

Control robusto de la actitud de un multirrotor empleando una arquitectura de control en cascada con prealimentación

Rico-Azagra, J., Gil-Martínez, M.

*Grupo de Ingeniería de Control, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de la Rioja,
Edificio Departamental - C/ San José de Calasanz, 31, 26004, Logroño, España.*

To cite this article: Rico-Azagra, J., Gil-Martínez, M., 2023. Robust multi-rotor attitude control using cascaded feedback control architecture and feedforward. XLIV Jornadas de Automática, 352-357. <https://doi.org/10.17979/spudc.9788497498609.352>

Resumen

Este trabajo aborda el control robusto de la actitud de un UAV de tipo multirrotor. Como principal novedad destaca el empleo de una estructura de control *model-matching* en cascada que, junto a los dos controladores de realimentación del ángulo de rotación y su velocidad angular, incorpora un controlador de prealimentación de la referencia. Fruto de la estructura de control y un adecuado reparto frecuencial de las tareas de control entre los lazos en realimentación, el ancho de banda de los controladores se reduce con el fin de alcanzar una solución de control que incurre en una menor amplificación de ruidos de medida en la acción de control. Los diseños de control son robustos y se han realizado en el dominio de la frecuencia discreta siguiendo los postulados de la Teoría de Realimentación Cuantitativa. Se han considerado explícitamente especificaciones de estabilidad, de rechazo de perturbaciones de par y de seguimiento de referencias angulares.

Palabras clave: UAV, Cuatrirrotor, Control robusto, QFT, Control en cascada.

Robust multi-rotor attitude control using cascaded feedback control architecture and feedforward

Abstract

This paper deals with the robust attitude control of a multicopter UAV. The main novelty is the use of a cascaded model-matching control structure that includes a reference feedforward controller along with the two angle and velocity feedback controllers. As a result of the control structure and appropriate frequency feedback sharing between the feedback loops, the bandwidth of the controllers is reduced to achieve a control solution that introduces less measurement noise into the control action. The control designs are robust and performed in the discrete frequency domain according to the postulates of Quantitative Feedback Theory, with explicit consideration of stability, torque disturbance rejection, and angular reference tracking specifications.

Keywords: UAV, Quadrotor, Robust control, QFT, Cascade control.

1. Introducción

En los sistemas de control de movimiento es habitual el empleo de estructuras en cascada. Algunos ejemplos notables son los sistemas de control de ejes en la maquinaria industrial (Mandra, 2014) o el control de posicionadores (Han et al., 2023; Mandali and Dong, 2022). Un campo específico y de gran popularidad actualmente es el control de vehículos autónomos, donde se establecen sistemas de control jerárquicos que operan en

cascada para controlar la posición y la orientación del vehículo.

En particular, dentro de los UAVs, los multirrotores se califican como sistemas sub-actuados con cuatro fuerzas/pares de actuación independientes para controlar una configuración espacial de seis grados de libertad (Emran and Najjaran, 2018). De ahí que los sistemas de control primigenios, y la forma más habitual para su manejo en la práctica, recurran a estrategias en cascada que separan las dinámicas de actitud y posición. De

*Autor para correspondencia: javier.rico@unirioja.es
Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)

hecho ya que el lazo interno que controla actitud opera entre 5-10 veces más rápido que el control externo de la posición, ambos sistemas de control suelen diseñarse de forma independiente (Roza and Maggioro, 2014).

A su vez, el control de la actitud se lleva a cabo en estructuras de lazos anidados que realimentan el ángulo girado por el UAV y su velocidad de giro (Mirtaba et al., 2023). En este caso, tiene especial relevancia la utilización de técnicas específicas para sistemas en cascada, ya que existe una interferencia importante entre las dinámicas de ambos lazos. Además, es posible explotar una versatilidad importante de las estructuras en cascada y es que permiten una rápida reacción a perturbaciones que quedan englobadas dentro del lazo interno (Visioli, 2006). En ese sentido, la utilización de la velocidad estimada a través de la IMU es crucial para mejorar la estabilización del vehículo, por ejemplo ante ráfagas de viento, o para mitigar el acoplamiento que surge en el control de los tres ángulos y la altura.

Por otro lado, las señales de los sensores abordo tienen muchas fluctuaciones debido a la alta velocidad de rotación de las hélices. Además, los sensores asequibles y de bajo coste utilizados en los drones introducen ruidos y errores de bias importantes. Por todo ello, independientemente de la configuración de un buen sistema de estimación que fusione varios sensores, es crucial que la realimentación no amplifique los ruidos de medida en la acción de control, evitando que pueda saturarse el actuador. Sin embargo, la limitación de la ganancia de realimentación restringe el comportamiento dinámico. Entonces, el empleo de estructuras en cascada resultará de gran utilidad para repartir adecuadamente el ancho de banda necesario entre dos controladores de realimentación y así minimizar el impacto de los ruidos de medida (Sidi, 2001; Horowitz and Sidi, 1973).

