

Diseño del controlador CONVERTIDOR DE RETROCESO (MCC)

ÍNDICE

0. Características del convertidor.

1. Control en modo tensión.

1.1. Función de transferencia en lazo abierto

1.2. Características del lazo de control deseado. Diseño del controlador

2. Control en modo corriente promediada.

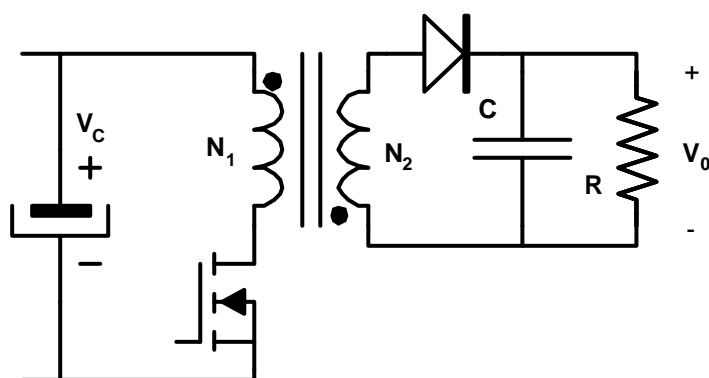
2.1. Función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente.

2.2. Características del lazo de control deseado. Diseño del controlador

2.3. Lazo de tensión del control en modo corriente.

0.Características del convertidor.

$N12 := 3$	Relación del transformación $N1/N2$
$Lm := .017$	Inductancia de magnetización referida al primario en H
$Vo := 48$	Tensión a la salida del convertidor (V)
$Vref := 5.1$	Tensión de referencia (V)
$\beta := \frac{Vref}{Vo}$	$\beta = 0.106$ Red de realimentación para la tensión
$VM := 4$	excursión de la señal triangular (V)
$Fs := 10000$	Frecuencia de conmutación (Hz)
$C := 10 \cdot 10^{-4}$	Condensador de filtro (situado a la salida del convertidor) en F.
$VC := 320$	Tensión en el condensador de entrada (V)
$P := 100$	Potencia en la carga (V)
$R := \frac{Vo^2}{P}$	$R = 23.04$ Resistencia de carga Ω



$$d(Vc, N12, Vo) := \frac{Vo}{\frac{VC}{N12} + Vo} \quad D := d(Vc, N12, Vo) \quad D = 0.31$$

$$L_{\text{límite}} := R \cdot N12^2 \cdot \frac{1}{F_s} \cdot (1 - D)^2$$

$$L_{\text{límite}} = 9.863 \times 10^{-3}$$

$$L_m = 0.017$$

Las ecuaciones que se utilizarán a continuación solo son válidas si el convertidor trabaja en MCC.

1. Control en Modo Tensión

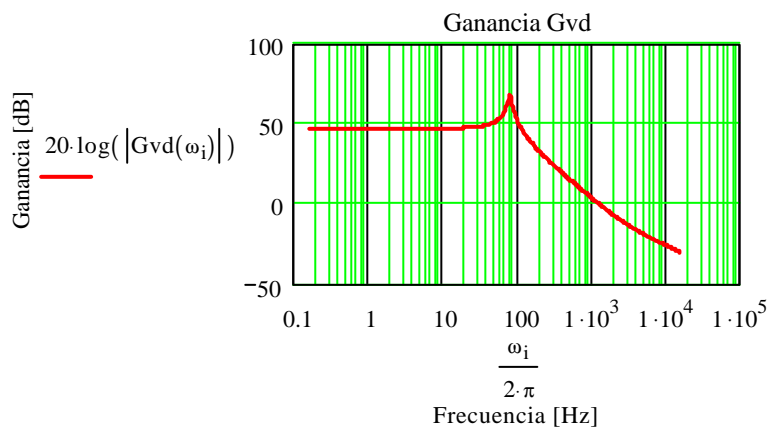
1.1. Función de transferencia en lazo abierto

$G_{vd}(\omega)$ relaciona la tensión de salida (V_o) con el ciclo de trabajo "d"

$$G_{vd}(\omega) := \frac{V_C \frac{D}{N12}}{(1 - D)^2 \cdot C \cdot R} \left[\frac{\frac{R \cdot (1 - D)^2 \cdot N12^2}{L_m \cdot D} - \omega \cdot j}{(\omega \cdot j)^2 + \frac{\omega \cdot j}{C \cdot R} + (1 - D)^2 \cdot \frac{N12^2}{L_m \cdot C}} \right]$$

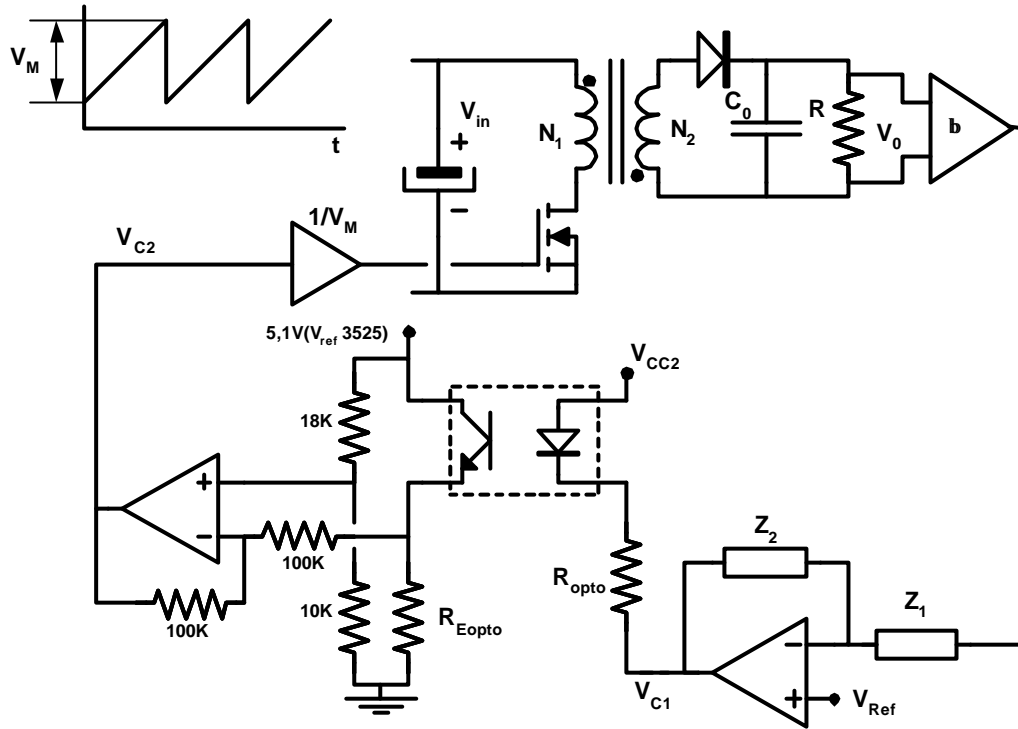
$$\omega := \begin{cases} n \leftarrow \log(1.1 \cdot F_s \cdot 2 \cdot \pi) \\ \text{for } i \in (0..n) \\ \text{for } j \in 0..99 \\ A_{i, 100+j} \leftarrow 10^i \cdot 10^{\frac{j}{100}} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{Puntos para dibujar los} \\ \text{diagramas} \end{matrix}$$

$$\text{Puntos} := \text{rows}(\omega) \quad i := 0.. \text{Puntos} - 1$$



En la función de transferencia $G_{vd}\beta(\omega)$ se añade a $G_{vd}(\omega)$ la influencia de la red de realimentación (β) y la altura de la triangular (V_M).

