SOLUCION:

PARTE 1

1.) Represente el esquema del Oscilador en Puente de Wien basado en un Amplificador Operacional

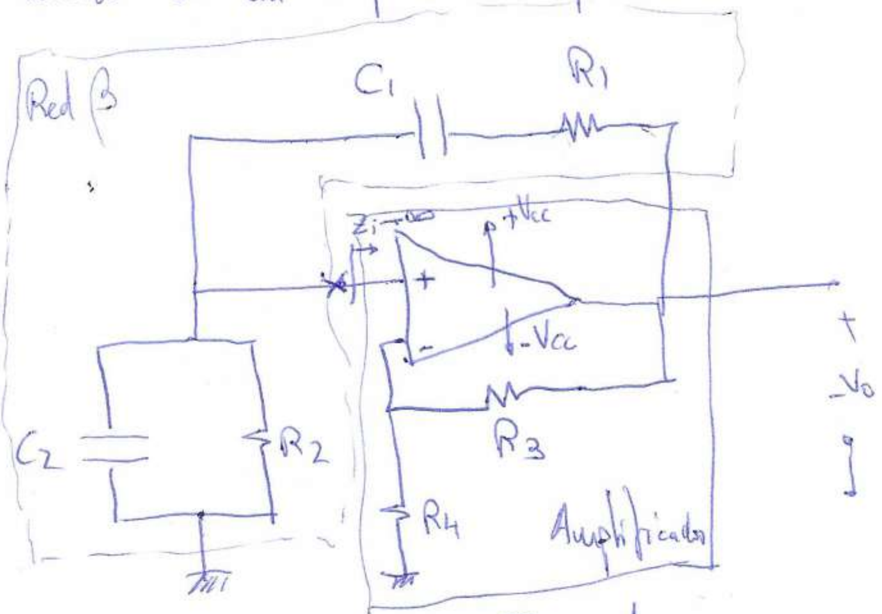


Figura 1

2.) Obtenga la ganancia de lazo del oscilador y deduzca la condición de arranque y la frecuencia de oscilación del oscilador

a) Abrimos el Oscilador de la Figura 1 por el terminal (+) del Amplificador Operacional para calcular la ganancia de lazo del Oscilador $A\beta$.

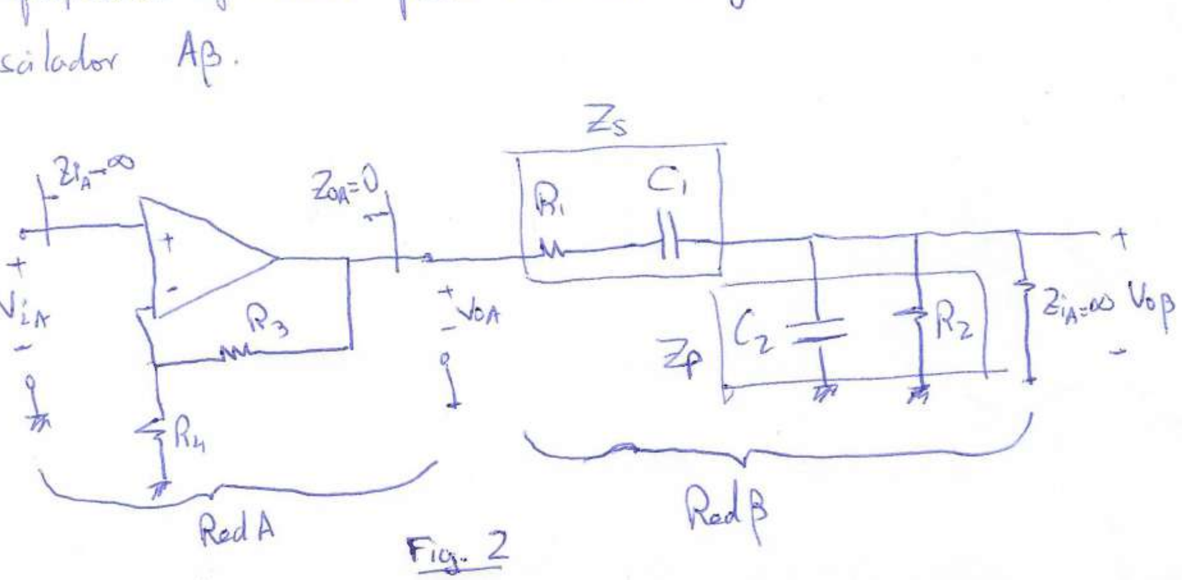


Fig. 2

Para el cálculo de la Ganancia de lazo $A\beta$ a través del circuito de la Fig. 2, tenemos:

$$A\beta = \frac{V_{o\beta}}{V_{iA}} = \frac{V_{o\beta}}{V_{oA}} \times \frac{V_{oA}}{V_{iA}}$$

En consecuencia, el Producto $A\beta$ se obtiene mediante las expresiones según la Fig. 2.

$$A\beta(s) = \underbrace{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}_{A} \times \underbrace{\frac{Z_P}{Z_S + Z_P}}_{\beta(s)} = \underbrace{\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}_{A} \times \underbrace{\frac{\overbrace{\frac{R_2}{1+sC_2R_2}}^{Z_P}}{\underbrace{\left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right)}_{Z_S} + \underbrace{\left(\frac{R_2}{1+sC_2R_2}\right)}_{Z_P}}}_{\beta(s)}$$

Suponiendo $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$, tenemos:

$$\beta(s) = \frac{\frac{R}{1+sCR}}{\left(R + \frac{1}{sC}\right) + \left(\frac{R}{1+sCR}\right)} = \frac{\frac{R}{1+sCR}}{\left(\frac{sCR+1}{sC}\right) + \left(\frac{R}{1+sCR}\right)} =$$

$$\beta(s) = \frac{\frac{R}{\cancel{1+sCR}}}{\frac{(1+sCR)(1+sCR) + sCR}{sC(\cancel{1+sCR})}} = \frac{sRC}{(1+sCR)^2 + sCR}$$

$$\beta(s) = \frac{sCR}{1 + 2sCR + s^2C^2R^2 + sCR} = \frac{sCR}{1 + 3sCR + s^2C^2R^2}$$

$$\beta(s) = \frac{1}{\frac{1}{sCR} + 3 + sCR} \Rightarrow \boxed{\beta(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{j\omega RC} + 3 + j\omega RC}}$$

O bien, $$\beta(j\omega) = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

En consecuencia, la ganancia de lazo $A\beta(j\omega)$ tiene como expresión:

$$\boxed{A\beta(j\omega) = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}}$$

(b) Si aplicamos las condiciones de Barkhausem para el Oscilador tenemos:

$$|A\beta(j\omega_0)| = 1 \quad y \quad \angle A\beta(j\omega_0) = 0^\circ$$

(b1) Condición de Fase.

$$\angle A\beta(j\omega_0) = 0^\circ \Rightarrow \angle\beta(j\omega_0) = 0^\circ$$

En consecuencia, para que la Fase de $\beta(j\omega_0)$ sea 0° la parte imaginaria de $\beta(j\omega_0)$ debe ser Zero.

