



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
ESCUELA DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
IEE2683 – LABORATORIO DE CONTROL AUTOMÁTICO

Experiencia 3: Control PID

2 Sesiones

1. Introducción

El diseño de controladores es parte integral del progreso industrial. Los controladores permiten mantener las variables de proceso en valores preestablecidos con el fin de garantizar la calidad de los productos y, a su vez, optimizar los tiempos de producción. Los controladores reciben información del valor de las variables de interés, las variables controladas, y del valor deseado, el set-point del controlador. La diferencia entre el valor de la variable controlada y el set-point se denomina la señal de error, y la labor del controlador es minimizar dicha señal. Uno de los primeros esfuerzos de control, introducido en la década del 40, es combinar la información de la magnitud de la señal de error (P), su integral en el tiempo (I), y su tasa de cambio (D), para minimizar la señal de error y cumplir con especificaciones en lazo cerrado como ausencia de error permanente, rechazo de perturbaciones, y tolerancia al ruido de medición, entre otras. Éstos controladores se conocen como controladores del tipo PID y durante los últimos 80 años han constituido la gran mayoría de los controladores utilizados en procesos industriales.

Pese a que los controladores PID permiten actuar considerando la magnitud, integral, y tasa de cambio de la señal de error, la mayoría de los controladores PID que se encuentran operando usan sólo la magnitud y la integral de la señal de error, en lo que se conoce como control PI. Una razón para el subuso de las capacidades del controlador PID es la dificultad de sintonizar los parámetros. Sin un procedimiento sistemático de sintonía, no es posible sacar el máximo provecho de un controlador PID.

La presente experiencia es una introducción al diseño e implementación de controladores del tipo PID en tiempo discreto. El objetivo es implementar y sintonizar controladores PID para 2 plantas: un levitador magnético y un motor de corriente continua.

2. Marco Teórico

Para las siguientes descripciones de control automático en base a PID y sus procesos de sintonización se considera la estructura por defecto de conexión *feedback* expuesta en la Fig. 1.

Aquí, la función de transferencia en lazo cerrado y la ley de control quedan descritas, respectivamente, por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

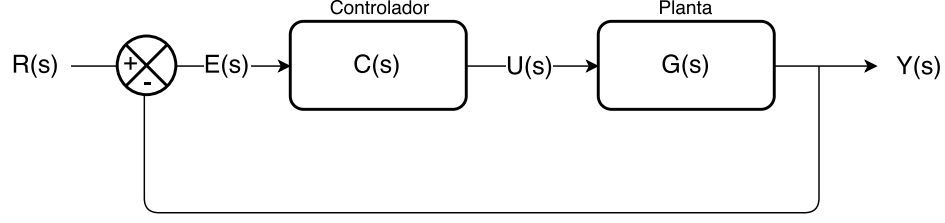


Figura 1: Sistema general en lazo cerrado sin considerar modelo de sensor.

$$U(s) = C(s)E(s)$$

donde $R(s)$ es la referencia, $E(s)$ el error del sistema, $U(s)$ la variable manipulada, $Y(s)$ la variable controlada, $C(s)$ la función de transferencia del controlador, y $G(s)$ es la función de transferencia de la planta.

2.1. Controladores PID

El término “control PID” corresponde a un controlador proporcional-integral-derivativo de la dinámica del error de un sistema y es descrito en frecuencia, usualmente, por cualquiera de las siguientes dos representaciones enfocadas en ganancias $C_K(s)$ o constantes de tiempo $C_T(s)$.

$$C_K(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s$$

$$C_T(s) = K \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right)$$

De aquí, es directo que la relación entre los parámetros de cada descripción es:

$$K = K_P$$

$$T_I = \frac{K_P}{K_I}$$

$$T_D = \frac{K_D}{K_P}$$

Como se puede observar de la Fig. 1, la variable manipulada queda expresada por $U(s) = C(s) \cdot E(s)$, de donde es posible expresarla en función del tiempo, aplicando la Transformada Inversa de Laplace:

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} + u^* \quad (1)$$

donde u^* corresponde al control de equilibrio.

