

混合式步进电机细分控制方法 优化策略研究与仿真

林 鑫, 余世明*, 朱建江

(浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310023)

摘要: 针对混合式步进电机闭环控制系统的固有缺点、数学参考模型的失真、电机磁滞损耗和涡流损耗的问题, 结合混合式步进电机结构原理、步进电机细分控制原理、最优控制思想和自适应控制思想, 分别将最优性能指标、直接电流反馈以及有限时间参考模型修正方法引入到步进电机受控系统中。在三相混合式步进电机的数学模型基础上, 分别采用普通细分控制方法和基于优化思想的细分控制方法进行了 Simulink 仿真。研究表明, 采用基于优化思想的细分控制方法, 可以较好地提高电机的控制性能。

关键词: 混合式步进电机; Hamilton 函数; 有限时间参考模型修正; 直接电流反馈; 最优性能指标

中图分类号: TP273; TM383.6

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2012)02-0196-04

Research and simulation for optimization of subdivision control used in hybrid stepper motor

LIN Xin, YU Shi-ming, ZHU Jian-jiang

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China)

Abstract: Aiming at the inherent drawbacks of the hybrid stepper motor, the distortion of the mathematical reference model and the electromagnetic loss caused by hysteresis and eddy of the HSM, the optimal performance index, direct current feedback (DCF) and the model of self-correction in the limited time was pulled into the HSM controlled system based on the structure of the HSM, the theory of stepper motor subdivision control, the optimal control and the adaptive control. The general subdivision control and optimized subdivision control was used in the Simulink simulation based on the mathematic model of three-phase HSM respectively. The results indicate that the HSM controlled system has better performance using optimized subdivision control.

Key words: hybrid stepper motor; Hamilton function; the model of corrected by itself in the limited time; direct current feedback (DCF); optimal performance index

0 引 言

步进电机是一种“将定子侧施加的一定序列的电脉冲信号, 利用磁场基本原理转换为角或者线位移”的一种近于数字控制的直流同步电机, 它有断续和连续两种工作方式, 实际中常用的控制方法为细分控制^[1-5]。细分控制是一种通过将原来一个整步距角所需要施加的控制脉冲分为若干个小脉冲依次施加给步进电机, 使其分若干次均匀断续地转过一个电机整步距

角的阻尼控制技术, 由于细分控制增加了控制脉冲频率并且减小了每一个控制脉冲产生的定子电流量, 可以较好地减小由于电机输出转矩惯性引起的电机振荡和由于控制频率过高、转动角度过大而引起的电机失步现象。但在低细分控制情况下时, 其输出电磁转矩较大于负载转矩, 低频振荡现象依然严重, 另外, 高细分控制的情况将使得电机在同样时间和转动角度的要求下, 控制脉冲频率提高, 电机的定子反电势增大, 再加上脉冲周期减小对定子电流的影响, 电机输

收稿日期: 2011-08-23

作者简介: 林 鑫 (1984-), 男, 河南泌阳人, 主要从事步进电机控制方法及嵌入式实现方面的研究. E-mail: lx1009_in@163.com

通信联系人: 余世明, 男, 教授, 硕士生导师. E-mail: ysm@zjut.edu.cn

出电磁转矩将减小,失步的现象也较为严重^[6]。

在此,笔者考虑在混合式步进电机细分控制中增加最优性能指标、直接电流反馈、有限时间参考模型修正来优化细分控制方法,使其在较低和较高细分控制下,仍然可以在保持细分控制性能指标的前提下优化其固有的失步、振荡等缺点。

1 三相混合式步进电机数学模型

混合式步进电机常用的有单相、两相、三相和五相4种。其中,三相混合式步进电机由于结构较为简单,制造成本低,并且在相同转子齿数时比两相步进电机提高了1.5倍的分辨率,振动低。在此本研究针对三相混合式步进电机进行分析。

本研究忽略定子极间、端点以及永磁体回路的漏磁、忽略磁滞和涡流、饱和的影响以及定子线圈自感的谐波分量,由电机电压方程以及转矩方程等,可以得出三相混合式步进电机空载时的近线性数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{2[V_a - Ri_a + K_m \omega \sin(N_r \theta)]}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2[V_b - Ri_b + K_m \omega \sin(N_r \theta - \frac{2}{3}\pi)]}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{2[V_c - Ri_c + K_m \omega \sin(N_r \theta + \frac{2}{3}\pi)]}{3L} \\ \frac{d\theta}{dt} = N_r \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [K_m i_a \sin(N_r \theta) + K_m i_b \sin(N_r \theta - \frac{2}{3}\pi) + K_m i_c \sin(N_r \theta + \frac{2}{3}\pi) - B\omega] \end{cases} \quad (1)$$

令 $i_a, i_b, i_c, \omega, \theta$ 分别为 x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 , 则该数学模型可以化为状态空间模型形式为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (2)$$

