

文章编号:1671-251X(2014)06-0068-05 DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.06.017
张强,韩如成.永磁同步电动机直接转矩控制策略研究[J].工矿自动化,2014,40(6):68-72.

永磁同步电动机直接转矩控制策略研究

张强, 韩如成

(太原科技大学 电子信息工程学院, 山西 太原 030024)

摘要:研究了基于无速度传感器技术的永磁同步电动机直接转矩控制策略,该策略将空间矢量脉宽调制技术应用到了电压源逆变器的开关序列选择中;通过滞环控制器控制磁链和转矩,消除了脉宽调制的延迟;采用低通滤波器实现了电压和电流的谐波抑制。仿真结果表明,采用该策略后,电动机的实际速度与不同转矩响应下的预计速度相似,加速到参考速度所需的时间很短,跟踪也很好。

关键词:永磁同步电动机;直接转矩控制;无速度传感器技术;低通滤波器;空间矢量脉宽调制

中图分类号:TD614 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Research of direct torque control strategy of permanent magnet synchronous motor

ZHANG Qiang, HAN Rucheng

(School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: Direct torque control strategy of permanent magnet synchronous motor based on speed-sensorless technology was studied, and space vector pulse width modulation technique was applied in switching sequence selection of voltage source inverter. Delay of the pulse width modulation was eliminated through controlling of flux and torque by hysteresis controller, and harmonic suppression of voltage and current were achieved by use of low-pass filter. The simulation results show that actual speed of motor is similar to predicted speed under different torque responses after applying the strategy, the time needed by the motor to accelerate to desired reference time is very short, and the tracking is also good.

Key words: permanent magnet synchronous motor; direct torque control; speed-sensorless technology; low-pass filter; space vector pulse width modulation

0 引言

随着半导体电力电子元件开关频率与效率的不断提高,以及复杂的控制算法的简化与广泛使用,永磁同步电动机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)的直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)方法得到了充分改进。DTC的主要思想是通过控制转矩和磁链这2个基本变量,达到直接控制电动机的目的。DTC具有转矩响应速度快、低转速下转矩高、敏感性高等优点。为了模拟直流电动机的磁场操作条件,需要在执行磁通矢量驱

动的过程中,就转子的状态进行磁场定向。转子的位置角 θ 和速度 ω 是控制系统的关键参数。在传统的控制系统中,一般是通过传感器来测量 θ 和 ω ,但是这些传感器不仅增加了系统的复杂度、重量和成本,而且降低了驱动控制系统的可靠性。在脉宽调制和磁通矢量控制方法中,电压和频率是被作为基本的控制变量来进行调制的。这种控制方式需要额外的信号处理时间,并限制转矩与速度响应。本文采用了DTC,并通过滞环控制器控制磁链和转矩,消除了脉宽调制的延迟^[1]。此外,应用低通滤波器减少了PMSM的谐波和噪声。

收稿日期:2013-10-14;修回日期:2014-04-11;责任编辑:胡娴。

作者简介:张强(1987—),男,河北唐山人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动,E-mail:iamzhangqiang1987@163.com。

1 PMSM 数学模型

在建立数学模型时,可以忽略一些对系统控制性能和效果影响较小的参数,为便于分析,作如下假设:永磁材料的电导率为零;不考虑磁饱和现象,即定子各相绕组的电感 L 与通入绕组中的电流大小无关;忽略漏磁通的影响;转子磁链在气隙中呈正弦分布;定子各相绕组参数一样,即各相绕组的电枢电阻值相等,各相绕组的电阻值也相等。在此基础上,建立 PMSM 在不同坐标系下的数学模型,定转子各参考坐标系及其相对关系如图 1 所示。其中, i_s 为定子电流; i_{sx}, i_{sy} 为定子电流在 x - y 轴的分量; i_{sd}, i_{sq} 为定子电流在 d - q 轴的分量; Ψ_s 为定子磁链矢量, Ψ_M 为转子磁链矢量; δ 为定、转子磁链矢量的电角度; θ_r 为 α - β 轴与 d - q 轴的角度差。