Es decir, $j\left(\omega_0 RC - \frac{1}{\omega_0 RC}\right) = 0 \Rightarrow \omega_0 RC = \frac{1}{\omega_0 RC} \rightarrow \omega_0^2 = \left(\frac{1}{RC}\right)^2$

Siendo $\boxed{\omega_0 = \frac{1}{RC}}$ y la frecuencia de oscilación:

$$\boxed{f_0 = \frac{1}{2\pi RC}}$$

(b2) Para el cálculo de la condición de arranque del oscilador se ha de cumplir: $|A \cdot \beta(j\omega_0)| > 1 \Rightarrow \underbrace{1 + \frac{R_3}{R_4}}_{A} \times \frac{1}{3 + \underbrace{j\left(\cancel{\omega_0 RC - \frac{1}{\omega_0 RC}}\right)}} > 1$

Valor nulo según hemos visto anteriormente.

Por tanto tenemos:

$$\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \times \frac{1}{3} > 1 \Rightarrow \boxed{1 + \frac{R_3}{R_4} > 3}$$

3. Calcular los valores de los componentes del oscilador para que la señal de salida del generador de audio, V_0, pueda variar dentro de las frecuencias acústicas correspondientes a 2 octavas. $440\ Hz$ y $1760\ Hz$ (4)

En el oscilador en Puente de Wien suponemos que $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$ en las Figuras 1 y 2.

Para lo cual tomamos como valor de $R = 5k\Omega$

Por tanto, $f_{o1} = \frac{1}{2\pi RC}$ y tomando como frecuencia menor $f_{o1} = 440\ Hz$ tenemos:

$$440\ Hz = \frac{1}{2\pi \times 5k\Omega \times C} \rightarrow C_{440Hz} = \frac{1}{2\pi \times 5k\Omega \times 440Hz}\ F$$

(a) $$\boxed{C_{440Hz} = \frac{1}{2 \times 5 \times \pi \times 0{,}44 \times 10^6}\ F = 70\ nF}$$

(b) Para el caso de $f_{o2} = 1760\ Hz$ como $f_{o2} = 1760\ Hz = 4 \times 440\ Hz$

Tenemos que $C_{1760Hz} = \frac{1}{2\pi \times 5k\Omega \times 440Hz \times 4}\ F = \boxed{17{,}5\ nF}$

Es decir $C_2 = C_{1760Hz}$ es 4 veces menor que $C_1 = C_{440Hz}$

$C_2 = 17{,}5\ nF$, $C_1 = 70\ nF$

Es de señalar que para variar la frecuencia de 440 Hz a 1760 Hz debemos variar los condensadores del Puente de Wien en la Fig 1 y Fig. 2 $C_1 = C_2 = C$ a la vez para que se produzca este cambio de frecuencia

4 - Proponga un esquema del oscilador añadiendo un limitador de amplitud que pueda permitir que la señal de salida V_o, tenga una amplitud de 2,5 V_{pp}.

Para limitar la amplitud de la tensión de salida del oscilador en puente de Wien se debe adoptar este circuito:

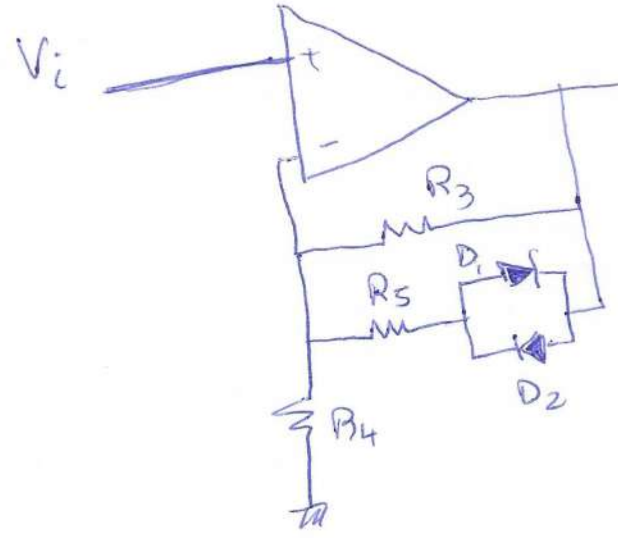


Figura 3

1 De tal forma que D_1 trabaja en el semiciclo negativo
2 y D_2 trabaja en el semiciclo positivo

3 Si V_o no es superior a 0,7 Voltios para que conduzcan los diodos.

4 Al suponer que $A_v = 1 + \frac{R_3}{R_4} > 3$, arranca el oscilador.
Si tomamos como valores $R_4 = 1\,K\Omega$ y $R_3 = 2,2\,K\Omega$, entonces arranca el oscilador hasta que conduzcan los Diodos D_1 y D_2 en sus respectivos semiciclos y entonces tenemos como ganancia del amplificador $A = 1 + \frac{R_3 \| (R_5 + rd)}{R_4} < 1 + \frac{R_3}{R_4}$ de forma que el oscilador disminuye su amplitud y no conducen los Diodos. Es decir:

← Manteniendose un valor constante de la amplitud

5. Deducir cuál debe ser el Producto Ganancia por ancho de Banda ($G \times BW$) y el Slew Rate (SR) mínimo que debe tener el Amplificador Operacional utilizado para que el generador de señales de audio funcione correctamente

a) Producto Ganancia por ancho de Banda mínimo del A.O., siendo la Ganancia del amplificador $G_V = 3$ para el Oscilador en puente de Wien y el ancho de Banda $10 \times 1760\,Hz \Rightarrow 3 * BW_{min} = 3 \times 17{,}6\,KHz \Rightarrow$

$$\boxed{G \times BW_{min} = 52{,}8\ KHz}$$

b) Forma de onda a la salida del A.O. para calcular el Slew Rate:

$$v_o(t) = 1{,}25V_p \, sen(\omega_o t)$$

Y la Pendiente máxima en $t=0$

$$\left.\frac{d\,V_o(t)}{dt}\right|_{t=0} = 1{,}25\,V_p \cos(\omega_o t) \times \omega_o \Big|_{t=0} = 1{,}25\,\omega_o$$

$$\left.\frac{d\,V_o(t)}{dt}\right|_{max} = 1{,}25V \times 2\pi \times 1{,}76\,KHz = 1{,}38 \times 10^4\,V/s$$