其中: $\mathbf{x} = [i_a, i_b, i_c, \omega, \theta]^T, \mathbf{y} = [\omega, \theta]^T, \mathbf{u} = [V_a, V_b, V_c, 0, 0]^T$ 。

式中: ω —电机角速度; θ —电机转过的角度; V_a, V_b, V_c —两相电压。

$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 矩阵分别为:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{2R}{3L} & 0 & 0 & 0 & \frac{2K_m \omega}{3L} \sin(N_r \theta) \\ 0 & -\frac{2R}{3L} & 0 & 0 & \frac{2K_m \omega}{3L} \sin(N_r \theta - \frac{2}{3}\pi) \\ 0 & 0 & -\frac{2R}{3L} & 0 & \frac{2K_m \omega}{3L} \sin(N_r \theta + \frac{2}{3}\pi) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & N_r \\ A1 & A2 & A3 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{2}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

$$\text{且: } A_1 = K_m \sin(N_r \theta) / J, A_2 = K_m \sin(N_r \theta - \frac{2}{3}\pi) / J,$$

$$A_3 = K_m \sin(N_r \theta + \frac{2}{3}\pi) / J。$$

式中: R —电枢电阻, L —电枢电感, K_m —反电势系数, J —转动惯量, B —粘滞摩擦系数, N_r —转子齿数。

2 细分控制方法

如上所述,细分控制的实质是将一个周期较大的脉冲转换为若干个均匀的较小周期的脉冲来控制逆变器,使得原来一次施加给电机定子侧的电流均匀地分若干次依次施加给电机定子侧,而在电机定子侧产生具有均匀阶梯的梯形正弦电流波的阻尼控制技术。由于细分控制将电机的定子侧电流进行细分,减小了每一步的输出电磁转矩,进而减小电机输出转矩的惯性影响,同时对于相邻两步之间相等长度间隔的情况,也使得每一步控制脉冲都得到执行,更好地减少了失步的现象。因此,在一定程度上,细分控制主要的目标也就是对输出电磁转矩的控制。细分控制可以给出较优的电机输出转矩量,但其低频振荡和高频失步的现象依然严重,并且在负载变化时,这些现象会更加严重。

通常情况下,细分控制的实现是先根据公式: $I_a = I_m \sin\theta$ 及 $I_b = I_m \cos\theta$ 和具体的细分分数,来离线计算所有的模拟控制量,然后结合MCU的控制端口的位数来计算在这个细分分数下的每一步的数字控制量并存入MCU中,实际控制中,本研究根据霍尔反馈信号依次调用数字控制量给A/D、PWM芯片等元件进行处理,再施加给步进电机。因此可以知道,细分控制在细分分数较大时将需要比较大的存储空间;对变负载系统则需要较大的存储空间以及较强的MCU实时计算能力以满足步进电机控制系统的自适应性和实时性等要求。

3 最优性能指标下的最优控制

根据电机的数学模型可以知道,转矩的恒定或者电磁转矩是否能较好地跟随负载转矩,可以通过对电机定子侧电流的控制来实现。在细分分数足够高时,感应的定子电流波形为均匀阶梯的阶梯类正弦波。

在此本研究使用三相电流信号的平方和最小为

性能指标,对式(2)所示的状态空间方程,根据各中间状态量快速变化以及控制量 u_1, u_2, u_3 最小的原则,采用性能指标:

$$\int_0^{t_f} (x_1^2+x_2^2+x_3^2+k_1u_1^2+k_2u_2^2+k_3u_3^2) dt。$$

对此性能指标取 Hamilton 函数为:

$$H=\frac{1}{2} (x_1^2+x_2^2+x_3^2+k_1u_1^2+k_2u_2^2+k_3u_3^2)+\lambda^T(Ax+Bu) \quad (3)$$

其中: $k_1, k_2, k_3 \in (0, +\infty)$ 。

结合式(2)、式(3)可得:

$$H=\frac{1}{2} (x_1^2+x_2^2+x_3^2+k_1u_1^2+k_2u_2^2+k_3u_3^2)+\lambda_1u_1+\lambda_2u_2+\lambda_3u_3+ \lambda u \left(-\frac{2R}{3L}x_1+Jx_5 \right) +\lambda_2 \left(-\frac{2R}{3L}x_2+Jx_5 \right) +\lambda_3 \left(-\frac{2R}{3L}x_3+Jx_5 \right) + Z\lambda_4x_5+\lambda_5 \left(\frac{K_e}{J}x_1\sin\theta_e+\frac{K_e}{J}x_2\sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right)+\frac{K_e}{J}x_3 \cdot \sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right) \right) \frac{B}{J}x_5 \quad (4)$$

