

文章编号: 1671-0576(2021)03-0012-06

导引头伺服系统稳定回路扰动观测器设计

赵明翰, 郑秋实, 顾家玮, 韩道达, 李乃星

(上海无线电设备研究所, 上海 201109)

摘 要: 针对摩擦力矩等非线性环节导致的导引头伺服系统稳定回路控制性能变差现象, 设计了一种基于输入输出数据的扰动观测器。推导了扰动观测器方程, 分析了扰动观测器对干扰的抑制能力及由传感器引入的高频量测噪声对系统整体性能的影响。通过仿真验证, 在稳定回路存在量测噪声的情况下, 该扰动观测器依旧能够获得较为理想的去耦性能。

关键词: 导引头; 伺服系统; 稳定回路; 扰动观测器; 去耦性能

中图分类号: TJ765.2+2

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1671-0576.2021.03.003

Design of Disturbance Observer for Stability Loop of Seeker Servo System

ZHAO Ming-han, ZHENG Qiu-shi, GU Jia-wei, HAN Dao-da, LI Nai-xing

(Shanghai Radio Equipment Research Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: Aiming at the deterioration of control performance caused by nonlinear elements such as friction torque in the stability loop of seeker servo system, a disturbance observer based on input and output data is designed. The disturbance observer equation is derived, and the disturbance rejection ability of the disturbance observer for the system and the influence of high-frequency measurement noise introduced by the sensor on the overall performance of the system are analyzed. The simulation results show that the disturbance observer can still obtain ideal decoupling performance of the stability loop in the presence of measurement noise.

Key words: seeker; servo system; stability loop; disturbance observer; decoupling performance

0 引言

导引头是导弹的重要组成部分, 其测量精度将直接影响导弹的性能。随着军事现代化的不断发展, 现代化武器对导引头测量精度提出了更高

收稿日期: 2021-05-16

作者简介: 赵明翰(1997—), 男, 硕士研究生, 主要从事机电伺服系统控制技术研究。

的要求。传统的导引头伺服系统大多采用线性超前滞后的方法来设计控制器,这种方法设计的控制器具有设计简单、调试方便的优点,但是对系统中的干扰力矩和不确定因素的抑制能力有限。为了进一步提高导引头伺服系统的精度,需要对设计方法进行优化。

导引头伺服系统主要有三种工作状态:预定回路、稳定回路和跟踪回路,三个回路分别完成不同的任务^[1-2]。稳定回路用于保证天线中心轴在惯性空间中的指向稳定。由于导弹弹体在飞行过程中存在扰动,所以需要通过导引头伺服系统反向偏转来维持天线中心轴在惯性空间中指向稳定。由于系统中存在较为明显的摩擦力矩和机构传动间隙,且不同环境条件下摩擦力矩和机构传动间隙还存在变化的可能性,传统的线性超前滞后控制器对于上述非线性环节的抑制效果不尽如人意,需要进一步优化相关设计。文献[3]采用双口内模控制的方法提高了去耦性能,并获得了较

好的鲁棒性。另外自抗扰控制^[4-8]、自适应模糊比例-积分-微分(PID)控制^[9]、自适应内模控制^[10]、扰动观测器^[11-12]等方法在非线性环节抑制方面的应用,均取得了一定的效果。

这里需要指出的是,导引头伺服系统的摩擦力矩和机构传动间隙较易受到环境变化的影响。不同的环境温度、湿度以及润滑情况都会对摩擦力矩和机构传动间隙产生较为明显的影响,所以常见的静态补偿方法并不能获得理想的非线性环节抑制效果,需要采用动态补偿的方法来优化控制系统性能。