No obstante, esta corresponde a una representación de tiempo continuo. En caso de que exista una conversión análogo-digital (tiempo continuo a tiempo discreto), las variables utilizadas corresponden a muestras discretas. Es posible expresar el controlador PID en tiempo discreto y forma incremental como se ve a continuación:

$$u(k) = u(k-1) + K_P(e(k) - e(k-1)) + K_I T_s e(k) + \frac{K_D}{T_s} (e(k) - 2e(k-1) + e(k-2))$$

Esta estructura de controlador PID permite regular una planta estabilizable en forma discreta. Aquí, el control se llama incremental dado que queda definido en función de su valor anterior. Así, en forma resumida, la ley de control PID discreto incremental se expresa como:

$$\Delta u(k) = K_P(e(k) - e(k-1)) + K_{IS}e(k) + K_{DS}(e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)) \quad (2)$$

2.2. Sintonización

Para sintonizar los parámetros de un controlador PID, una opción es utilizar las metodologías propuestas por Ziegler y Nichols. Estas metodologías, como se describe a continuación, consisten en analizar la respuesta de la planta tanto en lazo abierto como cerrado.

2.2.1. Sintonización en Lazo Abierto

Este método asume que la planta corresponde a un FOPTD (*first-order process with time delay*) por lo que su respuesta queda representada por el siguiente modelo general:

$$G(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}$$

Luego, para obtener valores para los parámetros del PID se analiza la respuesta en lazo abierto del sistema frente a un escalón unitario. De esta, se obtienen dos valores, el retardo L y el tiempo de estabilización T , como muestra la Fig. 2

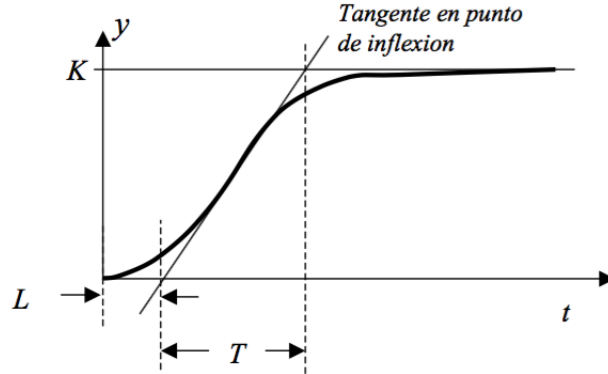


Figura 2: Análisis de la respuesta en lazo abierto.

Luego, los parámetros del PID pueden aproximarse en función de las siguientes expresiones:

$$K_P = \frac{6}{5} \cdot \frac{T}{L}$$

$$T_I = 2 \cdot L$$

$$T_D = \frac{1}{2} \cdot L$$

2.2.2. Sintonización en Lazo Cerrado

Este segundo método se basa en un análisis en lazo cerrado de la planta original realimentada con un controlador puramente proporcional K .

Para sintonizar un controlador PID, la ganancia K del controlador auxiliar se aumenta hasta que la planta alcanza una respuesta críticamente estable en lazo cerrado, como muestra la Fig. 3.

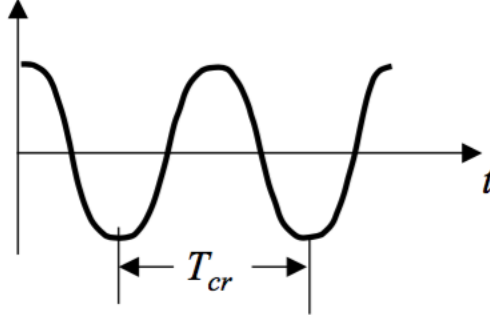


Figura 3: Análisis de la respuesta crítica en lazo cerrado.

De aquí, los valores de los parámetros del PID objetivo se pueden obtener observando dos características de la respuesta crítica de la planta: la ganancia crítica K_{cr} del controlador y el período de oscilación crítico T_{cr} de la salida.

