

一种恒定开关频率的 永磁同步电动机直接转矩控制方法

李练兵 孙鹤旭 王晓军

河北工业大学

摘要:文章对永磁同步电机的直接力矩控制算法进行了研究,提出基于 DSP 控制的恒定开关频率的永磁同步机直接转矩控制方法,它充分利用功率开关器件的开关频率能力,使转矩脉动达到最小;同时提出了适用于同步电动机的直接转矩控制开关表。在理论分析的基础上对其进行了仿真研究。仿真结果证实了该控制方法的可行性,系统转矩动态曲线显示了良好的动态性能。

关键词:直接转矩控制 永磁同步电动机 MATLAB 运动控制

A Direct Torque Control for PM Synchronous Motor with Constant Switch Frequency

Li Lianbing Sun Hexu Wang Xiaojun

Abstract: In this paper, a direct torque control (DTC) method of permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system is studied. Based on DSP, a constant switch frequency DTC method is proposed which enables the minimum torque ripple with largest frequency. A new switch table is used to select voltage vectors effectively. By theory analysis and simulation research, the proposed control method is proved to enable diminishing the torque ripple, especially in low speed range. In the preliminary experiment, both smooth control of speed and high dynamic performance are achieved.

Keywords: DTC PM synchronous motor MATLAB motion control

1 引言

永磁电动机以其高功率密度、高效率、高可靠性和优良的动态性能,在各种高性能要求的场合得到越来越多的应用,有着广阔的发展前景,正在成为电力传动领域的研究热点。作为高动态性能的控制方案,直接转矩控制在感应电动机上已经得到比较成熟的应用^[1,2],将其控制思想应用于同步电机也同样可以得到良好的动态性能^[3]。在直接转矩控制算法中,根据给定转矩和实际转矩之差和给定定子磁链与实际磁链之差来综合选定电压矢量。实际定子磁链的估算来自于对电机电动势(EMF)的积分,而实际转矩是通过估算的定子磁链和检测三相电流计算得到。因此,定子电阻是唯一与电机有关的参数,使得控制受电机参数变化的影响较小;同时逆变器的开关信号直接来自于存储的开关表中,简化了控制算法,提高了采样频率。

与传统的矢量控制相比,直接转矩控制不是基于 PWM 的连续正弦基波电压控制,而是在空

间上形成离散的电压矢量,根据转矩、磁链控制的需要跳跃地选择合适的电压矢量。这一控制方式决定了直接转矩控制的快速动态响应的特性;同时由于 PM 电机转子与转子磁链位置相对固定,在电压矢量跳跃使用的过程必然导致转矩的波动,且脉动幅度会大于异步电动机。因此研究限制转矩波动的方法是永磁同步机直接转矩控制中的一个重要问题。

使用 Bang-bang 控制是直接转矩的基本方法,然而由于它所造成的功率开关器件的开关频率不固定,影响了功率器件开关频率的最优化使用,在一定程度上造成较大转矩波动。尽管在各种减小转矩脉动的方法中,电压矢量细分法—从电机和主回路结构上作改进^[2]、合成电压矢量及零电压矢量插入法—是较为有效的方法,然而,这些方法或者使用更多的功率开关器件,或者算法复杂,功率器件开关频率能力被浪费。因此本文提出了基于 DSP 和 IGBT 的恒定开关频率的永磁同步机直接转矩控制方法,它以充分利用功率开关器件的开关频率的能力为目标,使转矩脉动达到

最小;同时针对同步机的特点,提出了适用于同步电动机的直接转矩控制开关表。

2 永磁同步电动机的直接转矩控制策略

2.1 同步电动机的数学模型

在分析同步电动机的数学模型时,参考坐标系可以选择三相定子坐标系(ABC)、两相定子坐标系(α - β ,一般以A相为 α 轴),转子磁场定向坐标系(d - q ,在此即转子坐标系)和定子磁场定向坐标系(x - y)来描述定子电流、电压和磁链,如图1所示。由于在 d - q 坐标系中对定子磁链在 d - q 上的分解实现了励磁电流和转矩电流的解耦,且无论恒气隙励磁同步机还是凸极永磁同步机, L_d, L_q 都是恒定值,因此 d - q 坐标系中的同步机数学模型较为简捷。

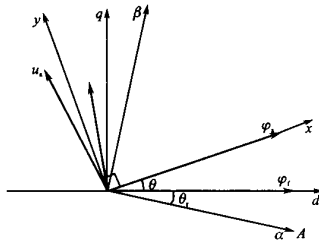


图1 同步机各种参考坐标系矢量图

将定子三相绕组上的电流、电压和定转子磁链分别投影在转子磁场定向的 d - q 坐标系中,得到电压 d 轴和 q 轴上的电压平衡方程和转矩方程,建立起 d - q 中的同步永磁电动机数学模型

