

Control Robusto y Análisis de Desempeño: Vehículo Aéreo no Tripulado

Juliana Góngora Rasmussen, Natalia Cely Callejas, Carlos F. Quintero Castillo

jugongorar, ncelyc, cquinteroca
Universidad Nacional de Colombia, Bogotá, Colombia

Resumen—En el presente se desarrollará el control para una aeronave tipo UAV implementando técnicas SAS, CAS y \mathcal{H}_∞ bajo unos parámetros ideales indicados previamente.

Index Terms—Control robusto, UAV, \mathcal{H}_∞ , PI+D, análisis MI-MO.

I. INTRODUCCIÓN

El desarrollo de vehículos aéreos no tripulados (UAV, por sus siglas en inglés) ha impulsado la necesidad de sistemas de control cada vez más precisos y robustos, capaces de garantizar estabilidad y desempeño bajo condiciones de operación inciertas. Estos vehículos, al ser inherentemente inestables y sensibles a perturbaciones externas —como ráfagas de viento o variaciones en la distribución de masa—, requieren estrategias de control que aseguren una respuesta confiable ante cambios dinámicos en el entorno.

Vista general del UAV utilizado como referencia para el modelado y las pruebas de control.

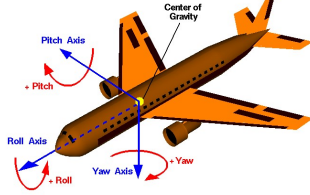


Figura 1. Aeronave tipo UAV.

En este contexto, el presente trabajo aborda el diseño, análisis y comparación de diferentes estrategias de control aplicadas a un modelo linealizado de un UAV de ala fija. Inicialmente se implementa un esquema clásico de control en cascada tipo PI+D, donde el lazo derivativo interno contribuye a mejorar el amortiguamiento y el lazo externo PI permite un seguimiento preciso de los ángulos de actitud (pitch, roll y yaw). Posteriormente, se desarrolla una síntesis de control robusto basado en el enfoque \mathcal{H}_∞ , que incorpora ponderaciones de desempeño y esfuerzo de control para minimizar la ganancia máxima del sistema frente a perturbaciones y ruido de medición.

I-A. Análisis por Valores Singulares

Para evaluar el acoplamiento y la robustez de las plantas longitudinal y lateral, se analizó la descomposición en valores singulares de $G(j\omega)$. La mayor singular $\bar{\sigma}(G)$ representa la

máxima amplificación direccional (norma inducida 2), mientras que la menor $\underline{\sigma}(G)$ indica direcciones débiles. El número de condición $\kappa(G) = \bar{\sigma}/\underline{\sigma}$ cuantifica el grado de acoplamiento.

Comparación de $\bar{\sigma}(G)$ y $\underline{\sigma}(G)$ para el canal longitudinal; valores altos de $\bar{\sigma}$ sugieren mayor sensibilidad direccional y potencial acoplamiento.

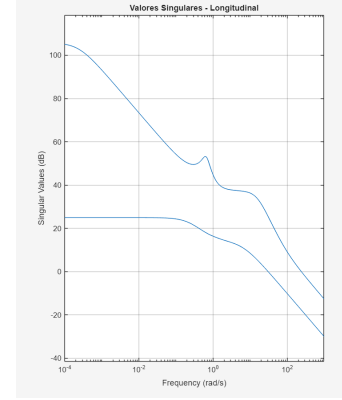


Figura 2. Valores singulares — Sistema longitudinal.

Comportamiento de los valores singulares del canal lateral; la separación entre singulares da indicios de direcciones mejor y peor condicionadas.

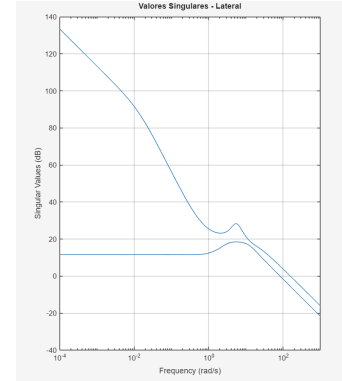


Figura 3. Valores singulares — Sistema lateral.

II. ANÁLISIS DE POLOS Y CEROS

Polos longitudinales

Etiqueta	Polo p_i	ω_n	ζ
$p_{1,2}$	$-11.7142 \pm 10.0249j$	15.4182	0.7598
p_3	-6.1990	—	—
$p_{4,5}$	$-0.1602 \pm 0.6398j$	0.6596	0.2429
p_6	+0.0002	—	—

Polos laterales

Etiqueta	Polo p_i	ω_n	ζ
p_1	0.0000	—	—
p_2	-16.0966	—	—
p_3	-0.0139	—	—
$p_{4,5}$	$-1.8429 \pm 5.2823j$	5.5946	0.3294

Diagnóstico de estabilidad

Sistema longitudinal: INESTABLE (polo en semiplano derecho: $p_6 = +0.0002$).

Sistema lateral: MARGINALMENTE ESTABLE.

III. CONTROL PI+D

III-A. Sistema longitudinal — Pitch

Se inicia con el diseño basado en el modelo linealizado y desacoplado del eje longitudinal con el análisis de polos y ceros del sistema.

Barrido de la ganancia derivativa D frente a la amortiguación mínima ζ_{\min} del modo dominante; el óptimo se toma como el máximo local que evita degradación brusca.