Es decir el $\boxed{SR_{min} = 138\ V/\mu s}$

PARTE 2

(6) Represente el esquema del circuito driver del láser en pequeña señal a frecuencias medias. Considere que la resistencia equivalente del láser, $r_{Láser} = 290\,\Omega$

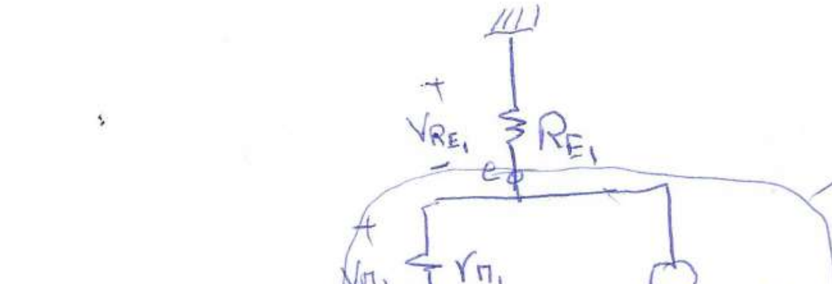


Figura 4

Circuito equivalente de un transistor PNP en pequeña señal

Si $i_o \uparrow$ $V_{RE_1} \uparrow$ siendo $V_e = -V_{\pi_1} - V_{RE_1}$

Como $V_e = V_{o2} = -V_{\pi_1} - V_{RE_1} \rightarrow V_e = V_{o2} = \text{Constante}$

Si $V_{RE_1} \uparrow$ $V_{\pi_1} \downarrow$ $i_o \downarrow$ Real. Negativa

(7.) ¿Qué topología de realimentación existe en el circuito que utiliza el transistor Q_1 y cuál es la función de transferencia que estabiliza? Justifique la respuesta.

Existe una realimentación Negativa <u>Serie a la entrada y Serie a la salida</u>, ya que muestreamos la corriente del diodo láser i_o a través de R_{E_1} y comparamos la caída de tensión con la caída que se produce en r_{π_1}: V_{π_1}.

En consecuencia la función de transferencia que se estabiliza en el circuito es una Transconductancia: $\boxed{G_Y = \frac{A_Y}{1 + A_Y \beta_Z} = \frac{i_o}{v_e}}$

En este caso particular, $\beta_Z = R_{E_1}$, ya que la red β de <u>realimentación es</u>:

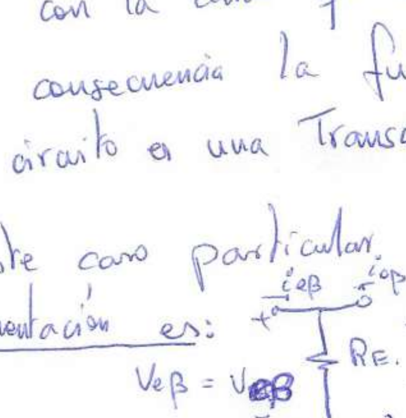


Fig. 5

Es decir nuestro circuito equivalente del amplificador realimentado a través del Transistor Q_1 es: (8)

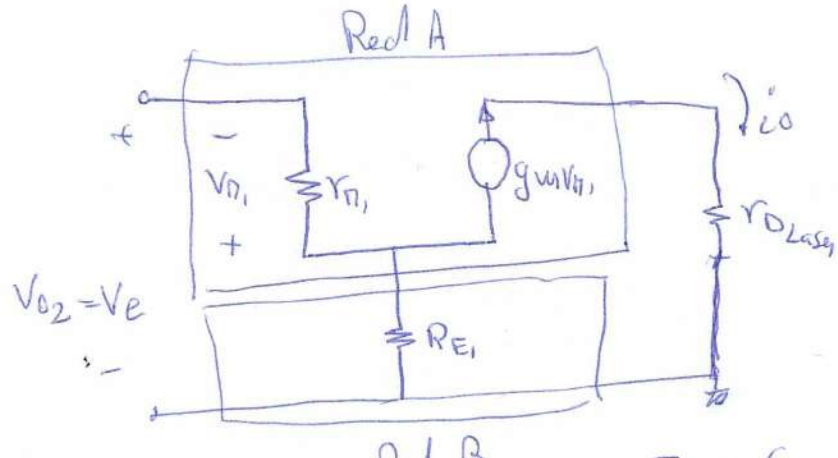


Figura 6

(8.) Si la señal que nos da el generador de audio es de 2,5Vpp obtener la amplitud en App de la corriente de modulación que se está aplicando al diodo láser. Suponga que en el circuito realimentado de Q_1 el producto $\underline{A'\beta >> 1}$

En este circuito realimentado se tiene:

$$\boxed{G_Y = \frac{A_Y}{1+A_Y\beta_Z} = \frac{i_o}{V_e}\Bigg|_{A_Y\beta_Z>>1} \simeq \frac{\cancel{A_Y}}{\cancel{A_Y}\beta_Z} = \frac{1}{\beta_Z} = \frac{1}{R_{E_1}}}$$

Es decir $\boxed{\frac{i_o}{\underset{= V_{o2}}{V_e}} = \frac{1}{R_{E_1}}}$.

En consecuencia, $\boxed{i_o = V_{o2} \times \frac{1}{R_{E_1}} = 2{,}5V_{pp}\,\frac{1}{110\Omega} = 22{,}7\,mA}$

PARTE 3

(10). Demuestre que en el circuito de acondicionamiento del fotodiodo existe realimentación negativa.

El circuito equivalente en pequeña señal correspondiente al circuito receptor del enunciado de la Figura 1 es:

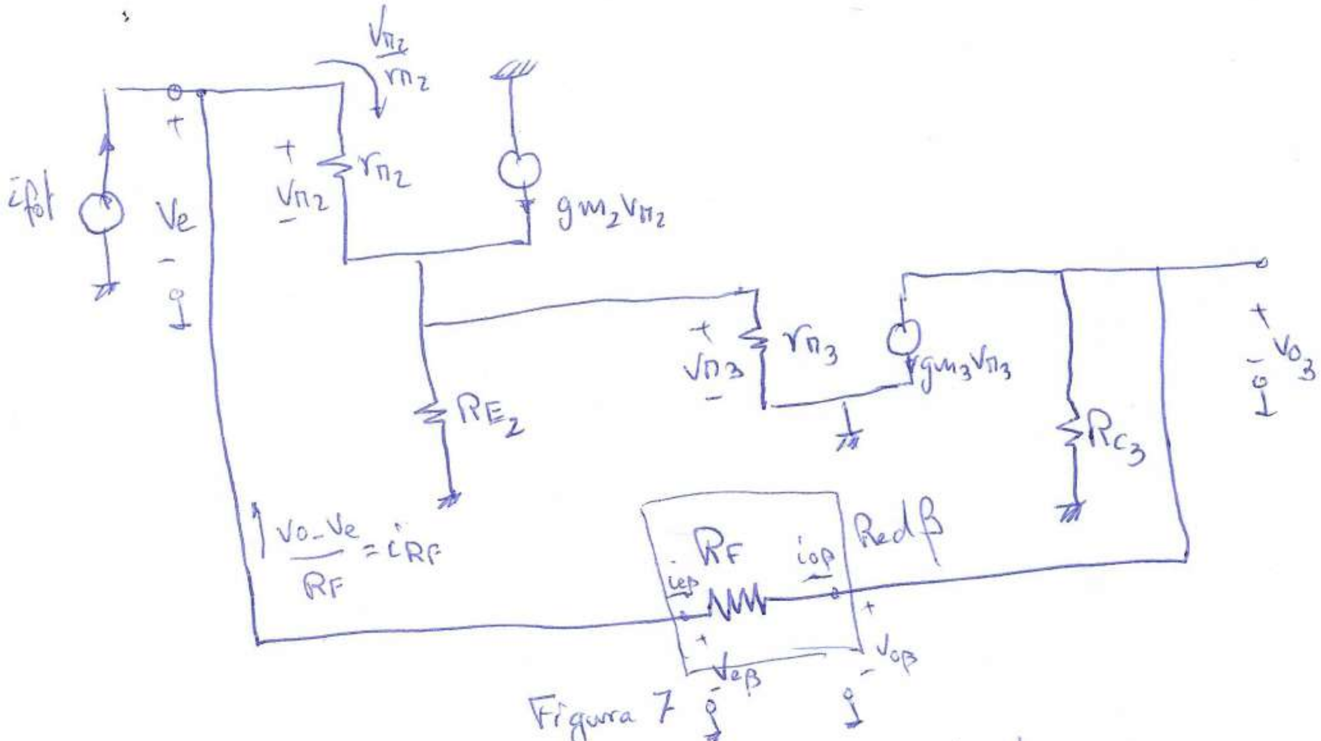


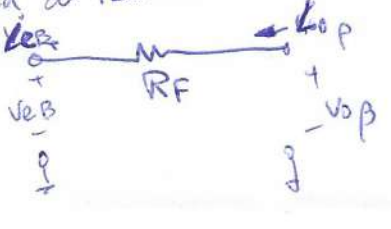
Figura 7

Suponemos que en el circuito muestreamos la tensión V_o en consecuencia tenemos

$$\underline{V_o}\uparrow \quad \frac{V_o - V_e}{R_F}\uparrow \quad \underbrace{i_{fot}}_{Const} + \underbrace{i_{RF}}_{\frac{V_o - V_e}{R_F}} = \frac{V_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} \rightarrow \frac{V_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\uparrow \; g_{m2}V_{\pi 2}\uparrow \; V_{\pi 3}\downarrow \; g_{m3}V_{\pi 3}\uparrow$$

Y si $g_{m3}V_{\pi 3}\uparrow$ $\underline{V_o \simeq - g_{m3}V_{\pi 3}R_{C3}}\downarrow$ En consecuencia tenemos Realimentación Negativa a través de la Resistencia R_F

Es decir la Red de Realimentación, es



que se corresponde con una Topología Paralelo - Paralelo

Figura 8

11. Represente las redes A' y β del circuito de acondicionamiento

a) La Red β es en consecuencia:

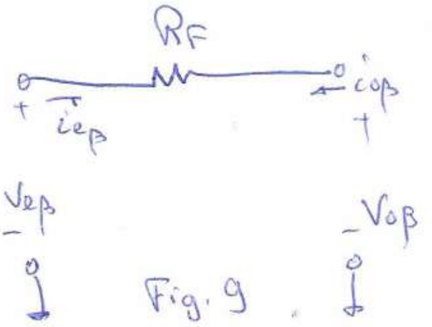


Fig. 9

$$i_{e\beta} = y_{11\beta} V_{e\beta} + y_{12\beta} V_{o\beta}$$

$$i_{o\beta} = y_{21\beta} V_{e\beta} + y_{22\beta} V_{o\beta}$$

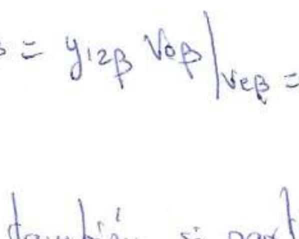
En donde podemos obtener los siguientes parámetros

$i_{e\beta} = y_{11\beta} V_{e\beta} \Big|_{V_{o\beta}=0}$ Es decir, $y_{11\beta} = \dfrac{i_{e\beta}}{V_{e\beta}}\Big|_{V_{o\beta}=0} = \boxed{\dfrac{1}{R_F}}$

$i_{o\beta} = y_{22\beta} V_{o\beta} \Big|_{V_{e\beta}=0}$ Es decir, $y_{22\beta} = \dfrac{i_{o\beta}}{V_{o\beta}}\Big|_{V_{e\beta}=0} = \boxed{\dfrac{1}{R_F}}$

$i_{e\beta} = y_{12\beta} V_{o\beta} \Big|_{V_{e\beta}=0}$, Es decir $y_{12\beta} = \dfrac{i_{e\beta}}{V_{o\beta}}\Big|_{V_{e\beta}=0} = \boxed{-\dfrac{1}{R_F} = \beta_Y}$

b) O también si partimos de la Red β



Tenemos $\beta_Y = \dfrac{I_1}{V_2}\Big|_{V_1=0} = \boxed{-\dfrac{1}{R_F}}$

Fig. 10

Y para calcular los efectos de carga de la red β a la entrada la calculamos a través de la expresión

$$\beta_{11} = \frac{V_1}{I_1}\Big|_{V_2=0} = \boxed{R_F}$$

Y los efectos de carga de la red β a la salida lo calculamos a través de la expresión: $\beta_{22} = \dfrac{V_2}{I_2}\Big|_{V_1=0} = \boxed{R_F}$

(c) En consecuencia la red A' se corresponde con el Amplificador de la Fig. 7 incluyéndole los efectos de carga de la Red β tanto a la entrada como a la salida del circuito. Es decir

Red A'

