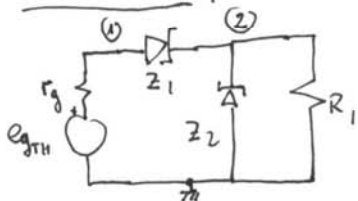


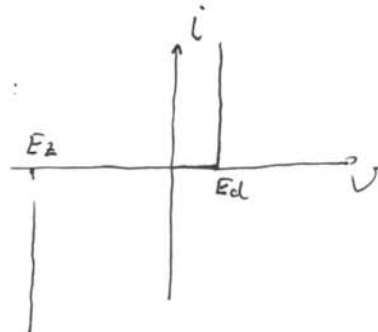
RESOLUCIÓN PROBLEMAS PROPUESTOS EN PARCIAL 22-XII-98 DE ELECTROVICA ANALOGICA

PROBLEMA 1.



CARACTERÍSTICA I-V ZENER Z_1 Y Z_2 :

$$e_{gTH} = E_m \sin \omega t \quad (E_m > E_Z)$$



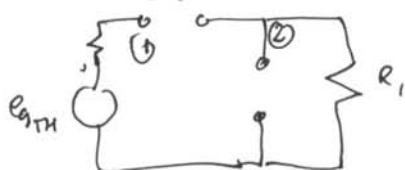
A lo largo de un período de $e_g(t)$ existen diferentes intervalos según el estado en que se encuentran Z_1 y Z_2 .

1º Intervalo Z_1 OFF y Z_2 OFF. $0 \leq \omega t \leq \alpha_1$

Durante este intervalo Z_1 no conduce porque de E_1 no se ha alcanzado la tensión E_d .

en términos

CIRCUITO EQUIVALENTE:



Cuando $e_g(\omega t_1) = E_d$, pasará a conducción Z_1 .

$$E_m \sin \alpha_1 = E_d \Rightarrow$$

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{E_d}{E_m}$$

$$v_1(t) = e_g(t) = E_m \sin \omega t$$

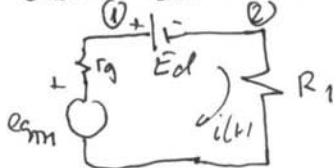
$$v_2(t) = 0$$

2º Intervalo:

Z_1 ON, Z_2 OFF.
 E_Z .

Durará hasta que $v_2(t)$ alcance la tensión de ruptura.

CIRCUITO EQUIVALENTE:



$$i'(t) = \frac{e_{gTH} - E_d}{r_g + R_1}$$

$$v_2(t) = (e_{gTH} - E_d) \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1}$$

$$\omega t_2 = \alpha_2$$

$$E_Z = (E_m \sin(\omega t_2) - E_d) \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1}$$

$$\left(1 + \frac{r_g}{R_1}\right) E_Z + E_d = E_m \sin \omega t_2 = E_m \sin \alpha_2$$

$$\left(1 + \frac{r_g}{R_1}\right) E_Z + E_d = \sin \alpha_2$$

$$\alpha_2 = \arcsin \frac{\left(1 + \frac{r_g}{R_1}\right) E_Z + E_d}{E_m}$$

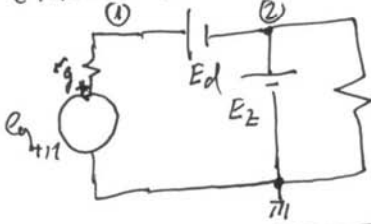
$$v_1(t) = E_d + v_2(t)$$

$$v_2(t) = (e_{gTH} - E_d) \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1} \approx (E_m - E_d) \sin \omega t \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1}$$

3º Intervalo.

 Z_1 conducción directa, Z_2 conducción inversa.

CIRCUITO EQUIVALENTE.

