

Instrumentación y Control

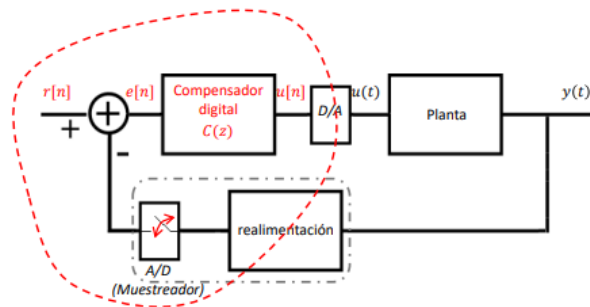
- Orden: PID, respuesta temporal y EEE, LDR, LC, Bode, sintonía, charla

x2		R				14						
x4	i			20					40			
x3				15					30			
x4			re	20								
x3				15					30			
x2		i!										
x2								i?				

0 – Nociones básicas

Una forma básica de control es el ON/OFF, con cierta histéresis, que simplemente enciende cuando la salida es menor al setpoint, y se apaga en el caso contrario. Si fuera una estufa, al apagar baja la temperatura y debo volver a encender, y así...

La idea de diseñar un compensador $C(s)$ es que al cerrar en lazo cerrado un sistema de lazo abierto se cumplan ciertas especificaciones. Si el mismo fuera digital, es necesario un muestreo en la realimentación, de modo que $e[n]$ sea digital y a partir de la misma el compensador produce una salida $u[n]$ que debe reconstruirse a analógica.



0.1 – Transferencia

La función de transferencia caracteriza la relación entrada/salida de un SLIT, es independiente de las señales, $G(s)$ es una propiedad del sistema. También lo definimos como la transformada de Laplace de la respuesta al impulso. Para ser realizables, el sistema debe ser propio, esto es, una cantidad de polos mayor o igual a la de ceros.

La ganancia de continua es simplemente evaluar $G(0)$.

$$G(s) = \frac{7(s+3)}{(s+2)(s+5)(s^2+6s+10)} = \frac{0.21(1+s/3)}{(1+s/2)(1+s/5)(1+0.6s+s^2/10)}$$

$$|G(s_1)| = |K| \frac{\prod |s_1 - c_i|}{\prod |s_1 - p_i|}; \quad \theta_{G1} = \theta_K \frac{\sum \theta(s_1 - c_i)}{\sum \theta(s_1 - p_i)}$$

0.2 – Estabilidad

Si todos los *polos* de la FT están en spi, la respuesta al impulso es absolutamente integrable, es decir, el sistema es estable BIBO (a entrada acotada, salida acotada). Si hay polos en el eje imaginario es críticamente estable, pero NO es estable BIBO. Por otra parte, que sea estable a LA no implica que lo sea a LC y viceversa (se mueven).

Estabilidad interna: no puedo cancelar polos del spd con ceros de fase no mínima.

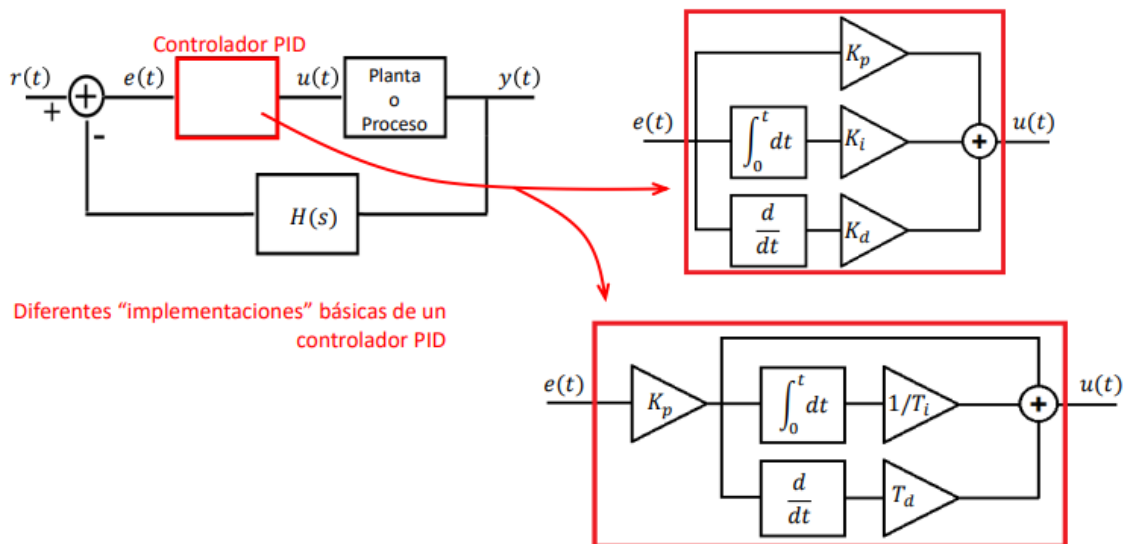
1 – Controlador PID

Proporcional (K_p), integrador (K_i) y derivativo (K_d). Es lineal, su desempeño para controlar sistemas no lineales resulta variable.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d e(t)}{dt}$$

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{d e(t)}{dt} \right] \quad T_i = \frac{K_p}{K_i}; \quad T_d = \frac{K_d}{K_p}$$

$$C_{PID}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s$$



El término de $K_p e(t)$ es proporcional al error (más fuerte cuando hay más error).