Con este objetivo se utilizará la arquitectura de control *model-matching* cascada y su metodología de diseño asociada, descritas en (Rico-Azagra and Gil-Martínez, 2023), para llevar a cabo el control de actitud (ángulos de *roll* y/o *pitch*) en un multirroto. En particular, se ilustrará el control del ángulo de *roll*, realimentándose además la velocidad de giro en *roll*. Se plantearán especificaciones de control robusto de estabilidad, seguimiento de referencias, y rechazo de perturbaciones.

El sistema físico responde a una cuatrirroto albergado en una estructura que permite su giro sin desplazamiento (Rico-Azagra et al., 2021); los bancos de pruebas resultan de gran utilidad en el desarrollo de nuevas estrategias de control (Chávez-Gudiño et al., 2023). En cuanto al banco de pruebas que soporta este trabajo, este viene acompañado de un modelo de simulación no lineal, a partir del cual se verificará el comportamiento de la arquitectura de control robusto en cascada propuesta.

Otro reto importante de control es que la controladora de vuelo en la plataforma, y por ende su modelo de comportamiento, utilizan un sistema microprocesador con un tiempo de muestreo grande (0,01 segundos) en comparación con las nuevas controladoras de vuelo (Rico et al., 2022). Esto limita de forma importante el ancho de banda de control, por lo que para su máximo aprovechamiento los diseños se realizarán en el dominio discreto. De este modo la metodología general en (Rico-Azagra and Gil-Martínez, 2023) en el dominio continuo, se extrapola al dominio discreto y se aplica a un caso práctico: el control de la actitud de un drone realimentando internamente las velocidades de rotación.

La exposición del trabajo se estructura como sigue. La Sección 2 describe los antecedentes de este trabajo, el modelo del sistema a controlar y la arquitectura de control. La Sección 3 refleja el modelo equivalente discreto de la planta, define las especificaciones de control robusto, y acorde a ellas detalla el diseño de los controladores de realimentación y prealimentación. La Sección 4 analiza el cumplimiento de las especificaciones frecuenciales y verifica el comportamiento en el dominio temporal. Las conclusiones se presentan en la Sección 5.

2. Descripción del sistema de control

El UAV a gobernar se corresponde con el multirroto de cuatro brazos empleado en la plataforma de pruebas descrita en Rico-Azagra et al. (2021). Para el presente trabajo se considera el dispositivo ideal, es decir, se eliminan del modelo dinámico todos los comportamientos asociados a la estructura que confina el dispositivo (rozamientos en los ejes, desplazamiento del centro de gravedad, etc.) para que este se comporte como si operase en un vuelo libre. La Figura 1 muestra las variables empleadas en el control del UAV, siendo:

- $[X_G, Y_G, Z_G]$ los ejes del sistema de referencia inercial.
- $[X_B, Y_B, Z_B]$ los ejes del sistema de referencia del cuerpo.
- $[p, q, r]$ las velocidades de rotación en el sistema de referencia del cuerpo.
- $[\phi, \theta, \psi]$ los ángulos de Euler en el sistema de referencia inercial.
- $[M_1, M_2, M_3, M_4]$ las acciones de control en los rotores, que se generan a partir de las acciones de control en los cuatro grados de libertad del movimiento (ángulos y altura z):

$$M_1 = u_z - u_\phi - u_\theta - u_\psi$$

$$M_2 = u_z + u_\phi - u_\theta + u_\psi$$

$$M_3 = u_z + u_\phi + u_\theta - u_\psi$$

$$M_4 = u_z - u_\phi + u_\theta + u_\psi$$

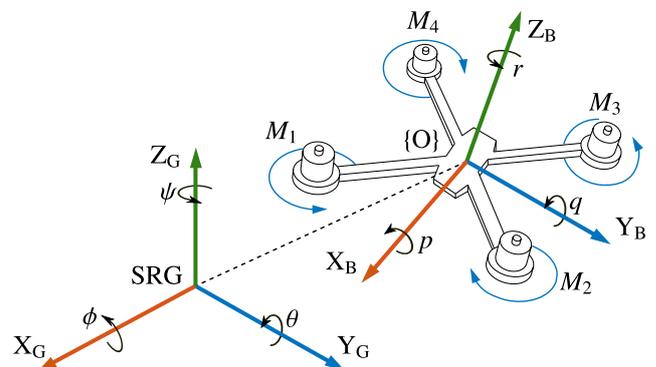


Figura 1: Sistemas de referencia y variables principales.

Tradicionalmente, el control de actitud en este tipo de aeronaves se realiza empleando dos lazos de control en cascada independientes, uno para el ángulo *roll* (ϕ) y otro para el ángulo *pitch* (θ), dado que el acoplamiento entre las dos variables debido a los pares giroscópicos es muy pequeño.

