

可变切换线的滑模控制直流伺服系统

孙 键

梁任秋 李鹤轩

(天津职业技术师范学院自动化系)

(清华大学自动化系, 北京)

摘要 本文着重介绍在电枢电流有限幅时, 直流伺服系统的可变切换线滑模控制器的工程设计方法. 实验表明, 所提出的设计方法可在工程上应用.

关键词: 滑模控制; 单片计算机; 直流伺服系统

1. 引言

滑模 (Sliding Mode 简称 SM) 控制是变结构系统 (Variable Structure System 简称 VSS) 理论中的一种控制方法^[1]. 进行滑模控制时, 强迫系统的状态变量沿着人为给定的相轨迹滑动到要求达到的设定值. 由于给定相轨迹与控制对象的参数和系统的外扰无关, 只要满足滑模条件, 就能保证系统稳定, 且有较好的动态性能. 因此, 只要给出控制对象参数的大致范围, 就能设计出满意的控制系统. 目前, 国内外已有很多人从事滑模控制系统的研究^[2-5]. 滑模控制系统具有鲁棒性强、计算量少和易于实现数字控制等特点. 在实际应用时, 由于电机和电源的过载能力有限, 必须对电枢电流进行限制. 进行滑模控制器设计时必须考虑到这种情况. 否则, 当位置误差较大而电枢电流受限制时, 将影响滑模控制过程, 使调节品质大为下降. 本文分析了电枢电流被限幅时对滑模控制过程的影响, 提出了在这种情况下滑模控制器参数的工程选择方法. 文中, 还给出了伺服系统参数大范围变化时 (如转动惯量改变 8 倍), 固定的和可变切换线的滑模控制直流伺服系统的实验结果. 实验表明, 采用作者所提出的工程设计方法, 特别是可变切换线的设计方法, 在参数大范围变化时, 具有良好的鲁棒性和快速性. 此设计方法可在工程应用中.

2. 数学模型

对于有电流环的直流伺服系统, 根据物理定律并作适当近似后, 一般为三阶系统. 当电流环的响应速度很快时, 可把电流环看作一比例环节, 将此三阶系统降为二阶系统. 其结构图如图 1 所示. 图中的 K_I 代表电流环的传递函数, 它是其前置放大系数与电流反馈系数之积. C_M 为转矩系数. J 为转动惯量. 当 $i_f = 0$ 时可写出对象的传递函数为

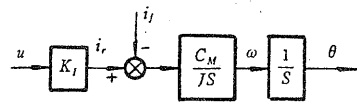


图 1 直流伺服系统结构图

$$G(S) = \frac{\theta(S)}{U(S)} = \frac{K_I C_M}{JS^2}. \quad (1)$$

令 $e_1 = \theta_r - \theta, e_2 = \dot{e}_1$ (参看图 2), 可写出误差状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_I C_M}{J} \end{bmatrix} u, \quad (2)$$

利用上式设计系统的滑模控制器, 可在二维状态空间 (即相平面) 中取直线

$$\sigma = C_1 e_1 + e_2 = 0 \quad (3)$$

作为切换线. 其中 C_1 为大于零的常数.

3. 控制器的设计

对于直流伺服系统的控制, 可采用主反馈加上导数连接对称切换的滑模控制方法. 图 2 是实现上述控制方法的系统结构图. 图中 α 和 β 是大于零的常数. 图上所表示的控制逻辑关系为

$$u = \begin{cases} u_m & \alpha\varphi_1 e_1 + \beta\varphi_2 e_2 > u_m, \\ \alpha\varphi_1 e_1 + \beta\varphi_2 e_2 & -u_m \leq \alpha\varphi_1 e_1 + \beta\varphi_2 e_2 \leq u_m, \\ -u_m & \alpha\varphi_1 e_1 + \beta\varphi_2 e_2 < -u_m, \end{cases} \quad (4)$$

$$\varphi_1 = \begin{cases} 1 & e_1 \sigma > 0, \\ -1 & e_1 \sigma < 0, \end{cases} \quad (5)$$

$$\varphi_2 = \begin{cases} 1 & e_2 \sigma > 0, \\ -1 & e_2 \sigma < 0, \end{cases} \quad (6)$$