1 系统建模

导引头稳定回路的主要功能是隔离导弹飞行过程中弹体的扰动,保证天线中心轴在惯性空间中指向稳定。其工作原理如图1所示。

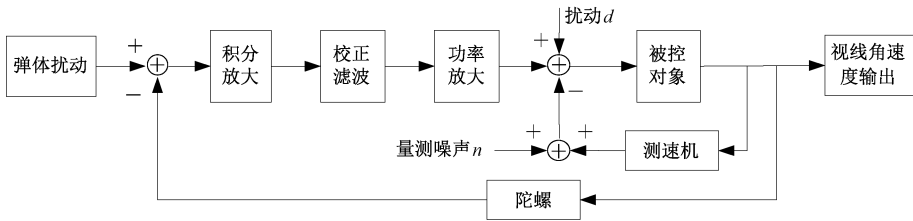


图1 稳定回路工作原理框图

图1中被控对象由电机和负载组成,其动力学方程为

$$J\ddot{\theta} = T_M + T_c \quad (1)$$

式中: J 为被控对象的转动惯量; $\ddot{\theta}$ 为角加速度; T_M 为电机的输出转矩; T_c 为系统的干扰力矩。

由于系统中的电机选用的是直流电机,根据电磁感应原理和动力学原理,描述直流电机动态特性的时域方程可以表示为

$$\begin{cases} T_{em}(t) = K_t I_a(t) \\ E_a(t) = K_e \omega(t) \\ T_{em}(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + T_c(t) \\ U_a(t) = L_a \frac{dI_a(t)}{dt} + R_a I_a(t) + E_a(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $T_{em}(t)$ 为电磁转矩; K_t 为转矩系数; $I_a(t)$ 为电枢电流; $E_a(t)$ 为电枢反电势; K_e 为反电势系数; $\omega(t)$ 为电机转子的角速度; $T_c(t)$

为干扰力矩; $U_a(t)$ 为电枢两端输入电压; L_a 为电枢电感; R_a 为电枢电阻。

对式(2)进行零初始条件的拉普拉斯变换,可以得到

$$\begin{cases} T_{em}(s) = K_t I_a(s) \\ E_a(s) = K_e \Omega(s) \\ \Omega(s) = \frac{1}{Js} (T_{em}(s) - T_c(s)) \\ I_a(s) = \frac{1}{L_a s + R_a} (U_a(s) - E_a(s)) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\Omega(s)$ 为电机转子角速度 $\omega(t)$ 的拉普拉斯变换。

由于式(3)中的干扰力矩 $T_c(s)$ 主要受摩擦、死区、间隙等典型非线性环节影响,因此在处理的过程中,将这部分干扰力矩单独提出,作为整体传递函数中的非线性环节。将剩余的环节线性化后,可以得到以角速度为输出、电压为输入的直

流电机传递函数

$$G_m(s) = \frac{\Omega(s)}{U_a(s)} = \frac{1/K_e}{\tau_m \tau_e s^2 + \tau_m s + 1} \quad (4)$$

式中: τ_m, τ_e 分别表示机械时间常数和电磁时间常数。

代入相关参数后得到的直流电机传递函数为

$$G_m(s) = \frac{263.46}{0.000\ 323\ 6s^2 + 0.053\ 8s + 1} \quad (5)$$

由于被控对象在实际的机械系统中存在摩擦,导致系统存在一个不可忽略的死区非线性环节。角速度传感器可以近似为一个比例环节,陀螺的传递函数为

$$G(s) = \frac{1.534 \times 10^{-6} s^3 + 0.003\ 495s^2 + 3.832s + 263.46}{3.425 \times 10^{-12} s^5 + 2.225 \times 10^{-9} s^4 + 1.388 \times 10^{-6} s^3 + 0.000\ 511\ 9s^2 + 0.057\ 2s + 1} \quad (9)$$

2 扰动观测器设计

对于系统中存在的摩擦干扰力矩,通常采用基于模型的补偿方法。先对摩擦力矩进行建模分析,再对实际系统的参数进行辨识,获取摩擦力矩模型的具体参数,最后在控制器中对摩擦干扰力矩进行补偿。这种方法是一种静态补偿的方法。当系统中的摩擦力矩相对稳定时,静态补偿可以获得比较好的补偿效果。但如果摩擦力矩本身具有一定的不确定性,或者在进行建模辨识的过程中出现了一定的偏差,静态补偿就难以获得理想的补偿效果,需进行动态补偿。

