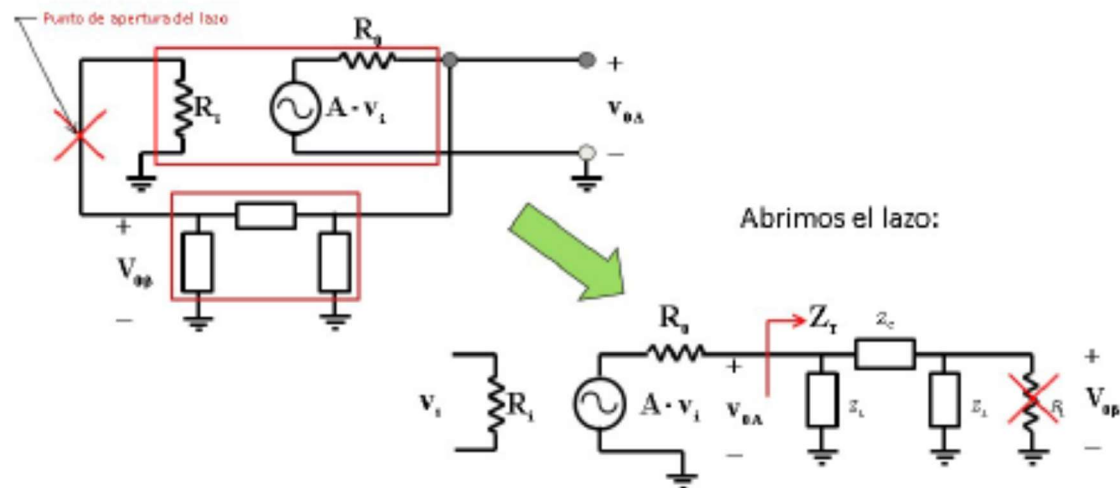


PARTE 1: Estudio del oscilador

Apartado 1)

Se considerará que la impedancia de entrada del amplificador inversor (R_1) es mucho mayor que la impedancia de la inductancia a la frecuencia de oscilación. Por ello, no es necesario tener en cuenta R_1 en paralelo con L al estudiar la ganancia del lazo.



$$A \cdot \beta = A \cdot \frac{Z_L(Z_C + Z_L)}{R_2(Z_L + Z_C + Z_L) + Z_L(Z_C + Z_L)} \cdot \frac{Z_L}{(Z_C + Z_L)}$$

$$A \cdot \beta(j\omega) = \left(\frac{-R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{-(L \cdot \omega)^2}{j \cdot R_2 \cdot \left(\frac{-1}{C \cdot \omega} + 2 \cdot L \cdot \omega \right) - L \cdot \omega \cdot \left(\frac{-1}{C \cdot \omega} + L \cdot \omega \right)}$$

Considere C como el valor de la capacidad equivalente que determina la operación del oscilador

Apartado 2)

Condición de fase:

$$\angle A \cdot \beta(j\omega_o) = 0^\circ \Rightarrow \text{Im}(A \cdot \beta(j\omega_o)) \Rightarrow \frac{1}{C\omega_o} = 2L\omega_o$$

Frecuencia de oscilación:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2L \cdot C}}$$

Condición de módulo:

$$|A \cdot \beta(j\omega)| \geq 1 \Rightarrow \left| \left(\frac{-R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{-(L \cdot \omega)^2}{-L \cdot \omega \cdot \left(\frac{-1}{C \cdot \omega} + L \cdot \omega \right)} \right| \geq 1 = \left| \left(\frac{-R_2}{R_1} \right) \cdot \frac{-(L \cdot \omega)^2}{-L \cdot \omega \cdot (-L \cdot \omega)} \right| \geq 1$$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1} \geq 1$$