Así, los parámetros del PID se pueden obtener de las siguientes relaciones:

$$K_P = \frac{6}{10} \cdot K_{cr}$$

$$T_I = \frac{1}{2} \cdot T_{cr}$$

$$T_D = \frac{1}{8} \cdot T_{cr}$$

3. Plantas

3.1. Levitador magnético

3.1.1. Dinámica del Sistema

El sistema de levitación magnética se compone de un electroimán fijo y un objeto levitante dispuesto debajo del primero, según se aprecia en la Fig. 4.

El electroimán o bobina, compuesto por un núcleo cilíndrico de hierro (o material ferromagnético) y un alambre esmaltado enrollado a su alrededor con N vueltas, puede ser modelado eléctricamente como una inductancia de valor $L(x)$, variable.

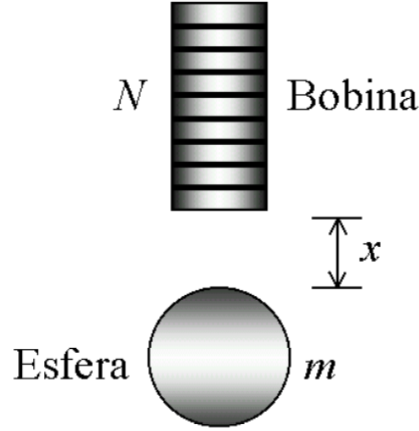


Figura 4: Componentes y variables del levitador magnético.

La esfera levitante, compuesta de un material ferromagnético, se caracteriza por una masa m , una distancia x entre esta y la bobina, y su contribución al campo magnético de la bobina. En el caso de $x = 0$, la inductancia de la bobina presenta su valor máximo de $L(0) = L_M + L_S$. Para $x = \infty$, esta adquiere su valor mínimo $L(\infty) = L_m$.

Por lo tanto, se tiene que la inductancia de la bobina es función decreciente de la distancia x . Una aproximación sencilla para modelar este comportamiento es mediante la ecuación siguiente. En ella, a es la constante de longitud para el sistema completo.

$$L(x) = L_M + L_S \cdot e^{-\frac{x}{a}}$$

Por otra parte, se tiene que la energía almacenada en la bobina puede expresarse como:

$$W'(i, x) = \frac{1}{2} L(x) \cdot i^2$$

donde i es la corriente instantánea que circula por ella. Por lo tanto, es posible obtener la fuerza $f(i, x)$ generada por el electroimán sobre la esfera a partir de la ecuación anterior. Así, se obtiene:

$$f(i, x) = \frac{\delta W'(i, x)}{\delta x} = -\frac{L_S}{2a} \cdot i^2 \cdot e^{-\frac{x}{a}}$$

Aplicando esta ecuación al sistema de la Fig. 4 según las leyes de Newton, y considerando el eje x como positivo hacia abajo, se tiene la siguiente ecuación diferencial para la dinámica del sistema:

$$\ddot{x} + \frac{L_S \cdot e^{-\frac{x}{a}}}{2ma} \cdot i^2 - g = 0 \quad (3)$$

donde g es la aceleración de gravedad, parámetro conocido numéricamente. Por otra parte, m puede ser medido directamente en el objeto levitante, y el resto de los parámetros, L_S y a , se obtienen de las características electromagnéticas del electroimán.

3.2. Motor de corriente continua

La figura 5 muestra un diagrama de bloques del sistema que se utilizará durante el desarrollo de la experiencia. Las variables involucradas son:

- $r(t)$: Voltaje de referencia
- $e(t)$: Error
- $u(t)$: Voltaje de entrada en el actuador (variable manipulada)
- $v_A(t)$: Voltaje de armadura del motor
- $\omega(t)$: Velocidad angular del motor (variable controlada)
- $y(t)$: Voltaje medido en el tacómetro (variable medida)