动态补偿的方法主要有两种。一种是采用基于状态反馈的扰动观测器,通过观测系统的状态变量来对系统进行实时补偿。这种方法相对复杂,要求相关的状态变量具有能观性,且需在设计扰动观测器的同时完成状态反馈控制器的设计。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -649.64 & -4.05 \times 10^5 & -1.50 \times 10^8 & -1.67 \times 10^{10} & -2.92 \times 10^{11} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{b} = [1\ 0\ 0\ 0\ 0]^T, \mathbf{c} = [0\ 4.48 \times 10^5$$

$1.02 \times 10^9\ 1.12 \times 10^{12}\ 7.69 \times 10^{13}]^T$ 。经计算可知,能观矩阵 $\mathbf{Q}_c = [\mathbf{c}\ \mathbf{cA}\ \mathbf{cA}^2\ \mathbf{cA}^3\ \mathbf{cA}^4]^T$ 的秩为 4,按照能观性判据,系统不完全能观,所以不能采用状态观测的方法来进行

$$G_{\text{gyro}}(s) = \frac{0.1}{0.001\ 607\ 2s + 1} \quad (6)$$

机电伺服系统由于存在机械传动链,不可避免会出现谐振现象。针对机械传动结构中存在的不易建模部分,对机械传动系统进行扫频,将得到的结果进行数据拟合,得到的不易建模的两个环节的传递函数为

$$G_{r1}(s) = \frac{0.013\ 6s + 1}{0.002\ 9s + 1} \quad (7)$$

$$G_{r2}(s) = \frac{4.28 \times 10^{-7} s^2 + 9.44 \times 10^{-4} s + 1}{3.65 \times 10^{-6} s^2 + 5.05 \times 10^{-4} s + 1} \quad (8)$$

最终得到的被控对象的传递函数为

另一种是采用基于输出反馈的扰动观测器,通过将系统实际输出与名义输出进行比较来对系统的摩擦干扰力矩进行实时补偿。这种方法结构简单,不需要知道系统中的状态变量信息,仅仅依靠系统输出就可以完成扰动的实时补偿^[13]。

当导引头伺服系统摩擦模型相对复杂,相关参数辨识困难,且系统处于不同环境条件时,摩擦参数存在较明显的差异,基于模型的补偿方法无法解决导引头伺服系统中由于摩擦引入的干扰力矩问题。

将式(9)得到的模型用状态空间方程^[14-15]表示,表达式为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{cx} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\dot{\mathbf{x}}$ 为状态变量 \mathbf{x} 的一阶导数; \mathbf{u} 为控制输入; \mathbf{y} 为系统输出; $\mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ 分别为系统矩阵、输入矩阵和输出矩阵。矩阵 $\mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ 的取值分别为

$$1.02 \times 10^9\ 1.12 \times 10^{12}\ 7.69 \times 10^{13}]^T。$$

扰动的实时补偿。故选择第二种补偿方式,利用输入输出信息对系统扰动进行实时补偿。基于输出反馈的扰动观测器框图如图 2 所示。

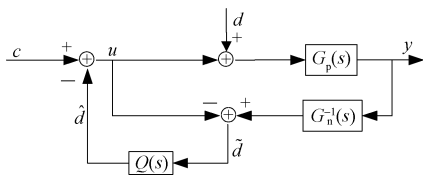


图 2 基于输出反馈的扰动观测器

图 2 中, $G_p(s)$ 是实际被控对象的传递函数, $G_n^{-1}(s)$ 是名义对象传递函数的逆函数。将输出 y 加到 $G_n^{-1}(s)$ 上, 再从 $G_n^{-1}(s)$ 的输出中减掉原始控制输入 u , 就可以得到施加到实际被控对象上的扰动 d 的估计值 \tilde{d} 。 \tilde{d} 再经低通滤波器 $Q(s)$ 滤波, 即可得到滤波后的扰动估计值 \hat{d} 。最后将得到的扰动估计值 \hat{d} 补偿到参考输入 c 中得到新的控制输入。