En este trabajo, para el control de cada ángulo (*roll* y *pitch*) se propone el empleo de una arquitectura de control discreto con lazos en cascada; la Figura 2 la particulariza para gobernar el ángulo *roll* ϕ . En ella, pueden observarse, además de los lazos de control, los muestreadores por impulsos y el retenedor de orden cero empleados. Hay que destacar que las limitaciones en la controladora de vuelo del UAV obligan a que el tiempo de muestreo del sistema sea $T_s = 0,01$ s, por lo que el diseño en el dominio discreto pretende extender el ancho de banda de control lo más posible.

La arquitectura de control propuesta se corresponde con una adaptación para este problema de la arquitectura *model matching* para sistemas en cascada introducida en Rico-Azagra and Gil-Martínez (2023). Una de las principales novedades de estas estructuras, con respecto a una arquitectura de control clásica en cascada con prefiltro en la referencia, es la adición de los bloques M_ϕ , $M_\dot{\phi}$ y G . Los dos primeros, M_ϕ y $M_\dot{\phi}$, son los modelos de comportamiento dinámico deseado para el ángulo ϕ y la velocidad de rotación $\dot{\phi}$, respectivamente. El bloque G es el controlador de prealimentación a diseñarse para completar el seguimiento de referencias deseado. El sistema de control está concebido para que ante un cambio en la referencia, el controlador de prealimentación G inyecte señales directamente en la entrada de la planta para que las variables realimentadas se comporten según los modelos M_ϕ y $M_\dot{\phi}$. Los controladores de realimentación C_1 y C_2 son los encargados de combatir las perturbaciones y que los errores en el seguimiento de referencias, debidos a la incertidumbre en los modelos de las plantas, estén acotados según se especifique.

Véase cómo en este problema la función de transferencia del lazo interno que relaciona la acción de control con la velocidad de rotación se ha dividido en dos P_T y P_Ω , de forma que: P_T determina la relación entre la acción de control u y el par desarrollado por los rotores T_m , y P_Ω representa la relación entre el par total (compuesto por el par desarrollado por los rotores y los pares debidos a las perturbaciones T_d) y la velocidad de rotación en *roll*. Esta disposición de plantas es adecuada para modelar cómo las perturbaciones actúan en forma de par en el UAV. Entonces, respecto al método general en Rico-Azagra and Gil-Martínez (2023), la planta interna equivalente es $P_2 = P_T P_\Omega$ para todas las señales externas excepto T_d ; no obstante, las adaptaciones de la funciones para el rechazo de perturbaciones son fácilmente extrapolables.

El modelo de la planta P_T está determinado por la dinámica asociada a la respuesta de los motores, la geometría del UAV, las hélices empleadas y el nivel de carga de la batería. Tal como se ilustra en Rico-Azagra et al. (2021), todos estos fenómenos pueden aproximarse por un sistema de primer orden con incertidumbre, que en este caso es

$$P_T(s) = \frac{k}{(\tau s + 1)}; \quad k \in [3 \times 10^{-3}, 6 \times 10^{-3}]; \quad \tau = 0,05. \quad (1)$$

El modelo P_Ω suele aproximarse por el término diagonal correspondiente de la matriz de inercias y un integrador. En este caso, dado que el UAV puede transportar diversas cargas que afectan a la inercia del mismo, se opta por emplear el modelo con incertidumbre

$$P_\Omega(s) = \frac{1}{I_{xx}s}; \quad I_{xx} \in [0,0012, 0,0015]. \quad (2)$$

Por último, la relación entre la velocidad angular y el ángulo del UAV está caracterizada por un integrador puro

$$P_\phi(s) = \frac{1}{s}. \quad (3)$$

3. Diseño de controladores robustos

En esta sección se aborda el diseño de los controladores C_1 , C_2 y G empleando la metodología de diseño propuesta en Rico-Azagra and Gil-Martínez (2023). Esta metodología se fundamenta en las premisas del control robusto cuantitativo o QFT, por lo que permite garantizar las especificaciones de control a pesar de la incertidumbre. En este caso, el vector de parámetros con incertidumbre \mathbf{q} se define como $\mathbf{q} = [k, I_{xx}]$, y pertenece a un hiper-rectángulo en \mathbb{R}^2 que determina el espacio de la incertidumbre \mathcal{Q} . El sistema de control deberá garantizar que todas las especificaciones se logran $\forall \mathbf{q} \in \mathcal{Q}$.

