

# 抑制非线性影响的控制器设计

邱晓红 高金源

(北京航空航天大学自动控制系 100083)

**摘要** 本文针对不确定非线性,提出仿线性元件思想以较好实现所期望的系统稳定裕度,从而克服非线性所造成的影响,针对确定的非线性,提出了非时变非线性可补性的概念,并应用于控制器中,实现补偿非线性的目的,系统性能逼近于线性系统.将两种方案用于飞控系统中,仿真结果表明,对抑制系统的极限环是有效的.

**关键词** 非线性,极限环,稳定性

## 1 引言

非线性因素既可视作系统的不确定性,也可视为系统的确定性因素.视为不确定性因素时,必须保证系统足够的稳定裕度以保证系统的稳定性.但就实现所期望的稳定裕度,通常用的超前或滞后环节则受到 Bode 积分所描述的幅相关系<sup>[4,5]</sup>限制,即一定幅值对应一定的相角.所以实现系统的性能是有限的.必须折中考虑各种因素,其最终表现就是提供系统足够的稳定裕度是困难的.由此希望从线性元件出发构造伪线性元件<sup>[2,3,1]</sup>,以实现所期望的幅相特性. Clegg 积分器就是典型的一例.但其高次谐波所占比重已超过三分之一,由此有双线性积分器、智能积分器等.这些伪线性环节仍偏离线性器件的特点.一是高次谐波分量所占比重较大,二是其描述函数仍是输入信号幅值的函数.本文针对这些不足,提出仿线性元件的思想,既能较好实现所期望的频率特性,又能减少控制器所带来的非线性特性.当视非线性因素为确定性因素时,可非线性反馈线性化再进行设计<sup>[6]</sup>,但这样做需要较苛刻的条件<sup>[6]</sup>,而对于典型非线性如死区、间隙等条件是不满足的,从而也不能应用反馈线性化.经典线性设计中,也应用反馈线性化,但其线性化程度常受系统稳定性或具体实现时客观要求的限制.另一方面,即使进行前馈补偿,一般情况下,也缺乏有效的补偿指导方向.本文从工程易于实现的角度提出非时变非线性可补的概念,并应用于控制器实现中,从而有效地实现了非线性的补偿.

## 2 仿线性元件思想及其特性

在控制器设计时,选择不同线性环节有其不同的目的.一般是希望通过这些线性环节特性实现对系统特性的调节和控制,从而满足设计要求.但由于最小相位环节幅相特性<sup>[4,5]</sup>的相关性,在应用一线性环节时,能够给控制器带来有益的一面,但也带来所不希望的特性.如使用积分器可以提高系统的稳态精度和抗高频干扰能力,但也带来不期望的相频特性,即 90°的相位滞后,使系统稳定裕度难于提高.同样,使用超前网络以获得相位超前,但幅频特性则可能不是所期望的.所以只要针对线性环节中不期望特性进行修正,就可能实现所期望的频率特性.

仿线性元件思想:模拟及保留线性环节的线性齐次行为,修正线性环节所不期望的频率特性,实现或逼近所期望的幅相特性.也即至少要求该元件的描述函数仅是输入信号的频率的函

数,从而描述函数体现了该元件的固有频域特性,可应用线性时不变环节的频率特性的概念.应用该思想而构造的环节就是仿线性元件.一般地,仿线性元件包括两部分:一部分是线性时不变环节,另一部分为逻辑环节.其原理结构图如图 1 所示.

其中线性时不变环节可以是超前环节也可以是滞后环节.逻辑环节的作用,对超前环节而言,是抑制不希望的高频幅频特性;对滞后环节,是克服低频段的相位滞后,使用仿线性元件的假定条件为满足谐波线性化方法使用的条件.