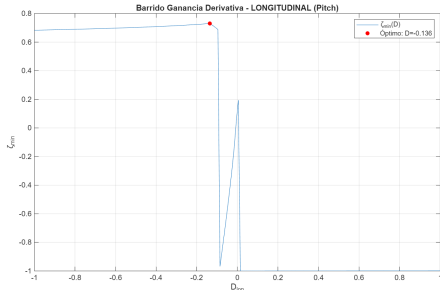


Figura 4. Barrido de la ganancia D respecto al amortiguamiento del sistema.

De este análisis se obtuvo el valor óptimo de $D = -0.136$, que encamina la sintonización del controlador PI en el lazo exterior de acuerdo con el esquema de la figura 5.

Esquema en cascada PI+D: la realimentación derivativa interna (SAS) eleva el amortiguamiento y el lazo PI externo asegura error estacionario nulo.

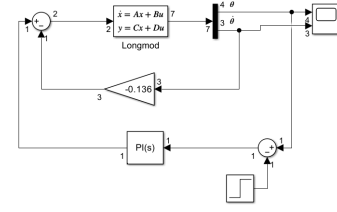


Figura 5. Esquema del eje longitudinal.

Para esto, se utilizó el método de Root Locus y se obtuvo $K_p = 0.75$ y $K_i = 0.437$. Con estos valores se realizó una evaluación del comportamiento del sistema, inicialmente con el modelo del eje desacoplado.

Respuesta al escalón del canal longitudinal con el controlador PI+D sintonizado sobre el modelo desacoplado.

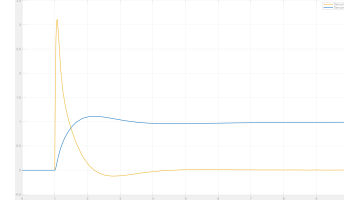


Figura 6. Salida — modelo longitudinal.

Validación de la sintonía en el modelo lineal completo, observando θ y $\dot{\theta}$ como salidas.

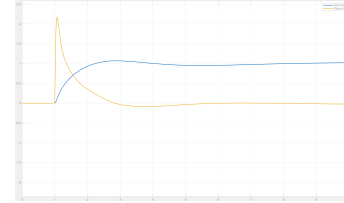


Figura 7. Salida — modelo lineal completo.

III-B. Sistema lateral — Roll

Considerando el alto acoplamiento entre los ejes lateral y direccional, fue necesario realizar un diseño PI+D.

Diagrama de bloques del controlador PI+D para roll: SAS interno sobre la tasa de alabeo y PI externo sobre el ángulo.

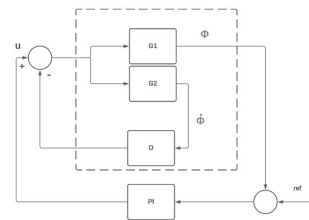


Figura 8. Diagrama PI+D — Roll.

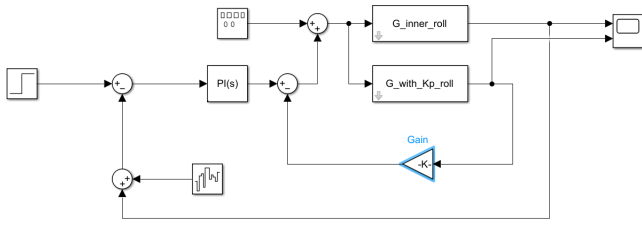


Figura 9. Simulink PI+D - Roll

Realizamos el mismo proceso que en el sistema longitudinal y hacemos un barrido de la ganancia derivativa D para determinar el valor más óptimo para el sistema (el que maximiza ζ_{\min}).

Selección de D en el “hombro” de la curva antes de la caída rápida de ζ_{\min} ; se prioriza robustez frente a variaciones pequeñas.

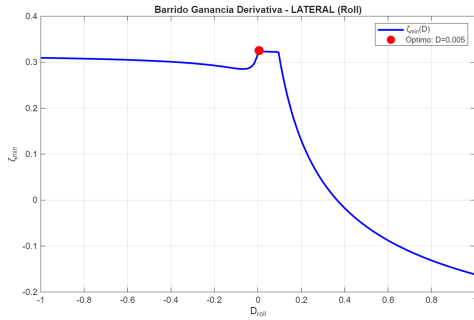


Figura 10. Barrido de ganancia derivativa — Roll.

Root locus para la selección de K_p con D fijo; se busca desplazar polos hacia semiplano izquierdo con amortiguamiento deseado.

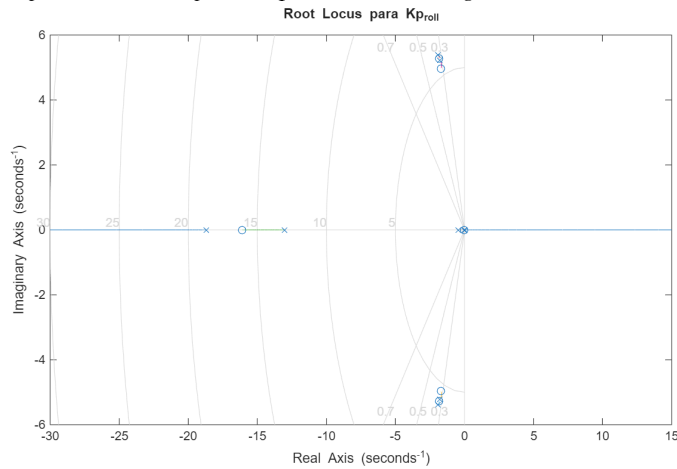


Figura 11. Root locus K_p — Roll.