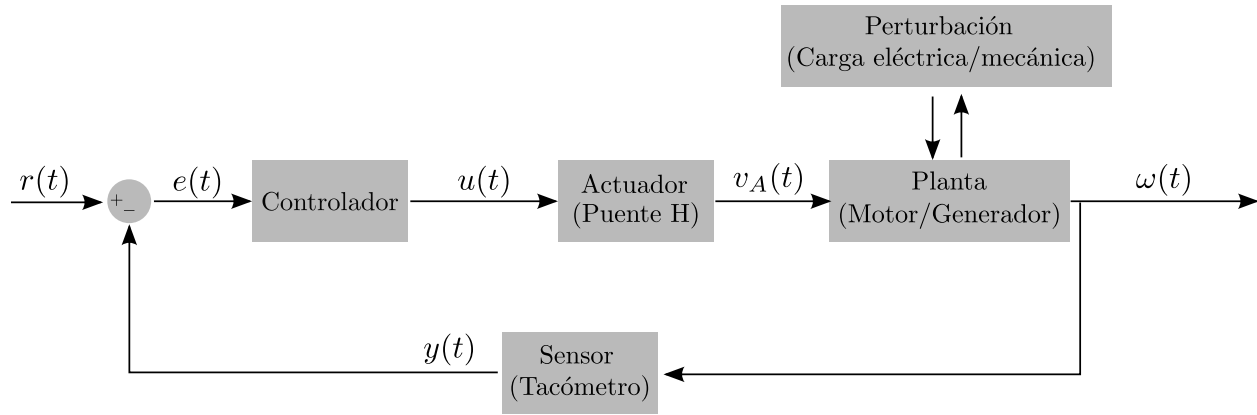


Figura 5: Diagrama de bloques del sistema

El actuador es un puente H que a una alta frecuencia permuta mediante transistores el encendido y apagado de una fuente de voltaje constante acorde a una señal modulada en ancho de pulso (PWM). La planta es un motor de corriente continua de velocidad variable con excitación de campo constante. La velocidad puede controlarse por medio del voltaje de armadura $v_A(t)$. La perturbación principal que afecta al motor es el torque resistente T_Z que opone la carga conectada mecánicamente al eje. Como carga se dispone de un generador de corriente continua con excitación de campo constante, el cual entrega energía eléctrica a una carga resistiva R_L . Para medir la velocidad del motor se utiliza como sensor un tacómetro de corriente continua, que es un generador de excitación separada. El controlador, por último, presenta cuatro modos de acción: manual, proporcional, integral y proporcional-integral. Los parámetros del controlador PI son ajustables dentro de rangos determinados.

3.2.1. Convertidor DC-DC

La Figura 6 muestra el diagrama del convertidor DC-DC a ser utilizado en la experiencia. Consiste en un transistor que permuta la conexión de los terminales del motor a una fuente de voltaje constante.

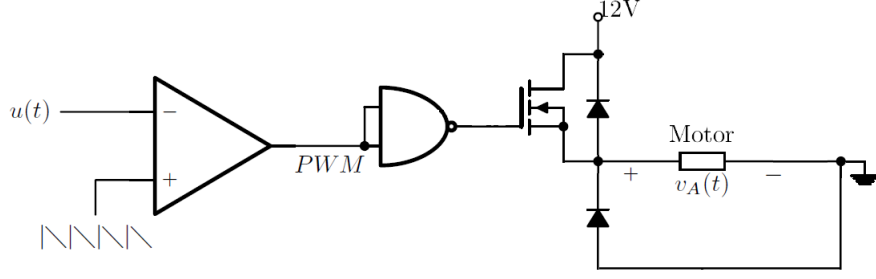


Figura 6: Diagrama del convertidor DC-DC utilizado para controlar la velocidad de un motor DC.

La señal PWM que ingresa al transistor se obtiene comparando $u(t)$ con una señal triangular de $5V_{pp}$. Para que la señal resultante del tipo TTL pueda activar o desactivar un MOSFET se pueden utilizar compuertas NAND de un circuito integrado del tipo CMOS u optocuplas. El voltaje de armadura $v_A(t)$ resultante será una señal PWM de $12V$ de amplitud, con ciclo de trabajo proporcional a $u(t)$ y con una frecuencia de $f = 10kHz$ aproximadamente. Mediante series de Fourier esta señal se puede representar mediante

$$v_A(t) = \frac{12}{5}u(t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2n\pi ft)$$

es decir la señal $v_A(t)$ se compone de una componente continua proporcional al ciclo de trabajo $u(t)$ y una serie de componentes armónicas con frecuencias en múltiplos de $10kHz$. Si se toma en cuenta la respuesta dinámica de un motor DC, que tiene una frecuencia de corte $f_c = \frac{L_{am}}{2\pi R_{am}} \ll 10kHz$, podemos asumir que el voltaje de armadura efectivo es sólo la componente continua de la señal de pulsos.

