

文章编号: 0253 - 9993 (2006) 05 - 0679 - 05

无刷直流电动机调速系统的最优状态反馈控制

王 雷, 蔡际令, 蒋静坪, 王 洋

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘 要: 研究了具有量测噪声和负载干扰的无刷直流电动机实时最优速度的控制方法. 建立了系统的硬件结构, 并推导出系统的数学模型. 采用卡尔曼滤波器的状态估计, 提出了一种基于动态规划的最优反馈控制策略; 给出了补偿量测噪声和负载干扰的自适应算法. 仿真研究的结果表明, 提出的方法使系统具有较好的动态性能, 验证了提出方法的有效性与可行性.

关键词: 无刷直流电动机; 最优状态反馈控制; 自适应控制; 卡尔曼滤波器

中图分类号: TM33; TP13 **文献标识码:** A

Optimal state feedback control of brushless direct-current motor drive system

WANG Lei, CAI Ji-ling, JIANG Jing-ping, WANG Yang

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Studied a unified methodology for real-time speed control of a brushless direct-current motor drive system in the presence of measurement noise and load torque disturbance. The mathematical model and hardware structure of system were established. An optimal state feedback controller using the Kalman filter state estimation technique was derived, gave an adaptive control algorithm to compensate for the effects of noise and disturbance. These two algorithms working together are capable of providing a very high-speed regulation and dynamic response. Simulated responses were presented to highlight the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: brushless DC motor; optimal state feedback control; adaptive control; Kalman filter

无刷直流电动机调速系统是 20 世纪 60 年代发展起来的一种新型调速系统. 它既具有交流电动机的结构简单, 运行可靠, 维护方便等一系列优点; 又具有直流电动机的运行效率高、无励磁损耗和调速性能好等诸多特点. 它在计算机、仪器仪表、化工、纺织等行业中有着广泛的应用前景, 对它开展研究具有重要的理论和工程意义^[1]. 无刷直流电动机在很多应用场合要求系统具有快速的动态响应、较高的静态精度和较强的抗干扰能力^[2]. 因此, 本文着重研究以下几个问题: 为了对无刷直流电机的转速进行精确控制, 首先应对它的转速进行精确的测量. 本文采用基于卡尔曼滤波器的状态估计器直接估计出电机的转速. 由于卡尔曼滤波器需要用系统的输出信号进行状态观测, 本文利用控制功率管开关逻辑的转子光电位置传感信号, 经处理作为转速信号. 同时, 还可利用卡尔曼滤波器的权矩阵, 在一定程度上抑制来自轴承和电源的随机干扰信号. 为了获得系统的优良动态特性, 本文采用基于动态规划的最优反馈控制, 能有效地提高系统的动态响应. 采用自适应控制算法, 有效地补偿系统的负载干扰和量测噪声.

1 调速系统的硬件结构和数学模型

1.1 无刷直流电动机最优反馈调速系统结构

图 1 为采用 DSP 处理器来控制无刷直流电动机的原理, 其中捕获单元 CAP1, CAP2, CAP3 用于测量

收稿日期: 2006-03-13

作者简介: 王 雷 (1967 -), 男, 河北石家庄人, 博士研究生, 副教授. E-mail: thunderwang@hebust.edu.cn

来自转子位置传感器的信号 H_1, H_2, H_3 , 产生转速的量测信号 n 和功率管的导通顺序信号, 然后通过 DSP 全比较器的 PWM 输出口 PWM1 ~ PWM6 控制电机的换相^[3-5]; 卡尔曼滤波估计、动态规划的最优反馈控制和自适应控制等算法环节如图 1 下半部分的虚线框所示。LM324 用于启动电流的限制。

1.2 系统的数学模型^[6-8]

在各相绕组对称情况下, 由图 1 得电动机电压平衡方程式为

$$U - U = E_a + IR \quad (1)$$

将 $E_a = K_e n, T_a = K_T I$ 代入式 (1), 整理后可得机械特性方程式为

$$n = \frac{U - U}{K_e} - \frac{R}{K_e K_T} T_a \quad (2)$$

式中, n 为电动机转速, r/min; U 为功率管的管压降, V; K_e 为电动势系数; T_a 为电动机产生的电动转矩平均值, N·m, $T_a = \frac{3T_M}{2} \sin d = 0.827T_M, T_M = Z_D B_M r l$ 其中 Z_D 为每相绕组的有效导体数, l 为绕组中导线的有效长度即磁钢长度, B_M 为气隙磁感应强度的幅值, r 为电动机中气隙的半径, I 为绕组相电流; K_T 为电动机转矩系数; R 为电动机内阻,

