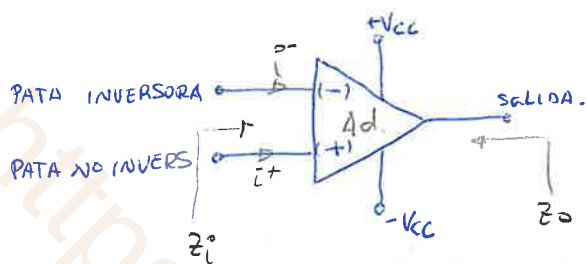


TEMA: AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

Amplificador operacional ideal:



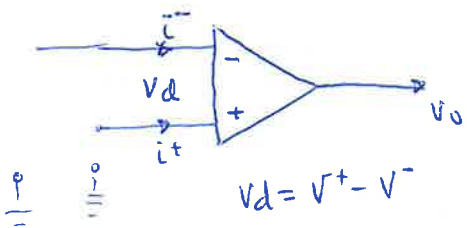
PATA INVERSORA: va a estar desfasado 180° con la salida es negativa provoca la salida desfasada.

PATA NO INVERSORA: salida es positiva.

- ancho de banda es infinito $\Delta f = \infty$, funciona bien a cualquier frecuencia
- ganancia de tensión en modo diferencial es infinita $\Delta \text{difer. (Ad)}$
- las corrientes de entrada de polarización son tan pequeñas que se consideran nulas $i^- = i^+ = 0$.
- las tensiones de offset son ceros.
- impedancia de entrada del ampl. operacional $Z_i = \infty$
- la impedancia de salida es cero $Z_o = 0$ (es aproximadamente muy pequeña y se considera cero.)

la diferencia de potencial que haya en la entrada aparece $V_o = V_d \cdot A$
 la " " " " en la entrada es aproximadamente cero y se considera

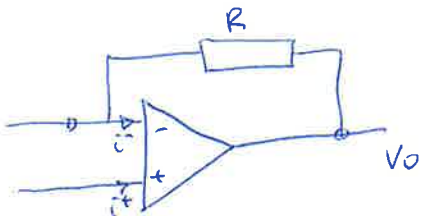
cond. $V^+ = V^- = 0$
 bucle abierto



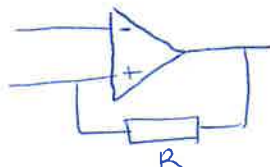
Para que funcione el A.Op. hay que colocarle resistencias externas en el circuito. para que la ganancia del circuito no sea infinito.

A.O. = puede hacer operaciones matemáticas (suma, resta, integral, raíz...)

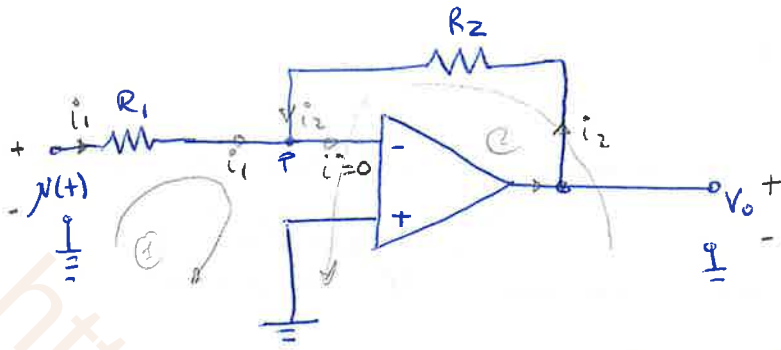
Realimentación negativa



Realimentación positiva.



Amplificador inversor. (Invierte la señal de salida respecto a la entrada) y también lo amplifica



R_1 = tiene que ser muy grande

si lo tenemos negativo con respecto a masa la i_2 será de sentido contrario

L.C.K. nodo p. $\left\{ \begin{array}{l} i_1 + i_2 = i^- = 0 \\ \frac{u(t)}{R_1} + \frac{V_0(t)}{R_2} = 0 \end{array} \right\} \quad \frac{V_0(t)}{R_2} = - \frac{u(t)}{R_1} \quad \boxed{V_0(t) = - \frac{R_2}{R_1} u(t)}$

$A = - \frac{R_2}{R_1}$ se llama ganancia.

nos interesa este $\rightarrow$ si $R_2 > R_1$ entonces se amplifica
 si $R_2 < R_1$ " " atenua.

De otra forma aplicado los mallas.

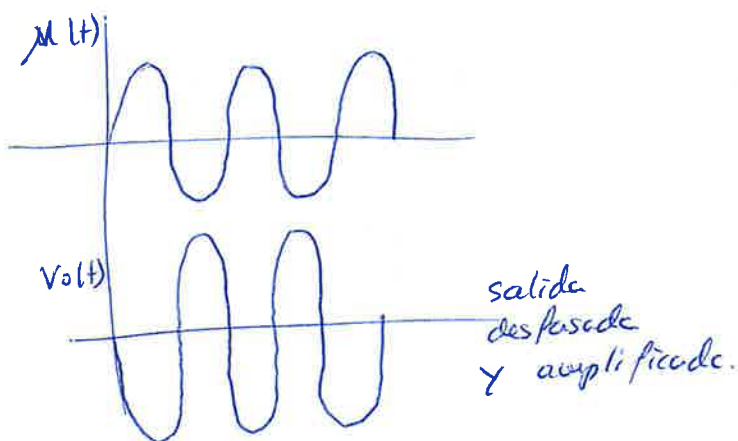
mall (1) $i_1 = -i_2$

$$-u(t) + R_1 i_1 = 0 \Rightarrow i_1 = \frac{u(t)}{R_1}$$

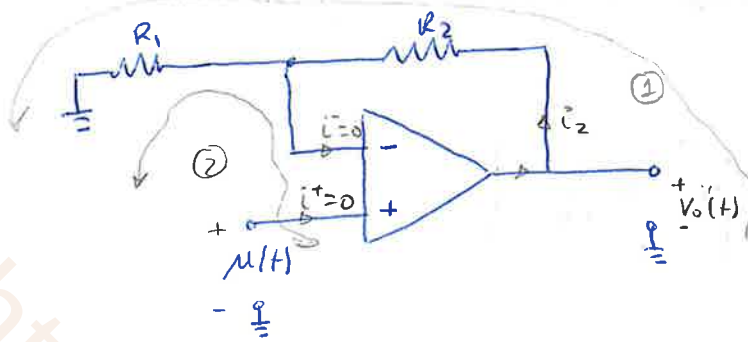
mall (2) $-V_0(t) + R_2 i_2 = 0 \Rightarrow i_2 = \frac{V_0(t)}{R_2}$

sustituyendo $i_1 = -i_2$ $\frac{u(t)}{R_1} = - \frac{V_0(t)}{R_2} \quad \boxed{V_0(t) = - \frac{R_2}{R_1} u(t)}$

- La salida se nos aparece en este amplificador.



Amplificador no inversor.



malta ①

$$-V_o(t) + R_2 i_2 + R_1 i_2 = 0 \Rightarrow i_2 = \frac{V_o(t)}{R_1 + R_2} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \text{igualando.}$$

malta ②

$$-u(t) + R_1 i_2 = 0 \quad i_2 = \frac{u(t)}{R_1}$$

$$\frac{V_o(t)}{R_1 + R_2} = \frac{u(t)}{R_1}$$

$$V_o(t) = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) u(t) \Rightarrow$$

$$V_o(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u(t)$$

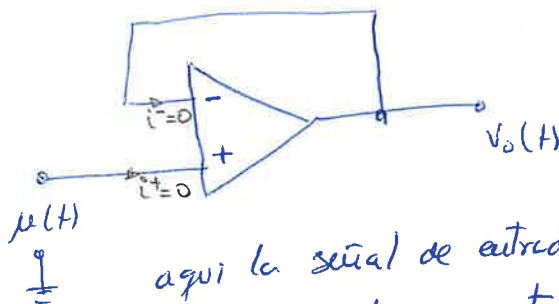
A: ganancia de
ampl. no invers.

$$A = \frac{V_o(t)}{u(t)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

La ganancia siempre tiene que
ser mayor que uno.

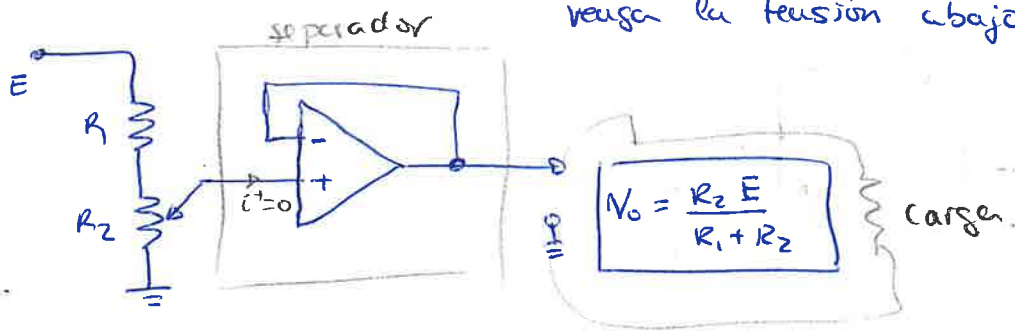
CASO PARTICULAR ^{Ampl. no inversor} BUFFER (separador o seguidor de tensión) es
un amplif. con ganancia unidad aquí la Z_i es ∞

para que sea ganancia unidad se tiene que cumplir $\left. \begin{array}{l} R_2 = 0 \\ R_1 = \infty \end{array} \right\} \Rightarrow V_o(t) = u(t)$



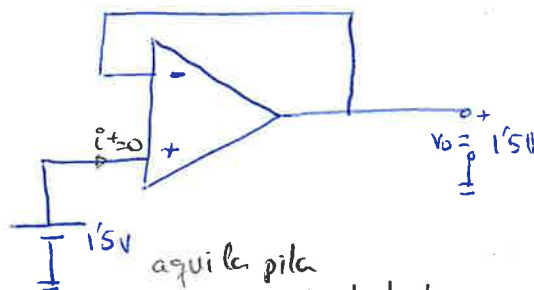
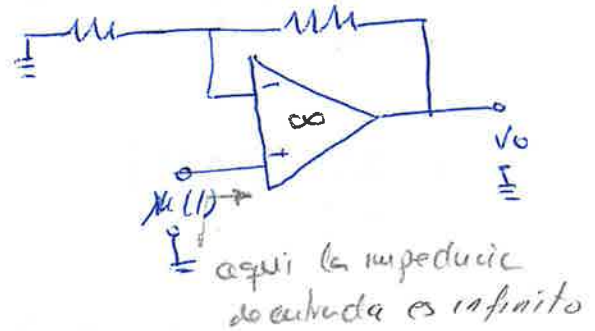
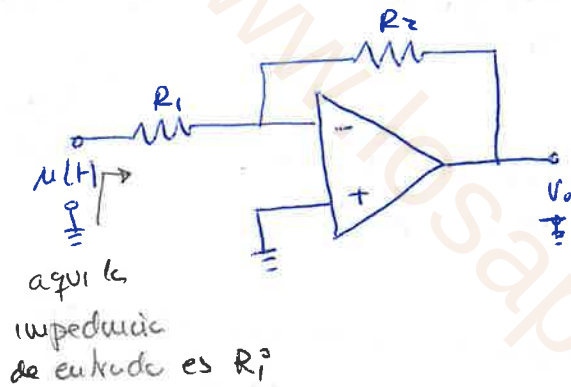
aquí la señal de entrada está ^{buffer} separador de la salida ya
que no circula corriente, la única corriente que aparece
es la de la salida del A.O.

El separador se coloca para poder colocar la carga sin que se venga la tensión abajo



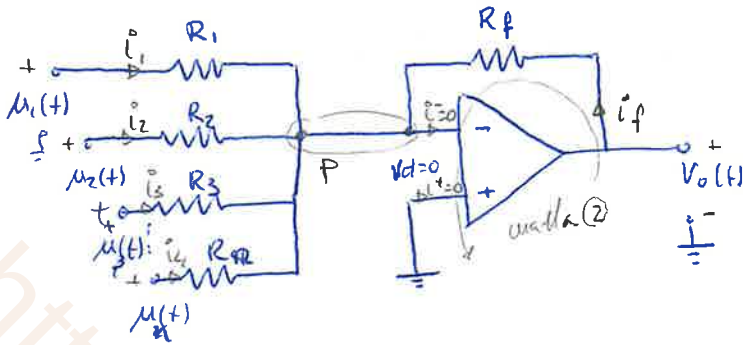
- 3 -

Una cosa es la impedancia de entrada del A.O.P. y otra impedancia es la del circuito



aquí la pila puede durar bastante tiempo ya que absorbe poca corriente aproximadamente cero (normalmente se emplea en ordenadores, relojes)

Amplificador Sumador.



$$\begin{aligned} i^- &= 0 \\ i^+ &= 0. \end{aligned}$$

$V_d = 0$ se le llama corto circuito virtual, o una tierra virtual.

tomo arbitrario las tensiones

$$i_1 = \frac{u_1(t)}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{u_2(t)}{R_2}$$

$$i_3 = \frac{u_3(t)}{R_3}$$

$$i_n = \frac{u_n(t)}{R_n}$$

nalla (2) $\rightarrow i_f = \frac{V_o(t)}{R_f}$

nudo (P) $i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_n + i_f = i^- = 0$

$$i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_n = -i_f$$

$$\frac{u_1(t)}{R_1} + \frac{u_2(t)}{R_2} + \frac{u_3(t)}{R_3} + \dots + \frac{u_n(t)}{R_n} = -\frac{V_o(t)}{R_f}$$

$$V_o(t) = -R_f \left(\frac{u_1(t)}{R_1} + \frac{u_2(t)}{R_2} + \dots + \frac{u_n(t)}{R_n} \right)$$

Si $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$

$$V_o(t) = -\frac{R_f}{R} (u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t))$$

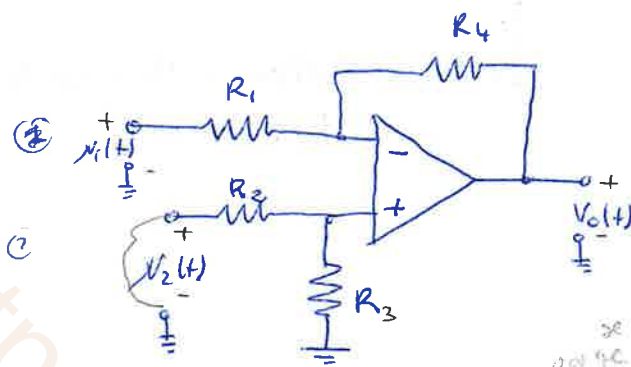
es un sumador inverso, es decir suma las tensiones de entrada y lo invierte.

Si $R = n R_f \Rightarrow$

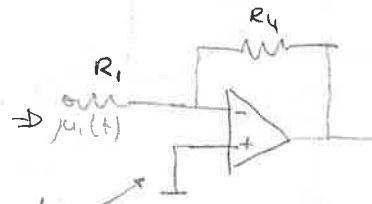
$$V_o(t) = -\frac{(u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t))}{n}$$

media aritmetica cambiada de signo.