Considerando el retardo que se produce en esta operación, el efecto del actuador sobre la variable manipulada se puede aproximar mediante una función de transferencia de primer orden, tal que

$$\frac{V_A(s)}{U(s)} = \frac{K_H}{1 + T_H s}$$

donde $V_A(s)$ y $U(s)$ son las transformadas de Laplace de $v_A(t)$ y $u(t)$ respectivamente. K_H y T_H se desconocen, pero se pueden encontrar experimentalmente.

3.2.2. El Motor

Para determinar teóricamente el modelo deben considerarse en este caso tanto la ecuación de equilibrio mecánica como la ecuación de equilibrio eléctrica. Para el equilibrio del torque aplicado al eje debe cumplirse la ecuación

$$T_M = T_R + T_I + T_Z$$

donde

- T_M : Torque generado por el motor
- T_R : Torque resistente debido al roce

- T_I : Torque debido a la inercia J
- T_Z : Torque resistente debido a la carga

El torque motriz T_M es proporcional a la corriente de armadura y a la intensidad del campo magnético de los imanes permanentes, el cual en esta experiencia se asume constante. Se cumple entonces

$$T_M = K_M i_A(t)$$

donde $i_A(t)$ es la corriente de armadura. Debido a fenómenos de saturación en el hierro del rotor y del estator de la máquina, el valor de K_M varía con el punto de operación.

El torque opuesto al movimiento debido al roce es una función de la velocidad $\omega(t)$ similar a la que se muestra en la Figura 7. Para variaciones pequeñas en torno al punto de operación puede considerarse que la relación es lineal, de ganancia B , es decir $\Delta T_R = B\Delta\omega$.

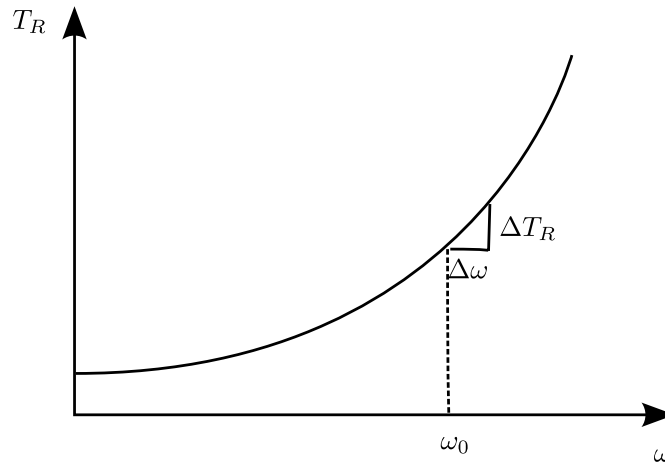


Figura 7: Torque debido al roce

La Figura 8 muestra el circuito eléctrico equivalente del motor, en el cual $v_A(t)$ es el voltaje aplicado a la armadura y $v'_A(t)$ la fuerza contraelectromotriz producida por el movimiento del devanado de la armadura (rotor), proporcional al flujo del campo y a la velocidad $\omega(t)$.

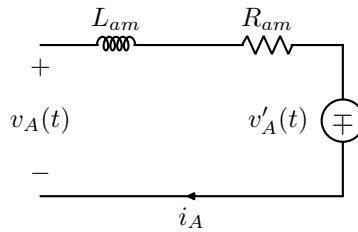


Figura 8: Circuito equivalente de un motor DC.

