



非最小相位控制系统的智能设计

李东海 吴麒

(北京清华大学自动化系控制理论教研组 100084)

摘 要

本文在归纳总结控制工程中大量非最小相位被控制对象特性的基础上,研究了其控制系统的智能设计问题,提出了一种非最小相位控制系统的智能设计方法,并以此设计了柔性结构姿态控制系统,证实了本文的设计方法能同时满足系统的稳定性,鲁棒性,静态动态性能,以及控制器的简单性和控制器本身的稳定性等方面的要求,在同等条件下比较,优于其它设计方法。

关键词: 非最小相位控制系统,鲁棒控制,智能设计,频率域控制理论。

1 引言

非最小相位对象是指具有右半复平面零,极点或延时的对象,非最小相位对象在控制工程中相当普遍;因此,其控制具有重要实际意义。

关于非最小相位对象的控制,有一些学者做了很有价值的研究工作。Cheng 和 Desoer(1980) 首先证明,为了保证控制器稳定,系统的闭环零点必须含有对象的全部右半复平面零点。Horowitz(1984) 指出,为了保证控制系统的稳定性,非最小相位系统应具有多个截止频率。Vidyasagar (1986) 证明了非最小相位阶跃响应在初始段存在负响应的条件。Freudenberg (1985) 讨论了非最小相位系统设计中保证控制器稳定的积分约束条件。Stein (1987), Z. Zhang (1990) 和 Chen (1992) 讨论了 LQG/LTR 方法推广到非最小相位的情形。Gao 和 Wu(1987) 探讨了系统高频段存在一个右半复平面零点的非最小相位系统的设计准则,还有一些其它文献。

尽管如此,迄今在设计非最小相位控制系统方面还缺乏工程实用的方法。本文作者提出了有效的设计方法并给出了若干工程设计实例。作者所提出的方法依托作者建立的设计知识库,采用推理和优化的方法进行设计,所以是一种智能设计方法(吴麒,高黛陵,毛剑琴,1993)。

2 问题的描述与基本设计思想

分析最简单的情形即单变量控制情形(图1)。设 $G(s)$ 是稳定的单变量传递函数, 但具有右半复平面零点。 $K(s)$ 是待设计的控制器, 要求它本身是稳定的, 真有理的, 尽量简单的。所设计的闭环控制系统应当