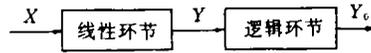


图 1 仿线性元件原理结构示意图

分别考虑积分环节  $1/s$  和微分环节  $s$ ,假定其输入信号为正弦  $X = A \sin \omega t$ ,积分环节的输出为

$$Y = \frac{A}{\omega} (1 - \cos \omega t) \quad (1)$$

其中积分器初值为零.而微分环节的输出为

$$Y = A \omega \cos \omega t \quad (2)$$

如若逻辑规则取为(1)仿线性积分器

$$\text{IF } |X| < F_0 = K_0 A, \quad K_0 \in (0, 1), \quad X'X < 0 \quad \text{THEN } Y_0(k) = Y_0(K-1) \quad (3)$$

$$\text{ELSE } Y_0(K) = Y_0(K-1) + \int_{(K-1)T}^{KT} X dt \quad (4)$$

其中  $X'$  为输入信号  $X$  的导数,  $K$  代表采样时间  $KT$ .图 2 所示为  $K_0 = 0.8$  时仿线性积分器的响应情况.(2)仿线性微分器

$$\text{IF } |Y| \geq F_0 = A \omega, \quad \text{THEN } Y_0 = K_0 Y, \quad K_0 \in (0, 1) \quad (5)$$

$$\text{ELSE } Y_0 = Y \quad (6)$$

图 3 所示为  $K_0 = 0.5, \omega_c = 1.0$  的仿线性微分器的响应情况.

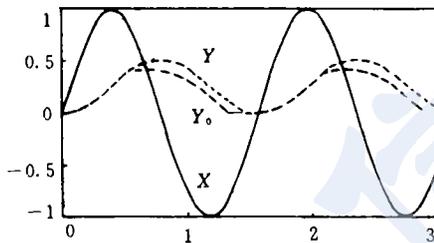


图 2 仿线性积分器响应

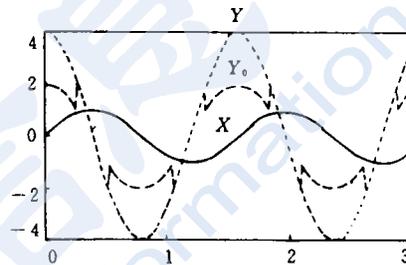


图 3 仿线性微分器响应

在逻辑规则中,使用了信号的幅值,所以获取信号的幅值是很重要的,简单的方法是测得输入信号幅值的绝对值,并进行比较取其最大值.在实际应用于控制器中,由于信号一般是渐近收敛的,所以,经过规定的时间  $T_m$  最大值不改变,则进行自我修正,自乘系数  $K_m \in (0, 1)$ .

但具体应用仿线性元件的思想,必须根据系统的频率特性及所采用的仿线性元件的具体形式来选择必要的控制参数.一般地,间隔修正频率  $\omega_m$  应约为系统截止频率 2—6 倍,而间隔修正系数  $K_m$  一般可为 0.1—0.6,  $\omega_m$  和  $K_m$  选取值与系统频带密切相关,其最终目的是为了获取真实的信号幅值;逻辑修正系数  $K_0$  则可根据需要选取.  $K_0$  值越小,所带来的幅相修正越大,

但系统非线性化程度越高,高次谐波分量比重也越大,则应用本方法对系统的要求也将越苛刻.开始修正的频率段阈值一般和所期望的修正频率点的起始值一致.

分别对其进行谐波线性化分析可得其性质<sup>[1]</sup>:

**定理 1** 仿线性微分器的相频特性保持线性微分器的特性,而其幅频特性则在低于  $\omega_c$  频率段是和线性微分器的幅频特性一样,在高于  $\omega_c$  的频率段则较其趋近于衰减  $K_0$  倍.

**定理 2** 仿线性积分器相对于线性积分器有相位超前的特性.

### 3 非时变非线性可补性概念及其性质和应用

非时变非线性广泛存在于实际系统中,如饱和、死区、间隙等特性,但这些非线性是有所区别的.若非线性  $f(x)$  为饱和特性,是无法补偿其输入信号使其输出  $x_4$  正比于输入信号  $x_3$ ,而对死区或间隙非线性则是可以做到的,所以有必要对非线性进行区别,即提出可补性的概念.非时变非线性划分为可补的和非可补的两类.设  $f(x, x', x_0)$  为非时变非线性,  $x, x'$  为其输入及其导数.对于  $f(x, x', x_0)$  在其线性化设计时假设为  $Kx$ .