Siguiendo las leyes de Kirchhoff, la ecuación diferencial que rige a este circuito esta dada por:

$$v_A(t) = R_{am} i_A(t) + L_{am} \frac{d}{dt} i_A(t) + v'_A(t)$$

Dado que la corriente de campo es constante, la fuerza contraelectromotriz esta dada por:

$$v'_A(t) = K_M \omega(t)$$

Finalmente la ecuación diferencial se transforma en:

$$v_A(t) = R_{am} i_A(t) + L_{am} \frac{d}{dt} i_A(t) + K_M \omega(t)$$

3.2.3. El Generador

El generador está acoplado al eje del motor, por lo cual la velocidad angular es la misma del motor. La figura 9 muestra el circuito equivalente del generador cuando está conectado a una carga eléctrica R_L .

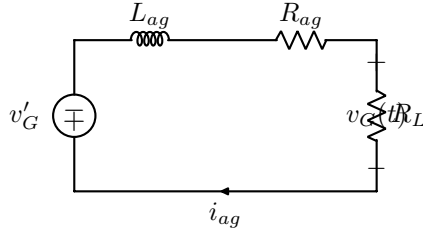


Figura 9: Circuito equivalente de un generador DC.

Siguiendo las leyes de Kirchhoff, la ecuación diferencial que rige a este circuito esta dada por:

$$v'_G(t) = R_{ag} i_{ag}(t) + R_L i_{ag}(t) + L_{ag} \frac{d}{dt} i_{ag}(t)$$

Mediante simple inspección se puede determinar que el voltaje en los terminales es:

$$v_G(t) = R_L i_{ag}(t)$$

De igual manera que con el motor de corriente continua, la fuerza electromotriz generada por el motor v'_G esta dada por

$$v'_G = K_G \omega(t)$$

Finalmente la ecuación diferencial se transforma en:

$$K_G \omega(t) = R_{ag} i_{ag}(t) + R_L i_{ag}(t) + L_{ag} \frac{d}{dt} i_{ag}(t)$$

Dado que campo magnético en el estator es constante, el torque resistente del generador depende sólo de la corriente por la armadura y está dado por

$$T_Z = K_G i_{ag}$$

Al igual que en el motor, el valor de K_G varía con el punto de operación del sistema debido a fenómenos de saturación.

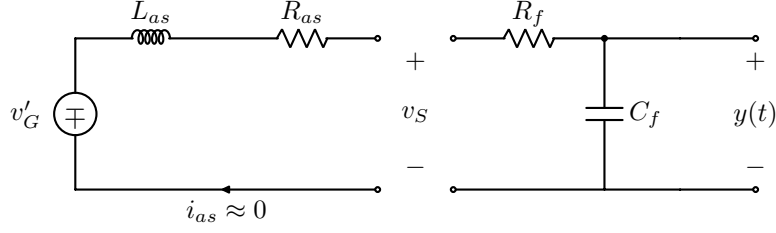


Figura 10: Circuito equivalente del sensor.

3.2.4. El Sensor

El sensor es un tacómetro que muestra funcionamiento idéntico al de un generador. Como se ilustra en la figura 10 el circuito equivalente del sensor es muy similar al generador, con la diferencia de que no hay resistencia de carga.

Como la medición prácticamente no consume corriente, la tensión generada es proporcional a la velocidad ω . El voltaje generado es:

$$v_S(t) \approx v'_G(t) = K_S \omega(t)$$

Donde K_S es la constante de la fuerza electromotriz del generador del sensor.

Al tacómetro se ha incorporado un circuito RC con fines de filtrado. Considerando el efecto del filtro sobre la variable $v_G(t)$, podemos expresar la variable medida como

$$Y(s) = \frac{1}{1 + R_f C_f s} V_S(s) = \frac{K_S}{1 + R_f C_f s} \Omega(s)$$

donde $\Omega(s)$ es la transformada de Laplace de $\omega(t)$.