$$G_{vd}\beta(\omega) := G_{vd}(\omega) \cdot \frac{\beta}{V_M}$$

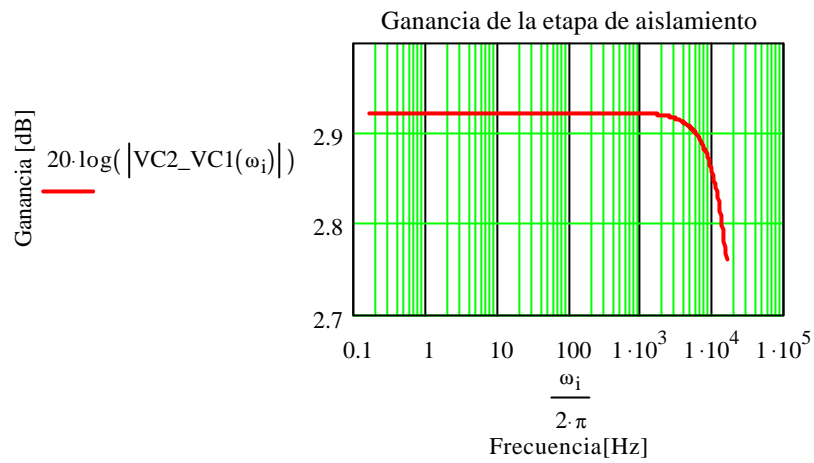


El circuito de control utilizado es el mostrado en la figura anterior. Sobre el se definen los siguientes valores que influirán en la función de transferencia en lazo abierto. Se incluirá a continuación la influencia de la etapa de aislamiento en la función de transferencia en lazo abierto.

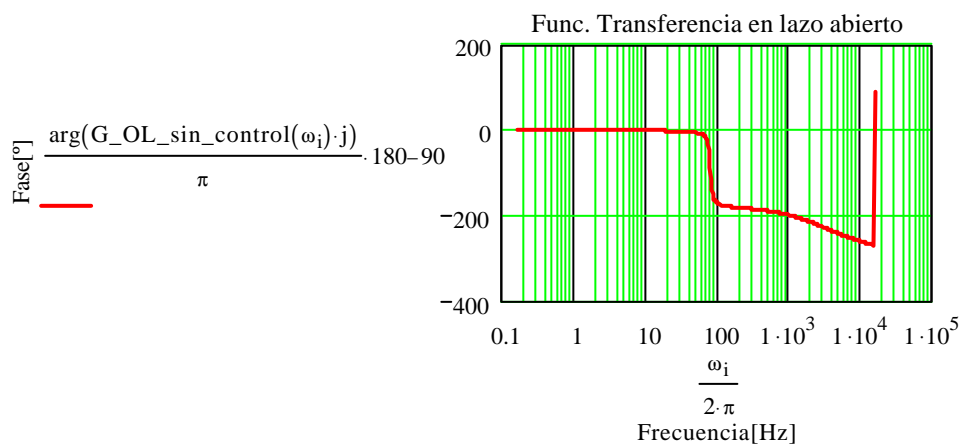
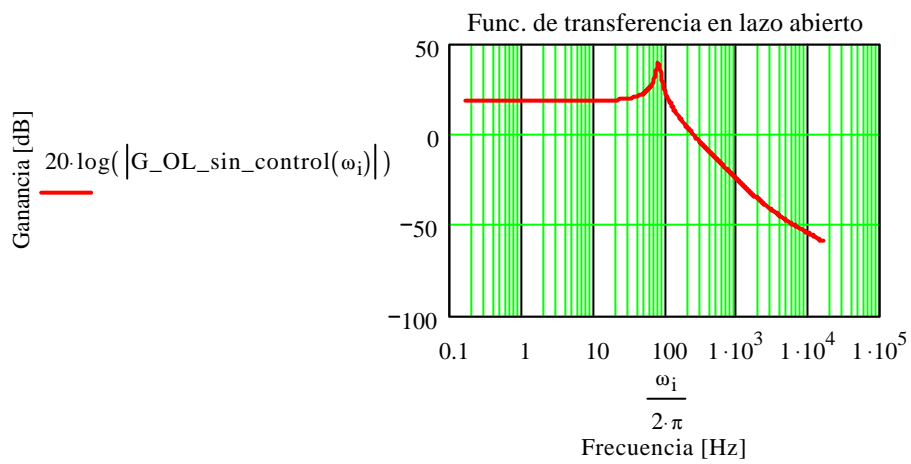
$K := 0.07$	Corriente en el emisor del opto en función de la corriente en el diodo.
$C_{ce} := 1 \cdot 10^{-9}$	Capacidad Colector-Emisor del transistor del opto.
$R_{opto} := 100$	$R_{Eopto} := 2000$

El resto de los valores está calculado de manera que puedan obtenerse todos las tensiones necesarias en regimen permanente.

$$V_{C2_VC1}(\omega) := K \cdot \frac{R_{Eopto}}{(R_{Eopto} \cdot C_{ce} \cdot \omega \cdot j) + 1} \cdot \frac{1}{R_{opto}}$$



$$G_{OL_sin_control}(\omega) := G_{vd}(\omega) \cdot \frac{\beta}{VM} \cdot VC2_VC1(\omega)$$



1.2. Características del lazo de control deseado. Diseño del controlador

MargenF := 50 margen de fase deseado en grados

fo := 600 Frecuencia al paso por 0dB $\omega_0 := 2 \cdot \pi \cdot f_0$

La fase a la frecuencia fo en la función es de:

$$\frac{\arg(G_{OL_sin_control}(\omega_0) \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 = -191.162$$

Será necesario un ángulo de compensación θ

$$\theta := \text{MargenF} - 180 - \left(\frac{\arg(G_{OL_sin_control}(\omega_0) \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 \right)$$

$$\theta = 61.162$$

Compensación de FASE

Si la compensación de fase θ es inferior a 60 puede implementarse sin problemas en una sola etapa. Este controlador tiene un polo y un cero que estarán a diferentes frecuencias (fp y fz)

