

doi: 10.7690/bgzdh.2026.03.011

## 伪攻角三回路自动驾驶仪极点配置策略对比

孔 哲, 杨若眉, 赵红刚

(西安航天动力技术研究所, 西安 710025)

**摘要:** 为解决自动驾驶仪设计时, 极点选取过分依赖工程经验的问题, 提出 3 种极点配置策略。在考虑开环截止频率约束极点配置方法的基础上, 进一步推导 3 种不同极点配置策略下自动驾驶仪各参数的解析表达式, 并分析每个策略各自的优缺点。通过 2 个不同特性的设计实例, 对 3 种策略下的自动驾驶仪响应特性进行对比分析。结果表明: 3 种方法均能保证足够的稳定裕度, ITAE 法则响应速度最快, 但具有超调和一次振荡; 实极点为主导极点的准则可以做到阶跃响应无超调; 共圆准则下的相角裕度最大。

**关键词:** 伪攻角反馈; 三回路自动驾驶仪; 极点配置

**中图分类号:** TJ765 **文献标志码:** A

## Comparison of Pole Placement Strategies for Pseudo Angle of Attack Three Loop Autopilot

Kong Zhe, Yang Ruomei, Zhao Honggang

(Xi'an Aerospace Propulsion Institute, Xi'an 710025, China)

**Abstract:** In order to solve the problem that the selection of poles depends too much on engineering experience in the design of autopilot, three pole-placement strategies are proposed. Based on the pole assignment method considering the open-loop cut-off frequency constraint, the analytical expressions of the autopilot parameters under three different pole assignment strategies are derived, and the advantages and disadvantages of each strategy are analyzed. The autopilot response characteristics under three strategies are compared and analyzed through two design examples with different characteristics. The results show that all the three methods can ensure enough stability margin, and the ITAE rule has the fastest response speed, but it has overshoot and single oscillation. The rule with the real pole as the dominant pole can achieve no overshoot in the step response. The phase angle margin is the largest under the concircular rule.

**Keywords:** pseudo-angle-of-attack feedback; three-loop autopilot; pole assignment

### 0 引言

自动驾驶仪的设计是导弹控制系统设计的重要工作。近年来, 带伪攻角反馈的三回路自动驾驶仪因其良好的快速性、鲁棒性和稳定性, 在新一代战术导弹设计中得到了越来越多的应用<sup>[1]</sup>。目前, 常用的自动驾驶仪的设计方法是极点配置法结合频域设计法。该方法通过系统闭环极点配置获取满意的响应特性, 设计思路简洁, 且将闭环极点配置与系统开环截止频率联系起来, 可充分考虑控制对象及执行机构的约束, 是一种较为理想的工程解决方案<sup>[2-3]</sup>。

使用该方法进行自动驾驶仪设计的前提是选取合适的闭环极点, 这对设计者的工程经验提出了较高要求, 往往需要反复迭代才可得到满意指标。目前, 对不同极点选取策略带来的自动驾驶仪性能差异的研究较少。笔者采用 3 种不同的策略进行极点

配置, 推导各策略下的驾驶仪参数解析表达式, 并对不同策略下的性能差异进行对比分析。

### 1 伪攻角三回路自动驾驶仪结构

伪攻角反馈三回路自动驾驶仪结构如图 1 所示。

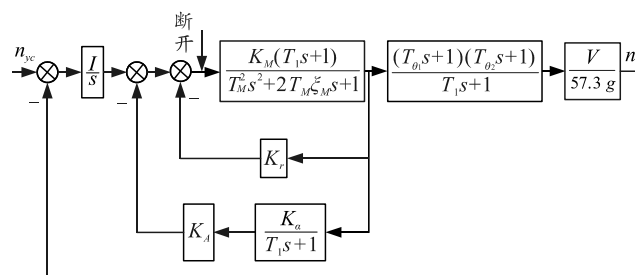


图 1 伪攻角三回路自动驾驶仪结构

图 1 中包含 3 个回路: 由角速度陀螺构成的阻尼回路、由伪攻角构成的增稳回路以及由加速度计构成的过载回路<sup>[4-7]</sup>。阻尼回路的作用是增加系统阻尼; 增稳回路能够改善弹体稳定性, 并降低弹体操