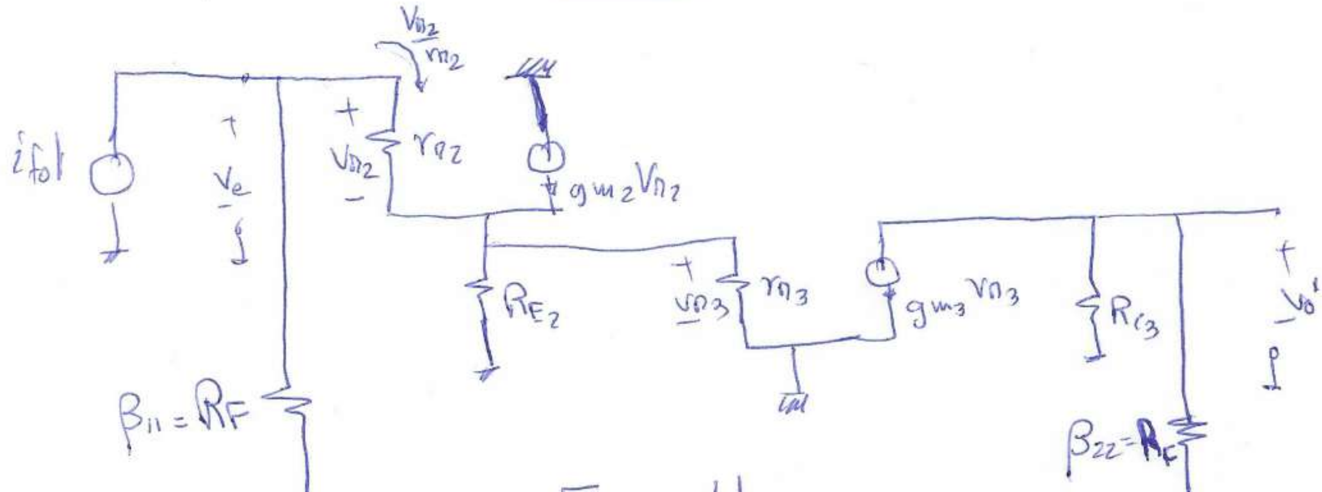


Figura 11

(12.) Calcular el valor de la ganancia de la red A' y de la red β

El cálculo de la ganancia A' se corresponde con calcular el valor de la expresión $\frac{v_o}{i_{fot}}$ en el circuito de la Fig. 11.

Y el cálculo del valor de β_Y según la Figura 10 es:

$$\boxed{\beta_Y = -\frac{1}{R_F} = -\frac{1}{20K\Omega} = -5\times10^{-5}\frac{1}{\Omega} = -0{,}05\frac{1}{K\Omega}}$$

Asimismo, para el cálculo de A' según el circuito de la Fig 11 tenemos:

$$\boxed{\frac{v_o'}{i_{fot}} = \underbrace{\frac{v_o}{v_{\pi 3}}}_{1} \times \underbrace{\frac{v_{\pi 3}}{v_{\pi 2}}}_{2} \times \underbrace{\frac{v_{\pi 2}}{i_{fot}}}_{3} = A_Z'}$$

Por tanto tenemos para la expresión 1

1 $V_o' = -g_{m3} V_{\pi 3} \left[R_{C3} \| R_F\right] \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_{\pi 3}} = -g_{m3}\, R_{C3} \| R_F}$ 1

2 $\left(\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + g_{m2} v_{\pi 2}\right)\left(R_{E2} \| r_{\pi 3}\right) = v_{\pi 3}$

$$\left(\frac{v_{\pi 2} + \overbrace{g_{m2} r_{\pi 2}}^{\beta_{o2}} v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\right)\left[R_{E2} \| r_{\pi 3}\right] = v_{\pi 3}$$

$$\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\left(1 + \beta_{o2}\right)\left(R_{E2} \| r_{\pi 3}\right) = v_{\pi 3}$$

Por tanto tenemos $\boxed{\frac{v_{\pi 3}}{v_{\pi 2}} = \frac{R_{E2} \| r_{\pi 3}\,(1+\beta_{o2})}{r_{\pi 2}}}$ 2

3 $i_{fot} = \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + \frac{v_e}{R_F}$. Siendo $v_e = v_{\pi 2} + \left(\frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + g_{m2} v_{\pi 2}\right) R_{E2} \| r_{\pi 3}$

Donde tenemos $v_e = v_{\pi 2} + \left(\frac{v_{\pi 2} + \overbrace{g_{m2} r_{\pi 2}}^{\beta_o} v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\right)\left(R_{E2} \| r_{\pi 3}\right)$

$$v_e = v_{\pi 2} + v_{\pi 2}\left(\frac{\left(1+\beta_o\right)\left(R_{E3} \| r_{\pi 3}\right)}{r_{\pi 2}}\right)$$

Es decir $v_e = \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}}\left[r_{\pi 2} + R_E \| r_{\pi 3}\left(1+\beta_o\right)\right]$

En consecuencia, tenemos:

$$i_{fot} = \frac{v_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + \frac{v_{\pi 2}}{R_F}\left[\frac{r_{\pi 2} + R_E \| r_{\pi 3}\left(1+\beta_o\right)}{r_{\pi 2}}\right]$$

$$i_{fot} = v_{\pi 2}\left[\frac{1}{r_{\pi 2}}\left(1 + \frac{r_{\pi 2} + R_E \| r_{\pi 3}\left(1+\beta_o\right)}{R_F}\right)\right]$$

$$\frac{i_{fot}}{v_{\pi 2}} = \frac{1}{r_{\pi 2}}\left(\frac{R_F + r_{\pi 2} + R_E \| r_{\pi 3}\left(1+\beta_o\right)}{R_F}\right]$$

$\boxed{\frac{v_{\pi 2}}{i_{fot}} = \frac{r_{\pi 2} \times R_F}{R_F + r_{\pi 2} + \left(R_E \| r_{\pi 3}\right)\left(1+\beta_o\right)}}$ 3

1 Cálculo de la Expresión (1):

$$\frac{v_o'}{v_{\pi_3}} = -g_{m_3}\left(R_{C_3} \| R_F\right) = -0{,}3\,A/V \times \underbrace{(0{,}3\,K\Omega \| 20\,K\Omega)}_{\simeq 0{,}3\,K\Omega}$$

$$\boxed{\frac{v_o'}{v_{\pi_3}}} = -0{,}3\,A/V \times 0{,}3\,K\Omega = \boxed{-90}$$

2 Cálculo de la Expresión (2):

$$\frac{v_{\pi_3}}{v_{\pi_2}} = \frac{\left(R_{E_2} \| r_{\pi_2}\right)\left(1+\beta_{o2}\right)}{r_{\pi_2}} = \frac{\overbrace{(100\,\Omega \| 2\,K\Omega)}^{\simeq 100\,\Omega}(1+g_{m_2} r_{\pi_2})}{2\,K\Omega}$$

$$\boxed{\frac{v_{\pi_3}}{v_{\pi_2}}} \simeq \frac{100\,\Omega\,(1+0{,}3\,A/V \times 2000\,\Omega)}{2\,K\Omega} = \frac{100\,\Omega\,(1+600)}{2\,K\Omega} = \boxed{30}$$