Por simetría, durará desde $\omega t = \alpha_2$ hasta

$$\omega t = \pi - \alpha_2$$

$$V_1(t) = E_d + E_Z$$

$$V_2(t) = E_Z$$

$$\alpha_2 \leq \omega t \leq \pi - \alpha_2$$

4º Intervalo Z_1 conducción directa, Z_2 OFF.

Es idéntico al intervalo 2.

$$\text{Es válido entre: } \boxed{\pi - \alpha_2 \leq \omega t \leq \pi - \alpha_1}$$

$$V_1(t) = E_d + V_2(t)$$

$$V_2(t) = (E_{g_{TH}} - E_d) \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1}$$

5º Intervalo Z_1 OFF Z_2 OFF.

Durante este intervalo la tensión $E_{g_{TH}}$ es insuficiente para que la tensión en terminales de Z_1 supere E_d .
Es idéntico al intervalo 1.

Es válido entre $\pi - \alpha_1 \leq \omega t \leq \pi$

$$V_1(t) = E_{g_{TH}}(t)$$

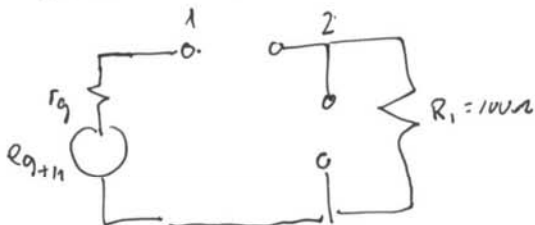
$$V_2(t) = 0$$

6º Intervalo. Comenzamos el semiciclo negativo de $E_{g_{TH}}$

$$\pi \leq \omega t \leq \alpha_3$$

 Z_1 OFF Z_2 OFF

CIRCUITO EQUIVALENTE.



$$V_1(t) = E_{g_{TH}}(t)$$

$$V_2(t) = 0$$

Hasta que Z_1 no pase a conducir en "inversa" el circuito equivalente será el dibujado.
Por tanto, hasta que:

$$E_{g_{TH}}(\omega t_3) = -E_Z \quad (\omega t_3 > \pi)$$

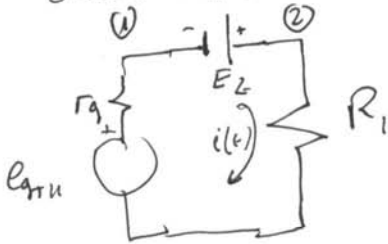
$$E_m \sin \alpha_3 = E_Z$$

$$\sin \alpha_3 = -\frac{E_Z}{E_m} \quad (\alpha_3 > \pi)$$

7º Intervalo

 Z_1 conducción inversa, Z_2 OFF.

CIRCUITO EQUIVALENTE:



$i(t)$ es esencialmente negativa.
 $E_{gTH}(t)$ es negativo.

EL circuito será válido desde $\omega t = \alpha_3$ hasta que en Z_2 se alcance la tensión $-E_d$, que hará pasar a conducción directa a Z_2 .

$$i(t) = \frac{E_{gTH}(t) + E_Z}{r_g + R_1}$$

$$\begin{cases} V_2(t) = \frac{R_1}{r_g + R_1} [E_{gTH}(t) + E_Z] \\ V_1(t) = -E_Z + V_2(t) \end{cases}$$

EL diodo Z_2 pasará a conducción cuando $V_2(t)$ alcance el valor de $-E_d$, (para $\omega t = \alpha_4$)

$$-E_d = \frac{R_1}{r_g + R_1} [E_m \sin \omega t_4 + E_Z]$$

CIRCUITO VALIJO EXTRA:

$$\alpha_3 \leq \omega t \leq \alpha_4$$

$$-\left(1 + \frac{r_g}{R_1}\right) E_d = E_m \sin \alpha_4 + E_Z$$

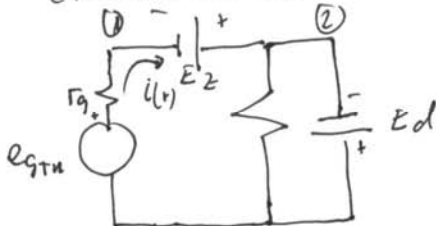
$$\text{donde } \alpha_4 = - \frac{E_d \left[1 + \frac{r_g}{R_1}\right] + E_Z}{E_m} \quad (\alpha_4 > \pi)$$