Para el diseño de los controladores se considera el sistema en tiempo discreto mostrado en la Figura 3, donde la planta $P_T(z)$ está determinada por

$$P_T(z; \mathbf{q}) = \mathcal{Z}\{ZOH(s)P_T(s; \mathbf{q})\}; \quad \mathbf{q} \in \mathcal{Q}, \quad (4)$$

siendo

$$ZOH(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s}. \quad (5)$$

Los modelos de las plantas $P_\Omega(z)$ y $P_\phi(z)$ se corresponden con

$$P_\Omega(z; \mathbf{q}) = \frac{1}{I_{xx}} \frac{zT_s}{z - 1}, \quad \mathbf{q} = [k, I_{xx}] \in \mathcal{Q}, \quad (6)$$

y

$$P_\phi(z) = \frac{T_s z}{z - 1}. \quad (7)$$

A continuación se establecen todas las especificaciones de control robusto en el dominio frecuencial.

Respecto a la variable gobernada, se establece el modelo discreto de seguimiento de referencias

$$M_\phi(z) = \frac{0,0121}{(z^2 - 1,84z + 0,8521)}, \quad (8)$$

y la cota que establece el error máximo de seguimiento en el dominio de la frecuencia discreta $\omega \in [0, \frac{\pi}{T_s}]$ se define como

$$B_r(\omega) = \left| \frac{k s \omega_n^2 (\tau s + 1)}{(s + \omega_n)^2} \right|_{s=j\omega} = \left| \frac{0,042667 s (s + 50)}{(s + 8)^2} \right|_{s=j\omega}. \quad (9)$$

Véase cómo en dicha cota se incluye un cero que permite relajar las especificaciones de diseño en alta frecuencia. Finalmente, el seguimiento robusto de referencias se define en el dominio de la frecuencia discreta acotando el error de seguimiento respecto al modelo

$$\left| \frac{M_\phi(z) - G(z)P_T(z)P_\Omega(z)P_\phi(z)}{1 + C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z) + C_1(z)C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z)P_\phi(z)} \right| \leq B_r(\omega), \quad \forall \mathbf{q} \in \mathcal{Q}, \quad z = e^{j\omega T_s}, \quad \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s}\right], \quad (10)$$

para todas las plantas pertenecientes al espacio de la incertidumbre \mathcal{Q} .

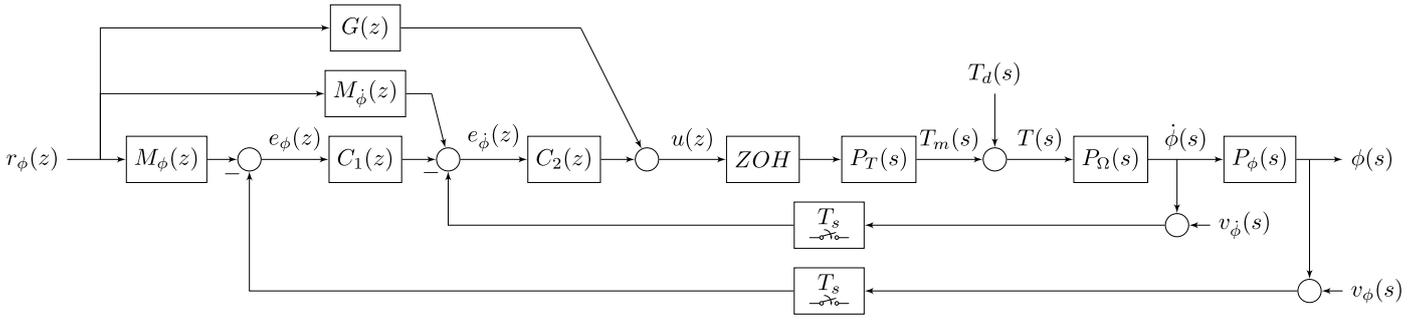
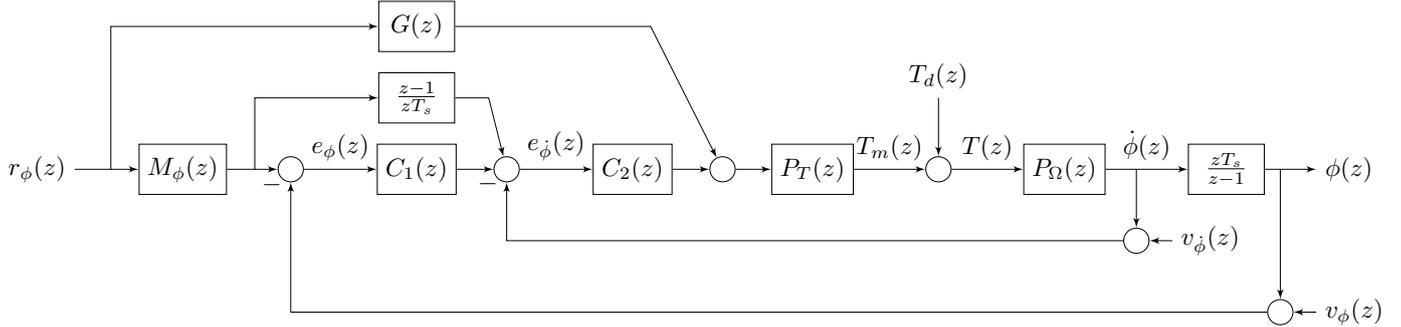

 Figura 2: Estructura de control propuesta para gobernar el ángulo roll (ϕ).


