

Control por rechazo activo de perturbaciones basado en observadores GPI para un helicóptero de dos grados de libertad

Active Disturbance Rejection Control Based on GPI Observers for a two degrees of Freedom Helicopter

Para citar este artículo / To reference this article
/ Para citar este artigo: Rojas Cubides, H., Cortés Romero, J. y Rojas Cubides, H. (2015). Control por rechazo activo de perturbaciones basado en observadores GPI para un helicóptero de dos grados de libertad. *Ingenio Magno*, 6, pp. 12-22.

Harvey Rojas-Cubides

Servicio Nacional de Aprendizaje (SENA), Centro de Electricidad, Electrónica y Telecomunicaciones
Bogotá, Colombia.

davidrc@misena.edu.co

John Cortés-Romero

Universidad Nacional de Colombia, Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Bogotá, Colombia.

jacortesr@unal.edu.co

Herbert Rojas-Cubides

Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Facultad de Ingeniería, Proyecto Curricular de Ingeniería Eléctrica
Bogotá, Colombia.

herojasc@udistrital.edu.co

Recepción: 12 de mayo de 2015

Aceptación: 23 de septiembre de 2015

Resumen

Este artículo propone un esquema de control multivariable desacoplado bajo el enfoque del rechazo activo de perturbaciones para un helicóptero de dos grados de libertad (2-DOF). El esquema propuesto se basa en el uso de observadores GPI (Proporcional Integral Generalizado) encargados de estimar las perturbaciones causadas por no linealidades, elementos no modelados, incertidumbre en los parámetros y perturbaciones externas asociadas a cada lazo desacoplado. Posteriormente, se plantean un conjunto de leyes de control lineal para cancelar el efecto de las perturbaciones generalizadas y se muestran los resultados experimentales que validan el esquema de control propuesto.

Palabras clave: control multivariable, helicóptero 2-DOF, observador GPI, rechazo activo de perturbaciones.

Abstract

This paper proposes a multivariable control scheme for a two degree of freedom (2-DOF) helicopter using a decoupling control strategy focusing on the active disturbance rejection framework. The proposed scheme is based on Generalized Proportional Integral (GPI) observers, which are in charge of estimating the disturbances caused by nonlinearities, non-modeled elements, uncertainties in the parameters and external disturbances associated with decoupled circuits. In addition, a group of linear control laws were set to cancel the effect of generalized disturbances. Experimental results which validate the proposed control scheme are provided.

Keywords: active disturbance rejection, GPI observer, Multivariable control, 2-DOF helicopter.

1. Introducción

En la actualidad, el rechazo de perturbaciones es un requerimiento indispensable en la mayoría de los sistemas de control (Takatsu e Itoh, 1999). Ahora bien, en el contexto del control de sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), el rechazo de perturbaciones se convierte en el eje fundamental de un grupo sólido y ampliamente aceptado de estrategias de control conocido como *desacoplado*. En este grupo de estrategias se pretende reducir el sistema MIMO a un conjunto de subsistemas de una entrada y una salida (SISO) independientes, separando al máximo las interacciones entre los pares entrada-salida dominantes (Zheng, Chen y Gao, 2007).

Existen numerosas contribuciones que dan soporte al uso de las estrategias de control multivariable desacoplado, las cuales se caracterizan por su enfoque

lineal (Wang,2003); sin embargo, aspectos como la robustez ante las no linealidades, la incertidumbre en los parámetros y el rechazo de perturbaciones exógenas siguen siendo motivo de estudio en diversos campos de la ingeniería de control (Zheng, Chen y Gao, 2009). Por otra parte, en las últimas décadas han surgido enfoques centrados en la observación y estimación de perturbaciones. En estos enfoques, el desempeño está asociado en buena medida al conocimiento detallado del modelo del sistema, aspecto que dificulta su implementación práctica (Gao, 2006).

Como alternativa para minimizar los requerimientos del modelado y mejorar la robustez, ha surgido un nuevo enfoque denominado Control por Rechazo Activo de Perturbaciones (ADRC), con amplias contribuciones en los ámbitos académico e industrial

(Li, Li, Gao y Jin, 2015; Sira-Ramírez, Luviano-Juárez y Cortés-Romero, 2011). El concepto general de ADRC considera los efectos producidos por no linealidades, perturbaciones exógenas e incertidumbres en los parámetros dentro de una única función de perturbación generalizada carente de una estructura particular, desconocida pero acotada. De esta manera, el objetivo es lograr una estimación en línea de la señal de perturbación generalizada y poder cancelar su efecto a través de una ley de control realimentado (Gao, 2006; Cortés-Romero *et al.*, 2013).