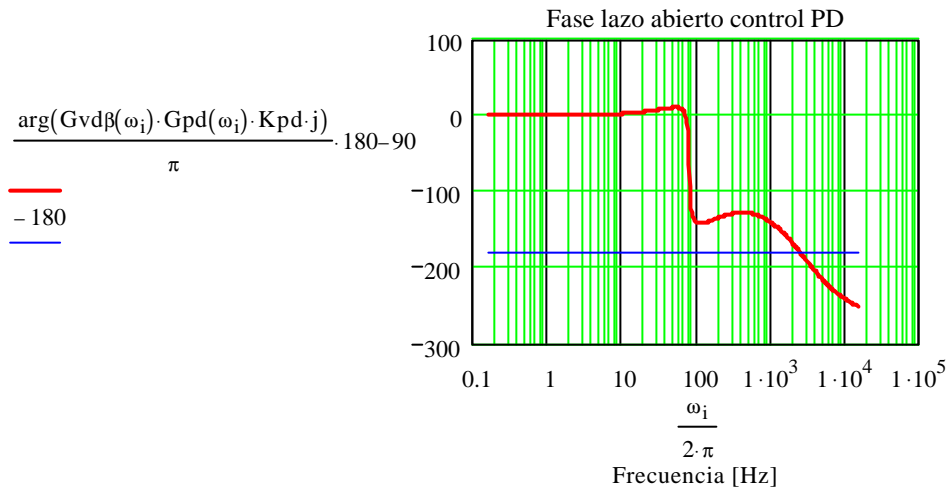
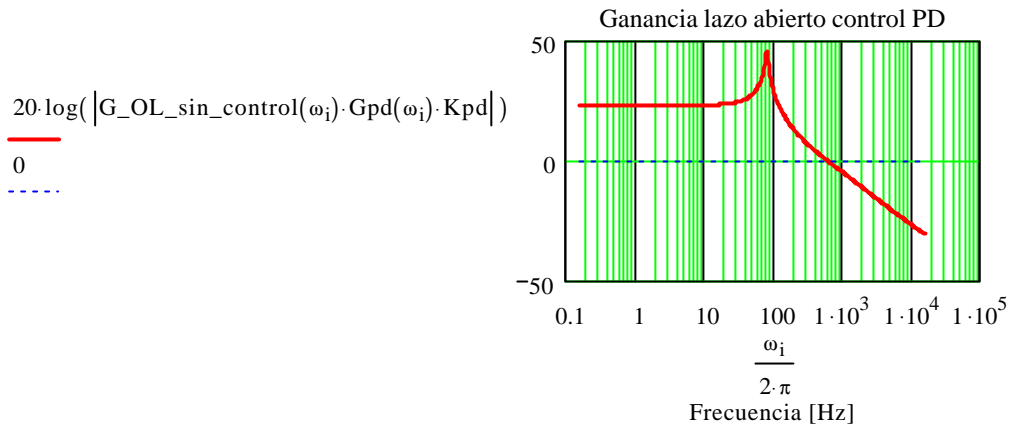
$$f_z := f_0 \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)}{1 + \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)}} \quad f_z = 154.265$$

$$f_p := f_0 \cdot \sqrt{\left(\frac{1 - \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)}{1 + \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)} \right)^{-1}} \quad f_p = 2.334 \times 10^3$$

La ganancia de esta fase tendrá que ser tal que mantenga la frecuencia de paso por 0 (fo), la ganancia será denominada Kpd y la respuesta en frecuencia Gpd(ω)

$$G_{pd}(\omega) := \frac{1 + \frac{\omega \cdot j}{2 \cdot \pi \cdot f_z}}{1 + \frac{\omega \cdot j}{2 \cdot \pi \cdot f_p}} \quad 20 \cdot \log(|G_{pd}(f_0 \cdot 2 \cdot \pi)|) = 11.798$$

$$K_{pd} := \text{root}(20 \cdot \log(|G_{OL_sin_control}(\omega_o) \cdot G_{pd}(\omega_o) \cdot a|), a, .01, 10000) \quad K_{pd} = 1.676$$



Compensación en Ganancia (PI)

Se introduce un polo en el origen y un cero (fl). La frecuencia de este cero estará de 5 a 10 veces por debajo de la frecuencia de resonancia para no afectar, a la compensación de fase ya realizada.

$$\text{Fresonancia} := \frac{1}{4 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\left[\left(\frac{1}{C \cdot R} \right)^2 - 4 \cdot \left[(1 - D)^2 \cdot \frac{N12^2}{Lm \cdot C} \right] \right]} \quad \text{Fresonancia} = 79.789$$

$$fl := \frac{\text{Fresonancia}}{4} \quad fl = 19.947 \quad fp1 := Fs \cdot 2$$

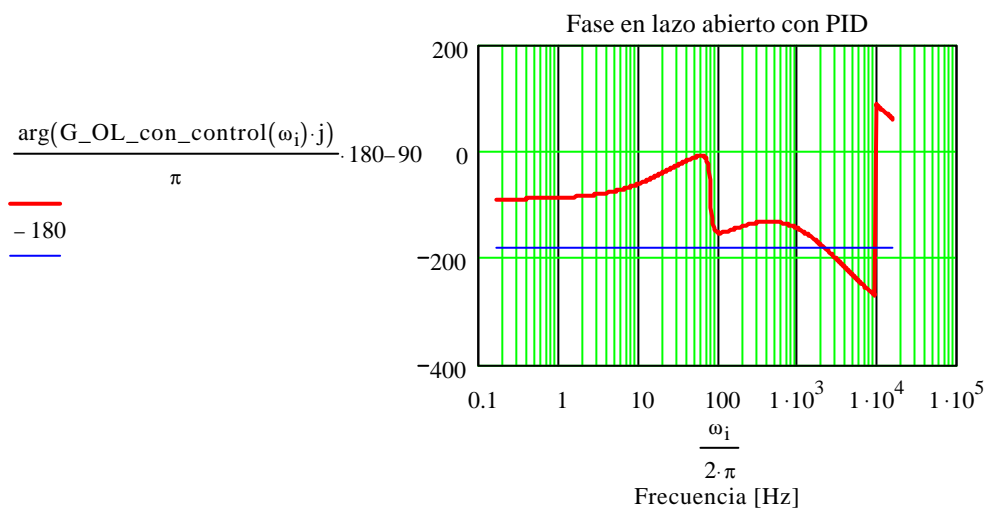
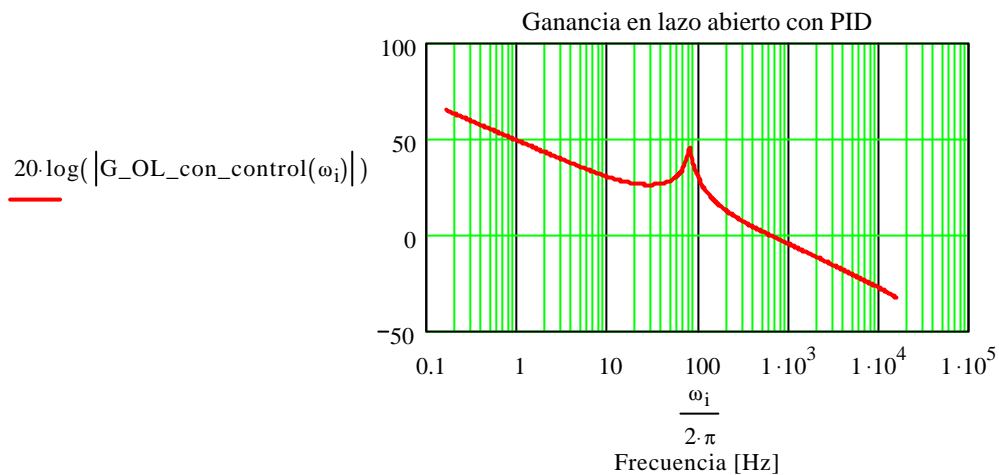
La función de transferencia del PI sin tener en cuenta la ganancia (K_{pi}) será $G_{pi}(\omega)$. Se ha incluido un polo a alta frecuencia para eliminar ruidos relacionados con la frecuencia de conmutación.