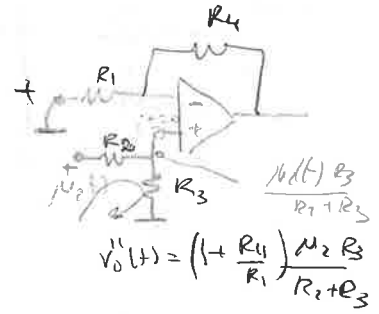
CIRCUITO RESTADOR. (amplif. restador)



tomo el circuito las tensiones



las resistencias se desprecian porque no circula corriente $i=0$
 Ampl. inversor.
 $V_o'(t) = -\frac{R_4}{R_1} u_1(t)$



$$V_o''(t) = \left(1 + \frac{R_4}{R_1}\right) \frac{u_2(t) R_3}{R_2 + R_3}$$

por superposición. (lo divido en dos) (ortocircuitado la entrada)

$$V_o(t) = V_o'(t) + V_o''(t) \pm V_o(t) \left| \begin{array}{l} u_2(t) = 0 \\ u_1(t) = u_1(t) \end{array} \right. + V_o(t) \left| \begin{array}{l} u_2(t) = u_2(t) \\ u_1(t) = 0 \end{array} \right. =$$

$$= -\frac{R_4}{R_1} u_1(t) + \left(1 + \frac{R_4}{R_1}\right) \frac{u_2(t) R_3}{R_2 + R_3}$$

$$\text{Si } \begin{cases} R_4 = R_3 = R \\ R_1 = R_2 = R' \end{cases} \Rightarrow V_o(t) = -\frac{R}{R'} u_1(t) + \left(1 + \frac{R}{R'}\right) \frac{u_2(t) \cdot R}{R' + R} =$$

$$= -\frac{R}{R'} u_1(t) + \left(\frac{R' + R}{R'}\right) \frac{u_2(t) \cdot R}{(R' + R)} =$$

$$\boxed{V_o(t) = -\frac{R}{R'} u_1(t) + \frac{R}{R'} u_2(t) = \frac{R}{R'} (u_2(t) - u_1(t))}$$

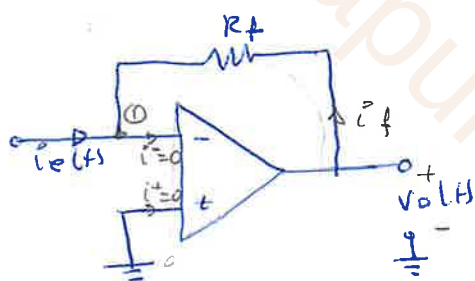
resta la entrada ②
 con la entrada ①
 (las tensiones)

CONVERTIDOR. (Las corrientes de salida son proporcionales a la entrada de tensión.) ↓

EXISTEN 4 TIPOS DE amplificadores o convertidores. ^{proporcional.}

- el ampl. de tensión: cuya sal. es una tensión y es $\propto$ a la tensión de entrada.
- ampli de corriente: cuya corriente de sal es $\propto$ a la corriente de entrada.
- el amplif. de transconductancia: la corriente de salida es $\propto$ a una tensión de entrada. (tiene unidades y es una conductancia)
- + el amplif. transresistencia: la tensión de salida es proporcional una un corriente de entrada. (la unidades es una resistencia Ω)

CONVERTIDOR DE CORRIENTE A TENSION (o amplif. transconductancia)



la corriente de entrada es $i_e(t)$
y la salida es $V_o(t)$

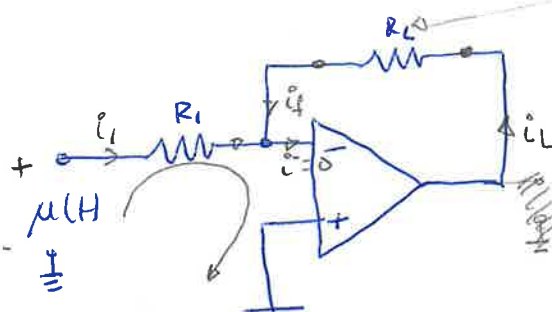
$$\text{malla } V_o(t) = R_f \cdot i_f$$

$$\text{nudo } i_e(t) + i_f(t) = i^- = 0$$

$$i_e(t) = -i_f(t)$$

$$V_o(t) = -R_f i_e(t)$$

CONVERTIDOR DE TENSION A CORRIENTE (o amplif. transresistencia)



ahora la salida es aquí (para conectar un circuito que varíe con la ~~carga~~ corriente)

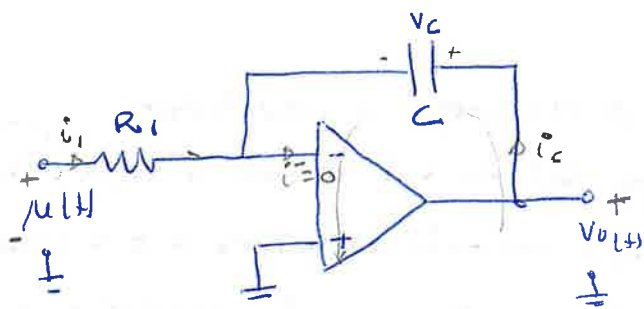
$$V_o(t) = -R_L i_L$$

$$u(t) = R_i i_i$$

$$i_i = -i_L$$

$$i_L = -\frac{u(t)}{R_i}$$

INTEGRADOR. AMPLIFICADOR (la salida es la integral de la tensión de entrada)



el condensador es la derivada $i_c = C \frac{dV_c}{dt}$
se puede integrar

$$\frac{+/- i_c}{V_c} \quad i_c = C \frac{dV_c}{dt}$$

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= -i_c \\ i_1 &= \frac{u(t)}{R_1} \\ V_o(t) &= V_c(t) \\ i_c &= C \frac{dV_c(t)}{dt} = C \frac{dV_o(t)}{dt} \end{aligned} \right\}$$

la i_c es la carga inicial que tenga el condensador.

$$\Rightarrow \frac{u(t)}{R_1} = -C \frac{dV_o(t)}{dt}$$

$$-\frac{1}{R_1 C} u(t) dt = dV_o(t)$$

$$-\frac{1}{R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt = \int_{t_1}^{t_2} dV_o(t) \Rightarrow$$

$$V_o(t) \Big|_{t_1}^{t_2} = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt$$

$$V_o(t_2) - V_o(t_1) = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt$$

$$\boxed{V_o(t_2) = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt + V_o(t_1)}$$

t_1 puede ser el instante cero.
 t_2 un tiempo cualquiera.

caso particular $\left. \begin{aligned} t_1 &= 0 \\ t_2 &= t \end{aligned} \right\} V_o(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t u(t) dt + V_o(0)$

$V_o(0) = V_c(0)$ es la tensión que tiene el condensador en el instante inicial.

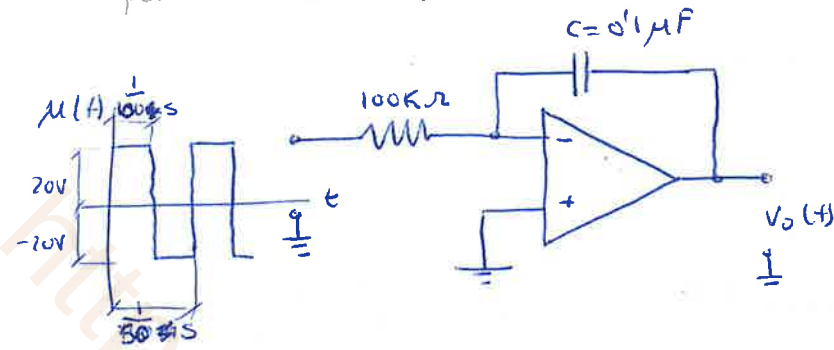
cuando se vuelva a hacer la integración el instante inicial tiene que ser la misma que la anterior porque entonces no se integra bien. Normalmente se coloca un FET. en paralelo con el condensador, para que se cortocircuite cada vez que se realice una nueva integración. (para que su instante inicial sea la misma).



(Derivador Amplificador ^{no se utiliza} se utiliza el integrador para derivar)

PROBLEMA. Amplif. integrador. CAE

Si No se pone la condición inicial a cero, no se esta haciendo bien el integral pero esto sirve para otra utilidades

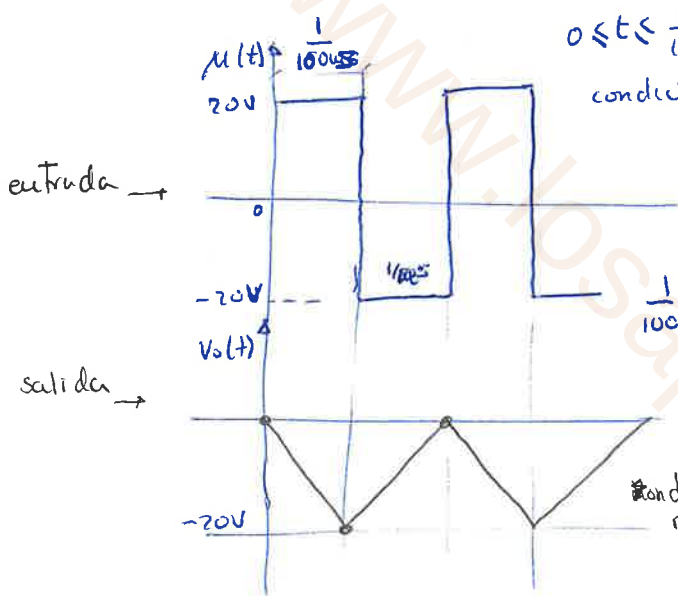


No se pone a cero el condensador cada vez que integra un tramo.

$$V_o(t_2) = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u(t) dt + V_o(t_1)$$

↑
condición en el tiempo anterior

$$\frac{1}{RC} = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{10^{-2}} = 100 \text{ seg}^{-1}$$



es una línea recta

$$0 \leq t \leq \frac{1}{100} \quad V_o(t) = -100 \int_0^t 20V dt + 0 = -100 \cdot 20t \Big|_0^{\frac{1}{100}} = -20V$$

condición inicial $V_o(0) = 0$

empieza en 0 y termina en -20V.

$$\frac{1}{100} \leq t \leq \frac{1}{50} \quad V_o(t) = -100 \int_{\frac{1}{100}}^t -20 dt + 20V = 200 \cdot 20t \Big|_{\frac{1}{100}}^{\frac{1}{50}} = 0$$

$V_o(t_1) = V_o(t_2) = -20V$

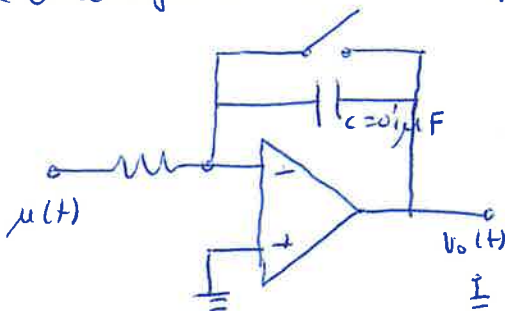
$$V_o(t) = 0.$$

empieza en -20V y termina en 0V.

$$100 \cdot 20t \Big|_{\frac{1}{100}}^{\frac{1}{50}} - 20 = 0$$

onda triangular negativa.

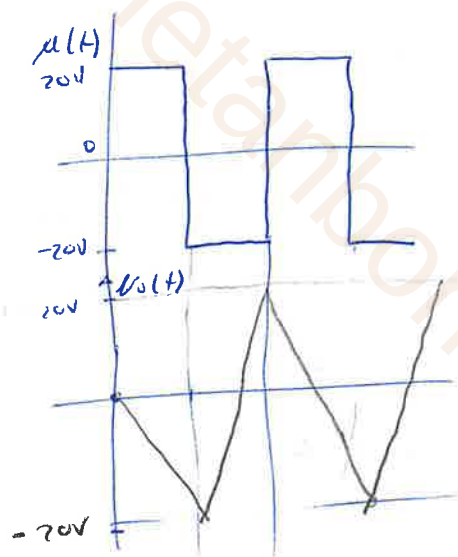
PROBLEMA. este es el verificador integrador. (si el condensador se descarga en cada tramo.)



$$0 \leq t \leq \frac{1}{100} \quad V_o(t) = -100 \int_0^t 20 dt + 0 = -20V$$

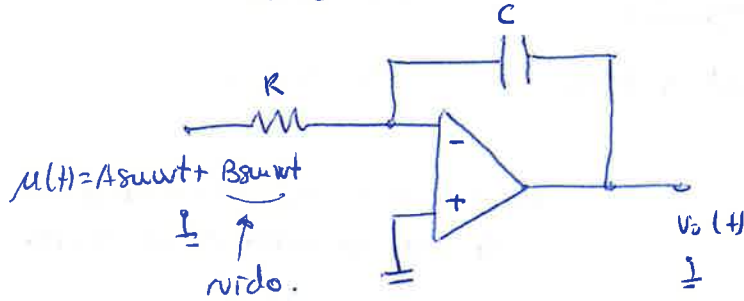
$$\frac{1}{100} \leq t \leq \frac{1}{50} \quad V_o(t) = -100 \int_{\frac{1}{100}}^t -20 dt + 0 = 20$$

$$V_o(t_i) = \text{como siempre en este caso } V_o(0) = 0$$



El integrador se emplea más que el derivador porque este integrador es bastante inmune a los ruidos de alta frecuencia.

INTEGRADOR CON SEÑAL DE RUIDO DE ENTRADA



$$V_c(0) = 0 = V_o(0) = 0$$

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t (A \sin wt + B \cos wt) dt = -\frac{1}{RC} \left(-\frac{A \cos wt}{w} - \frac{B}{w} \right) \cos wt =$$

en alta frecuencia es prácticamente cero.

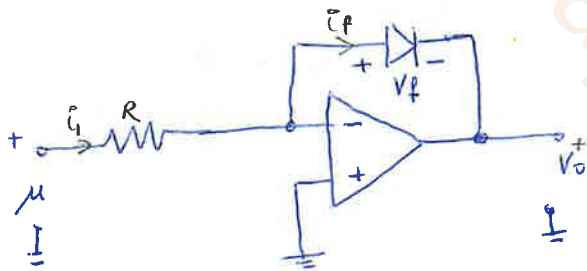
$$= -\frac{1}{RC} \frac{A \cos wt}{w}$$

El derivador no se utiliza porque aparece más ruido. mientras que el integrador el ruido de le afecta prácticamente.

AMPLIFICADOR LOGARITMICO.

se considera el ampl. op. ideal.

" " " diodo real.



$$i_f = \frac{\mu}{R} \quad \text{densidad del diodo}$$

$$i_f = i_o \left(e^{\frac{V_f}{V_T}} - 1 \right) \approx i_o \frac{V_f}{e n V_T}$$

$$V_o = -V_f$$

$$i_f = I_o e^{\frac{V_f}{\eta V_T}} \Rightarrow \frac{V_f}{\eta V_T} = \ln \left(\frac{i_f}{I_o} \right) \Rightarrow V_f = \eta V_T \ln \left(\frac{i_f}{I_o} \right)$$

tomando logaritmos

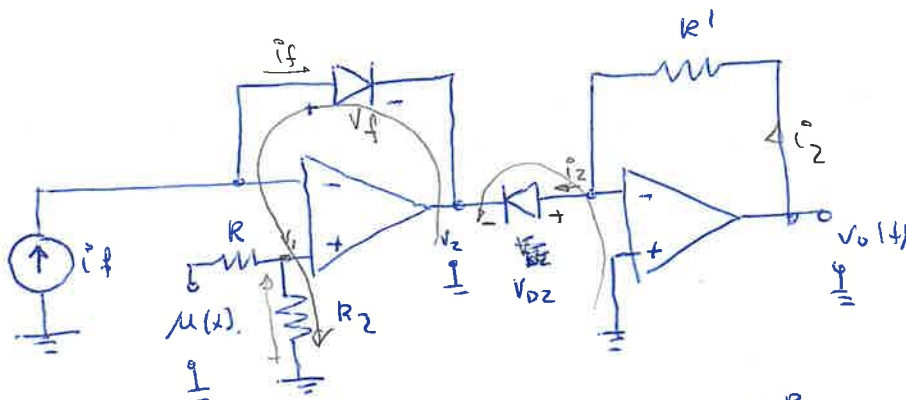
$$V_o = -V_f = -\eta V_T \ln \left(\frac{i_f}{I_o} \right) = -\eta V_T \ln \left(\frac{\mu}{R I_o} \right)$$

$$V_o = -\eta V_T \ln \frac{\mu}{R I_o}$$

no es muy bueno por la Δ temperature

$$V_T = k T_a / q$$

Amplificador antilogaritmo.
 La salida es proporcional al ^{negativo} antilogaritmo de la entrada.



la tensión v_1 en la entrada $v_1 = \frac{\mu R_2}{R_1 + R_2}$
 relación con la tensión v_2 ; $-v_2 - v_f + v_1 = 0$.
 relación entre i_f , $v_f \Rightarrow i_f = I_0 \left(e^{\frac{v_f}{\eta V_T}} - 1 \right) \approx I_0 e^{\frac{v_f}{\eta V_T}}$
 $v_f = \eta V_T \ln \left(\frac{i_f}{I_0} \right)$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_2 = v_1 - v_f = \frac{\mu R_2}{R_1 + R_2} - \eta V_T \ln \left(\frac{i_f}{I_0} \right) \\ v_{D2} + v_2 = 0 \quad v_{D2} = -v_2 \\ \text{la corriente que circula por el diodo } D_2 \quad v_{D2} = \eta V_T \ln \left(\frac{i_2}{I_0} \right) \\ i_2 = \frac{v_0}{R_1} \end{array} \right\} \Rightarrow$$

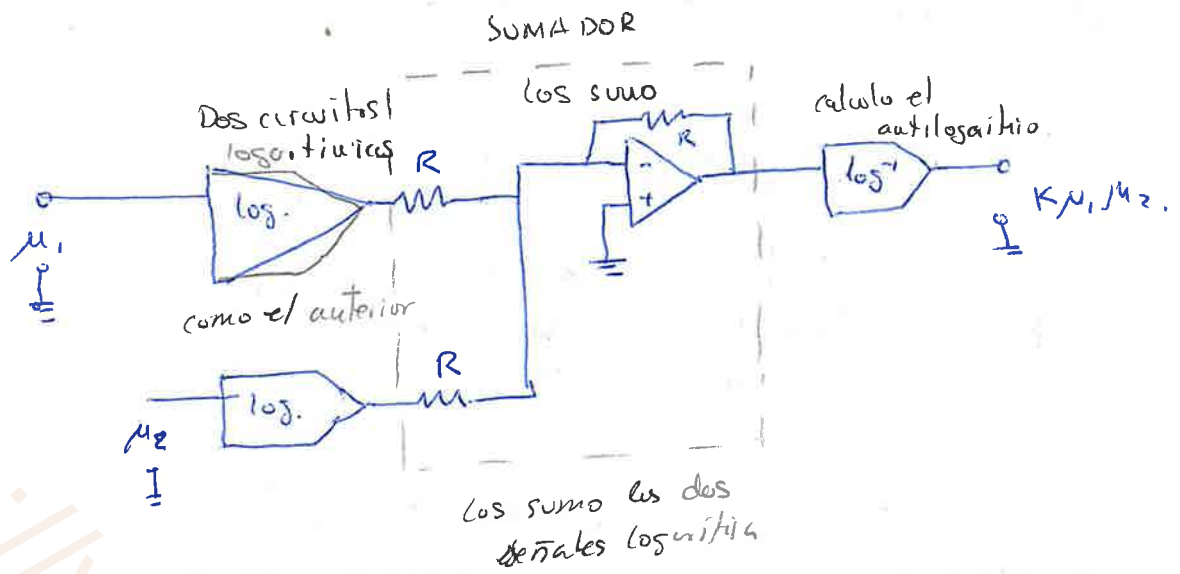
$$\left\{ \begin{array}{l} v_{D2} = -v_2 \Rightarrow \eta V_T \ln \left(\frac{i_2}{I_0} \right) = \eta V_T \ln \left(\frac{i_f}{I_0} \right) - \frac{\mu R_2}{R_1 + R_2} \\ \text{despejando} \quad \eta V_T \ln \left(\frac{\frac{v_0}{R_1}}{I_0} \right) = \frac{-\mu R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \eta V_T \ln \left(\frac{v_0}{R_1 I_0} \right) = \frac{-\mu R_2}{R_1 + R_2} \end{array} \right.$$

$$\ln \left(\frac{v_0}{R_1 I_0} \right) = \frac{-\mu R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\eta V_T} \Rightarrow$$