Mantenimiento $R_2=R_1=100 \text{ k}\Omega$

Arranque $R_2 > R_1$

Apartado 3)

$$L := 650 \cdot 10^{-6}$$

$$C_{s1} := 240 \cdot 10^{-12}$$

$$C_{s2} := 85 \cdot 10^{-12}$$

La frecuencia mínima de oscilación se produce cuando el interruptor equivalente S está cerrado, lo que dispone las dos capacidades en paralelo:

$$f_{\min} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2L \cdot (C + C_{s1} + C_{s2})}}$$

$$f_{\min} := 200 \cdot 10^3$$

$$C_1 := \frac{1}{2L \cdot (2\pi \cdot f_{\min})^2} - (C_{s1} + C_{s2}) \quad C_1 = 1.621 \times 10^{-10}$$

$$f_{\max} := \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2L \cdot (C_1 + C_{s1})}} \quad f_{\max} = 2.201 \times 10^5$$

Apartado 4)

La frecuencia máxima de oscilación es aquella en la que el amplificador en bucle cerrado presenta una fase nula (desfase del amplificador de transimpedancia = -180°). Si el amplificador operacional está compensado por polo dominante y presenta un producto ganancia por ancho de banda GBW, la condición se cumple hasta una década antes de la frecuencia de corte en bucle cerrado.

Para asegurar la condición de mantenimiento en este caso la ganancia exigida al amplificador en bucle cerrado es 1, por tanto la frecuencia máxima será:

$$GBW := 6 \cdot 10^6 \quad f_{o_max} := \frac{1}{10} \cdot GBW = 6 \times 10^5$$

$$\text{Dado que la frecuencia máxima de oscilación es: } f_{\max} = 2.201 \times 10^5 < f_{o_max} = 6 \times 10^5$$

Sí se puede considerar que U1 es válido para esta aplicación en base al ancho de banda.

El "slew rate del A. Operacional" impone la máxima derivada de la tensión de salida, lo que se traduce al considerar fija la amplitud en que existe una frecuencia de oscilación máxima que se denominará fo_sr, por encima de la cual se producirá distorsión en la señal sinusoidal de salida.

Si la red N1 estabiliza la tensión de salida en una onda sinusoidal de 1 V eficaz (o rms), entonces la condición que se debe cumplir es:

$$\left. \frac{d}{dt} (V_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_{O_sr} \cdot t)) \right|_{max} \leq SR \Rightarrow V_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega_{O_sr} \cdot \cos(\omega_{O_sr} \cdot t) \Big|_{max} \leq SR$$

$$\Rightarrow V_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot \omega_{O_sr} \leq SR$$

$$SR := 16 \cdot 10^6 \quad V_{rms} := 1$$

$$fo_sr := \frac{SR}{V_{rms} \cdot \sqrt{2} \cdot 2 \cdot \pi} \quad fo_sr = 1.801 \times 10^6$$

Dado que fo_sr = 1800 kHz > fo_max = 220 kHz, no se producirá distorsión en la tensión de salida y por tanto U1 es válido para esta aplicación, teniendo en cuenta el SR:

PARTE 2: Estudio del amplificador

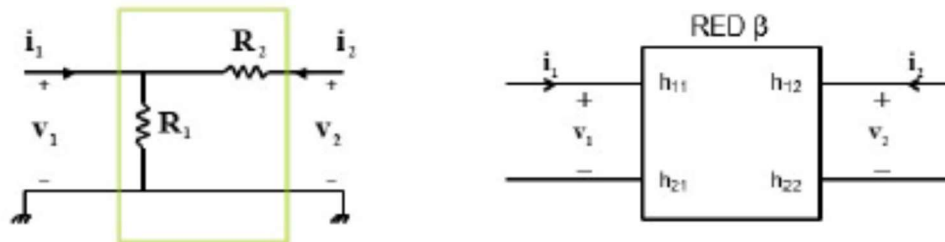
Apartado 5)

Se trata de una topología de realimentación Seri en la entrada y paralelo en la salida.