$$G_{pi}(\omega) := \left(1 + \frac{2 \cdot \pi \cdot f_l}{\omega \cdot j}\right) \left(1 + \frac{\omega \cdot j}{2 \cdot \pi \cdot f_{p1}}\right)^{-1} \quad \text{La ganancia deberá mantener la frecuencia de paso por 0}$$

$$K_{pi} := \text{root}(20 \cdot \log(|G_{OL_sin_control}(\omega_o) \cdot G_{pd}(\omega_o) \cdot G_{pi}(\omega_o) \cdot K_{pd} \cdot a|), a, .01, 100)$$

$$K_{pi} = 1$$

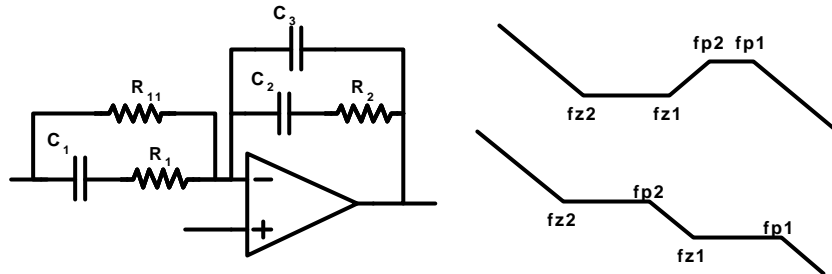
$$G_{OL_con_control}(\omega) := G_{OL_sin_control}(\omega) \cdot G_{pd}(\omega) \cdot G_{pi}(\omega) \cdot K_{pi} \cdot K_{pd}$$



$$\text{MargenFase} := 180 + \left(\frac{\arg(G_{OL_con_control}(\omega_o) \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 \right) \quad \text{MargenFase} = 46.378$$

No ha modificado mucho la función, puede darse por válido. Para tener más exactitud puede realizarse en primer lugar la compensación de ganancia y a posteriori la de fase.

Diseño analógico del controlador PID



$$fz1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 (R_1 + R_{11})} \quad fz2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 R_2} \quad fp1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 R_1} \quad fp2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 (C_3 \parallel C_2)}$$

Se introducen como valores iniciales:

$$C2 := 10 \cdot 10^{-9}$$

$$fz = 154.265 \quad fl = 19.947 \quad fp = 2.334 \times 10^3 \quad fp1 = 2 \times 10^4$$

$$fz2 := \min(fz, fl) \quad fz1 := \max(fz, fl) \quad fp2 := fp$$

$$fz1 = 154.265 \quad fz2 = 19.947 \quad fp2 = 2.334 \times 10^3 \quad fp1 = 2 \times 10^4$$

$$R2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C2 \cdot fz2} \quad R2 = 7.979 \times 10^5 \quad C2 = 1 \times 10^{-8}$$

$$C3 := \text{root} \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot \frac{C2 \cdot C3}{C2 + C3}} - fp2, C3, 10^{-20}, 10^{-4} \right) \quad C3 = 8.621 \times 10^{-11}$$

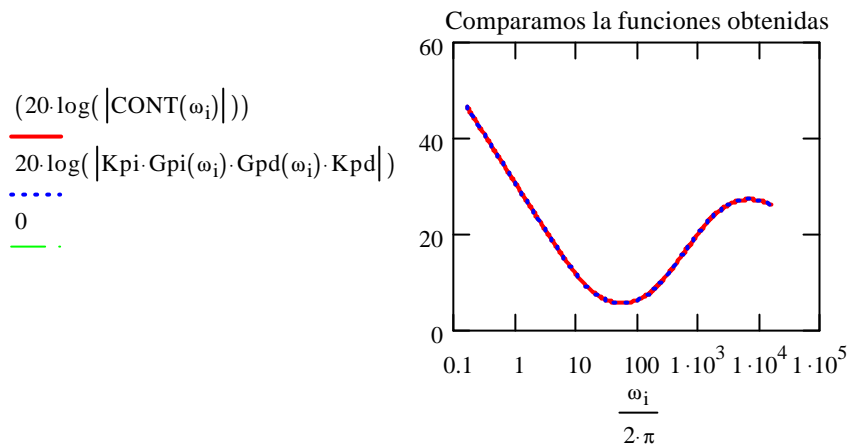
$$R11 := \frac{1}{(C2 + C3) \cdot Kpd \cdot Kpi \cdot 2 \cdot \pi \cdot fl} \quad R11 = 4.721 \times 10^5$$

$$R1 := \frac{fz1 \cdot R11}{fp1 - fz1} \quad R1 = 3.67 \times 10^3$$

$$C1 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fp1 \cdot R1} \quad C1 = 2.168 \times 10^{-9}$$

$$\text{CONT}(\omega) := \frac{[(R1 + R11) \cdot C1 \cdot (\omega \cdot j) + 1] \cdot (R2 \cdot C2 \cdot \omega \cdot j + 1)}{\left(1 + C2 \cdot \frac{C3}{C2 + C3} \cdot R2 \cdot \omega \cdot j\right) \cdot (R1 \cdot C1 \cdot \omega \cdot j + 1) \cdot \omega \cdot j} \cdot \frac{1}{(C2 + C3) \cdot R11}$$

Comprobamos el resultado del controlador



No ha sido incluida la respuesta del amplificador operacional.