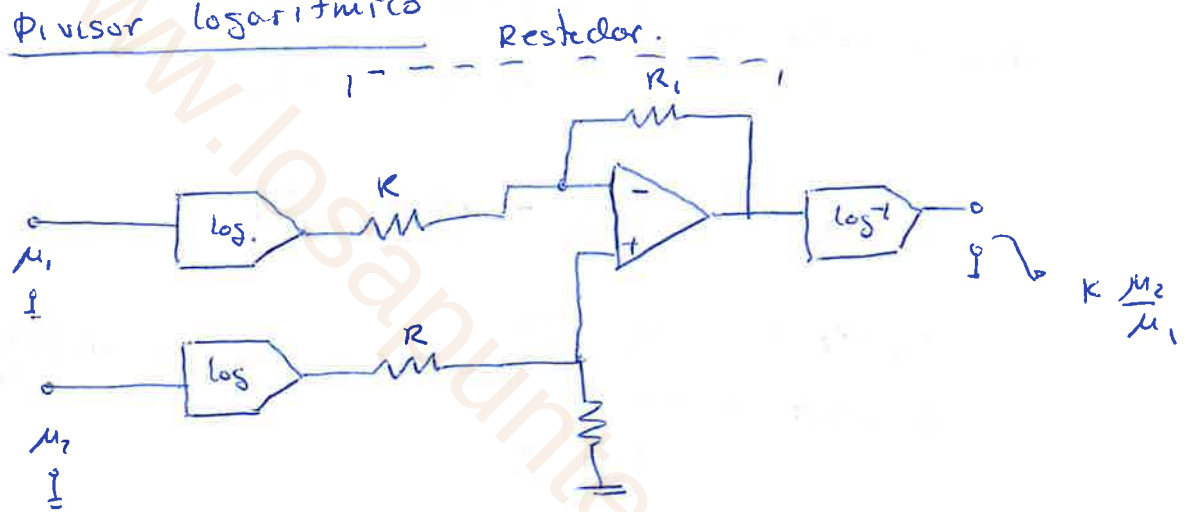
$$v_0 = R_1 I_0 \cdot \ln^{-1} \left(-\mu \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\eta V_T} \right)$$

la salida es proporcional al antilogaritmo de la entrada.

Multiplicador logaritmico



Divisor logaritmico

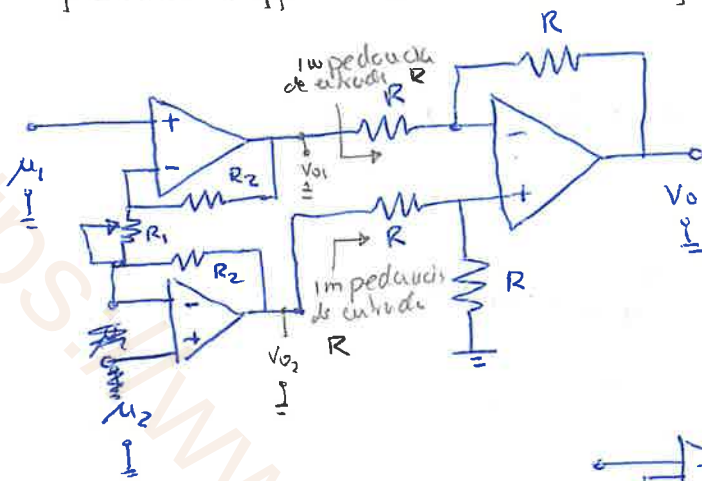


resta las dos ~~señales~~ logarítmica y luego con el $\log^{-1}$ lo divide.

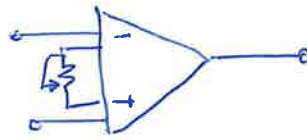
Amplificador de instrumentación (es muy bueno para hacer medida)

Dos Buffer
conectados por un potencial

Restador



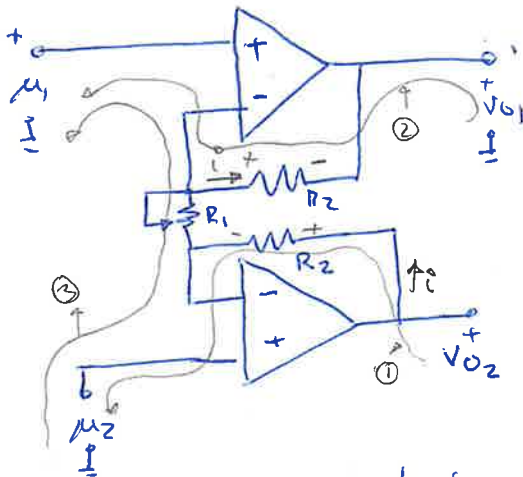
el equivalente del circuito



Si todas las resistencias son iguales entonces la salida es:
cuando la entrada del restador es V_{01} y V_{02} .

$$\textcircled{5} \quad V_0 = V_{02} - V_{01}$$

analizando los buffer.



mallo 1 $-V_{02} + R_2 i + \mu_2 = 0$

mallo 2 $-V_{01} - R_2 i + \mu_1 = 0$

$$i = \frac{V_{02} - \mu_2}{R_2}$$

$$i = \frac{\mu_1 - V_{01}}{R_2} \quad \textcircled{4}$$

$$\Rightarrow \frac{V_{02} - \mu_2}{R_2} = \frac{\mu_1 - V_{01}}{R_2}$$

$$\textcircled{6} \quad V_{02} - \mu_2 = \mu_1 - V_{01}$$

buscamos una relación con R_1 :

mallo 3 $-\mu_2 + R_1 i + \mu_1 = 0 \Rightarrow i = \frac{\mu_2 - \mu_1}{R_1}$ si es igual con $\textcircled{4}$ entonces

ya hay una relación global del circuito $\textcircled{7} \quad \frac{\mu_2 - \mu_1}{R_1} = \frac{\mu_1 - V_{01}}{R_2}$

con las ecuaciones $\textcircled{5} \textcircled{6} \textcircled{7}$ relaciono con la salida:

para que sea una impedancia de entrada infinita entonces lo colocamos un buffer a la entrada. El restador de entrada es mas bueno porque tiene una impedancia de entrada ∞ al colocar los buffer
la resta quita los ruidos de las señales superpuestas

③ ecuación $N_1 - V_{o1} = \frac{R_2}{R_1} (N_2 - \mu_1) \Rightarrow V_{o1} = \mu_1 - \frac{R_2}{R_1} (\mu_2 - \mu_1) \quad 2'$

④ ecuación $V_{o2} = \mu_1 + \mu_2 - V_{o1} = \mu_1 + \mu_2 - \mu_1 + \frac{R_2}{R_1} (\mu_2 - \mu_1) \Rightarrow$

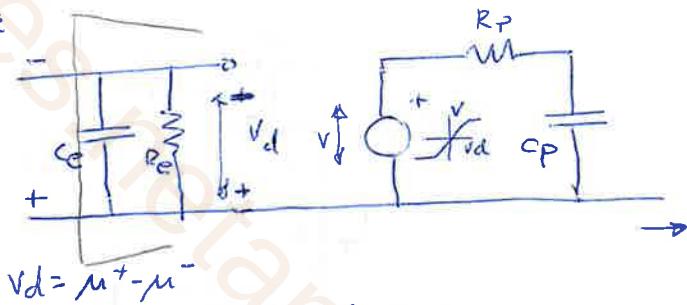
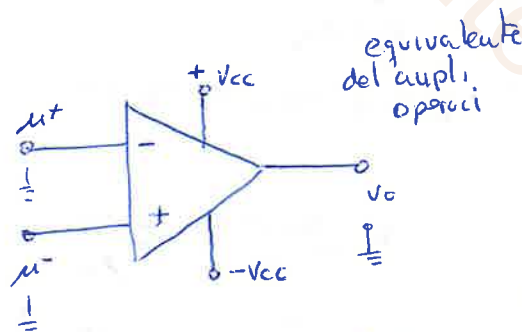
$$V_{o2} = \mu_2 + \frac{R_2}{R_1} (\mu_2 - \mu_1) \quad 1'$$

1' $\Rightarrow$ ecuación $\left\{ \begin{aligned} V_o &= \mu_2 + \frac{R_2}{R_1} (\mu_2 - \mu_1) - \mu_1 + \frac{R_2}{R_1} (\mu_2 - \mu_1) = \\ &= (\mu_2 - \mu_1) \left[1 + \frac{2R_2}{R_1} \right] \end{aligned} \right. ; \therefore V_o = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (\mu_2 - \mu_1)$

si aumento R_1 disminuye la ganancia.

con la resistencia R_1 limita la ganancia a la salida.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL que tiene en cuenta la impedancia de entrada, la ganancia, etc. la linealidad y no linealidad del A.O.
modelo no lineal del ampl. operacional. (proximo al real)

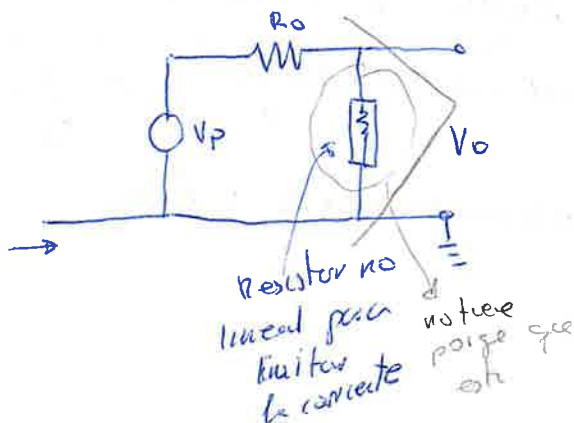


Impedancia de entrada no infinita. R_e

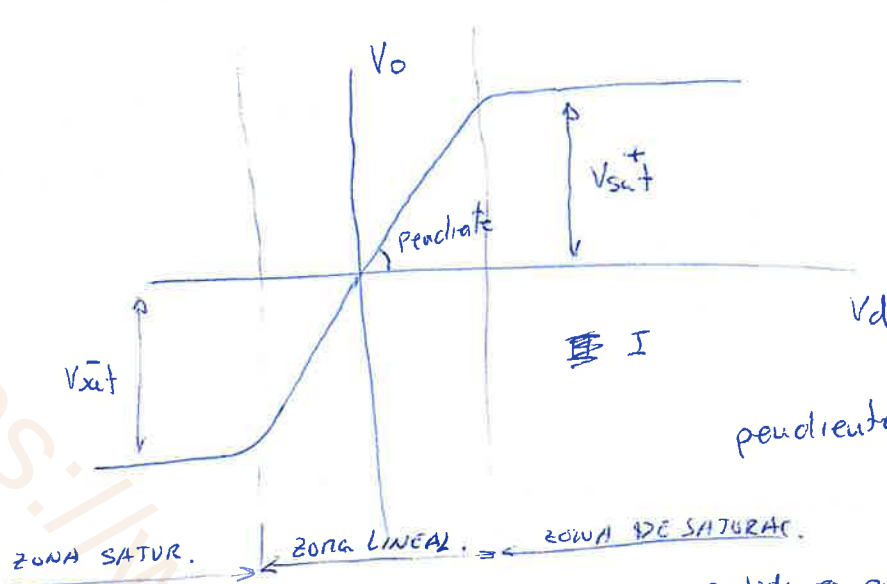
la ganancia es variable con respecto a la frecuencia debido a los condensadores C_e y C_p .

C_p = primer polo de A.O.P. $\left\{ \begin{aligned} &\text{Existe un retardo entre la tensión de salida con la entrada debido al } C_p \text{ (que se tiene que cargar)} \end{aligned} \right.$

C_e y C_p efectos capacitivos.



GRAFICA A.O. real.



teniendo de alimentación
 $V_{sat}^+ \approx V_{cc} - 1.5V$
 $V_{sat}^- \approx -V_{cc} + 2.5V$
 no es simétrico.

salida es proporcional a los cambios de entrada.
 Amplif. real en bucle abierto.

En la zona lineal ; $V_o = A_d \cdot V_d$

En la zona lineal { $V_d =$ diferencia de potencial de la entrada : $V_d = v_1^+ - v_1^-$
 $A_d =$ ganancia del A.O. : ganancia en modo diferencial V_a
 diferencial. en bucle abierto no es ∞ (ejemplo al orden 200.000)

ZONAS SATURACION SERIAN DOS {
 ZONA I $V_o = V_{sat}^+$
 ZONA II $V_o = V_{sat}^-$
 ahora en la zona de saturación no se verifica $V_o = A_d V_d$ es decir ahora la salida no es proporcional a los cambios de entrada.

Aquí no tiene en cuenta los efectos capacitivos.

Todo este dato está analizado en bucle abierto es decir sin realimentación. (El A.O. ideal no es ideal en la realidad es real pero nosotros lo analizamos ideal para deducir los cálculos)

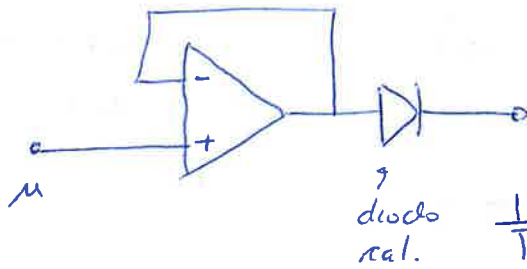
FORMA ANALITICA { $V_o = V_{sat}^+ \arctg \left(\frac{A_d V_d}{V_{sat}^+} \right)$ $V_o = K \tanh \left(\frac{A_d V_d}{V_{sat}^+} \right)$
 V_{sat}^- V_{sat}^+

Las ecuaciones no lineales no se puede resolver es muy difícil entonces se analiza por tramos.

OSCILADOR CAE

Rectificador de precisión

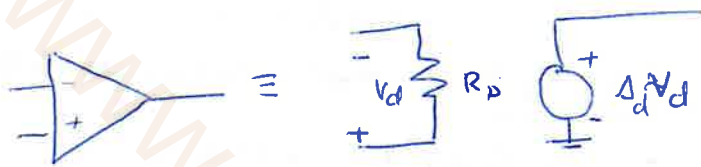
es equivalente a un diodo ideal casi



resist. entrada finita y resistencia de salida ∞ y ganancia finita y todo lo demás ideal.

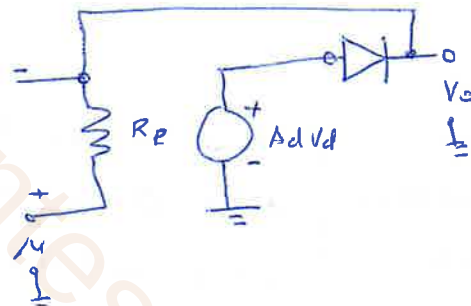
$\frac{1}{T} V_f$ condición direct.

el A.O.p. equivalente a todo estos datos quedaría:

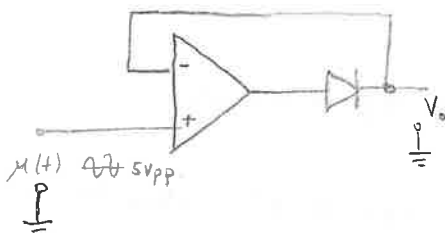


Buscar la relación entre μ y V_o .

modelo equivalente sería

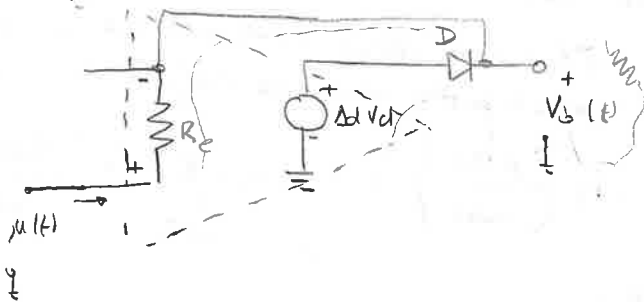


resistencia entrada infinita



circuito equival $\equiv$ Diodo $\left\{ \begin{array}{l} \text{directo } V_f; R_d = 0 \\ \text{inverso } R_{inv} = \infty \end{array} \right.$

1er. el diodo no conduce $\Rightarrow R_{oo} \Rightarrow$ la caída de tensión a la salida es prácticamente cero
2º cuando el diodo conduce tenemos una tensión umbral a el diodo



$$\begin{cases} V_d = V^+ - V^- = R_E i \\ A_d V_d = V_f + V_o \\ \mu(t) = R_E i + V_o \end{cases} \quad \left\{ \begin{array}{l} A_d R_E i = V_f + V_o \\ i = \frac{\mu(t) - V_o}{R_E} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} A_d R_E \cdot \frac{(\mu(t) - V_o)}{R_E} = V_f + V_o \\ A_d \mu(t) - A_d V_o = V_f + V_o \end{array} \right.$$

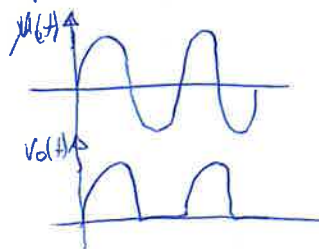
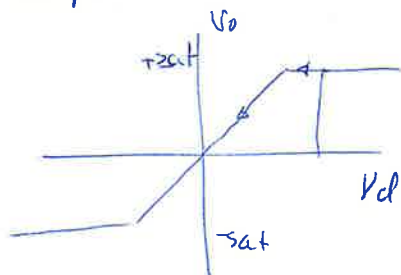
$$V_o(1 + A_d) = A_d \mu(t) - V_f;$$

$$V_o = \frac{A_d \mu(t)}{1 + A_d} - \frac{V_f}{(1 + A_d)}$$

la salida es igual a la entrada ya que $\frac{A_d}{1 + A_d} \approx 1$ $A_d \gg 1$

y la $\frac{V_f}{(1 + A_d)} \approx 0$

En el circuito anterior de problema cuando el diodo no conduce el A.O. se encuentra saturado, para pasar a la zona lineal el diodo tiene que conducir y transcurrir un cierto tiempo.