$$\sigma = C_1 e_1 + e_2 \quad (7)$$

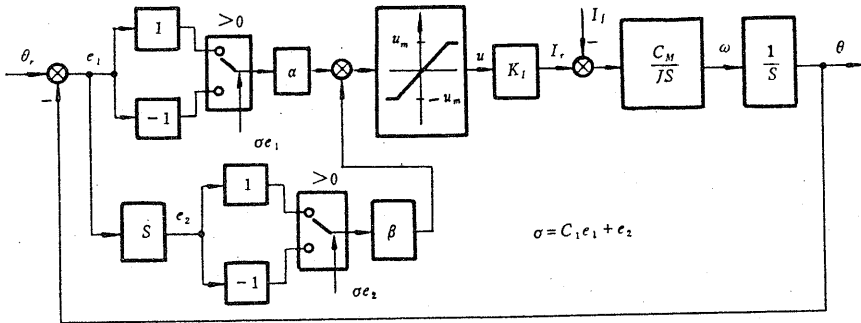


图 2 滑模控制系统结构图

在实际系统中, 是利用控制量 u 的限幅特性实现对电枢电流 I_r 的限制的. 因此式 (4) 中 u_m 与电枢电流限幅 I_m 及系数 K_I 之间的关系应为

$$u_m = \frac{I_m}{K_I}. \quad (8)$$

令 $b = (K_I C_M) / J$, 可得误差状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u. \quad (9)$$

对于 α, β 和 C_1 的选择, 一般应先确定 C_1 的取值, 然后再求 α 和 β . 为了提高系统响应速度, 在保证稳定性和位置无超调的前提下, C_1 应尽可能的大.

由文献[1]可知,滑模控制方式存在的充要条件是下面的不等式成立

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{d\sigma}{dt} \leq 0. \quad (10)$$

由式(4)、(5)、(6)、(7)和(10),可得出在 u 不被限幅 ($-u_m \leq \alpha\varphi_1 e_1 + \beta\varphi_2 e_2 \leq u_m$) 时, C_1 与 α 和 β 之间的约束关系

$$C_1 \leq \inf_b \left\{ \frac{1}{2} [b\beta + \sqrt{(b\beta)^2 + 4b\alpha}] \right\}, \quad (11)$$

式中 $\inf_b \{ \cdot \}$ 表示大括号 $\{ \}$ 内的量在所有 b 中取最低值. 在式(11)中并没有对 C_1 作出限制,只要相应地适当选好 α 和 β , 仍可对 C_1 任意取值. 为了提高系统的快速性可以取较大的 C_1 值. 这时滑模控制方式仍然存在, 系统的滑模运动过程是非周期渐近稳定和无超调的, 且具有强鲁棒性. 在 e_1 和 e_2 很小(小信号)时, 这是正确的. 但当 e_1 或 e_2 较大时, 系统将失去鲁棒性, 并会出现超调和振荡. 这是由于 e_1 或 e_2 较大时 u 已被限幅, 而式(11)是在 u 不被限幅下导出的. 因此, 在 u 被限幅时不能由式(11)决定 C_1 的取值. 在 u 被限幅时系统的结构图如图 3 所示. 误差方程仍由式(9)表示, 但控制输入 u 应是

$$u = \begin{cases} u_m & \sigma > 0, \\ -u_m & \sigma < 0. \end{cases} \quad (12)$$

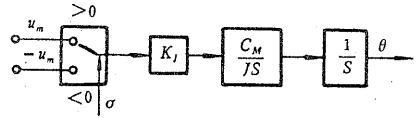


图 3 u 被限幅时滑模控制系统结构图

事实上这样的输入控制属于 Bang—bang 控制. 因此, 当 e_1 或 e_2 较大使 u 被限幅时, 由式(4)所描述的滑模控制等效于 Bang—bang 控制. 当对 C_1 适当取值, 可使误差状态在沿相轨迹的运动过程中, 第一次到达滑模线 σ 时不产生滑模运动, 而是穿过滑模线作“自由运动”, 在第二次到达滑模线才产生滑模运动. 只要保证第一次穿越滑模线后的“自由运动”不产生超调, 在整个过渡过程中就不会出现超调. 当然, 到达滑模线之后的运动不都是滑模运动, 会影响系统的鲁棒性, 但可提高系统的快速性. 这种工作方式可称为“不完全滑模控制方式”. 此时, 由式(7)、(9)和(12)可求出相轨迹方程为

$$e_1 = \begin{cases} -\frac{1}{2bu_m}(e_2^2 - e_{20}^2) + e_{10} & \sigma > 0, \\ \frac{1}{2bu_m}(e_2^2 - e_{20}^2) + e_{10} & \sigma < 0, \end{cases} \quad (13)$$