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + p\varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ u_q &= R_s i_q + p\varphi_q - \omega_r \varphi_d \\ \varphi_d &= L_d i_d + \varphi_r \\ \varphi_q &= L_q i_q \\ T_e &= p_m |\varphi_s| |\varphi_r| \sin\theta = p_m (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 dq 轴上的电压和电流分量; R_s 为定子电阻; φ_d, φ_q 分别为在 dq 轴上的定子磁链分量; φ_r 为转子磁链; L_d, L_q 分别为 dq 轴上电感; θ 为定转子磁链的夹角,即转矩角; θ_r 为转子磁链与 α 轴(A相)的夹角; p_m 为磁极对数。

2.2 离散电压矢量与磁链、转矩的控制

在直接转矩控制中,定子磁链和转矩的控制都是通过施加不同的电压矢量,在保持定子磁链大小不变的情况下,改变定子磁链与转子磁链的夹角,即转矩角,实现对电动机转矩和转速的动态调节。

在如图2所示的同步机直接转矩控制主回路中, S_x 和 \bar{S}_x 代表各个桥臂功率器件的开关状态,因此定子合成电压矢量在 α - β 坐标系可以表示为

$$u_s = \frac{2}{3} (u_a + u_b e^{j(2/3)\pi} + u_c e^{j(4/3)\pi}) \quad (2)$$

式中: u_s 分别表示加在电枢ABC相上的电压。

由于 S_x 确定了功率器件的开关状态,因此式(2)可以表示为

$$u_s = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + S_b e^{j(2/3)\pi} + S_c e^{j(4/3)\pi}) \quad (3)$$

其各种开关状态的电压矢量如图3中的 V_{1-6} 。在忽略定子电阻的情况下,电动势与电压矢量大小相等方向一致,磁链 φ_s 在电动势的作用下旋转,如图3所示。因此利用这一特性,通过电压矢量的选择可以实现对磁链即转矩的控制。

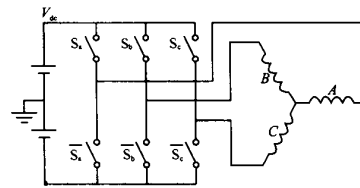


图2 主回路接线图

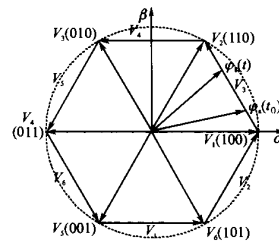


图3 离散电压矢量与定子磁链的控制

2.2.1 磁链的计算

磁链和转矩可以根据 d - q 坐标系下的数学模型[式(1)]进行计算。然而考虑到有下式成立

$$\varphi_s = \int (u_s - R_s i_s) dt \quad (4)$$

利用这一表达式,可以在 α - β 坐标系下进行磁链计算,这样不仅减小了计算量,而且减少了所涉及同步机参数,使得磁链的精度只与电枢电阻有关。式中定子电压 u_s 在相邻两次开关期间为定值,因此上式可进一步写为

$$\varphi_s = u_s t - R_s \int i_s dt + \varphi_s |_{t=0} \quad (5)$$

计算方法如下。

首先使用 $3/2$ 变换,将三相定子电流和电压 $i_a, i_b, i_c, u_a, u_b, u_c$ 化成 α - β 坐标系下的 $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta$

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

根据式(5)得到定子磁链 φ_a, φ_β , 并将其离散化为

$$\begin{aligned} \varphi_a(k) &= \varphi_a(k-1) + (u_a - R_s i_a) T_s \\ \varphi_\beta(k) &= \varphi_\beta(k-1) + (u_\beta - R_s i_\beta) T_s \\ \varphi_s(k) &= \sqrt{\varphi_a^2(k) + \varphi_\beta^2(k)} \end{aligned} \quad (7)$$

式中: T_s 为开关时间。

定子磁链与 α 轴的夹角可由下式计算

$$\theta_s(k) = \arctan \frac{\varphi_\beta(k)}{\varphi_a(k)} \quad (8)$$

2.2.2 转矩的计算

α - β 坐标系和 d - q 坐标系间的夹角为 θ , 因此利用如下的坐标旋转变换

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

可以实现在两坐标系间的参数转换。利用式(9)将式(1)转矩表达式中电流 i_a, i_β 代替并整理可以得到电磁转矩的计算式

$$T = p_m (\varphi_a i_q - \varphi_q i_a) = p_m (\varphi_a i_\beta - \varphi_\beta i_a) \quad (10)$$