8º Intervalo. Z_1 conducción inversa, Z_2 conducción directa

$$\alpha_4 \leq \omega t \leq \alpha_5$$

$$\alpha_5 = 2\pi - \alpha_4$$

CIRCUITO EQUIVALENTE:



$$i(t) = \frac{E_{gTH}(t) + E_Z + E_d}{r_g}$$

$$V_1(t) = -(E_Z + E_d)$$

$$V_2(t) = -E_d$$

9º Intervalo. Z_1 conducción inversa, Z_2 OFF., idéntico a 7º Intervalo.VALIJO EXTRA $2\pi - \alpha_4 \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha_3$; las tensiones son las mismas que en el 7º Int.

10º Intervalo

 Z_1 OFF Z_2 OFF.idéntico al 6º Intervalo.
las tensiones son las mismas que en el 6º Int.VALIJO EXTRA $2\pi - \alpha_3 \leq \omega t \leq 2\pi$

INTERVALO	$V_1(t)$	$V_2(t)$
[1] $0 \leq \omega t \leq \alpha_1$	$E_m \cos \omega t$	0
[2] $\alpha_1 \leq \omega t \leq \alpha_2$	$E_d + V_2(t)$	$(E_m \cos \omega t - E_d) \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1}$
[3] $\alpha_2 \leq \omega t \leq \pi - \alpha_2$	$E_d + E_z$	E_z
[4] $\pi - \alpha_2 \leq \omega t \leq \pi - \alpha_1$	$E_d + V_2(t)$	$(E_m \cos \omega t - E_d) \cdot \frac{R_1}{r_g + R_1}$
[5] $\pi - \alpha_1 \leq \omega t \leq \pi$	$E_m \cos \omega t$	0
[6] $\pi \leq \omega t \leq \alpha_3$	$E_m \cos \omega t$	0
[7] $\alpha_3 \leq \omega t \leq \alpha_4$	$-E_z + V_2(t)$	$\frac{R_1}{r_g + R_1} (E_m \cos \omega t + E_z)$
[8] $\alpha_4 \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha_4$	$-(E_z + E_d)$	$-E_d$
[9] $2\pi - \alpha_4 \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha_3$	$-E_z + V_2(t)$	$\frac{R_1}{r_g + R_1} (E_m \cos \omega t + E_z)$
[10] $2\pi - \alpha_3 \leq \omega t \leq 2\pi$	$E_m \cos \omega t$	0

$$\overline{V_1(t)} = \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_0^{\alpha_1} E_m \cos u \, du + 2 \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left[E_d + \frac{R_1}{r_g + R_1} (E_m \cos u - E_d) \right] du \right. \\ \left. + \int_{\alpha_2}^{\pi - \alpha_2} (E_d + E_z) \, du + 2 \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \left[\frac{R_1}{r_g + R_1} (E_m \cos u + E_z) - E_z \right] du \right. \\ \left. - \int_{\alpha_4}^{2\pi - \alpha_4} (E_z + E_d) \, du \right]$$

$$\overline{V_2(t)} = \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{R_1}{r_g + R_1} (E_m \cos u - E_d) \, du + 2 \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \frac{R_1}{r_g + R_1} (E_m \cos u + E_z) \, du \right. \\ \left. - \int_{\alpha_4}^{2\pi - \alpha_4} E_d \, du \right]$$