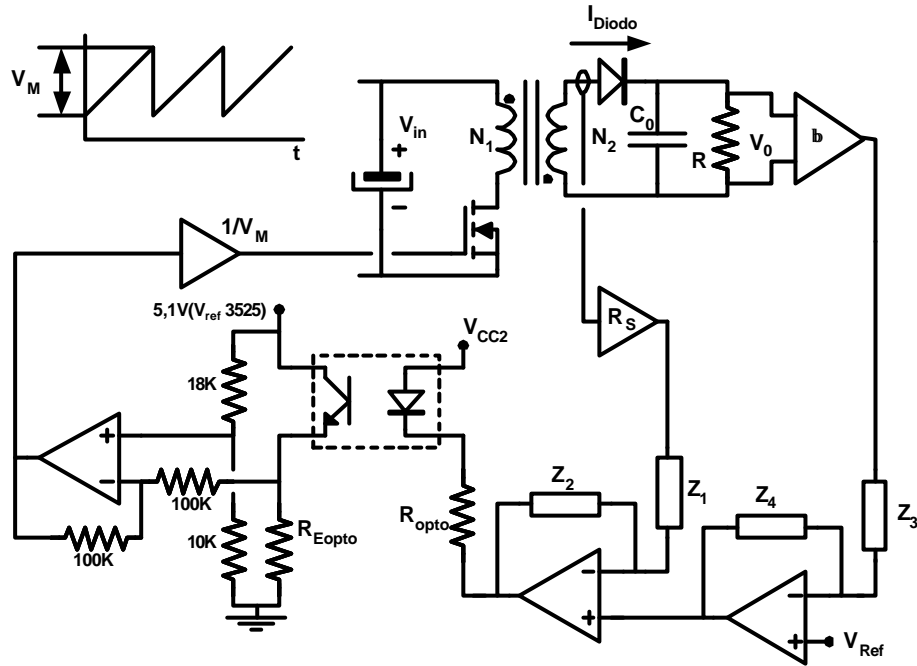
$$R2 = 7.979 \times 10^5 \quad C2 = 1 \times 10^{-8}$$

$$R11 = 4.721 \times 10^5 \quad C1 = 2.168 \times 10^{-9}$$

$$R1 = 3.67 \times 10^3 \quad C3 = 8.621 \times 10^{-11}$$

2. Control en Modo corriente promediada.

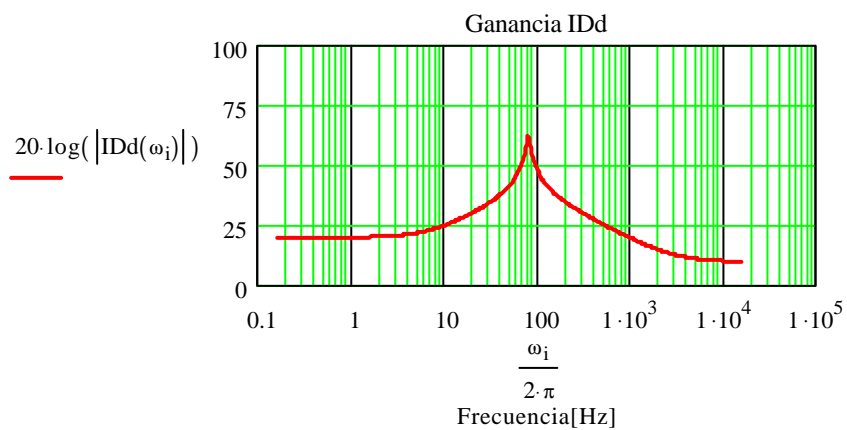
2.1. Función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente.



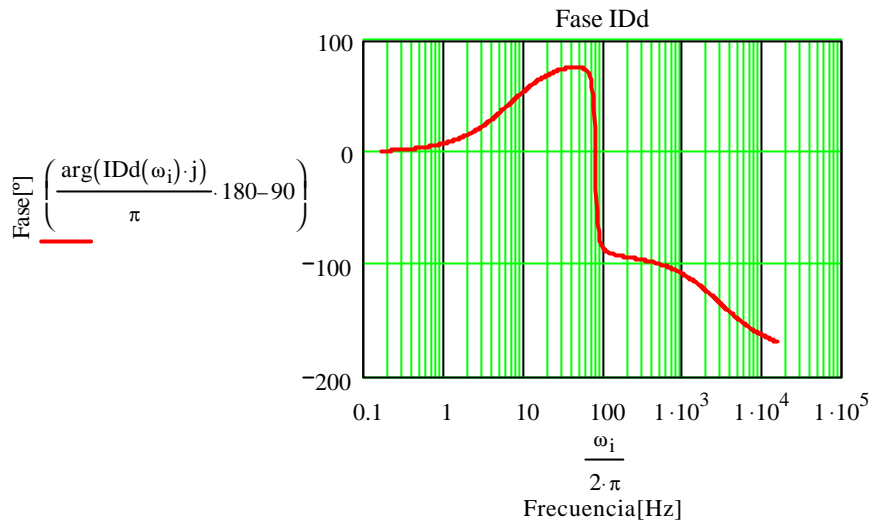
$R_s := 1$ Resistencia de sensado

Corriente en el diodo en función del ciclo de trabajo $IDd(\omega)$.

$$IDd(\omega) := \frac{V_0}{D \cdot (1 - D) \cdot R} \cdot \frac{\left[1 - \frac{D \cdot L_m}{R \cdot [N12 \cdot (1 - D)]^2} \cdot \omega \cdot j \right] \cdot (1 + R \cdot C \cdot \omega \cdot j)}{(\omega \cdot j)^2 \cdot \frac{L_m \cdot C}{N12^2 \cdot (1 - D)^2} + \frac{L_m}{N12^2 \cdot (1 - D)^2 \cdot R} \cdot (\omega \cdot j) + 1}$$



Convertidor de Retroceso



Puede observarse que gracias al cero se se atenúa la influencia del cero en el plano positivo, haciendo el control más sencillo.

Sobre esta función de transferencia se debe añadir la influencia del optoacoplador, así como las constantes implicadas R_s , VM .

$$GI_OL_sin_control(\omega) := IDd(\omega) \cdot \frac{R_s}{VM} \cdot VC2_VC1(\omega)$$

2.2. Características del lazo de control deseado. Diseño del controlador

El lazo de corriente puede ser muy rápido. Sin embargo, tiene una limitación impuesta por la pendiente de la señal triangular. La pendiente de la señal de control no podrá superar a la pendiente de la señal triangular. En caso contrario existirían conmutaciones a una frecuencia inferior a la deseada y el sistema presentaría oscilaciones.

$$fo_lim := \frac{VM}{2 \cdot \pi} \cdot Fs \quad fo_lim = 6.366 \times 10^3$$

MargenF := 45 margen de fase deseado en grados

$$foI := 1500 \quad \text{Frecuencia al paso por } 0dB \quad \omega oI := 2 \cdot \pi \cdot foI$$

El cero del PI (f_l) será situado en las proximidades de la frecuencia de resonancia. En esta posición solo se penaliza a la fase con 45° y se aumenta considerablemente la ganancia a baja frecuencia del sistema.

$$f_l := \text{Fresonancia}$$

$$f_l = 79.789$$

La función de transferencia del PI sin tener en cuenta la ganancia (K_{pi}) será $G_{pi}(\omega)$. Se ha añadido un pasabajos, para evitar interferencias debidas a la frecuencia de conmutación.