El término integral hace referencia a la "historia" del error, para determinar cuanto se debe aportar para mantener la salida en el nivel deseado según el tiempo transcurrido.

El término derivativo es la reacción a los cambios, a modo de "atenuador".

$$C_{PID}(s) = K_p \frac{T_d T_i s^2 + T_i s + 1}{T_i s} = \frac{K (s + c_1)(s + c_2)}{s} \quad \text{¿ } m > n?$$

"Sistema que tenga más ceros que polos: en el Bode se observa que la curva del módulo termina con pendiente positiva. Pasa y aumenta ruido de alta frecuencia"

Para que sea propio, el derivativo es $K_d \frac{s}{1+s/N}$ (polo alejado en $s = -N$)

En general se suele trabajar con PI en lugar de PID por ser sensible al ruido.

1.1 – Métodos de Ziegler-Nichols

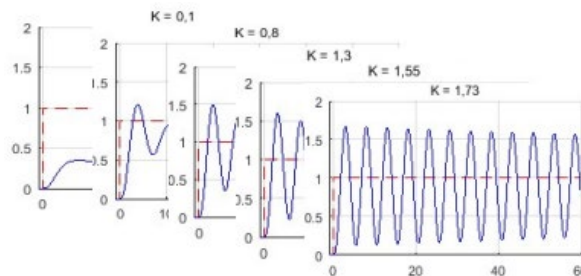
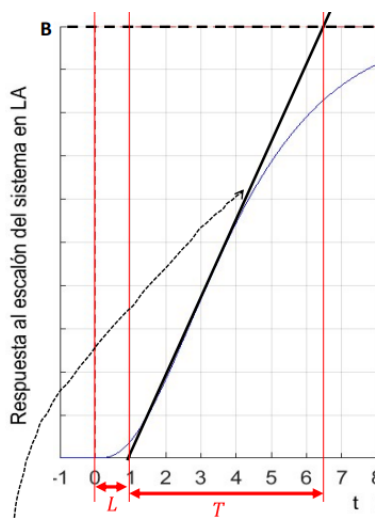
Permiten ajustar los parámetros del PID sin conocer $G(s)$ o modelo de la planta, buscando que la respuesta temporal del lazo cerrado sea oscilatoria, que la amplitud del segundo sobrepico sea $\frac{1}{4}$ del primero (regla de *quarter decay*) y $E_{ee} = 0$ al escalón.

$$C_{PID}(s) = K_p \frac{T_d T_i s^2 + T_i s + 1}{T_i s} \Rightarrow s_{c1,2} = \frac{-T_i \pm \sqrt{T_i^2 - 4 T_d T_i}}{2 T_d T_i}$$

$$\text{Ceros reales coincidentes: } \sqrt{T_i (T_i - 4 T_d)} = 0 \Rightarrow T_i = 4 T_d \text{ (en PID)}$$

El primer método aplica a los procesos con respuesta *sigmoide* al escalón en lazo abierto. A partir de esta prueba, se traza una tangente al punto de inflexión y se mide el retardo (L), la constante de tiempo (T) y el valor final (B) para el escalón de amplitud A.

El segundo método aplica a procesos estables en lazo abierto que, en lazo cerrado, pueden oscilar ante un escalón al variar la ganancia K_p . Se realizan 3 pasos de forma recursiva: se propone K_p , se pone entrada escalón y se mide la salida, hasta hallar una ganancia crítica K_{cr} donde la oscilación es sostenida, y se mide el período p_{cr} .



En ambos métodos, con los parámetros obtenidos se completan unas tablas para hallar K_p , T_i y T_d , sea para un PID completo o un PI.

1.2 – Otras cuestiones

El efecto de *windup* se produce cuando, ante una entrada acotada, la acción de control $u(t)$ supera los límites del actuador, el término integral sigue acumulando error, debiéndose desconectar. El *bumpless* se refiere a realizar una transición “suave” cuando se cambia el modo de operación (caso fruta de 20° a 0° con acción extra y luego PID).

2 – Respuesta temporal

La respuesta es una combinación lineal de las dinámicas que corresponden a cada polo, pudiendo ser de polos reales o de pares complejos conjugados. Por otra parte, los ceros modifican el “peso” de la dinámica de cada polo (residuos).

En un polo simple, se tiene una exponencial decreciente $A e^{-at}$ si está ubicado en spi , creciente si está en spd o una constante $A e^0 = A$ si se encuentra en el origen.