3.2.5. El sistema completo

Las tres ecuaciones diferenciales que rigen al sistema, sin considerar actuador y sensor, son

$$\begin{aligned} v_A(t) &= R_{am} i_A(t) + L_{am} \frac{d}{dt} i_A(t) + K_M \omega(t) \\ K_G \omega(t) &= R_{ag} i_{ag}(t) + R_L i_{ag}(t) + L_{ag} \frac{d}{dt} i_{ag}(t) \\ K_M i_A(t) &= B \omega(t) + J \frac{d}{dt} \omega(t) + K_G i_{ag}(t) \end{aligned}$$

En el dominio de Laplace, las ecuaciones se transforman en

$$\begin{aligned} V_A(s) &= R_{am} I_A(s) + L_{am} s I_A(s) + K_M \Omega(s) \\ K_G \Omega(s) &= R_{ag} I_{ag}(s) + R_L I_{ag}(s) + L_{ag} s I_{ag}(s) \\ K_M I_A(s) &= B \Omega(s) + J s \Omega(s) + K_G I_{ag}(s) \end{aligned}$$

4. Trabajo previo

1. Investigue y presente una definición completa (en palabras, ecuaciones, figuras y con las citas respectivas) de los siguientes conceptos:
 - a) Curva de reacción de un sistema.
 - b) Criterio cuártico.
2. En función de la ecuación dinámica del sistema levitador magnético, (3), encuentre la función de transferencia $G(s)$ que relaciona la distancia entre la esfera y la bobina, x , y la intensidad de corriente eléctrica i que circula por la bobina. Obtenga un diagrama de polos y ceros del sistema y comente sobre la estabilidad del sistema en lazo abierto.
3. A partir del resultado anterior obtenga una representación en variables de estado para el sistema de levitación magnética descrito y analice la estabilidad del sistema en lazo abierto.
4. Utilizando la función de transferencia, o el modelo en variables de estado, demuestre que el sistema se puede estabilizar usando un controlador del tipo PID. ¿Es posible estabilizar el sistema con un controlador puramente proporcional?
5. Investigue otras técnicas de sintonización de controladores PID. Considere que alguna de estas deberá utilizarla para corroborar su trabajo realizado durante el experimento, por lo que el proceso debe ser sencillo y realizable.

5. Desarrollo de la experiencia

5.1. Levitador magnético

Para el desarrollo de los experimentos, genere en ambiente SIMULINK (o similar) un simulador en tiempo continuo del sistema de levitación magnética con sus respectivas interfaces, de forma que exponga mediciones discretizadas a una tasa arbitraria y reciba señales de control en tiempo discreto.

5.1.1. Controladores PID

Para cada uno de los puntos siguientes recuerde almacenar tanto la variable manipulada como la respuesta del sistema para su posterior presentación en el informe.

1. Configure un controlador PID de tiempo discreto e incremental según la ecuación (2), sintonícelo heurísticamente y documente la respuesta a un escalón del sistema en lazo cerrado.
2. Repita el punto anterior pero sintonice el controlador utilizando el método de Ziegler y Nichols en lazo cerrado. Compare sus resultados y comente.
3. Nuevamente repita el primer punto pero utilice un método de sintonización distinto a los propuestos, considere lo investigado en el trabajo previo. Compare y comente sus resultados, ¿cuál método le parece más apropiado para este sistema y por qué?

4. Seleccione el controlador que considere entrega la mejor respuesta y experimente cambiando el periodo de muestreo del lazo. Comente sobre la estabilidad del sistema en lazo cerrado ante cambios en el periodo de muestreo.

5.1.2. Control de Trayectorias de Equilibrio

1. Utilizando alguno de los controladores PID previamente diseñados mida, en función de un índice de error escogido por usted, el seguimiento del siguiente tipo de trayectorias de equilibrio:
 - a) Tren de pulsos.
 - b) Sinusoide.
2. Aumente la frecuencia de las ondas periódicas mencionadas y comente sus resultados observados para cada caso en función de las limitaciones del controlador.

5.2. Motor de corriente continua

Para el desarrollo de los experimentos, genere en ambiente SIMULINK (o similar) un simulador en tiempo continuo del sistema, incluyendo todos los elementos descritos en la sección 3.2.