Figura 3: Sistema de control digital equivalente.

La estabilidad robusta se define acotando las funciones de sensibilidad complementaria de los lazos externo

$$\left| \frac{C_1(z)C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z)P_\phi(z)}{1 + C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z) + C_1(z)C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z)P_\phi(z)} \right| \leq B_{s_1}(\omega), \forall \mathbf{q} \in \mathbf{Q}, z = e^{j\omega T_s}, \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s}\right], \quad (11)$$

e interno

$$\left| \frac{C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z)}{1 + C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z)} \right| \leq B_{s_2}(\omega), \forall \mathbf{q} \in \mathbf{Q}, z = e^{j\omega T_s}, \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s}\right], \quad (12)$$

y eligiendo las cotas $B_{s_1}(\omega) = B_{s_2}(\omega) = 1,46$ se busca que el margen de fase sea como mínimo de 40° en ambos lazos.

Por último, el rechazo robusto de perturbaciones debe satisfacer la inecuación

$$\left| \frac{P_\Omega(z)P_\phi(z)}{1 + C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z) + C_1(z)C_2(z)P_T(z)P_\Omega(z)P_\phi(z)} \right| \leq B_d(\omega), \forall \mathbf{q} \in \mathbf{Q}, z = e^{j\omega T_s}, \omega \in \left[0, \frac{\pi}{T_s}\right], \quad (13)$$

cuya cota se elige

$$B_d(\omega) = \left| \frac{k\omega_n^2 s}{(s + \omega_n)^2} \right|_{s=j\omega} = \left| \frac{26212s}{(s + 1)^2} \right|_{s=j\omega}. \quad (14)$$

El vector de frecuencias discreto

$$\Omega = [0,01, 0,1, 0,3, 0,5, 0,8, 1, 2, 3, 5, 8, 10, 20, 50, 100] \text{ rad/s}, \quad (15)$$

se emplea para el cálculo de los bounds QFT tal y como se describe en Rico-Azagra and Gil-Martínez (2023); se utilizan funciones en la herramienta CAD (Borghesani et al., 2002), y funciones desarrolladas en (Rico-Azagra and Gil-Martínez, 2021) para la especificación del error de seguimiento.

Los *bounds*, característicos de QFT, guiarán primero el diseño (*loopshaping*) de las funciones de lazo $L_2(j\omega)$, $L_1(j\omega)$, y después de la función de prealimentación $G(j\omega)$. Considérense las funciones de lazo abierto

$$L_2 = C_2 P_T P_\Omega, \quad (16)$$

$$L_1 = C_1 C_2 P_T P_\Omega P_\phi. \quad (17)$$

A la hora de realizar el *loopshaping* de $L_2(j\omega)$ y $L_1(j\omega)$, es preciso establecer previamente la banda frecuencial de trabajo de cada lazo. Asumiendo que los ruidos de medida v_ϕ y $v_{\dot{\phi}}$ tuvieran la misma densidad espectral, se elige como frecuencia de conmutación $\omega_{sw} = 1$ rad/s, tal que $L_2(j\omega)$ aportará la realimentación demandada por los *bounds* en la banda $\omega \geq \omega_{sw}$ y $L_1(j\omega)$ en la banda $\omega \leq \omega_{sw}$. Entonces, siguiendo el procedimiento de diseño propuesto en Rico-Azagra and Gil-Martínez (2023) se obtienen los controladores de realimentación

$$C_1(z) = \frac{0,080892z}{(z - 0,9001)}, \quad (18)$$

$$C_2(z) = \frac{0,10597(z - 0,99)(z - 0,827)}{(z - 1)(z - 0,4966)}; \quad (19)$$

y el controlador de prealimentación

$$G(z) = \frac{1,9331(z - 1)^2(z^2 - 1,416z + 0,5758)}{z^2(z^2 - 1,793z + 0,8106)}. \quad (20)$$

En el diseño de estos controladores se han buscado soluciones de bajo orden que reduzcan el coste computacional de la ley de control, dado que esta se implementa en un microcontrolador de bajo coste con recursos limitados en la plataforma real.

Los resultados se analizarán en el modelo de simulación no lineal en Rico-Azagra et al. (2021). De cara a la implementación en el banco de pruebas real, en futuros trabajos, se debería diferenciar el ruido v_ϕ y $v_\dot{\phi}$, eligiéndose una frecuencia de conmutación entre lazos acorde para disminuir aun más la amplificación global de ruidos de medida.

