

Análisis y resultados experimentales de controladores de posición angular en un aeropéndulo

RESUMEN: Se presenta el análisis y experimentación de controladores aplicados a un aeropéndulo (sistema péndulo-motor-hélice), la intención del trabajo es sintetizar las ventajas y desventajas de la implementación de diferentes controladores, así como comparar su respuesta práctica, tal que los resultados sean útiles para inferir una técnica de control que sea robusta y posteriormente se analice e implemente en el control de aterrizaje de un vehículo aéreo no tripulado (UAV).

El trabajo aborda el modelo matemático del sistema de interés, vía ecuaciones de Euler-Lagrange, luego se realiza una linealización aproximada; también se aborda una linealización exacta, posteriormente se analiza el control de posición, mediante las técnicas de realimentación del vector de estado LQR, así como de un controlador PID. Además, se hace una revisión al filtrado de las señales proporcionadas por la unidad de medición inercial (IMU), mediante un filtro Pasa-bajas (PB) y un Filtro Kalman Extendido. Finalmente se presentan resultados mediante simulaciones que se comparan con experimentaciones obtenidas de la implementación de los controladores en una tarjeta de desarrollo basada en microcontrolador ARM, el prototipo del sistema péndulo y la IMU.

PALABRAS CLAVE: aeropéndulo, linealización aproximada, linealización exacta, LQR, PID, implementación, Filtro PB, Filtro de Kalman Extendido.



Colaboración

Allende Peña J.M.; Rodríguez Paredes S.A.; Salmerón Quiroz B.B.; Villegas Medina G.; Instituto Politécnico Nacional / ESIME Azcapotzalco; Reyes García J.M.E. Tecnológico Nacional de México / Tecnológico de Estudios Superiores de Tianguistenco

ABSTRACT: The analysis and experimentation of controllers applied to an aeropendulum (pendulum-motor-helix system) is presented, the intention of the work is to synthesize the advantages and disadvantages of the implementation of different controllers and to compare their practical response, such that the results they are useful to infer a control technique that is robust to be implemented in the landing control of an Unmanned Aerial Vehicle (UAV).

The work approaches the mathematical model of the system of interest with Euler-Lagrange equations, then an approximate linearization and exact linearization are presented, then the position control is analyzed with the feedback LQR, as well as a PID controller. In addition; a revision to the filtering of the signals provided by the inertial measurement unit (IMU), is made through an Low Pass Filter and Extended Kalman Filter. Finally results are presented through simulations that are compared with experiments obtained from the implementation of the controllers in a development card ARM microcontroller, the prototype of the pendulum system and the IMU.

KEYWORDS: aeropendulum, approximate linearization, exact linearization, LQR, PID, implementation, LP Filter, Extended Kalman Filter.

INTRODUCCIÓN

En el área de control automático diversas técnicas de control actualmente son investigadas, para aplicarse e implementarse en aeronaves autónomas y/o semiautónomas, lo que se pretende con esto es obtener vehículos seguros, eficaces y con errores de ejecución mínimos o nulos[1][2]. De acuerdo con [3][4][5], algunas de las técnicas de control aplicadas a las aeronaves son basadas en la linealización, donde se aplican técnicas de control por PID clásico, reguladores lineales con índice cuadrático (LQR) y Gaussiano (LQG), así como técnicas de control predictivo, técnicas de control por modos deslizantes, técnicas de control robusto basadas en estructuras H_2 y H_∞ , además de técnicas de control basadas en algoritmos genéticos, controladores adaptativos, de lógica difusa y borrosa, algoritmos de redes neuronales y métodos de Lyapunov.

Un acoplamiento motor-hélice es utilizado en el presente trabajo, el cual produce una fuerza de empuje que provoca un torque a un sistema péndulo, como se propone en [6],[7], tal que se obtiene como salida una posición angular en función del voltaje aplicado a al motor, de esta forma el trabajo realiza un análisis y síntesis experimental de la respuesta que ofrecen algunas técnicas de control al aplicarse al elemento básico de un vehículo aéreo; es decir, un sistema basado en un motor - hélice, con ello se considera sintetizar las ventajas o desventajas que ofrecen estos controladores cuando se aplican al control de posición y seguimiento de trayectorias en el área de vehículos aéreos.