La corriente en el diodo es pulsante, por lo que se situará la frecuencia de corte del pasabajos por debajo de la de conmutación, y por encima de la frecuencia de paso por o dB.

$$fp1x := foI \cdot 1.5 \quad fp1x = 2.25 \times 10^3$$

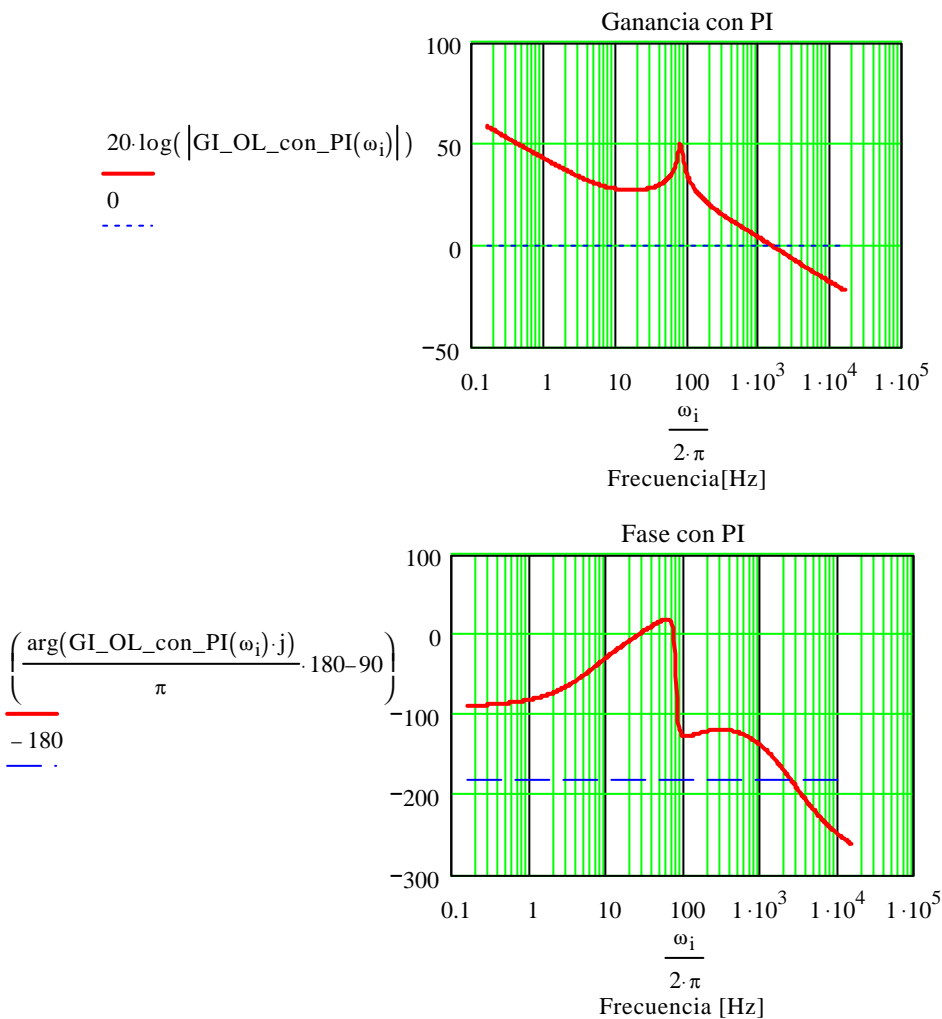
$$Gpi(\omega) := \left(1 + \frac{2 \cdot \pi \cdot fl}{\omega \cdot j} \right) \left(1 + \frac{\omega \cdot j}{2 \cdot \pi \cdot fp1x} \right)^{-1}$$

La constante Kpi es calculada para obtener la frecuencia de paso por cero deseada.

$$Kpi := \text{root}(20 \cdot \log(|GI_OL_sin_control(\omega oI) \cdot Gpi(\omega oI) \cdot a|), a, .01, 100) \quad Kpi = 0.51$$

$$GI_OL_con_PI(\omega) := GI_OL_sin_control(\omega) \cdot Kpi \cdot Gpi(\omega)$$

Comprobamos la ganancia y la fase



Margen de fase obtenido:

$$\frac{\arg(\text{GI_OL_sin_control}(\omega oI) \cdot K_{pi} \cdot \text{Gpi}(\omega oI) \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 + 180 = 25.43$$

si se desea mas margen de fase puede añadirse un PD

Para un MargenF = 45 Necesitaremos un ángulo θ

$$\theta := \text{MargenF} - 180 - \left(\frac{\arg(\text{GI_OL_sin_control}(\omega oI) \cdot K_{pi} \cdot \text{Gpi}(\omega oI) \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 \right) \quad \theta = 19.57$$

Compensación de FASE

Si la compensación de fase θ es inferior a 60 puede implementarse sin problemas en una sola etapa. Este controlador tiene un polo y un cero que estarán a diferentes frecuencias (f_p y f_z)

$$f_z := f_{oI} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)}{1 + \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)}} \quad f_z = 1.059 \times 10^3$$

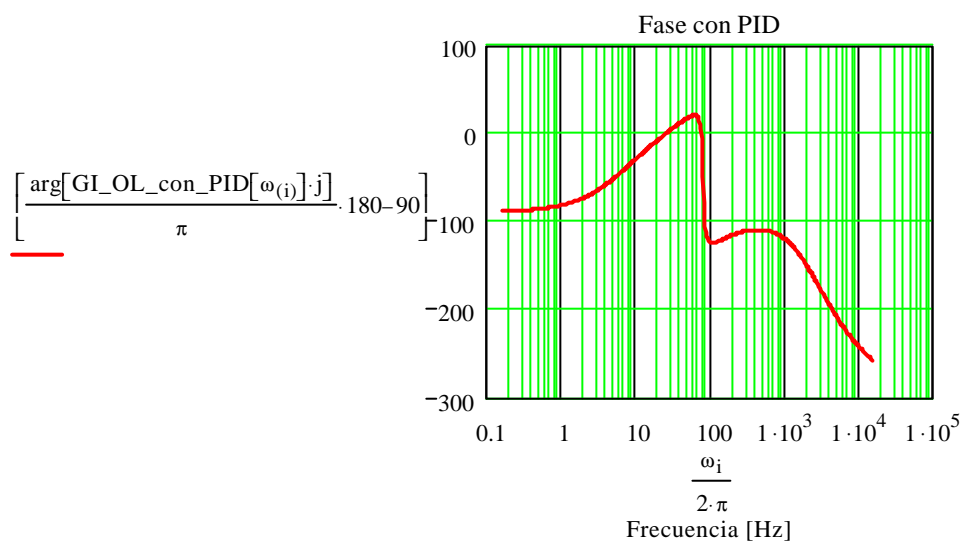
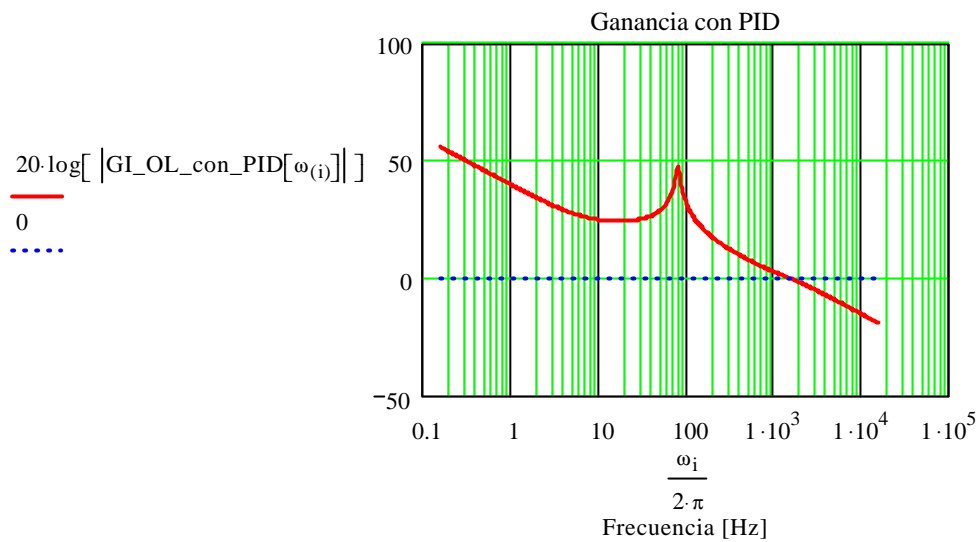
$$f_p := f_{oI} \cdot \sqrt{\left(\frac{1 - \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)}{1 + \sin\left(\frac{\theta \cdot \pi}{180}\right)} \right)^{-1}} \quad f_p = 2.125 \times 10^3$$