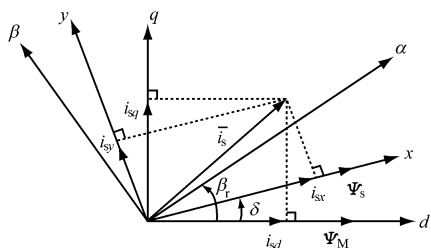


图 1 定转子各参考坐标系及其相对关系

电磁转矩数学方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[i_{sx} \frac{\Psi_{sd} \Psi_{sq}}{|\Psi_s|} + i_{sy} \frac{\Psi_{sd} \Psi_{sq}}{|\Psi_s|} - i_{sx} \frac{\Psi_{sd} \Psi_{sq}}{|\Psi_s|} + i_{sy} \frac{\Psi_{sd} \Psi_{sq}}{|\Psi_s|} \right] = \frac{3}{2} p |\Psi_s| i_{sy} \quad (1)$$

式中: p 为极对数; $|\Psi_s|$ 为定子磁链幅值; Ψ_{sd}, Ψ_{sq} 为定子磁链在 d - q 轴的分量。

从式(1)可见,电磁转矩与定子电流的 y 轴分量成正比。定子电流的主要控制优点是对参数的依赖性小。

2 基于无速度传感器技术的 DTC 策略

2.1 无速度传感器估算公式

利用式(2)、式(3)计算定子磁链的 $\alpha\beta$ 轴分量,并通过式(4)估计转矩:

$$\Psi_\beta = \int_t^{t+\Delta t} (u_\beta - R_s i_\beta) dt \quad (2)$$

$$\Psi_\alpha = \int_t^{t+\Delta t} [(u_\alpha - R_s i_\alpha) + \Psi_M] dt \quad (3)$$

$$T_{est} = p(\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) \quad (4)$$

式中: Ψ_α, Ψ_β 为定子磁链在 α, β 轴的分量; T_{est} 为转

矩; $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta$ 分别为定子电流、电压在 α 轴及 β 轴的分量; R_s 为定子电阻。

磁链与转矩估算的输入变量是 $\alpha\beta$ 轴 PMSM 的电流和电压值。估计过程中的位置和速度数据被传到 DTC 控制系统的内部。电压模型是独立于转子转速数据的。

转速的开环估算由式(5)得到^[2]:

$$\omega_{est} = \frac{\Psi_\alpha \frac{d\Psi_\beta}{dt} - \Psi_\beta \frac{d\Psi_\alpha}{dt}}{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \quad (5)$$

在无速度传感器算法中,只有定子相电流和逆变器输出电压需要测量。在不使用观测器的情况下,转矩和速度采用开环估计。基于无速度传感器技术的 DTC 对于电压矢量和定子磁链空间矢量具有高度依赖性。因此,应准确估计定子磁链空间矢量。

2.2 空间电压矢量的产生

定子磁链和电磁转矩由施加在逆变器的最佳开关电压矢量直接控制。定子磁链计算公式为

$$\overline{\Psi_s} = \int_t^{t+\Delta t} (\overline{u_s} - R_s \overline{i_s}) dt \quad (6)$$

式中: $\overline{u_s}$ 为定子电压矢量; $\overline{i_s}$ 为定子电流矢量。

式(6)表明,定子磁链和空间电压矢量在同一方向。因此,可以通过选择适当的空间电压矢量来获得相应的定子磁链的幅值和矢量方向。将电压矢量平面分为 6 个部分,如图 2 所示。其中 $\theta_1 \sim \theta_6$ 为 1—6 号扇区, $V_1 \sim V_6$ 为非零电压矢量, V_0 和 V_7 为零电压矢量。选择 2 个相邻向量,产生最低开关频率,以便增大或减小 Ψ_s 振幅。