En polos complejos conjugados, se tiene una respuesta oscilatoria con envolvente creciente o decreciente según la parte real. En la siguiente expresión, ξ es el coeficiente de amortiguamiento, y deberá encontrarse entre 0 y 1 para ser sistema subamortiguado.

$$\frac{a}{s^2 + bs + c} = \frac{A (\omega_n)^2}{s^2 + \xi \omega_n s + (\omega_n)^2} \Rightarrow p_{1,2} = -\xi \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

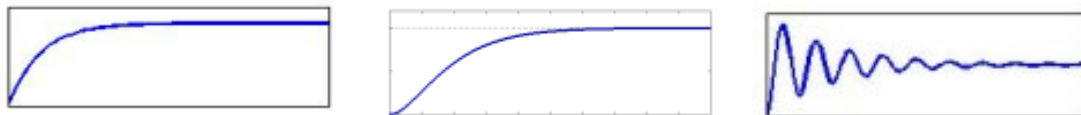
Si $\xi = 1$, tendremos amortiguamiento crítico (dos polos reales coincidentes), y si $\xi > 1$ será sobreamortiguado (dos polos reales y distintos).

2.1 – Respuesta al escalón

Se tiene una entrada $u(t) = \text{esc}(t) \rightarrow U(s) = 1/s$, entonces $Y = UG = G/s$

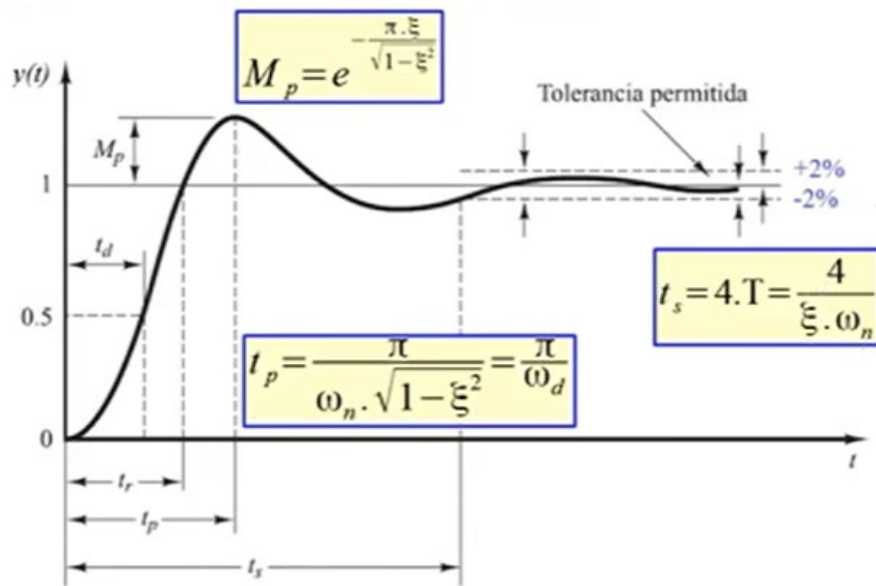
Con 1 polo real en $s = -a$, la dinámica es $y(t) = 1 - e^{-at}$ por lo que la exponencial es más rápida en polos alejados.

Si el sistema es orden 2, con polos reales en $s = -a$ y $s = -b$, la respuesta es una suma de exponenciales $y(t) = K (1 + k_1 e^{-at} + k_2 e^{-bt})$. Si los polos fueran complejos conjugados, $y(t) = A [1 - B \sin(\omega_d t + \theta)]$, con amplitud $B = f(t)$ y valor final A .



Si en los casos anteriores los polos están en el spd , habrá inestabilidad. En un polo simple, será exponencial creciente. En polos complejos conjugados, la amplitud B de la envolvente será creciente en el tiempo. Caso especial: imaginarios puros, B constante.





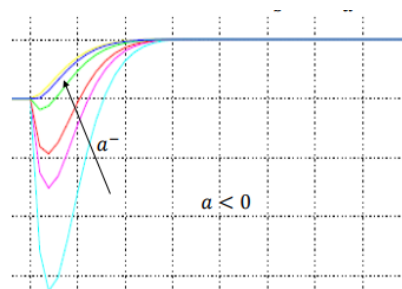
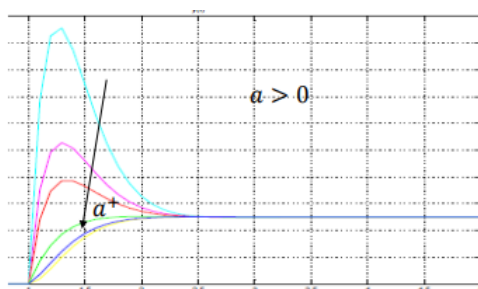
2.2 – Dinámica dominante

En general, se pueden distinguir las singularidades de baja frecuencia (cercanas al origen) y de alta frecuencia. En *regulación*, podemos despreciar estos últimos, ya que su efecto en la respuesta se da más allá del rango de frecuencias de interés ('s' chico).

$$G(s) = \frac{K}{(s - p_1)(s - p_2)(s - p_{alta})} \cong \frac{K}{-p_{alta} (s - p_1)(s - p_2)} \quad \text{Orden } 3 \rightarrow 2$$

2.3 – Efecto de los ceros

Modifican la respuesta esperada, con una magnitud alta si se encuentran cerca del origen. Si se encuentra en spi, produce un sobrepico positivo, y en spd es negativo.

