



**Profesor**

*John Alexander Cortés Romero, PhD.*

**Reto 6: Diseño en frecuencia**

Para la realización del reto se debe tener en cuenta el esquema de control de la Figura 1.

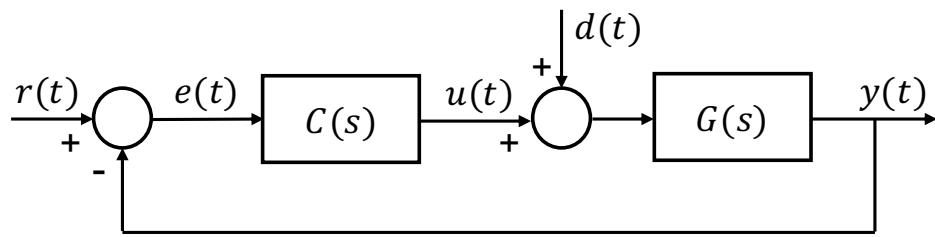


Figure 1: Sistema de control genérico.

- $r(t)$ : Referencia.
- $e(t)$ : Error.
- $u(t)$ : Señal de control.
- $y(t)$ : Respuesta del sistema.
- $d(t)$ : Perturbación

1. (Vale 20%) Encuentre cuatro funciones de transferencia diferentes que tengan el siguiente diagrama de Bode en magnitud

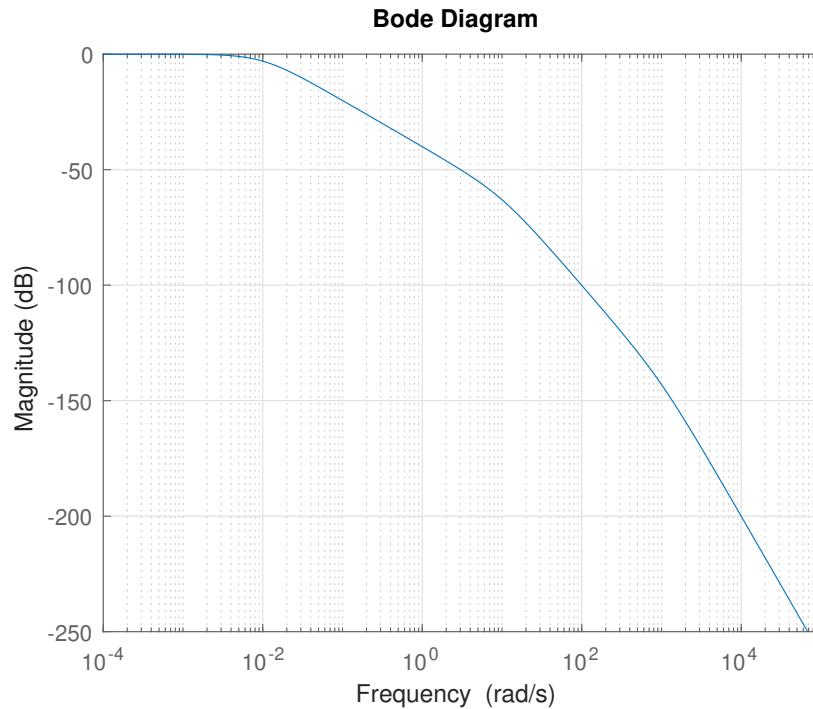


Figure 2: Diagrama de Bode en magnitud.

2. (Vale 15%) Explique las dificultades que representan los diseños y las implementaciones de los compensadores en atraso y adelanto, explicar bajo las condiciones que no es recomendable implementarlos. Adicionalmente mencione las ventajas de cada uno de los compensadores. Finalmente, concluya el porqué un compensador adelanto-atraso puede tener desventajas frente a las redes de adelanto y atraso de manera independiente.
3. (Vale 35%) Considere la planta que viene dada por:

$$G(s) = \frac{1}{s(s + 0.8)}$$

- a. Diseñe un compensador en adelanto que permita un margen de fase igual  $45^\circ$  y margen de ganancia mayor a  $10dB$ , adicionalmente un error de velocidad igual al 6%.
  - b. Diseñe un compensador en atraso que permita un margen de fase igual  $45^\circ$  y margen de ganancia mayor a  $10dB$ , adicionalmente un error de velocidad igual al 6%.
  - c. Compare la respuesta al paso de los compensadores diseñados en a. y b y concluya teniendo en cuenta las características de los compensadores.
4. (Vale 30%) Considere la planta que viene dada por:

$$G(s) = \frac{1}{s(s + 0.2)}$$



Diseñe un compensador en adelanto-atraso que permita un margen de fase mayor a  $50^\circ$  (el compensador en adelanto debe aportar permitir que el sistema llegue a  $20^\circ$  aproximadamente) y un margen de ganancia mayor o igual a  $5dB$ , considerando un error de velocidad del 5%.