由于在实际工程实践中, 名义对象的传递函数求逆通常不能实现, 所以将图 2 进行适当简化变形得到图 3。

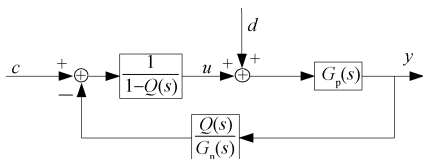


图 3 简化变形后的扰动观测器

在实际系统中, 由于传感器并不理想, 导致其输出中往往会叠加量测噪声, 所以需要分析设计的扰动观测器对量测噪声的响应情况。含有量测噪声的扰动观测器框图如图 4 所示。

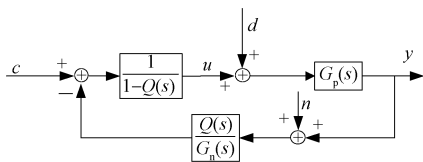


图 4 含噪声的扰动观测器

由图 4 可知, 扰动-输出的传递函数 $G_{dy}(s)$ 和噪声-输出的传递函数 $G_{ny}(s)$ 分别为

$$G_{dy}(s) = \frac{G_p(s)G_n(s)(1-Q(s))}{G_n(s)(1-Q(s)) + Q(s)G_p(s)} \quad (11)$$

$$G_{ny}(s) = \frac{-G_p(s)Q(s)}{G_n(s)(1-Q(s)) + Q(s)G_p(s)} \quad (12)$$

由式(11)和式(12)可知, 在低频段内, $Q(s)$ 趋近于 1 时, 能够抑制扰动信号; 在高频段内,

$Q(s)$ 趋近于 0 时, 能够避免传感器量测噪声对系统的影响。基于上述原则对 $Q(s)$ 进行设计, 由于被控对象是二阶的, 则

$$Q(s) = \frac{3\tau s + 1}{\tau^3 s^3 + 3\tau^2 s^2 + 3\tau s + 1} \quad (13)$$

式中: τ 为低通滤波器的时间常数。从带宽和鲁棒性两个角度考虑, 最终确定 $\tau = 0.0062$ 。

3 仿真实验

为了验证导引头伺服系统稳定回路中扰动观测器对非线性环节和噪声的抑制效果, 分别施加两种正弦信号, 验证系统性能。施加的正弦信号

$$y = A \sin(2\pi ft) \quad (14)$$

式中: A 为正弦信号幅度, 取值为 0.1 rad/s; f 为正弦信号的频率, 取值分别为 1 Hz 和 3 Hz。

对于稳定回路而言, 衡量其性能的指标是去耦系数 K , 计算公式为

$$K = \frac{\omega_\theta}{\omega_\phi} \times 100\% \quad (15)$$

式中: ω_θ 表示视线角速度输入为 0 时, 天线中心轴相对惯性空间转动的角速度; ω_ϕ 表示弹体相对惯性空间转动的角速度。

当不考虑系统中的非线性环节及相关扰动时, 天线中心轴角速度仿真结果如图 5 所示。

可以看出, 当不考虑系统中的非线性环节时, 使用扰动观测器能够较为明显地提高系统的去耦能力。对应的指标如表 1 所示。

表 1 不考虑系统非线性情况下的去耦系数

系统状态	去耦系数	
	$f = 1 \text{ Hz}$	$f = 3 \text{ Hz}$
不含扰动观测器	0.516%	4.489%
含扰动观测器	0.167%	2.463%

由于摩擦环节的存在, 当电机力矩小于最大静摩擦时, 对外输出力矩为 0。只有当电机力矩大于最大静摩擦时, 才能对外输出力矩。为了简化仿真过程, 将系统中的摩擦环节等效为死区非线性环节。当考虑系统中的非线性环节时, 天线中心轴角速度仿真结果如图 6 所示。