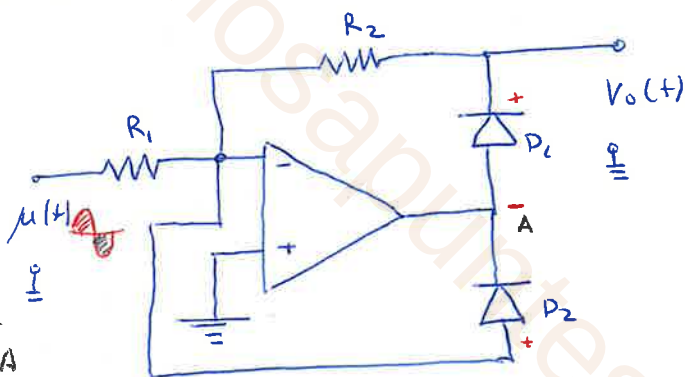


existe otro montaje que cuando el diodo no conduce el A.O. no se encuentra saturado

RECTIFICADOR DE PRECISIÓN, RÁPIDO, DE MEDIA ONDA.

(Se utiliza en la práctica)

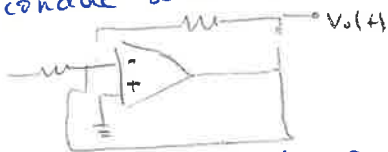
Si la entrada es positiva el punto A es negativo (y si fuera la entrada negativa el punto A es positivo).



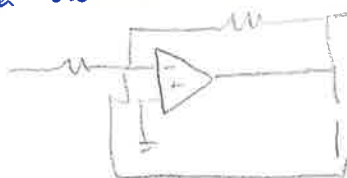
La salida es cero cuando no conduce los diodos.

El A.O. no se va a saturar nunca conduce o no conduce los diodos.

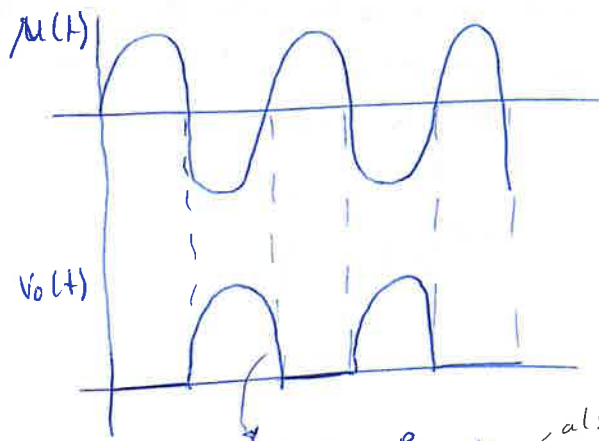
- Suponemos que la tensión de entrada este el sentido positivo $u(t)$ la salida es cero: 1) si $u(t)$ es positiva entonces el diodo D_1 no conduce y D_2 si conduce se considera D_2 ideal (para el efecto cualitativo)



- Si $u(t)$ es negativa el diodo D_2 no conduce, pero el diodo D_1 si conduce. entonces la salida es $V_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} u(t)$.



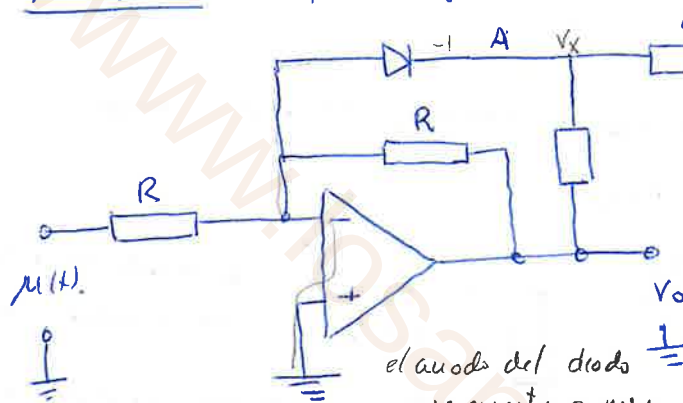
se deriva como un A.O. normal estudiado antes.



para que funcione bien el A.O.,
tiene que estar en la zona lineal.

$V_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} u(t)$ al sustituir el valor negativo de la
-5 entrada la salida se convierte en
positivo.

PROBLEMA: Se supone que la tensión de entrada es esta gráfica. Hallar
la gráfica de
tensión de salida.

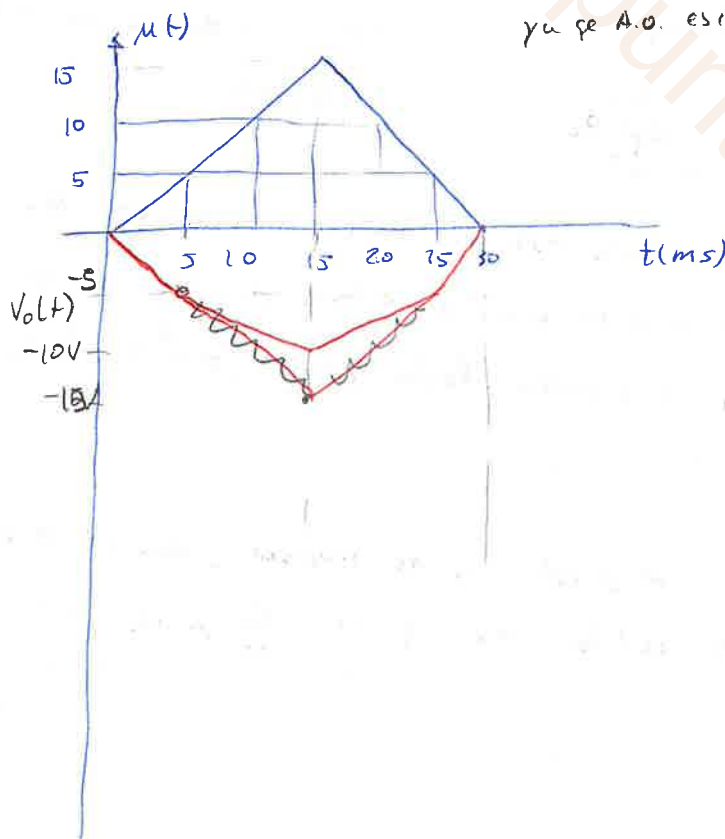


características del diodo:

$$\begin{cases} V_g = 1V & r_d = 0 \\ r_{inv} = \infty \end{cases}$$

El A.O. es ideal y -

el ánodo del diodo
se conecta a masa
ya que A.O. es ideal



Suponemos que existe una tensión
en el punto A, V_x

Hay que saber para que tensiones
de la entrada el diodo conduce
o no. En el punto A si a un
valor menor -1 el diodo conduce.

- suponemos que el diodo no conduce
(circuito abierto).

no conduce el diodo si, $V_x > -1V$



mallo ① $15 = 4Ri_3 + Ri_3 + V_o$

mallo ② $i_1 = \frac{u(t)}{R}$

mallo ③ $V_o = -Ri_2$

$15 = 4Ri_3 + V_x$

$i_2 = i_1$

malla ① $15 = 4Ri_3 + Ri_3 + V_0$
 ecuación $15 = 4Ri_3 + V_0$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_3 = \frac{15 - V_0}{5R} \\ i_3 = \frac{15 - V_x}{4R} \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{15 - V_0}{5R} = \frac{15 - V_x}{4R} \Rightarrow \frac{15 - V_0}{5} = \frac{15 - V_x}{4}$$

$$\frac{V_0}{-R} = \frac{\mu(t)}{R} \Rightarrow V_0 = -\mu(t);$$

$$\rightarrow \frac{15 + \mu(t)}{5} = \frac{15 - V_x}{4} \quad 60 + 4\mu(t) = 75 - 5V_x;$$

$$-5V_x = 75 - 60 + 4\mu(t) \quad -5V_x = -15 + 4\mu(t)$$

$$\boxed{V_x = 3 - \frac{4}{5}\mu(t)}$$

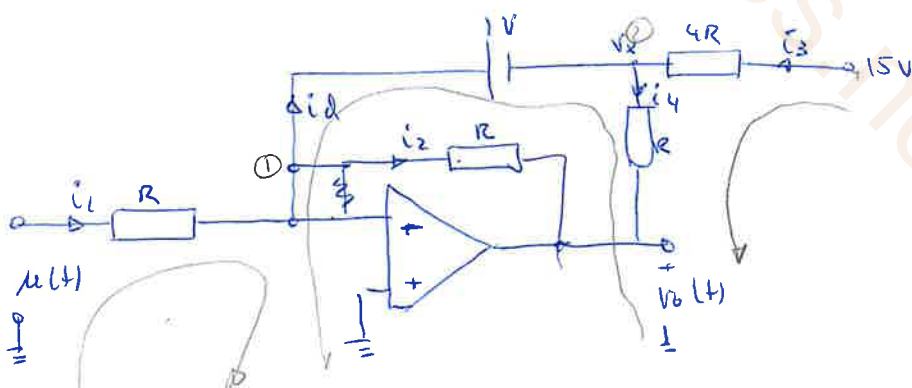
expresión para saber cuando el diodo conduce o no.

como a partir de -1 el diodo conduce entonces sustituyo $V_x = -1$

$$-1 = 3 - \frac{4}{5}\mu(t) \quad \mu(t) = \frac{-1 - 3}{-4/5} = 5V$$

a partir de $5V$ de entrada el diodo conduce.

cuando el diodo conduce. (Hallar relación entrada salida)



$$i_1 = \frac{\mu}{R}$$

nodo ① $i_1 = i_d + i_2$
 $V_0 = -Ri_2$

nodo ② $i_4 = i_d + i_3$

$$\left\{ \begin{array}{l} 15 = 4Ri_3 + Ri_4 + V_0 \\ i_3 = i_4 - i_d \end{array} \right\}$$

$$\rightarrow \left\{ \begin{array}{l} 4Ri_3 + Ri_4 = 15 - V_0 \\ i_3 - i_4 = -i_d \\ i_d = \frac{\mu}{R} + \frac{V_0}{R} \end{array} \right\}$$

$$i_3 = \frac{\begin{vmatrix} 15 - V_0 & R \\ -i_d & -1 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 4R & R \\ 1 & -1 \end{vmatrix}} = \frac{-15 + V_0 + Ri_d}{-4R - R} = \frac{-15 + V_0 + \mu + V_0}{-5R}$$

$$i_4 = \frac{\begin{vmatrix} 4R & 15-V_0 \\ 1 & -i_d \end{vmatrix}}{-5R} = \frac{-4R i_d - 15 + V_0}{-5R} = \frac{-4(\mu + V_0) - 15 + V_0}{-5R}$$

igualado

$$-V_0 - R i_4 - 1 = 0 \quad \left| \quad i_4 = \frac{V_0 + 1}{-R} \right.$$

$$\frac{-V_0 - 1}{R} = \frac{-4(\mu + V_0) - 15 + V_0}{-5R} \Rightarrow \left\{ \right.$$

$$-5(-V_0 - 1) = -4\mu - 4V_0 - 15 + V_0$$

$$= -4\mu - 3V_0 - 15$$

$$5V_0 + 5 = -4\mu - 3V_0 - 15 \Rightarrow$$

$$8V_0 = -4\mu - 20$$

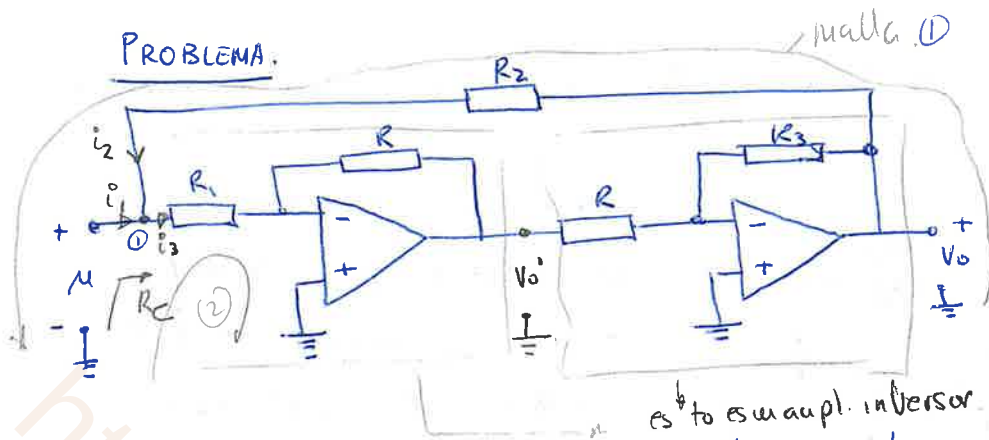
$$V_0 = \frac{-4\mu - 20}{8}$$

relación
entrada
salida.

$$\text{cuando } \mu(t) = \frac{15}{15}$$

$$V_0 = \frac{-4 \cdot 15 - 20}{8} = -10.$$

PROBLEMA.



Sabiendo que $R_1 = 10\text{K}\Omega$
 $R_3 = 20\text{K}\Omega$

¿que valor debe tener R_2
 para que la resistencia de
 entrada sea infinita?

es to es un apl. inversor
 la impedancia de entrada o resistencia de entrada es $R_e = \frac{\mu}{i_1}$

lo vamos a resolver por bloques ya que hay dos amplif. inversores.

apl. L.C.K ① $i_3 = i_1 + i_2$

la formula del ampl. inversor $V_0 = -\frac{R_3}{R} \cdot V_0'$
 $V_0' = -\frac{R}{R_1} \cdot \mu$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_0 = -\frac{R_3}{R} \cdot -\frac{R}{R_1} \mu = \\ V_0 = \frac{R_3}{R_1} \mu = \frac{20}{10} \mu = 2\mu \end{array} \right.$$

la salida es dos veces la
 tension de entrada.

$i_3 = i_1 + i_2$ (hay que buscar una relacion entre las tres corrientes)

malla ① $-V_0 + R_2 i_2 + \mu = 0 \Rightarrow i_2 = \frac{V_0 - \mu}{R_2}$
 hay que buscar una relacion con i_3 malla ② $i_3 = \frac{\mu}{R_1}$

$$i_1 = i_3 - i_2 = \frac{\mu}{R_1} - \left(\frac{V_0 - \mu}{R_2} \right) = \frac{\mu}{R_1} - \frac{(2\mu - \mu)}{R_2} = \frac{\mu}{R_1} - \frac{\mu}{R_2} \Rightarrow$$

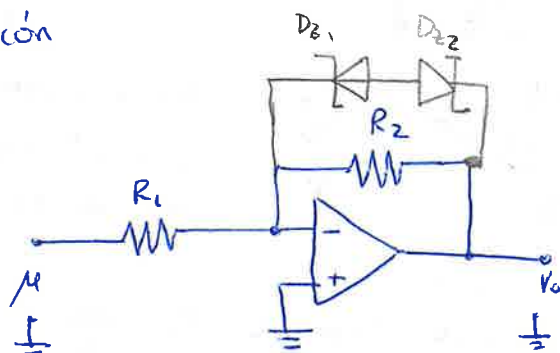
$$i_1 = \mu \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2} \right) \text{ ahora lo llevo a la ecuacion de Resi entrada.}$$

$$R_e = \frac{\mu}{i_1} = \frac{\mu}{\mu \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2} \right)} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 - R_1}$$

$$R_e = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 - R_1}$$

Si $R_2 = R_1 = 10\text{K}\Omega \Rightarrow R_e = \infty$

RECORTADOR. a veces necesitamos recortar una señal. o que no sobrepase una tensión

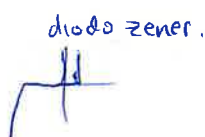


el A.O. limitará su tensión de alimentación, pero si deseo tener una tensión menor a los $\pm 15V$ coloco unos diodos zener. Por ejemplo deseo tener

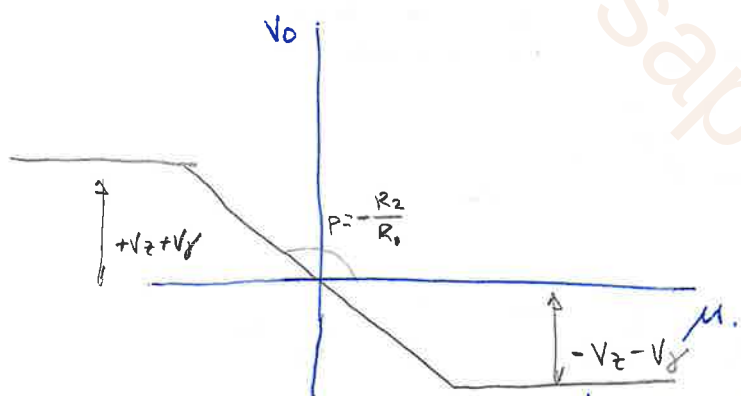
una tensión de salida de $5V$. Se limita la tensión de salida con diodos característicos de los diodos zener.