Estudiante  
*Sebastian Jaramillo Verdugo*

**Reto 6**  
**Diseño en frecuencia**

## Solución del reto

1. Encuentre cuatro funciones de transferencia diferentes que tengan el diagrama de Bode en magnitud de la Figura 2.

Se puede ver que la función se “activa” en  $10^{-2}$ ,  $10^1$  y en  $10^3$  con pendientes de  $-20 \text{ dB/dec}$ , a partir de ese análisis se propone la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{k}{(s + 10^{-2})(s + 10^1)(s + 10^3)}$$

El offset del diagrama de Bode es igual a:

$$20 \log_{10} \left( \frac{k}{10^{-2} \cdot 10^1 \cdot 10^3} \right) = 0 \text{ dB} \quad \rightarrow \quad k = 100$$

El diagrama de Bode aproximado:

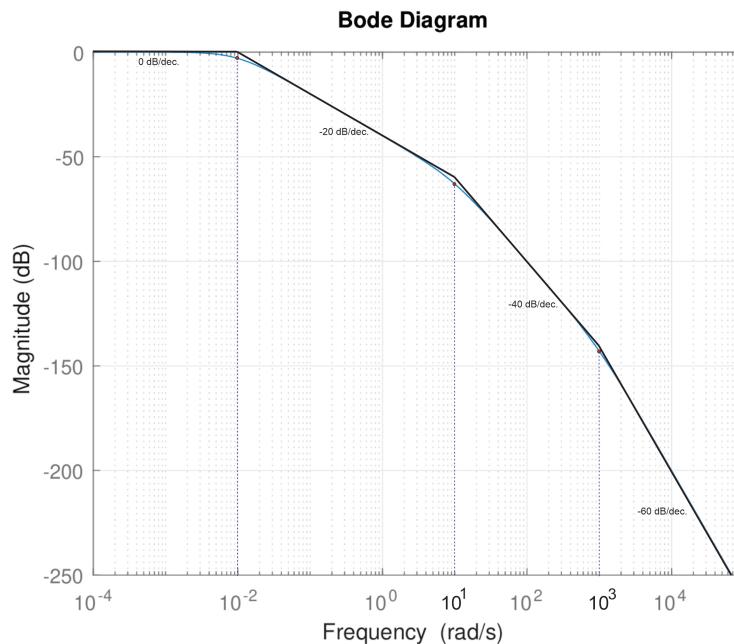


Figura 3: diagrama de Bode aproximado



Al ser polinomios de primer grado, las correcciones serán de  $-3 \text{ dB}$  como se muestra en los puntos rojos de la figura 3, en  $10^3 \text{ rad/s}$  no se logra notar una corrección tan evidente como en los otros puntos pero existe. Simulando el diagrama de bode de  $H(s)$  se tiene la siguiente gráfica:

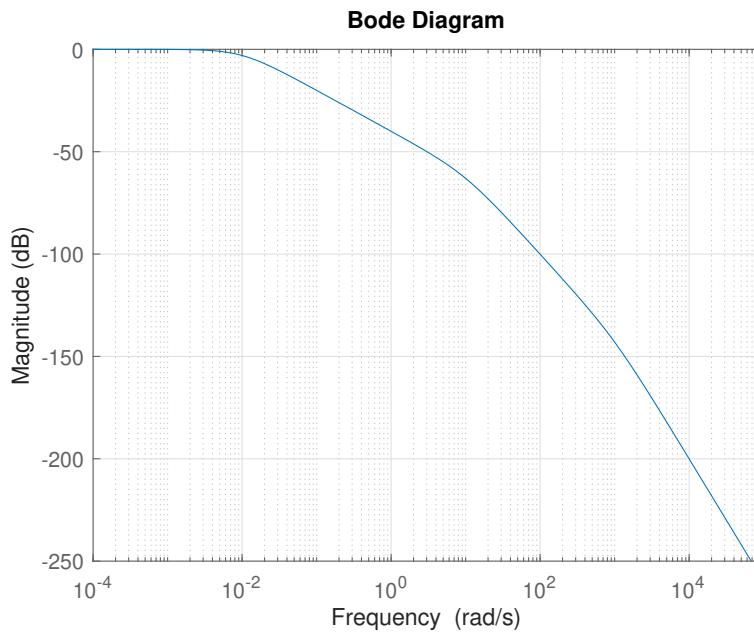


Figura 4: Diagrama de Bode de  $H(s)$

Se puede ver que las figuras 4 y 2 son idénticas.

Por lo tanto, las cuatro posibles funciones de transferencia que satisfacen el diagrama de la Figura 4 son las siguientes:

$$H_1(s) = \frac{100}{(s + 10^{-2})(s + 10^1)(s + 10^3)}$$
$$H_2(s) = \frac{100}{(-s - 10^{-2})(s + 10^1)(s + 10^3)}$$
$$H_3(s) = \frac{100}{(s + 10^{-2})(-s - 10^1)(s + 10^3)}$$
$$H_4(s) = \frac{100}{(s + 10^{-2})(s + 10^1)(-s - 10^3)}$$

De dichas funciones se obtiene el mismo diagrama de Bode de la figura 4 debido a que al trabajar con la escala en decibel se considera el valor absoluto de  $H(j\omega)$ .

$$H_{dB} = 20 \log_{10} |H(j\omega)|$$



2. El diseño e implementación de compensadores en atraso y adelanto presentan diversas dificultades según las condiciones del sistema a controlar. Cada tipo de compensador tiene características particulares que pueden hacer que su uso sea más o menos adecuado dependiendo de los requisitos de desempeño y estabilidad. Es importante identificar en qué situaciones no es recomendable su implementación y analizar las ventajas y desventajas que ofrecen. Además, un compensador combinado adelanto-atraso puede representar desafíos adicionales en comparación con el uso independiente de cada tipo de compensador.

