

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2012.01.022

步进电动机加速控制算法研究及仿真

王葳, 张永科, 林国珊, 何衡湘
(西南技术物理研究所七部, 成都 610041)

摘要: 针对步进电动机在启动、停止时, 会出现启动失步、堵转以及超程或冲击大等现象, 提出了指数加减速算法和 S 形曲线加减速算法。首先建立了步进电动机的数学模型和传递函数。鉴于加速启动和减速停止过程是对称的, 故笔者仅研究分析了对步进电动机启动阶段进行加速控制的过程。介绍了指数加减速算法和 S 形曲线加减速算法原理和设计方法, 并应用 Matlab 实现了系统设计与仿真。最后对指数加速控制和 S 形曲线加速控制的仿真结果进行对比分析, 结果表明: 与指数加减速算法相比, S 形曲线加速控制方法速度过渡光滑, 具有更好的动、静态性能, 且易于调整和改进。

关键词: 步进电动机; 指数加减速; S 形曲线加减速; 仿真

中图分类号: TP301.6 **文献标志码:** A

The Study and Simulation of Accelerative Running of Step Motor

Wang Wei, Zhang Yongke, Lin Guoshan, He Hengxiang
(The Seven Department, Southwest Institute of Technical Physics, Chengdu 610041, China)

Abstract: This paper presents the exponential and the S-curve shape Acceleration/Deceleration(ACC/DEC) algorithm for step motor, aiming at solving the problems, such as out of step, impact and going beyond the limit. At first, the mathematical model and transfer function of step motor are built. In view of ACC and DEC process is symmetrical, so the paper only research and analysis the ACC control process of step motor. Then the paper presents the theory of the exponential ACC/DEC and the S-curve shape ACC/DEC methods and the design method. And implementing the design and simulation of the system through the software Matlab. At last, it compares simulation results of exponential ACC/DEC control method and the S-curve shape ACC/DEC control method. The results show that the S-curve shape ACC/DEC control method smooths the speed transition and has more excellent dynamic and static performance and easy adjustment and improvement.

Key words: step motor; exponential ACC/DEC; S-curve shape ACC/DEC; simulation

0 引言

步进电动机是一种离散运动的装置, 和现代数字伺服控制技术有着本质的联系。在目前的数字伺服控制系统中, 步进电动机的应用十分广泛。步进电机受其启动频率的限制, 当设定启动频率过高或负载过大时易出现失步或堵转现象, 这是因为启动频率比最大工作频率要小得多; 停止时转速过高易出现超程、冲击、振荡等现象^[1-2]。因此, 在保证系统运行平稳的前提下, 寻求简单、能满足精度要求和实时性的步进电动机加减速控制方法, 已成为现代高性能数字伺服控制系统中的关键技术之一。

直线加减速控制方法因其结构简单、实现方便, 有利于计算而被广泛应用于数字伺服控制系统中。但直线加减速控制方法采用恒定的加速度, 即加加速度(jerk)为 0, 使得加减速起点和终点处加速度有突变, 将导致速度过渡不够平滑, 运动精度低^[1,3-5]。另外, 使得驱动系统出现各种振动、噪声和柔性冲

击。为此, 笔者研究了指数加减速控制方法和 S 形曲线加减速控制方法, 并对步进电动机加速启动时 2 种方法下的控制系统进行仿真及对比分析。

1 步进电动机的数学模型

步进电动机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。虽然国内外学者对步进电动机的仿真建模进行了大量研究, 提出各种解决方法, 但大多数需要编制复杂的程序, 且存在一定的运算误差, 有时还会引起数值不确定。工程实验中, 为了分析方便一般作如下理想化假定: 1) 电动机各相绕组结构对称, 磁路线性; 2) 忽略齿槽影响; 3) 磁路不饱和; 4) 不计铁心磁耗。根据上述假设, 建立两相步进电动机电压和转子转矩平衡方程^[2,6-7]:

$$U = RI + L\rho I + \rho\theta \frac{\partial}{\partial\theta} LI \quad (1)$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_{\text{电磁}} - D \frac{d\theta}{dt} - T_{\text{负载}} \quad (2)$$

收稿日期: 2011-09-09; 修回日期: 2011-10-24

作者简介: 王葳(1986—), 女, 陕西人, 硕士研究生, 从事电动机智能控制研究。

$$T_{\text{电磁}} = \frac{1}{2} \sum \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta} i_j^2 + \frac{1}{2} \sum \frac{\partial L_{jk}}{\partial \theta} i_j i_k \quad (3)$$

(j = a, b; k = a, b; j ≠ k)

式中: J 为电机转子及负载的总惯量; $T_{\text{电磁}}$ 为电磁转矩; $T_{\text{负载}}$ 为负载转矩; D 为粘滞摩擦系数。各子向量和子矩阵分别为:

$$U = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_b \end{bmatrix}$$

$$I = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix} \quad (4)$$

带入式 (1) 得电机电压方程为:

$$U = \begin{bmatrix} R_a & 0 \\ 0 & R_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: u_a, i_a, R_a 为电机定子 a 相绕组电压、电流及电阻; u_b, i_b, R_b 为电机定子 b 相绕组电压、电流及电阻; L_{aa}, L_{bb}, L_{ab} 为电机定子 a, b 绕组自感及互感。

