

优化直接转矩控制在 PMSM 调速系统应用研究

李晶

辽宁工程职业学院

DOI:10.32629/mef.v2i6.159

[摘要] 模糊控制在PMSM交流调速系统中有广泛的应用,现阶段已有很多将模糊与PMSM传统的直接转矩控制相结合的方法,其中研究最多就是把直接转矩控制中的滞环控制器用模糊控制器代替,以减小电机转矩脉动,本文研究的模糊控制是在保持直接转矩控制的优点的基础上引入零矢量,从而修改了模糊控制器的规则库和隶属度函数(转矩、电压),从而使整个控制在保持电磁转矩不变的基础上,减小转矩脉动。最后将这种方法在MATLAB/Simulink仿真软件上进行测试,测试结果验证了这种改进的模糊直接转矩控制算法对PMSM的速度控制是有效的。能提高整个调速系统的鲁棒性。

[关键词] PMSM; 模糊控制; 直接转矩控制

Application Research of Optimized Direct Torque Control in PMSM Speed Control System

Li Jing

Liaoning Engineering Vocational College

[Abstract] Fuzzy control has been widely used in PMSM AC speed control system, at present, there are many methods to combine fuzzy with PMSM traditional direct torque control, the most research is the hysteresis in direct torque control, the controller is replaced by a fuzzy controller to reduce the motor torque ripple. The fuzzy control studied in this paper introduces the zero vector based on the advantage of maintaining direct torque control, thus modifying the rule base and membership function of the fuzzy controller (torque, voltage), so that the entire control reduces torque ripple on the basis of keeping the electromagnetic torque constant. Finally, this method is tested on MATLAB/Simulink simulation software, the test results verify that the improved fuzzy direct torque control algorithm is effective for PMSM speed control. It can improve the robustness of the entire speed control system.

[Key words] PMSM; fuzzy control; direct torque control

1 概述

PMSM调速系统本身是一个复杂的非线性系统,在工业生产过程中,对其控制常常会出现滞后、时变等问题,因此单独使用一种控制方法很难达到工业生产要求,因此本文将PMSM调速系统最常用的直接转矩控制与模糊控制相结合,并引入逆变器零矢量并对模糊控制器模糊控制规则及相应变量的隶属度函数进行修改。从而使整个控制系统在保持电磁转矩不变的基础上,减小转矩脉动,从而对PMSM实现更好的控制。本文利用优化的模糊算法对PMSM调速系统的控制策略进行研究,将优化的算法应用到调速系统控制器内,提高PMSM调速系统具有无超调、无静态误差、动态响应快速等优良的动静态特性。同时对外进干扰具有较好的鲁棒性。

2 PMSM 的数学模型及传统速度控制

为了方便控制永磁同步电机,需要建立简便的永磁同步电机数学模型,首先要进行如下假设:首先不考虑铁心涡流和磁滞损耗同时永磁材料的电导率为零。转子气隙磁场在空间分布为正弦波,相绕组中感应电动势为正弦波。

2.1 基本方程

永磁同步电机的基本方程包括电压方程、磁链方程、转

矩方程和运动方程

2.1.1 空间矢量

对于三相对称轴线相差 120° 的定子绕组,三相轴线A、B、C可以构成三相轴系。如图2-1所示。当A轴与Re轴重合时,B轴的空间位置为 $\alpha = e^{j120}$,C轴的空间位置为 $\alpha^2 = e^{j240}$ 。

因此,在上图中,定子电流空间矢量表达式为:

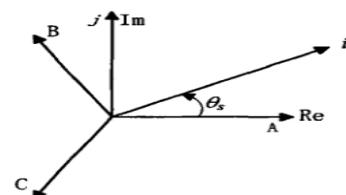
$$i_s = c(i_A + \alpha i_B + \alpha^2 i_C)$$

其中, i_A 、 i_B 、 i_C 分别为A、B、C三相的电流。

定子电压空间矢量表达式为:

$$u_s = c(u_A + \alpha u_B + \alpha^2 u_C)$$

式中 u_A 、 u_B 、 u_C 分别为PMSM定子A相、B相、C相的电压



三相空间复平面。

定子磁链空间矢量 ψ_s 为:

$$\psi_s = c(\varphi_A + \alpha\varphi_B + \alpha^2\varphi_C)$$

式中 φ_A 、 φ_B 、 φ_C 分别为PMSM定子A相、B相、C相的磁链。常数c可以任意选择,但不同的C影响电机功率和转矩公式中的相应系数。当 $C = \sqrt{2/3}$ 时,为功率不变的变换模式,即空间矢量计算得到的功率与各相分别计算再相加得到的功率相同;当 $C=2/3$ 时,为幅值不变的变换模式,即空间矢量在各相对应的映射为各相的瞬时值。因此本文中在以后计算同步电机建模过程中均选择 $C=2/3$,即幅值不变的变换模式。