$$D_{Z1} = D_{Z2} \begin{cases} R_Z = 0 \\ V_Z = \\ V_d = 0 \\ V_g \end{cases}$$

se supone q el A.O. es ideal



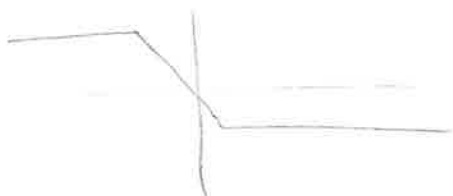
relación de entrada y salida. (caract. de transferencia.)



si $|V_o| < |V_z + V_g| \Rightarrow$ es un amp. operacional normal y en q los diodo no conducen. $V_o = -\frac{R_2}{R_1} u$.

si $|V_o| \geq |V_z + V_g| \Rightarrow V_o = V_z + V_g$
 $V_o = -V_z - V_g$.

si el diodo D_{Z2} es un diodo normal



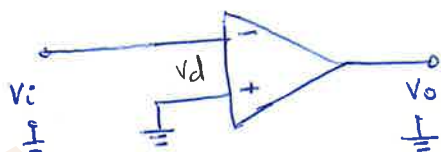
COMPARADORES.

existen dos tipos $\begin{cases} \text{sin histéresis. (histéresis con atraso o sin} \\ \text{con histéresis. (histéresis con atraso de señal)} \end{cases}$

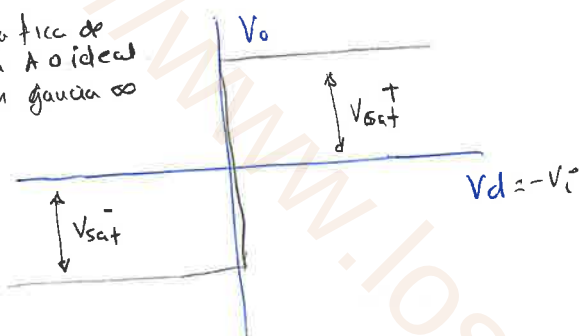
comparador sin histéresis. (qz no tiene atraso de señal)

tiene qz ser un A.O. real y no lineal.

esta trabajando en bucle abierto



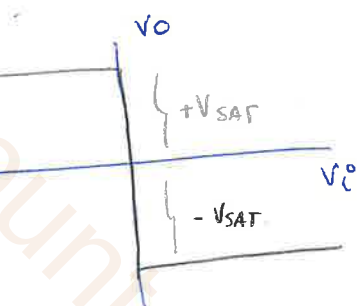
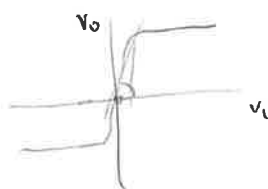
gráfica de un A.O. real con ganancia ∞



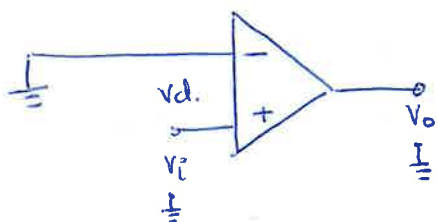
relación entre V_o y V_i

$$V_d = V^+ - V^- = 0 - V_i$$

$$V_d = -V_i \quad \begin{cases} \text{si } V_i > 0 \Rightarrow V_o = -V_{SAT} \\ \text{si } V_i < 0 \Rightarrow V_o = +V_{SAT} \end{cases}$$



--- curva de transf. del ampl. operacional.



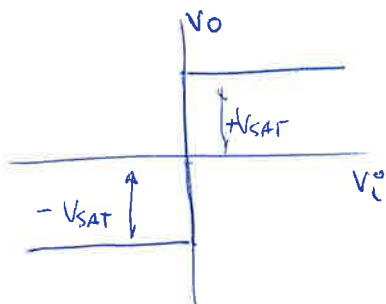
$$V_d = V^+ - V^- = V_i - 0 = V_i$$

$$V_d = V_i$$

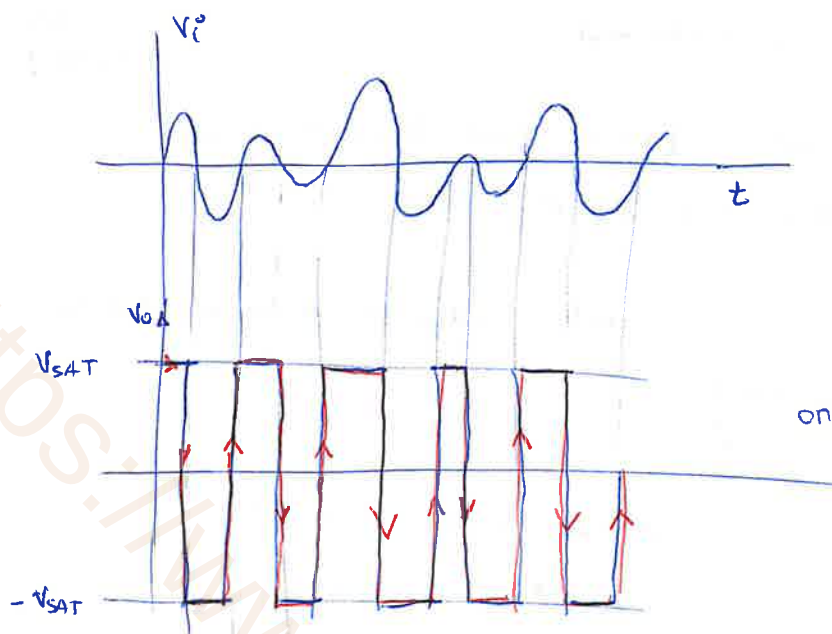
$$\begin{cases} \text{si } V_i > 0 \Rightarrow V_o = +V_{SAT} \\ \text{si } V_i < 0 \Rightarrow V_o = -V_{SAT} \end{cases}$$

sobrepasa una decena de voltios

la gráfica coincide con la curva de transferencia del A.O.



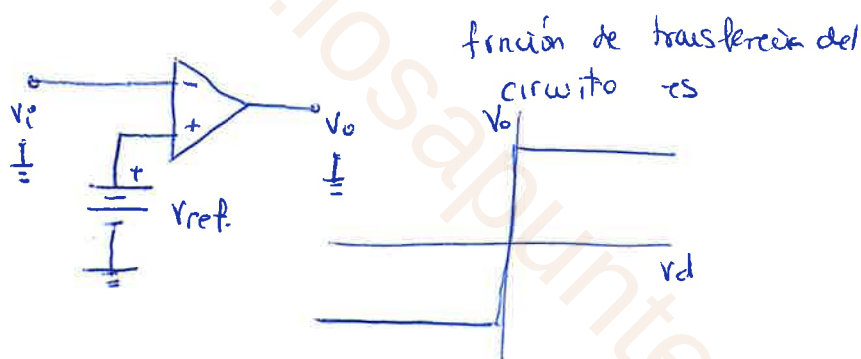
aplicación del circuito anterior con una onda de entrada.



cada vez que pasa por cero conmuta.

onda cuadrada.

Ejemplo: comparador sin histeresis



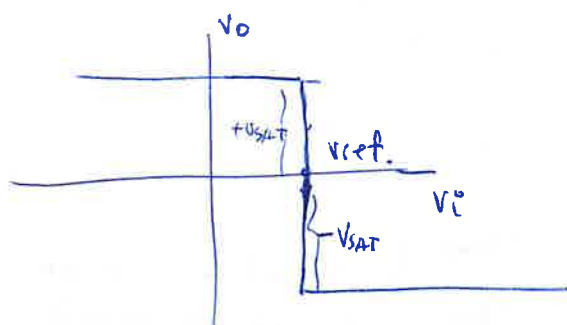
función de transferencia del circuito es

$$V_d = V^+ - V^- = V_{ref} - V_i$$

$$\text{si } V_i = 0 \Rightarrow V_d = V_{ref}$$

$$\text{si } V_i < V_{ref} \Rightarrow +V_{SAT}$$

$$\text{si } V_i > V_{ref} \Rightarrow -V_{SAT}$$

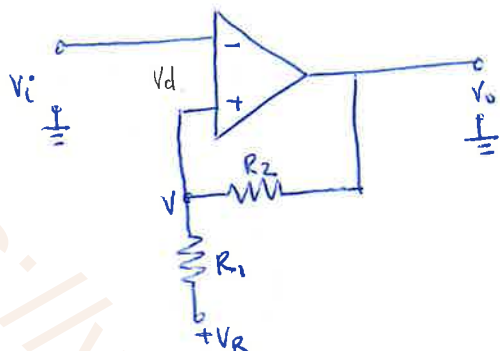


no hay histeresis porque el punto de conmutación es fijo V_{ref} .

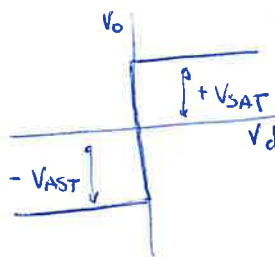
En los comparadores con histeresis el punto de V_{ref} no es fijo.

COMPARADOR CON HISTERESIS.

COMPARADOR SCHMITT TRIGGER (comparador generativo porque tiene realimentación (+))



el A.O. se considera ideal.



V no es fijo sino depende del valor de la salida Vo.

Para analizarlo se hace por superposición:

1º caso cuando $V_i < V$

$$V_d = V^+ - V^- = V - V_i$$

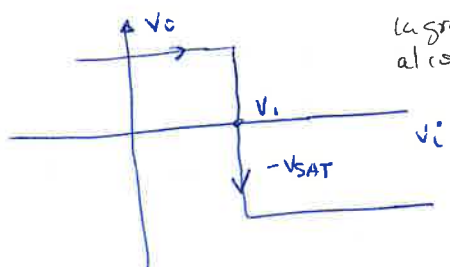
como $V_i < V \Rightarrow V_o = +V_{SAT}$

$V_i < V$

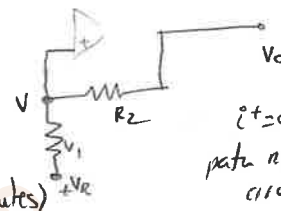
entonces analizándolo por superposición

$$V = \underbrace{\frac{V_R R_2}{R_1 + R_2}}_{\text{cuando cortocircuito } V_o} + \underbrace{\frac{V_{SAT} \cdot R_1}{R_1 + R_2}}_{\text{cuando cortocircuito } V_R} \equiv V_1$$

la grafica quedaria.



la grafica es al contrario Al A.O ideal ya qe por tener la entrada por la pata inversora se invierte. (explicado antes)

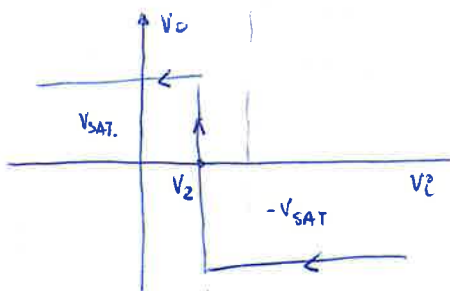


¿t=0 como para para no inversora no circula corriente puede considerarse divisor de tension

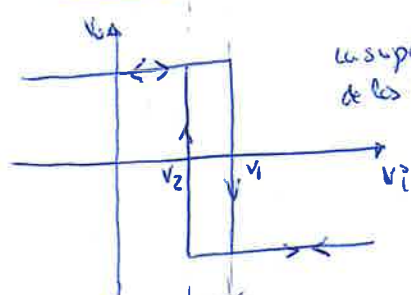
2º caso cuando $V_i > V \Rightarrow V_o = -V_{SAT}$

por superposición = $V = \underbrace{\frac{V_R R_2}{R_1 + R_2}}_{\text{cortocircuito } V_o} - \underbrace{\frac{V_{SAT} \cdot R_1}{R_1 + R_2}}_{\text{cortocircuito } V_R} \equiv V_2$

su grafica



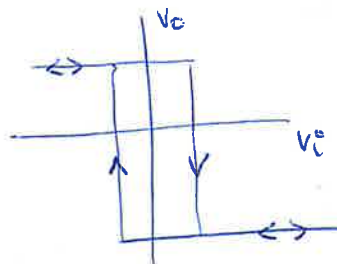
la curva histeresis quedaria:



la superposición de los dos señales.

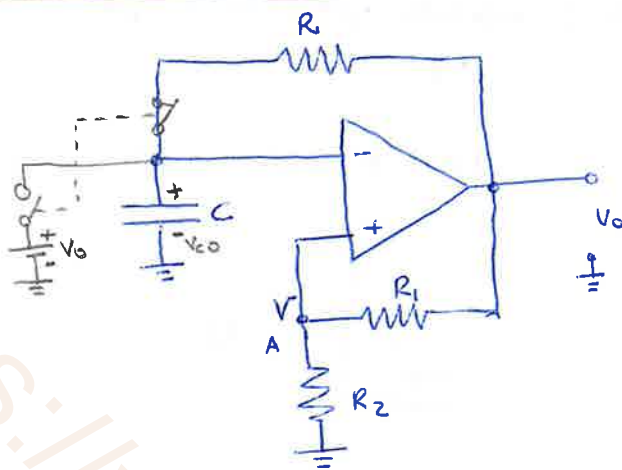
$V_H = V_1 - V_2$ $V_H = \text{relacion de histeresis.}$

Si V_R está a masa la curva de histeresis es simetrica respecto al origen.

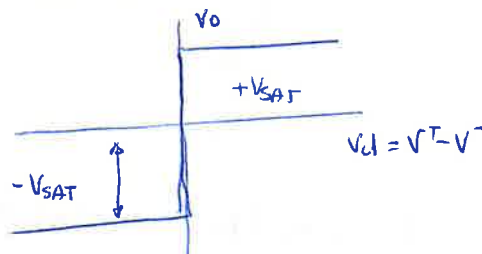


Aplicación con histéresis.

OSCILADOR DE ONDA CUADRADA O MULTIVIBRADOR ASTABLE.

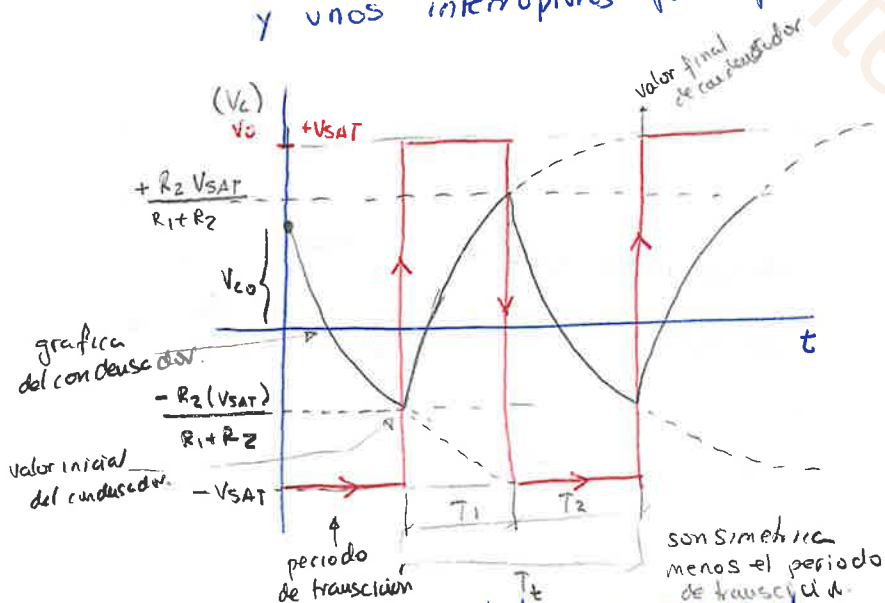


Tiene una realimentación (+) y realimentación (-) va a originar a la salida una onda cuadrada. Es parecido al comparador SCHMITT pero con el V_R a masa. Se supone las características del transference del A.O.



En la práctica funcionaría tal como se muestra en el esquema debido a un defecto del amplificador operacional.

Pero para poder analizar este circuito teóricamente hace falta tomar una condición inicial en el condensador, es decir V_C está cargado inicialmente, para poder hacer los cálculos teóricamente. (supongamos que le ponemos una pila y unos interruptores para poder cargar el condensador, escrito a lápiz)



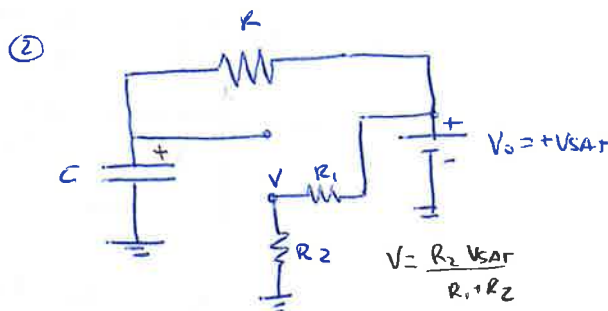
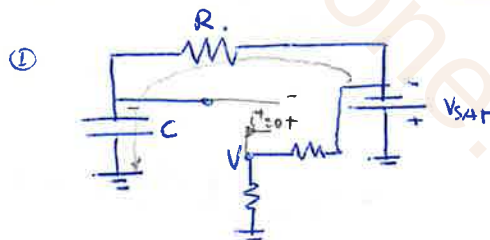
El condensador tratará de cargarse al nivel de la salida (-) o se descarga hasta cuando la patilla inversora sea inferior a la no inversora con lo cual la salida pasa a $V_O = +V_{SAT}$ y con lo que ahora el condensador empezará a cargarse debido a que la salida tiene $V_O = +V_{SAT}$ y se irá repitiendo el proceso.