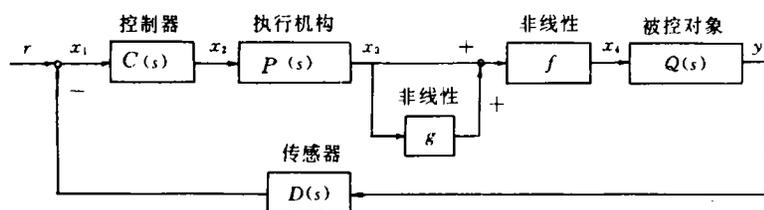


图 4 可补的非时变非线性控制系统补偿线性化结构图

**定义** 若存在非时变非线性  $g(x) \equiv g(x, x', x_0)$ , 使得非时变非线性  $f(x) \equiv f(x, x', x_0)$  有

$$f(x + g(x)) = Kx \quad (7)$$

成立,则称  $f(x, x', x_0)$  为可补的,  $g(x, x', x_0)$  为  $f(x)$  的补函数,简称为补.

显然,对于死区、间隙等非线性的补函数是容易找到的,如死区的补为理想继电器,而间隙的补为微分环节和理想继电器串联组成的环节.但必须注意到,并非所有的非时变非线性均有补,如饱和、理想继电器等非线性都没有.很显然,可补的非时变非线性具有如下性质<sup>[1]</sup>.

**性质 1** 非时变非线性可补的充分必要条件是对任意输入  $x$ , 存在  $y(x) \equiv (x, x', x_0)$ , 使得  $f(y) = Kx$ .

**性质 2** 可补的非时变非线性必须是无界的.

**性质 3** 对非时变非线性  $f(x)$ , 其线性化结果为  $Kx$ , 若方程

$$f(x + y) = Kx \quad (8)$$

有实数解  $y = g(x)$ , 则  $g(x)$  为  $f(x)$  的补函数.

性质 3 可由补函数的定义直接获得.另一方面,这一性质给出了求解函数的方法,即对方程(8)求得  $y$  对  $x$  的表达式.对于具有可补的非时变非线性  $f(x)$ , 可硬件补偿化为线性系统,如图 4 所示.

对其做等效结构变换,尤其保持非线性环节的等效性,即有如图 5 所示的结构.  $P_c(s) - g(x) - P_c^{-1}(s)$  称为逆前馈补偿通道.虚框内即为控制器结构,其中包含了非线性补偿通道,其复杂程度取决于  $P(s)$  和  $f(x)$ .

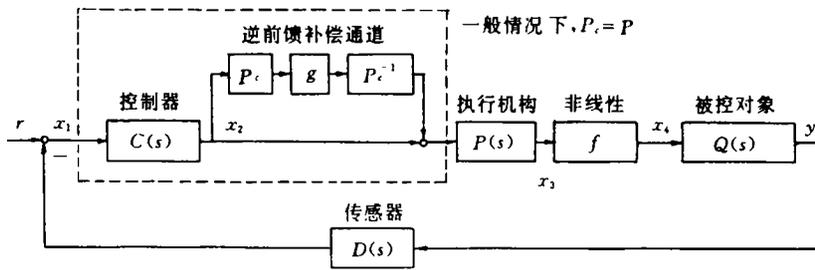


图5 可补的非时变非线性控制系统软件补偿线性化结构图

为了控制器的实现,可将  $P(s)$  分解为最小相位环节  $P_-(s)$  及非最小相位环节  $P_+(s)$ , 即

$$P(s) = P_-(s)P_+(s) \quad (9)$$

同时取  $P_+(0) = 1$ , 即期望在稳态时, 能实现全补偿. 将  $P_-(s)$  作为  $P_c(s)$  的一部分, 另外, 引入低通滤波器

$$F_p(s) = 1/(Ts + 1)^n \quad (10)$$

其中  $T > 0$  为滤波时间常数,  $n$  为  $P_-(s)$  极、零点个数之差. 所以

$$P_c(s) = P_-(s)F_p(s) \quad (11)$$

由于低通滤波器  $F_p(s)$  的添加, 不再出现高阶导数的计算问题. 同时  $P_c(s)$  由最小相位环节组成, 初值的影响在闭环系统稳定后将逐渐消失, 其原因在于最小相位环节本身的稳定性以及闭环系统具有一定的稳定裕度.