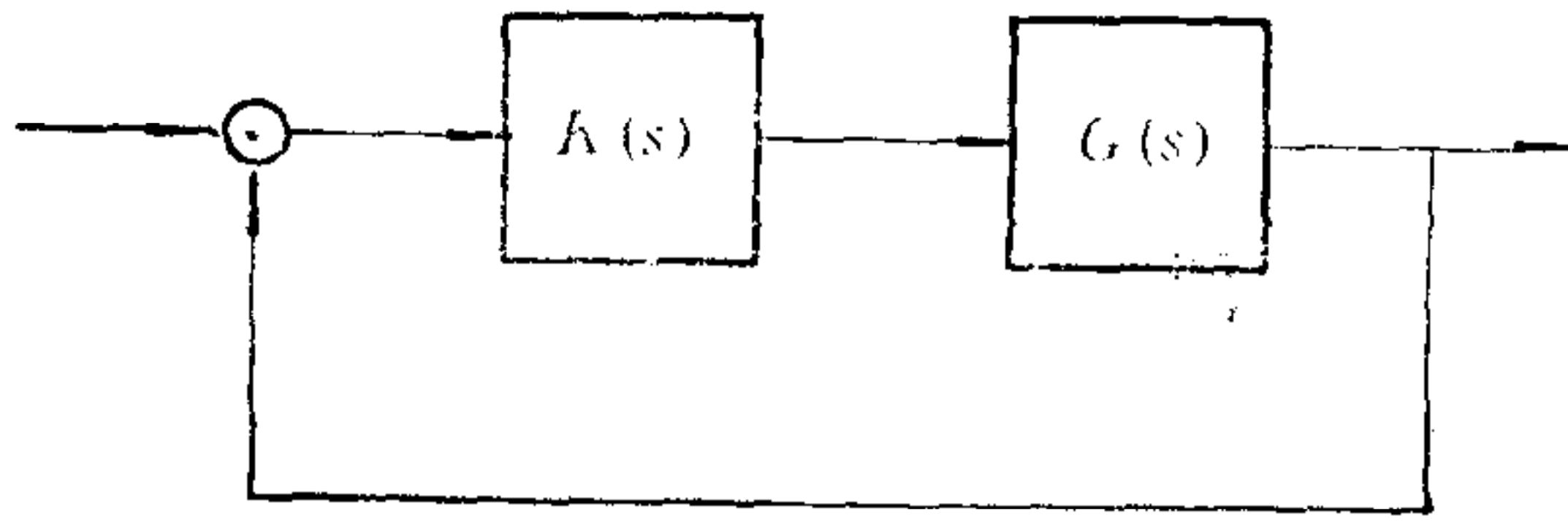


图 1

满足稳定性, 鲁棒性, 良好的静态与动态性能。上述问题还没有一般的数学解决方法。有些情况下这一问题本身无解, 但判定是否有解的一般性准则也无法给出。所以, 想要研究这一问题, 必须对 $G(s)$ 的右半复平面零点作若干限制, 并且采取智能设计途径。当然这种限制应当符合工程实际情况。

作者研究了许多非最小相位的工程对象, 发现绝大多数单变量非最小相位对象实际上只具有 1 个或 2 个右半复平面零点。这一事实使得对右半复平面零点数目施加限制成为可行。据此, 本文只研究如下一类单变量非最小相位控制系统: $G(s)$ 的右半复平面零点不超过 2 个, 且模值较大(即位于高频段)。在图 1 所示的系统中, 开环传递函数为

作者研究了许多非最小相位的工程对象, 发现绝大多数单变量非最小相位对象实际上只具有 1 个或 2 个右半复平面零点。这一事实使得对右半复平面零点数目施加限制成为可行。据此, 本文只研究如下一类单变量非最小相位控制系统: $G(s)$ 的右半复平面零点不超过 2 个, 且模值较大(即位于高频段)。在图 1 所示的系统中, 开环传递函数为

$$Q(s) = G(s)K(s). \quad (1)$$

在(1)中, $G(s)$ 为既定, 所以控制器 $K(s)$ 的设计问题实质就是设计开环传递函数 $Q(s)$ 。以下就针对 $Q(s)$ 的设计问题讨论。从(1)可知, 要保证 $K(s)$ 的稳定性, 唯一必须遵循的一条基本原则就是: $Q(s)$ 必须包含 $G(s)$ 的全部右半复平面零点。

作者对 1600 个不同结构和参数的反馈系统进行仿真, 按照这一原则, 并考虑到控制系统的稳定性和动态性能等要求, 总结了上述对象的开环传递函数 $Q(s)$ 的设计知识并建立了知识库。借助于这一知识库, 单变量非最小相位控制系统的设计可以十分便利。作者以此进行了控制系统智能设计, 证明了其有效性。详见本文第 4 节。

3 右半复平面零点位于高频段的设计方法

关于对象有 1 个或 2 个右半复平面实零点的情形, 记右半面实零点为 $z(z > 0)$, 或一个实零点为 z , 另一实零点为 $\mu z(\mu > 1)$, 作者建议将开环传递函数设计如下:

$$Q(s) = \frac{k(-s/z + 1)}{s(s/\omega_{d1} + 1)}, \quad (2)$$

或

$$Q(s) = \frac{k(-s/z + 1)}{s(s/\omega_{d1} + 1)(s/\omega_{d2} + 1)}, \quad (3)$$

或

$$Q(s) = \frac{k(s/\omega_{n1} + 1)(s/\omega_{n2} + 1)(-s/z + 1)}{s(s/\omega_{d1} + 1)(s/\omega_{d2} + 1)(s/z + 1)^2}, \quad (4)$$

或

$$Q(s) = \frac{k(s/\omega_{n1} + 1)(s/\omega_{n2} + 1)(-s/z + 1)}{s^2(s/\omega_{d1} + 1)(s/z + 1)^2}, \quad (5)$$

或

$$Q(s) = \frac{k(s/\omega_{n1} + 1)(s/\omega_{n2} + 1)(-s/z + 1)^2}{s(s/\omega_{d1} + 1)(s/\omega_{d2} + 1)(s/z + 1)^3}, \quad (6)$$