POTENCIA MEDIA DISIPADA POR Z_1

$$P_{Z_1} = \frac{1}{T} \int_0^T \overline{V_2(t)} \cdot i_Z(t) \, dt$$

$$P_{Z_1} = \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} E_d \cdot \left(\frac{E_m \cos u - E_d}{r_g + R_1} \right) \, du + \int_{\alpha_2}^{\pi - \alpha_2} E_d \cdot \frac{E_m \cos u - E_d - E_z}{r_g} \, du \right. \\ \left. + 2 \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} (-E_z) \cdot \frac{E_m \cos u + E_z}{r_g + R_1} \, du + \int_{\alpha_4}^{\pi - \alpha_4} (-E_z) \cdot \left(\frac{E_m \cos u + E_z + E_d}{r_g} \right) \, du \right]$$

Aplicación numérica: $E_M = 12V$. $E_d = 0.7V$. $E_2 = 5V$. ③

$$r_g = 50\Omega. \quad R_1 = 100\Omega.$$

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{E_d}{E_M} = \arcsin \frac{0.7}{12} = \underline{3.34^\circ} \text{ (0.058 radians)}$$

$$\alpha_2 = \arcsin \frac{(1 + \frac{r_g}{R_1}) E_2 + E_d}{E_M} = \arcsin \frac{(1 + \frac{50}{100}) \cdot 5 + 0.7}{12} = \arcsin 0.612 = \underline{43.1^\circ}$$

$$\alpha_3 = \arcsin \frac{5}{12} = 24.6^\circ \text{ (180^\circ + 24.6^\circ)}$$

$$\alpha_4 = \arcsin - \frac{E_d (1 + \frac{r_g}{R_1}) + E_2}{E_M} = 30.276^\circ + 180^\circ = \underline{210.276^\circ}$$

Aproximación: $E_M \sin u - E_d \approx (E_M - E_d) \sin u$

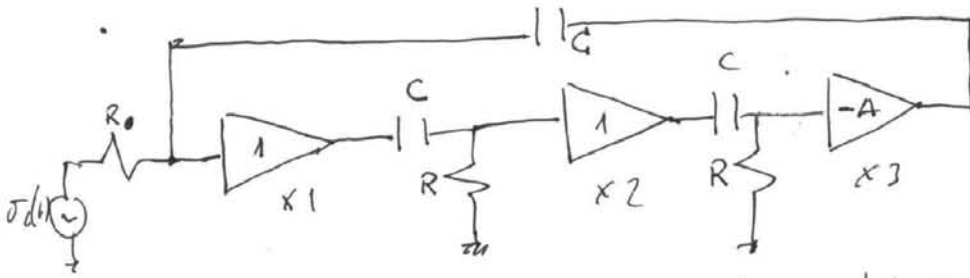
$$\widetilde{v_i(t)} \approx \frac{1}{2\pi} \left[2 \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(0.7 + \frac{1}{1.5} \cdot 11.4 \cdot \sin u \right) du + 5.7 \cdot [n - 2\alpha_2] \right. \\ \left. + 2 \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \left[8 \sin u - \frac{1}{3} \cdot 5 \right] du - 5.7 \cdot [n - 2\alpha_4] \right]$$

$$E_M \sin \alpha_1 = 0.7$$

$$E_M \sin \alpha_2 = 12 \sin 43.1^\circ =$$

PROBLEMA 2.

EL CIRCUITO DE LA FIGURA ES TOTALMENTE EQUIVALENTE AL SIGUIENTE:



Donde la etapa X_3 se ha sustituido por su impedancia de entrada R y un amplificador ~~in~~ INVERSOR DE GANANCIA A .

$$A = + \frac{R_4}{R}$$

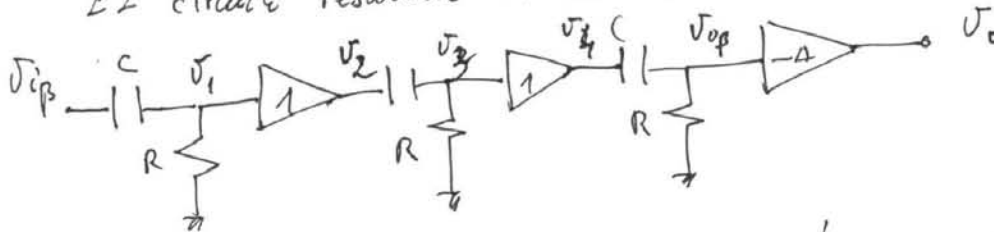
Todos los bloques así representados tienen impedancias de entrada infinita e impedancias de salida nula.