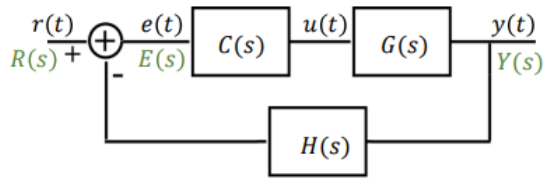


2.4 – Estado estacionario

Cuando se extingue el transitorio ($t \rightarrow \infty$), tendremos valor constante si el sistema es estable, determinable mediante Teorema del Valor Final. Con este resultado se puede calcular el error de seguimiento, como la diferencia entre $VF\{entrada\} - VF\{y(t)\}$

$$VF\{y(t)\} = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s Y(s)$$

$$e_{seg} = \lim_{s \rightarrow 0} s [R(s) - Y(s)]$$



Sin embargo, el controlador tiene al error como información disponible, por eso usamos error de estado estacionario E_{ee}

$$E(s) = \frac{R}{1 + CGH} \Rightarrow E_{ee} = \lim_{s \rightarrow 0} s E(s)$$

Truco: si la entrada es escalón unitario, se cumple que $VF\{y(t)\} = 1/H(0)$. En caso de no ser unitario (ejemplo: 25), entonces $R(s) = 25/s$, y $VF\{y(t)\} = 25/H(0)$

2.5 – Tipo de sistema

Se cuentan la cantidad N de integradores o polos en el origen presentes en las FT de lazo abierto de cada bloque, es decir, no miro $T(s)$ sino CGH . Será de tipo N .

Habrà $E_{ee} = 0$ al escalón si $N \geq 1$, y E_{ee} a la rampa si $N \geq 2$.

TIPO SIST. $\backslash R(s)$	Escalón $(R(s) = \frac{1}{s})$	Rampa $(R(s) = \frac{1}{s^2})$	Parábola $(R(s) = \frac{1}{s^3})$
	$E_{ee\,esc} = \frac{1}{1 + K_p}$	$E_{ee\,ramp} = \frac{1}{K_v}$	$E_{ee\,par} = \frac{1}{K_a}$
0	constante	∞	∞
1	0	constante	∞
2	0	0	constante

Atención: si $H(s) \neq 1$, tendré que agregar $F = H(0)$ para lograr $e_{seg} = E_{ee}$

2.6 – Índices de performance

Se utilizan para comparar la respuesta entre distintos controladores.

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

En ISE se castiga a los errores mayores a 1, y suaviza a los que son menores que 1 en comparación a IAE (valor absoluto).

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt$$

En ITAE se penaliza el error con mayor fuerza a medida

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt$$

que el tiempo avanza, por lo que favorece a los sistemas donde el error converge más rápido a cero.

$$ITSE = \int_0^{\infty} t \cdot e^2(t) dt$$

En ITSE se castigan errores grandes y a mayor tiempo.

3 – Lugar de Raíces

Es un método gráfico utilizado para visualizar el desplazamiento de los polos de LC al variar una ganancia K y así analizar la estabilidad. Será estable BIBO si los polos del sistema se encuentran en el semiplano izquierdo, ya que esta condición implicará que la antitransformada del SLIT en el tiempo será absolutamente integrable.

Nosotros lo usamos para visualizar la ubicación de los polos a partir de la ecuación característica ($CGH = -1$; módulo 1 y fase -180°), conociendo así el comportamiento que tendrá el sistema para diferentes rangos de K , que consideramos positiva. También se utiliza para conocer si un s_1 dado será polo del sistema en LC para algún valor de K .

Se tendrá una rama o trayectoria por cada polo, donde para $K=0$ los polos de LC coinciden con los de LA, y para $K \rightarrow \infty$ los polos de LC coinciden con los ceros de LA.

- Tramos LR: sobre el eje real, de derecha a izquierda, comienza en el primer cero o polo encontrado y finaliza en la siguiente singularidad, y así continuamente.
- Cantidad de asíntotas = Cantidad de polos – Cantidad de ceros = $n - m$
- Ángulos de asíntotas = $\varphi = \pm 180^\circ \frac{(2q+1)}{n-m}$ $q \in \mathbb{N}$
 - Si hay 1 asíntota, la misma siempre será de 180°
 - Si hay 2 asíntotas, las mismas serán de $\pm 90^\circ$
 - Si hay 3 asíntotas, dos de ellas serán de $\pm 60^\circ$ y una será de 180°
- Centroides: punto del eje real donde convergen todas las asíntotas, que se calcula como $\sigma = \frac{\sum \text{polos} - \sum \text{ceros}}{n-m}$, que por simplificación solo sumamos partes reales.
- Puntos de quiebre: ubicados en el eje real, donde las ramas se encuentran para salir o entrar al mismo. Son las soluciones reales de $0 = \frac{d \text{ CGH}}{ds}$

Si el gráfico determina que el sistema no es estable para todo K , se procede a usar el método de Routh para calcular el rango de ganancias de estabilidad analíticamente.