可以看出, 当考虑系统中存在的非线性环节

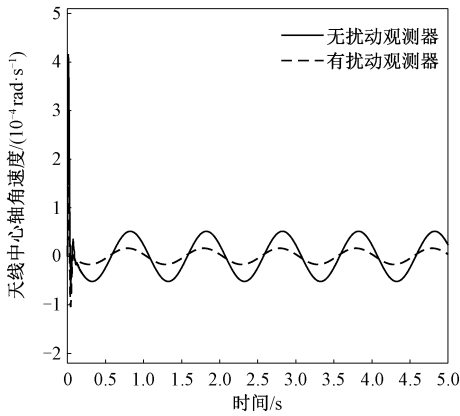
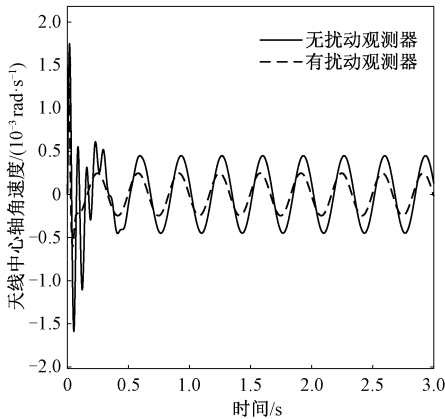
(a) 正弦信号频率 $f=1$ Hz(b) 正弦信号频率 $f=3$ Hz

图 5 不考虑系统非线性时天线中心轴角速度

时,天线中心轴角速度曲线出现了畸变,系统的去耦性能出现了一定程度的下降。具体的指标见表 2。

表 2 考虑系统非线性情况下的去耦系数

系统状态	去耦系数	
	$f=1$ Hz	$f=3$ Hz
不含扰动观测器	0.535%	4.607%
含扰动观测器	0.172%	2.513%

当考虑传感器噪声时,天线中心轴角速度仿真结果如图 7 所示。其中噪声为白噪声,对应的功率谱密度为 10^{-9} rad²/s。此时对应的去耦性能指标见表 3。可以看出,当系统中存在传感器噪声时,稳定回路的去耦性能会受到影响,但影响程度有限。在抑制噪声方面,尽管扰动观测器对噪声的抑制能力有限,但使用扰动观测器依旧能够获得更好的去耦性能。

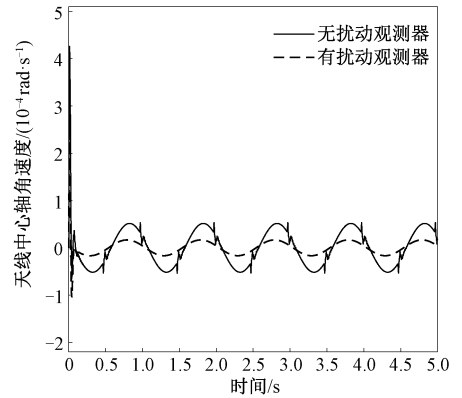
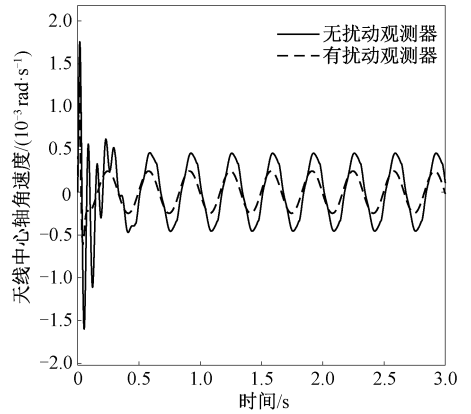
(a) 正弦信号频率 $f=1$ Hz(b) 正弦信号频率 $f=3$ Hz

图 6 考虑系统非线性时天线中心轴角速度

表 3 考虑传感器噪声时的去耦系数

系统状态	去耦系数	
	$f=1$ Hz	$f=3$ Hz
不含扰动观测器	0.656%	4.637%
含扰动观测器	0.324%	2.824%

4 结束语

导引头伺服系统稳定回路的功能是保持天线中心轴在惯性空间中指向稳定。但是由于导引头伺服系统固有的工作特点,导致采用基于模型的方法无法对摩擦环节引入的干扰力矩进行补偿。采用基于输出反馈的扰动观测估计方法对扰动进行动态补偿,可以获取更好的稳定回路去耦效果。同时,通过理论分析与仿真验证,证明了本文设计的扰动观测器能够在存在量测噪声的情况下获得较为理想的去耦效果。