Root locus para la selección de K_i con D y K_p fijos; se asegura error estacionario nulo sin sacrificar estabilidad.

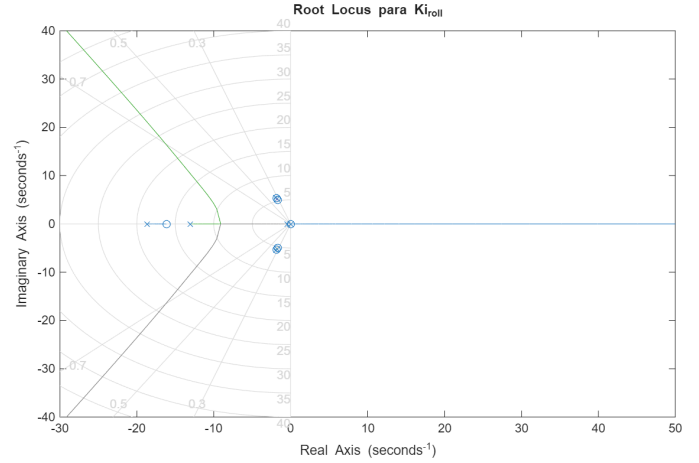


Figura 12. Root locus K_i — Roll.

Con los cuales se escogieron valores de K_p y K_i de 0,70 y 0,05. Obteniendo un T_s de 1.52 s, un OS de 9.42 % y un T_r de 0.56 s.

Respuesta temporal al escalón para roll con la sintonía PI+D definitiva; se reportan T_s , OS y T_r .

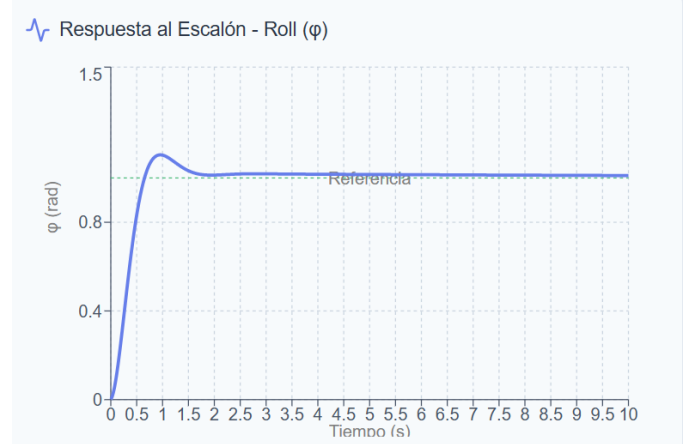


Figura 13. Respuesta al escalón — Roll.

III-C. Sistema direccional — Yaw

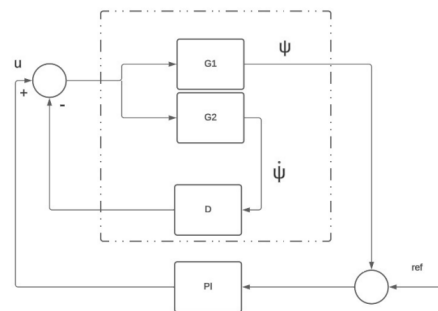


Figura 14. PI+D

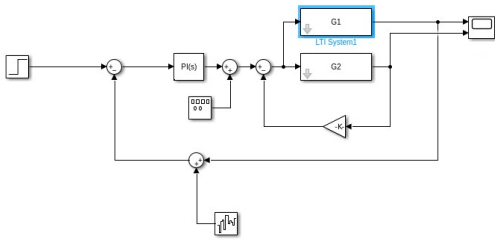


Figura 15. PI+D simulink

El diseño del sistema lateral–direccional se desarrolló a partir del modelo linealizado. Inicialmente, se implementó un controlador derivativo D que aumentara el amortiguamiento y redujera las oscilaciones en la respuesta.

Barrido de K_d frente a ξ para identificar el D que mejora la estabilidad sin sobrepenalizar el ancho de banda.

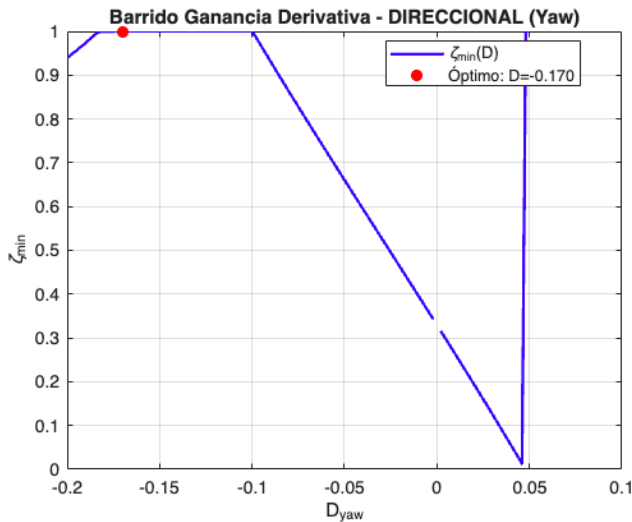


Figura 16. Barrido de la ganancia D frente al amortiguamiento ξ para el canal yaw.