Los parámetros privilegiados de la red Beta son los parámetros h.

$$R1=R3$$

$$R2=R4$$



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1/i_1|_{v_2=0} & v_1/v_2|_{i_1=0} \\ 0 & i_2/v_2|_{i_1=0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

The diagram shows the circuit for calculating h_{11} , where the output voltage v_2 is set to zero. The input current i_1 flows through the parallel combination of R_1 and R_2 .

$$h_{11} = R_1 \parallel R_2$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

The diagram shows the circuit for calculating h_{12} , where the input current i_1 is set to zero. The output voltage v_2 is applied across the series combination of R_1 and R_2 .

$$h_{12} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

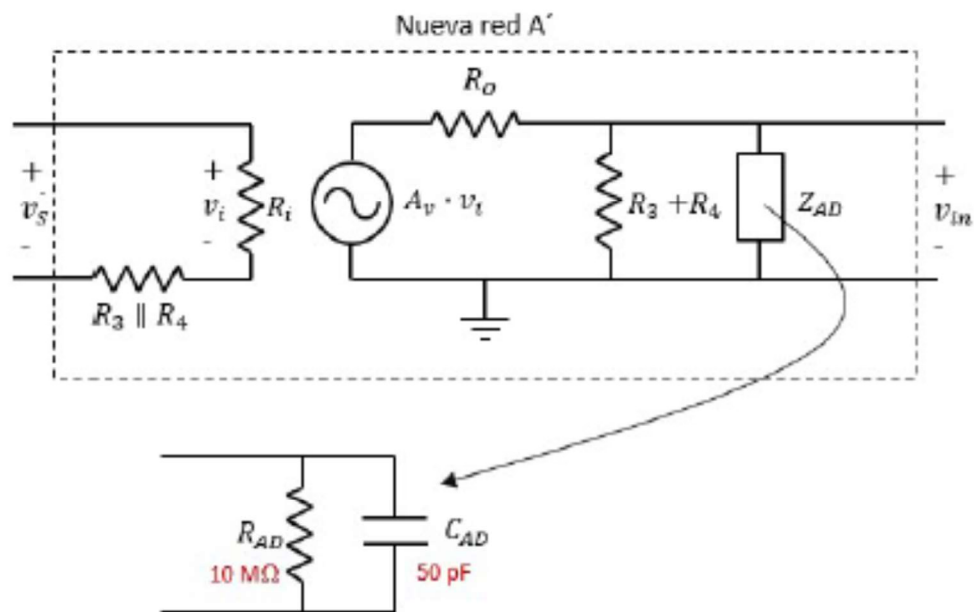
$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

The diagram shows the circuit for calculating h_{22} , where the input current i_1 is set to zero. The output voltage v_2 is applied across the series combination of R_1 and R_2 .

$$h_{22} = \frac{1}{R_1 + R_2}$$

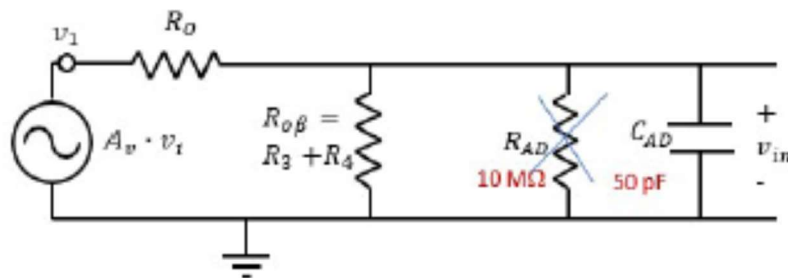
$$A \cdot \beta \gg 1 \rightarrow A_{CR} = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{5V_{ef}}{1V_{ef}} = 5 \cong \frac{1}{\beta} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \Rightarrow R_4 = 400k\Omega$$

Apartado 6)



Apartado 7)

Para calcular la nueva ganancia A' se va a despreciar el efecto de RAD, debido a su valor tan elevado.



$$A'(s) = \frac{R_i}{(R_3 \parallel R_4) + R_i} \cdot A_v(s) \cdot Div(s)$$

$$Div(s) = \frac{v_{in}}{v_1} = \frac{\frac{R_o \beta}{1 + R_o \beta \cdot C_{AD} \cdot s}}{R_o + \frac{R_o \beta}{1 + R_o \beta \cdot C_{AD} \cdot s}} = \frac{R_o \beta}{R_o \cdot (1 + R_o \beta \cdot C_{AD} \cdot s) + R_o \beta} =$$

$$= \frac{R_o \beta}{R_o + R_o \cdot R_o \beta \cdot C_{AD} \cdot s + R_o \beta} = \frac{R_o \beta}{R_o + R_o \beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o \cdot R_o \beta}{R_o + R_o \beta} \cdot C_{AD} \cdot s}$$