假定电机自感、互感由平均分量及基波分量组成, 忽略高次谐波:

$$L_{aa} = L_0 + L_1 \cos Z_r \theta, \quad L_{bb} = L_0 + L_1 \cos(Z_r \theta - \pi)$$

$L_{ab} = L_{ba} = L_{01} + L_{12} \cos(Z_r \theta - \pi)$, 以 a 相为参考相, 其绕组 a, b 相的相电压平衡方程式为:

$$\frac{\partial(L_{aa} i_a + L_{ab} i_b)}{\partial \theta} = \frac{\partial[(L_0 + L_1 \cos Z_r \theta) i_a + (L_{01} + L_{12} \cos(Z_r \theta - \pi)) i_b]}{\partial \theta} =$$

$$-Z_r L_1 \sin Z_r \theta i_a - Z_r L_{12} \sin Z_r \theta i_b = -K_m \sin Z_r \theta \quad (6)$$

可得:

$$u_a = R_a i_a + (L_{aa} \frac{di_a}{dt} + L_{ab} \frac{di_b}{dt}) + \frac{\partial(L_{aa} i_a + L_{ab} i_b)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} =$$

$$R_a i_a + L \frac{di_a}{dt} - K_m \sin Z_r \theta \omega$$

$$u_b = R_b i_b + (L_{ab} \frac{di_a}{dt} + L_{bb} \frac{di_b}{dt}) + \frac{\partial(L_{ab} i_a + L_{bb} i_b)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} =$$

$$R_b i_b + L \frac{di_b}{dt} - K_m \sin(Z_r \theta - \pi) \omega \quad (7)$$

转子转矩平衡方程式:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} - \frac{1}{2} (\sum \frac{\partial L_{jj}}{\partial \theta} i_j^2 + \sum \frac{\partial L_{jk}}{\partial \theta} i_j i_k) + T_{\text{负载}} =$$

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{2} K_m i_a \sin(Z_r \theta) + \frac{1}{2} K_m i_b \sin(Z_r \theta - \pi) + T_{\text{负载}} = 0 \quad (8)$$

式中: K_m 为电机转矩常数; θ, ω, Z_r 分别为转子的输出角位置、角速度及齿数。假定电机为单相励磁, 则由式 (6)~式 (8) 可得步进电动机运动方程为:

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{2} Z_r L i_a^2 \sin Z_r \theta + T_{\text{负载}} = 0 \quad (9)$$

2 系统仿真模型的建立

步进电动机的控制为开环控制, 根据模块化的控制思想, 电机控制系统由加减速控制器和电机模型 2 个独立的模块组成, 系统总体框图如图 1。

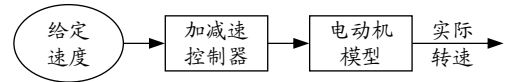


图 1 系统总体框图

2.1 电动机传递函数的建立

假设给定步进电动机旋转角度为 θ_1 , 实际运转角度为 θ_2 , 根据电机数学模型, 计算步进电机的传递函数为:

$$G(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} \quad (10)$$

根据步进电动机运动方程可得:

$$J \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + D \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{2} Z_r L i_a^2 \sin Z_r \theta_2 + T_{\text{负载}} =$$

$$J \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} + D \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{1}{2} Z_r L i_a^2 \sin Z_r \theta_1 + T_{\text{负载}} \quad (11)$$

因为当电机到位时, 实际位置与期望电机到达位置相差很小^[1-2], 所以式 (11) 可变换为:

$$J \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} + D \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{1}{2} Z_r^2 L i_a^2 \theta_2 = \frac{1}{2} Z_r^2 L i_a^2 \theta_1 \quad (12)$$

进行拉氏变换, 可得:

$$G(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{w_2(s)}{w_1(s)} = \frac{Z_r^2 L i_a^2}{2Js^2 + 2Ds + Z_r^2 L i_a^2} \quad (13)$$

2.2 加减速控制器仿真模型建立

一般来说, 电动机拖动负载转过一定的角度到位停止, 这一过程应包括升速、恒速、减速和低速趋近定位点这几个阶段^[8]。电动机加减速运转模式一方面要求电动机能在极短时间内达到给定的最大转动速度, 又能在高速运行中快速准确地停止到预定位置, 缩短准备时间; 另一方面要求电机运转过程平稳, 到位冲击小。