其离散表达式写作

$$T_c = p_m [\varphi_a(k) i_\beta(k) - \varphi_\beta(k) i_a(k)] \quad (11)$$

2.3 新的直接转矩控制开关表的建立

传统的开关表都是根据定子磁链和电磁转矩的大小及定子磁链所在位置确定合适的开关状态。当需要增大转矩时, 电压矢量将使定子磁链正向旋转, 力矩角增大, 转矩增大, 反之亦然。然而由电磁转矩公式可知, 当定、转子磁链夹角大于 90° 以后(这种情况通过转矩限幅可以避免, 这里考虑力矩角接近 90° 的极端情况下存在的可能), 这种开关表将失效, 希望转矩增大时, 定子磁链的正向旋转会增大夹角, 转矩不是增大而是减小。磁链夹角小于 -90° 时情况相同。由于永磁同步电动机转子与转子磁链位置固定, 如果不考虑转子磁链的位置, 这种情况一旦发生, 就很容易造成同步机的失步现象, 造成转矩大幅的波动。因此永磁同步机的直接转矩控制有必要考虑定转子夹角问题。

新的开关表仍按定子磁链位置进行选择, 同时考虑定转子磁链夹角超过 90° 的情况, 如表 1 所示, 这样就有效解决了上述问题。

表 1 永磁同步电动机直接转矩控制开关表

φ	τ	θ	θ_s					
			1	2	3	4	5	6
0	0	0	$V_2 110$	$V_3 010$	$V_4 011$	$V_5 001$	$V_6 101$	$V_1 100$
	1	0	$V_6 101$	$V_1 100$	$V_2 110$	$V_3 010$	$V_4 011$	$V_5 001$
1	0	0	$V_6 101$	$V_1 100$	$V_2 110$	$V_3 010$	$V_4 011$	$V_5 001$
	1	0	$V_2 110$	$V_3 010$	$V_4 011$	$V_5 001$	$V_6 101$	$V_1 100$
0	0	1	$V_3 010$	$V_4 011$	$V_5 001$	$V_6 101$	$V_1 100$	$V_2 110$
	1	1	$V_5 001$	$V_6 101$	$V_1 100$	$V_2 110$	$V_3 010$	$V_4 011$
1	0	1	$V_5 001$	$V_6 101$	$V_1 100$	$V_2 110$	$V_3 010$	$V_4 011$
	1	1	$V_3 010$	$V_4 011$	$V_5 001$	$V_6 101$	$V_1 100$	$V_2 110$

注: 0 和 1 分别表示 $\varphi, \tau, |\theta|$ 小于和大于其给定值或 90° , 其中 τ 项为 1 时 θ 项 0 和 1 表示大于和小于 -90° 。

2.4 在开关频率最大的约束条件下实现恒开关频率的最小转矩脉动控制

考虑目前微控制器(MCU)和数字信号处理器(DSP)的执行速度, 一般来说, 当采用查表法的直接转矩控制时, 其采样周期要长于 IGBT 功率器件的开关周期, 即采样频率一般小于功率器件的开关频率。基于这一事实, 实现最小转矩脉动的最有效方法是使开关器件的控制周期即开关周期最小, 控制频率最高以充分利用功率器件开关能力。

直接转矩控制一般采用 Bang-bang 控制, 然而对于基于 DSP 的控制系统, 其对功率器件的控制一般是在每个采样周期末端, 即对开关器件的控制周期是采样周期的 1 倍或多倍, 如图 4a 所示。这与硬件实现的两点式调节不同, 只能在采样周期整倍数的时刻进行调节, 因此会产生比阈值更大的超调。如果在每个采样周期转矩等量计算完成时将其直接与给定值相比较(这里称作直接比较法), 大于给定值就立刻向小的方向调节, 小于给定值就立刻向大的方向调节, 如图 4b 所示。这种调节方法尽管仍然存在超过期望阈值的可能, 但其波动均方值明显小于 Bang-bang 控制。直接比较法的实质是阈值为零的 Bang-bang 控制, 尽管它不能用在硬件实现的直接转矩 Bang-