Durante los últimos años se han desarrollado varias técnicas de control bajo el enfoque ADRC. Este es el caso del control Proporcional Integral Generalizado (GPI) y su extensión denominada Control Basado en Observador GPI. Las técnicas de control GPI han sido utilizadas en numerosas aplicaciones, como control de máquinas eléctricas (Cortés, 2011), electrónica de potencia (Sira-Ramírez, Cortés-Romero y Luviano-Juárez, 2010), sistemas mecánicos (Luviano y Cortés, 2009), eficiencia energética (Coral-Enríquez, Cortés-Romero y Ramos, 2013), sistemas con tiempo muerto (Zheng y Gao, 2014) y aplicaciones de control en modo deslizante (Cortés-Romero *et al.*, 2013).

En general, las técnicas de control GPI son aptas para trabajar con sistemas lineales y no lineales, donde se dispone de poca información del modelo del sistema (como el orden y la constante que acompaña al control). Estos aspectos lo hacen muy atractivo a la hora de abordar procesos complejos, con altas incertidumbres, fuertemente perturbados e incluso afectados por fallas (Rojas-Cubides, 2015).

Este artículo propone un esquema de control multivariable desacoplado bajo el enfoque de rechazo activo de perturbaciones para un helicóptero de dos grados de libertad. Inicialmente se plantea una estrategia de desacople que parte del modelo no lineal

del helicóptero, y luego lo reduce a un conjunto de subsistemas de una entrada y una salida perturbados por funciones generalizadas que integran los efectos de las no linealidades, los elementos no modelados, las incertidumbres en los parámetros y las perturbaciones externas (Huang y Xue, 2014). Para la estimación de las señales de perturbación se propone el uso de observadores de estados extendidos del tipo GPI, y la cancelación en línea de las perturbaciones se efectúa usando leyes de control lineal.

El resto del artículo se organiza de la siguiente forma: en el apartado ulterior se presenta una descripción del helicóptero de dos grados de libertad, y allí se incluye el modelo no lineal considerado y la formulación del problema de control; en el siguiente apartado se presenta la estrategia de control multivariable que hace uso de observadores GPI bajo el marco de rechazo activo de perturbaciones. Posteriormente se presentan los resultados experimentales que validan el esquema de control propuesto; por último se resaltan las conclusiones generales del trabajo.

2. Descripción del sistema

El helicóptero de dos grados de libertad (2-DOF) es un sistema aerodinámico, multivariable, no lineal y altamente acoplado que permite observar un comportamiento simplificado del helicóptero real con un número reducido de grados de libertad (Palunko y Bogdan, 2009; Quanser, 2006). En la figura 1 se presenta un esquema simplificado del helicóptero 2-DOF, incluyendo las fuerzas que interactúan y la ubicación del centro de masa del sistema.

De manera general, el sistema consta de dos rotores accionados por motores de corriente directa (frontal y trasero). Durante su funcionamiento, la nariz del helicóptero puede inclinarse un ángulo θ en el eje Pitch, que es definido positivo cuando se eleva. Asimismo puede rotar un ángulo ψ alrededor del eje Yaw, considerado positivo en el sentido de las manecillas del reloj.

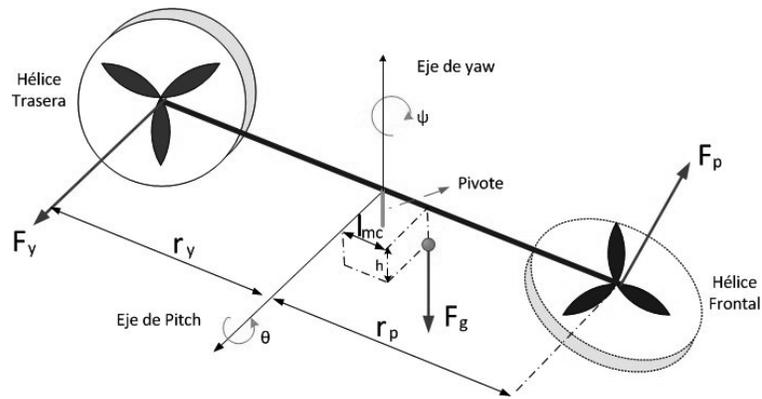


Figura 1. Esquema general de fuerzas en el helicóptero 2-DOF

Fuente: Autores.

2.1. Modelo matemático del helicóptero 2-DOF

El modelo matemático del helicóptero 2-DOF puede encontrarse al definir las ecuaciones de movimiento de Lagrange–Euler para un sistema dinámico de dos grados de libertad (Quanser, 2006; Guarnizo, Trujillo y Guacaneme, 2010):

$$\frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = FG_{\theta} \quad (1)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial L}{\partial \dot{\psi}} - \frac{\partial L}{\partial \psi} = FG_{\psi} \quad (2)$$