Por tanto, la nueva ganancia A' resulta:

$$A'(s) = \frac{R_i}{(R_3 \parallel R_4) + R_i} \cdot A_v(s) \cdot \frac{R_{o\beta}}{R_o + R_{o\beta}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_o \cdot R_{o\beta}}{R_o + R_{o\beta}} \cdot C_{AD} \cdot s}$$

Mientras que R_3 y R_4 presenten valores de decenas o centenas de $k\Omega$, los divisores de tensión de las expresiones anteriores son iguales a 1 y se puede despreciar su efecto.

En el último término, aparece una resistencia equivalente, que resulta ser igual al paralelo $R_o \parallel R_{o\beta}$. El resultado de este paralelo resulta ser igual a R_o , ya que $R_o = 318\Omega$ y $R_{o\beta} = R_3 + R_4$ estará en el orden de las centenas de $k\Omega$.

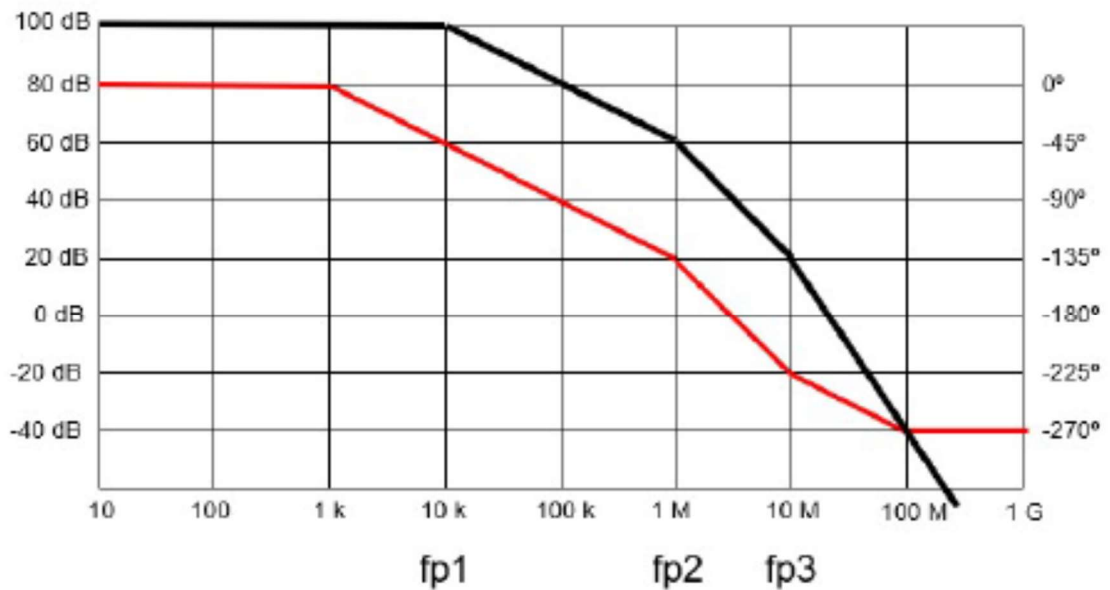
Por tanto, simplificado, la nueva ganancia A' resulta:

$$A'(s) = A_v(s) \cdot \frac{1}{1 + R_o \cdot C_{AD} \cdot s}$$

Donde se puede identificar un polo adicional debido al efecto de carga de la capacidad de entrada del multiplicador analógico junto con la resistencia de salida del amplificador operacional U2.