4. Análisis de resultados

La Figura 4 verifica el cumplimiento de las especificaciones para distintos casos $\mathbf{q} = [k, I_{xx}]$ en el espacio de incertidumbre $\mathbf{Q} \subset \mathbb{R}^2$. Así, las Figuras 4(a)-(b) muestran como el error, tanto de seguimiento como frente a perturbaciones, se mantienen por debajo de las cotas $B_r(\omega)$ y $B_d(\omega)$, respectivamente. La Figura 4(c) dibuja la respuesta en magnitud de la sensibilidad complementaria del lazo interno y externo, acotándose ambas por debajo de $B_{s_{1,2}}(\omega)$. Por último, La Figura 4(d) presenta las respuestas frecuenciales de $|u/v_\phi|$ y $|u/v_{\dot{\phi}}|$, evidenciando que $|C_2(j\omega)| \geq |C_1(j\omega)C_3(j\omega)|$ para $\omega \geq \omega_{sw}$, ya que el lazo L_2 es el que trabaja en alta frecuencia. Aún así, las respuestas revelan que para todas las frecuencias hay una atenuación en el actuador de los ruidos de medida. Las soluciones alcanzadas ofrecen una ganancia de realimentación que siempre es menor que si se empleará un solo controlador de realimentación, cuya $|u/v_\phi|$ sería mayor que la reflejada en la figura ya que en el caso cascada parte de esta ganancia se transfiere al lazo interno, resultando una menor amplificación total de ruidos de medida.

La Figura 5 muestra el comportamiento temporal para varias plantas dentro del dominio de incertidumbre cuando en $t = 0,5$ s se incrementa el ángulo de ϕ deseado en 20° . La Figura 5(a) revela cómo todas las respuestas se constriñen entre una cota superior e inferior, que se corresponden con el modelo $M_\phi \pm B_r$. Las pequeñas discrepancias se deben a la no correspondencia exacta tiempo-frecuencia, siendo este último dominio en el que estrictamente se cumplen las especificaciones. La Figura 5(b) muestra el comportamiento del modelo M_ϕ y cómo las respuestas se aglutinan entorno a este; nótese que para la variable interna no se plantean especificaciones. Por último, la Figura 5(c) muestra las acciones de control (en negro la prealimentada u_g y en color la total, prealimentada más realimentada).

5. Conclusiones

Se ha llevado a cabo el control del ángulo de rotación de un multirroto dentro de una arquitectura de control en cascada, que además del ángulo realimenta la velocidad angular. Así, el reparto de la realimentación entre dos lazos permite que el ancho de banda de los controladores sea menor que si se usara un solo controlador de realimentación. Adicionalmente, se ha empleado un controlador de prealimentación, que permite reducir la cantidad de realimentación a la estrictamente necesaria. Así, la prealimentación aporta la acción de control precisa de acuerdo a un cierto modelo de seguimiento, que forma parte de la arquitectura de control.