其中,令 J_1, J_2, J_3 分别为:

$$J_1 = \frac{2K_e\omega_r \sin\theta_e}{3L}; J_2 = \frac{2K_e\omega_r \sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right)}{3L}; J_3 = \frac{2K_e\omega_r \sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right)}{3L}。$$

则由式(4)可得此 Hamilton 函数的控制方程和协状态方程为:

$$\begin{cases} k_1u_1+\lambda_1=0 \\ k_2u_2+\lambda_2=0 \\ k_3u_3+\lambda_3=0 \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_1=x_1-\frac{2R}{3L}\lambda_1+\frac{K_e}{J}\lambda_5\sin\theta_e \\ \dot{\lambda}_2=x_2-\frac{2R}{3L}\lambda_2+\frac{K_e}{J}\lambda_5\sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \dot{\lambda}_3=x_3-\frac{2R}{3L}\lambda_3+\frac{K_e}{J}\lambda_5\sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \dot{\lambda}_4=0 \\ \dot{\lambda}_5=J_1\lambda_1+J_2\lambda_2+J_3\lambda_3+Z\lambda_4-\frac{B}{J}\lambda_5 \end{cases} \quad (6)$$

结合式(4,5,6),可得到采用此性能指标时的最优控制率为:

$$\begin{cases} k_1u_1 = \int_0^{t_f} \left[x_1 + \frac{2R}{3L}\lambda_1 - U\sin\theta_e \right] dt \\ k_2u_2 = \int_0^{t_f} \left[x_2 + \frac{2R}{3L}\lambda_2 - U\sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right) \right] dt \\ k_3u_3 = \int_0^{t_f} \left[x_3 + \frac{2R}{3L}\lambda_3 - U\sin\left(\theta_e+\frac{2\pi}{3}\right) \right] dt \end{cases} \quad (7)$$

其中: $U=K_e \left[\int \left(J_1\lambda_1 - J_2\lambda_2 - J_3\lambda_3 - Z\lambda_4 + \frac{J}{B}\lambda_5 \right) dt \right] / J。$

本研究将最优控制量 u_1, u_2, u_3 整合,可得针对此时的输出转矩值 T_1 为:

$$T_1 = K_m u_1 \sin(N\theta) + K_m u_2 \sin\left(N\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + K_m u_3 \sin\left(N\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - \left(J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \right) \quad (8)$$

4 参考模型有限时间修整和 DCF

因为步进电机是一种具有严重的饱和非线性特征的执行装置,在电机运行的过程中,涡流、磁滞等将对电机定子电流的波形产生一定的干扰,导致电机的电磁转矩产生一定的损耗。本研究考虑使用上述数学模型结合电机三相定子电流反馈来推导电机此时的实际电磁转矩、转速、转角等信息,将其返回到数学模型修正-反馈控制模块处理。由于构建的数学模型是忽略了电机磁滞、涡流等因素的理想模型,本研究考虑添加模型修正量 v^T 在有限时间内对电机模型进行修正,以使其尽量克服模型建立时由于忽略的因素而造成的模型失真。

本研究考虑三相反馈电流为 i_a, i_b 和 i_c , 结合电机数学模型表达式以及电机的转矩方程可以得出电机的输出转矩 T^* 为:

$$T^* = K_m i_a \sin(N\theta) + K_m i_b \sin\left(N\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + K_m i_c \sin\left(N\theta + \frac{2}{3}\pi\right) - \left(J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \right)$$

本研究对 T^* 、目标转矩 T 的误差以及式(8)的 T_1 进行处理,输出电流环输入信号。

5 仿真分析

本研究采用优化策略和基于 PID 控制方法的电流环处理器 ACR 的混合式步进电机细分控制的系统结构图如图 1 所示^[7-8]。

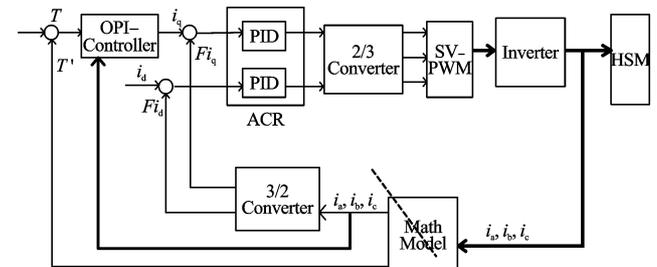


图 1 优化细分控制系统结构图

结合电机数学模型,本研究分别采用 36 细分控制以及优化的 36 细分控制方法,构建系统的 Simulink 仿真模型并仿真。模型中的部分参数取值如表 1 所示。

由仿真结果(如图 2~4 所示)可知,采用优化细分控制:①可以随着电机的运行,使得每步达到目标转角的动、稳态性能得到了提高,并且由于到达目标转角的波动较小,其低频振荡的缺点得到了很好的优