Posteriormente, se diseñó el lazo externo mediante un controlador proporcional–integral (PI), utilizando el método de root locus para seleccionar las ganancias que permitieran una respuesta transitoria más rápida y estable. De este proceso se obtuvieron las ganancias $K_p = -0.8$ y $K_i = -0.1$.

Root locus para K_p en yaw con D fijo; se selecciona la región con amortiguamiento deseado.

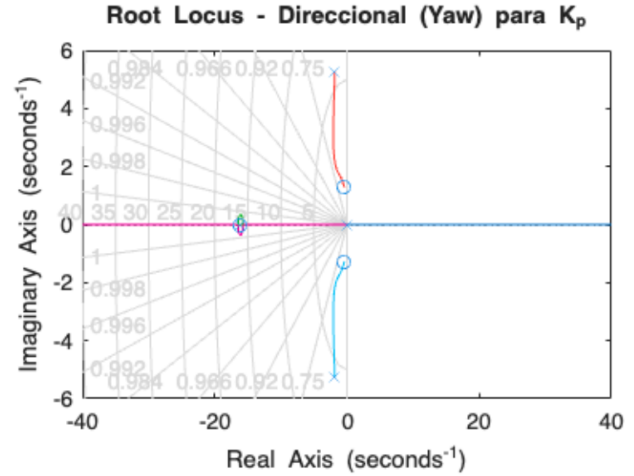


Figura 17. Root locus para K_p — Yaw.

Root locus para K_i con D y K_p fijados; se comprueba que la integral no compromete la estabilidad global.

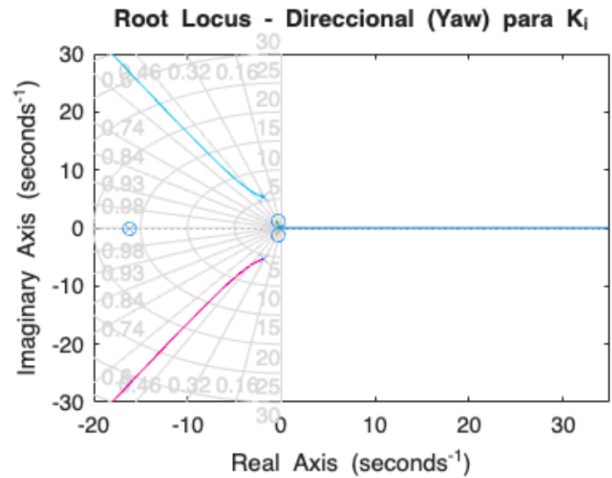


Figura 18. Root locus para K_i — Yaw.

Finalmente, la implementación del control completo $PI+D$ permitió obtener una respuesta al paso más estable, con menor sobreoscilación y mejor amortiguamiento.

Comparación de la respuesta al paso del canal yaw en lazo abierto (LA).

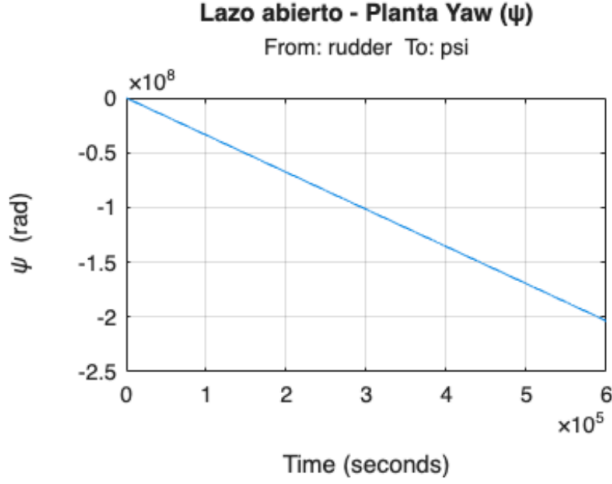


Figura 19. Respuesta al paso — Yaw, lazo abierto.

Respuesta final con PI+D (lazo externo PI activado); se observa reducción del error estacionario y del sobrepaso.

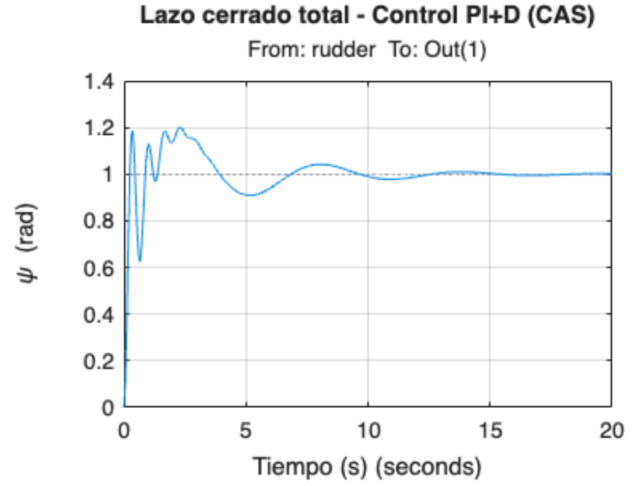


Figura 21. Respuesta al paso — Yaw, control $PI + D$.