收稿日期: 2024-11-11; 修回日期: 2024-12-20

第一作者: 孔 哲(1987—), 男, 河南人, 硕士。

控比的拉偏范围; 过载回路实现过载控制的闭环控制, 精确响应制导系统的过载指令。

为充分暴露弹体环节对自动驾驶仪的影响, 从舵机处断开, 并忽略舵机传递函数, 得到开环传递函数和闭环传递函数分别如式(1)和(2)所示:

$$G_{\text{open}}(s) = \text{num}(s)/\text{den}(s). \quad (1)$$

$$\text{式 中: } \text{num}(s) = K_r K_M T_1 s^2 + K_r K_M s + K_A K_\alpha K_M s + \frac{K_M VI}{57.3g} \left( \frac{T_1 a_{35}}{a_{25}} s^2 - \frac{T_1 a_{35} a_{22}}{a_{25}} s + 1 \right); \text{den}(s) = T_M^2 s^2 + 2T_M \xi_M s + 1;$$

$K_r$ 、 $K_A$ 、 $I$  为该自动驾驶仪的 3 个待定参数, 其余参数均为跟弹体有关的特征参数<sup>[6]</sup>。

$$G_{\text{close}}(s) = \frac{a_0(T_{\theta_1} s + 1)(T_{\theta_2} s + 1)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (2)$$

$$\text{式 中: } a_2 = \frac{2\xi_M}{T_M} + \frac{K_r K_M T_1}{T_M^2} + \frac{K_M VI T_{\theta_1} T_{\theta_2}}{57.3 T_M^2 g}; \quad a_1 = \frac{1}{T_M^2} + \frac{K_r K_M}{T_M^2} + \frac{K_A K_\alpha K_M}{T_M^2} + \frac{K_M VI (T_{\theta_1} + T_{\theta_2})}{57.3 g T_M^2}; \quad a_0 = \frac{K_M VI}{57.3 T_M^2 g}.$$

## 2 参数设计

### 2.1 考虑开环截止频率约束的极点配置法

如上所述, 在自动驾驶仪参数设计时引入开环截止频率  $\omega_c$ , 具有明确的物理意义, 并能够充分考虑控制对象及执行机构的约束, 完成稳定裕度的设计<sup>[2]</sup>。为此, 令  $G_{\text{open}}(s)=1$ 。为了简化计算, 在  $\omega_c$  频率附近,  $G_{\text{open}}(s)$  的表达式中可以仅保留 2 次高阶项。经计算, 得到:

$$\omega_c = K_r a_{25} + \frac{VI}{57.3g} a_{35}. \quad (3)$$

定义期望的闭环极点: 一个负实极点  $-A$ , 一对具有负实部的共轭极点对, 其特征参数为  $\omega$ 、 $\zeta$ , 则期望的特征方程为:

$$\det_e = (s + A)(s^2 + 2\omega\xi s + \omega^2). \quad (4)$$

将式(2)和(4)对比, 利用多项式的对应系数相等的关系可得:

$$\frac{2\xi_M}{T_M} + \frac{K_r K_M T_1}{T_M^2} + \frac{K_M VI T_{\theta_1} T_{\theta_2}}{57.3 T_M^2 g} = A + 2\omega\xi; \quad (5)$$

$$\frac{1}{T_M^2} + \frac{K_r K_M}{T_M^2} + \frac{K_A K_\alpha K_M}{T_M^2} + \frac{K_M VI (T_{\theta_1} + T_{\theta_2})}{57.3 g T_M^2} = 2A\omega\xi + \omega^2; \quad (6)$$

$$\frac{K_M VI}{57.3 T_M^2 g} = A\omega^2. \quad (7)$$

由式(5)可得:

$$-a_{22} + a_{34} + \omega_c = A + 2\omega\xi. \quad (8)$$

开环截止频率  $\omega_c$  对闭环极点具有约束作用。

联立式(5)–(8), 可得自动驾驶仪参数:

$$I = \frac{57.3 A \omega^2 g}{V(a_{25} a_{34} - a_{35} a_{24})}; \quad (9)$$

$$K_r = \frac{\omega_c - VI a_{35} / 57.3 g}{a_{25}}; \quad (10)$$

$$K_A = \frac{2A\omega\xi + \omega^2 + a_{35} a_{22} VI / 57.3 g + a_{25} + a_{35} a_{22} - K_r (a_{25} a_{34} - a_{35} a_{24}) + a_{24} + a_{22} a_{34}}{a_{25} + a_{35} a_{22}}. \quad (11)$$