并可求出 C_1 的最大允许值为

$$C_1 \leq \inf_b \left\{ \frac{2bu_m}{|e_2|} \right\}, \quad (14)$$

或者

$$C_1 \leq \inf_b \left\{ \sqrt{\frac{2bu_m}{|e_1|}} \right\}. \quad (15)$$

当初值为 $e_{10}=e_0$ 和 $e_{20}=0$ 时, 可求出 C_1 与 e_{10} 的关系为

$$C_1 \leq \inf_b \left\{ 2 \sqrt{\frac{bu_m}{|e_{10}|}} \right\}. \quad (16)$$

图 4 是 u 被限幅时不同 e_{10} 下的误差状态相轨迹.

图中直线 $\alpha e_1 - \beta e_2 - u_m = 0$ 是相平面上

限幅区与非限幅区的分界线。

总之,在工程上选择控制参数时,首先确定滑模线上的最大允许误差 e_1 或 e_2 , 然后根据式 (14) 或 (15) 求出 C_1 , 再由式 (11) 求出 α 和 β 的取值范围. α 和 β 的具体数值可由仿真寻优确定. 在保证系统稳定的前提下,取较大的 α 可提高系统在小信号时的快速性和稳态精度.

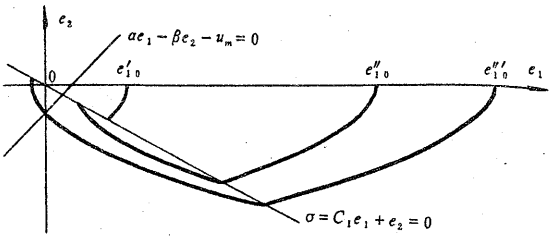


图 4 u 被限幅时误差状态的相轨迹

4. 设计举例

控制系统有关参数见表 1. 利用式 (11)、(14)、(15) 和 (16) 可以求出固定切换线和可变切换线下, 两种滑模控制方式的参数 C_1 、 α 和 β , 具体数值如表 2 所示. 当采用可变切换线控制方式时, 把 $|e_1|$ 分为三段来选取不同的 C_1 值.

表 1 系统参数

名称	符号	取值	单位	注
转矩常数	C_M	0.656	Nm/A	
最小转动惯量	J_{min}	0.00766	Nms ²	
最大转动惯量	J_{max}	0.0612	Nms ²	
控制作用限幅值	U_m	128		8 位有符号二进制数最大值
最大起动电流	I_m	20	A	
电流控制系数	K_I	0.1563	A	$K_I = I_m / u_m$
控制系数最大值	b_{max}	13.38	1/s ²	$b_{max} = K_I C_M / J_{min}$
控制系数最小值	b_{min}	1.675	1/s ²	$b_{min} = K_I C_M / J_{max}$
位置反馈系数	K_P	636.6	1/rad	
速度反馈系数	K_N	0.6366	s	
最大阶跃输入	θ_{Tm}	12.566	rad	取 4π
采样周期	T_s	1	ms	

表 2 控制参数

α	β	C_1	适用条件
636.6	10.2	7.8	固定的和可变的 SM 线, 在 $ e_1 \geq 1.6$ 时
636.6	10.2	15.6	可变的 SM 线, 在 $0.4 \leq e_1 < 1.6$ 时
636.6	10.2	31.3	可变的 SM 线, 在 $ e_1 < 0.4$ 时

5. 实 验

实验研究的原理框图如图 5 所示. 系统由 FANUC-5M 型中惯量永磁直流伺服电机 (0.8KW)、功率晶体管 PWM 放大器 (20A)、光电脉冲发生器、8031 单片机和 D/A 转换器等部分构成. 快速响应的继电特性电流环的时间常数小于 1ms.