Donde L es la variable de Lagrange, definida como la diferencia entre la energía cinética y potencial; FG_{θ} y FG_{ψ} son las fuerzas generalizadas, consideradas el eje de Pitch y Yaw, respectivamente. Para calcular la energía cinética y potencial es indispensable encontrar la posición cartesiana del centro de masa con respecto al pivote, para lo cual se usan matrices de transformación homogéneas (Ollero, 2001). Para el caso particular en que el centro de masa no se encuentra en el pivote sino a una distancia l_{mc} a lo largo de la longitud del fuselaje y a una altura h por debajo de este, la posición del centro de masa será:

$$\begin{aligned} X_{mc} &= (l_{mc} \cos \theta(t) + h \sin \theta(t)) \cos \psi(t) \\ Y_{mc} &= (-l_{mc} \cos \theta(t) - h \sin \theta(t)) \sin \psi(t) \\ Z_{mc} &= l_{mc} \sin \theta(t) - h \cos \theta(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Al realizar el cálculo operacional correspondiente, se obtiene el siguiente modelo para el helicóptero 2-DOF:

$$\begin{aligned} & [J_{eqp} + M_{heli} (l_{mc}^2 + h^2)] \ddot{\theta}(t) \\ & + M_{heli} \left[\frac{\sin(2\theta(t)) (l_{mc}^2 - h^2)}{2} - (l_{mc} h \cos(2\theta(t))) \right] (\dot{\psi}(t))^2 \\ & + [M_{heli} g (l_{mc} \cos \theta(t) + h \sin \theta(t))] \\ & = K_{pp} V_{mp}(t) + K_{py} V_{my}(t) - B_p \dot{\theta}(t) - F_{cp} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} & [J_{eqy} + M_{heli} [\cos^2 \theta(t) (l_{mc}^2 - h^2) + (l_{mc} h \sin(2\theta(t))) + (h^2)]] \ddot{\psi}(t) \\ & + M_{heli} [-\sin(2\theta(t)) (l_{mc}^2 - h^2) + 2(l_{mc} h \cos(2\theta(t)))] \dot{\psi}(t) \dot{\theta}(t) \\ & = K_{yp} V_{mp}(t) + K_{yy} V_{my}(t) - B_y \dot{\psi}(t) - F_{cy} \end{aligned} \quad (5)$$

Donde $V_{mp}(t)$ es el voltaje aplicado al motor de la hélice frontal (motor Pitch) y $V_{my}(t)$ es el voltaje aplicado al motor de la hélice trasera (motor Yaw). J_{eqp} y J_{eqy} son los momentos de inercia equivalentes en los ejes de Pitch y Yaw, M_{heli} es la masa móvil total del

helicóptero, $l_{m.c.}$ y h son las posiciones del centro de masa en los ejes X y Z, respectivamente.

La ecuación (4) describe el movimiento en el eje de Pitch, donde los parámetros K_{pp} y K_{py} son constantes que relacionan los voltajes aplicados a los motores con los pares generados en el eje de Pitch. Adicionalmente, B_p es el coeficiente de fricción viscosa y F_{cp} es una constante debida a la fricción de Coulomb en el eje de Pitch. Por su parte, la ecuación (5) describe el movimiento en el eje de Yaw, donde los parámetros K_{yp} y K_{yy} son constantes que relacionan el voltaje aplicado a los motores con los pares generados en el eje de Yaw. Finalmente, B_y es el coeficiente de fricción viscosa y F_{cy} es una constante debida a la fricción de Coulomb en el eje de Yaw (Quanser, 2006).

2.2. Formulación del problema de control

Dadas unas trayectorias de referencia $\theta^*(t)$ y $\psi^*(t)$ para las posiciones angulares del helicóptero 2-DOF, proponer una ley de control realimentado de tal forma que se tenga una convergencia suficientemente cercana de las salidas medibles (posiciones angulares), aun en presencia de perturbaciones desconocidas causadas por incertidumbre en los parámetros, no linealidades no modeladas y la presencia de perturbaciones externas variantes en el tiempo.

3. Control del helicóptero 2-DOF con enfoque de rechazo activo de perturbaciones

3.1. Formulación simplificada del modelo del helicóptero 2-DOF

La estrategia de control multivariable que se propone está basada en el concepto de *desacople*. Para ello es necesario plantear una representación simplificada del sistema no lineal que lo reduzca a un conjunto de subsistemas de una entrada y una salida (SISO). De esta forma, los posibles acoplamientos entre los diferentes lazos SISO serán tratados como perturbaciones

generalizadas aditivas que reúnen los factores endógenos tales como errores en el modelado, las no linealidades y la incertidumbre en los parámetros, así como los factores exógenos generalmente asociados a perturbaciones acotadas desconocidas

El primer paso para el diseño del esquema de control es lograr una representación simplificada y desacoplada de la dinámica del sistema no lineal descrito en (4) y (5). Para ello, cada lazo SISO formulado se modela usando un sistema diferencialmente plano (Sira-Ramírez y Agrawal, 2004), compuesto por una representación de entrada-salida conocida y perturbado por una única función generalizada, que es desconocida pero uniformemente acotada. Esto implica también considerar una dinámica estable en el sistema y asumir que es algebraicamente observable de acuerdo con la definición propuesta por Fliess y Diop (1991). Para el caso se tiene:

$$\ddot{\theta}(t) = \kappa_{\theta}(t)u_{\theta}(t) + \xi_{\theta}(t) \quad (6)$$