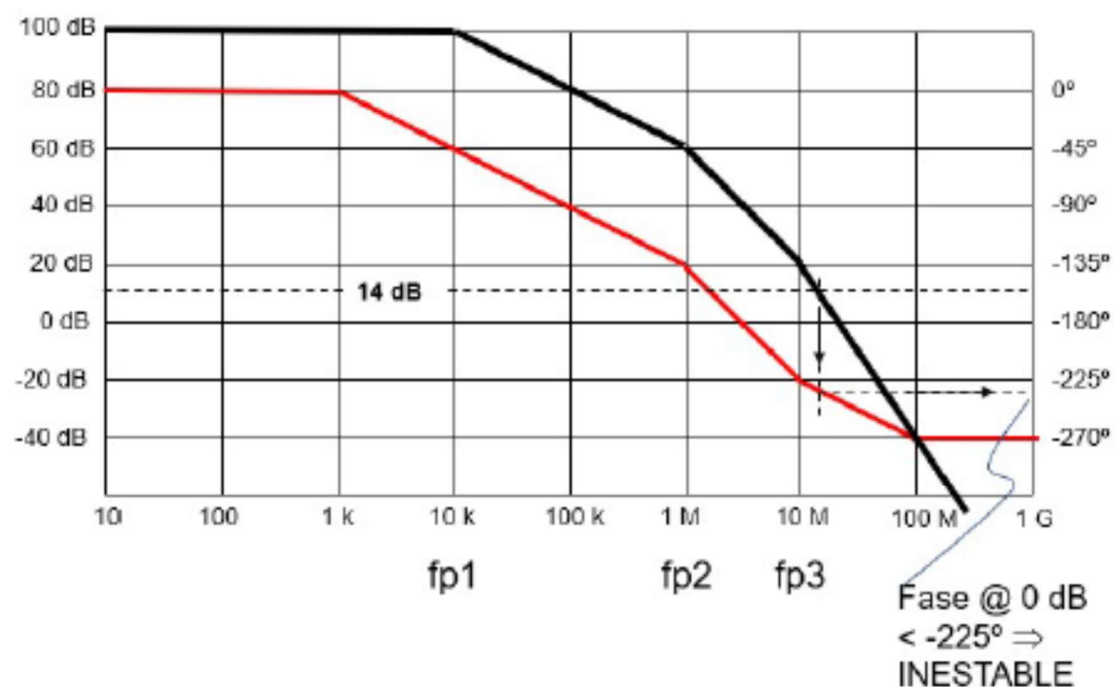
$$R_o := 318 \quad C_{AD} := 50 \cdot 10^{-12} \quad f_{pad} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_o \cdot C_{AD}} \quad f_{pad} = 1.001 \times 10^7$$

Apartado 8)

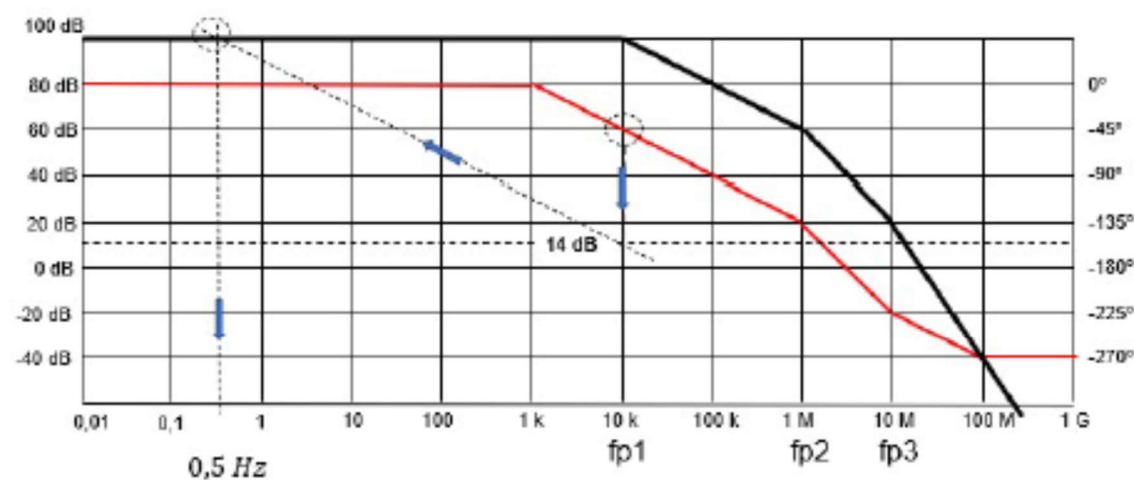


Apartado 9)

La ganancia del amplificador realimentado debe ser 5 a frecuencias medias. Por tanto, para comprobar la estabilidad es necesario tener en cuenta el nivel de 14 dB que supone la ganancia de 5.