2.1.2 电压方程和磁链方程

PMSM定子绕组在空间中相位差 120° 电角度,每相绕组电压与电阻压降和磁链变化相平衡,因此PMSM定子三相电压方程式可以表示为:

$$u_A = R_S i_A + \frac{d\varphi_A}{dt}$$

$$u_B = R_S i_B + \frac{d\varphi_B}{dt}$$

$$u_C = R_S i_C + \frac{d\varphi_C}{dt}$$

式中, R_S 为定子电阻。

将上式带入电压方程的空间矢量表示形式:

$$u_C = R_S i_s + \frac{d\psi_s}{dt}$$

则PMSM的磁链方程可以表示为:

$$\varphi_A = L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + \varphi_{fA}$$

$$\varphi_B = L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + \varphi_{fB}$$

$$\varphi_C = L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + \varphi_{fC}$$

式中 φ_{fA} 、 φ_{fB} 、 φ_{fC} 分别为永磁体在A相、B相和C相产生的磁链, L_{AB} 、 L_{BA} 、 L_{BC} 、 L_{CB} 、 L_{AC} 、 L_{CA} 、分别为各相间的互感, L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 为各相的自感。

当三相相对称时:

$$M = L_{AB} = L_{BC} = L_{AC} = L_{BA} = L_{CB} = L_{AC}$$

$$L_S = L_{AA} = L_{BB} = L_{CC}$$

同时永磁体在各相感应的磁链满足:

$$\varphi_{fA} = \varphi_f \cos\theta_e$$

$$\varphi_{fB} = \varphi_f \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi)$$

$$\varphi_{fC} = \varphi_f \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi)$$

式中, θ_e 为转子电角度。

将式(2.9)代入式(2.3)可得磁链的空间矢量表示形式为:

$$\psi_s = L_S i_s + \varphi_f e^{j\theta_e}$$

假设PMSM是Y型接法,则:

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

将7.8.9代入电压方程式得:

$$u_A = R_S i_A + L \frac{di_A}{dt} - \omega_e \varphi_f \sin\theta_e$$

$$u_B = R_S i_B + L \frac{di_B}{dt} - \omega_e \varphi_f \sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi)$$

$$u_C = R_S i_C + L \frac{di_C}{dt} - \omega_e \varphi_f \sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi)$$

式中, $L = L_S - M$, ω_e 为转子电角度。

将式(2.12)代入式(2.5)可得:

$$u_s = R_S i_s + L \frac{di_s}{dt} - j\omega_e \varphi_f e^{j\theta_e}$$

2.1.3 矩阵方程

PMSM的电磁转矩可以表示为:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_s \times i_s$$

式中, n_p 为PMSM极对数

值得注意的是,虽然上市对定子电流波形没有任何限制,但采用空间矢量表示的前提是电动机内的磁场按正弦分布。

2.1.4运动方程

在各物流量规定的正方向下, PMSM的运动方程为:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_l \tag{15}$$

式中, J为电动机转子和系统的转动惯量

B为阻尼系数

T_l 为负载转矩,

ω_m 为机械角速度

$$\omega_m = \omega_e / n_p$$

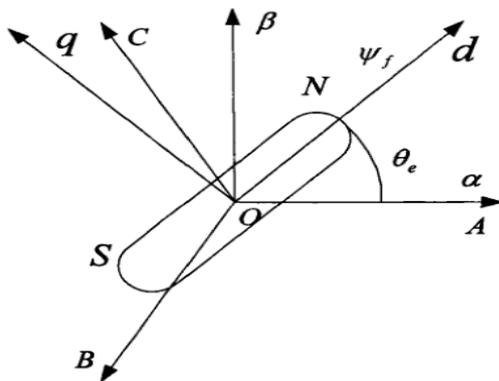
上述公式表明了, PMSM对电磁转矩的控制质量决定了对系统角速度、角加速度的控制能力。