MATERIAL Y MÉTODOS

En esta sección del trabajo inicialmente se presenta el modelo matemático y la validación experimental del sistema de interés, luego se analizan y aplican las técnicas de control mediante realimentación del vector de estado basado en un control LQR, así como PID, estas técnicas se aplican a dos aproximaciones lineales, la primera de forma aproximada y la segunda de forma exacta. Así mismo, se revisa el filtrado de las señales mediante un filtro Pasa-Bajas y un Filtro Kalman Extendido. Con ello se espera obtener datos y graficas que permitan comparar la respuesta práctica de los controladores implementados de forma digital en el sistema aeropéndulo y permitan definir el mejor enfoque de control para aplicarse a un UAV.

Modelo del sistema

El modelo matemático es obtenido a partir del formalismo Euler- Lagrange. La figura 1 muestra el diagrama de cuerpo libre del sistema y a su vez el prototipo experimental.

Donde; m_a es la masa del motor-hélice, F_e la fuerza de empuje provocada por la rotación de la hélices, I es la longitud a la que se encuentra ubicada la masa m_a respecto al centro de rotación de la barra, g la fuerza de gravedad y q_1 representa la posición angular.

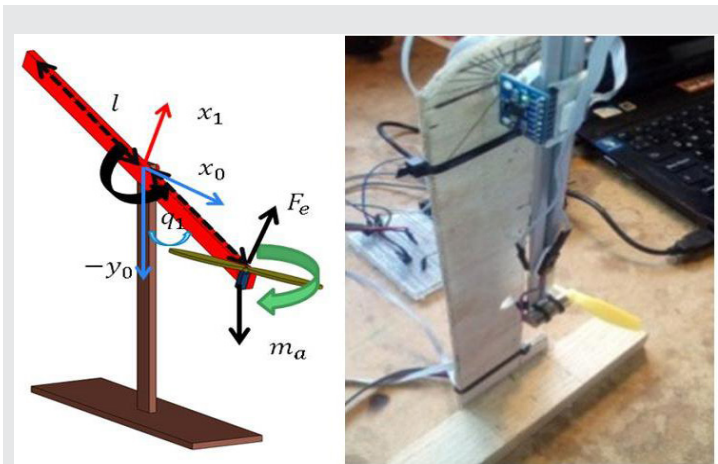


Fig. 1. Sistema péndulo- motor- hélice

a. Modelo no lineal

El Lagrangiano del sistema péndulo queda

$$L(q, \dot{q}) = k(q, \dot{q}) - u(q) \tag{Ec(1)}$$

$$L(q, \dot{q}) = \frac{1}{2}(m_a l^2 + I)\dot{q}_1^2 + m_a g l \cos q_1$$

De las ecuaciones de Euler-Lagrange [8], se obtiene

$$\tau = (l^2 m_a + I)\ddot{q}_1 + m_a g l \sin q_1 + b \dot{q}_1 \tag{Ec(2)}$$

Ahora expresando (2) en variables de estado

$$\begin{aligned} \dot{q}_1 &= q_2 \\ \dot{q}_2 &= \frac{1}{m_a l^2 + I} [-m_a g l \sin q_1 - b q_2 + \tau] \end{aligned} \tag{Ec(3)}$$

Con puntos de equilibrio $\bar{q}_1, \bar{q}_2 = 0$,

$$\bar{\tau} = m_a g l \sin \bar{q}_1$$

b. Parámetros del modelo

La tabla I, resume los parámetros del modelo.

Tabla I. Parámetros del modelo

Parámetro	Valor	Descripción
m_a	0.008Kg	Masa del motor-hélice
I	0.000135kg.m ²	Inercia del péndulo
b	0.0030 Nms/rad	Constante de amortiguamiento
g	9.81m/s ²	Constante de gravedad
$2l$	0.29m	Longitud de la barra-péndulo

La relación que define la fuerza de empuje con la velocidad angular del motor-hélice, se relaciona por la ecuación $F_e = F \omega^2$ [9], [10], por otro lado la relación $F_e = k_v V$, se obtiene de manera experimental, donde k_e es la constante de empuje relacionada con la velocidad angular ω de la hélice del motor y k_v es la constante de empuje relacionada con el voltaje aplicado al motor-hélice DC.

Para obtener la fuerza de empuje F_e , se diseñó el siguiente experimento, ver figura 2. Se aplican diferen-

tes voltajes al motor y se mide la fuerza de empuje en kg_f , que se ejerce de manera perpendicular por uno de los extremos de la barra en una báscula, luego estos valores obtenidos se transforman a N , mediante la relación $F=ma$.