或

$$Q(s) = \frac{k(s/\omega_{n1} + 1)(s/\omega_{n2} + 1)(-s/z + 1)(-s/\mu z + 1)}{s(s/\omega_{d1} + 1)(s/\omega_{d2} + 1)(s/\mu z + 1)^3}, \quad (7)$$

($k, \omega_{n1}, \omega_{n2}, \omega_{d1}, \omega_{d2} > 0; z > \omega_c; \mu \geq 1; \omega_c$ 为开环系统截止角频率)在保证相角裕量为 $30^\circ - 60^\circ$, 幅值裕量不小于 6 分贝的条件下, 作者对 1600 个上述各类型的开环传递函数的反馈系统进行了计算机仿真研究, 得出了这些模型中的参数与闭环系统阶跃响应特征的关系, 据此建立了专门的知识库(表 1 是它的一个片断, 其中 T_s 为阶跃响应调节时间, $\sigma\%$ 为超调量), 可用于工程系统的设计。

表 1

$$\text{模型: } Q(s) = \frac{k\omega_{n1}\omega_{n2}}{\omega_{d1}\omega_{d2}z} \cdot \frac{(s/\omega_{n1} + 1)(s/\omega_{n2} + 1)(-s/z + 1)}{s(s/\omega_{d1} + 1)(s/\omega_{d2} + 1)(s/z + 1)^2}$$

		参数	最小值	最大值	优选值
优 E	$\sigma\% \leq 15\%$ 且 $T_{s,z} \leq 50$	k/z^2	0.167	0.2	0.18
		ω_{n1}/z	0.030	0.038	0.034
		ω_{n2}/z	0.030	0.038	0.034
		ω_{d1}/z	0.012	0.025	0.019
		ω_{d2}/z	0.05	0.1	0.059
良 G	$\sigma\% \leq 30\%$ 且 $T_{s,z} \leq 80$	k/z^2	0.125	0.25	
		ω_{n1}/z	0.028	0.063	
		ω_{n2}/z	0.028	0.063	
		ω_{d1}/z	0.011	0.029	
		ω_{d2}/z	0.04	0.125	
可 A	$\sigma\% \leq 50\%$ 且 $T_{s,z} \leq 130$	k/z^2	0.111	0.333	
		ω_{n1}/z	0.025	0.071	
		ω_{n2}/z	0.025	0.071	
		ω_{d1}/z	0.010	0.038	
		ω_{d2}/z	0.033	0.167	
差 B	$\sigma\% > 50\%$ 或 $T_{s,z} > 130$		取其它值		

为了在控制系统动态性能与控制器的复杂性二者之间作出折衷, 有必要将二者分别定量地划分为若干等级。控制器的复杂性可以 $K(s)$ 的阶来表征, 控制系统的动态性能则可依据工程经验划分为若干等级, 例如: 优 (Excellent), 良 (Good), 可 (Acceptable), 差 (Bad)。分别简记为 E, G, A, B。各等级的动态性能指标见表 1。

设计步骤如下:

[1] 若对象只有 1 个右半复平面实零点, 则预期开环传递函数可选为(2), (3), (4),

或(5);若对象有2个右半复平面实零点,则预期开环传递函数可选为(6)或(7);

[2] 控制系统动态性能等级设置为 E 。

[3] 从表1中根据所设性能等级选取一组 $k, \omega_{n1}, \omega_{n2}, \omega_{d1}, \omega_{d2}$ 的值,构造开环传递函数 $Q(s)$,计算 $K(s) = G^{-1}(s)Q(s)$ 。用较低阶的 $K^*(s)$ 拟合 $K(s)$,并优化 $Q(s)$ 的参数,在允许的拟合误差下,使 $K^*(s)$ 的阶数达到最低。

[4] 若对所得 $K^*(s)$ 的阶数认为满意,则结束;否则降低一个性能等级,转[3]。

本文第4节给出了设计实例。

4 设计实例

柔性臂控制系统

被控制对象柔性杆的传递函数 (Doyle, 1992) 为

$$G(s) = \frac{35.15(s/4.9081 + 1)(-s/5.5308 + 1)}{s(s/0.0007 + 1)[s^2/(5.282)^2 + 2(0.0675)s/5.282 + 1]}$$