2.2基于直接转矩控制的永磁同步电机调速系统

2.2.1直接转矩控制原理

直接转矩控制的基本思想是依据电机数学模型中电压与转矩、磁链的关系, 利用电压空间矢量直接控制电机的转矩和磁链。假设电机的机械常数远大于电气常数, 将控制系统分为转速控制和电流控制, 在电流控制中, 假设转速为常数在转速控制里, 假设电流环为一阶惯性环节。

在ABC三相坐标系下, 永磁同步电机数学模型中电压、电流、磁链均为交流量, 具有多变量、时变、非线性、强耦合的特点, 难以用常规方法控制, 因此简化模型, 变交流控制为直流控制, 实现类似于直流电机的控制性能, 将三项静止坐标变化到转子磁链定向两相旋转坐标中, 其中, 与转子磁链方向重合的坐标轴称为直轴或d轴, 与转子磁链方向垂直的坐标轴称为交轴或q轴。PMSM在两相旋转坐标系中的基本方程组为d-q轴模型。如下图所示:



这种由ABC轴到d-q轴的变换需要利用clarke变换和park变换, 变换公式为:

$$T_{3\delta/2r} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

其反变换公式为:

$$T_{2r/3\delta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \tag{17}$$

转换之后的PMSM数学模型为:

$$u_d = R_S i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \varphi_q$$

$$u_q = R_S i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e \varphi_d$$

电压方程: 18

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_f$$

磁链方程: $\varphi_q = L_q i_q$ 19

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q)$$

转矩方程: 21

由上式可知永磁同步电机的电磁转矩包含两个部分, 分别是永磁转矩和转子磁路不对称产生的磁阻转矩。对于凸极永磁同步电机, 交轴电感 L_q 大于 L_d , 永磁同步电机能够利用凸极效应获得更高的转矩电流比, 从而减小永磁磁体的体积, 降低磁通。这样有利于扩到转速范围, 降低电机成本。对于隐极永磁同步电机, $L_d = L_q$, 不存在磁阻转矩, 控制方式相对简单。

d-q轴下的PMSM的运动方程保持不变。

图2为转子磁链的空间矢量图。在图中d轴和q轴的电流表达式为:

$$i_d = \frac{\varphi_S \cos \delta_{SM} \cdot \varphi_f}{L_d}$$

$$i_q = \frac{\varphi_S \sin \delta_{SM}}{L_q}$$

23

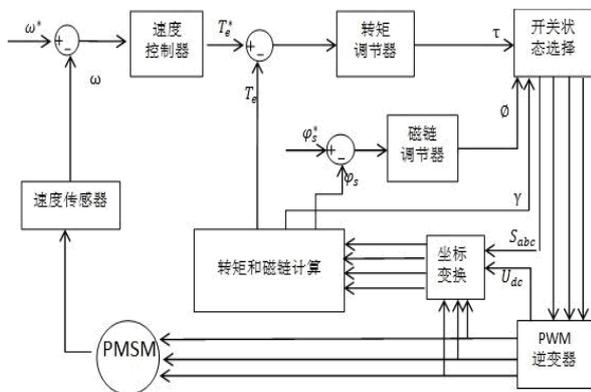
将上式带入转矩方程得到:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \left(\frac{\varphi_f \varphi_S}{L_d} \sin \delta_{SM} + \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} \varphi_S^2 \sin 2\delta_{SM} \right) \tag{24}$$

由此可知, 当PMSM结构确定后, 电磁转矩可有定子磁链幅值和负载角决定。因此, 在直接转矩控制中, 保持定子磁链值恒定, 通过改变定子磁链旋转的速度和方向, 可以瞬时

调整负载转角的大小以实现电磁转矩的控制。PMSM直接转矩控制的转速控制器采用PI控制器，他的输出为电磁转矩的参考值，同矢量控制系统相同，直接转矩系统对速度环的要求也是快速的指令响应能力，较硬的稳态特性，良好的抗扰特性。

下图为PMSM直接转矩控制的结构框图，在图中 ω^* 与反馈速度 ω 比较后，速度偏差输入转速控制器，得到给定转矩信号 T_e^* 。直接转矩控制的原理框图如下所示，给定转速与估计转速相比较，得到给定转矩；经转矩调节器将转矩误差做滞环处理得到转矩控制信号；将磁链估计值跟给定磁链相比，经滞环比较器得到磁链控制信号；根据计算的得到的转子位移，划分区段；根据区段，以及转矩和磁链控制信号，结合查找表得出空间矢量，生成PWM波；输出给逆变器，给电机供电。