Los dos primeros X_1 y X_2 son dos seguidores de tensión.
 X_3 es un amplificador de ganancia $-A$.

Para estudiar la estabilidad seguimos los pasos siguientes.

- 1.) Ausencia de señal $v_i(t) = 0$
- 2.) Abrimos el lazo.

El circuito resultante a analizar es:



$$\frac{V_1}{V_{di}} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega} \quad \bigg| \quad V_1 = V_2 \quad \frac{V_3}{V_1} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega} \quad \bigg| \quad V_4 = V_3 \quad \frac{V_{op}}{V_3} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega}$$

$$\frac{V_{op}}{V_{di}} = \frac{V_1}{V_{di}} \cdot \frac{V_3}{V_1} \cdot \frac{V_{op}}{V_3} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega} \cdot \frac{RC\omega}{1+RC\omega} \cdot \frac{RC\omega}{1+RC\omega} = \frac{(RC\omega)^3}{(1+RC\omega)^3}$$

$$V_o = V_{op}(-A) = \frac{(RC\omega)^3}{(1+RC\omega)^3} \cdot (-A) \cdot V_{di}$$

$$F(j\omega) = \frac{(-A) \cdot (RC\omega)^3}{(1+RC\omega)^3}$$

Condición de argumento:

$$\arg F(j\omega) \Big|_{\omega=\omega_{ox}} = 0$$

$$F(\omega) = \frac{(-A) \cdot (RC)^3 \omega^3 j^3}{(1 + RC\omega j)^3} = \frac{-A (RC)^3 (\omega j)^3}{(RC)^3 (\omega j)^3 + 3(RC)^2 (\omega j)^2 + 3RC(\omega j) + 1}$$

$$= \frac{+ (RC)^3 A \omega^3 j}{-3(RC)^2 \omega^2 + 3RC\omega j + 1}$$

$$= (RC)^3 \omega^3 j - 3(RC)^2 \omega^2 + 3RC\omega j + 1$$

$$1 - 3(RC)^2 \omega^2 = 0$$

$$3(RC)^2 \omega^2 = 1$$

$$\omega^2 = \frac{1}{3(RC)^2}$$

$$\boxed{\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{3} RC}}$$

$$\omega^2 =$$

para $\omega = \omega_{osc}$

$$F(\omega) = \frac{(RC)^3 A \omega^3 j}{[3RC\omega - (RC)^2 \omega^3] j} = \frac{(RC)^3 A \cdot \frac{1}{(\sqrt{3})^3 (RC)^3} j}{\frac{3RC}{\sqrt{3}} \frac{1}{RC} - \frac{(RC)^2}{(\sqrt{3})^3} \cdot \frac{1}{RC}}$$

$$\frac{\frac{A}{(\sqrt{3})^3} j}{\frac{3}{\sqrt{3}} - \frac{1}{(\sqrt{3})^3} j} = \frac{\frac{A}{(\sqrt{3})^3}}{\frac{3(\sqrt{3})^2 - 1}{(\sqrt{3})^3}} = \frac{A}{9-1} = \frac{A}{8} j$$

$$|F(\omega)|_{\omega_{osc}} = \frac{A}{8}$$

$$|F(\omega)|_{\omega_{osc}} > 1 \quad \text{para inestabilidad}$$

para $\tan \phi$

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{3} RC} \Rightarrow \boxed{f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{3} RC}}$$