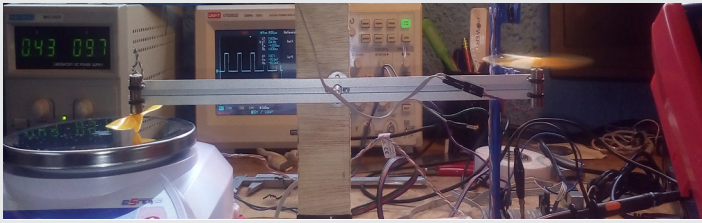


Fig. 2. Experimento para determinar la fuerza de empuje del motor-hélice

Con la experimentación se obtiene una relación lineal entre la fuerza de empuje y el voltaje aplicado definido por: $F_e=k_v V$, donde $k_v=0.045N/V$. La figura 3 muestra los resultados de este experimento.

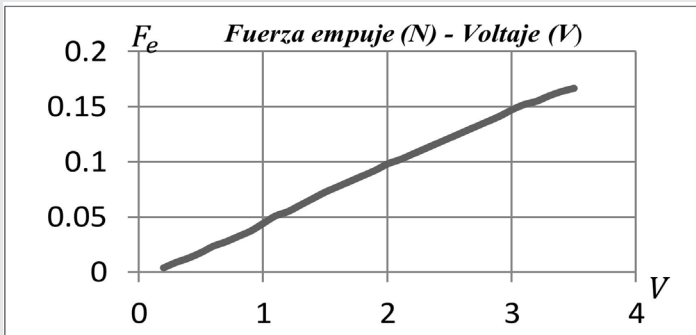


Fig. 3. Datos experimentales del motor-hélice

c. Simulación del modelo y experimentación en lazo abierto

Sustituyendo los parámetros, se procede a la simulación del modelo definido en (2), al que se le aplica una señal tipo escalón, con $\tau=F_e l$ y $F_e=k_v V$. La figura 4 muestra la respuesta de la simulación y la experimentación con el prototipo.

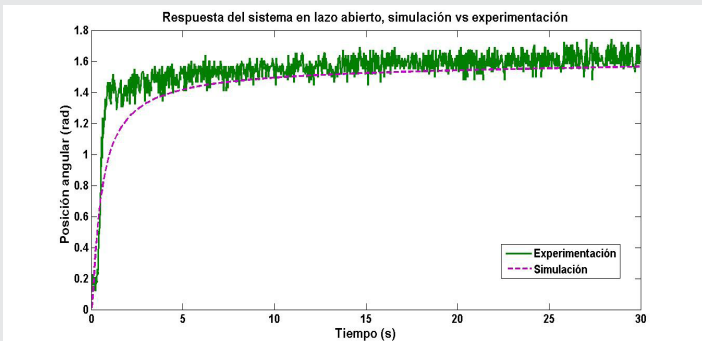


Fig. 4. Respuesta del sistema ante entrada escalón. Caso 1

Para la obtención de datos experimentales con el prototipo, se hace uso de una Unidad de Medición Inercial

MPU6050-6DOF con comunicación I2C, una tarjeta Teensy 3.2 basada en un microcontrolador de 32 bit ARM de 96 MHz, con lo que se logra un muestreo de la señales de entrada y salida de 500 Hz, se utiliza entorno Matlab-Simulink para recibir datos mediante los bloques de comunicación serial, a una frecuencia de 33 muestras por segundo. El voltaje se aplica al motor es a través de un transistor TIP 120 operando en la zona de corte y saturación, el cual es controlado mediante una salida PWM de la tarjeta de desarrollo, de esta forma el voltaje que se aplica al motor se considera como el valor promedio del ancho de pulso aplicado, siendo 0% del ciclo útil del PWM un voltaje de 0V y un 100% del ciclo útil, un voltaje aplicado al motor de 3.7V. La figura 5 ilustra la distribución de los elementos para realizar los experimentos en lazo abierto y en lazo cerrado.