### Compensador en Atraso

El compensador en atraso se describe mediante la función de transferencia:

$$C_1(s) = \frac{1 + aT_1 s}{1 + T_1 s}, \quad 0 < a < 1$$

Este tipo de compensador tiene la capacidad de mejorar el error en estado estacionario y aumentar la robustez del sistema ante variaciones en sus parámetros. No contribuye directamente a mejorar el margen de fase, sino que depende de la fase de la planta para alcanzar la estabilidad deseada. Su principal efecto es la reducción de la ganancia en altas frecuencias, lo que disminuye el ancho de banda del sistema y, en consecuencia, incrementa el tiempo de establecimiento.

Sin embargo, no es recomendable implementar este compensador cuando se requiere mejorar el margen de fase del sistema, ya que su efecto no aporta fase positiva. Tampoco es conveniente en plantas con integradores o polos cercanos al eje imaginario, pues podría no lograr la corrección deseada o incluso deteriorar la respuesta del sistema. En situaciones donde se busca una respuesta rápida, su implementación podría resultar contraproducente, ya que su efecto ralentiza el tiempo de asentamiento. Además, en aplicaciones donde es necesario minimizar el error en estado estacionario, puede no ser suficiente para garantizar una reducción adecuada de este error. En sistemas con altos niveles de ruido, su capacidad para amplificar las bajas frecuencias puede ser una desventaja, ya que podría incrementar la perturbación en la salida.

A pesar de estas limitaciones, el compensador en atraso ofrece ciertas ventajas. Su principal beneficio es que mejora la estabilidad del sistema al proporcionar mayor robustez ante variaciones en los parámetros de la planta. Además, al reducir la ganancia en altas frecuencias, disminuye la sensibilidad del sistema a perturbaciones externas. También contribuye a mejorar el error en estado estacionario, lo que resulta útil en aplicaciones donde se requiere un mejor seguimiento de referencia a bajas frecuencias.

### Compensador en Adelanto

El compensador en adelanto se caracteriza por la siguiente función de transferencia:

$$C_2(s) = \frac{1 + bT_2 s}{1 + T_2 s}, \quad b > 1$$

Este compensador es útil cuando se desea mejorar el margen de fase y reducir el tiempo de establecimiento, ya que incrementa el ancho de banda del sistema y mejora la respuesta transitoria. Sin embargo, su diseño es más complejo, ya que no existe un procedimiento directo para su implementación, lo que obliga a realizar ajustes iterativos para obtener un desempeño óptimo.

No obstante, su implementación no siempre es recomendable. En sistemas con márgenes de fase reducidos, su uso puede comprometer la estabilidad, especialmente si el sistema ya presenta una baja robustez. En plantas con polos de alta frecuencia o con sensibilidad a variaciones en la frecuencia de cruce de ganancia, el compensador en adelanto puede incrementar la posibilidad de inestabilidad. Además, en aplicaciones



donde se requiere un seguimiento preciso de señales de referencia de baja frecuencia, su efecto puede ser insuficiente o incluso perjudicial, al introducir sobreimpulso no deseado o reducir la robustez del sistema. Su mayor ancho de banda lo hace más susceptible al ruido, por lo que no es adecuado en sistemas donde la presencia de señales de alta frecuencia no deseadas podría afectar el desempeño.

A pesar de estos inconvenientes, el compensador en adelanto ofrece ventajas importantes. Su capacidad para mejorar el margen de fase lo hace ideal para aumentar la estabilidad relativa del sistema. Además, permite reducir el tiempo de establecimiento y mejorar la respuesta transitoria, al disminuir el sobreimpulso y lograr tiempos de respuesta más rápidos. Estas características lo convierten en una opción adecuada en aplicaciones donde se requiere un mejor control de la dinámica del sistema sin comprometer la estabilidad.

### Compensador Adelanto-Atraso

El compensador adelanto-atraso combina las características de los compensadores en adelanto y en atraso. Su función de transferencia se expresa como:

$$C(s) = \frac{(1 + aT_1s)(1 + bT_2s)}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)}, \quad 0 < a < 1, \quad b > 1$$

Este compensador busca un equilibrio entre estabilidad y desempeño, combinando la reducción del error en estado estacionario del compensador en atraso con la mejora en la respuesta transitoria del compensador en adelanto. No obstante, su implementación presenta ciertos desafíos adicionales. La interacción entre las partes de adelanto y atraso dificulta el ajuste fino del sistema, lo que puede complicar su diseño y puesta en marcha. Además, puede incrementar la sensibilidad del sistema a variaciones en los parámetros de la planta, lo que podría afectar la robustez del control.

Aunque el compensador adelanto-atraso permite obtener un mejor control en sistemas donde ni el compensador en atraso ni el adelanto por sí solos son suficientes, no siempre es la mejor opción. Su diseño complejo puede hacer que el sistema no alcance el mismo nivel de optimización que si se utilizara cada compensador por separado con parámetros ajustados específicamente para cada objetivo. Además, su sensibilidad a perturbaciones externas puede hacer que la estabilidad del sistema sea más difícil de garantizar.