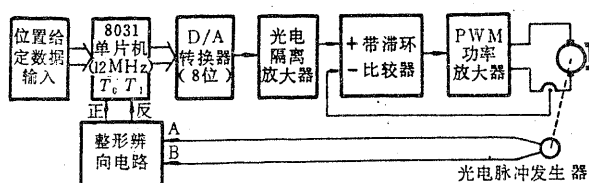


图 5 滑模控制实验研究原理框图

通过光电脉冲发生器和整形辨向加密电

路, 获得每转 4000 个脉冲的位置和速度反馈信号. 8031 单片机完成滑模控制算法的计算和对系统进行控制. 为了使系统可靠工作, 还对大功率晶体管的驱动和保护进行了研究^[6], 并较好地解决了干扰问题. 实验中, 位置阶跃给定信号取值为 2π (≈ 6.283), 分四种情况来研究系统的过渡过程.

- 1) $J = J_{\min}$ 下, 固定滑模线控制方式 ($C_1 = 7.8$);
- 2) $J = J_{\max}$ 下, 固定滑模线控制方式 ($C_1 = 7.8$);
- 3) $J = J_{\min}$ 下, 可变滑模线控制方式 (C_1 按照表 2 取值);
- 4) $J = J_{\max}$ 下, 可变滑模线控制方式 (C_1 按照表 2 取值).

按上述四种情况进行实验, 其位置误差 e_1 的过渡过程记录曲线如图 6 所示. 若把 $|e_1| < 0.2$ 作为衡量过渡过程时间 T_s 的标准, 则上面四种情况下的 T_s 分别为: (1) $T_{s1} = 480\text{ms}$, (2) $T_{s2} = 460\text{ms}$, (3) $T_{s3} = 300\text{ms}$, (4) $T_{s4} = 350\text{ms}$. 当转动惯量变化 8 倍时, T_s 大约只变化 10% 到 15%, 具有较强的鲁棒性. 用可变切换线的控制方法时, T_s 减少了约 100ms, 很有效地提高了系统的快速性.

在实验中, 系统的位置输出没有明显的抖动 (Chattering). 但是, 电枢电流在进入滑模运动后到系统定位前这段过程 (滑模控制过程), 则有很大的抖动, 并伴有一定的噪声. 电流抖动的幅度和频率与被控对象的参数有关, 滑模控制中的这种抖动问题, 尚须加以研究解决. 有人采用平滑切换的方法取得了较好的效果^[2]. 另外, 提高速度反馈的动态精度也有利于减少抖动.

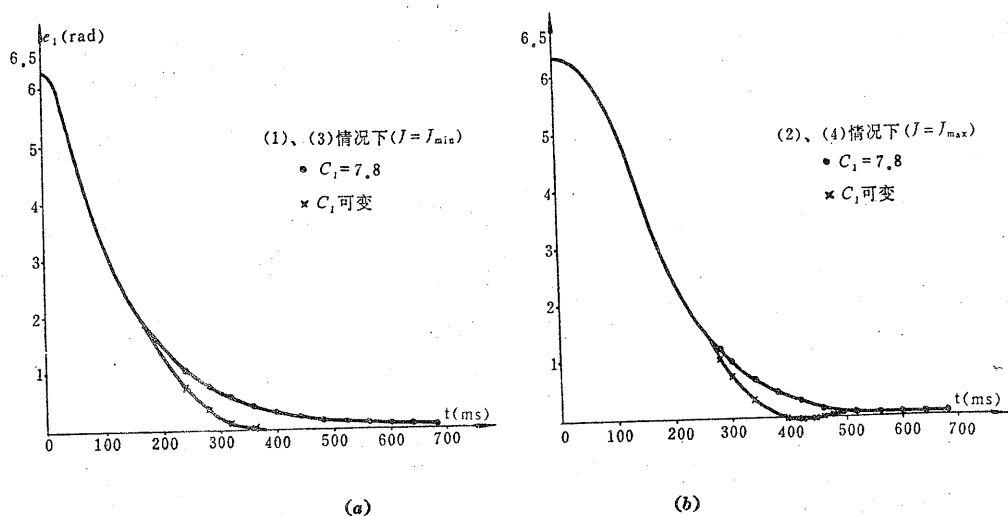


图 6 位置误差过渡过程曲线

(a) $J=J_{\min}$ 下 C_1 = 常数与 C_1 可变时曲线(b) $J=J_{\max}$ 下 C_1 = 常数与 C_1 可变时曲线

6. 结 语

(1) 滑模控制的伺服系统, 具有较好的鲁棒性和快速性. 在对象参数不明确或有大范围变化的情况下, 仍可获得良好的性能指标. 可望在机器人伺服系统等参数大范围变化的非线性的快速系统中得到应用.