表 1 仿真参数

反电势系数	$K_m/(N \cdot m \cdot A^{-1})$	0.112
电枢电阻	R/Ω	0.6
电枢电感	L/mH	0.001 319 992 6
转动惯量	$J/(kg \cdot m^2)$	0.000 32
粘滞摩擦系数	$B/(N \cdot m \cdot s \cdot rad^{-1})$	0.001
转子齿数	N_r	50
常数	K_1	0.01
常数	K_2	0.01
步进电机整步距角	$\theta/(\circ)$	1.8

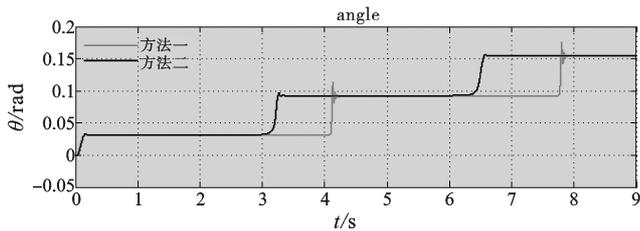


图 2 三步运行时输出转角波形

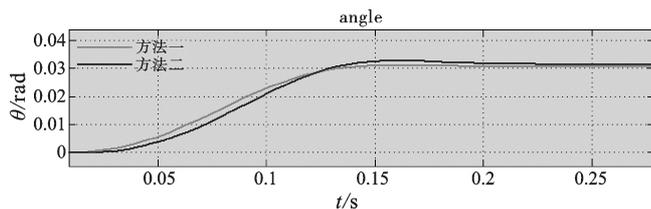


图 3 单步运行时输出转角波形

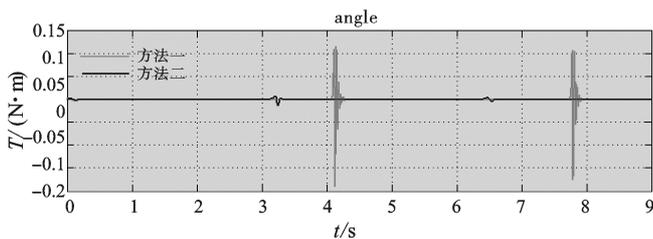


图 4 单步运行时的电磁转矩波形

化;②可以随着电机的运行,使得其转矩波动较小,能够较快速完成“启动—转过指定角度—停止”的过程,电机输出电磁转矩的平稳和转动角度的均匀,使得由于转矩惯性、反电势增加、控制脉冲频率较高等引起的震荡和失步现象也得到了较好的优化;③由于参考模型自修正和 DCF 的作用,电机的输出电磁转矩在一

定程度上可以跟踪负载转矩的变化,系统的控制性能将随着电机的持续运行而得到更好的优化。

由于优化细分控制的 OPI 控制器环节等含有多重积分项,在控制的实时性方面较差一些,但如果能够结合数值分析,对控制率中的积分量进行较优的处理,也可以很好地克服控制实时性差的缺点。

6 结束语

本研究中的优化细分控制主要是基于采用最优性能指标、自适应参考模型和 DCF 等优化混合式步进电机细分控制方法,使系统的转矩波动尽可能小、闭环反馈更加精确、电机受控系统的适应性更强的思想而设计的。因此,对于变负载的受控系统,电机输出电磁转矩将在一定程度上较好地跟踪负载转矩的变化,因而也将比常用细分控制方法具有更好的鲁棒性和自适应性。

参考文献(References):

- [1] FINCH J W, SC B, PH D C, et al. Optimal control of reluctance devices[J]. *IEEE*, 1979, 126(1):81-86.
- [2] FERRAH A, YOUNES J A B, BOUZGUENDA M, et al. Sensorless Speed and Position Estimation in a Stepper Motor [C]//*Electrical Machines and Power Electronics*, 2007. ACEMP'07. Bodrum: [s.n.], 2007:297-302.
- [3] ZRIBI M, CHIASSON J. Position control of a PM stepper motor by exact linearization[J]. *IEEE*, 1991, 36(5):620-625.
- [4] 刘川, 刘景林. 基于 Simulink 仿真的步进电机闭环控制系统分析[J]. *测控技术*, 2009, 28(1):44-49.
- [5] 倪超, 黄文新, 胡育文. 三相混合式步进电机及其 SVPWM 驱动控制的建模与仿真[C]//*中国航空学会控制与应用第十三届学术年会论文集*. 北京: 中国航空学会, 2008: 4-6.
- [6] [日]坂本正文. 步进电机应用技术[M]. 王自强, 译. 北京: 科学出版社, 2010.
- [7] 潘健, 刘梦薇. 步进电机控制策略研究[J]. *现代电子技术*, 2009, 32(15):143-145.
- [8] 郑雪钦, 郭东辉. 一种实时自适应步进电机 PID 控制器设计[J]. *控制工程*, 2009, 16(5):643-646.

[编辑:李 辉]