显然, 上述方案使控制器复杂化, 但实际上  $P(s)$  有不稳定环节的情况较少. 一般而言,  $P(s)$  是较为简单的环节, 也可以是高阶  $P(s)$  的低阶等效环节, 这样就可降低控制器实现的复杂程度. 另一方面, 若  $P(s)$  的频带相对系统的截止频率而言较宽, 则可以不求  $P(s)$  的逆, 直接用  $P_c(s) - g(x) - P_c^{-1}(s)$  逆前馈补偿通道. 该通道之所以还需要  $P_c(s)$ , 其根本目的在于预测补偿非线性的方向和大小; 若缺少它, 则可能从根本上改变补的方向, 其特性将与有  $P_c(s)$  时有很大不同.

由于补函数补偿了系统已知的非线性, 从而在设计中, 稳定裕度的要求可以降低. 也即是说, 在同样的稳定储备下, 利用补函数补偿后的系统能克服更大的不确定性或干扰的影响, 即系统具有更好的鲁棒稳定性<sup>[1]</sup>.

#### 4 在飞控系统控制律设计中的应用

如图6所示飞控系统, 有间隙和分段非线性. 下面分别使用线性控制器、仿线性控制器以及带补函数的线性控制器并比较其响应.

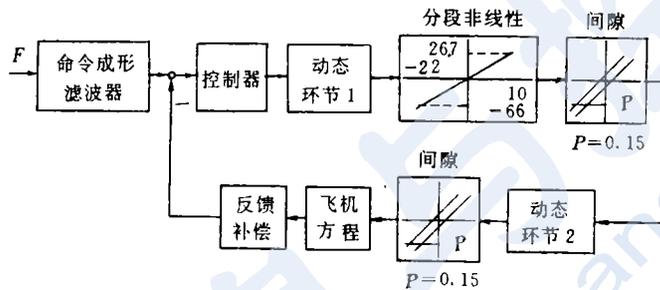


图6 非线性飞控系统结构示意图

#### 4.1 线性控制器

线性控制器的传递函数为

$$25(s+4)(s+6)/(s+1)(s+60) \quad (12)$$

存在着较大幅值的极限环振荡, 不满足 MIL-F-8785C 规范的要求. 如图 7 的曲线 1 所示.

#### 4.2 仿线性控制器

此时仿线性控制器为仿线性超前环节. 仿线性超前环节的构成:

假定输入信号为  $X$ , 仿线性超前环节的线性环节的输出为  $Y$ , 逻辑环节的输出为  $Y_0$ , 线性环节的离散形式为

$$Y/U = (Z - \alpha)/(Z - \beta) \quad (13)$$

$$\text{即 } Y(k) = U(k) - \alpha U(k) + \beta Y(k) \quad (14)$$

逻辑规则为

$$\text{IF } |Y(k)| > U_{\max} \omega_c \text{ THEN } Y_0(k) = K_0 Y(k), \text{ 然后设置 } Y(k) = Y_0(k)$$

$$\text{ELSE } Y_0 = Y(k)$$

其中  $U_{\max}(k)$  通过测量输入信号并比较其绝对值的大小而获得. 在实际应用中, 若经过规定的时间得  $T_m$  所得  $U_{\max}$  不变化, 则自我修正自乘系数  $U_{\max}(k) = K_0 * U_{\max}(k)$ . 本文所用仿线性超前环节具体构成形式如下. 仿线性元件的线性环节的传递函数为

$$10.0(60.0s + 60.0)/(s + 60.0) \quad (15)$$

逻辑规则参数为:  $T_m = 0.5$ ,  $K_m = 0.1$ ,  $K_0 = 0.25$ ,  $\omega_c = 3.0$ . 上述构成的仿线性元件之后串联一滞后环节

$$(1.5s + 9.0)/(6.0s + 6.0) \quad (16)$$

仿真结果如图 7 的曲线 2 所示.