3. Para el sistema dado por:

$$G(s) = \frac{1}{s(s + 0,8)}$$

Dado que se requiere que el error de velocidad ( $e_v$ ) sea menor o igual al 6 %, calculamos la constante de error de velocidad de la siguiente manera:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G_L(s)$$

Donde  $G_L(s)$  está definido como  $k \cdot G \cdot C$ . Considerando que los controladores que implementaremos, al evaluarlos en el límite cuando  $s$  tiende a 0, se vuelven unitarios, solo tomamos el sistema  $G \cdot k$ , lo que nos da:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot k \cdot \frac{1}{s(s + 0,8)}$$



$$= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{k}{s + 0,8} = \frac{k}{0,8}$$

Dado que el error de velocidad se define como  $e_v = \frac{1}{K_v}$ , y debe ser igual al 6 %, se obtiene:

$$\frac{1}{K_v} = 0,06 \Rightarrow \frac{0,8}{k} = 0,06$$

Resolviendo para  $k$ :

$$k = \frac{40}{3}$$

Por lo tanto, tomaremos  $k = 40/3$  para el diseño de los controladores. A continuación, se presentará la gráfica de  $k \cdot G$  para identificar los puntos de partida en el diseño de cada compensador.

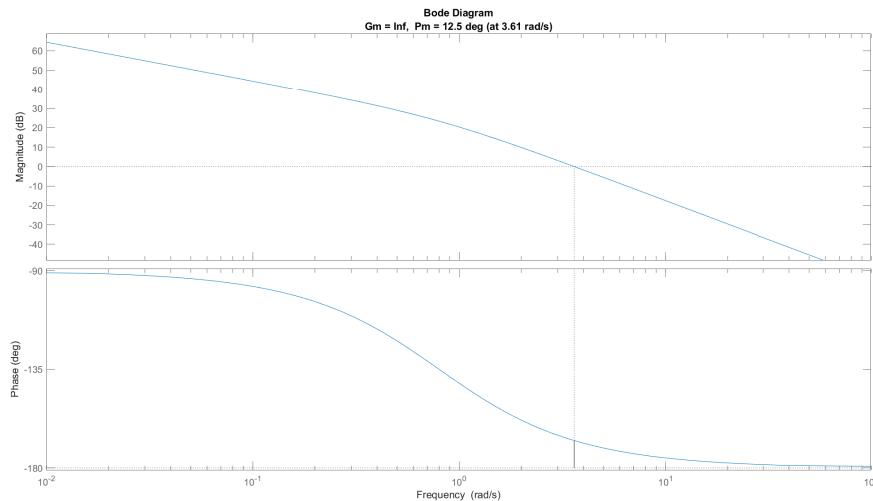


Figura 5: Diagrama de Bode  $k \cdot G$

- a) Para el diseño de un compensador en adelanto que cumpla con  $m_p = 45^\circ$  y  $m_g \geq 10$  dB, es necesario determinar el valor máximo de fase que se debe incrementar. Esto se hace asegurando que nos mantengamos alejados del límite de  $90^\circ$ , en el cual el compensador en adelanto presentaría problemas. Además, se debe considerar un margen de corrección que compense los efectos del desplazamiento hacia la derecha. Este factor de corrección, denotado como  $\theta$ , ayuda a contrarrestar dichos efectos y se asigna en función de la cantidad de polos presentes en el sistema. En este caso, se define  $\theta = 4^\circ$ .

Un compensador en adelanto tiene la siguiente estructura:

$$C(s) = \frac{1 + b \cdot Ts}{1 + Ts}, \quad \text{con } b > 1$$

A partir de esto, determinamos el ángulo  $\phi_m$  con el cual calcularemos el valor de  $b$ :



$$\psi = 45^\circ - 12,5^\circ = 32,5^\circ$$

$$\phi_m = \psi + \theta = 32,5^\circ + 4^\circ = 36,5^\circ = 0,6370 \text{ rad}$$

En este caso, se ha relacionado el margen de fase deseado de  $45^\circ$ , el margen de fase existente de  $12,5^\circ$  y el factor de corrección  $\theta$  para determinar el valor de  $\phi_m$ . Ahora, calculamos los valores de  $b$  y  $B$ , los cuales son necesarios para el diseño del compensador:

$$b = \frac{1 + \sin(\phi_m)}{1 - \sin(\phi_m)} = 3,9361$$

$$B = -10 \log_{10}(b) = -5,9507 \text{ dB}$$

Con este valor de  $B$ , se busca la ganancia correspondiente en la Figura 5 para determinar la frecuencia y el margen de fase asociado. Esto permite verificar si el diseño es correcto.

A partir de la gráfica de la Figura 6, se observa que la frecuencia obtenida es:

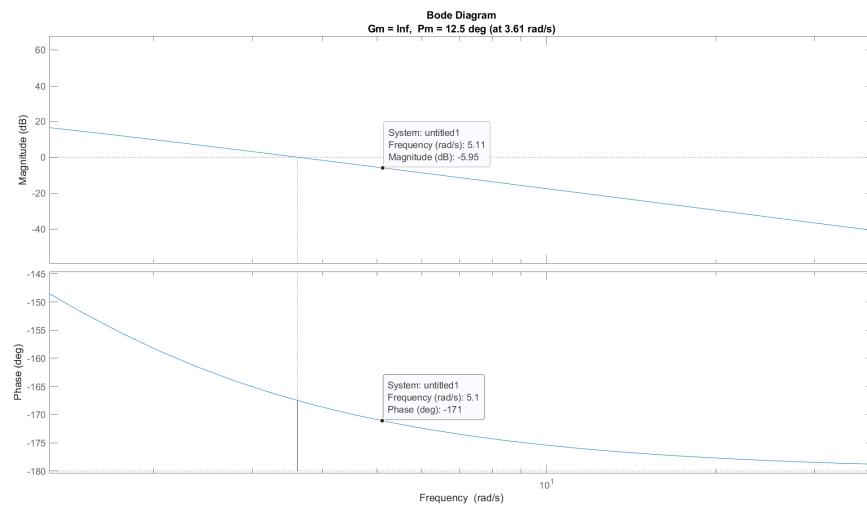


Figura 6: Diagrama de Bode  $k \cdot G$  con los valores seleccionados

$$\omega_m = 5,11 \text{ rad/s}$$

y el margen de fase resultante es:

$$m'_p = 9^\circ$$

Por lo tanto, verificamos la condición de corrección del margen de fase:

$$m_p - m'_p < \theta \Rightarrow 12,5^\circ - 9^\circ < 4^\circ$$



Dado que esta condición se cumple, podemos continuar con el diseño del compensador en adelanto. Procedemos ahora a calcular el valor de  $T$ :