3 Cálculo de la Expresión (3):

$$\frac{v_{\pi_2}}{i_{fot}} = \frac{2\,K\Omega * 20\,K\Omega}{20\,K\Omega + 2\,K\Omega + \underbrace{(100\,\Omega \| 2\,K\Omega)(1+600)}_{\simeq\, 100\,\Omega \times 600 \,=\, 60\,K\Omega}}$$

$$\frac{v_{\pi 2}}{i_{fot}} \simeq \frac{2\,K\Omega \times 20\,K\Omega}{20\,K\Omega + 60\,K\Omega} = 2\,K\Omega \times \frac{20\,K\Omega}{80\,K\Omega} = 0{,}5\,K\Omega$$

Por tanto A' según el circuito de la Fig. 11 tiene como valor:

$$\boxed{\frac{v_o'}{i_{fot}} = -90 \times 30 \times 0{,}5\,K\Omega = -1350\,K\Omega = A_z'}$$

13.- Calcule el valor de la ganancia del amplificador a frecuencias medias $\frac{v_{o3}}{i_F}$

Según el circuito de la Figura 7, el cálculo de la ganancia a frecuencias medias $\frac{v_{o3}}{i_F}$ tiene como expresión

$$\frac{v_{o3}}{i_F} = \frac{A_z}{1 + A_z \beta_Y} = \frac{-1350\,K\Omega}{1 + (-1350\,K\Omega) \times \left(-0{,}05\,\frac{1}{K\Omega}\right)}$$

$$\boxed{\frac{v_{o3}}{i_F} = \frac{-1350\,K\Omega}{1 + 67{,}5} = -19{,}7\,K\Omega}$$

De hecho este valor lo podemos obtener a través de la expresión:

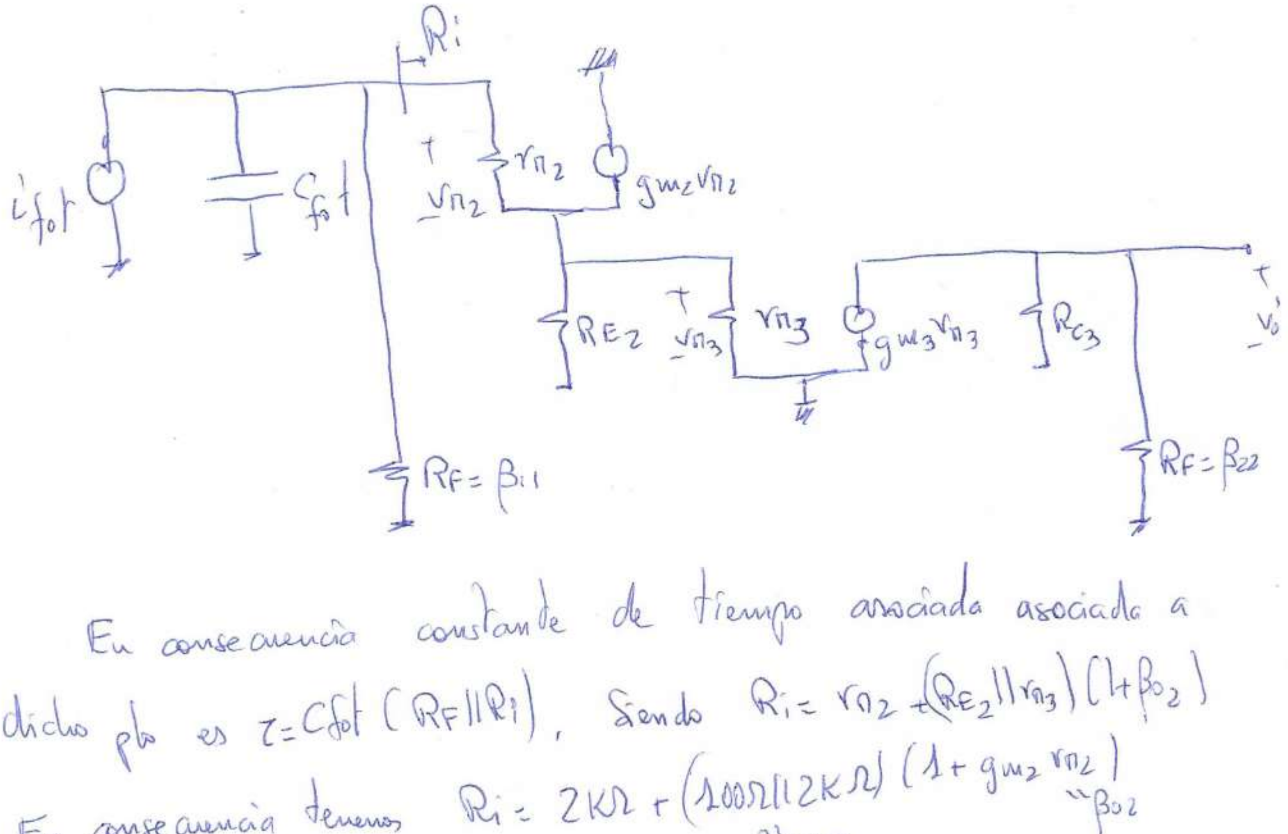
$$\frac{v_{o3}}{i_F} = \frac{A_z}{1 + A_z\beta_Y}\bigg|_{Y \text{ si } A_z\beta_Y \gg 1} \simeq \frac{\cancel{A_z}}{\cancel{A_z}\beta_Y}$$

$$\boxed{\frac{v_{o3}}{i_F} \simeq \frac{1}{\beta_Y} = \frac{1}{-\frac{1}{R_F}} = -R_F = -20\,K\Omega}$$

PARTE 4

14.) Determinar la frecuencia del polo introducido por la capacidad parásita del fotodiodo f_{PCF}. Justifique claramente la respuesta

Partiendo del circuito de la red A' de la Fig. 11 tenemos que incluir la capacidad parásita del fotodiodo $C_F = 1pF$ para determinar el polo inducido por dicha capacidad



En consecuencia constante de tiempo ~~asociada~~ asociada a dicho polo es $\tau = C_{fot}(R_F \| R_i)$, siendo $R_i = r_{\pi 2} + (R_{E2} \| r_{\pi 3})(1+\beta_{o2})$

En consecuencia tenemos $R_i = 2K\Omega + \underbrace{(100\Omega \| 2K\Omega)}_{\simeq 100\Omega}(1 + \underbrace{g_{m2} r_{\pi 2}}_{\simeq \beta_{o2}})$