$$\ddot{\psi}(t) = \kappa_{\psi}(t)u_{\psi}(t) + \xi_{\psi}(t) \quad (7)$$

Dado que la estrategia está orientada al control de sistemas con igual número de entradas y salidas (cuadrados), se planteó el uso de una señal auxiliar de control para cada lazo SISO y definir una transformación lineal con respecto a las señales reales de control. Según lo propuesto en (6) y (7), las señales auxiliares son estas:

$$u_{\theta}(t) = K_{pp}V_{mp}(t) + K_{py}V_{my}(t) \quad (8)$$

$$u_{\psi}(t) = K_{yp}V_{mp}(t) + K_{yy}V_{my}(t) \quad (9)$$

A partir de las ecuaciones (8) y (9) se propone una transformación inversa para el cálculo de los voltajes asociados a los motores:

$$\begin{bmatrix} V_{mp}(t) \\ V_{my}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{pp} & K_{py} \\ K_{yp} & K_{yy} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_{\theta}(t) \\ u_{\psi}(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Por su parte, las funciones que acompañan a las señales auxiliares de control son:

$$\kappa_{\theta}(t) = \frac{1}{J_{eqp} + M_{heli} (l_{mc}^2 + h^2)} \quad (11)$$

$$\kappa_{\psi}(t) = \frac{1}{J_{eqy} + M_{heli} [\cos^2 \theta(t) (l_{mc}^2 - h^2) + (l_{mch} \sin(2\theta(t))) + (h^2)]} \quad (12)$$

Finalmente, las funciones de perturbación aditivas generalizadas ($\xi_{\theta}(t)$ y $\xi_{\psi}(t)$) se componen de las perturbaciones endógenas asociadas al modelo establecido ($\zeta_{\theta}(t)$ y $\zeta_{\psi}(t)$) y de las perturbaciones completamente desconocidas asociadas a incertidumbres en los parámetros, las dinámicas no modeladas y las perturbaciones externas desconocidas ($\varpi_{\theta}(t)$ y $\varpi_{\psi}(t)$).

En resumen se tiene que:

$$\xi_{\theta}(t) = \zeta_{\theta}(t) + \varpi_{\theta}(t) \quad (13)$$

$$\xi_{\psi}(t) = \zeta_{\psi}(t) + \varpi_{\psi}(t) \quad (14)$$

$$\zeta_{\theta}(t) = \frac{-M_{heli} \left[\frac{\sin(2\theta(t))(l_{mc}^2 - h^2)}{2} - (l_{mch} \cos(2\theta(t))) \right] (\dot{\psi}(t))^2}{J_{eqp} + M_{heli} (l_{mc}^2 + h^2)} - \frac{[M_{heli} g (l_{mc} \cos \theta(t) + h \sin \theta(t))] - B_p \dot{\theta}(t) - F_{cp}}{J_{eqp} + M_{heli} (l_{mc}^2 + h^2)} \quad (15)$$

y

$$\zeta_{\psi}(t) = \frac{-M_{heli} [-\sin(2\theta(t))(l_{mc}^2 - h^2) + 2(l_{mch} \cos(2\theta(t)))] \dot{\psi}(t) \dot{\theta}(t)}{J_{eqy} + M_{heli} [\cos^2 \theta(t) (l_{mc}^2 - h^2) + (l_{mch} \sin(2\theta(t))) + (h^2)]} - \frac{B_y \dot{\psi}(t) - F_{cp}}{J_{eqy} + M_{heli} [\cos^2 \theta(t) (l_{mc}^2 - h^2) + (l_{mch} \sin(2\theta(t))) + (h^2)]} \quad (16)$$

3.2. Control multivariable desacoplado basado en observadores GPI del helicóptero 2-DOF

Teniendo en cuenta la dinámica simplificada presentada en (6), se propone la siguiente ley de control basada en observador para el sistema SISO del eje de Pitch:

$$u_{\theta}(t) = \frac{1}{\kappa_{\theta}(t)} \left[[\theta^*(t)]^{(2)} - k_{\theta 0} (\hat{\theta}(t) - \theta^*(t)) - k_{\theta 1} (\dot{\hat{\theta}}(t) - [\theta^*(t)]^{(1)}) - \dot{\xi}_{\theta}(t) \right] \quad (17)$$

Donde las señales estimadas $\hat{\theta}(t)$, $\dot{\hat{\theta}}(t)$, $\hat{\xi}_{\theta}(t)$ son provistas por un observador GPI que incorpora un modelo interno de la perturbación generalizada en Pitch, tal que $\frac{d^3 \xi_{\theta}(t)}{dt^3} = 0$. De esta forma, se establece el siguiente modelo en variables de estado para el observador GPI:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\theta}(t)}{dt} \\ \frac{d\dot{\hat{\theta}}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{\xi}_{\theta}(t)}{dt} \\ \frac{d\dot{\hat{\xi}}_{\theta}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{\xi}_{\theta}^{(2)}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(t) \\ \dot{\hat{\theta}}(t) \\ \hat{\xi}_{\theta}(t) \\ \dot{\hat{\xi}}_{\theta}(t) \\ \hat{\xi}_{\theta}^{(2)}(t) \end{bmatrix} + \kappa_{\theta}(t) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{\theta}(t) + \begin{bmatrix} l_{\theta 4} \\ l_{\theta 3} \\ l_{\theta 2} \\ l_{\theta 1} \\ l_{\theta 0} \end{bmatrix} \tilde{e}_{\theta}(t) \quad (18)$$

