\right)} \quad (14)$$

时, $di_{sd}/dt > 0$, 即 V_{dc} 需要满足一定的条件才能使得 i_{sd} 增加。按照本文对矢量空间的划分以及据此形成的开关选择表, 存在 $\xi_d > 0$, 使得所有情况下的 $\cos\left(\theta - \frac{i-1}{3}\pi\right) \geq \xi_d$, 所以当

$$V_{dc} \geq V_{dc, d} = \frac{3}{2} \frac{c_d |i_s|}{\xi_d} \quad (15)$$

时, 可通过电压矢量直接控制 i_{sd} 增大或减小

同理, 当

$$V_{dc} \geq V_{dc, q} = \frac{3}{2} \frac{c_q |i_s|}{\xi_q} \quad (16)$$

时, 可通过电压矢量直接控制 i_{sq} 增大或减小

综上所述, 给出如下通过电压矢量直接控制 i_{sd} 和 i_{sq} 变化的充分条件:

$$V_{dc} = \max(V_{dc, d}, V_{dc, q}). \quad (17)$$

4 基于空间电压矢量的感应电机每安培最大转矩控制方案

基于空间电压矢量的感应电机每安培最大转矩控制方案如图 1 所示。其执行过程如下: 首先根据采样得到的定子电流、电压, 估计出当前的转子磁链, 以及定子电流的 d 和 q 轴分量的大小; 然后对 i_{sd} 和 i_{sq} 分别进行滞环控制, 得到当前各自的状态; 根

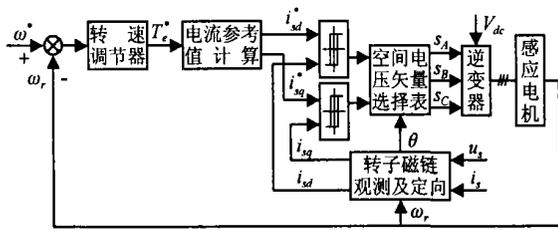


图 1 基于空间电压矢量每安培最大转矩控制方案图
据二者的状态及转子磁链所在的扇区, 从开关选择表中选择出所需的逆变器开关状态, 从而控制逆变器

i_{sd} 和 i_{sq} 采取的滞环控制(Bang-Bang 控制)是一种离散的两点式调节方式 以 i_{sd} 为例, 控制器的输出为^[8]

$$d_{i_{sd}} = \begin{cases} 1, & i_{sd}^* - i_{sd} > H_{i_{sd}}; \\ 0, & i_{sd}^* - i_{sd} < -H_{i_{sd}}; \\ \text{不变}, & -H_{i_{sd}} < i_{sd}^* - i_{sd} < H_{i_{sd}} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $2H_{i_{sd}}$ 为滞环控制器的误差带宽; $d_{i_{sd}} = 1$ 表示 i_{sd} 需要增加, 反之表示需要减小

根据转子磁链在矢量空间所处的位置不同, 本文将矢量空间分为 24 个扇区 这主要是为了更加灵活地选择合适的电压矢量, 避免出现 ξ_r 和 ξ_s 太小的情况 扇区的具体分法如下(以两相静止坐标系中 α 轴为起点):

$$\frac{n}{12}\pi < \theta(n) < \frac{n+1}{12}\pi, n = 0, 1, \dots, 11. \quad (19)$$

不失一般性, 本文给出了介于电压矢量 V_1 与 V_2 之间的 4 个扇区最终的开关矢量选择表(见表 1). 该表是根据各扇区内 i_{sd} 和 i_{sq} 幅值变化的要求, 按上文提出的选择标准选择相应的电压矢量形成的 该表可以很容易地扩展到其他扇区

表 1 开关矢量选择表

$d_{i_{sd}}$	$d_{i_{sq}}$	$\theta(0)$	$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$
1	1	V_1	V_2	V_2	V_3
	0	V_1	V_1	V_1	V_1
0	1	V_3	V_3	V_4	V_4
	0	V_0	V_0	V_7	V_0