Para compensar el amplificador en bucle cerrado para ganancia 5 y cargado con el ASD 633, es necesario compensar el amplificador U2 con un polo dominante en 0,5 Hz.



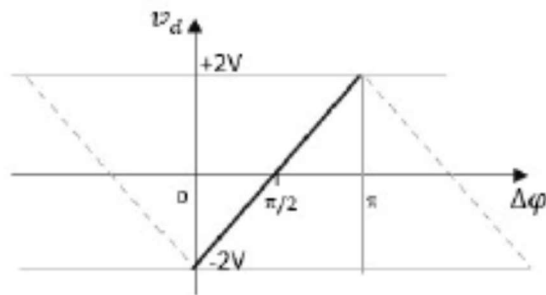
$$5 \times 10 \text{ kHz} = 10^5 \times f_{pd}$$

$$f_{pd} = \frac{5 \times 10^4 \text{ Hz}}{10^5} = 0,5 \text{ Hz}$$

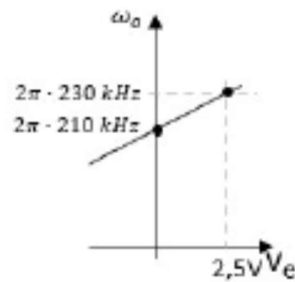
PARTE 3: Estudio del PLL

Apartado 10)

En base a los datos del enunciado, se tiene:



$$K_d := \frac{2}{\frac{\pi}{2}} \quad \text{V/rad}$$



$$K_o := \frac{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3}{2.5} \quad \text{rad.s}^{-1}/\text{V}$$

$$f_H := 210 \cdot 10^3 \quad \text{Hz}$$

Apartado 11)

Teniendo en cuenta que el amplificador implementado con U4 es un filtro paso bajo de primer orden, se tiene:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{\omega}_i} = \frac{1}{s} \cdot \frac{K_d \cdot F(s)}{1 + K_d \cdot F(s) \cdot K_o} = \frac{K_d \cdot F(s)}{s + K_d \cdot F(s) \cdot K_o}$$

$$F(s) = \frac{A}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{\omega}_i} = \frac{K_d \cdot F(s)}{s + K_d \cdot F(s) \cdot K_o} = \frac{K_d \cdot \frac{A}{1 + \frac{s}{\omega_p}}}{s + K_d \cdot \frac{A}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot K_o} =$$

$$G(s) = \frac{1}{K_o} \cdot \frac{K_d \cdot K_o \cdot A \cdot \omega_p}{s^2 + s \cdot \omega_p + K_d \cdot K_o \cdot A \cdot \omega_p}$$

Apartado 12)

Para atenuar el residuo de la tensión de salida del detector de fase, que resulta ser una señal sinusoidal del doble de frecuencia de la señal de entrada, se debe tener en cuenta el siguiente criterio:

$$\text{Att}_{dB} := 30 \quad \text{Att} := 10^{\frac{\text{Att}_{dB}}{20}} \quad \text{Att} = 31.623$$

$$\omega_p = 2 \cdot 2\pi \cdot f_{min} / \text{Att}$$

ya que se debe filtrar el residuo en el peor caso, que será la frecuencia mínima de entre las posibles frecuencias de entrada

$$\omega_p = 79.5 \text{ krad/s}$$

$$K_d = 1.273 \quad K_o = 5.027 \times 10^4$$

Apartado 13)