5.2.1. Análisis

Considere que la función de transferencia del modelo linealizado del Sistema Motor-Generador esta dada por:¹

$$\frac{\Omega(s)}{V_A(s)} = \frac{\frac{K_M}{R_{am} + L_{am}s}}{B + Js + \frac{K_M^2}{R_{am} + L_{am}s} + \frac{K_G^2}{R_{ag} + R_L + L_{ag}s}}$$

1. Determine una expresión aproximada para la función de transferencia $G(s) := \frac{\Omega(s)}{V_A(s)}$ considerando los siguientes valores:
 - Resistencia de carga: $R_L = 35\Omega$.
 - Parámetros del actuador: $K_H = 1.58V$ y $T_H = 0.47s$.
 - Parámetros del generador: $R_{ag} = 0.4\Omega$, $L_{ag} = 140\mu H$, $K_G = 0.0032V/rpm$
 - Parámetros del motor: $R_{am} = 0.14\Omega$, $L_{am} = 50\mu H$, $K_M = 0.000433V/rpm$.
 - Parámetros del sensor: $R_{as} = 10\Omega$, $L_{as} = 22\mu H$, $K_S = 0.003V/rpm$
 - Torque de roce: $B = 2 \cdot 10^{-6} VA/rpm^2$.
 - Momento de inercia del eje rotatorio del motor-generador: $J = 2.1 \cdot 10^{-6} V Aseg/rpm^2$
 - Condición inicial $v_A(0) = 2V$ y $\Omega(0) = 1500 rpm$.

No olvide agregar la función de transferencia del actuador.

¹Un buen ejercicio es calcular esta expresión partiendo por sacar las ecuaciones diferenciales del sistema y luego linealizando en torno a un punto de equilibrio

2. Obtenga un diagrama de polos y ceros de $G(s)$, comente sobre la estabilidad del sistema y estudie el efecto de la realimentación con un controlador del tipo PID (Hint: analizar el lugar geométrico de las raíces puede ser de utilidad).
3. Grafique la respuesta del sistema en lazo abierto ante un cambio en escalón de la variable manipulada. Considere que el sistema está operando inicialmente en un punto de operación $v_A(0) = 2V$ y $\Omega(0) = 1500 \text{ rpm}$. Agregue un retardo con valor que pueda modificar para el sistema y sintonice con método de Ziegler y Nichols para los casos PI y PID. Presente sus resultados para dos casos: cuando hay poco retardo y cuando hay un retardo que ud considere significativo. Comente.
4. Simule el sistema en lazo cerrado (sin retardo) y sintonice el controlador utilizando el método de Ziegler y Nichols para los casos PI y PID.

5.2.2. Control

Para los casos siguientes, considere que su modelo de la planta presenta un delay que ud definirá, también agregue un ruido sinusoidal de frecuencia 400Hz. Note que deberá agregar un sensor que filtre el ruido sinusoidal.

1. Aplicando un voltaje constante en la variable manipulada registre la señal entregada por el sensor. Diseñe un filtro pasivo RC para compensarlo. Registre la señal entregada por el filtro y compárela con la entregada por el sensor. En un mismo gráfico muestre la señal original y la filtrada.
2. Elija un rango de valores para $u(t)$ de manera que varíe en un rango de $\pm 20\%$. Grafique la respuesta del conjunto actuador-planta-sensor a escalones tanto de subida como de bajada en $u(t)$.
3. Diseñe con Opamps un controlador PID (dibuje el esquemático). Mediante prueba y error ajuste las ganancias K_P y K_I de un controlador PI hasta alcanzar criterio cuártico (overshoots sucesivos en razón 1 : 4). Grafique las respuestas del sistema realimentado frente un cambio en escalón en la referencia.
4. Presente y comente resultados para el controlador PI mediante el método de Ziegler y Nichols en lazo abierto. Grafique la respuesta del sistema realimentado para los casos del punto 3. Compare sus resultados con los obtenidos en 3.
5. Presente y comente resultados para el controlador PI mediante el método de Ziegler y Nichols en lazo cerrado. Compare sus resultados con los obtenidos en 3 y 4, y recomiende un controlador con sus respectivos parámetros.

6. Informe Final

Compile sus resultados, tanto del trabajo previo como del desarrollo de la experiencia, en un informe presentado en formato .pdf. Orden, redacción y contenido, en relación a profundidad de las descripciones y vínculo con la teoría de control, serán evaluados. Incluya gráficos y análisis para cada simulación y experimento.