2.2.1 指数加减速算法控制

指数加减速将起动或停止时的速度突变, 转成

随时间按指数规律上升或下降变化^[3,6-7], 如图 2。

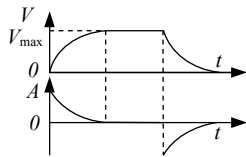


图 2 指数加减速方法

指数加减速方法的速度、时间关系为:

$$\text{加速过程 } v(t) = V_{\max}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (14)$$

$$\text{匀速过程 } v(t) = V_{\max} \quad (15)$$

$$\text{减速过程 } v(t) = V_{\max} e^{-t/\tau} \quad (16)$$

式中: $v(t)$ 为运转速度; V_{\max} 稳定速度; τ 为时间常数。

对式 (14) 进行拉氏变换可得:

$$G_1(s) = \frac{V_{\max}/\tau}{s + 1/\tau} \quad (17)$$

2.2.2 S 形曲线加减速

S 形曲线加减速的称谓是由于系统在加减速阶段的速度曲线形状呈 S 形而得名。S 形曲线加减速控制是指在加减速时, 使其加速度的导数加加速度 (jerk) 为常数, 通过对加加速度值的控制来最大限度地减小对机械系统造成的冲击。

正常情况下的 S 曲线加减速控制方法将运行过程分为 7 段: 加加速段、匀加速段、减加速段、匀速段、加减速段、匀减速段和减减速段^[4,7,9-10], 如图 3 所示。

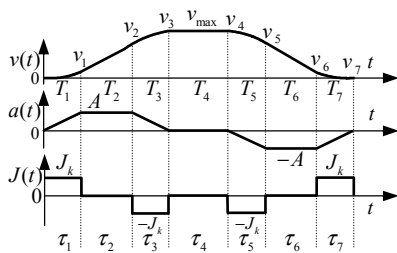


图 3 S 形曲线加减速方法

图中 $t_k(k=1,2,\dots,7)$ 为各个阶段的过渡点时刻; $v_i(i=1,2,\dots,7)$ 为各个阶段过渡点时刻的速度; $\tau_k(k=1,2,\dots,7)$ 为局部时间坐标, 表示以各个阶段的起始点作为零点的时间, $\tau_k = t - t_{k-1}$; $T_k(k=1,2,\dots,7)$ 为各个阶段的持续运行时间; A 为加速度; J 为加加速度; L 为整个运行长度。

分析电动机加速过程, 应包括加加速段、匀加速段和减加速段。下面依次分析这 3 段的速度变化

过程:

1) 加加速段

$$J(t) = J_k, \quad a(t) = \int_{t_1}^t J_k dt, \quad v(t) = \frac{1}{2} J_k \tau_1^2 \quad (18)$$

对速度进行拉氏变换可得:

$$G_{21}(s) = \frac{J_k}{s^2} \quad (19)$$

2) 匀加速段

$$J(t) = 0, \quad a(t) = A, \quad v(t) = v_1 + A\tau_2 \quad (20)$$

对速度进行拉氏变换可得:

$$G_{22}(s) = \frac{A}{s} \quad (21)$$

3) 减加速段

$$J(t) = -J_k, \quad a(t) = A - \int_{t_2}^t J_k dt, \quad v(t) = v_2 + A\tau_3 - \frac{1}{2} J_k \tau_3^2 \quad (22)$$

对速度进行拉氏变换可得:

$$G_{21}(s) = \frac{As - J_k}{s^2} \quad (23)$$

3 系统仿真及结果分析

基于 Matlab/Simulink 图形化建模环境建立 S 形曲线加速算法控制器仿真模型如图 4 所示。

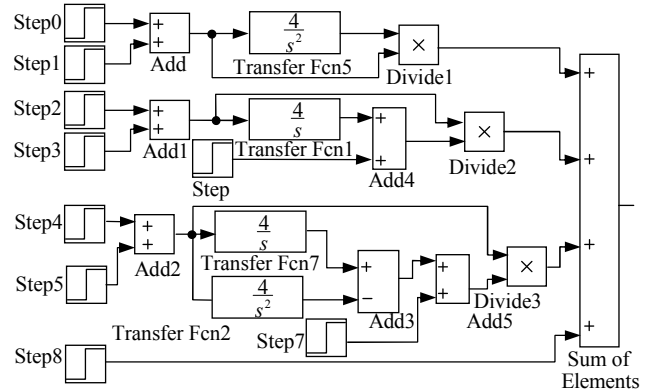


图 4 S 形曲线加速控制器仿真模型

仿真的电机参数为: $L = 0.01005 \text{ H}$; $Z_r = 40$;

$J = 1.05 \text{ g} \cdot \text{cm} \cdot \text{s}^2$; $D = 0.03$; 为方便计算, 取 $i_a = 1.0$; 电动机运转中, 当期望的最大角速度值为 20, 通过多次仿真和参数调整, 指数加速算法中 $1/\tau = 0.85$, S 形曲线加速过程中, 加加速度为 4, 最大加速度为 4。

图 5 为 S 形曲线和指数加速控制器输出响应比较曲线图, 图 6 为 S 形曲线和无加速控制方式时系统速度响应比较曲线图, 图 7 为 S 形曲线和指数加速控制系统速度响应比较曲线图。