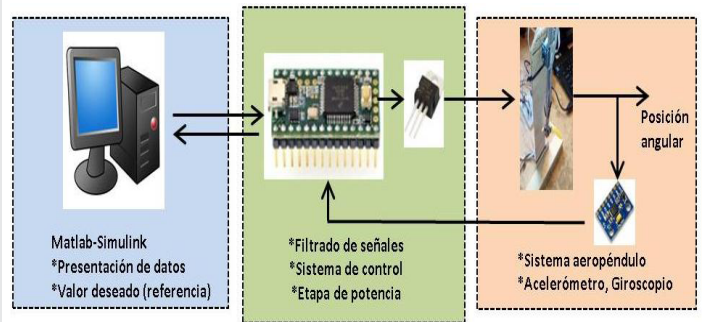


Fig. 5. Diagrama a bloques para experimentación con prototipo

d. Linealización aproximada del modelo

Desarrollando en series de Taylor $\sin\theta$, alrededor de un valor $\theta^*=0$, [11],[12], se obtiene

$$Ec(4)$$

$$\sin\theta = \sin(0) + \cos(0) \theta - \frac{1}{2} \sin(0) \theta^2 + \frac{1}{6} \cos(0) \theta^3 + \dots + T.O.S$$

Donde T.O.S representan los términos de orden superior de la serie. Al simplificar (4)

$$\sin\theta = \theta \quad Ec(5)$$

Por lo que el sistema (3) puede representarse como un sistema lineal, definido por

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_{1\delta} \\ \dot{q}_{2\delta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{m_a l^2 + I} m_a g l & -\frac{1}{m_a l^2 + I} b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_{1\delta} \\ q_{2\delta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_a l^2 + I} \end{pmatrix} \tau_\delta \quad Ec(6)$$

Las variables incrementales quedan definidas como: $q_{1\delta}=q_1-\bar{q}_1$ y $q_{2\delta}=q_2-\bar{q}_2$, además de $\tau_\delta=\tau-\bar{\tau}$, donde τ es la entrada de control del sistema no lineal y $\bar{\tau}$ un valor de equilibrio.

e. Linealización exacta del modelo

Definiendo una entrada auxiliar v [13], tal que

$$v = -\frac{1}{m_a l^2 + I} m_a g l \sin q_1 - \frac{1}{m_a l^2 + I} b q_2 + \frac{1}{m_a l^2 + I} \tau \quad Ec(7)$$

Entonces el sistema (3) es transformado en un sistema lineal desde la nueva entrada v .

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} v \quad \text{Ec(8)}$$

Control LQR

f. Control de posición mediante el modelo linealizado de forma aproximada

Sustituyendo los parámetros de la tabla I y verificando la controlabilidad del sistema (6).

$$M_c = [B: AB] = \begin{bmatrix} 0 & 3298.2 \\ 3298.2 & -32634.03 \end{bmatrix} \quad \text{Ec(9)}$$

Ahora se propone una realimentación del vector de estado basado en el regulador lineal Cuadrático (LQR), [12]. Sea el control

$$\tau_\delta(t) = -Kq_\delta(t) \quad \text{Ec(10)}$$

Tal que $\tau_\delta(t)$ minimice la función de desempeño cuadrática

$$J = \int_0^\infty (q_\delta^T Q q_\delta + \tau_\delta^T R \tau_\delta) dt \quad \text{Ec(11)}$$

Sujeta a $\dot{q}_\delta = Aq_\delta + B\tau_\delta$

Si se determinan los elementos desconocidos de la matriz K para minimizar la función de costo cuadrática (11), la ley de control lineal $\tau_\delta(t) = -Kq_\delta(t)$ es óptima para cualquier estado inicial $x(0)$, [12].

Sea $K = R^{-1}B^T P$ Ec(12)

Con P que es la única solución simétrica, definida positiva para la ecuación de Riccati

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad \text{Ec(13)}$$

Donde Q es una matriz simétrica real definida positiva y R es una matriz simétrica real definida positiva. Como que el término $\tau_\delta^T R \tau_\delta$ está relacionado con el gasto de energía del control $\tau_\delta(t)$, mientras que la forma cuadrática $q_\delta^T Q q_\delta$ representa la desviación del estado x desde el estado inicial $x(0)$, se propone:

$$Q = C^T C = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{Ec(14)}$$

Luego mediante simulación se obtienen diferentes valores, para la matriz de realimentación K se eligiéndose el valor $R=5000$, tal que el voltaje aplicado al motor se encuentre en dentro del valor nominal. Para calcular el valor K se hace uso de la instrucción de Matlab, definida como: $[K,P,E] = \text{lqr}(A,B,Q,R)$, la cual devuelve la matriz K, el vector de valores propios E y la matriz P, como la única solución definida positiva para la ecuación matricial de Riccati. El vector de realimentación K que estabiliza los estados $q_{1\delta}$ y $q_{2\delta}$ del sistema (6), está dado por:

$$K = (k_1 \& k_2) = (0.0068 \& 0.0116) \quad \text{Ec(15)}$$

Verificando la estabilidad en lazo cerrado, mediante la determinación de los valores propios de la matriz $(A - BK)$

$$s^2 + 48.154s + 59.96 = 0 \quad \text{Ec(16)}$$

$$s_1 = -1.2792 \text{ y } s_2 = -46.875$$

Ahora el controlador lineal para el sistema no lineal (3) queda definido por

$$\tau = -k_1 q_{1\delta} - k_2 q_{2\delta} + \bar{\tau} \quad \text{Ec(17)}$$

$$\tau = -k_1 (q_1 - \bar{q}_1) - k_2 (q_2 - \bar{q}_2) + m_a g \sin \bar{q}_1$$

g. Control de posición mediante el modelo linealizado de forma exacta

Verificando la controlabilidad del sistema lineal (8).

$$M_{cA} = [B_A: A_A B_A] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Ec(18)}$$

Luego se propone una realimentación del vector de estado basado en LQR, para sistema (8). Sea el control

$$v = -K_A (q - \bar{q}) = -k_{1A} (q_1 - \bar{q}_1) - k_{2A} (q_2 - \bar{q}_2) \quad \text{Ec(19)}$$

$$\text{Con } Q_A = C^T C = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Con $Q_A = C^T C = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$

Nuevamente al hacer uso de la instrucción $[K,P,E] = \text{lqr}(A,B,Q,R)$ en Matlab, con $R_A=0.0005$. Se obtiene:

$$K_A = (k_{1A} \ k_{2A}) = (44.7214 \ 45.7104) \quad \text{Ec(20)}$$

Para verificar la estabilidad en lazo cerrado, se determinan los valores propios de la matriz $(A_A - B_A K)$

$$s^2 + 45.71s + 44.721 = 0 \quad \text{Ec(21)}$$

$$s_1 = -1.0003 \text{ y } s_2 = -44.710$$

Ahora el controlador lineal para el sistema no lineal (3) queda definido por

$$v = -k_{1A} (q_1 - \bar{q}_1) - k_{2A} (q_2 - \bar{q}_2) \quad \text{Ec(22)}$$

Además recordando la ecuación (7), el controlador esta dado por

$$\tau = (m_a l^2 + I) [-k_{1A} (q_1 - \bar{q}_1) - k_{2A} (q_2 - \bar{q}_2)] + b q_2 + m_a g \sin q_1 \quad \text{Ec(23)}$$

Control PID

Considerando el sistema lineal (6) y eligiendo la posición angular como salida del sistema se obtiene

$$G(s) = \frac{C(sI - A)^{-1} B}{s^2 + 9.8945s + 37.532} \quad \text{Ec(24)}$$

Luego la función de transferencia en lazo cerrado observándola el espacio del error es

$$e(s) = \frac{Y^*(s)}{1 + G(s)[u(s)]} \quad \text{Ec(25)}$$

Sustituyendo la función de transferencia (24) en (25) se obtiene

$$e(s) = \frac{Y^*(s)}{1 + \frac{3298.2}{s^2 + 9.8945s + 37.532} [u(s)]} \quad \text{Ec(26)}$$

Si ahora se propone un control del tipo

$$u(s) = k_d s + k_p + \frac{1}{s} k_I \quad \text{Ec(27)}$$

Sustituyendo a (27) en (26), se llega a

$$e(s) = \frac{(s^2 + 9.8945s + 37.532)Y^*(s)}{(s^2 + 9.8945s + 37.532) + [3298.2(k_d s + k_p + \frac{1}{s} k_I)]} \quad \text{Ec(28)}$$

Aplicando el teorema del valor final se observa que el límite del error conforme el tiempo tiende a infinito es cero

$$\lim_{s \rightarrow 0} s e(s) = 0$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{(s^2 + 9.8945s + 37.532)Y^*(s)}{(s^2 + 9.8945s + 37.532) + [3298.2(k_d s + k_p + \frac{1}{s} k_I)]} = 0$$