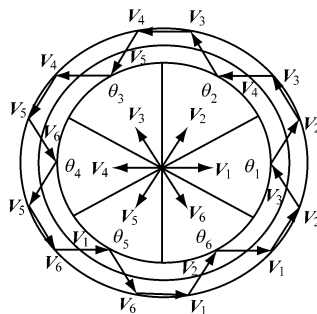


图 2 空间电压矢量选择分布

电压矢量选择原理:需要提高定子磁链幅值时,使用圆外的电压矢量;需要降低定子磁链幅值时,使用圆内的电压矢量。需要提高电磁转矩时,使用逆时针方向的电压矢量;需要降低电磁转矩时,使用顺时针方向的电压矢量。

根据上述分析,依据定子磁链幅值以及电磁转

矩的需求,对磁链扇区内的电压矢量进行统计,结果见表 1。表 1 中,Ψ 为定子磁链滞环控制器输出,T 表示转矩滞环控制器输出,θ 代表磁通扇区。

表 1 电压空间矢量选择

Ψ	T	θ					
		θ(1)	θ(2)	θ(3)	θ(4)	θ(5)	θ(6)
1	1	V ₂ (110)	V ₃ (100)	V ₄ (101)	V ₅ (001)	V ₆ (011)	V ₁ (010)
		V ₇ (111)	V ₀ (000)	V ₇ (111)	V ₀ (000)	V ₇ (111)	V ₀ (000)
	0	V ₆ (101)	V ₁ (001)	V ₂ (011)	V ₃ (010)	V ₄ (110)	V ₅ (100)
		V ₃ (010)	V ₄ (110)	V ₅ (100)	V ₆ (101)	V ₁ (001)	V ₂ (011)
	-1	V ₀ (000)	V ₇ (111)	V ₀ (000)	V ₇ (111)	V ₀ (000)	V ₇ (111)
		V ₅ (001)	V ₆ (011)	V ₁ (010)	V ₂ (110)	V ₃ (100)	V ₄ (101)

设磁通滞环控制器输出为 dΨ_s,如果要增加所需的磁通,则假定 dΨ_s=1;如果需要减少磁通,则假定 dΨ_s=0。

$$d\Psi_s = \begin{cases} 1, & |\Psi_s| \leq \Psi_{sref} - \Delta\Psi_s \\ 0, & |\Psi_s| \geq \Psi_{sref} + \Delta\Psi_s \end{cases} \quad (7)$$

式中:ΔΨ_s 为带宽误差;|Ψ_s| 为定子磁链幅值;Ψ_{sref} 为定子磁链估算值。

设转矩滞环控制器输出为 dT_e。如果要增加所需转矩,则假定 dT_e=1;如果需要减少转矩,则假定 dT_e=-1;如果实际转矩没有变化,则假定 dT_e=0。

$$dT_e = \begin{cases} 1, & |T_e| \leq T_{eref} - \Delta T_e \\ 0, & |T_e| \geq T_{eref} + \Delta T_e \end{cases} \quad (8)$$

式中:|T_e| 为转矩幅值;|T_{eref}| 为转矩幅值估算值;ΔT_e 为转矩误差。

将电压与电流信号输入一个产生精确的定子磁链和转矩的电动机模型中,通过控制器将电动机转矩和磁通的实际值与参考值进行比较。这些控制器的输出值每 100 μs 更新一次,逻辑开关根据输出值决定逆变器的最佳开关信号。

2.3 定子磁链空间矢量扇区的确定

为了选择最佳的逆变器开关状态,需要知道定子磁链空间矢量扇区 θ。扇区由式(9)决定:

$$\theta = \arctan \frac{\Psi_{sa}}{\Psi_{sb}} \quad (9)$$

在实践中,这种数学操作对于 DSP 来说太复

杂。因此,可用另一种方式来确定 θ:

$$\theta = \sqrt{3} |\Psi_{sa}| - |\Psi_{sb}| \quad (10)$$

根据式(10)的结果(无论是正或负),确定定子磁链空间矢量的扇区,见表 2。

表 2 定子磁链空间矢量的扇区

Ψ _{sa}	Ψ _{sb}	$\sqrt{3} \Psi_{sa} - \Psi_{sb} $	sector(θ)
+	+/-	-	1
+	+	+	2
-	+	+	3
-	+/-	-	4
-	-	+	5
+	-	+	6