IV. CONTROL \mathcal{H}_∞

IV-A. Sistema longitudinal — Pitch

Una vez se inicia con el diseño de los controladores \mathcal{H}_∞ , se presentan las condiciones de diseño eperadas, de $8Hz$ en seguimiento y robustez de $6Hz$, en donde se obtuvieron los valores de norma \mathcal{H}_∞ para la sensibilidad.

$$\|Wp * S\| \approx 25.57dB$$

$$\|Wu * KS\| \approx 14.34dB$$

$$\|Wt * T\| \approx 36.42dB$$

Correspondientes a los siguientes comportamientos.

Y se analizó su norma \mathcal{H}_∞ .

De la misma manera el comportamiento de saturación se evalúa.

Obteniendo un comportamiento mucho mejor que satisface los parámetros de diseño iniciales.

Respuesta con SAS (solo lazo derivativo interno) para evidenciar el aumento de amortiguamiento.

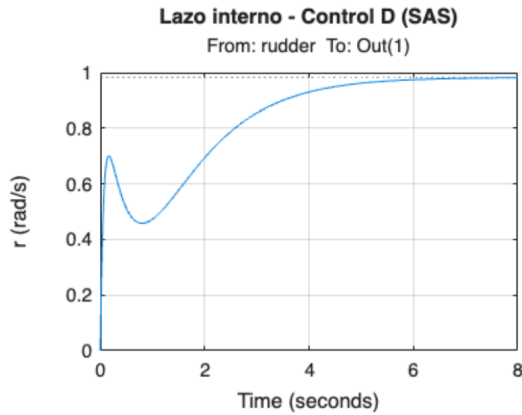


Figura 20. Respuesta al paso — Yaw, control SAS.

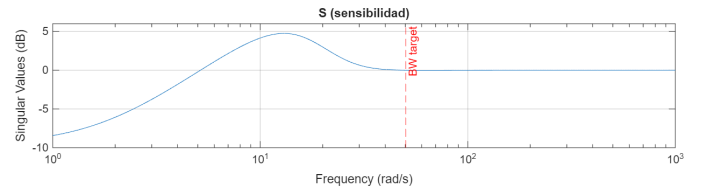


Figura 22. Barrido en frecuencia de sensibilidad (S)

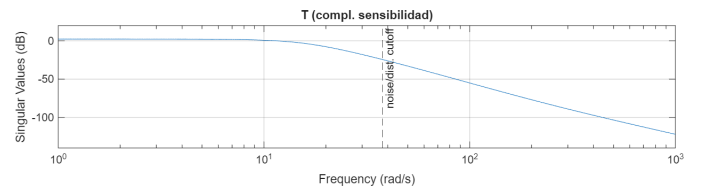


Figura 23. Barrido en frecuencia de sensibilidad mixta (KS)

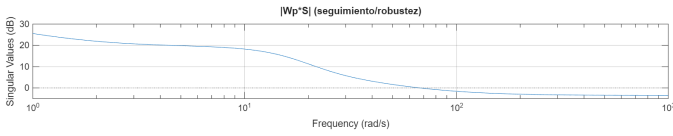


Figura 24. Norma \mathcal{H}_∞ de seguimiento

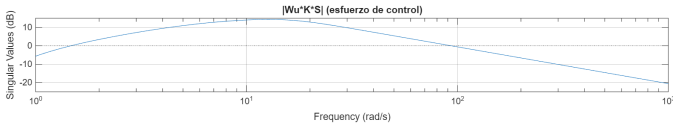


Figura 25. Norma \mathcal{H}_∞ de esfuerzo

IV-B. Sistema lateral — Roll/Yaw

Se presentan los filtros de peso utilizados en el diseño \mathcal{H}_∞ . W_1 representa el peso de desempeño que penaliza el error de seguimiento (alta ganancia en bajas frecuencias), mientras que W_3 es el peso de robustez sobre la sensibilidad complementaria (mayor ganancia en altas frecuencias).

Respuesta al escalón unitario del sistema controlado con \mathcal{H}_∞ en el canal roll; se evalúan tiempos característicos y sobrepaso.

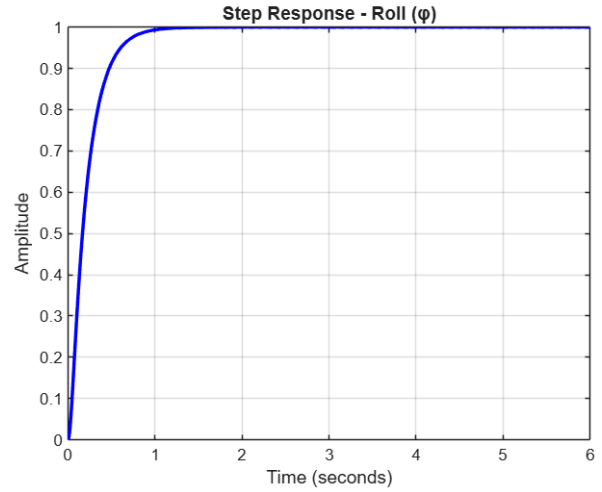


Figura 28. Respuesta temporal al escalón — Roll, controlador \mathcal{H}_∞ .