Instante inicial.

$V_d = V^+ - V^- = 0 - V_{C0} = -V_{C0} \Rightarrow V_O = -V_{SAT}$ ya que la patilla inversora es > a la pat. no inversora.

En un instante después. V va a tomar un determinado valor ya que tenemos

$$V_O = -V_{SAT} \text{ quedaría. } V = \frac{R_2(-V_{SAT})}{R_1 + R_2}$$



Ahora el condensador se carga, cuando la patilla inversora sea superior a la no inversora entonces volvemos a la salida. $V_o = -V_{SAT}$. Repitiéndose todo el ciclo repetitivamente.

(El punto A a veces sera positivo y otras veces negativo dependiendo de la V_o . Si la salida $V_o = +V_{SAT}$ el punto A es + y si $V_o = -V_{SAT}$ el punto A es -).

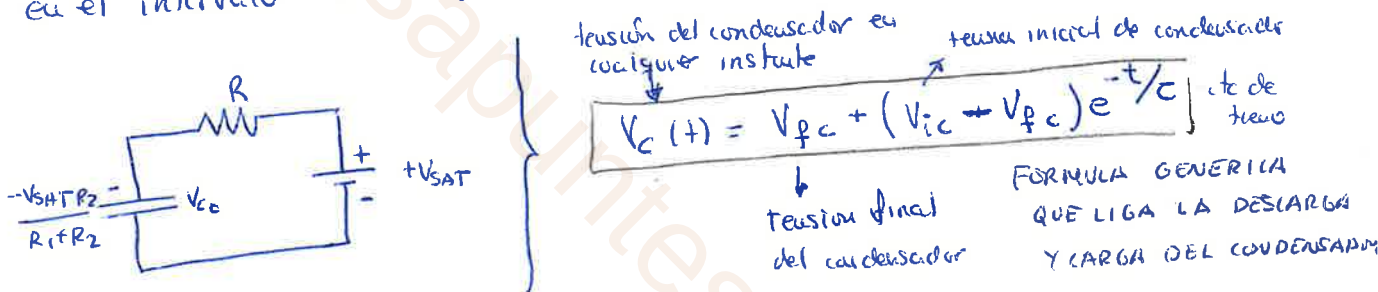
Es decir voy analizando la grafica del condensador para saber el comportamiento de la salida.

El periodo $T_t = T_1 + T_2 = 2T$

$T_1 = T_2 = T$ ya que son simetrico. por eso se considera igual.

¿Cuanto tiempo transcurre desde que se produce los saltos de $V_o = +V_{SAT}$ a $V_o = -V_{SAT}$?
De la grafica el tiempo que pasa del $\frac{-R_2 V_{SAT}}{R_1 + R_2}$ hasta $\frac{R_2 V_{SAT}}{R_1 + R_2}$ esto es

en el intervalo de tiempo T_1 .



$Z = RC$ $V_{fc} = \frac{+V_{SAT}}{1+\beta}$
 $V_{ic} = \frac{-V_{SAT} R_2}{R_1 + R_2}$

sustituyendo en la formula.
 para simplificar $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Cuando la tension del condensador de $V_c(t) = \frac{R_2 V_{SAT}}{R_1 + R_2}$ → este es el punto donde se produce el salto de $V_o = +V_{SAT}$ a $-V_{SAT}$.

$$V_c(t) = V_{SAT} + (-\beta V_{SAT} - V_{SAT}) e^{-t/\tau}$$

$$\beta V_{SAT} = V_{SAT} + (-\beta V_{SAT} - V_{SAT}) e^{-t/\tau}$$

$$\beta - 1 = -(1 + \beta) e^{-t/\tau} \Rightarrow (1 + \beta) e^{-t/\tau} = 1 - \beta \Rightarrow -\frac{t}{\tau} = \ln\left(\frac{1 - \beta}{1 + \beta}\right) \Rightarrow$$

$t = -\tau \ln\left(\frac{1 - \beta}{1 + \beta}\right)$ el tiempo total T_1 . Quitando el signo negativo

$t = -\tau (\ln(1 - \beta) - \ln(1 + \beta)) = \tau (\ln(1 + \beta) - \ln(1 - \beta)) = \tau \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$

$T_1 = t = \tau \ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$ este es el tiempo total en medio periodo τ

el tiempo total $T = 2T_1 = 2RC \ln \left(\frac{1+\beta}{1-\beta} \right)$

$$T = 2RC \ln \left(\frac{1+\beta}{1-\beta} \right)$$

$$\frac{1+\beta}{1-\beta} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1+R_2}}{1 - \frac{R_2}{R_1+R_2}} = 1 + \frac{2R_2}{R_1}$$

$$T = 2RC \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

* Si consideramos el periodo T_2 el :

$$V_{ic} = \frac{+R_2 V_{SAT}}{R_1 + R_2}$$

$$V_{ic} = -V_{SAT}$$

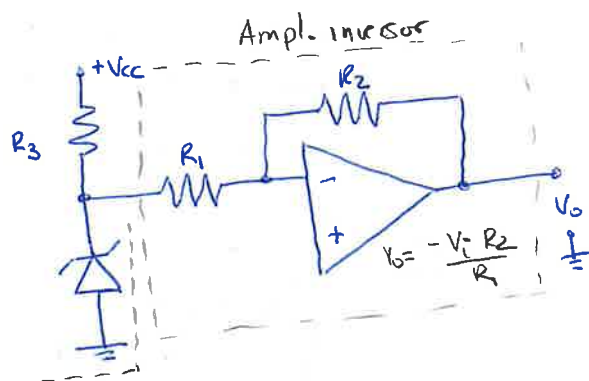
$$V_{ic}(+) = \frac{-R_2 (V_{SAT})}{R_1 + R_2}$$

sustituyendolo en la formula el resultado es el mismo ya que son simetrica

$$T_1 = T_2 = T$$

(OSCILADOR DE ONDA CUADRADA CAE)

FUENTE DE TENSION DE REFERENCIA. (con ampl. inversor)

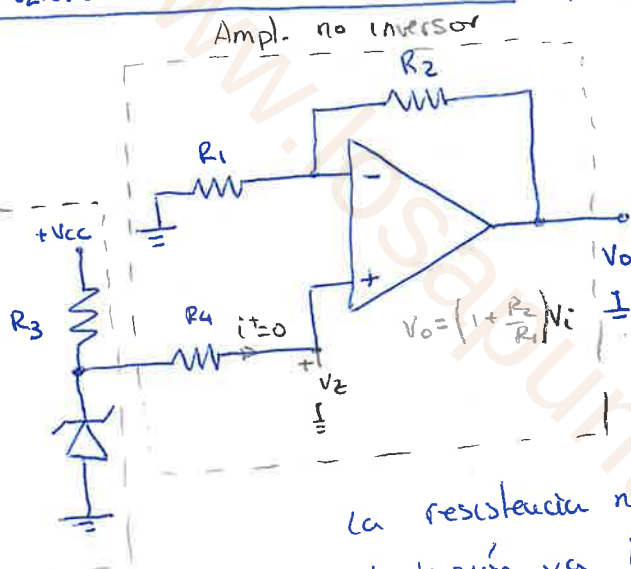


a la entrada tendrá una tensión zener, y eso será la tensión de referencia.

$$V_o = -\frac{V_z \cdot R_2}{R_1}$$

obtengo un nivel de tensión fijo dependiendo de los valores de R_2 y R_1 .

FUENTE TENSION DE REFERENCIA pero con ampl. no inversor.



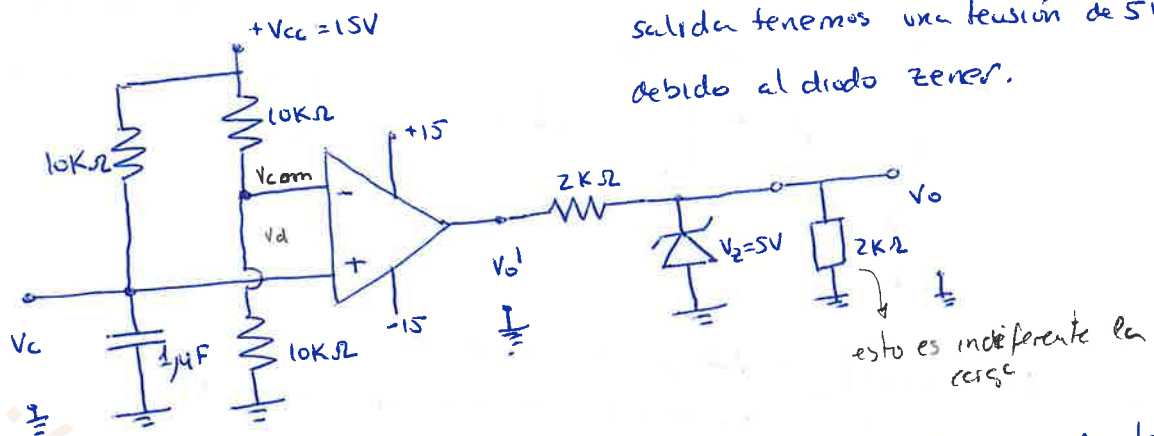
$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_z$$

la resistencia no hace falta porque no hay caída de tensión ya $i^+ = 0$ (pero hay que colocarla en la realidad).

↑
nos proporciona una tensión fija a la pata no inversora.

TEMPORIZADOR.

Al cabo de un cierto tiempo a la salida tenemos una tensión de 5V debido al diodo Zener.



La tensión en la patilla inversora es fija. Por el divisor de tensión tendremos en la patilla inversora $V_{cm} = \frac{10 \cdot 15}{10 + 10} = 7.5V$.

Supongamos que la carga inicial del condensador es cero. Entonces debido a estos datos el instante inicial:

$$V_d = V^+ - V^- = V_{cm} - V_o = 0 - 7.5 = -7.5 \text{ como la patilla inversora}$$

es mayor a la no inversora la $V_o' = -V_{SAT}$. Debido a que la salida $V_o' = -V_{SAT}$ el diodo V_z se polariza directamente y el diodo Zener

su resistencia es cero (considerándolo ideal) y la $V_o = 0V$.

Por otro lado el condensador se va cargando a través de la resistencia de 10kΩ y cuando la tensión del condensador supere la tensión de la patilla inversora 7.5V $\Rightarrow V_o' = +V_{SAT}$. $\Rightarrow$ proporciona a la salida $V_o = 5V$ (por el diodo Zener $V_z = 5V$).

$$V_z = \begin{cases} \text{ideal} \\ R_z = 0 \\ V_z = 5V \\ V_d = 0 \\ V_g = 0 \end{cases}$$

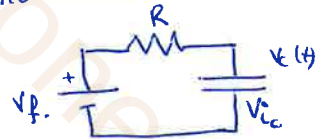
para calcular la gráfica del condensador.

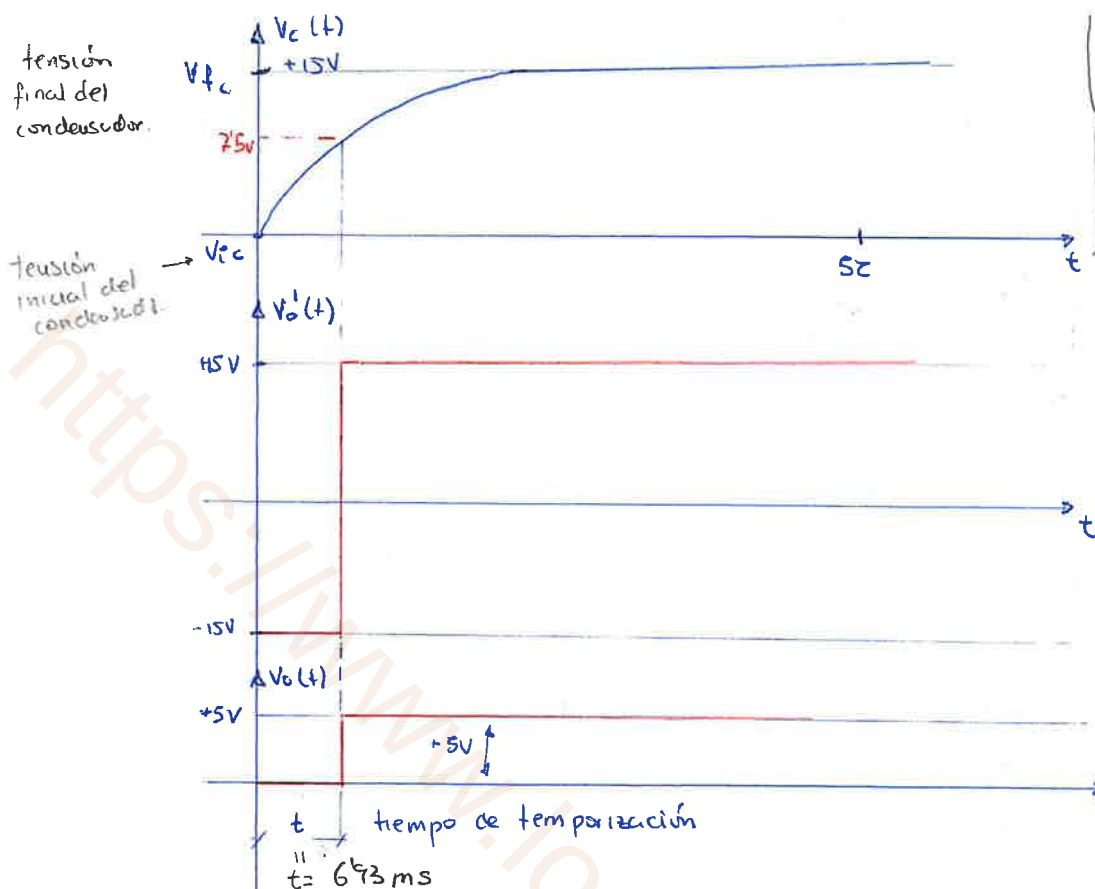
$$V_c(t) = V_{fc} + (V_i - V_{fc}) e^{-t/\tau}$$

$$\tau = RC$$

$$\text{Si } V_i = 0 \Rightarrow V_c(t) = V_{fc} (1 - e^{-t/\tau})$$

con esta ecuación se dibuja la gráfica del condensador al cabo de 5cte de tiempo.





$$\begin{cases} V_{ic} = 0 \\ V_{fc} = +15V \\ V_c(t) = V_{fc} (1 - e^{-t/\tau}) \end{cases}$$

la tensión $V_{com} = \frac{15 \cdot 10}{10 + 10} = 7.5V$

el condensador se va cargando a +15V. Cuando la tensión del condensador valga 7.5V la salida conmuta a +15V debido a que la pte^{na} inversora es mayor a la inversora.

la salida permanecerá de a 5V a no ser que se desconecte la alimentación del circuito.

Para calcular el tiempo se emplea la fórmula calculada antes:

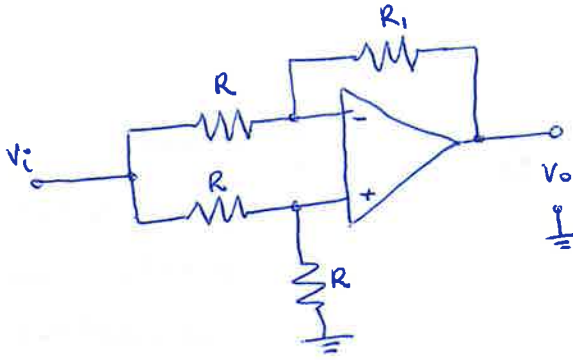
$$V_c(t) = V_f (1 - e^{-t/\tau}) \quad \tau = RC = 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 10^{-2} \text{ seg.} = 10^{-2} \cdot 10^3 = 10 \text{ ms.}$$

$$\begin{cases} V_c(t) \text{ en ese intervalo} = 7.5V \\ V_f = 15V \end{cases} \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{sustituyendo en la fórmula.} \end{array} \right.$$

$$7.5 = 15 (1 - e^{-t/\tau}) \quad 1 - e^{-t/10} = \frac{7.5}{15} \quad e^{-t/10} = 1 - \frac{7.5}{15}$$

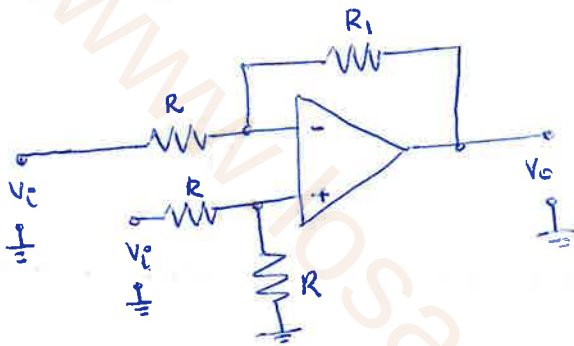
$$t = -10 \ln \left(1 - \frac{7.5}{15} \right) \quad \boxed{t = 6.93 \text{ ms}} \quad \text{la salida aparece los cinco voltios al cabo de los } \underline{6.93 \text{ ms.}}$$

Problema. Calcular R_1 en función de V_i , V_o y R .