La selección de las ganancias es determinada mediante simulación, ajustándose de tal manera que generen valores nominales de voltaje aplicado al motor. Esta escogencia queda dada por

$$k_d = 0.00005, \quad k_p = 0.003 \text{ y } k_I = 0.0002 \quad \text{Ec(29)}$$

Que generan el siguiente polinomio característico, tal que muestran la estabilidad.

$$p(s) = s^3 + 10.059s^2 + 37.697s + 0.16491$$

$$s_1 = -4.3797 \times 10^{-3}, \quad s_2 = -5.0273 - 3.5184i \quad \text{Ec(30)}$$

$$s_3 = -5.0273 + 3.5184i$$

Ahora el controlador lineal para el sistema no lineal (8) queda definido por

$$\tau = k_d \frac{d}{dt} e(t) + k_p e(t) + k_I \int e(t) dt + \bar{\tau}$$

$$\tau = k_d \frac{d}{dt} (\bar{q}_1 - q_1) + k_p (\bar{q}_1 - q_1) + k_I \int (\bar{q}_1 - q_1) dt + \quad \text{Ec(31)}$$

$$k_I \int (\bar{q}_1 - q_1) dt + m_a g l \sin \bar{q}_1$$

Filtrado de señales

El MPU 6050 es un dispositivo que consta de acelerómetro y un giroscopio, con el fin de reducir el ruido provocado por la vibración de los motores y que se presenta en la adquisición de la posición y velocidad angular, se considera implementar un sistema de filtrado, particularmente se revisan dos filtros, el primero de ellos un filtro Pasa-Bajas y un Filtro de Kalman Extendido.

Con el fin de implementar el filtro Pasa-Bajas en microcontrolador se hace una revisión al tipo discreto. La ecuación que define al filtro se encuentra determinada por (32), [9],[10].

$$\theta_{k+1} = 0.9(\theta_k + Tx) + 0.1(\theta_g) \quad \text{Ec(32)}$$

Con; θ_{k+1} : el valor filtrado de la posición angular, θ_k : el valor anterior de la posición angular, T el periodo de muestra, x: la velocidad angular y θ_g : la posición angu-

lar determinada a partir de la proyección de la gravedad.

Por otro lado las ecuaciones que definen al Filtro de Kalman son definidas por [14],[15]:

$$K_k = P_k C_k^T (C_k P_k C_k^T + R)^{-1} \quad \text{Ec(33)}$$

$$\hat{x}_{k+1} = f(\hat{x}_k, u_k) + K_k [y_k - h(\hat{x}_k)] \quad \text{Ec(34)}$$

$$P_{k+1} = A_k (I - K_k C_k) P_k A_k^T + Q \quad \text{Ec(35)}$$

Con el sistema no lineal, representado en variables de estado definido por:

$$\hat{x}_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \quad \text{Ec(36)}$$

$$y_k = h(x_k) + v_k \quad \text{Ec(37)}$$

$$A_k = f'(\hat{x}_k, u_k) \quad \text{Ec(38)}$$

$$C_k = h'(\hat{x}_k) \quad \text{Ec(39)}$$

Donde w_k y v_k son el ruido del proceso y de la medición respectivamente, Q es la covarianza del proceso de ruido W_k y R es la covarianza del ruido en la medición v_k .

RESULTADOS

Las simulaciones de los controladores son realizadas en el entorno Matlab-Simulink, utilizando el sistema no lineal definido en (3) y con los controladores definidos por las ecuaciones (17), (23) y (31), los parámetros de definidos en la Tabla I. Además los valores de las ganancias corresponden a las ecuaciones (15), (20) y (29) respectivamente. La implementación es desarrollada mediante el entorno Matlab-Simulink, la tarjeta de desarrollo Teensy 3.2, la IMU-MPU6050 y el prototipo péndulo-motor-hélice, de la misma forma que se describe en la metodología, sección c. Los resultados que se presentan hacen uso de un filtro Pasa-Bajas discreto, con frecuencia de corte de 8.2 Hz, definido en la ecuación (32) y aplicado a las señales del acelerómetro.

Las figuras 6, 7 y 8 presentan las gráficas, donde son sobrepuestos la simulación, la referencia deseada y los resultados experimentales, la figura 6 corresponde a los resultados obtenidos con el controlador LQR del sistema linealizado de forma aproximada.