Respuesta al escalón unitario para yaw bajo \mathcal{H}_∞ ; se contrasta con PI+D en términos de amortiguamiento y esfuerzo de control.

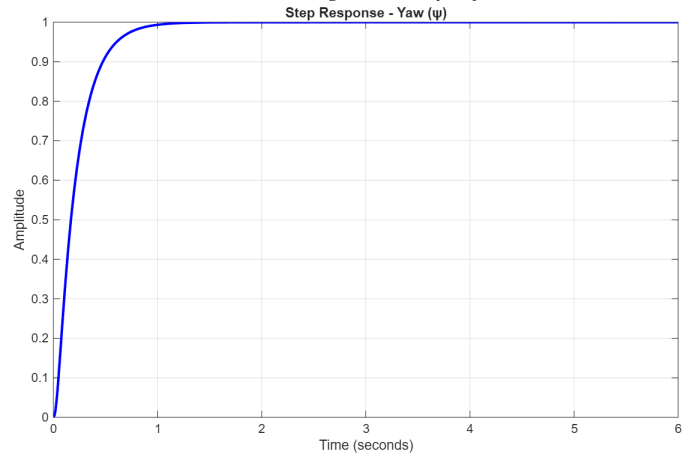


Figura 29. Respuesta temporal al escalón — Yaw, controlador \mathcal{H}_∞ .

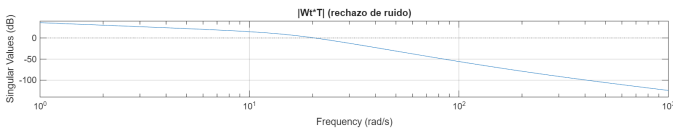


Figura 26. Norma \mathcal{H}_∞ de rechazo al ruido

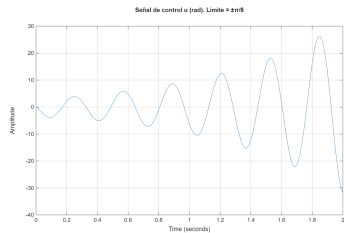


Figura 27. Saturación

Magnitud de los pesos W_1 , W_2 y W_3 empleados; se aprecia su reparto de énfasis en bajas/altas frecuencias.

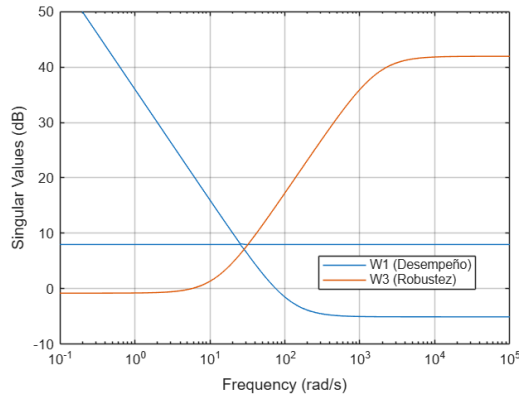


Figura 30. Diagrama de magnitud de los filtros de desempeño y robustez.

Control de la sensibilidad complementaria T en altas frecuencias, verificada contra W_3^{-1} ; atenuación de ruido y robustez.

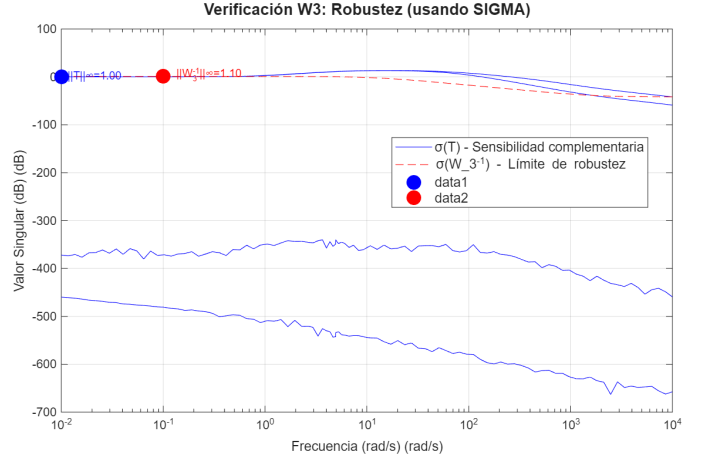


Figura 33. Comparación entre T y W_3^{-1} .

Verificación de la cota $|S| \leq |W_1^{-1}|$ en bajas frecuencias; buen seguimiento implica sensibilidad pequeña.

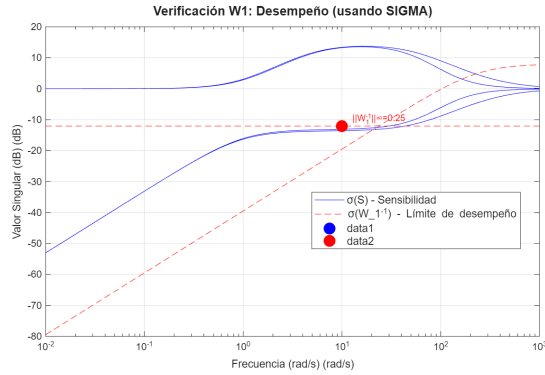


Figura 31. Comparación entre la sensibilidad S y W_1^{-1} .

Evaluación del esfuerzo de control mediante $|KS|$ frente a la cota $|W_2^{-1}|$; se busca no saturar actuadores.