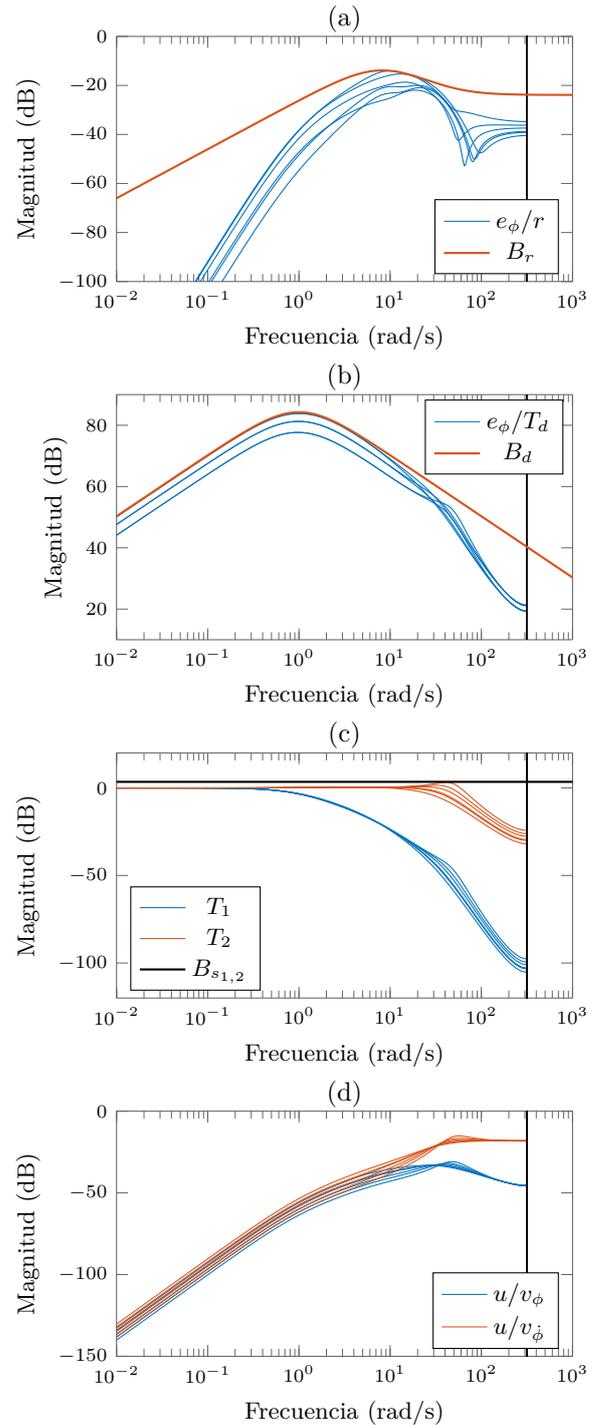


Figura 4: Respuestas frecuenciales del sistema de control de actitud: (a) error en el seguimiento del modelo para referencias; (b) desviación de la salida para perturbaciones; (c) estabilidad de ambos lazos; (d) transmisión de ruidos de medidas angulares y rotacionales en la acción de control.

Los diseños se han realizado de acuerdo a los postulados de la Teoría de Realimentación Cuantitativa (QFT) y son, por tanto, robustos. Las especificaciones robustas planteadas han sido de estabilidad, rechazo de perturbaciones de par, y seguimiento de referencias angulares. Se ha diseñado en el dominio de la frecuencia discreta para aprovechar al máximo el ancho de banda disponible. Este está fuertemente limitado por una frecuencia de muestreo de 100 Hz en la controladora de vuelo real.

Futuros trabajos verificarán el sistema de control propuesto,

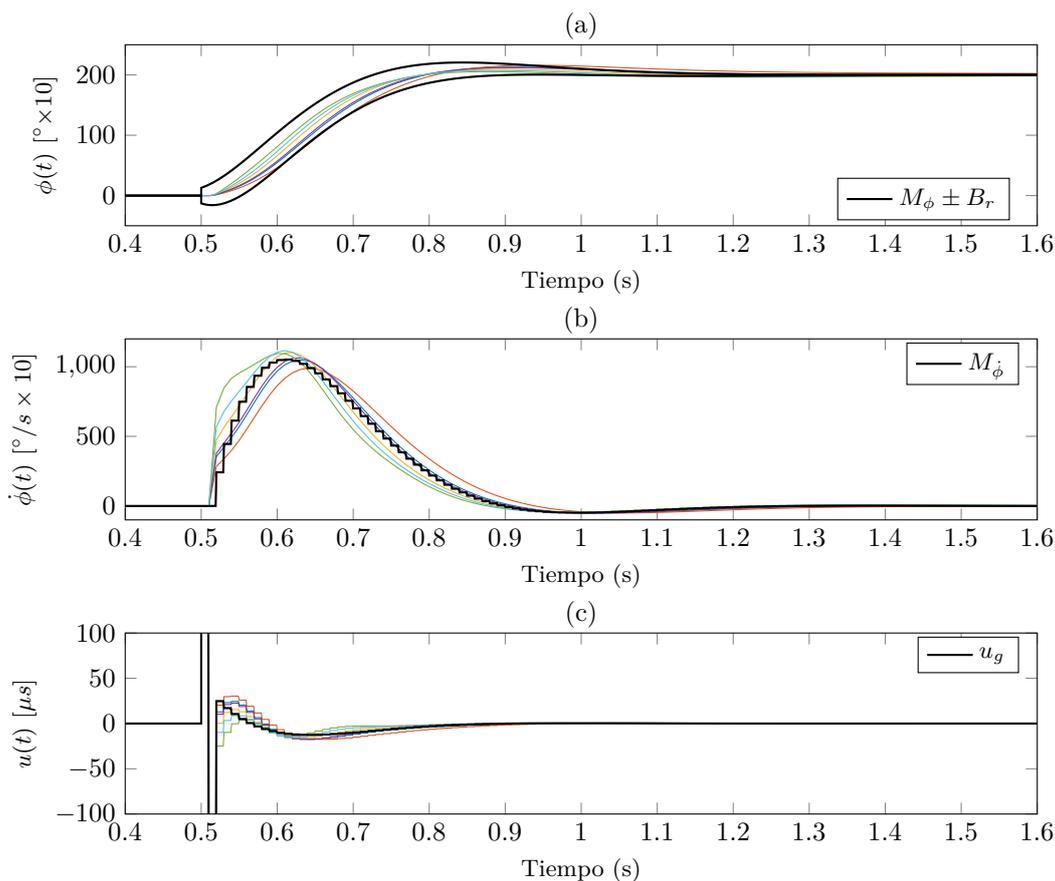


Figura 5: Respuestas temporales: (a) ángulo roll; (b) velocidad angular en roll; (c) acción de control.