2.4 低通滤波器模型构造

低通滤波器可以用来影响逆变器的开关频率,以减少逆变器的压力,使 PMSM 不受系统变化和噪声的影响^[3]。RLC 低通滤波器如图 3 所示。

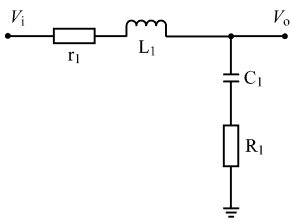


图 3 RLC 低通滤波器

RLC 低通滤波器的传递函数为

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 C_1 s + 1}{C_1 L_1 s^2 + (r_1 + R_1) C_1 s + 1} \quad (11)$$

式中:V_o 为滤波器输出端电压;V_i 为滤波器输入端电压;R₁,r₁ 为滤波器的电阻值;C₁ 为滤波器的电容值;L₁ 为滤波器的电感值。

为了获得好的减幅效果,滤波电阻应选为

$$r_1 + R_1 > \sqrt{\frac{4L_1}{C_1}} \quad (12)$$

截止频率为

$$\omega_c = 1/\sqrt{C_1 L_1} \quad (13)$$

截止频率近似为 300 Hz 的低通滤波器的电感 L₁ 为 22 mH,电容 C₁ 为 500 μF,电阻 R₁ 为 200 Ω,r₁ 为 0.2 Ω。由式(11)可得

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{11 \cdot 10^{-5} s + 1} \quad (14)$$

3 模型验证和仿真结果

通过适当的开关顺序控制 SVPWM 逆变器提供电压。将以下值作为开关函数的输入:转矩实际值与给定值间的误差;定子磁链实际值与给定值间

的误差;定子磁链使用估计通量。用式(4)和式(5)计算转矩和速度,将 $t=0.4\text{ s}$, $\omega=-100\text{ rad/s}$ 时的速度值作为参考速度,测量定子电流和电压。变频器直流母线电压为 380 V ,基于PMSM结构的参考定子磁链 $\Psi_{\text{sref}}=1.88\Psi_{\text{M}}$,负载转矩为 $5.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

电动机参数:极对数为3,定子电阻为 $1.4\ \Omega$, q 轴电感为 6.6 mH , d 轴电感为 5.8 mH , Ψ_{M} 为 0.154 Wb ,转动惯量为 $0.001\ 76\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,摩擦因数为 $0.000\ 388\ 18$ 。低通滤波器PMSM无速度传感器DTC结构如图4所示。

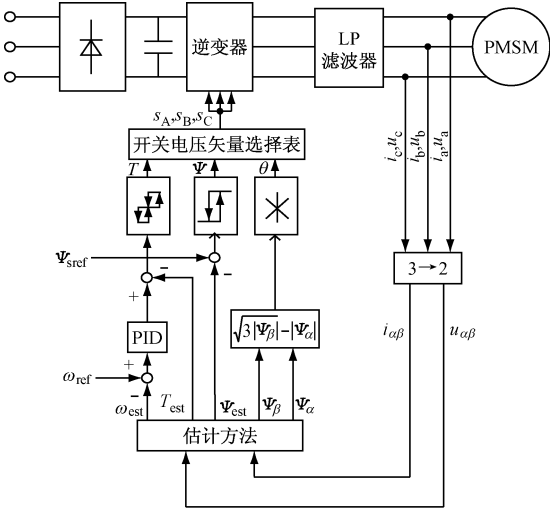


图 4 PMSM 无速度传感器 DTC 结构

采样时间为 $100\ \mu\text{s}$ 时的电动机性能测试结果如图5及图6所示。从图5、图6可以看出,电动机实际速度与预计速度相似。同时,电动机加速到参考速度所需的时间很短,跟踪也很好。