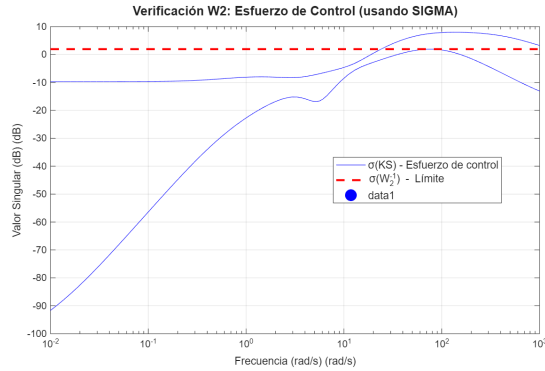


Figura 32. Comparación entre KS (esfuerzo de control) y W_2^{-1} .

Seguimiento de referencia (roll) en presencia de ruido y perturbación; se compara el desempeño con \mathcal{H}_∞ .

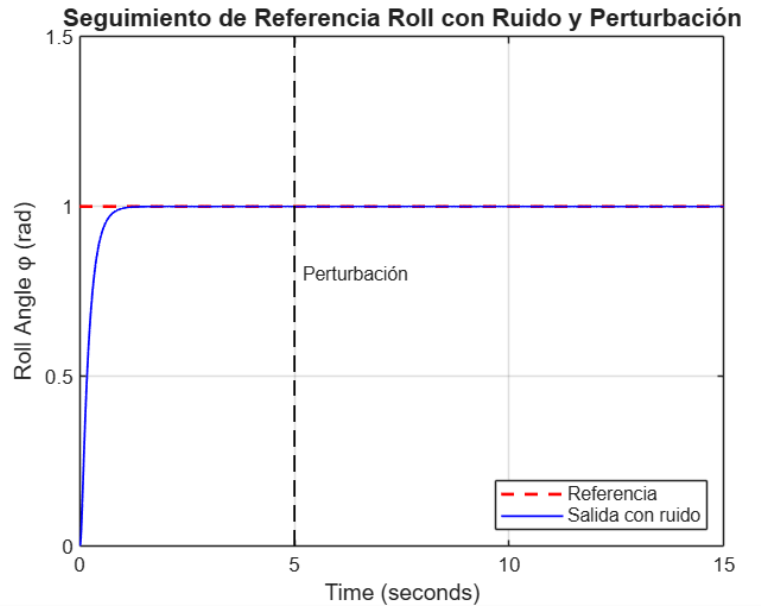


Figura 34. Seguimiento de referencia con ruido y perturbación — Roll.

Caso equivalente para yaw con ruido y perturbación; se observa rechazo y estabilidad bajo condiciones adversas.

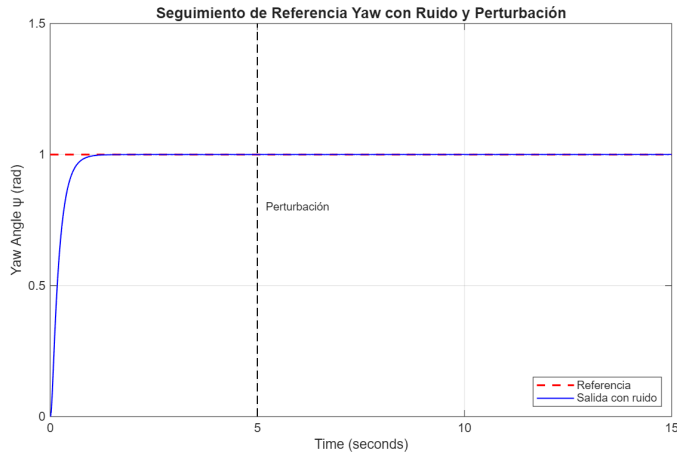


Figura 35. Seguimiento de referencia con ruido y perturbación — Yaw.

Seguimiento de referencia cuadrada (roll) con ruido; se aprecia la capacidad de rastreo sin exceso de esfuerzo.

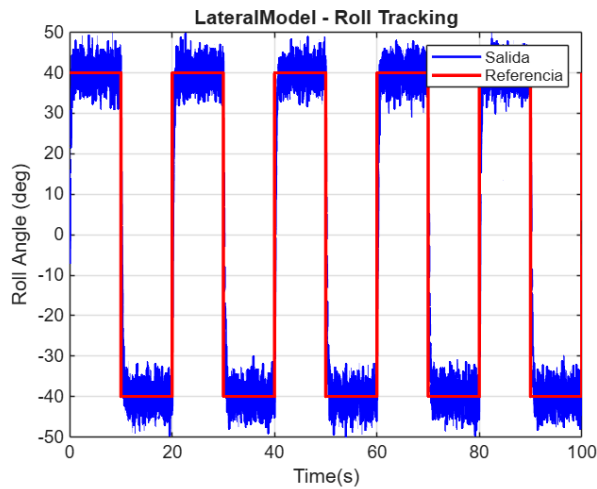


Figura 36. Seguimiento de referencia (señal cuadrada) con ruido — Roll.

Seguimiento de referencia cuadrada (yaw) con ruido; robustez del controlador ante cambios abruptos.