$$\boxed{\text{si } A > 8}$$

$$\boxed{R_4 < 8R}$$

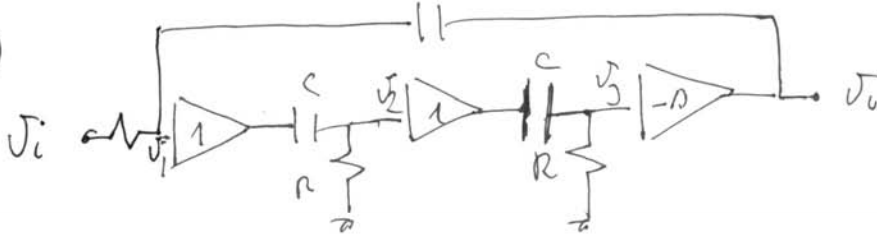
$\frac{R_4}{R} < 8$ si el sistema es estable
para sistema en lazo

(8)

2º) FRECUENCIA DE AUTOOSCILACION EN CASO DE INESTABILIDAD.

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}RC}$$

3º)



$$V_1 = \frac{RCS}{1+RCS} V_i$$

$$V_2 = \frac{RCS}{1+RCS} V_1$$

$$V_o = -A V_2$$

$$V_1 (G+CS) - G V_i - CS V_o = 0$$

$$V_1 = \frac{CS V_o + G V_i}{G+CS}$$

$$V_1 = \frac{RCS}{1+RCS} V_o + \frac{1}{1+RCS} V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_i}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -A \cdot \left(\frac{RCS}{1+RCS} \right)^2 \Rightarrow V_o = -A \left(\frac{RCS}{1+RCS} \right)^2 \left[\frac{RCS}{1+RCS} V_o + \frac{1}{1+RCS} V_i \right]$$

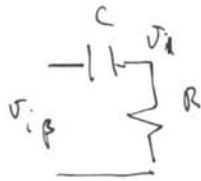
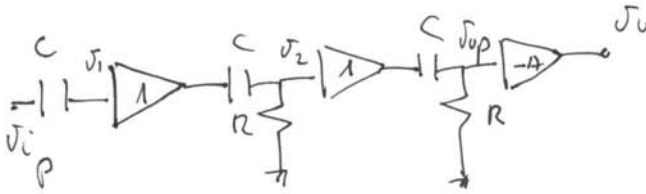
$$V_o \left[1 + A \frac{(RCS)^3}{(1+RCS)^2} \right] = - \frac{A(RCS)^2}{(1+RCS)^2} V_i$$

$$V_o \left[(1+RCS)^3 + A(RCS)^3 \right] = -A(RCS)^2 V_i$$

$$V_o \left[(RC)^3 s^3 + 3(RC)^2 s^2 + 3RCS + 1 + A(RCS)^3 \right] = -A(RCS)^2 V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{A(RCS)^2}{(1+A)(RCS)^3 + 3(RCS)^2 + 3(RCS) + 1}$$

4:



$$\frac{V_1}{V_{ip}} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega}$$

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \frac{V_1}{V_{ip}} = \frac{RC\omega}{RC\omega} = 1$$

$$\frac{V_1}{V_{ip}} = 1 \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega} \quad \frac{V_{op}}{V_2} = \frac{RC\omega}{1+RC\omega}$$

$$\frac{V_{op}}{V_{ip}} = \frac{(RC\omega)^2}{(1+RC\omega)^2}$$

$$\frac{V_o}{V_{ip}} = -A \frac{(RC\omega)^2}{(1+RC\omega)^2} = \frac{A(RC\omega)^2}{1+(RC\omega)^2+2RC\omega}$$

$$\arg \frac{V_o}{V_{ip}} = 0 = \arg \frac{2RC\omega}{1-(RC\omega)^2} \quad \text{para } \boxed{\omega=0 \text{ y } \frac{V_o}{V_{ip}}=0}$$

Porque para $\omega=0$, $\left| \frac{V_o}{V_{ip}} \right| = 0 \Rightarrow$ el circuito es estable.
 Otra forma de verlo es que cada una de las etapas está compuesta por circuitos incondicionalmente estables.