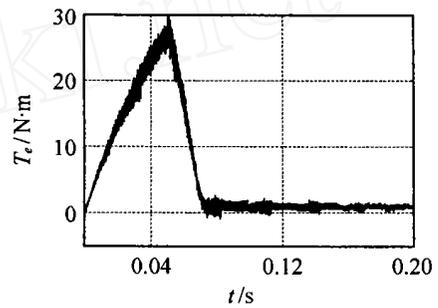
5 仿真结果

为验证该方案的可行性, 本文采用 Matlab 软件进行仿真. 电机参数为 $n_p = 2, R_s = 1.87\Omega, R_r = 1.25\Omega, L_s = 0.081\text{H}, L_r = 0.081\text{H}, L_m = 0.078\text{H}$. 仿真所采用的框图如图 1 所示

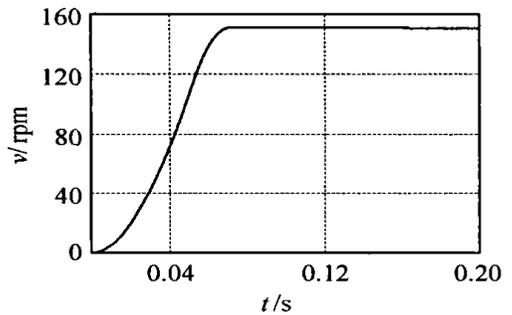
传统的直接转矩控制方法同样使用开关选择表直接控制电磁转矩和定子磁链^[4,7], 具有控制结构简单、鲁棒性强等优点, 但由于定子磁链保持恒定, 在

轻载时存在效率较低的缺点

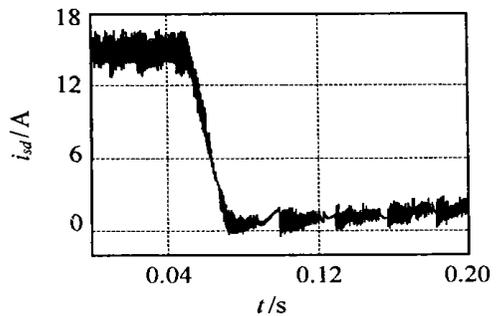
图 2 和图 3 分别为本文提出的基于空间电压矢量的每安培最大转矩控制方案和传统的直接转矩控制的仿真结果 仿真时, $T_L = 1\text{N}\cdot\text{m}$, 速度指令值为 150 rpm. 从图可以看出, 本文方法在动态性能上与直接转矩控制相差不多, 但两者的电流波形相差很大, 这直接导致了两种方案在稳态时电机的效率不同 图 2 中 i_{sd} 与 i_{sq} 的波形几乎一致, 这说明无论是在