3.1 – Método de Routh

En lazo cerrado, se utiliza el polinomio D de la ecuación característica. Ya de comienzo D debe ser completo y sus coeficientes todos de igual signo. Luego, se arma el arreglo de Routh, y para ser estable todos los elementos de la 1° columna deben tener el mismo signo (la cantidad de cambios de signo indica cuántas raíces hay en spd).

3.2 – Ejemplos

3.2.1 – Variante del TP7-1a)

$$G(s) = \frac{10K}{(1+s)(s^2+8s+100)} \quad H(s) = 1 \quad GH = G(s)$$

- Paso 1: encontramos los polos y ceros de LA. En este caso solo hay polos.

$$p_{1,2} = \frac{-8 \pm \sqrt{64 - 4 * 100}}{2} = \frac{-8 \pm j18.33}{2} = -4 \pm j9.16 \quad p_3 = -1$$

- Paso 2: calculamos asíntotas y centroide.

$$\phi = \frac{\pm 180 (2q + 1)}{n - m} = \frac{\pm 180 (2q + 1)}{3} = \pm 60^\circ \text{ y } 180^\circ \quad \sigma = \frac{-9}{3} = -3$$

- Paso 3: calculamos puntos de quiebre (soluciones reales)

$$10K \frac{d}{ds} \left(\frac{1}{s^3 + 9s^2 + 108s + 100} \right) = 0 \Rightarrow 3s^2 + 18s + 108 = 0$$

$$s_{1,2} = \frac{-18 \pm \sqrt{324 - 12 * 108}}{6} \rightarrow 324 < 1296 \rightarrow \text{No hay}$$

- Paso 4: armamos polinomio y calculo rango de ganancias de estabilidad.

$$D = s^3 + 9s^2 + 108s + 100 + 10K = 0 \Rightarrow 100 + 10K > 0 \Rightarrow K > 0$$

s^3	1	108	0
s^2	9	$100 + 10K$	0
s^1	b_1	$b_2 = 0$	
s^0	$c_1 = 100 + 10K$		

$$b_1 = \frac{9 * 108 - 100 - 10K}{9} = \frac{872 - 10K}{9} > 0 \Rightarrow K < 87.2 = K_{cr}$$

El sistema es estable para el rango de ganancias: $0 < K < 87.2$

- Paso 5: hallar donde corta al eje imaginario mediante segunda fila de Routh

$$9s^2 + 100 + 872 = 0 \Rightarrow s_{cr} = \frac{\pm \sqrt{-36 * 972}}{18} = \pm j10.39$$

3.2.2 – Variante del TP7-1e)

$$G(s) = \frac{K(s^2 + 2s + 1)}{s(s+20)(s+1)} = \frac{K(s+1)}{s(s+20)} \quad H(s) = 1$$

- Paso 1: hallar polos y ceros. Son 2 polos y 1 cero, entonces hay 1 asíntota. Es sencillo, el polo en el origen va hacia el cero en $s = -1$, y el polo en $s = -20$ va hacia el cero ubicado en $s \rightarrow -\infty$. No hay puntos de quiebre (verificado).

3.2.3 – Ejercicio TP7-1g)

$$G(s) = \frac{K(s^2 - 10s + 50)}{s(s^2 + 10s + 50)} \quad H(s) = 1$$

- Paso 1: hallar polos y ceros. Al ser 3 polos y 2 ceros, solo hay 1 asíntota.

$$p_{1,2} = \frac{-10 \pm \sqrt{-100}}{2} = -5 \pm j10 \quad p_3 = 0 \quad c_{1,2} = \frac{10 \pm \sqrt{-100}}{2} = 5 \pm j10$$

- Paso 2: hallar puntos de quiebre (spoiler: existe uno donde cruzan todos).

$$\frac{dGH}{ds} = K \frac{d}{ds} \left(\frac{s^2 - 10s + 50}{s^3 + 10s^2 + 50s} \right) = 0 \rightarrow \text{Polinomio grado 4 ...}$$

- Paso 3: resolver Routh y hallar rango de ganancias de estabilidad.

$$D = s^3 + (10 + K)s^2 + (50 - 10K)s + 50K = 0$$

$$10 + K > 0 \Rightarrow K > 0$$

$$50K > 0 \Rightarrow K > 0$$

$$K \in (0, K_{cr})$$

s^3	1	50-10K	0
s^2	10+K	50K	0
s^1	b1	b2 = 0	
s^0	c1 = 50K		

$$b_1 = \frac{(10 + K)(50 - 10K) - 50K}{10 + K} = \frac{500 - 100K - 10K^2}{10 + K} > 0$$

$$K_{1,2} = \frac{100 \pm \sqrt{30000}}{-20} \Rightarrow K_{cr} = 3.66 \quad (\text{solución positiva})$$

$$13.66 s^2 + 183 = 0 \Rightarrow s_{1,2} = \pm j3.66 \quad (\text{cruza eje imaginario})$$