Al comparar la ecuación obtenida con la ecuación canónica de segundo orden, se pueden identificar los coeficientes característicos de la misma:

$$G(s) = \frac{K \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

$$\omega_n = \sqrt{K_d \cdot K_o \cdot A \cdot \omega_p}$$

$$2 \cdot \zeta \cdot \omega_n = \omega_p \Rightarrow \zeta = \frac{\omega_p}{2 \cdot \sqrt{K_d \cdot K_o \cdot A \cdot \omega_p}}$$

$$K_d = 1.273 \quad K_o = 5.027 \times 10^4$$

$$\zeta = 0.55$$

$$A = \frac{\omega_p}{2 \cdot \zeta^2 \cdot K_d \cdot K_o}$$

$$A = 2.053$$

La respuesta en frecuencia del filtro implementado en el PLL viene dado por:

$$F(j\omega) = -\frac{R_6}{R_5} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{1/R_6 \cdot C_2}}$$

$$\text{Eligiendo } C_2 = 10 \cdot 10^{-9}$$

$$R_6 = \frac{1}{\omega_p \cdot C_2} \quad R_6 = 2.516 \times 10^3$$

Y dado que la ganancia, A, que es necesario implementar es 2:
 $R_5 = R_6 / 2 = 1.25 \text{ k}\Omega$

Apartado 14)

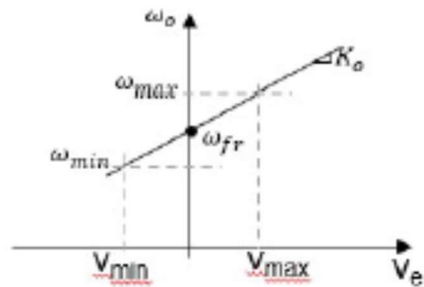
$$\omega_n := \sqrt{K_d \cdot K_o \cdot A \cdot \omega_p}$$

$$\omega_n = 102 \text{ krad/s}$$

$$t_s := \frac{\pi}{\zeta \cdot \omega_n}$$

$$t_s = 0.06 \text{ ms}$$

tiempo de establecimiento



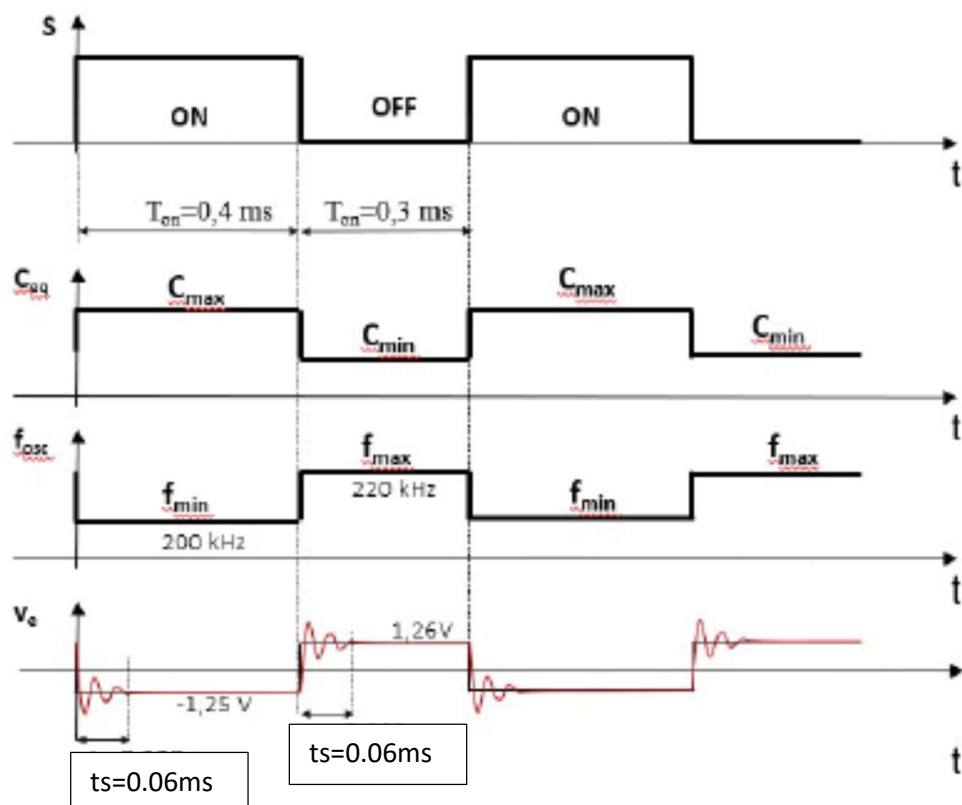
$$\omega = \omega_{fr} + K_o \cdot V_e$$

$$f = f_{fr} + \frac{K_o}{2\pi} \cdot V_e$$

$$V_e = \frac{2\pi \cdot (f - f_{fr})}{K_o}$$

$$V_{min} := \frac{2 \cdot \pi \cdot (f_{min} - f_{fr})}{K_o} \quad V_{min} = -1.25$$

$$V_{max} := \frac{2 \cdot \pi \cdot (f_{max} - f_{fr})}{K_o} \quad V_{max} = 1.266$$