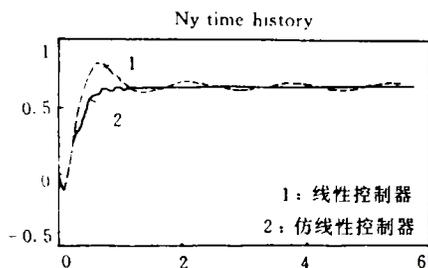


图 7 响应结果比较图

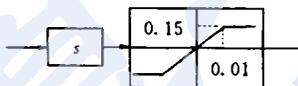


图 8 间隙的近似补函数

#### 4.3 利用补函数的线性控制器

取补函数的形式如图 8 所示,  $P(s) = 1$ , 线性控制器仍取式(12), 仿真结果如图 9 所示. 图中曲线 2, 3 分别为考虑和不考虑间隙非线性不使用补函数线性控制器时的响应.

#### 5 小结

文中所介绍的两种控制器补偿非线性方案都有实际意义, 既利用了计算机的逻辑推理能

(下转第 48 页)

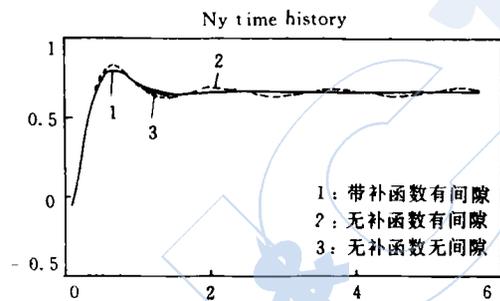


图 9 响应结果比较表

手,吸收预测控制建立非经典数学模型的观点,这对某一类不易建立数学模型的系统的控制是有启发意义的。

## 5 结论

我们对导水机构按图 1 所示的动作过程,对水轮发电机启机过程进行了仿真,如图 4 所示。结果表明,机组转速可平稳无超调地达到稳定转速要求,这样可使启机并网所需的时间缩短为 15—20s,目前常规方法大约需要 1—2min。

## 参 考 文 献

- 1 张昌期. 水轮机——原理与数学模型. 武汉:华中工学院出版社,1985.
- 2 八盘峡水电厂. 瑞典 36 兆瓦水轮发电机组调速器说明书. 1980.
- 3 席裕庚,张钟俊. 一类新型计算机控制算法,预测控制算法. 控制理论与应用,1985,(2).
- 4 席裕庚等. 预测控制的研究现状和多层智能预测控制. 控制理论与应用,1989,(2).
- 5 李少远. 一种新的水轮发电机组调速器控制策略研究与实现. 河北工学院硕士论文,1992.  
(李少远,男,28岁,硕士学位,讲师. 研究领域为预测控制理论,数字控制系统,智能控制.)

(上接第 44 页)

力,也体现了控制器数字化的特点. 仿真结果表明,两种方案都对克服非线性影响如抑制极限环振荡有效. 但仿线性元件思想的理论基础却是工程性的,应用时必须满足谐波线性化条件. 非时变非线性可补的概念,虽然基于开环补偿,但其应用则可以更为广泛.

## 参 考 文 献

- 1 邱晓红. 飞控系统的本质非线性补偿及其频域性能评价. 北京航空航天大学硕士学位论文,1992.
- 2 邱晓红等. 变结构滤波器频率特性及其应用. 第 4 次操纵与控制会议录,1991.
- 3 王勇. 一种智能积分器. 信息与控制,1990,19(6).
- 4 胡寿松. 自动控制原理. 国防工业出版社,1987.
- 5 Freudenberg J S, Looze D P. Frequency Domain Properties of Scalar and Multivariable Feedback System. Springer-Verlag World Publishing Corp, 1988.
- 6 高为炳. 非线性控制系统导论. 北京,科学出版社,1988.  
(邱晓红,男,26岁,硕士研究生,攻读博士学位. 主要从事飞行管理、飞行控制和仿真等方面的研究.)