3.2.4 – Solo $G(s)$ del parcial

$$G(s) = \frac{3(s+10)}{s(s+1)} \quad n-m=1 \Rightarrow \phi = 180^\circ$$

- Tenemos LR en eje real entre 0 y -1, y luego entre -10 y $-\infty$
- Cuando hay dos polos enfrentados, de seguro hay un punto de quiebre entre ellos.

$$\frac{dKGH}{ds} = 3K \frac{d}{ds} \left(\frac{s+10}{s^2+s} \right) = 0 \Rightarrow s^2 + s = (s+10)(2s+1)$$

$$s^2 + s = 2s^2 + 21s + 10 \Rightarrow 0 = s^2 + 20s + 10 \Rightarrow s_{1,2} = \frac{-20 \pm 18.97}{2}$$

- Los quiebres se dan en $s = -0.52$ y $s = -19.49$, ambos dentro de LR.
- Respecto a estabilidad, será estable para todo $K > 0$

3.2.5 – Ejercicio completo del parcial

$$G(s) = \frac{3(s+10)}{s(s+1)} \quad H(s) = \frac{0.1}{s+5} \quad GH = \frac{0.3(s+10)}{s(s+1)(s+5)}$$

- Tenemos 3 polos y 1 cero, habrá asíntotas de 90° ubicadas en $\sigma = \frac{-6+10}{2} = 2$
- LR eje real: entre 0 y -1 (entre polos), y luego entre -5 y -10 (polo-cero)

$$\frac{dKGH}{ds} = 0.3K \frac{d}{ds} \left(\frac{s+10}{s^3+6s^2+5s} \right) = 0 \Rightarrow \text{Polinomio grado 3 ...}$$

$$s^3 + 6s^2 + 5s = (s+10)(3s^2 + 12s + 5) = 3s^3 + 42s^2 + 125s + 50$$

$$0 = 2s^3 + 36s^2 + 120s + 50 \Rightarrow s_{1,2,3} = \{-13.78; -3.74; -0.49\}$$

- Resuelvo Routh porque se que cruza el eje imaginario

$$D = s^3 + 6s^2 + 5s + 0.3Ks + 3K = s^3 + 6s^2 + (5 + 0.3K)s + 3K = 0$$

s^3	1	$5 + 0.3 K$	0
s^2	6	$3 K$	0
s^1	b_1	$b_2 = 0$	
s^0	$c_1 = 3 K$		

$$b_1 = \frac{6(5 + 0.3 K) - 3 K}{6} = \frac{30 - 1.2 K}{6} > 0 \Rightarrow K < 25$$

4 – Bode

Se analizan los márgenes de ganancia (MG) y fase (MF), que dan una medida de estabilidad relativa de un sistema realimentado, indicando que tan lejos está del cambio de condición. En otras palabras, cuanto se puede aumentar la ganancia y/o cuánta fase negativa se puede agregar al sistema hasta volverse marginalmente estable ($s = j\omega$)



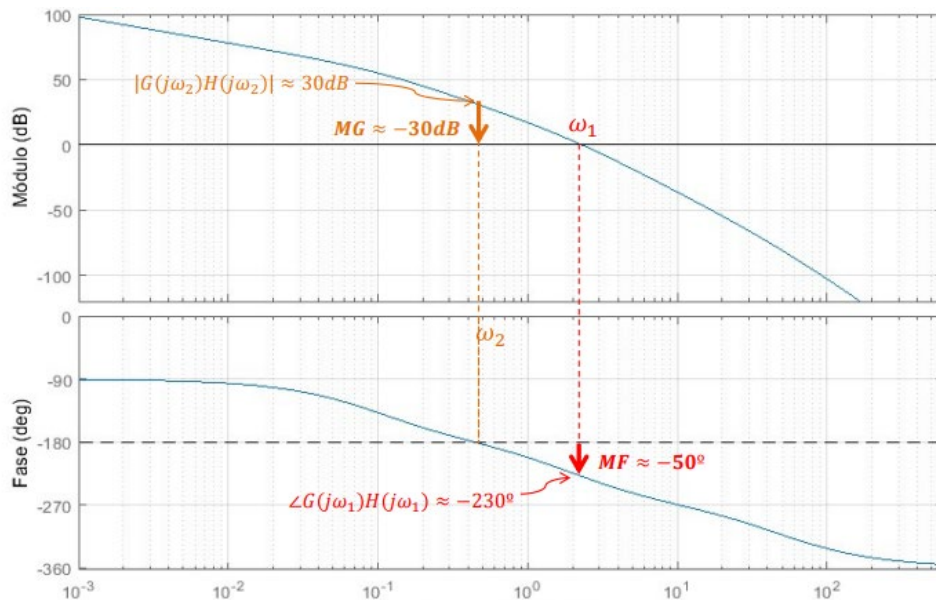
Se analiza el producto GH , donde G es el producto de las FT de lazo directo y H del de realimentación.

$$GH = -1 \Rightarrow |GH| = 1 \quad y \quad \theta_{GH} = -180^\circ$$

La respuesta en frecuencia se obtiene hallando la FT sobre el eje imaginario, es decir $G(j\omega) H(j\omega)$. La representación gráfica de forma práctica se realiza con Bode. Un gráfico corresponde al módulo escalado en decibeles en función de $\log(\omega)$; el otro es de fase en grados, también en función de $\log(\omega)$. El eje de abscisas se gradúa en décadas, con la ventaja de que en escala logarítmica se aprecia más la respuesta en baja frecuencia.