A partir de la ecuación (18) se puede determinar la dinámica del error de observación en el eje de Pitch $\tilde{e}_{\theta}(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t)$, que está dada por el siguiente polinomio característico en el plano s (Cortés-Romero, Ramos y Coral-Enríquez, 2014):

$$p_{\tilde{e}_{\theta}}(s) = s^5 + l_{\theta 4} s^4 + l_{\theta 3} s^3 + l_{\theta 2} s^2 + l_{\theta 1} s + l_{\theta 0} \quad (19)$$

Es posible analizar también la dinámica del error de seguimiento en el eje de Pitch, definido como $e_{y\theta}(t) = \theta(t) - \theta^*(t)$. Esto se logra si se reemplaza la ley de control (17) en la dinámica simplificada (6):

$$[e_{y\theta}(t)]^{(2)} + k_{\theta 1} [e_{y\theta}(t)]^{(1)} + k_{\theta 0} [e_{y\theta}(t)] = \tilde{e}_{\xi_{\theta}}(t) + k_{\theta 1} \frac{d\tilde{e}_{\theta}(t)}{dt} + k_{\theta 0} \tilde{e}_{\theta}(t) \quad (20)$$

Y dado que el error de estimación $\tilde{e}_{x\theta}$ y sus derivadas son uniformemente absolutamente acotadas (Cortés-Romero *et al.*, 2013), la dinámica del error de seguimiento está dominada de forma aproximada por el siguiente polinomio característico en el plano s :

$$p_{e_{y\theta}} = s^2 + k_{\theta 1} s + k_{\theta 0} \quad (21)$$

Donde los coeficientes $[l_{\theta 4} \ l_{\theta 3} \ l_{\theta 2} \ l_{\theta 1} \ l_{\theta 0}]$ y $[k_{\theta 1} \ k_{\theta 0}]$ pueden ser seleccionados para satisfacer las especificaciones en el lazo de Pitch.

De manera análoga, se propone la siguiente ley de control basada en observador para la dinámica SISO del eje de Yaw presentada en (7):

$$u_{\psi}(t) = \frac{1}{\kappa_{\psi}(t)} \left[[\psi^*(t)]^{(2)} - k_{\psi 0} (\hat{\psi}(t) - \psi^*(t)) - k_{\psi 1} (\dot{\hat{\psi}}(t) - [\dot{\psi}^*(t)]^{(1)}) - \dot{\xi}_{\psi}(t) \right] \quad (22)$$

Donde las señales estimadas $\hat{\psi}(t)$, $\dot{\hat{\psi}}(t)$, $\hat{\xi}_{\psi}(t)$ son provistas por un observador GPI. Este observador incorpora una aproximación tal que $\frac{d^2 \xi_{\psi}(t)}{dt^2} = 0$. Este es el modelo interno de la perturbación generalizada en Yaw y se define como:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\psi}(t)}{dt} \\ \frac{d\dot{\hat{\psi}}(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{\xi}_{\psi}(t)}{dt} \\ \frac{d\dot{\hat{\xi}}_{\psi}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}(t) \\ \dot{\hat{\psi}}(t) \\ \hat{\xi}_{\psi}(t) \\ \dot{\hat{\xi}}_{\psi}(t) \end{bmatrix} + \kappa_{\psi}(t) \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_{\psi}(t) + \begin{bmatrix} l_{\psi 3} \\ l_{\psi 2} \\ l_{\psi 1} \\ l_{\psi 0} \end{bmatrix} \tilde{e}_{\psi} \quad (23)$$

Por su parte, la dinámica del error de estimación en Yaw $\tilde{e}_{\psi}(t) = \psi(t) - \hat{\psi}(t)$ está dada por el siguiente polinomio característico en el plano s :

$$p_{\tilde{e}_{\psi}}(s) = s^4 + l_{\psi 3}s^3 + l_{\psi 2}s^2 + l_{\psi 1}s + l_{\psi 0} \quad (24)$$

Según las consideraciones planteadas anteriormente, la dinámica de seguimiento en el eje de Yaw $e_{y\psi}(t) = \psi(t) - \psi^*(t)$ está dominada por el siguiente polinomio característico en el plano s :

$$p_{e_{y\psi}} = s^2 + k_{\psi 1}s + k_{\psi 0} \quad (25)$$

Donde los coeficientes $[l_{\psi 3} \ l_{\psi 2} \ l_{\psi 1} \ l_{\psi 0}]$ y $[k_{\psi 1} \ k_{\psi 0}]$ pueden ser seleccionados para satisfacer las especificaciones deseadas en el lazo de Yaw.