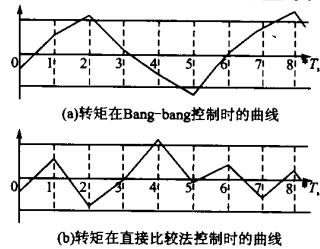


图 4 2 种控制方法的比较

bang 控制中,但却是适用于 DSP 数字控制伺服系统的理想的调节方法。应用直接比较法的定子磁链控制如图 5 所示。

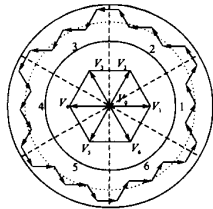


图 5 定子磁链控制图

3 仿真与实验结果

为了验证上述控制方法和开关表的有效性,本文采用 MATLAB 的 Simulink 工具对永磁电动机进行了仿真研究,系统结构图如图 6 所示,所用电机的具体参数见本文附录。仿真结果如图 7、图 8 所示。图 7 是定子磁链曲线,当采样周期和开关频率较高时(10 kHz),定子磁链可以做到较小的波动,比较接近于圆形。图 8 是电磁转矩的波形,采样周期设置为 100 μs。从曲线可以看出,系统具有较高的响应速度,转矩从 0 N·m 上升到 4 N·m 仅用了 1.9 ms,在 20 ms 处的转矩切换,电动机的转矩变化保持了同样高的速度。图 9 是转矩波形的局部放大。图 9 证明转矩的波动曲线与前面的分析是一致的。与用 DSP 实现带有阈值的转矩 Bang-bang 控制曲线(如图 10 所示)相比,由于此系统充分利用了 DSP 和 IGBT 的高速性能,因此它在最大程度上减小了转矩波动。

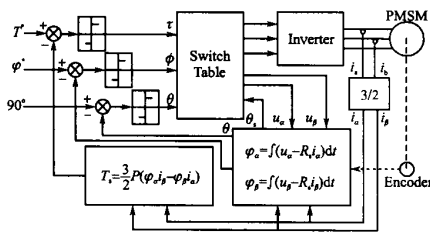


图 6 永磁同步机直接转矩控制系统图

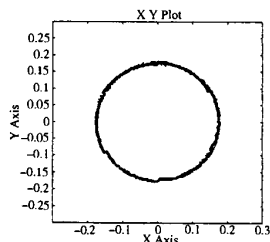


图 7 定子磁链仿真曲线

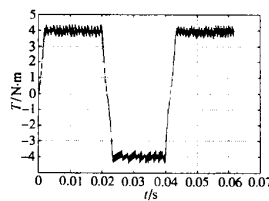


图 8 电磁转矩仿真控制曲线

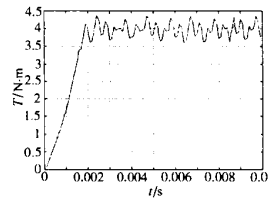


图 9 转矩曲线的局部放大图

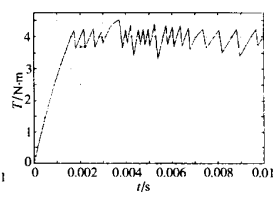


图 10 基于 DSP 实现的转矩 Bang-bang 控制曲线

4 结论

本文研究了永磁同步电动机的直接转矩控制的应用方法,研究了应用直接比较法控制和新的开关表的可行性,得到了开关频率恒定的直接转矩控制方法。在详细分析的基础上进行了仿真研究。仿真结果证明,使用直接比较法可以充分利用 IGBT 功率器件的开关能力,可以获得比较平滑的转矩阵控制和磁链控制效果。与矢量控制的情况相比,同步机直接转矩控制简单快速,并可获得良好的动态性能。

附录

本文所用永磁同步电动机参数:极对数 4,额定速度 2000 r/min,额定电压 $U=60$ V,电流 $I=8.66$ A,电枢电阻 $R_s=0.875$ Ω, $L_d=8.5$ mH, $L_q=25$ mH,转子磁链 $\varphi_r=0.175$ Wb。

参考文献

- 1 Depenbrock M. Direkte Selbstregelung (DSR) für Hochdynamische Drehfeldantriebe Mit Stromrichtersperisung. ETZ-Archiv. 1985. Band 7
- 2 Takahashi I, Noguchi T. A New Quick Response and High Frequency Control Strategy of an Induction Motor. IEEE Trans. IA 1989, 22(5)
- 3 Zhang L *et al.* Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives. IEEE Trans. On power Electronics. 1997, 12(3)
- 4 Jun-Koo Kang *et al.* New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency. IEEE Trans. On Industry Applications, 1999, 35(5)
- 5 Se-Kyo Chung *et al.* A New Instantaneous Torque Control of PM Synchronous Motor for High-performance Direct-drive Applications. IEEE Trans. On Power Electronics, 1998, 13(3)
- 6 Zolghadri M R *et al.* A DSP Based Direct Torque Controller for Permant Magnet Synchronous Motor Drives

收稿日期:2001-12-14

修改稿日期:2002-04-01