PARTE 4

Apartado 15)

En un convertidor reductor, aplicando la igualdad "voltios x segundo" a la tensión en la inductancia, L_b , o lo que es igual, considerar que en régimen permanente la tensión media en la inductancia es nula, se tiene:

$$V_O = V_{in} \cdot D \quad V_{in} := 25 \quad V_O := 15$$

y de aquí, el ciclo de trabajo valdrá:

$$D := \frac{V_O}{V_{in}} \quad D = 0.6$$

$$f_{sw} := 400 \cdot 10^3 \quad T_{sw} := \frac{1}{f_{sw}} \quad T_{on} := T_{sw} \cdot D \quad T_{off} := T_{sw} \cdot (1 - D)$$

Apartado 16)

Dado que la corriente media por el condensador es nula en régimen permanente, y que la corriente de base de Q_1 y la corriente de R_{bias} se pueden considerar despreciables frente a la corriente de emisor de Q_1 , se tiene que la corriente media por la inductancia es igual a la suma de las corrientes que demandan las salidas +Vcc y +Vcc2

$$I_{Vcc} := 100 \cdot 10^{-3}$$

$$I_{Vcc2} := 50 \cdot 10^{-3}$$

$$I_L := I_{Vcc} + I_{Vcc2}$$

$$I_L = 0.15$$

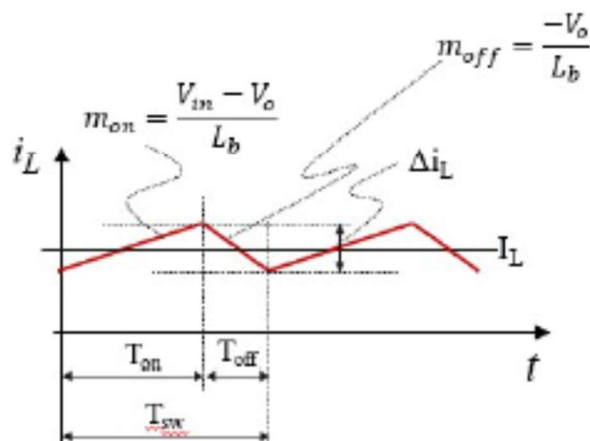
Tal como se muestra en la siguiente figura basta con multiplicar la pendiente por la duración del intervalo, tanto para T_{on} , como para T_{off} . De esta manera se obtiene:

$$L_b := 250 \cdot 10^{-6}$$

$$\Delta i_L := \frac{V_{in} - V_O}{L_b} \cdot T_{on}$$

$$\Delta i_L = 0.06$$

$$T_{on} = 1.5 \times 10^{-6} \quad T_{off} = 1 \times 10^{-6} \quad T_{sw} = 2.5 \times 10^{-6}$$



Apartado 17)

Debido a la gran ganancia en continua que presenta el amplificador operacional con el que se implementa el amplificador de error del regulador lineal, se cumple:

$$V_{cc2} \cdot \frac{R_b}{R_b + R_a} = V_{ref}$$

De aquí se obtiene:

$$R_a = R_b \frac{V_{cc2} - V_{ref}}{V_{ref}}$$

Dado que $R_b = 10 \text{ k}\Omega$, se puede calcular R_a :

$$R_a := 10 \cdot 10^3 \frac{10 - 2.5}{2.5}$$

$$R_a = 3 \times 10^4$$

Apartado 18)

El rendimiento del regulador lineal se calcula según la expresión de las potencias de entrada y salida:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{V_o \cdot I_{cc2}}{V_{in} \cdot I_{cc2}} = \frac{V_o}{V_{in}}$$

$$\eta := \frac{10}{15} \quad \eta = 0.667$$