Si GH en $\omega = \omega_1$ cumple condición de módulo: $MF = \theta_{G(j\omega_1) H(j\omega_1)} + 180^\circ$

Si GH en $\omega = \omega_2$ cumple condición de fase: $MG = -|G(j\omega_2) H(j\omega_2)|_{dB}$



MF se mide desde el eje -180° a la curva, mientras MG de la curva a 0 dB .

Si MG y MF positivos el sistema de LC es estable, si son negativos es inestable y sino no decide. En caso de haber singularidades en spd tampoco decide. La relación del MG con lugar de raíces o Routh es que $MG = 20 \log(K_{cr})$, entonces K_{cr} calculable.

4.1 – Reglas de dibujo

La función de transferencia, expresada en forma de Bode, puede tener:

- Ganancia: un número o K multiplicando a todo el numerador o denominador.
- Factor integral o derivativo: polos o ceros en el origen.
- Factor de primer orden: polos o ceros reales, expresados como $1 + s/a$
- Factor de segundo orden: complejos conjugados, como $1 \pm \frac{2\xi s}{\omega_n} + \frac{s^2}{(\omega_n)^2}$

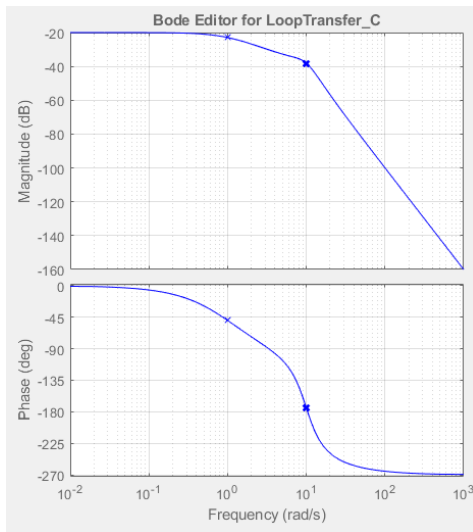
<i>Ubicado en...</i>	Módulo	Fase
<i>Ganancia</i>	$K \rightarrow 20 \log(K)$ Constante positiva si $K > 1$, para $K \in (0,1)$ negativa	$K \rightarrow 0^\circ$ si $K > 0$ $K \rightarrow 180^\circ$ si $K < 0$ Valor constante
<i>Cero en origen</i>	$s \rightarrow 20 \log(\omega)$ Rampa creciente	$s \rightarrow +90^\circ$ (cte)
<i>Polo en origen</i>	$s \rightarrow -20 \log(\omega)$ Rampa decreciente	$s \rightarrow -90^\circ$ (cte)
<i>Primer orden</i>	$\omega < a \rightarrow 0 \text{ dB}$ $\omega > a \rightarrow 20 \log\left(\frac{\omega}{a}\right)$ Rampa de 20 dB/década desde punto $\omega = a$	$\omega < 0.1a \rightarrow 0 \text{ dB}$ $\omega > 10a \rightarrow \pm 90^\circ$ (cte) Rampa de 45°/década entre dichos puntos
<i>Segundo orden</i>	$\omega < \omega_n \rightarrow 0 \text{ dB}$ $\omega > \omega_n \rightarrow 40 \log\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)$ Rampa de 40 dB/década desde punto $\omega = \omega_n$	$\omega < 0.1 \omega_n \rightarrow 0 \text{ dB}$ $\omega > 10 \omega_n \rightarrow \pm 180^\circ$ Rampa de 90°/década entre dichos puntos

En los casos de primer y segundo orden, si son ceros las rampas serán crecientes, y si son polos serán decrecientes. En la fase, el valor final es (+) y (-) respectivamente. Si están en spd , el módulo es como spi , pero en fase el cero es como polo spi y viceversa.

4.2 – Interpretación

La fase inicial indica el tipo de sistema, como $\theta_{\omega \rightarrow 0} = -90^\circ N = \text{Tipo } N$, y la fase final es $\theta_{\omega \rightarrow \infty} = -90^\circ (n - m)$. La ganancia de continua de LA es $|GH|_{\omega \rightarrow 0}$ y la de LC es reemplazarlo en la función de transferencia, siendo 1 si fue infinito (con $H = 1$).