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{b} \cdot T} \Rightarrow T = 0,2211$$

Con todos estos valores obtenidos, el compensador final se define como:

$$C(s) = 13\bar{3} \cdot \frac{0,8702s + 1}{0,2211s + 1}, \text{ con } b > 1$$

Finalmente, se construye el nuevo diagrama de Bode aplicando el controlador a la planta para demostrar que se cumplió con el margen de fase y ganancia requeridos.

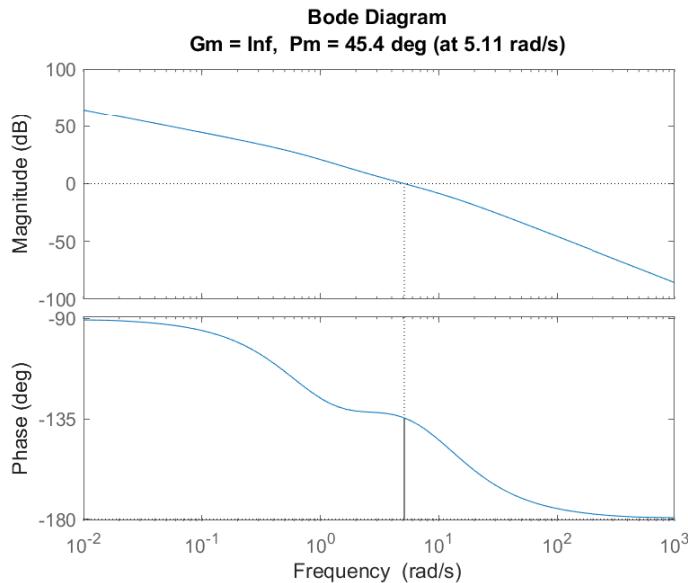


Figura 7: Diagrama de Bode de  $k \cdot C(s) \cdot G(s)$

En cuanto al margen de fase, se observa que este supera los  $45^\circ$  solicitados en  $0,4^\circ$ . Esto ocurre porque, al cumplir la condición de que la diferencia entre los márgenes sea menor que  $\theta$ , se generan unos grados adicionales de libertad. Estos grados extra contribuyen a aumentar la fase, pero sin afectar el cumplimiento de los requisitos establecidos.

- b) Para el diseño de un compensador de atraso que cumpla con  $m_p = 45^\circ$  y  $m_g \geq 10$  dB, es necesario determinar el margen de fase deseado y agregar  $6^\circ$  para corregir los efectos de atenuación característicos de este tipo de compensador.

Dado que el margen de fase requerido es de  $45^\circ$ , sumamos los  $6^\circ$  mencionados, obteniendo:

$$m_p + 6^\circ = 51^\circ$$

De esta forma, el ángulo complementario con respecto a  $180^\circ$  es:



$$180^\circ - 51^\circ = 129^\circ$$

A partir de la gráfica en la Figura 2, identificamos los valores de frecuencia y magnitud correspondientes:

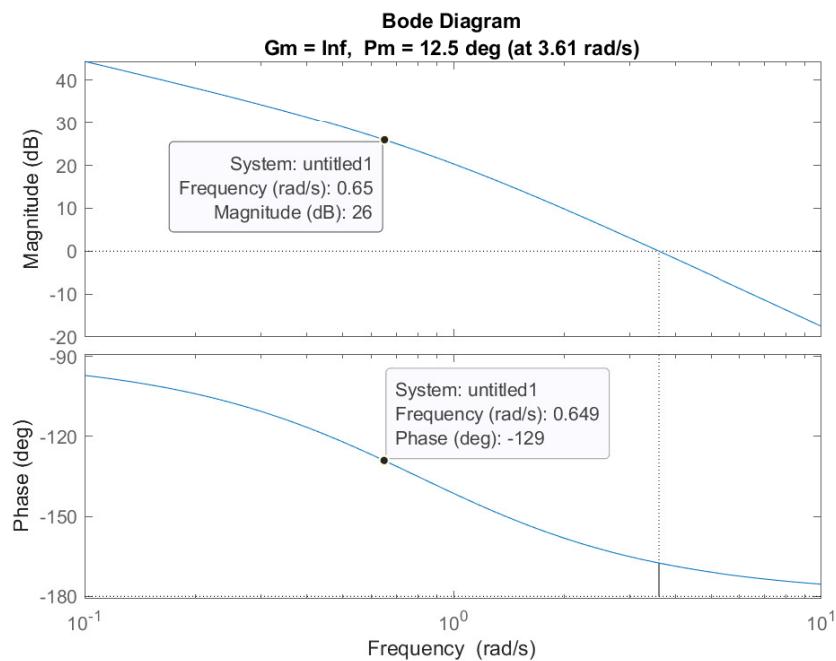


Figura 8: Diagrama de Bode con los valores seleccionados

$$\omega'_g = 0,65 \text{ rad/s}, \quad \text{Magnitud} = 26 \text{ dB}$$

Un compensador en atraso tiene la siguiente estructura:

$$C(s) = \frac{1 + aTs}{1 + Ts}, \quad 0 < a < 1$$

Ahora, determinamos los valores de  $a$  y  $T$  que cumplen con los requisitos del controlador:

$$20 \log_{10}(a) = -26 \text{ dB} \quad \Rightarrow \quad a = 0,0501$$

$$\omega'_g = \frac{10}{T \cdot a} \quad \Rightarrow \quad T = 306,9634$$

Con estos valores, el compensador completo, incluyendo la constante, se define como:

$$C(s) = 13.\bar{3} \cdot \frac{15,38s + 1}{307s + 1}$$



Finalmente, se construye el nuevo diagrama de Bode aplicando el controlador a la planta para analizar su desempeño en términos del margen de fase y ganancia requeridos.

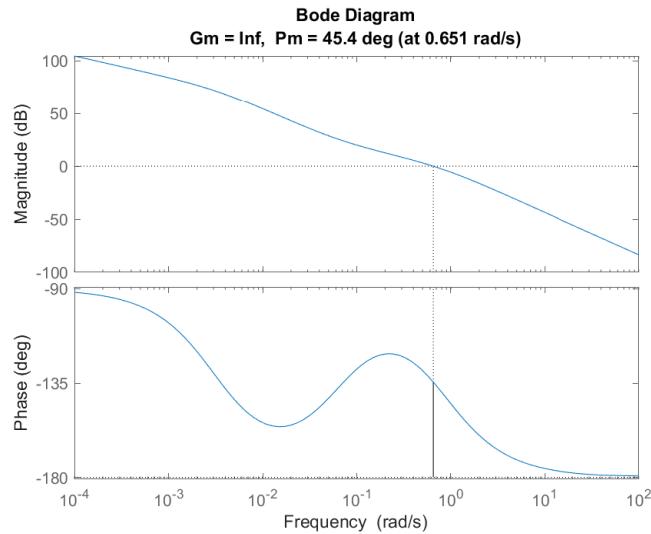


Figura 9: Diagrama de Bode de  $k \cdot C(s) \cdot G(s)$

Al agregar los  $6^\circ$  para corregir los efectos de atenuación característicos de este tipo de compensadores, perdemos un poco de precisión en el margen de ganancia, ya que este valor es aproximado.

- c) Teniendo en cuenta las respuestas y los diseños desarrollados anteriormente, a continuación podemos realizar la comparación entre los dos sistemas a partir de su respuesta, como se muestra en la Figura 10:

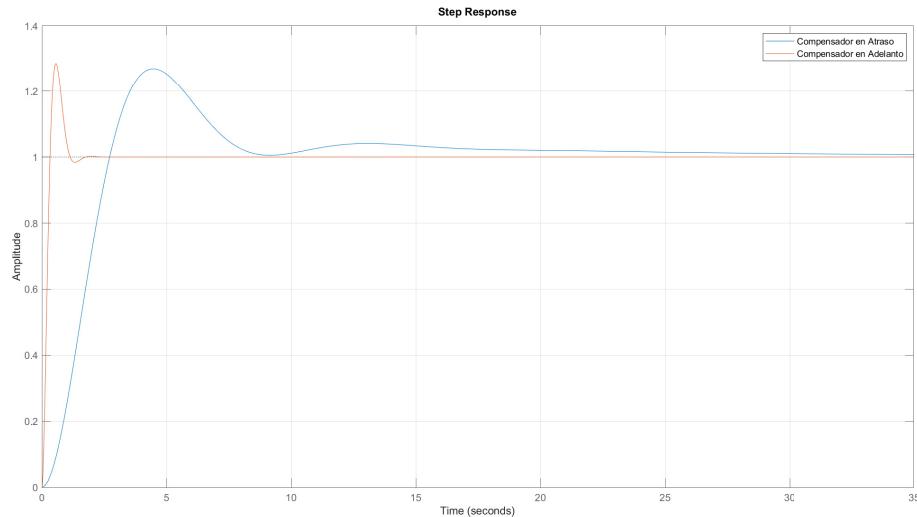


Figura 10: Respuesta de los sistemas  $G_o(s)$

Existen algunos valores característicos de la respuesta del sistema, de modo que podemos concluir sobre ambos compensadores estableciendo ventajas y desventajas como se muestra en la tabla siguiente:

Criterio	Compensador de Atraso	Compensador de Adelanto
Tiempo de Subida	Más largo (1.85 segundos).	Más corto (0.224 segundos).
Tiempo de Establecimiento	Más largo (20.5 segundos).	Más corto (1.06 segundos).
Sobreimpulso	Menor sobreimpulso (27 %).	Mayor sobreimpulso (28.6 %).
Margen de Fase	Mejora el margen de fase, lo que generalmente aumenta la estabilidad.	Puede reducir el margen de fase, comprometiendo la estabilidad si no se diseña correctamente.
Estabilidad	Mayor estabilidad a expensas de una respuesta más lenta.	Menor estabilidad, pero con una respuesta más rápida.
Error en Estado Estacionario	Error mayor en estado estacionario (depende del diseño).	Error menor en estado estacionario debido a mayor ganancia de velocidad.
Aplicación Ideal	Adecuado cuando se necesita mejorar la estabilidad sin mucha preocupación por la rapidez de la respuesta.	Ideal cuando se busca una respuesta rápida y un error en estado estacionario bajo.
Desventaja Principal	Respuesta más lenta, lo que podría ser inadecuado para sistemas que requieren rapidez.	Puede comprometer la estabilidad si no se diseña cuidadosamente.