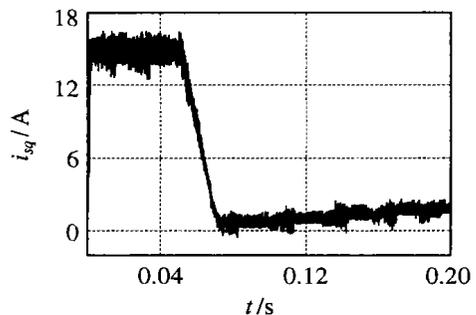
(a) 电磁转矩



(b) 转速

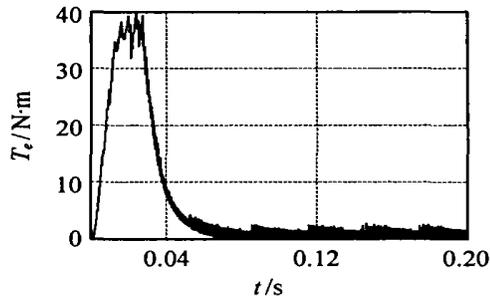


(c) d 轴电流分量

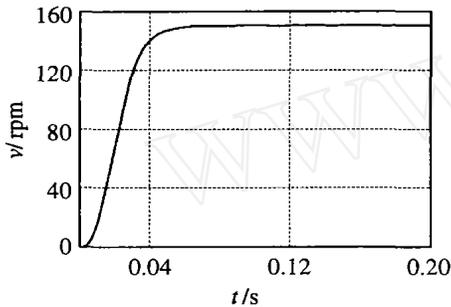


(d) q 轴电流分量

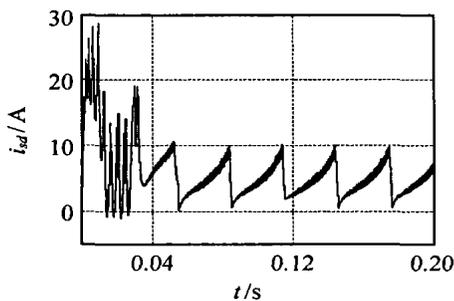
图 2 基于开关选择表的每安培最大转矩控制



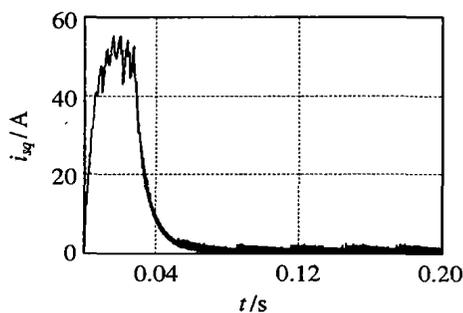
(a) 电磁转矩



(b) 转速



(c) d轴电流分量



(d) q轴电流分量

图3 直接转矩控制方案仿真结果

动态过程,还是在稳态过程,它们的幅值都近似相等。而图3中, i_{sd} 和 i_{sq} 的波形则完全不同。计算结果表明,在稳态时,直接转矩控制方案下的电机效率为30.16%,而每安培最大转矩控制方案的电机效率为57.76%,电机效率得到了大幅提高。电机效率的计算公式(20),为电机的输出功率与输入有功的比值。需要指出的是,感应电机在额定工况下运行时,效率都比较高,一般能达到80%左右,而在轻载和低转

速时,效率变得很低,尚有很大的提高空间。

$$\eta = \frac{T_e \omega}{P} = \frac{n_p k L_m i_{sq} i_{sd}}{u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq}} \quad (20)$$

6 结 论

本文首先分析了空间电压矢量对电机定子电流在d和q轴分量变化的影响,只要逆变器的母线电压足够高,就可以通过选择空间电压矢量直接控制定子电流在d和q轴分量的大小。在此基础上,提出了基于开关矢量选择表的感应电机每安培最大转矩控制方案。该方案结构简单,对电流采用了Bang-Bang控制,避免了电流采样中的直流漂移在传统PI调节器中的积分饱和和效应,具有较强的鲁棒性。仿真结果表明,该方案具有与直接转矩控制相似的动态性能,但在稳态效率上有较大提高。

参考文献(References)

- [1] 常进,张曾科. 感应电机恒功率因数控制的研究[J]. *中国电机工程学报*, 2002, 22(11): 70-75.
(Chang J, Zhang Z K. The Research on Constant Power Factor Control of Induction Motor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2002, 22(11): 70-75.)
- [2] Jordanis Kioskeridis, Nikos Margaritis. Loss Minimization in Scalar-controlled Induction Motor Drives with Search Controllers[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 1996, 11(2): 213-220.
- [3] Cao Minh Ta, Yoichi Hori. Convergence Improvement of Efficiency-optimization Control of Induction Motor Drives[J]. *IEEE Trans Industry Applications*, 2001, 37(6): 1746-1753.
- [4] Wasynczuk O, Sudhoff S D, Corzine K A, et al. A Maximum Torque Per Ampere Control Strategy for Induction Motor Drives [J]. *IEEE Trans Energy Conversion*, 1998, 13(2): 163-169.
- [5] Young-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho. Maximum Torque Control of Stator-flux-oriented Induction Machine Drive in the Field-weakening Region [J]. *IEEE Trans Industry Applications*, 2002, 38(1): 117-122.
- [6] Slobodan N. Vukosavic, Emil Levi. A Method for Transient Torque Response Improvement in Optimum Efficiency Induction Motor Drives [J]. *IEEE Trans Energy Conversion*, 2003, 18(4): 484-493.
- [7] Giuseppe S Buja, Marian P Kazmierkowski. Direct Torque Control of PWM Inverter-fed AC Motors - A Survey [J]. *IEEE Trans Industrial Electronics*, 2004, 51(4): 744-757.
- [8] Buja G, Casadei D, Serra G. Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results [A]. *Proc IEEE-IECON [C]*. Aachen, 1998: T50-T64.