这一被控制对象不仅是非最小相位的,而且有一对复极点,其阻尼系数仅 0.0675,应当先进行内环补偿以改善阻尼条件,内环补偿方案的选择可依据李东海(1994)建立的鲁棒镇定知识库,即认为该对象在右半复平面有一对复极点,而为之选择鲁棒镇定内环补偿器:

$$K_p(s) = \frac{0.025(s/0.3 + 1)(s + 1)(s/2 + 1)}{(s/20 + 1)(s/30 + 1)^2}$$

计算表明,内环补偿后的两对复极点的阻尼系数约为 0.3。在此基础上将内环系统作为新的被控制对象,按照表1性能等级“优”为其设计开环传递函数:

$$Q(s) = \frac{5.5(s/0.1915 + 1)^2(-s/5.5308 + 1)}{s(s/0.1064 + 1)(s/0.3192 + 1)(s/5.5308 + 1)^2}$$

求出控制器并经简化,得到

$$K(s) = \frac{0.689[s^2/0.166^2 + 2(0.4)s/0.166 + 1][s^2/7.14^2 + 2(0.34)s/7.14 + 1]}{s(s/0.3 + 1)(s + 1)(s/2 + 1)(s/7 + 1)(s/5.53 + 1)^2}$$

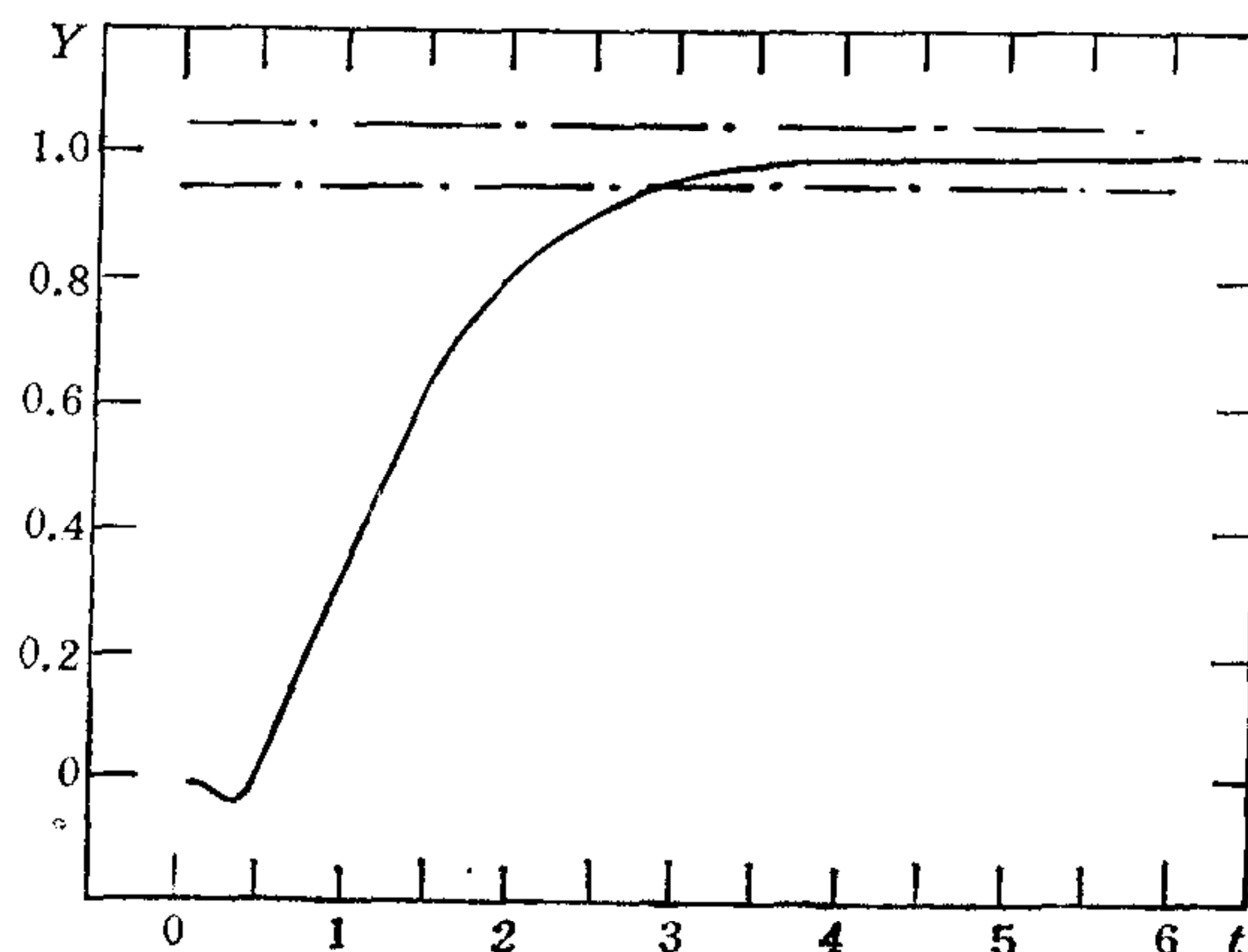


图 2

闭环系统仿真结果如图 2, 调节时间约 3s, 无超调, 而 Doyle (1992) 用 H_∞ 设计方法得到的控制器传递函数为 10 阶。闭环系统调节时间 5s, 超调量 10%。由此可见按照智能设计方法为本例设计的控制系统动态性能较佳, 控制器较简单; 更重要的是控制器本身稳定, 这一点是 H_∞ 设计方法无法保证的。

5 结束语

本文以智能设计手段提出了一种设计非最小相位控制系统的简明实用的方法, 并以工程实例证明了其有效性。在其它情形下, 如右半复平面零点位于低频段, 被控制对象不稳定或弱阻尼, 如何设计控制系统, 作者也进行了研究, 结果详见有关论文¹⁾。

参 考 文 献

- [1] Cheng V H L, Desoer C A. Limitation on the closed loop transfer function due to right-half plane transmission zeros of the plant. *IEEE Trans.* 1980, **AC-25**: 1219—1220.
- [2] Chen B M. Loop transfer recovery for general non-minimal phase non-strictly proper systems. *Control-Theory and Advanced Technology*, 1992, **8**: 59—144.
- [3] Doyle J C. *Feedback Control Theory*. MacMillan, 1992.
- [4] Freudenberg J S. Right half plane poles and zeros and design tradeoffs in feedback systems. *IEEE Trans.*, 1985, **AC-32**: 440—450.