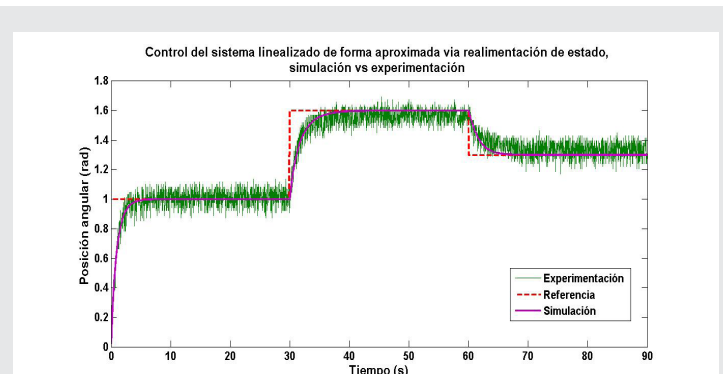


Fig. 6. Resultados del controlador implementado con linealización aproximada

La figura 7 muestra los resultados obtenidos con el controlador LQR del sistema linealizado de forma exacta y por último la figura 8 muestra los resultados del controlador PID.

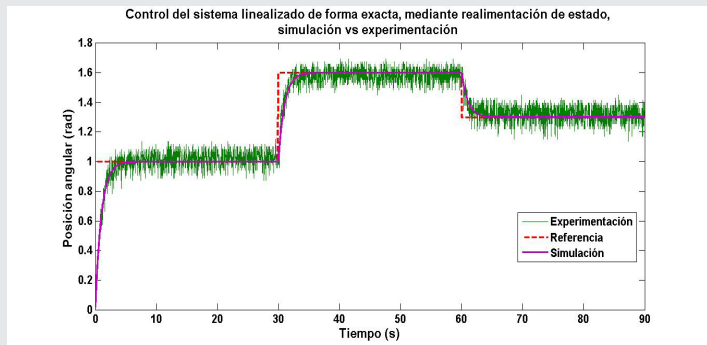


Fig. 7. Resultados del controlador implementado con linealización exacta

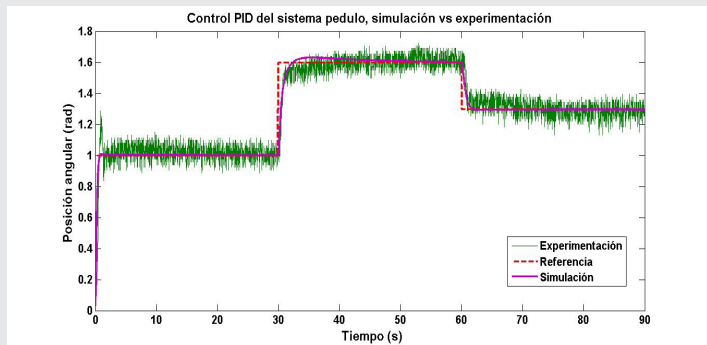


Fig. 8. Resultados del controlador implementado con PID

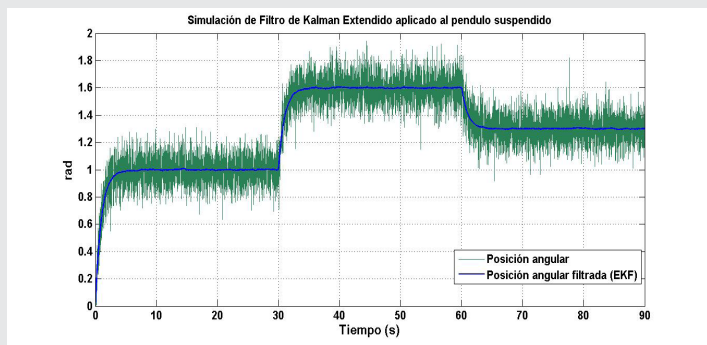


Fig. 9. Simulación del EFK aplicado al aeropéndulo

Tal como se muestra en las figuras 6, 7 y 8, el ruido no se ha atenuado de forma significativa, por lo que se simuló en el entorno Matlab-Simulink el sistema no lineal adicionando ruido blanco tal que se genera una desviación estándar de 0.1 rad a los estados del sistema, luego con las ecuaciones (6) el control definido por (23) y las ecuaciones (36) a (39) se simula un Filtro Kalman Extendido. La Figura 9 muestra los resultados de esta simulación.