- - -

el circuito se puede poner de esta forma y sería un restador.



por la fórmula del restador la salida es:

$$V_o = -\frac{R_1}{R} (V_i) + \left(1 + \frac{R_1}{R}\right) \frac{V_i R}{R+R}$$

$$V_o = -\frac{R_1}{R} V_i + \left(\frac{R+R_1}{R}\right) \frac{V_i R}{2R} = -\frac{R_1}{R} V_i + \frac{V_i}{2} \left(\frac{R+R_1}{R}\right) = -\frac{2R_1}{2R} V_i + \frac{V_i}{2} + \frac{V_i R_1}{2R} =$$

$$V_o = -\frac{R_1}{2R} V_i + \frac{V_i}{2}$$

$$G = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_1}{2R} + \frac{1}{2}$$

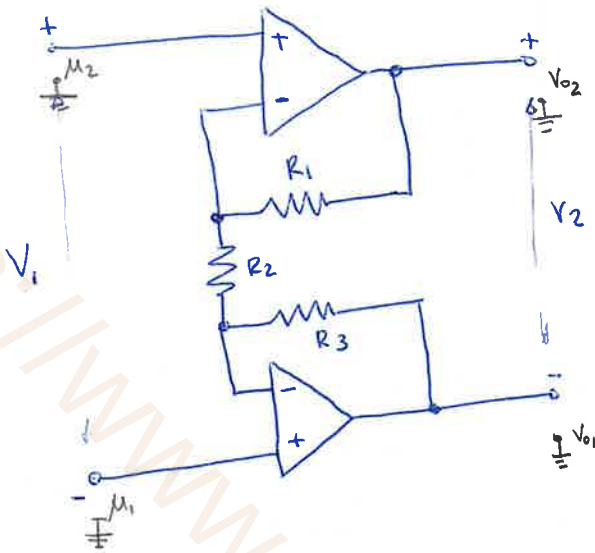
$$\boxed{G = \frac{1}{2} - \frac{R_1}{2R}} \quad \text{GANANCIA.}$$

R_1 en función V_i , V_o y R

$$\boxed{R_1 = \left(V_o - \frac{V_i}{2}\right) \frac{2R}{(-V_i)}} \quad \text{Solución.}$$

Problema

En el circuito de la fig. hallar la ganancia de tensión sabiendo que $R_1 = R_3 = 20\text{K}\Omega$
 $R_2 = 16\text{K}\Omega$ $\left. \begin{matrix} \\ \end{matrix} \right\} AV_f = \frac{V_2}{V_1}$
 ganancia.



tanto V_1 como V_2 esta referido del positivo al negativo del otro amplificador y no con respecto a masa.

Para poder analizarlo consideramos a lapiz. $\Rightarrow$

$$V_1 = \mu_2 - \mu_1$$

$$V_2 = V_{02} - V_{01}$$

$$AV_f = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{02} - V_{01}}{\mu_2 - \mu_1}$$

ahora se resuelve como siempre por mallas.

$$\text{malla ①} \quad -\mu_1 + iR_2 + \mu_2 = 0$$

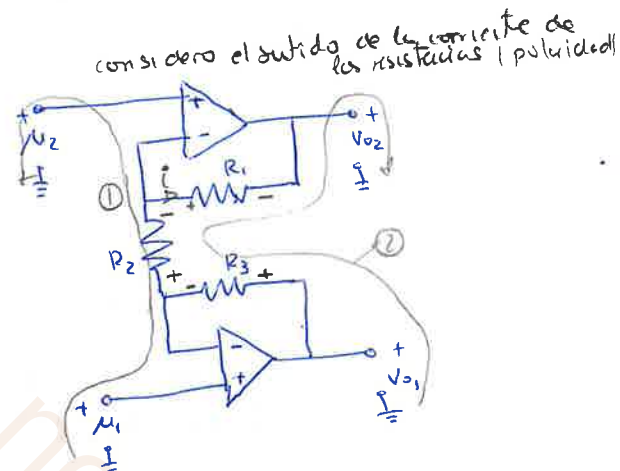
$$\text{malla ②} \quad -V_{02} - R_1 i - R_2 i - R_3 i + V_{01} = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i = \frac{\mu_1 - \mu_2}{R_2} \\ i = \frac{-(V_{02} - V_{01})}{R_1 + R_2 + R_3} \end{array} \right\} \text{Igualando.} \quad \frac{\mu_1 - \mu_2}{R_2} = - \frac{(V_{02} - V_{01})}{R_1 + R_2 + R_3}$$

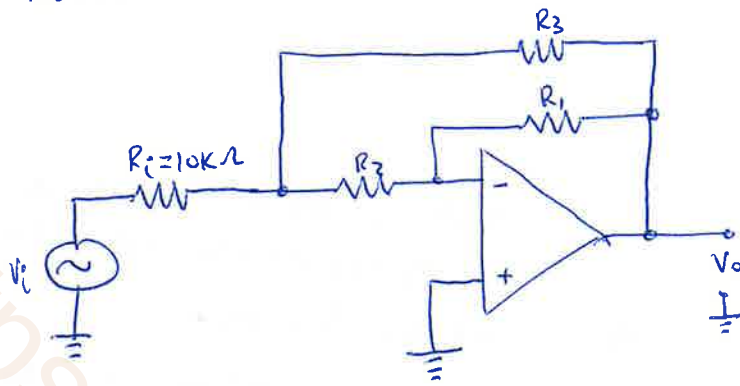
$$\frac{\mu_2 - \mu_1}{R_2} = \frac{V_{02} - V_{01}}{R_1 + R_2 + R_3} \Rightarrow AV_f = \frac{V_{02} - V_{01}}{\mu_2 - \mu_1} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_2}$$

$$AV_f = 1 + \frac{R_1 + R_3}{R_2}$$

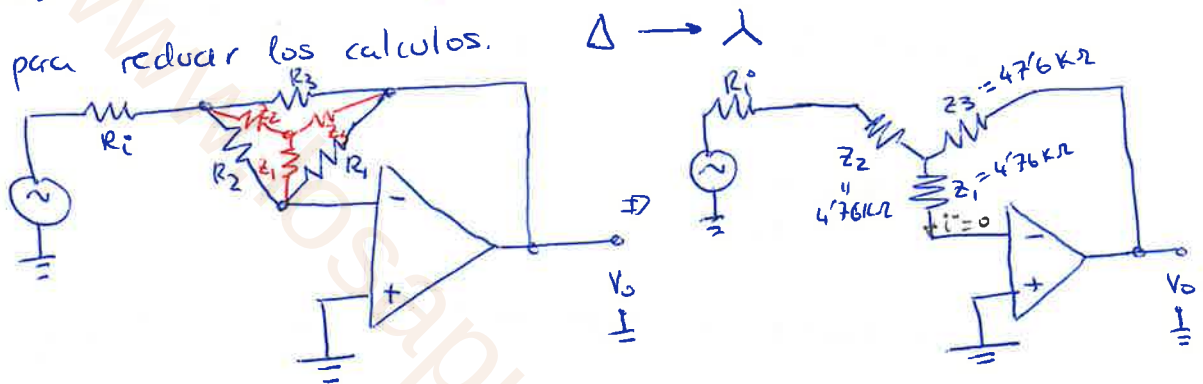
$$AV_f = 1 + \frac{20\text{K}\Omega}{16\text{K}\Omega} = 2.25$$



Problema. calcular la ganancia de tensión $A_{vf} = \frac{V_o}{V_i}$ sabiendo que la resistencia $R_1 = 100K\Omega$ $R_2 = 10K\Omega$ $R_3 = 100K\Omega$ $R_i = 10K\Omega$



Las resistencias R_1 R_2 R_3 esta en triángulo y lo puedo convertir en $\Delta \rightarrow Y$ para reducir los calculos.

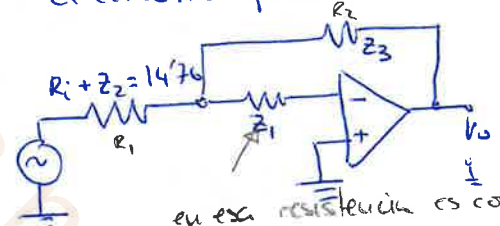


$$Z_1 = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{100 \cdot 10}{210} = \frac{100}{21} = 4'76K\Omega$$

$$Z_2 = \frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{100}{21} = 4'76K\Omega$$

$$Z_3 = \frac{R_3 R_1}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{1000}{21} = 47'6K\Omega$$

el circuito quedaría como A. inversor



en esa resistencia es como no estuviera ya que no circula corriente $\Rightarrow$ quedaría como A. inversor

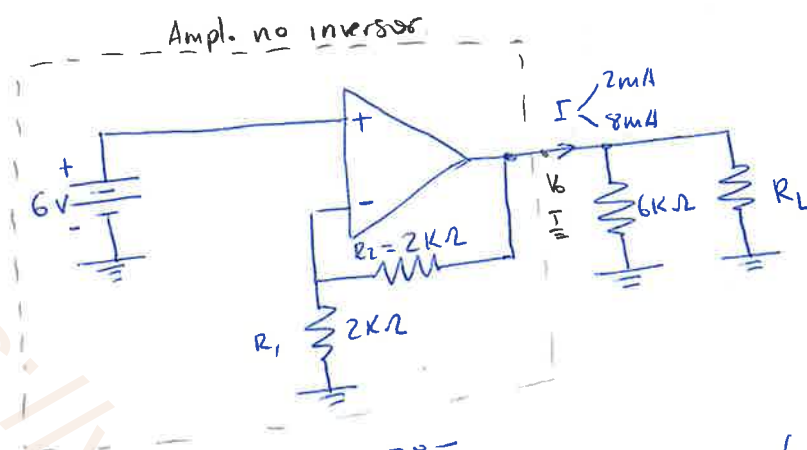
la formula del amplificador inversor.

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

$$V_o = -\frac{R_3}{R_i + Z_2} V_i$$

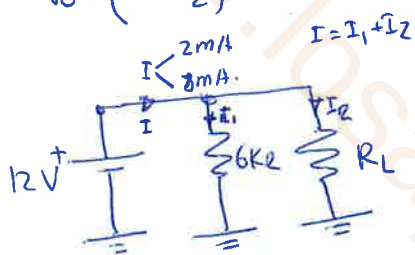
$$\frac{V_o}{V_i} = A_{vf} = \frac{-47'61}{14'76} = -3'22$$

Problema. Determinar los valores mínimos y máximos de R_L de manera que la corriente I se sitúe 2mA y 8mA.



la fórmula del amplificador inversor es $V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i$ sustituyendo valores.

$$V_o = \left(1 + \frac{2}{2}\right) 6 = +12V \quad \text{el circuito quedará.}$$



cuando circula 2mA:

$$I_1 = \frac{12}{6} = 2mA \quad \text{entonces la corriente que circula } I_2 = 0$$

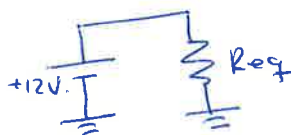
$$\text{esto implica } R_L = \frac{V}{I_2} = \frac{12}{0} = \infty \quad \boxed{R_L = \infty} \quad \text{cuando } I = 2mA$$

cuando circula $I = 8mA$:

$$I_1 = \frac{12}{6} = 2mA \quad I_2 = 6mA \quad \boxed{R_L = \frac{12}{6} = 2k\Omega} \quad \text{cuando } I = 8mA$$

Y lo calculé haciendo la Req del circuito.

$$R_{eq} = \frac{6R_L}{6 + R_L}$$



$$I = \frac{V}{R_{eq}}$$

cuando $i = 2mA$.

$$2 = \frac{12}{\frac{6R_L}{6 + R_L}}$$

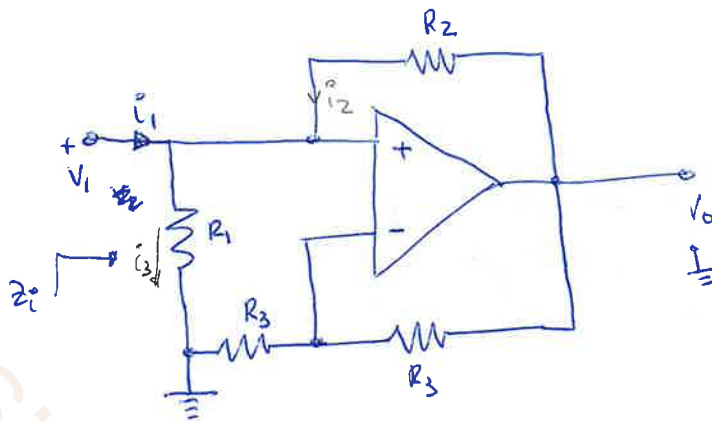
$$12R_L = 12R_L + 72 \Rightarrow \boxed{R_L = \infty}$$

cuando $i = 8mA$

$$8 = \frac{12}{\frac{6R_L}{6 + R_L}}$$

$$\boxed{R_L = 2k\Omega}$$

Problema. ¿cual es la condición para que la impedancia Z_i sea ∞ ?



$$Z_i = \frac{V_1}{i_1}$$

tambien se pued analizar por mallas

$$Z_i = \frac{V_1}{i_1} \quad \overline{V_0} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_i = \underline{2V_1}$$

hay que buscar una relación con los tres corrientes: $i_3 = \frac{V_1}{R_1}$ / $-V_0 + i_2 R_2 + V_1 = 0$
 $i_2 = \frac{V_0 - V_1}{R_2}$

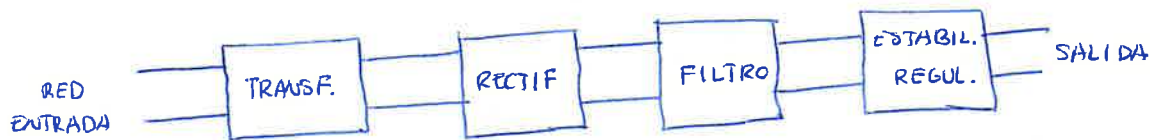
$$i_1 = i_3 - i_2 \quad i_1 = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_0 - V_1}{R_2} = \frac{V_1}{R_1} - \frac{2V_1 - V_1}{R_2} = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_1}{R_2}$$

$$i_1 = \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}\right) V_1 = \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2}\right) V_1 \text{ sustituyendo en } Z_i = \frac{V_1}{i_1}$$

$$Z_i = \frac{V_1}{\left(\frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2}\right) V_1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_2 - R_1}$$

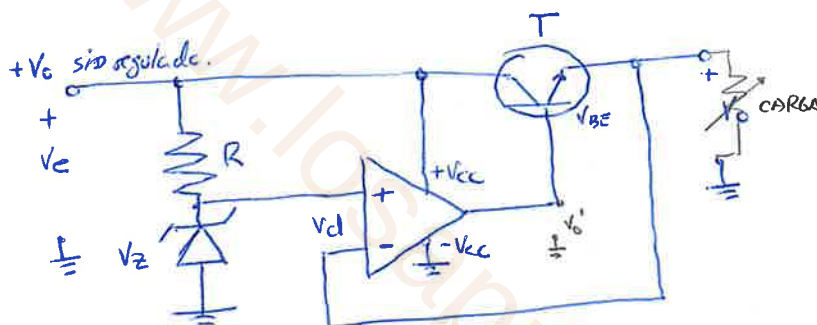
para que la impedancia de entrada sea ∞ $R_1 = R_2$

EMPLEO DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES EN FUENTES DE ALIMENT.



estudiamos el regulador estabilizador que consta A.O., diodos zener, transistores, resistencias... El A.O. va a trabajar como comparador y se va a comportar como un A.O. real. trabajando en la zona lineal.

Como en el A.O. solo nos interesa la $V_o = +V_{SAT} \Rightarrow$ la pata $-V_{cc}$ lo pongo a masa.



la tensión V_o siempre vamos a tener la tensión de la pata no invertida en este caso $V_o \approx V_z$.