### 2.2 $\omega_c$ 的选取

$\omega_c$  的选取主要考虑舵机、传感器、结构滤波器高频部件带宽的限制。一般而言, 忽略高频部件的三阶简化驾驶仪相位裕度应在  $65^\circ \sim 70^\circ$ 。为了控制高频部件在  $\omega_c$  处引起的相位滞后在一个合理的范围, 工程上一般将驾驶仪开环截止频率  $\omega_c$  取在高频部件等效带宽  $\omega_{act}$  的  $1/5 \sim 1/3$ , 保证高频部件在频率  $\omega_c$  处引起的相位滞后不超过  $30^\circ$ 。 $\omega_{act}$  为高频部件等效带宽, 一般可以用频率最低的舵机带宽值代替。

### 2.3 $A$ 、 $\omega$ 、 $\zeta$ 的选取

这 3 个参数确定了闭环极点位置, 也决定了最终的系统响应, 对设计者的工程经验提出了较高要求。为了指导设计者选取合适的闭环极点位置, 给出 3 种极点配置策略, 不同的策略将导致 3 个参数数值的变化, 并影响最终的响应特性。

#### 2.3.1 基于 ITAE 法则的最优传递函数极点设计

1953 年, Graham 等<sup>[8-9]</sup>给出满足 ITAE 最佳控制律的闭环系统传递函数标准型。利用模拟计算机寻优, 把一个极为复杂的泛函求极值问题, 变成只用非常简单的代数运算, 将受控对象设计成优化控制系统。

无分子动力学的闭环系统, 其无量纲特征方程为:

$$p(s) = \bar{s}^n + \sum_{i=1}^{n-1} (\beta_{n-i} s^{n-i}) + 1. \quad (12)$$

式中:  $\bar{s} = s / \omega_0$ ;  $\beta_i \in R$ ,  $i = 1, \dots, n-1$ 。

为了确定参数  $\beta_i$ , 以误差信号  $e(t)$  为基础, 选取积分最小目标函数:

$$ITAE = \min \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (13)$$

按照这种原则得到的闭环传递函数称为 ITAE 最佳传递函数, 表 1 给出了基于式(13)得到的一组最优传递函数标准型。

表 1 基于 ITAE 法则的无量纲最优特征方程

阶次	最优特征方程
二阶	$\bar{s}^2 + 1.4\bar{s} + 1$
三阶	$\bar{s}^3 + 1.75\bar{s}^2 + 2.15\bar{s} + 1$
四阶	$\bar{s}^4 + 2.1\bar{s}^3 + 3.4\bar{s}^2 + 2.7\bar{s} + 1$

ITAE 法则适用于无分子动力学的闭环系统, 从式(2)可知, 伪攻角三回路自动驾驶仪的闭环传递函数分子不为 1, 即存在闭环零点; 但一般而言, 闭环零点距离虚轴较远, 对系统性能的影响可以忽略。故可选三阶最优特征方程, 则驾驶仪最优闭环传递函数满足:

$$\frac{A\omega^2}{s^3 + (A + 2\omega\xi)s^2 + (2A\omega\xi + \omega^2)s + A\omega^2} = \frac{\omega_0^3}{s^3 + 1.75\omega_0 s^2 + 2.15\omega_0^2 s + \omega_0^3} \quad (14)$$

利用多项式系数相等的关系, 并联立式(9)–(11), 可得  $\omega_0$  和自动驾驶仪参数:

$$\omega_0 = \frac{-a_{22} + a_{34} + \omega_c}{1.75}; \quad (15)$$

$$I = \frac{57.3\omega_0^3 g}{V(a_{25}a_{34} - a_{35}a_{24})}; \quad (16)$$

$$K_r = \frac{\omega_c - VIa_{35}/57.3g}{a_{25}}; \quad (17)$$

$$K_A = \frac{2.15\omega_0^2 + a_{35}a_{22}VI/57.3g + a_{25} + a_{35}a_{22} - K_r(a_{25}a_{34} - a_{35}a_{24}) + a_{24} + a_{22}a_{34}}{a_{25} + a_{35}a_{22}} \quad (18)$$

### 2.3.2 基于共圆准则的极点配置策略

利用该准则进行极点配置时, 可直接选取  $\zeta$  的值, 一般可取 0.7, 再利用三阶系统的一阶等效时间常数取极小值的条件求取  $A$  和  $\omega$ 。对于三阶系统, 其快速性可由一阶等效时间常数来描述:

$$\tau = \frac{2A\omega\xi + \omega^2}{A\omega^2} = \frac{2\xi}{\omega} + \frac{1}{-a_{22} + a_{34} - 2\omega\xi + \omega_c} \quad (19)$$