4. Resultados y discusión

En esta sección se describen los experimentos usados para validar el desempeño de la estrategia de control propuesta. Las pruebas fueron realizadas con la plataforma de experimentación H-2DOF de Quanser® (para mayor detalle, consultar Quanser [2006]). El software de control en tiempo real fue WinCon de Quanser®, donde se compilaron los diagramas desarrollados en Simulink de Matlab®, con un periodo de muestreo de 1 ms.

4.1. Resultados experimentales sin perturbaciones externas

Como primer caso de estudio se consideró un problema típico de seguimiento de referencias en la posición angular del helicóptero libre de perturbaciones externas. Las señales de referencia para las posiciones angulares del helicóptero fueron: $\theta^*(t) = -10 + 20 \sin(0.1t + 3\pi/2)$ para el eje de Pitch y $\psi^*(t) = 20 + 15 \sin(0.1t + 3\pi/2)$ para el eje de Yaw. En ambos casos, las unidades son grados.

Las ganancias del observador GPI par al eje de Pitch se ajustaron usando un polinomio característico de la forma $(s^2 + 2zws + w^2)^2 (s + w)$, con $w = 12$ y $z = 7$. Por su parte, las ganancias del observador GPI del eje de Yaw se ajustaron usando un polinomio de la forma $(s^2 + 2zws + w^2)^2$, con $w = 10$ y $z = 1.2$. A su vez, las ganancias de los controladores fueron ajustadas usando un polinomio característico de la forma $s^2 + 2zws + w^2$, con $w = 0.5$ y $z = 1$ para el control en Pitch y con $w = 0.65$ y $z = 1$ para el control en Yaw.

Las figuras 2-a y 2-b muestran el seguimiento y el error de seguimiento de la referencia en el eje de Pitch. Asimismo, las figuras 3-a y 3-b muestran el seguimiento y el error de seguimiento de la referencia en el eje de Yaw. Las estimaciones de las funciones de perturbación generalizadas en los ejes de Pitch y de Yaw se presentan en las figuras 2-c y 3-c, respectivamente. Las señales

de control auxiliar y los voltajes aplicados a los motores se presentan en las figuras 4-a y 4-b.

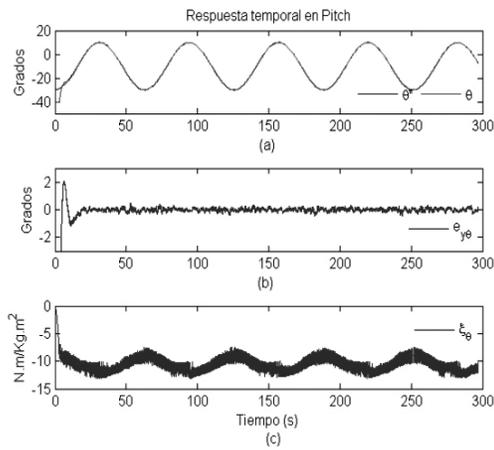


Figura 2. Respuesta temporal en el eje de Pitch sin perturbaciones externas

Fuente: Autores.

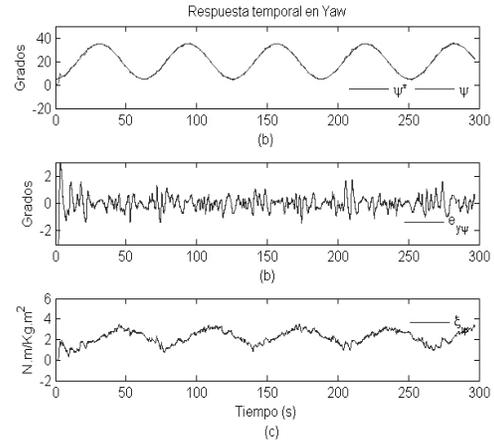


Figura 3. Respuesta temporal en el eje de Yaw sin perturbaciones externas

Fuente: Autores.

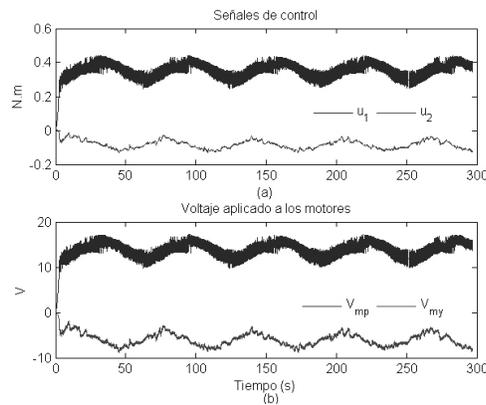


Figura 4. Señales de control y voltajes aplicados a los motores sin perturbaciones externas

Fuente: Autores.

Los resultados experimentales del sistema de control libre de perturbaciones externas muestran un excelente desempeño en el seguimiento de referencias caracterizado por bajos errores de seguimiento, lo que demuestra la cancelación activa de los efectos de las no linealidades, la incertidumbre en los parámetros y los elementos no modelados.