aquí validado en simulación, en el cuatrirrotor real. Consecuentemente, un análisis pormenorizado de los sensores conllevará una modificación de la frecuencia de conmutación entre los lazos externo e interno, para lograr una menor amplificación de ruidos, que podrán evaluarse en el sistema real.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado gracias a la Unión Europea (ERDF Operational Programme for La Rioja 2014-2020) y la Agencia de Desarrollo Económico para La Rioja (ADER) a través de la ayuda 2017-I-IDD-00035, y también gracias a la Universidad de La Rioja a través de la ayuda REGI 22/40.

Referencias

- Borghesani, C., Chait, Y., Yaniv, O., 2002. Quantitative Feedback Theory Toolbox. For use with Matlab. 2nd Ed. Terasoft: San Diego, CA, USA.
- Chávez-Gudiño, M. A., Concha-Sánchez, A., Maciel-Barboza, F. M., Gadi, S. K., T. S., Jiménez Betancourt, R., 2023. Development and control of a low cost 2 dof laboratory helicopter. RIAI - Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial In Press.
DOI: <https://doi.org/10.4995/riai.2023.18942>
- Emran, B. J., Najjaran, H., 2018. A review of quadrotor: An underactuated mechanical system. Annual Reviews in Control 46, 165 – 180.
DOI: [10.1016/j.arcontrol.2018.10.009](https://doi.org/10.1016/j.arcontrol.2018.10.009)
- Han, X., Chen, Z., Feng, Y., Xie, J., Wei, X., Wei, L., 2023. Cascade active disturbance rejection control of single-rod electrohydrostatic actuator. Asian Journal of Control 25 (3), 1888 – 1904.
DOI: [10.1002/asjc.2815](https://doi.org/10.1002/asjc.2815)
- Horowitz, I., Sidi, M., 1973. Synthesis of cascaded multiple-loop feedback systems with large plant parameter ignorance. Automatica 9 (5), 589–600.
DOI: [10.1016/0005-1098\(73\)90044-7](https://doi.org/10.1016/0005-1098(73)90044-7)
- Mandali, A., Dong, L., 2022. Modeling and cascade control of a pneumatic positioning system. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME 144 (6).
DOI: [10.1115/1.4053966](https://doi.org/10.1115/1.4053966)
- Mandra, S., 2014. Comparison of automatically tuned cascade control systems of servo-drives for numerically controlled machine tools. Elektronika ir Elektrotechnika 20 (3), 16 – 23.
DOI: [10.5755/j01.eee.20.3.2788](https://doi.org/10.5755/j01.eee.20.3.2788)
- Mirtaba, M., Jeddi, M., Nikoofard, A., Shirmohammadi, Z., 2023. Design and implementation of a low-complexity flight controller for a quadrotor uav. International Journal of Dynamics and Control 11 (2), 689 – 700.
DOI: [10.1007/s40435-022-01016-1](https://doi.org/10.1007/s40435-022-01016-1)
- Rico, R., Rico-Azagra, J., Gil-Martínez, M., 2022. Hardware and rtos design of a flight controller for professional applications. IEEE Access 10, 134870 – 134883.
DOI: [10.1109/ACCESS.2022.3232749](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3232749)
- Rico-Azagra, J., Gil-Martínez, M., 2021. Feedforward for robust reference tracking in multi-input feedback control. IEEE Access 9, 92553–92567.
DOI: [10.1109/ACCESS.2021.3092558](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3092558)
- Rico-Azagra, J., Gil-Martínez, M., Rico, R., Nájera, S., Elvira, C., 2021. A benchmark for orientation control of a multirotor in a three degrees-of-freedom rotation structure. RIAI - Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 18 (3), 265–276.
DOI: [10.4995/riai.2021.14356](https://doi.org/10.4995/riai.2021.14356)
- Rico-Azagra, J., Gil-Martínez, M., 2023. Robust cascade control inside a new model-matching architecture. Mathematics 11 (11).
DOI: [10.3390/math11112523](https://doi.org/10.3390/math11112523)
- Roza, A., Maggiore, M., 2014. A class of position controllers for underactuated vtol vehicles. IEEE Transactions on Automatic Control 59 (9), 2580 – 2585.
DOI: [10.1109/TAC.2014.2308609](https://doi.org/10.1109/TAC.2014.2308609)
- Sidi, M. J., 2001. Design of Robust Control Systems: From classical to modern practical approaches. Krieger Publishing Company, Malabar, FL, USA.
- Visioli, A., 2006. Practical PID control. Springer Science & Business Media: Berlin, Germany.