转矩 T_a 和反电动势 E_a 运用了平均转矩和平均反电动势的概念, 这是由于它的反电动势和转矩的波动比较大的缘故。将 T_M 代入 T_a 表达式中, 得

$$T_a = K_T I \quad (3)$$

其中 $K_T = 0.827Z_D B_M r$ 考虑动态过程, 将式 (1) 改写为

$$u - u = e_a + iR + L \frac{di}{dt}, T_a - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}, e_a = k_e n \quad (4)$$

式中, T_L 为电动机负载转矩; GD^2 为电动机转子飞轮力矩, N·m²。

将式 (3), (4) 进行拉普拉斯变换可得

$$\begin{cases} U(s) - U(s) = E_a(s) + RI(s) + LsI(s), \\ T_a(s) = K_T I(s), T_a(s) - T_L(s) = \frac{GD^2}{375} sN(s), E_a(s) = K_e N(s). \end{cases} \quad (5)$$

根据式 (5), 可求得无刷直流电动机调速系统结构, 如图 2 所示。

若不计管压降 $U(s)$, 根据图 2 可得系统的开环传递函数为

$$\frac{E_a(s)}{U(s)} = \frac{K_T/R}{1 + T_1 s} \frac{375 K_e}{GD^2 s} \quad (6)$$

式中, T_1 为电磁时间常数, $T_1 = L/R, s; T_m$ 为电机时间常数, $T_m = RGD^2 / 375 K_e K_T, s$

将式 (6) 改写成规范形式, 得

$$\frac{E_a(s)}{U(s)} = \frac{T_1}{T_m} \frac{a^2}{s(s+a)} \quad (7)$$

其中 $a = 1/T_1$, 将式 (7) 化成离散形式, 得

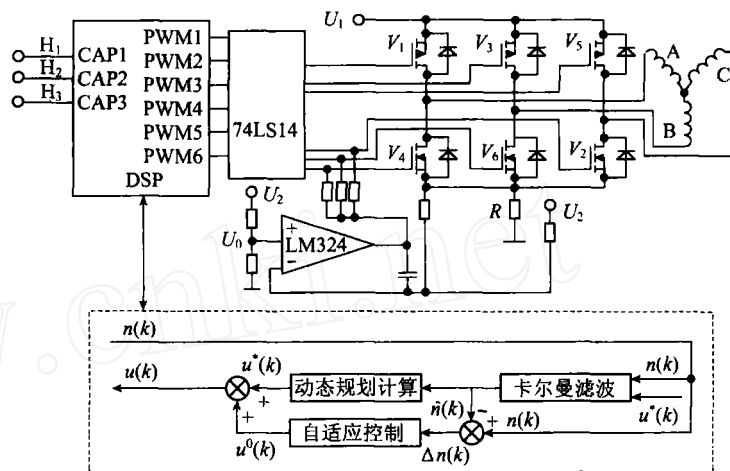


图 1 无刷直流电动机最优反馈调速系统结构

Fig. 1 Functional block diagram of the brushless DC motor drive system based on optimal feedback control

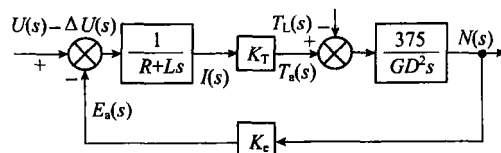


图 2 无刷直流电动机调速系统动态结构

Fig. 2 Dynamic block diagram of the brushless DC motor drive system

$$\frac{N(z)}{U(z)} = \frac{T_1}{T_m K_c} \frac{f(aT - 1 + e^{-aT}) + (1 - e^{-aT} - aTe^{-aT})z^{-1}}{(1 - z^{-1})(1 - e^{-aT}z^{-1})} = \frac{Az + B}{z^2 + Fz + D} \quad (8)$$

式中, $A = (aT - 1 + e^{-aT})T_1/K_c T_m$; $B = (1 - e^{-aT} - aTe^{-aT})T_1/K_c T_m$; $F = -(e^{-aT} + 1)$; $D = e^{-aT}$; T 为采样周期, s