4.2. Resultados experimentales con perturbaciones externas

A fin de validar la robustez del esquema de control propuesto, se planteó el problema de seguimiento de referencias en presencia de perturbaciones externas desconocidas. Estas perturbaciones fueron generadas mediante un ventilador externo ubicado en una posición fija.

El ventilador fue accionado por un convertidor electrónico de potencia, con un perfil de tensión reproducible que permite generar ráfagas de viento de intensidad variable durante la prueba.

Para el sistema con perturbaciones externas, las figuras 5-a y 5-b muestran el seguimiento y el error de seguimiento de la referencia en el eje de Pitch. En las figuras 6-a y 6-b se muestran el seguimiento y el

error de seguimiento de la referencia en el eje de Yaw. Las estimaciones de las funciones generalizadas, que incluyen el efecto de perturbaciones externas en los ejes de Pitch y de Yaw, se presentan en las figuras 5-c y 6-c, respectivamente. Las señales de control auxiliar y los voltajes aplicados a los motores del sistema con perturbaciones externas se presentan en las figuras 7-a y 7-b.

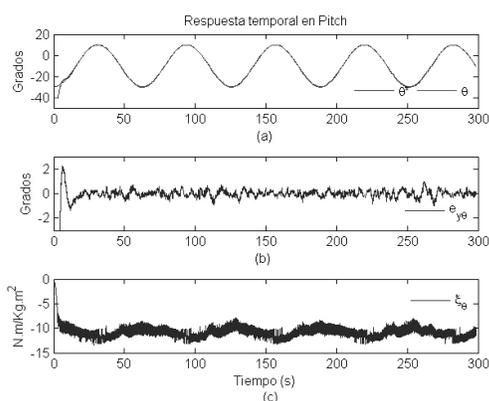


Figura 5. Respuesta temporal en el eje de Pitch en presencia de perturbaciones eternas

Fuente: Autores.

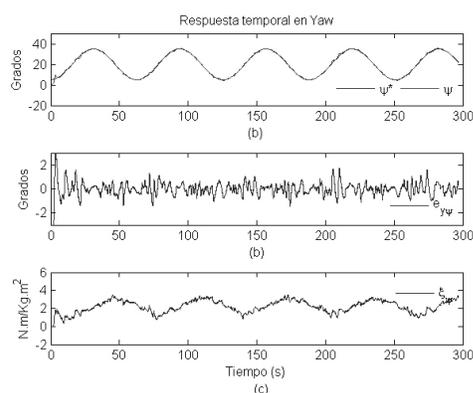


Figura 6. Respuesta temporal en el eje de Yaw en presencia de perturbaciones eternas

Fuente: Autores.

Los resultados experimentales del sistema de control con perturbaciones externas desconocidas muestran un desempeño satisfactorio en el seguimiento de referencias comparado con el caso libre de perturbaciones externas. Esto permite comprobar que el desacople se ha efectuado satisfactoriamente, no solo para los efectos intrínsecos dependientes de la dinámica del sistema, sino también para los efectos externos producidos por perturbaciones variantes en el

tiempo. Cabe anotar que la ubicación de los polos de controladores y observadores y las señales de referencia fueron iguales en los dos casos considerados, aspecto que permite validar la robustez de sistema de control propuesto y habilita su posible inclusión en aplicaciones fuertemente perturbadas e incluso afectadas por fallas, sin necesidad de cambiar la metodología de diseño.

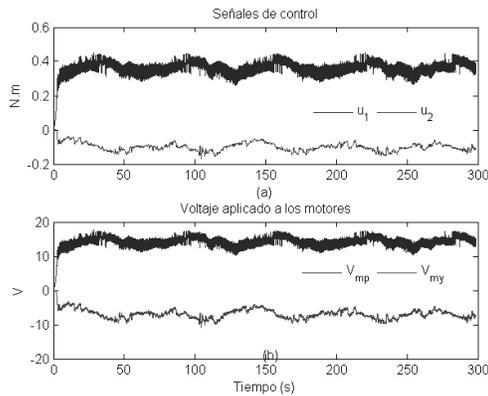


Figura 7. Señales de control y voltajes aplicados a los motores en presencia de perturbaciones eternas

Fuente: Autores.

5. Conclusiones

En este artículo se propuso un esquema de control multivariable desacoplado bajo el enfoque de rechazo activo de perturbaciones para un helicóptero de dos grados de libertad. La estrategia considera el uso de observadores GPI para obtener estimaciones de los estados del sistema y de las funciones de perturbación asociadas a cada lazo de control formulado en el desacople.

La estimación y la posterior cancelación en línea de las perturbaciones generalizadas que integran efectos intrínsecos dependientes de los estados y de perturbaciones externas variantes en el tiempo permiten garantizar el desempeño del sistema en tareas de seguimiento de referencias.