Tabla 1: Comparación entre el Compensador de Atraso y el Compensador de Adelanto



4. Considere la planta que viene dada por:

$$G(s) = \frac{1}{s(s+0,2)}$$

Diseñe un compensador en adelanto-atraso que permita un margen de fase mayor a 50 (el compensador en adelanto debe aportar permitir que el sistema llegue a 20 aproximadamente) y un margen de ganancia mayor o igual a 5 dB, considerando un error de velocidad del 5%.

Dado que se requiere que el error de velocidad ( $e_v$ ) sea menor o igual al 5%, calculamos la constante de error de velocidad de la siguiente manera:

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot G_L(s)$$

Donde  $G_L(s)$  está definido como  $k \cdot G \cdot C$ . Considerando que los controladores que implementaremos, al evaluarlos en el límite cuando  $s$  tiende a 0, se vuelven unitarios, solo tomamos el sistema  $G \cdot k$ , lo que nos da:

$$\begin{aligned} K_v &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot k \cdot \frac{1}{s(s+0,2)} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{k}{s+0,2} = \frac{k}{0,2} \end{aligned}$$

Dado que el error de velocidad se define como  $e_v = \frac{1}{K_v}$ , y debe ser igual al 5%, se obtiene:

$$\frac{1}{K_v} = 0,06 \Rightarrow \frac{0,2}{k} = 0,05$$

Resolviendo para  $k$ :

$$k = 4$$

Por lo tanto, tomaremos  $k = 4$  para el diseño de los controladores.

Para diseñar un compensador en adelanto que cumpla con las condiciones  $m_p \geq 50^\circ$  y  $m_g \geq 5$  dB, es necesario considerar que el margen de fase no alcanzará el objetivo sin la implementación adicional de un compensador en atraso. Por lo tanto, se elige un valor que minimice los efectos no deseados y permita obtener un compensador adelanto-atraso que garantice  $m_p \geq 50^\circ$  y  $m_g \geq 5$  dB. Además, se considera un factor de corrección de  $\theta = 6^\circ$  para evitar que la velocidad del sistema se reduzca demasiado al aplicar el compensador en atraso.

El compensador en adelanto se define por la siguiente estructura:

$$C_2(s) = \frac{1 + bT_2s}{1 + T_2s}, \quad \text{con } b > 1$$

A continuación, determinamos el ángulo  $\phi_m$ , el cual nos permitirá calcular el valor de  $b$ :



$$\psi = 20^\circ - 5,72^\circ = 14,28^\circ$$

$$\phi_m = \psi + \theta = 14,28^\circ + 1^\circ = 15,28^\circ$$

Así, considerando el margen de fase deseado de  $50^\circ$ , el margen de fase actual de  $22,5^\circ$  y el factor de corrección, se determina  $\phi_m$ . Ahora, calculamos los valores de  $b$  y  $B$ , que son esenciales para el diseño del compensador:

$$b = \frac{1 + \sin(\phi_m)}{1 - \sin(\phi_m)} = 1,7157$$

$$B = -10 \log_{10}(b) = -2,3444 \text{ dB}$$

Con este valor de  $B$ , se busca la ganancia correspondiente en la Figura 11 para determinar la frecuencia y el margen de fase asociado, lo que permitirá verificar si el diseño es adecuado.

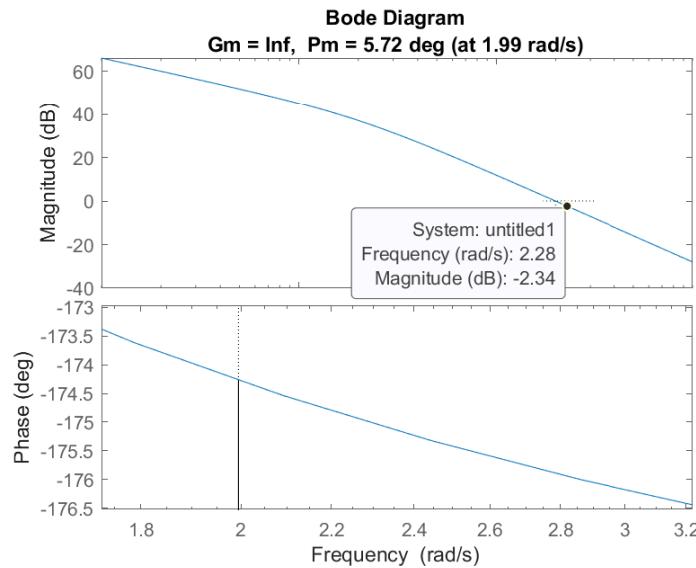


Figura 11: Diagrama de Bode seleccionando valores

A partir de la gráfica en la Figura 11, se obtiene que:

$$\omega_m = 1,84 \text{ rad/s}$$

Con esta frecuencia, podemos calcular el valor de  $T_2$ :

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{b} \cdot T_2} \Rightarrow T_2 = 0,3348$$



Finalmente, el controlador diseñado es:

$$C_2(s) = \frac{0,5745s + 1}{0,3348s + 1}, \quad b > 1$$

Dado que el sistema final requiere un compensador adelanto-atraso, ahora aplicamos este compensador a la función  $G(s) \cdot C_2(s)$  y procederemos con el diseño del compensador en atraso. A continuación, se presenta el nuevo diagrama de Bode sobre el cual se desarrollará este ajuste final.