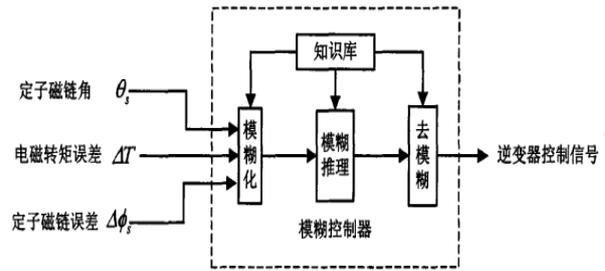


(1) 直接转矩控制系统的研究

在实际应用中，安装速度传感器会增加系统成本，增加了系统的复杂性，降低系统的稳定性和可靠性，此外，速度传感器不实用于潮湿、粉尘等恶劣的环境下。因此，无速度传感器的研究便成了交流传动系统中的一个重要的研究方向，且取得了一定的成果。对转子速度估计的方法有很多，常用的有卡尔曼滤波器位置估计法、模型参考自适应法、磁链位置估计法、状态观测器位置估计法和检测电机相电感变化法等。有的学者从模型参考自适应理论出发，利用转子磁链方程构造了无速度传感器直接转矩控制系统，因此选择适当的参数自适应律，速度辨识器就可以比较准确地辨识出电机速度。

直接转矩最核心的问题之一是定子磁链观测，而定子磁链的观测要用到定子电阻。采用简单的u-i磁链模型，在中高速区，定子电阻的变化可以忽略不考虑，应用磁链的u-i磁链模型可以获得令人满意的效果。

但在低速时定子电阻的变化将影响磁通发生畸变，使系统性能变差。因此，如果能够对定子电阻进行在线辨识，就可以从根本上消除定子电阻变化带来的影响。目前，常用的方法有参考模型自适应法、卡尔曼滤波法、神经网络以及模糊理论构造在线观测器的方法对定子电阻进行补偿。



模糊控制器中输入为定子磁链角 θ_s^* 、定子磁链误差 $\Delta\psi_s$ 、电磁转矩误差 ΔT_e ，输出为逆变器控制信号。指定三个控制参数定子磁链角 θ_s^* 、定子磁链误差 $\Delta\psi_s$ 、电磁转矩误差 ΔT_e 的取值范围；即 $\theta_s^* \in (-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$ ， $\Delta\psi_s$ 分为四个模糊子集(NB NS PS PB)， ΔT_e 也同样分为四个模糊子集(NB NS PS PB)

$$\theta_s = \theta_s^* - \frac{\pi}{3} N$$

$$N = \text{round} \left(\frac{\theta_s^* + \frac{\pi}{6}}{\frac{\pi}{3}} \right)$$

3.4

上式中，round()为取整符号

模糊控制中对电磁转矩误差、定子磁链和磁链角度进行分级，考虑了电压空间矢量幅值随电磁转矩误差和定子磁链误差的影响。本文对现有的模糊控制其中的隶属度函数进行改进，改进前后空间矢量图如上图所示在改进转矩隶属度函数里，在20范围内，零矢量不予其他电压空间矢量模糊，本身仍是精确量，因此改进之后的模糊控制器是一种模糊与精确并存的系统。而改进的模糊控制器采用的规则库不变，对于电机控制效果而言，零矢量V0和V7作用的效果相同，但是为了充分利用功率器件的容量，减小开关损耗和对外界的高频干扰，应该根据实际情况选择电压逆变器开关次数较少的零矢量。

3 对算法的改进进行更直观的对比如

下面列举了不同情况下的两种控制器的输出，变革中的量为模糊控制器输出的电压空间矢量，由解模糊后的精确值取整得到，括号内为解模糊后的精确值。

三种情况分别是：

(1) 定子磁链减小。转矩偏差保持不变即采用零矢量V0，同时减小电磁转矩采用V5。改进的模糊控制器输出零矢量满足电机控制要求，二为该井的输出电压矢量V3会导致转矩增大，控制失败。

(2) 定子磁链应减小，转矩偏差保持不变即采用零矢量V0，同时增大电磁转矩采用V3。

(3) 同样定子磁链减小，但是转矩偏差为正，增大电磁转矩及采用V3。