$R_i \simeq 2K\Omega + 100\Omega(1 + 0{,}3 A/V \times 2K\Omega) = 2K\Omega + 100\Omega(1+600) \simeq 2K\Omega + 60K\Omega = 62K\Omega$

Por tanto, $\boxed{R_F \| R_i = 20K\Omega \| 62K\Omega \simeq 15{,}1K\Omega}$ y $\tau = C_{fot} \times 15{,}1K\Omega = 1pF \times 15{,}1K\Omega$

$\boxed{\tau = 1 \times 10^{-12} F \times 15{,}1 \times 10^{3}\,\Omega = 15{,}1 \times 10^{-9} seg = 15{,}1\ nseg}$

En definitiva la frecuencia de este 3er Polo debido a la capacidad parásita del fotodiodo vale: $\boxed{f_{PCF} = \dfrac{1}{2\pi\, 15{,}1 \times 10^{-9} seg} = \dfrac{10^9}{2\pi \times 15{,}1} Hz \simeq 10 MHz}$

(15.) Determine si el amplificador realimentado del receptor es inestable. Justifique su respuesta.

Pues bien, según la frecuencia debido a la capacidad parásita del Fotodiodo de 1 pF es de 10 MHz.

Tenemos como función de transferencia con $A'(jf)$ en unidades de Ω

$$\boxed{A'(jf) = \frac{-20 \cdot 10^3}{\left(1+j\frac{f}{100KHz}\right)\left(1+j\frac{f}{1MHz}\right)\left(1+j\frac{f}{10MHz}\right)}\,\Omega}$$

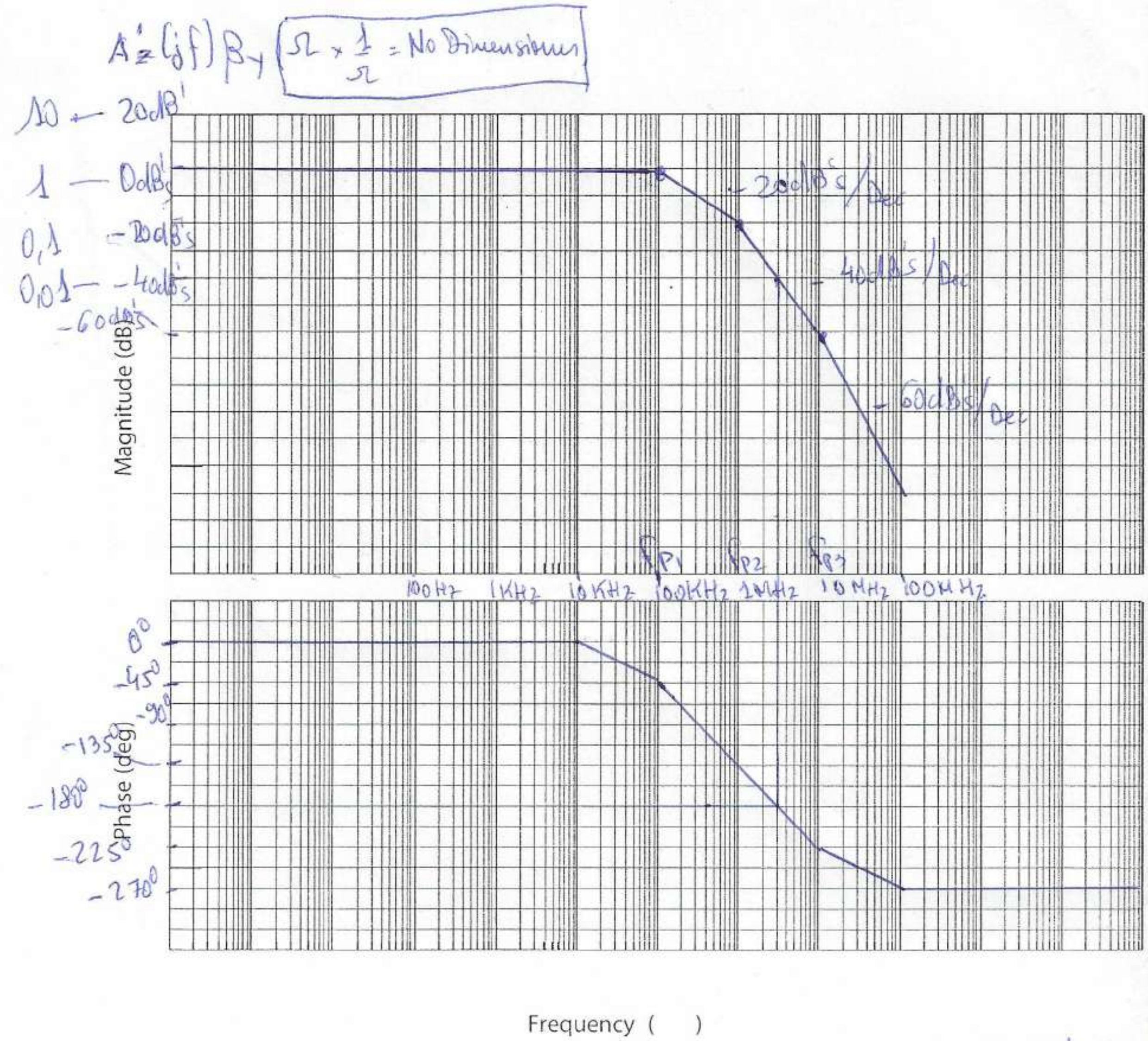
Al estudiar la estabilidad de nuestro amplificador debemos estudiar el producto $A'(jf)\beta$ en función de la frecuencia y en consecuencia tenemos:

$$A_z'(jf)\cdot\beta_Y = \frac{-20\times 10^3\,\Omega}{\left(1+j\frac{f}{100KHz}\right)\left(1+j\frac{f}{1MHz}\right)\left(1+j\frac{f}{10MHz}\right)}\times\underbrace{\left(-\frac{1}{20K\Omega}\right)}_{\beta_Y}$$

En consecuencia tenemos:

$$A_z'(jf)\,\beta_Y = \frac{1}{\left(1+j\frac{f}{100KHz}\right)\left(1+j\frac{f}{1MHz}\right)\left(1+j\frac{f}{10MHz}\right)}$$