将式(8)写成状态方程式, 并取 $x_1(k) = n(k)$, $x_2(k) = x_1(k+1) - Au(k)$, 则状态方程式为

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -D & -F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ B - AF \end{bmatrix} u(k) = Gx(k) + Hu(k),$$

$$n(k) = [1 \quad \emptyset] \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} = Cx(k).$$

对于无刷直流电动机, 上式中 G, H, C 均为常数矩阵, $G = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -D & -F \end{bmatrix}$, $H = \begin{bmatrix} A \\ B - AF \end{bmatrix}$, $C = [1 \quad \emptyset]$. 由式(8)可得

$$n(k) + Fn(k-1) + Dn(k-2) = Au(k-1) + Bu(k-2). \quad (9)$$

2 状态估计与最优反馈控制^[9~11]

2.1 卡尔曼滤波器的状态估计方程

$$\hat{x}(k) = G\hat{x}(k-1) + Hu(k-1) + K(k)\{n(k) - C[G\hat{x}(k-1) + Hu(k-1)]\},$$

式中, $\hat{x}(k)$ 为状态估计值; $K(k)$ 为校正矩阵; H, G, C 为已知的输入、状态和输出定常矩阵.

卡尔曼滤波器的校正矩阵可按下式计算, 即

$$\tilde{P}(k) = GP(k-1)G^T + HQH^T, \quad K(k) = \tilde{P}(k)C^T(C\tilde{P}(k)C^T + R)^{-1}, \quad P(k) = (I - K(k)C)\tilde{P}(k), \quad (10)$$

式中, $P(k)$ 为估计误差协方差矩阵; $\tilde{P}(k)$ 为误差协方差预估矩阵.

根据选择的 Q, R 权矩阵和 $P(0)$ 的初值, 按照式(10)经多次迭代计算后, 获得卡尔曼滤波器的校正矩阵 K 的稳态值.

2.2 最优反馈控制

性能指标定义为

$$J^* = J[u_0^*, u_1^*, u_2^*, \dots, u^*(N-1)] = \min_{u_i(0 \leq i \leq N-1)} \left[\sum_{k=1}^N x^T(k)V(k)x(k) + u^T(k-1)W(k-1)u(k-1) \right],$$

其中 $V(k), W(k-1)$ 分别为状态 $x(k)$ 和输入 $u(k)$ 的正半定权矩阵, $V(k) = \text{diag}\{v_i, k\}$, $W(k-1) = \text{diag}\{w_i, k-1\}$. 采用动态最优规划, 可以使 $J(\cdot)$ 为最小, 并可导出最优控制作用 u^* . 动态最优规划可用一组递推解的公式来表示, 即利用动态规划来计算最优反馈增益矩阵.

$$u^*(N-k) = - (N-k+1)Gx(N-k) \quad (k=1, \dots, N),$$

$$V^0(N-k+1) = V(N-k+1) + G^T \tilde{V}(N-k+1)G,$$

$$(N-k+1) = [H^T V^0(N-k+1)H + W(N-k)]^{-1} H^T V^0(N-k+1),$$

$$\tilde{V}(N-k+1) = V^0(N-k+1) - V^0(N-k+1)H(N-k+1),$$

其中, 令 $\tilde{V}(N+1) = 0$, $J^*(k) = E\{x^T(N-k)G^T \tilde{V}(N-k+1)Gx(N-k)\} + (N-k)$, $(N-k) = E \times \left\{ \sum_{j=k}^N [I^T(N-j)V^0(N-j+1)(N-j) + \tilde{x}^T(N-j)G^T V^0(N-j+1)H(N-j+1)G\tilde{x}(N-j)] \right\}$, 其中 \tilde{x} 为白噪声干扰. 最优反馈矩阵 $L(k) = - (k+1)G$, 其中 (k) 为最优反馈增益矩阵, 因为 (k) 与状态无关,

可离线计算. 控制量 $u^*(k) = -L(k) \tilde{x}(k)$.