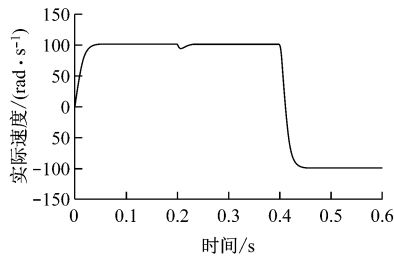


图 5 实际速度波形

应用滤波器的定子电流、电压波形和没有应用滤波器的电流、电压波形分别如图7和图8所示。

从图7、图8可看出,在没有滤波器的控制系统中,电流和电压波形畸变明显,而加上滤波器后,波形波动明显减弱,说明滤波器能够降低电流和电压谐波。

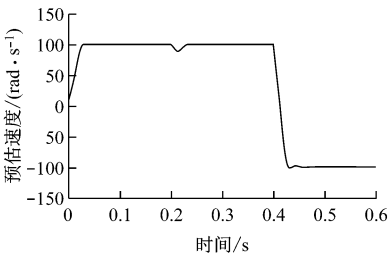
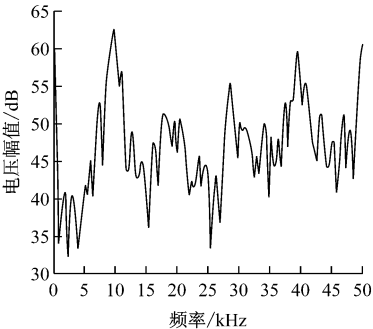
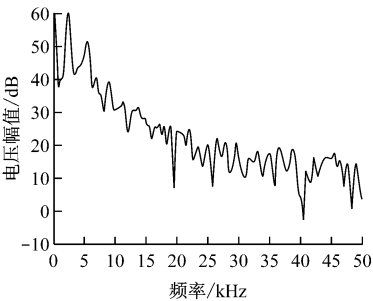


图 6 预估速度波形

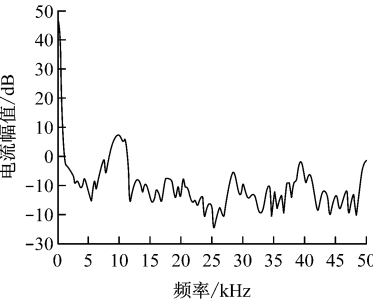


(a) 无滤波器的电压波形

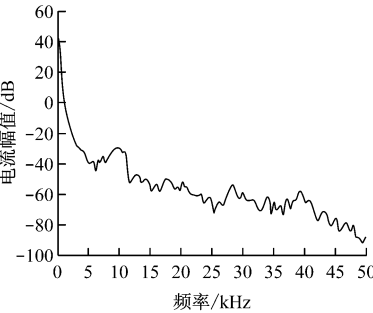


(b) 带滤波器的电压波形

图 7 定子电压波形



(a) 无滤波器的电流波形



(b) 带滤波器的电流波形

图 8 定子电流波形

4 结语

建立了 PMSM 数学模型,并介绍了基于无速度传感器技术的 DTC 策略。仿真结果表明,采用该策略后,电动机的实际速度与不同转矩响应下的预计速度相似;电动机加速到参考速度所需的时间很短,跟踪也很好。当估算速度时,可能会发生转矩扭曲,可以通过使用低通滤波器来抑制电流谐波。

参考文献:

[1] 周扬忠,胡育文. 交流电动机直接转矩控制[M]. 北京:机械工业出版社,2010.

[2] VAS P. Sensorless vector and direct torque control [M]. New York:Oxford University Press,1998.

[3] DEL TORO GARCIA X, ARIAS A, JAYNE M G,

et al. Direct torque control of induction motors utilizing three-level voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (2): 956-958.

[4] CHEN Xiyou, XU Dianguo, LIU Fengchun, *et al.* A novel inverter-output passive filter for reducing both differential-and common-mode dv/dt at the motor terminals in PWM drive systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (1): 419-426.

[5] 谢运祥,卢柱强. 基于 MATLAB/Simulink 的永磁同步电机直接转矩控制仿真建模[J]. 华南理工大学学报:自然科学版,2004,32(1):19-23.