- [5] Gao Dailing, Chi Wu, Re-study of reversed-frame design techniques. *Automatic Control World Congress*, Munich, 1987, **8**: 277—282.
- [6] Horowitz I. Limitation of non-minimal-phase feedback system. *Int. J. Control.* 1984, **40**: 1003—1010.
- [7] Stein G. The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design. *IEEE Trans.*, 1987, **AC-32**: 105—120.
- [8] Vidyasagar M. On undershoot and non-minimal-phase zeros. *IEEE Trans.*, 1986, **AC-31**: 440—441.
- [9] 吴麒, 高黛陵, 毛剑琴. 论控制系统的智能设计. *控制理论与应用*, 1993, **10**: 241—249.
- [10] Zhang Z, Freudenberg J S. Loop transfer recovery for non-minimal phase plants. *IEEE Trans.*, 1990, **AC-35**: 547—553.

1) 李东海. 非最小相位控制系统的智能设计. 清华大学博士论文. 1994.

INTELLIGENT DESIGN OF NON-MINIMUM PHASE CONTROL SYSTEMS

LI DONGHAI WU QI

(*Department of Automation, Tsinghua University Beijing 100084*)

ABSTRACT

In this paper, the problem of intelligent design of non-minimum phase control system is studied on the basis of analysis and the summarization of a large number of plants. One design method of Non-minimum Phase Control Systems is proposed. By means of this method flexible beam control system is designed. It is verified that the method is able to meet the requirement of stability, robustness and static and dynamic performance as well as simplicity and stability of the controller. The proposed method has advantages over other methods under same condition.

Key words: Non-minimum Phase Control Systems, robust control, Intelligent Design, frequency domain control theory.