3 补偿扰动量的自适应控制律^[9]

一般的系统都有来自电源的噪声和负载的干扰. 若以上的噪声和干扰具有白噪声性质, 则可以用自适应控制进行一定补偿, 减小它们对系统性能的影响. 设有伴随噪声和干扰时的系统状态方程式为

$$x(k) = Gx(k-1) + Hu(k-1) + n(k), \quad n(k) = Cx(k) + \tilde{n}(k).$$

其中噪声 $n(k)$, $\tilde{n}(k)$ 具有白噪声性质. 由于上述噪声与干扰不能被最优反馈控制来消除. 这样, 就会产生误差. 这时, 可以用自适应控制进行补偿. 对任意的输入 $u(k)$, 由于随机干扰, 在 k 时刻使输入值产生 $u(k)$ 的偏离, 这样按方程式 (9), 转速输出量及输出偏差值可以表示为

$$\begin{aligned} n(k) &= -Fn(k-1) - Dn(k-2) + A[u(k-1) + u(k)] + B[u(k-2) + u(k)], \\ \hat{n}(k) &= n(k) - \hat{n}(k) = A u(k) + B u(k). \end{aligned}$$

因此, $u(k)$ 的间接测量值是 $u(k) = K_3 n(k)$, $K_3 = 1/(A+B)$. 由于 $n(k)$ 是由随机输入噪声引起的, 因此不宜将它直接反馈为输入, 利用滤波器指数平滑关系, 得 $\hat{n}(k) = (1-\beta)\hat{n}(k-1) + \beta n(k)$, 其中 $\hat{n}(k)$ 为 $n(k)$ 的滤波值. β 为滤波系数, $0 < \beta < 1$. 自适应校正可采用方程 $u^0(k) = u^0(k-1) - K_3 \hat{n}(k)$.

4 仿真研究

4.1 技术数据及算法流程

无刷直流电动机的技术数据: 定子绕组电阻 $R = 3.25 \Omega$, 定子绕组自感 $L = 11.1 \text{ mH}$, 互感 $M = 4.56 \text{ mH}$, 额定功率 $P = 1.57 \text{ kW}$, 额定转矩 $T_a = 10 \text{ N} \cdot \text{m}$, 额定转速 $n = 1500 \text{ r/min}$, 额定电流 $I = 4.5 \text{ A}$, 转动惯量 $J = 16 \text{ kg} \cdot \text{cm}^2$, 电动势系数 $k_e = 0.097$, 电动机电磁时间常数 $T_l = 0.0034 \text{ s}$, 电动机机电时间常数 $T_m = 0.076 \text{ s}$, 极对数 $p = 2$, 三相 380 V 交流供电.

算法流程: (1) 由实验电机数据计算参数 A, B, F, D , 从而计算出状态、输入和输出矩阵 G, H, C . (2) 设定 R, Q 权矩阵以及 $P(0)$, 迭代计算出卡尔曼滤波器校正矩阵 K (当 $K(k+1)$ 与 $K(k)$ 之差小于设定值时, 确认为迭代结束). (3) 设定对角阵 $V(k)$ 和 $W(k)$, $\tilde{V}(0)$, 计算最优反馈增益矩阵 $L(k)$ (当 $L(k+1)$ 与 $L(k)$ 之差小于设定值时, 确认为迭代结束). (4) 输入 $A, B, F, D, G, H, C, K, L$, 等原始数据, 计算反馈矩阵 $L = -G^{-1}K$. (5) 采样转速并计算 $\hat{x}(k)$. (6) 计算最优反馈控制信号 $u^*(k) = L(k)\hat{x}(k)$. (7) 计算自适应修正值 $u^0(k)$ 和控制信号 $u(k)$. (8) 计算 $\tilde{x}(k+1)$, 即值 $\tilde{x}(k+1) = G\hat{x}(k) + Hu^*(k)$, 然后返回 (5) 循环进行计算. 仿真实验系统结构如图 3 所示.

4.2 仿真结果

图 4 (a) 中折线 1 是给定的转速信号; 2 和 3 分别是无自适应和有自适应修正的最优状态反馈控制系统的动态响应曲线. 图 4 (b) 是与图 4 (a) 相对应的系统动态响应的误差曲线. 其中 1 和 2 分别是无自适应和有自适应修正的最优状态反馈控制系统的动态响应误差曲线.