由极小值条件  $\partial\tau/\partial\omega = 0$  得:

$$\frac{-2\xi}{\omega^2} + \frac{2\xi}{(\omega_c + a_{34} - a_{22} - 2\omega\xi)^2} = 0 \quad (20)$$

解得:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{\omega_c + a_{34} - a_{22}}{2\xi + 1} \\ A &= \frac{\omega_c + a_{34} - a_{22}}{2\xi + 1} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

此时, 闭环 3 个极点到原点的距离相等, 这就是共圆准则名字的由来。把  $A$  和  $\omega$  表达式和  $\zeta$  取值代入式(21), 即可求得自动驾驶仪参数。

在共圆准则下, 当取  $\zeta=0.5$  时, 自动驾驶仪闭环表达式变为:

$$G_{\text{close}}(s) = \frac{\omega^2}{(s + \omega)(s^2 + 2\omega s + \omega^2)} \quad (22)$$

式中  $\omega$  由式(21)算得。该结果与三阶巴特沃斯滤波器一致<sup>[10]</sup>, 即在该策略和条件下, 自动驾驶仪闭环响应特性具有巴特沃斯滤波器的响应特性。

### 2.3.3 基于一阶实极点为主导极点的配置策略

前 2 种策略中, 最终的闭环极点分布并不以一阶实极点为主导极点, 若期望以实极点为主导, 则需要引入相应约束条件。由于实极点为主导极点, 闭环系统无超调, 二阶极点阻尼  $\zeta$  可取稍小值, 在 0.5 左右, 本文中取  $\zeta=0.5$ 。

令  $\omega\xi=kA$ ,  $k$  为二阶复极点到虚轴的距离与实极点到虚轴距离之比。为保证实极点为主导极点, 应选取  $k \geq 2$ , 本文中取  $k=2$ 。

把  $\omega\xi=kA$  代入式(8), 可得:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \frac{k(\omega_c + a_{34} - a_{22})}{\xi(2k + 1)} \\ A &= \frac{\omega_c + a_{34} - a_{22}}{2k + 1} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

把式(22)和  $k$ 、 $\zeta$  的取值代入式(9)–(11), 即可求得自动驾驶仪参数。

### 2.3.4 对比分析

ITAE 法则下, 系统代价函数为时间加权绝对误差值积分, 这种系统一般具有较快的响应速度和较小的超调量<sup>[10]</sup>。

共圆法则下, 自动驾驶仪的一阶等效时间常数取得极小值, 意味着系统具有最快的响应速度, 但是该极值条件的前提是二阶极点的阻尼  $\zeta$  不变; 因此, 并不是全局意义上的响应速度最快。同时, 该法则下, 若  $\zeta=0.5$ , 自动驾驶仪闭环表达式与三阶巴特沃斯滤波器一致, 系统响应具有最陡峭的衰减, 而在波特图中不产生凸峰等优点<sup>[8]</sup>。

一阶实极点为主导极点的配置策略，使得系统即使在拉偏条件下也能最大程度地限制系统的超调，当导弹对超调量比较敏感时，该种策略具有天然的优势，但较大阻尼必然降低系统的响应速度。

2.3.5 实例分析

参考某典型空空导弹弹体动力系数，取弹体参数如表 2 所示。

表 2 弹体动力系数

弹体稳定性	$V/(m/s)$	$a_{22}/s^{-1}$	$a_{24}/s^{-2}$	$a_{25}/s^{-2}$	$a_{34}/s^{-1}$	$a_{35}/s^{-1}$
静稳定	914	-3	-28.8	-240	1.17	0.239
静不稳定	914	-3	28.8	-240	1.17	0.239