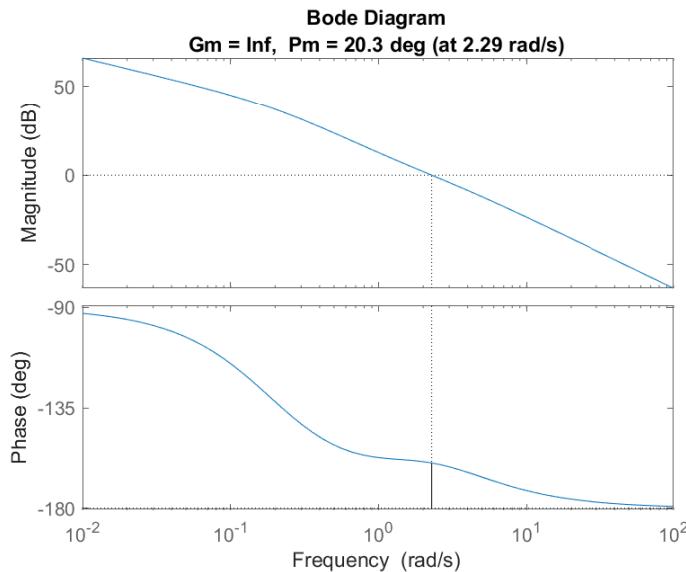


Figura 12: Diagrama de Bode  $G(s)C_2(s)$

A partir del sistema obtenido, diseñaremos el compensador en atraso, de manera que complemente el diseño y cumpla con los parámetros especificados.

Para lograr un compensador en atraso que satisfaga  $m_p \geq 50^\circ$  y  $m_g \geq 5$  dB, es necesario definir el margen de fase deseado y sumarle un factor de corrección de  $6^\circ$  con el fin de mitigar los efectos de atenuación de este tipo de compensador. Así, el margen de fase requerido será:

$$M_p + 6^\circ = 56^\circ \Rightarrow 180^\circ - 56^\circ = 124^\circ$$

De acuerdo con la gráfica en la Figura 12, identificamos los siguientes valores de frecuencia y magnitud:

$$\omega'_g = 0,145 \text{ rad/s}, \quad \text{Magnitud} = 41 \text{ dB}$$

El compensador en atraso se define por la ecuación:

$$C_1(s) = \frac{1 + aT_1 s}{1 + T_1 s}, \quad 0 < a < 1$$



Ahora, calculamos los valores de  $a$  y  $T$  para asegurar que el controlador cumpla con los requisitos establecidos:

$$20 \log_{10}(a) = -41 \text{ dB} \Rightarrow a = 0,0089$$

$$\omega_g' = \frac{10}{T_1 \cdot a} \Rightarrow T_1 = 7,738 \cdot 10^{-3}$$

Con estos valores, el controlador diseñado es:

$$C_1(s) = \frac{68,97s + 1}{7738s + 1}$$

Finalmente, al combinar el compensador en adelanto previamente diseñado con el compensador en atraso, obtenemos el sistema de control definitivo:

$$\begin{aligned} C(s) &= k \cdot C_1(s) \cdot C_2(s) \\ C(s) &= k \cdot \frac{(1 + aT_1s)(1 + bT_2s)}{(1 + T_1s)(1 + T_2s)}, \quad 0 < a < 1, \quad b > 1 \\ C(s) &= 4 \cdot \left( \frac{68,97s + 1}{7738s + 1} \right) \cdot \left( \frac{0,5745s + 1}{0,3348s + 1} \right) \end{aligned}$$

A continuación, se presenta el diagrama de Bode del sistema compensado para verificar que cumple con las condiciones de diseño especificadas.

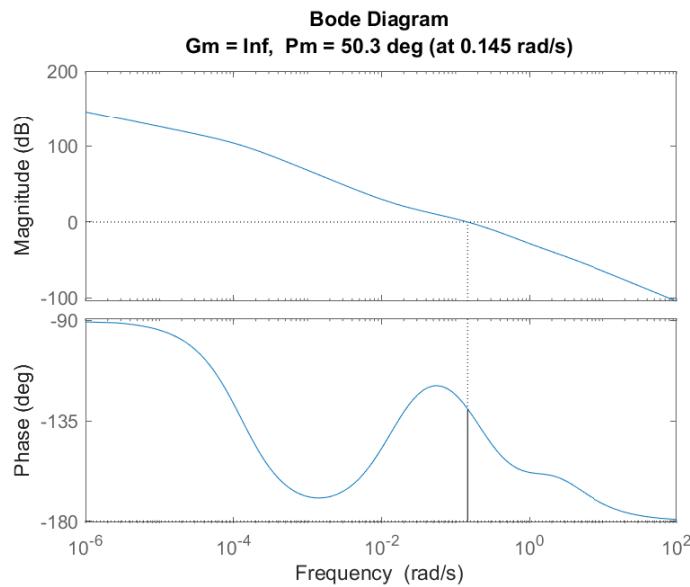


Figura 13: Diagrama de Bode de  $k \cdot C_1(s) \cdot C_2(s) \cdot G(s)$