由图 4 (a) 可以看出, 有自适应修正的最优状态反馈控制系统的响应速度快、超调小、调速性能好; 由图 4 (b) 可以看出, 最优状态反馈控制系统的稳态误差也较小; 图 5 中 1 和 2 分别是无自适应和有自适应修正的最优状态反馈控制系统受到突加和突减负载干扰后的系统动态响应曲线. 由图 5 可以看出, 采用了自适应修正的最优状

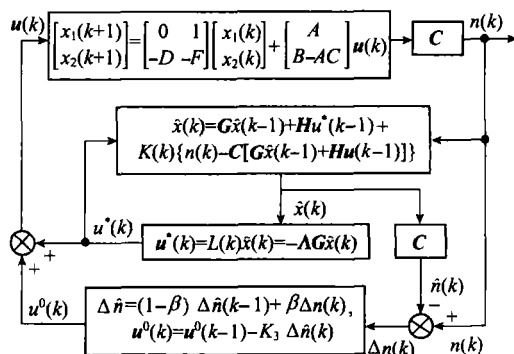


图 3 仿真实验系统结构

Fig. 3 Simulation system block diagram of the brushless DC motor drive systems

态反馈控制系统对负载干扰有较好的抑制作用。

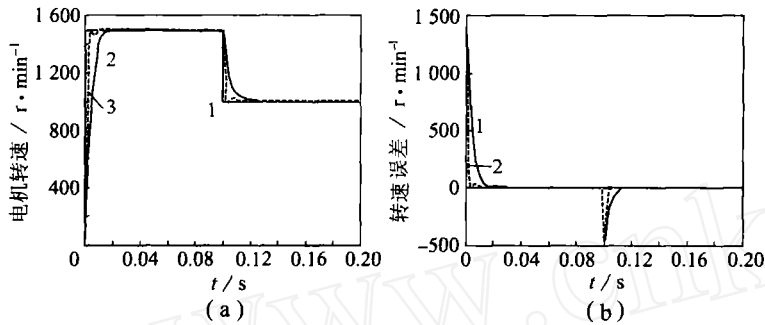


图 4 系统动态响应曲线及误差曲线

Fig. 4 Dynamic response and dynamic response error of system

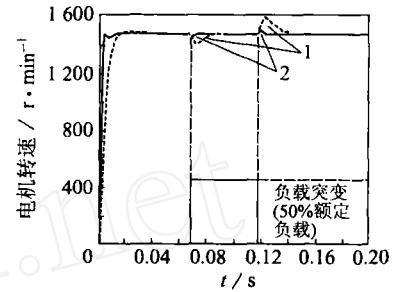


图 5 在负载干扰时系统动态响应曲线

Fig. 5 Dynamic response of system under load disturbance

5 结 论

采用卡尔曼滤波和基于动态规划的最优反馈控制, 以及对随机白噪声的自适应修正的组合控制算法能有效地提高无刷直流电动机的动态响应性能。仿真结果表明, 本文的控制策略对无刷直流电动机在需要频繁起、制动和有负载干扰的场合中的应用, 提高系统的运行性能, 具有重要意义。

参考文献:

- [1] 张 琛. 直流无刷电动机原理及应用 (第二版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [2] 范正翘. 电力传动与自动控制系统 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [3] 王晓明. 电动机的单片机控制 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [4] Implementation of a speed controlled brushless DC drive using TMS320F240 [Z]. Texas Instruments Europe, 1997.
- [5] 韩安太, 刘峙飞, 黄 海. DSP控制器原理及其在运动控制系统中的应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [6] 王 晋, 陶桂林, 周理兵, 等. 基于换相过程分析的无刷直流电动机机械特性的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (14): 141 ~ 145.
- [7] 陶桂林, 马志云, 周理兵, 等. 永磁无刷电机的建模与仿真分析 [J]. 华中科技大学学报 (自然科学版), 2003, 31 (1): 83 ~ 85.
- [8] Pragasen Pillay, Ramu Krishnan Modeling, simulation and analysis of permanent - magnet motor drives, Part II The brushless DC motor drive [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1989, 25 (2): 274 ~ 279.
- [9] 蒋静坪. 计算机实时控制系统 [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1992.
- [10] 高金源. 计算机控制系统 理论、设计与实现 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001.
- [11] Katsuhiko Ogata Discrete - time control systems [M]. Prentice - Hall, Inc , Englewood Cliffs, N. J. , 1987.