空空导弹对自动驾驶仪的快速性、稳定性均有较高的要求，3 种策略下设计结果如图 2—3 和表 3—4 所示。

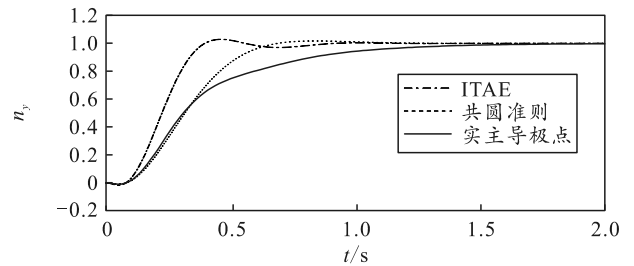


图 2 静稳定弹体阶跃响应

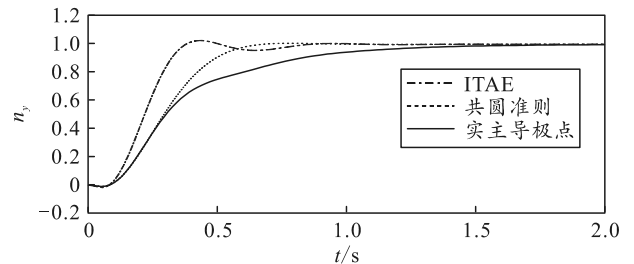


图 3 静不稳定弹体阶跃响应

表 3 静稳定弹体设计结果

法则	极点位置	驾驶仪参数	截止频率/ (rad/s)	相角 裕度/(°)	阶跃响应 上升时间/s	阶跃响应 超调量/%
ITAE	$(-6.62, 0)$ 、 $(-4.87, \pm 9.99j)$	$K_r=0.053$ 、 $K_A=0.595$ 、 $I=1.835$	15	44.6	0.210	2.68
共圆准则	$(-7.40, 0)$ 、 $(-5.18, \pm 5.29j)$	$K_r=0.058$ 、 $K_A=0.350$ 、 $I=0.910$	15	65.8	0.375	1.87
实极点主导	$(-3.03, 0)$ 、 $(-6.07, \pm 10.50j)$	$K_r=0.047$ 、 $K_A=0.581$ 、 $I=1.000$	15	46.8	0.677	0

表 4 静不稳定弹体设计结果

法则	极点位置	驾驶仪参数	截止频率/ (rad/s)	相角 裕度/(°)	阶跃响应 上升时间/s	阶跃响应 超调量/%
ITAE	$(-6.79, 0)$ 、 $(-4.99, \pm 10.2j)$	$K_r=0.055$ 、 $K_A=0.868$ 、 $I=1.879$	15	31.5	0.197	2.68
共圆准则	$(-7.90, 0)$ 、 $(-5.53, \pm 5.64j)$	$K_r=0.063$ 、 $K_A=0.657$ 、 $I=1.054$	15	48.3	0.344	1.87
实极点主导	$(-3.09, 0)$ 、 $(-6.19, \pm 10.70j)$	$K_r=0.048$ 、 $K_A=0.847$ 、 $I=1.012$	15	33.6	0.670	0

$$\delta/\delta_c = \omega_d^2 / (s^2 + 2\omega_d\zeta_d s + \omega_d^2) \quad (24)$$

式中： $\omega_d=20$  Hz； $\zeta_d=0.707$ 。

其中截止频率、相角裕度、阶跃响应上升时间、超调量计算时考虑了舵机模型，舵机采用二阶振荡环节模型：

通过 2 个实例的设计结果可以看出：无论弹体是否静稳定，在相同开环截止频率条件下，3 种方法均能保证足够的稳定裕度；ITAE 法则响应速度最快，但是具有超调和一次振荡；实极点为主导极点的准则响应速度最慢，但是可以做到阶跃响应无超调；共圆准则下的相角裕度最大，响应速度和超调均介于另 2 种方法之间。

3 结束语

笔者采用 3 种不同的极点位置选取策略进行自动驾驶仪参数设计，给出了 3 种策略的参数设计过程，并对 3 种策略带来的性能差异进行了对比分析。从稳定性角度看，3 种策略均能够满足工程上对稳

定裕度的要求，但性能仍有明显的差异。ITAE 法则响应速度最快，但具有超调和一次振荡，在响应速度要求较高的情况下可以选择该种策略；实极点为主导极点的准则可以做到阶跃响应无超调，但响应速度较慢，当系统对超调量比较敏感时，该策略具有明显的优势；共圆准则下的相角裕度最大，响应速度和超调均介于另 2 种策略之间，是一种相对折中的策略。在工程实践中，可以根据不同导弹对自动驾驶仪的要求选择合适的策略。

参考文献：

[1] 祁载康. 战术导弹制导控制系统设计[M]. 北京：中国宇航出版社，2018：35-41.  
 [2] 段朝阳，张公平. 空空导弹自动驾驶仪设计[M]. 西安：西北工业大学出版社，2020：135-144.  
 [3] 温求道，夏群力，祁载康. 三回路驾驶仪开环穿越频率约束极点配置设计[J]. 系统工程与电子技术，2009，31(2)：420-423.