(2) 工程上, 可按二阶系统对滑模控制直流伺服系统进行设计. 首先确定滑模线上最大允许误差 e_1 或 e_2 , 并在限幅条件下求出 C_1 , 再求出 α 和 β 的取值范围. 最后由仿真寻优(或经验)确定 α 和 β 的具体数值. 对于变切换线的滑模控制系统的设计, 可按文中所述方法进行.

(3) 滑模控制可很容易地由微机来实现. 由于控制参数 C_1 、 α 和 β 的值域很宽, 在控制算法中甚至可不作乘法运算, 用 8 位单片机在 1ms 内就可绰绰有余地完成全部控制计算工作.

参 考 文 献

- [1] Itkis, U., Control Systems of Variable Structure, Wiley, New York, (1976).
- [2] Hashimoto, H., Harashima, F., A Microprocessor-based Robot Manipulator Control with Sliding Mode, IEEE Trans. on IE, 34, 1, (1987), 11-18.
- [3] Harashima, F., Hashimoto, H., MOSFET Converter-fed Position Servo System with Sliding Mode Control, IEEE Trans. on IE, 32, 3, (1985), 238-244.
- [4] Lin, Shin-Chang, Tsai, Song-Jan, A Microprocessor-based Incremental Servo System with Variable Structure, IEEE Trans. on IE, 31, 4, (1984), 313-316.
- [5] 沈春林、潘树勋、庄心复、温旭升, 直流马达调速系统的变结构控制, 控制理论与应用, 5, 1, (1988), 118-122.
- [6] 孙键、梁任秋、李鹤轩, 大功率达林顿晶体管的驱动与保护, 电力电子技术, 1, (1989), 3-7.

A Sliding Mode Controller with Adaptive Change of Sliding Line for DC Servo System

Sun Jian

(Department of Automation, Tianjin Vocational and Technical Teachers' College)

Liang Renqiu, Li Hexuan

(Department of Automation, Qinghua University, Beijing)

Abstract: This paper presents an engineering approach for designing sliding—mode controllers with variable sliding lines for DC servo systems with armature current limited. Laboratory experiments confirm that the proposed design approach is workable in real applications.

Key word: sliding—mode control; single chip computer; DC servo systems

IFAC 会议一览表

Title	1991	Place	Deadlines	Further Information
IFAC/IEEE/IFIP/IMEKO Symp. Intelligent Tuning and Adaptive Control	Jan. 15—17	Singapore		Dr. Kang Chang Guan, Instr. & Control Society; 1 Science Park Drive, Nr 61 A; The Fleming, Singapore Science Park Singapore 0511
IFAC Workshop Modelling and Experimental Verification of Dynamics and Control of Flexible Aerospace Structures	April 2—4	Huntsville AL, USA	*	Dr. S. M. Seltzer, Control Dynam. Company, Office Park South Suite 304, 600 Blvd South Huntsville, AL 35802, USA
IFAC / (IFIP) Workshop Computer Software Structures Integrating AI/K BS Systems in Process Control	May 29—31	Bergen	Dec. 15 1990	N. P. Sundby, Norwegian Soc. of Automatic Control Kronprinsensgate 17 N—0251 Oslo, Norway
IFAC Workshop Electric Power Systems Control Centers	June 19—21	Semmering Austria	Nov. 30 1990	K. Schenk, IFAC Control Centre WS Siemens Österreich AG Gudrunstr. 11, A—1101 Vienna, Austria
IFAC Conference Advances in Control Education	June 24—25	Boston, MA USA	Aug. 19 1990	Prof. M. Rabins, Mech. Engg. Dept Texas A&M Univ. College Station, TX 77843—3123, USA
IFAC/IFORS Symposium Identification & System Parameter Estimation	July 8—12	Budapest Hungary	July 15 1990	Ms. Eva Soos, Computer & Autom. inst. HAS, Kende u. 13—17 H—1111 Budapest, Hungary
IFAC/IFIP/IMACS Symposium (5th) Computer Aided Design in Control & Engineering Systems	July 15—17	Swansea UK	Sept. 15 1990	Prof. H. A. Barker, Dept. of Elect. Electronic Engg., Univ. College of Swansea, Singleton Park Swansea SA2 8PP, UK

(continued on page 75)