Desde el esquema propuesto, los requerimientos del modelamiento relevantes para el diseño de los controladores lineales y la construcción de los observadores GPI se reducen únicamente a conocer el orden de cada subsistema SISO desacoplado y un valor aproximado de las constantes (o funciones) que acompañan las señales de control. De esta forma, los términos compuestos por no linealidades, incertidumbre en los parámetros y perturbaciones externas, agregados

a la dinámica entrada-salida plana de cada lazo desacoplado, son tratados como señales en función del tiempo, consideradas como perturbaciones generalizadas carentes de estructura particular excepto por la suposición de ser uniformemente acotadas.

Por medio de pruebas experimentales se demostró que el esquema propuesto es apto para el control desacoplado de sistemas multivariable no lineales, como el helicóptero 2-DOF. Los resultados experimentales permiten probar que el uso de controladores lineales independientes basados en observadores GPI permiten mantener el desempeño del sistema multivariable aun en presencia de condiciones adversas de operaciones, tales como efectos no lineales, errores de modelado, incertidumbres en los parámetros, cambios continuos de punto de operación y perturbaciones externas desconocidas. Todos estos son aspectos comunes en aplicaciones industriales y académicas reales.

Referencias

- Coral-Enríquez, H., Cortés-Romero, J. y Ramos, G. (2013). Robust active disturbance rejection control approach to maximize Energy capture in variable-speed wind turbines. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, 1-12.
- Cortés-Romero, J., Ramos, G. A. y Coral-Enriquez, H. (2014). Generalized proportional integral control for periodic signals under active disturbance rejection approach. *ISA Transactions*, 53(6), 1901-1909.
- Cortés, J. (2011). *Métodos de identificación y estimación algebraicos en el control de motores de inducción* (tesis doctoral). Ciudad de México: Centro de Investigación y de Estudios Avanzados.
- Cortés-Romero, J., Rojas-Cubides, H., Coral-Enríquez, H., Sira-Ramírez, H. y Luviano-Juárez, A. (2013). Active disturbance rejection approach for robust fault-tolerant control via observer assisted sliding mode control. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013, 1-12.

- Fliess, M. y Diop, S. (1991). Nonlinear observability, identifiability, and persistent trajectories. *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*. Doi: 10.1109/CDC.1991.261405
- Gao, Z. (2006). Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design. en *American Control Conference*. Doi: 10.1109/ACC.2006.1656579
- Guarnizo, J., Trujillo, C. y Guacaneme, J. (2010). Modeling and control of a Two DOF Helicopter Using a robust control design based on DK iteration. *IECON 2010, 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 162-167). Doi: 10.1109/IECON.2010.5675183
- Huang, Y. y Xue, W. (2014). Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis. *ISA Transactions*, 53(4), 963-976.
- Li, D., Li, C., Gao, Z. y Jin, Q. (2015). On active disturbance rejection in temperature regulation of the proton exchange membrane fuel cells. *Journal of Power Sources*, 283, 452-463.
- Luviano, A. y Cortés, J. (2009). Robust Discrete Generalized Proportional Integral Control: application in mechanical systems. *European Control Conference* (pp. 23-26). Budapest, Hungría.
- Ollero, A. (2001). *Robótica: manipuladores y robots móviles*. Barcelona: Marcombo.
- Palunko, I. y Bogdan, S. (2009). Small helicopter control design based on model reduction and decoupling. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 54(1-3), 201-228.
- Quanser (2006). *Aerospace Plant: 2-DOF Helicopter, position control, reference manual*. Autor.
- Rojas-Cubides, H. D. (2015). *Control tolerante a fallos de un helicóptero 2-DOF integrando métodos de identificación algebraica y técnicas de control GPI* (tesis de maestría). Bogotá: Universidad Nacional de Colombia.
- Sira-Ramírez, H. y Agrawal, S. K. (2004). *Differentially flat systems*. Nueva York: Marcel Dekker.
- Sira-Ramírez, H., Cortés-Romero, J. y Luviano-Juárez, A. (2010). A GPI sliding mode control approach for linear controllable switched systems. *11th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)* (pp. 289-294). Doi: 10.1109/VSS.2010.5544665
- Sira-Ramírez, H., Luviano-Juárez, A. y Cortés-Romero, J. (2011). Control lineal robusto de sistemas no lineales diferencialmente planos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial (RIAI)*, 8(1), 14-28.
- Takatsu, H. e Itoh, T. (1999). Future needs for control theory in industry-report of the control technology survey in Japanese industry. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 7(3), 298-305.
- Wang, Q. (2003). *Decoupling control*. Nueva York: Springer-Verlag.
- Zheng, Q. y Gao, Z. (2014). Predictive active disturbance rejection control for processes with time delay. *ISA Transactions*, 53(4), 873-881.
- Zheng, Q., Chen, Z. y gao, z. (2007). A dynamic decoupling control approach and its applications to chemical processes. *Proceedings of the 2007 American Control Conference* (pp. 5176-5181). Doi: 10.1109/ACC.2007.4282973
- Zheng, Q., Chen, Z. y Gao, Z. (2009). A practical approach to disturbance decoupling control. *Control Engineering Practice*, 17(9), 1016-1025.