La ganancia de esta fase tendrá que ser tal que mantenga la frecuencia de paso por 0 (f_o), la ganancia será denominada K_{pd} y la respuesta en frecuencia $G_{pd}(\omega)$

$$G_{pd}(\omega) := \frac{1 + \frac{\omega \cdot j}{2 \cdot \pi \cdot f_z}}{\left(1 + \frac{\omega \cdot j}{2 \cdot \pi \cdot f_p} \right)}$$

$$K_{pd} := \text{root}(20 \cdot \log(|\text{GI_OL_sin_control}(\omega oI) \cdot K_{pi} \cdot \text{Gpi}(\omega oI) \cdot G_{pd}(\omega oI) \cdot a|), a, .01, 10000)$$

$$\text{GI_OL_con_PID}(\omega) := \text{GI_OL_sin_control}(\omega) \cdot K_{pi} \cdot \text{Gpi}(\omega) \cdot G_{pd}(\omega) \cdot K_{pd}$$



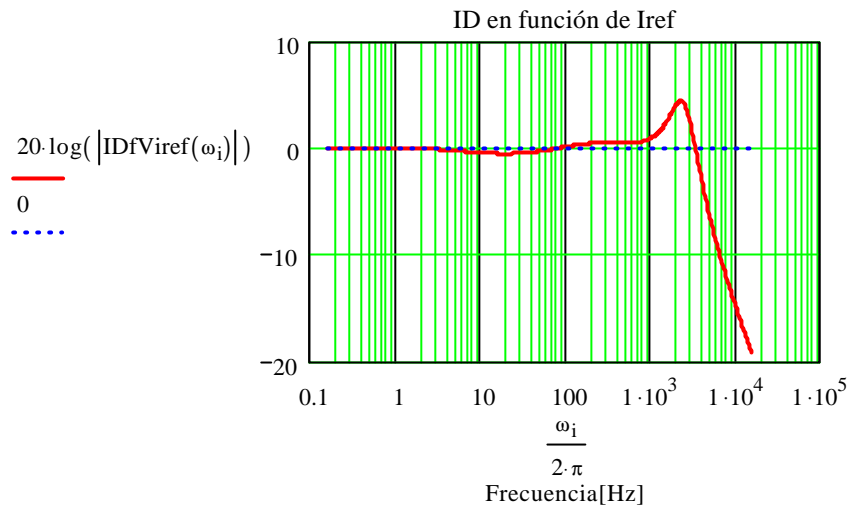
El margen de fase coincide con el deseado:

$$\frac{\arg(GI_{OL_con_PID}(\omega_o I) \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 + 180 = 45$$

La corriente en el diodo en función de la tensión de referencia de corriente sera:

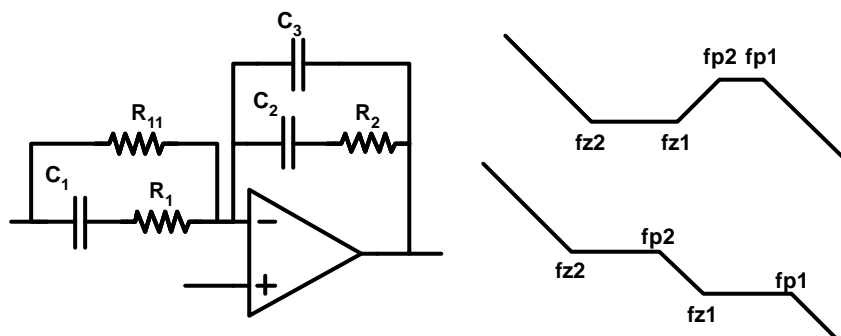
$$IdfViref(\omega) := \frac{GI_{OL_con_PID}(\omega)}{1 + \frac{Rs}{GI_{OL_con_PID}(\omega)}}$$

Convertidor de Retroceso



Diseño analógico del controlador PID

Calculo de los parámetros resistencias y condensadores del filtro (controlador)



$$fz1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1(R_1 + R_{11})} \quad fz2 = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 R_2} \quad fp1 = \frac{1}{2\pi \cdot C_1 R_1} \quad fp2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_2(C_3 \parallel C_2)}$$

Se introducen como valores iniciales: $C2 := 10 \cdot 10^{-9}$

$$fz = 1.059 \times 10^3 \quad fl = 79.789 \quad fp = 2.125 \times 10^3$$

$$fz2 := \min(fz, fl) \quad fz1 := \max(fz, fl) \quad fp2 := \min(fp, fp1x) \quad fp1 := \max(fp, fp1x)$$

$$fz1 = 1.059 \times 10^3 \quad fz2 = 79.789 \quad fp2 = 2.125 \times 10^3 \quad fp1 = 2.25 \times 10^3$$