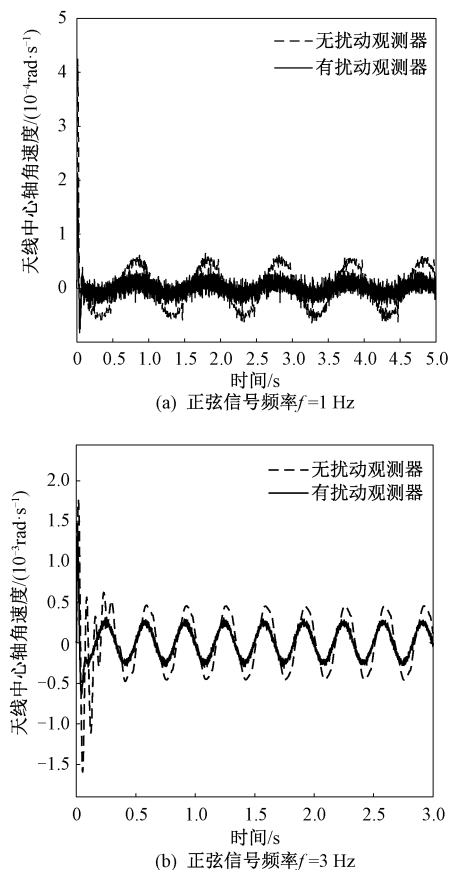


图7 考虑传感器噪声时天线中心轴角速度

参考文献

- [1] 穆虹. 防空导弹雷达导引头设计[M]. 北京: 中国宇航出版社, 1996: 382-406.
- [2] 高峰. 雷达导引头概论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 301-317.
- [3] 王业兴, 骆长鑫, 张涛. 基于双口内模控制的导引头稳定回路设计[J]. 火力与指挥控制, 2018, 43(12): 126-130.
- [4] 朱海荣, 吴瑜, 张先进, 等. 导引头伺服系统的自抗扰控制[J]. 兵器装备工程学报, 2020, 41(4): 105-110.
- [5] 魏青. 基于自抗扰控制的无人机光电载荷视轴稳定技术[J]. 内燃机与配件, 2018(21): 199-202.
- [6] 方宇超, 李梦雪, 车英. 基于自抗扰控制的光电平台视轴稳定技术研究[J]. 红外与激光工程, 2018, 47(3): 225-233.
- [7] 张东洋. 基于自抗扰控制的舰载光电平台稳定跟踪控制研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2018.
- [8] ABDO M M, VALI A R, TOLOEI A R, et al. Stabilization loop of a two axes gimbal system using self-tuning PID type fuzzy controller[J]. Isa Transactions, 2014, 53(2): 591-602.
- [9] KUMAR S S, ANITHA G. A novel self-tuning fuzzy logic-based PID controllers for two-axis gimbal stabilization in a missile seeker[J]. International Journal of Aerospace Engineering, 2021(5): 1-12.
- [10] 晋超琼. 基于摩擦力补偿的干扰观测器在航空光电稳定平台的应用[D]. 长春: 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 2017.
- [11] 王福超, 田大鹏, 王昱棠. 基于简化干扰观测器的光电平台稳定与评估[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(12): 13-17.
- [12] 栗金平, 杨军, 凡国龙. 基于自抗扰技术的红外成像导引头控制器设计[J]. 计算机仿真, 2011, 28(6): 75-79.
- [13] 王广雄, 何朕. 控制系统设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 149-153.
- [14] KHALIL H K. 非线性系统: 第三版[M]. 朱义胜, 董辉, 李作洲, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2011: 386-392.
- [15] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 6版. 北京: 科学出版社, 2001: 266-274.