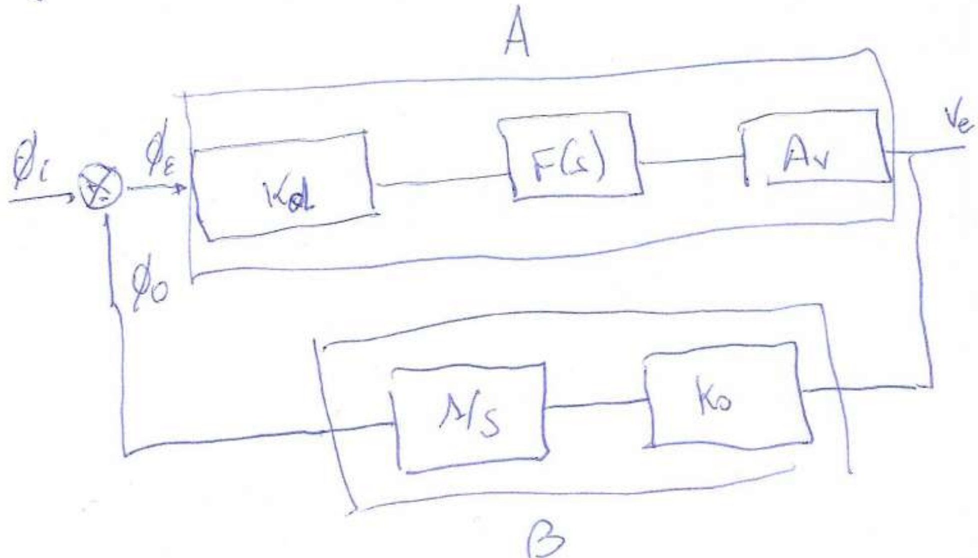
Bode Diagram. Representation



A -180° $|A'_z(jf)|\,\beta_y$ = -40dB's   En consecuencia, el Amplificador es Estable

PARTE 5

(16) Represente el equivalente del PLL en estado enganchado y obtenga la función de transferencia $\frac{V_o}{\Delta\omega_i}$ $(\Delta\omega_i = \omega_i - \omega_{fr})$



Al ser un sistema con realimentación negativa tenemos:

$$\frac{V_e}{\phi_i}(s) = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{K_d\,F(s)\,A_v}{1 + K_d\,F(s)\,A_v\,K_o\,\frac{1}{s}}$$

$$\frac{V_e}{\phi_i}(s) = \frac{s\,K_d\,F(s)\,A_v}{s + K_d\,F(s)\,A_v K_o}$$, teniendo como $\omega_i(s) = s\,\phi_i(s)$

$$\frac{V_e}{\Delta\omega_i}(s) = \frac{K_d\,F(s)\,A_v}{s + K_d\,F(s)\,A_v\,K_o}$$

Para $F(s) = 1$ y $\boxed{K_v = K_d\,K_o\,A_v}$ tenemos

$$\boxed{\frac{V_e}{\Delta\omega_i}(s) = \frac{1}{K_o}\,\frac{K_v}{s+K_v} = \frac{1}{4\pi \cdot 10^3} \times \frac{10^3}{s+10^3}}$$

(17) Deduzca razonadamente de qué tipo de PLL se trata (primer o segundo orden) y calcule el valor de la constante de tiempo τ_{PLL}

Se trata de un PLL de 1er orden ya que $F(s) = 1$ y la función de Transferencia $\boxed{\frac{V_e}{\Delta\omega_i}(s) = \frac{1}{K_o}\,\frac{K_v}{s+K_v} = \frac{1}{K_o} \times \frac{1}{1+\frac{s}{K_v}}}$

El valor de la constante de tiempo del PLL τ_{PLL} según la función de transferencia es $\boxed{\tau_{PLL} = \frac{1}{K_V}}$

Que en nuestro caso $K_V = K_d K_o A_v = \frac{1}{4\pi} \frac{V}{rad} \times 4\pi \times 10^3 \left(\frac{rad}{seg}\right) / V \times 1$

En consecuencia tenemos: $\boxed{K_V = 10^3 \frac{1}{seg}}$

Por tanto $\boxed{\tau_{PLL} = \frac{1}{10^3 \frac{1}{seg}} = 10^{-3} seg = 1 \, mseg}$

18.- Calcule el margen de frecuencias f_i, de las señales de audio a la entrada del PLL para que el PLL permanezca enganchado.

Teniendo en cuenta la expresión del detector de fase como una célula de Gilbert.

$$V_d = K_d\left(\phi - \frac{\pi}{2}\right) \Rightarrow \pm \phi_{E\,max} = \pm \frac{\pi}{2} \Rightarrow \pm \Delta\omega_L = \pm \frac{\pi}{2} \underbrace{K_d A_v K_o}_{K_V}$$

En consecuencia tenemos $\boxed{\pm \Delta f_L = 250 Hz}$ $\boxed{\pm \Delta\omega_L = \pm \frac{\pi}{2} 10^3 \frac{rad}{seg}}$

Como la frecuencia central del VCO son 880Hz

$$\boxed{f_{iL\,max} = f_{fr} + \Delta f = 880 Hz + 250 Hz = 1130 Hz}$$

$$\boxed{f_{iL\,min} = f_r - \Delta f = 880 Hz - 250 Hz = 630 Hz}$$

19.- Obtenga la tensión de salida del amplificador v_e, para los siguientes valores de frecuencia a la entrada del PLL v_i, $f_{i_1} = 880Hz$ y $f_{i_2} = 1100Hz$. Obtenga los desfases ϕ_{ε_1} y ϕ_{ε_2} entre v_i y v_o en los 2 casos anteriores

Las 2 frecuencias están dentro del margen de enganche del PLL, por tanto: como

$$w_0 = w_{fr} + K_0 V_e \Rightarrow V_e = \frac{w_i - w_{fr}}{K_0}$$

$$f_{i_1} = 880Hz \Rightarrow \boxed{V_{e_1} = \frac{2\pi \times 880Hz - 2\pi\, 880Hz}{4\pi\, 10^3 \frac{rad}{s}/V} = 0V}$$

$$f_{i_2} = 1100\, Hz \Rightarrow V_{e_2} = \frac{2\pi\, 1100Hz - 2\pi\, 880Hz}{4\pi \times 10^3 \frac{rad}{s}/V} = \boxed{110\, mV}$$

Para obtener los desfases correspondientes tenemos:

$$\left.\begin{array}{l} V_d = K_d\, \phi_\varepsilon \\ \boxed{V_e = V_d\, F(s)\, A_V = V_d} \end{array}\right\} \phi_\varepsilon = \frac{V_e}{K_d}$$

$$\boxed{\phi_{\varepsilon_1} = \frac{V_{e_1}}{\frac{1}{4\pi} V/rad} = 0^\circ}$$

$$\phi_{\varepsilon_2} = \frac{V_{e_2}}{\frac{1}{4\pi} V/rad} = \frac{0,11V}{\frac{1}{4\pi} V/rad} = 4\pi \times 0,11\, rad = 0,44\pi\, rad$$

$$\boxed{\phi_{\varepsilon_2} = 79^\circ}$$