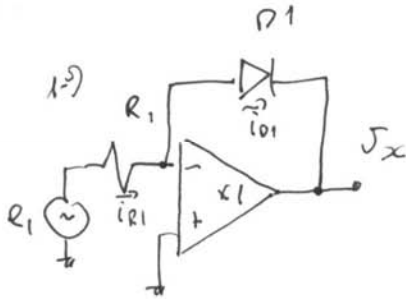
5°) Aplicación numérica

$$R_4 \leq 8R \quad \text{para que el sistema sea estable.} \quad R_4 < 8 \times 14 = 84$$

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{3} \times 1K \times 0.1 \times 10^{-6}} = 919.83 \text{ Hz.}$$

En el caso del apartado 4, el sistema es estable para cualquier ganancia.

PROBLEMA 3.



Si el diodo está conduciendo la realimentación es negativa.

Para que \$D_1\$ esté conduciendo la corriente \$i_{D1}(v) = i_{D1}(v)\$ debe ser positiva.

En estas condiciones \$v_1 > 0\$ y \$v^+ = v^- = v_{D1}/R_1\$

$$\frac{v_1}{R_1} = i_{D1} \approx I_S e^{-v_{D1}/V_T}; \quad \text{para } v_{D1} = v^- - v_x = 0 - v_x$$

luego
$$\frac{v_1}{R_1} = I_S e^{-v_x/V_T}$$

$$\frac{v_1}{R_1 I_S} = e^{-v_x/V_T} \Rightarrow -\frac{v_x}{V_T} = \ln \frac{v_1}{R_1 I_S} \Rightarrow \boxed{v_x = -V_T \ln \frac{v_1}{R_1 I_S}}$$

Es decir:

Para \$v_1 > 0\$
$$v_x = -V_T \ln \frac{v_1}{R_1 I_S}$$

para \$v_1 < 0\$
$$v_x = +V_{SATURACION}$$
, ya que \$v^- = v_1 (< 0)\$
\$v^+ = 0\$.

Análogo para \$v_2\$

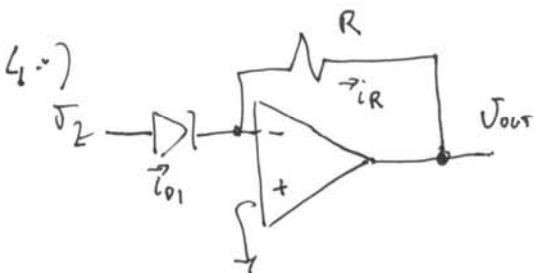
2º) La etapa \$x_3\$ es un amplificador diferencial de ganancia 1.

$$v_z = v_y - v_x$$

3º)
$$v_z = V_T \ln \frac{v_2}{R_2 I_S} - V_T \ln \frac{v_1}{R_1 I_S} = V_T \ln \frac{v_2}{v_1} \quad (R_1 = R_2)$$

$$v_z = V_{DPT} - V_{DNT} \approx 0$$

$$v_z = V_T \ln \frac{v_2}{R_1 I_S} - V_{SAT}$$



Si \$i_{D1} > 0 \Rightarrow\$ realimentación negativa

$$v_z - 0 = v_{D1}; \quad I_S e^{v_{D1}/V_T} = i_{D1} = i_R$$

$$i_R = \frac{0 - v_{OUT}}{R}$$

$$-\frac{v_{OUT}}{R} = I_S e^{v_z/V_T}$$

$$v_{OUT} = -R I_S e^{v_z/V_T}$$

$$v_{OUT} = -R I_S e^{-\frac{V_T}{V_T} \ln \frac{v_2}{v_1}}$$

$$\boxed{v_{OUT} = -R I_S \cdot v_1 / v_2}$$

si \$v_1 > v_2\$