Convertidor de Retroceso

$$R2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C2 \cdot fz2}$$

$$R2 = 1.995 \times 10^5$$

$$C2 = 1 \times 10^{-8}$$

$$C3 := \text{root} \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R2 \cdot \frac{C2 \cdot C3}{C2 + C3}} - fp2, C3, 10^{-20}, 10^{-4} \right) \quad C3 = 3.901 \times 10^{-10}$$

$$R11 := \frac{1}{(C2 + C3) \cdot Kpd \cdot Kpi \cdot 2 \cdot \pi \cdot fz2}$$

$$R11 = 5.337 \times 10^5$$

$$R1 := \frac{fz1 \cdot R11}{fp1 - fz1}$$

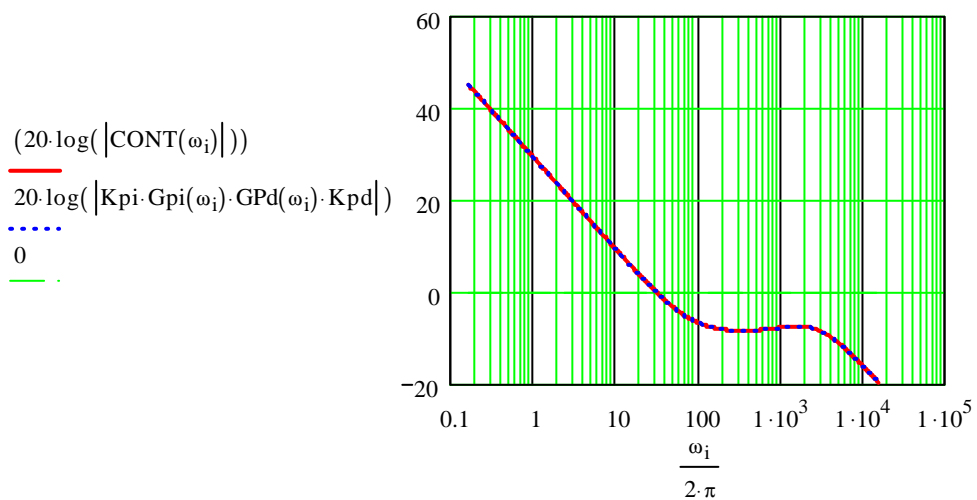
$$R1 = 4.743 \times 10^5$$

$$C1 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fp1 \cdot R1}$$

$$C1 = 1.491 \times 10^{-10}$$

$$\text{CONT}(\omega) := \frac{[(R1 + R11) \cdot C1 \cdot (\omega \cdot j) + 1] \cdot (R2 \cdot C2 \cdot \omega \cdot j + 1)}{\left(1 + C2 \cdot \frac{C3}{C2 + C3} \cdot R2 \cdot \omega \cdot j\right) \cdot (R1 \cdot C1 \cdot \omega \cdot j + 1) \cdot \omega \cdot j} \cdot \frac{1}{(C2 + C3) \cdot R11}$$

Comprobamos el resultado del controlador



2.3. Lazo de tensión del control en modo corriente.

Situamos la frecuencia de paso por cero del lazo de tensión aproximadamente entre una y dos octavas por debajo de la frecuencia de paso por cero del lazo de corriente.

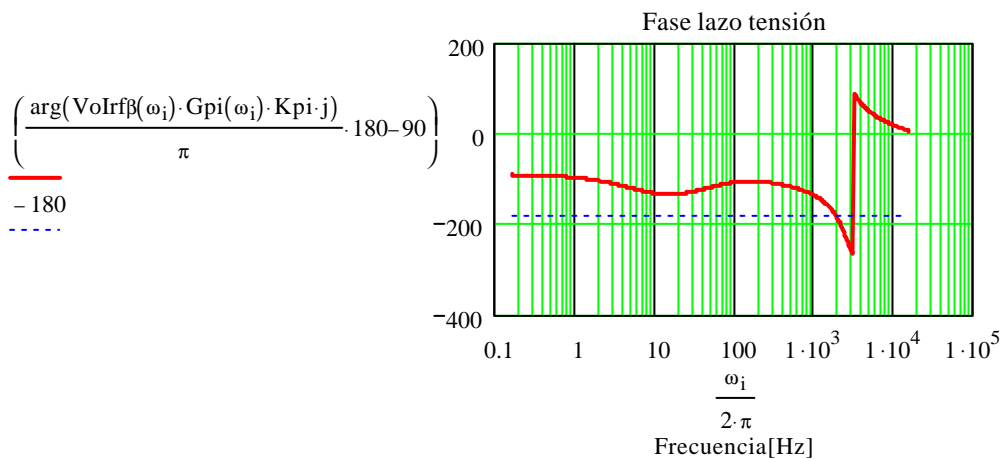
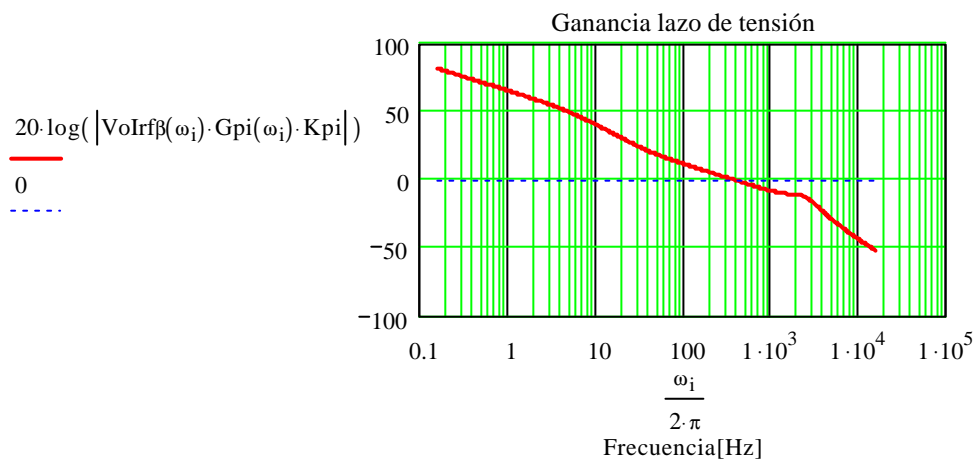
$$\omega_o V := \frac{\omega_o I}{4} \quad f_o V := \frac{\omega_o V}{2 \cdot \pi} \quad f_o V = 375 \quad \text{Fresonancia} = 79.789$$

En la mayor parte de los casos será suficiente con utilizar un PI

$$V_{oIrf\beta}(\omega) := \frac{1}{1} \cdot \frac{R}{R \cdot C \cdot \omega \cdot j + 1} \cdot \beta \cdot I_{dfViref}(\omega)$$

$$f_{cero} := \frac{f_o V}{10} \quad G_{pi}(\omega) := \left(1 + \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{cero}}{\omega \cdot j} \right) \quad f_{cero} = 37.5$$

$$K_{pi} := \text{root}(20 \cdot \log(|V_{oIrf\beta}(\omega_o V) \cdot G_{pi}(\omega_o V) \cdot a|), a, .01, 100) \quad K_{pi} = 20.833$$



$$\left(\frac{\arg(\text{Volrf}\beta(\omega o) \cdot \text{Gpi}(\omega o) \cdot \text{Kpi} \cdot j)}{\pi} \cdot 180 - 90 \right) + 180 = 59.08$$

$$\text{Cpi} := 10^{-7} \quad \text{R2pi} := \frac{1}{\text{Cpi} \cdot 2 \cdot \pi \cdot \text{fcero}} \quad \text{R1pi} := \frac{\text{R2pi}}{\text{Kpi}}$$

$$\text{R1pi} = 2.037 \times 10^3$$

$$\text{R2pi} = 4.244 \times 10^4$$