Tal como se muestra en las figuras 6, 7 y 8, el ruido no se ha atenuado de forma significativa, por lo que se simuló en el entorno Matlab-Simulink el sistema no lineal adicionando ruido blanco tal que se genera una desviación estándar de 0.1 rad a los estados del sistema, luego con las ecuaciones (6) el control definido por (23) y las ecuaciones (36) a (39) se simula un Filtro Kalman Extendido. La Figura 9 muestra los resultados de esta simulación.

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó el análisis para la implementación de controladores de posición mediante linealización aproximada y linealización exacta vía control LQR, así como de un controlador PID, se presentaron resultados que permiten observar y comparar, que cualquiera de los controladores implementados logra el objetivo de estabilizar la posición angular. Sin embargo se observa que el controlador que ofrece la respuesta más suave y rápida es el controlador vía LQR, del sistema linealizado de forma exacta, sin embargo tiene el inconveniente que si no se conocen de forma exacta los parámetros resulta en error en la posición final, un efecto similar se observó en el sistema linealizado de forma aproximada. Por otro lado se determinó que el control PID es tolerante a cambios en los parámetros, sin embargo la sintonización no es sencilla en comparación con los sistemas LQR. Además se observa que el filtro Pasa-Bajas no es recomendable debido a que no atenúa suficientemente las señales de ruido del sistema, en comparación con el Filtro Kalman Extendido. Un trabajo a corto plazo es implementar en el microcontrolador el Filtro Kalman Extendido, debido que este solo fue simulado en Matlab.

BIBLIOGRAFÍA

[1] Gupta, Suraj G., Mangesh M. Ghonge, and P. M. Jawandhiya. Review of unmanned aircraft system (UAS). *International journal of advanced research in computer engineering & technology (IJARCET)* 2, no. 4 (2013): pp-1646.

[2] Laurence R. Newcome, *Unmanned Aviation: A Brief History of Unmanned Aerial Vehicles*, AIAA, ISBN: 1563476444, 9781563476440, 2004.

[3] Béjar, M.Ollero, *A Revisión del estado de la técnica, Modelado y control de helicópteros autónomos. Revista iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, ISSN: 1697-7912. Vol. 5, Núm. 4, Octubre 2008, pp. 5-16.

[4] Juan López Otero, *Diseño, Implementación y Prueba de Técnicas de Control Robusto Aplicadas a la Operación de un UAV (Unmanned Air Vehicle)*. Tesis Doctoral, Departamento de Informática y Automática Escuela Técnica Superior de Ingeniería Informática (UNED). Madrid, España 2012.

[5] Roldan Caballero A. Modelado y monitoreo para un dron tipo cuadrirotor. Tesis de Maestría en Ingeniería de Manufactura. Instituto Politécnico Nacional. Ciudad de México, México 2016.

[6] Acosta, J. A. P., Ardila, L. K. R., & Gómez, E. J. (2011). Control Robusto por Modelo Interno aplicado como laboratorio virtual a un péndulo motorizado. *Visión Electrónica: algo más que un estado sólido*, 5(1), 77-88.

[7] García, F. E. M., Vargas, J. A. B., & García, Y. E. A. (2012). Desarrollo de un módulo didáctico para control angular de un péndulo suspendido. *Respuestas*, 17(2), 48-54.

[8] Reyes, F. (2011). *Robótica-Control de robots manipuladores*. Alfaomega Grupo Editor.

[9] Nonami, K., Kendoul, F., Suzuki, S., Wang, W., & Nakazawa, D. (2010). Introduction. In *Autonomous Flying Robots* (pp. 1-29). Springer Japan.

[10] Beard, R. W., & McLain, T. W. (2012). *Small unmanned aircraft: Theory and practice*. Princeton university.

[11] Khalil, H. K. (1996). *Nonlinear Systems*. Prentice-Hall, New Jersey, 2(5), 5-1.

[12] Ogata, K., & Yang, Y. (2002). *Modern control engineering* (Vol. 4). India: Prentice hall.

[13] Sira-Ramírez, H. E. B. E. R. T. T., Marquez, R., Rivas-Echeverria, F., & Llanes-Santiago, O. (2005). *Control de Sistemas no lineales. Automática & Robótica*. Pearson Educación SA.

[14] Kalman, R. E. (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. *Journal of basic Engineering*, 82(1), 35-45.

[15] Simon, D. (2006). Using nonlinear Kalman filtering to estimate signals. *Embedded Systems Design*, 19(7), 38.