4.3 – Ejemplos

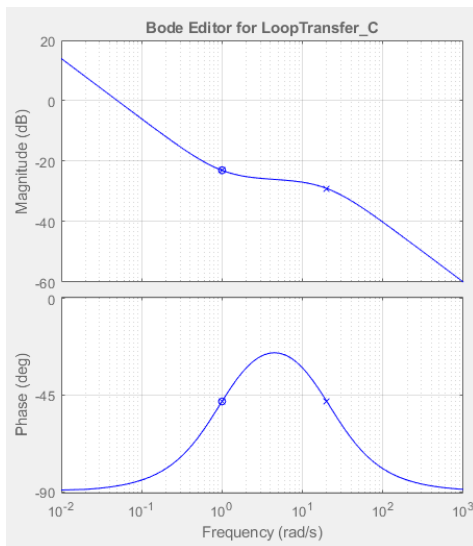


Este sistema es de **Tipo 0** porque la fase arranca en 0° , y tiene $n - m = 3$ por la fase final.

La ganancia de continua en LA es -20 dB, que es igual a $CG(0) = 0.1$, y la ganancia de continua en LC es $T(0) = \frac{CG(0)}{1+CG(0)} = 0.09$

Este sistema tiene E_{ee} al escalón constante.

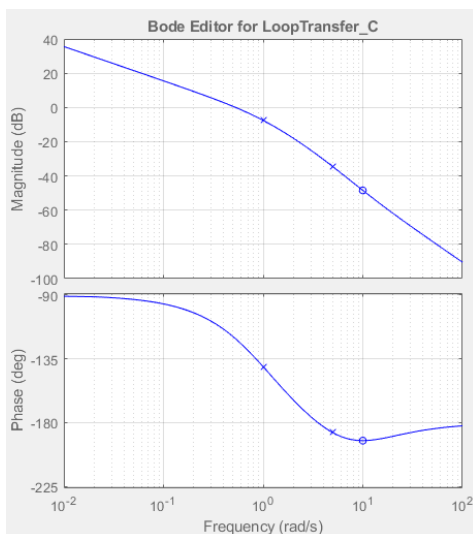
MF indeterminable porque no hay condición de módulo. $MG \cong 39$ dB $\Rightarrow K_{cr} \cong 89$



Este sistema es **Tipo 1** porque la fase inicial es -90° , y tiene $n - m = 1$ por la fase final. Se puede asumir que tiene **2 polos y 1 cero**. Tiene error de estado estacionario nulo al escalón.

La ganancia de continua en LA es **infinita**, porque el módulo viene con pendiente y Tipo 1, y la ganancia de continua en LC es 1.

$MF > 0$ y MG indeterminable, entonces no decide su estabilidad ni tampoco K_{cr}



Este sistema es **Tipo 1** por su fase inicial y tiene $n - m = 2$ por su fase final de -180° . Se puede asumir que tiene 2 polos y 0 ceros, o bien, **3 polos y 1 cero**. El E_{ee} al escalón es cero.

La ganancia de continua en LA es **infinita** ya por el hecho de ser Tipo 1, y en LC no se puede determinar porque en este caso $H(s) \neq 1$

$MF > 0$ y $MG \cong 28$ dB, entonces es estable hasta una ganancia crítica $K_{cr} \cong 10^{1.4} = 25$

5 – Charla de Techint

La industria ofrece las siguientes áreas a los ingenieros graduados:

- Productos y servicios
 - Energía: petróleo, gas, generación...
 - Industria de productos: instrumentos, automóviles...
 - Industria de servicios: telecomunicaciones...
- Desarrollo de ingeniería y construcción
 - Plantas industriales: obtención, procesamiento y producción.
 - Generación y transporte de energía
 - **Infraestructura**, construida por Techint.
- Desarrollo de software y hardware (dispositivos electrónicos).

La ingeniería diseña, construye y optimiza procesos, productos o servicios para **satisfacer las necesidades de la sociedad**. Luego, la ingeniería de proyecto traduce las necesidades y requisitos del proyecto en soluciones técnicas viables y eficientes.

Una empresa I&C se divide en direcciones y gerencias. Etapas de proyecto:

- Estudio de viabilidad: si la técnica, costo e impacto ambiental lo hacen factible.
- Diseño conceptual: se define estructura general, componentes y funcionalidades.
- Ingeniería de detalle: se realizan cálculos, simulaciones, planos técnicos.
- Construcción: se realiza la construcción física a partir de los planos del detalle.
- Ensayos y puesta en marcha: se verifica que funcione y cumpla las expectativas.

Ejemplos de proyectos realizados o en marcha por Techint son:

- Parque eólico en Adolfo González Chaves: entrega 100 MW mediante 24 aerogeneradores, los desafíos fueron los tiempos, dimensiones y hormigones masivos.
- Planta de Fortín de Piedra: realizado en 3 años, para la extracción, tratamiento y transporte de gas no convencional de Vaca Muerta, en el contexto del problema de autosuficiencia de Argentina. Desafío: tiempos (diseñar y construir a la vez).
- Sistema de Impulsión Agua-Producto en Chile: al no usar agua de glaciares se transporta agua del Pacífico (ductos de $D=1\text{m}$ y $L=200\text{ km}$). Como se debe llevar a +4000m altura, hay 5 estaciones de presión, que por limitaciones ambientales se usan pocos tanques y variadores de frecuencia, dificulta cumplir la disponibilidad de bombeo de 99% a capacidad nominal y la duración de fallas menor a 10 hs.