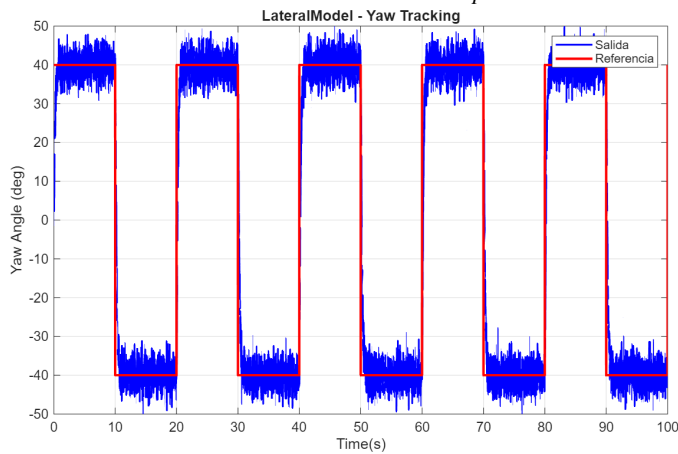


Figura 37. Seguimiento de referencia (señal cuadrada) con ruido — Yaw.

Sensibilidad S y sensibilidad complementaria T del sistema lateral; se valida el reparto de tareas entre desempeño y robustez.

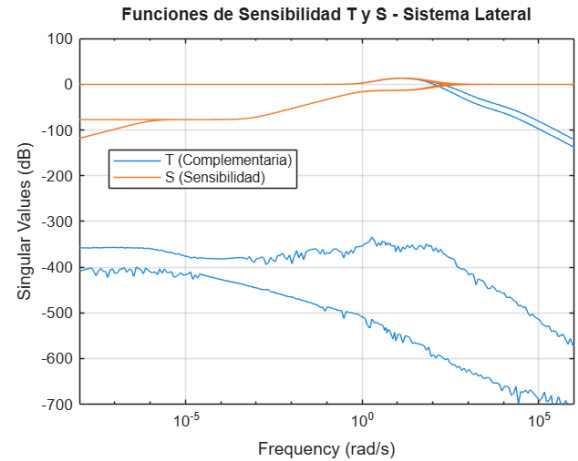


Figura 38. Sensibilidades T y S del sistema lateral.

Valores singulares del controlador \mathcal{H}_∞ en el canal lateral; referencia del nivel de amplificación direccional.

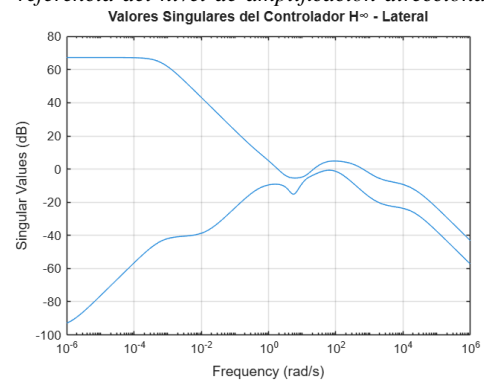


Figura 39. Valores singulares — Controlador \mathcal{H}_∞ (lateral).

V. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

V-A. Análisis de normas H_{inf} – Sistema lateral

El controlador \mathcal{H}_∞ cumple las condiciones de esfuerzo de control ($\|KS\|_\infty = 0.3268 < 1.2500$) y robustez ($\|T\|_\infty = 0.9998 < 1.1000$), garantizando señales de control admisibles (máximo 1.7°) y excelente rechazo al ruido de medición (atenuación promedio de -54 dB en alta frecuencia). No obstante, no se satisface la condición de desempeño en baja frecuencia: $\|S\|_\infty = 1.0000$ supera el límite $\|W_1^{-1}\|_\infty = 0.2500$, lo que se manifiesta en un ancho de banda insuficiente de 0.84 Hz, muy por debajo del requisito de 8 Hz. Esta limitación compromete la capacidad del sistema para seguir referencias dinámicas. Dado que solo 2 de las 3 condiciones del marco \mathcal{H}_∞ se cumplen (con $\gamma = 21.0066$), se recomienda incrementar la ganancia de W_1 en bajas frecuencias y reiterar la síntesis para lograr un mejor equilibrio entre desempeño, robustez y esfuerzo de control.

VI. CONCLUSIONES

- El diseño \mathcal{H}_∞ lateral actual cumple en esfuerzo y robustez, pero falla en desempeño y ancho de banda. Con un

reescalado de W_1 orientado a $\omega_c \approx 8$ Hz y manteniendo W_2/W_3 , se espera cerrar la brecha de desempeño sin comprometer las restricciones de actuadores ni la atenuación de ruido.

- El análisis del controlador H_∞ final evidenció que el sistema prioriza la estabilidad y la atenuación de perturbaciones por encima de la rapidez de respuesta. Esta característica refleja un comportamiento, que si bien garantiza seguridad y robustez ante incertidumbres, limita su capacidad para responder eficazmente a variaciones rápidas en las referencias de vuelo.
- En comparación con el esquema clásico PI+D, el enfoque H_∞ demostró un comportamiento más estable y una mejor capacidad de rechazo ante perturbaciones y ruido, consolidándose como una estrategia más robusta para el control de actitud del UAV. No obstante, el PI+D continúa siendo una alternativa útil para etapas iniciales de diseño debido a su simplicidad de implementación y su buen desempeño en condiciones nominales.