El transistor normalmente va a trabajar en la región activa. El A.O. actúa como un seguidor de tensión, o como un buffer (es decir la tensión de salida es igual a la entrada).

$$V_d = V^+ - V^- = V_z - V_o$$

$$V_o = V_o' + V_{BE} \Rightarrow V \approx V_o'$$

Si el amplificador trabaja en la zona lineal $\Rightarrow$ se verifica $V_o' = A_d \cdot V_d =$

$$= A_d (V^+ - V^-) = A_d (V_z - V_o)$$

Si en un momento determinado la corriente que circula en la carga disminuye $\Rightarrow$ si V_o aumenta provoca menos circulación de corriente por la salida $\Rightarrow$

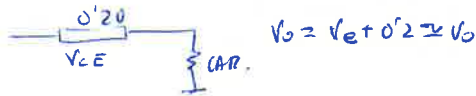
V_d se hace más pequeño $\Rightarrow V_o'$ disminuye $\Rightarrow$ el transistor conduce menos y

la caída V_{ce} es mayor es decir la resistencia interna del coled-emisor es

mayor $\Rightarrow V_o$ se estabiliza



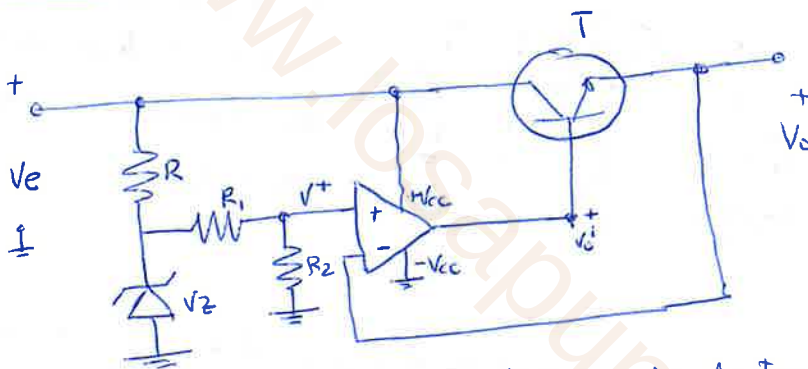
cuando V_o disminuye debido a la carga (cuando variamos la carga) $\Rightarrow V_d$ se hace mas grande $\Rightarrow V_o'$ aumenta $\Rightarrow$ el transistor conduce mas y la caida de tension V_{ce} es menor es decir la resistencia interna del colector-emisor es mas pequeña $\Rightarrow V_o$ se estabiliza



$$V_o = V_{ce} + 0.2 V_o$$

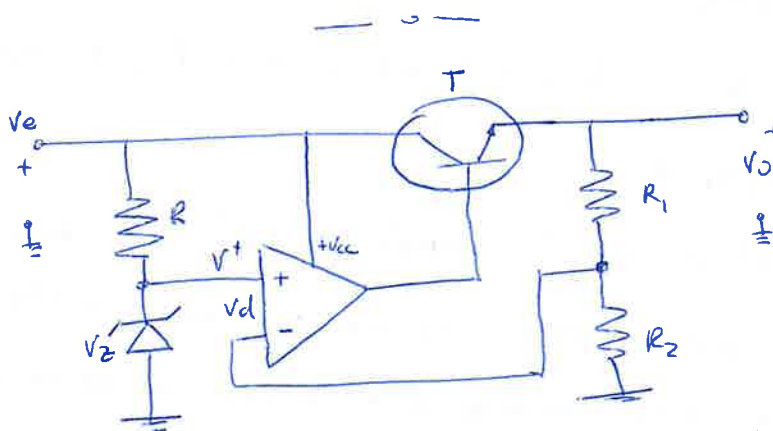
$$\left. \begin{aligned} V_o &= A_d (V_z - V_o) \Rightarrow \\ V_o &= A_d V_z - A_d V_o \Rightarrow \\ V_o (1 + A_d) &= A_d V_z \Rightarrow V_o = \frac{A_d V_z}{1 + A_d} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} A_d &\gg 1 \\ V_o &= \frac{A_d V_z}{A_d} = V_z \end{aligned}$$

OTRO CIRCUITO.



a la salida tendremos practicamente la tension de la pata no inversora.

$$V^+ = \frac{V_z R_2}{R_1 + R_2} \quad ; \quad \boxed{V_o \approx V^+ \frac{V_z R_2}{R_1 + R_2}}$$



$$V_o = V_z \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

despreciado la tension V_{be}

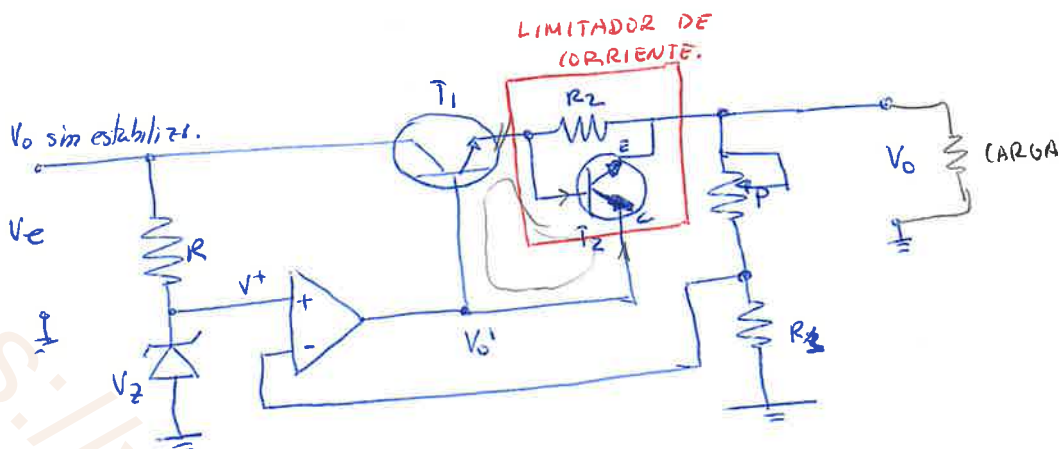
el A.O. y la R_1 y R_2 es un amplif. no inversor.

Si le pongo un potenciómetro $R_1 = P$ $V_o = V_z \left(1 + \frac{P}{R_2} \right)$ valor equilibrado

si V_o aumenta la tension en las resistencias aumenta.

si aumentamos la salida lo mas probable que se estropee el Transistor.

LIMITACION
DE
CORRIENTE → FUENTES DE TENSION
CORTOCIRCUITABLE



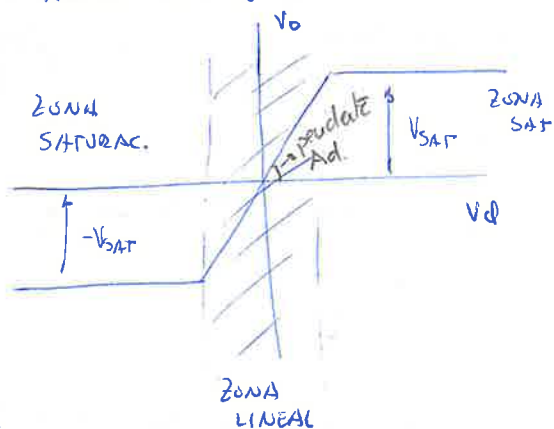
Si disminuye la V_0 (por que la resistencia de carga es muy pequeña o que la salida este cortocircuitada) $\Rightarrow$ va a aumentar la caída de corriente de $R_2 \Rightarrow$ V_d aumenta $\Rightarrow V_0'$ aumenta $\Rightarrow T_1$ empieza a conducir cada vez mas, esto va a aumentar la caída de corriente de R_2 y empieza a conducir T_2 cada vez mas, entonces como T_2 esta en sustracción V_{ce} es pequeña y la V_{be} cada vez menos. Así mismo esto provocaría el corte de T_1 ya que el emisor-colector de T_2 se encuentra en paralelo a la base emisor del T_1 .

En definitiva: cuando T_2 se intenta poner en la sustracción T_1 se para de pasar al corte $\Rightarrow$ la resistencia interna de C.E. de T_1 aumenta y no deja pasar la corriente.

Se repite continuamente

[illegible]

Suponemos que el amplificador operacional tiene esta grafica de transferencia.



Cuando estamos en la zona lineal equivale todo el circuito a una resistencia negativa (active)

(undo " " " " SATURATION " " " " " " positive (positive).

ZONA LINEAL

$$\left. \begin{aligned} V_d &= V^+ - V^- = \mu - \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \\ V_o &= \text{Ad } V_d = \text{Ad} \left(V^+ - V^- \right) = \text{Ad} \left(\mu - \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} V_o &= \text{Ad } \mu - \text{Ad} \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \\ V_o \cdot \left(1 + \frac{\text{Ad } R_1}{R_1 + R_2} \right) &= \text{Ad} \cdot \mu \end{aligned} \right.$$

$$V_o = \frac{A_d \cdot \mu}{1 + A_d \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{\mu}{\frac{1}{A_d} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

$$\frac{1}{A_d} \ll \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Ad $\frac{1}{R_1 + R_2}$ pero es demasiado grande.

que desira

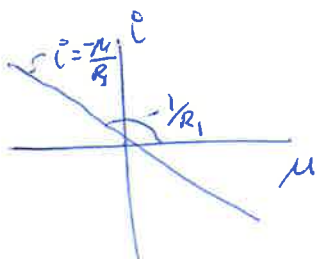
$$V_o = \frac{\mu}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \mu$$

$V_o \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \mu$

Formule de Aumento
inversor. é valida
e la região lined.

$$i = \frac{\mu - V_0}{R_2} = \frac{\mu - (1 + \frac{R_2}{R_1})\mu}{R_2} = -\frac{\mu}{R_1} \quad i = -\frac{\mu}{R_1}$$

$-R_1 = \frac{14}{j}$ la impedancia de entrada es negativa y de valor R_1 .



en la zona de saturación positiva. $V_0 = +V_{SAT}$

buscar una relación entre i y μ .

$$i = \frac{\mu - V_0}{R_2} \Rightarrow i = \frac{\mu - V_{SAT}}{R_2}$$

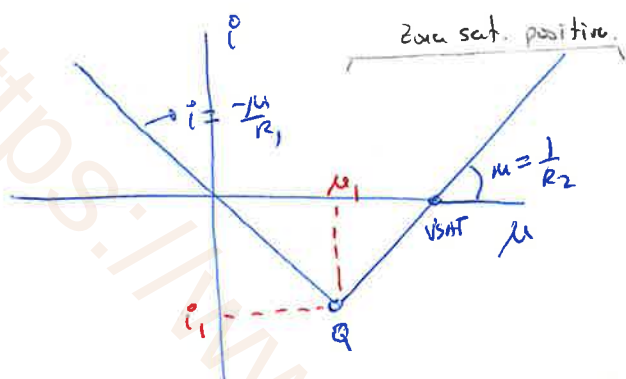
$$i = \frac{\mu}{R_2} - \frac{V_{SAT}}{R_2}$$

es una recta

pendiente y es positiva.

cundo $i = 0$ $\mu = V_{SAT}$

cundo $\mu = 0$ $i = -\frac{V_{SAT}}{R_2}$



para hallar el punto Q es la $\cap$ de la recta de antes con la de ahora.

$$\begin{cases} i = -\frac{\mu}{R_1} \\ i = \frac{\mu - V_{SAT}}{R_2} \end{cases} \Rightarrow \mu \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{V_{SAT}}{R_2}$$

$$\mu_1 = \frac{V_{SAT} R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\begin{cases} i = -\frac{\mu}{R_1} \\ i = \frac{\mu - V_{SAT}}{R_2} \end{cases} \Rightarrow i R_2 + i R_1 = -V_{SAT}$$

$$i_1 = \frac{-V_{SAT}}{R_1 + R_2}$$

en la zona saturación negativa $V_0 = -V_{SAT}$

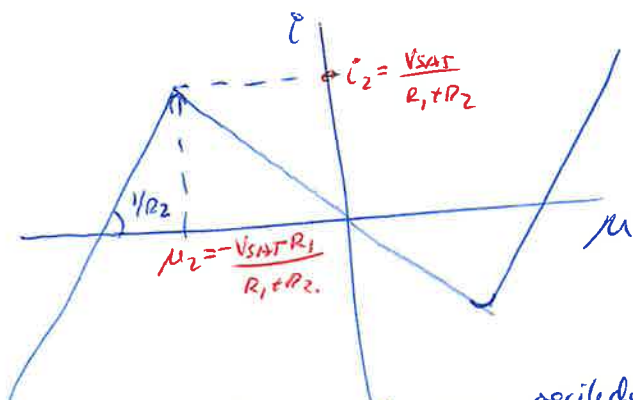
buscar una relación entre i y μ .

$$i = \frac{\mu - V_0}{R_2} \Rightarrow i = \frac{\mu + V_{SAT}}{R_2}$$

$$i = \frac{\mu}{R_2} + \frac{V_{SAT}}{R_2}$$

es una recta

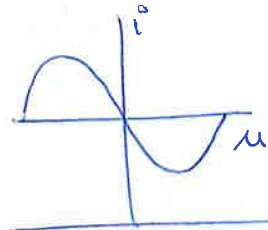
haciendo los mismo cálculo la grafica general



esto se emplea para osciladores de res. negativa.

OSCILADOR DE VAN DER POOL (RADAR)

ajustar la gráfica anterior en mi curva,
también se podría analizar a través

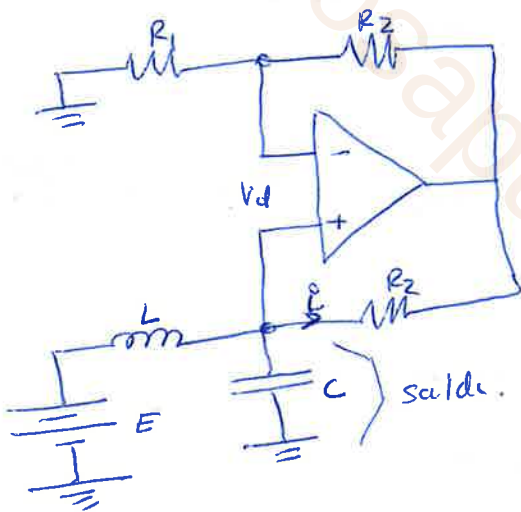


$$i = f(u) = -a_1 u + a_3 u^3$$

o

tomando la resistencia negativa (pasiva) se le añade un condensador C y se le conecta una bobina L y una fuente de tensión E . Este circuito cuando se conecta da una onda senoidal a la salida, (puede oscilar de varias formas).

Estudio de las oscilación de regulación y periodo de la señal.
(como una onda cuadrada)



son L, C, R

$$E \frac{dx}{dt} = Q(x, y) \text{ no es función lineal}$$

$$\frac{dy}{dt} = P(x, y) \text{ es función lineal.}$$

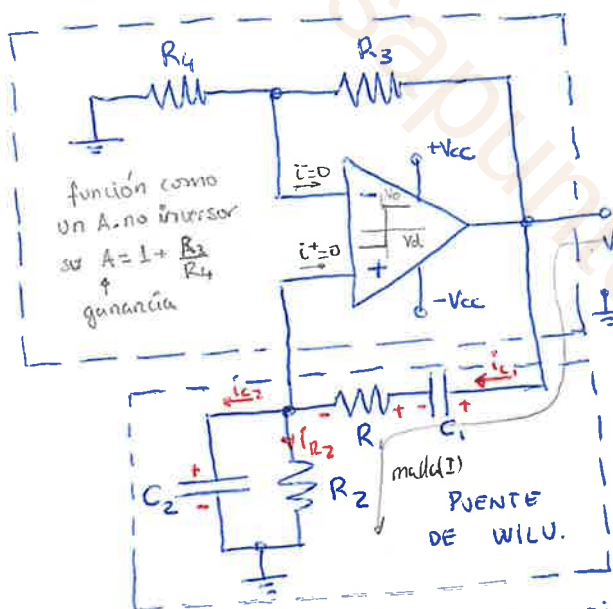
OSCILADOR DE ONDA SINOSODAL } - onda armónica (nos da una onda senooidal).
 } - onda de relajación (no nos da una onda senooidal).

OSCILADOR PUNTE DE WILU (a la salida se obtiene una onda senooidal.) Se emplea en bajas frecuencias. (audio)

En la practica la oscilación senooidal perfecta no existe, lo que ocurre que mediante ajuste, la salida se puede obtener una onda senooidal. Al ser no lineal no se puede obtener una onda senooidal.

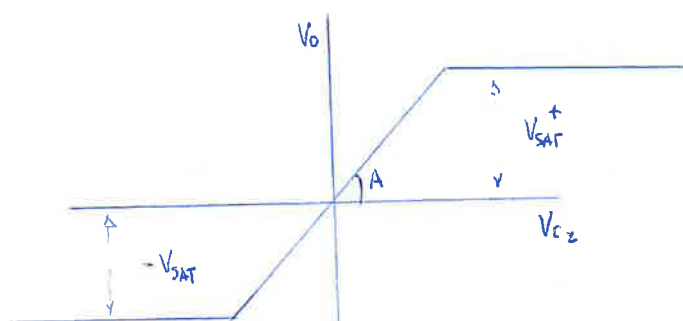
Un oscilador convierte la señal continua en una onda senooidal alterna.

Todos los osciladores son de relajación pero ajustandolo se puede convertir en uno de armónico mediante ajuste.



A la salida se puede obtener una onda de forma senooidal a baja frecuencia.

El amplificador lineal lo vamos a considerar real.



esta es la característica del A.O. su ganancia es $A = 1 + \frac{R_3}{R_4}$

La función de la salida está en función de la función del condensador.

$$V_0 = f(V_{c2})$$

Es una curva no lineal y las ecuaciones diferenciales que salgan son no lineales.

Vamos a obtener las ecuaciones de estados que son la ec. que rigen el circuito:

mallo (I) $-V_0 + V_{c1} + R_1 i_{c1} + V_{c2} = 0$ $\left\{ \begin{array}{l} -V_0 + V_{c1} + R_1 C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} + V_{c2} = 0 \\ \frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{R_1 C_1} (V_0 - V_{c1} - V_{c2}) \end{array} \right.$

$V_0 = f(V_{c2}) = \frac{A}{2} (|V_{c2} + V_s^-| - |V_{c2} - V_s^+| + V_s^+ - V_s^-)$ ecuación de la gráfica.
 $\frac{dV_{c1}}{dt} = \frac{1}{R_1 C_1} (f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2})$ 1ª ec. diferencial.

mallo II $i_{c1} = i_{c2} + i_{R2} \Rightarrow C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} = C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} + \frac{V_{c2}}{R_2}$ ec. dif. de 2º orden.

como $\frac{dV_{c1}}{dt}$ es la expresión obtenida antes se sustituye y queda:

$C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2}}{R_1} - \frac{V_{c2}}{R_2}$ $\frac{dV_{c2}}{dt} = \frac{f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2}}{R_1 C_2} - \frac{V_{c2}}{R_2 C_2}$ 2ª ec. diferencial.

Una vez obtenido todo esto, para poder analizar este circuito tenemos que emplear unas propiedades que sería teoría cualitativa de las ecuaciones no lineales:

- 1.- Buscamos los puntos de equilibrio de las ec. de estados, aquellos donde las derivadas no oscile.

$\frac{dV_{c1}}{dt} = 0$ $\frac{dV_{c2}}{dt} = 0$ condiciones de puntos de equilibrios $\left\{ \begin{array}{l} f_1 = \frac{1}{R_1 C_1} (f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2}) = 0 \\ f_2 = \frac{f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2}}{R_1 C_2} - \frac{V_{c2}}{R_2 C_2} = 0 \end{array} \right. \Rightarrow$

Si $\nexists$ ningún ruido en el sistema $\Rightarrow$ no funciona, ya que los ruidos internos provocan el arranque del circuito.

Que valores hay poner para que no oscile.

$\Rightarrow f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2} = 0$ Si R_1, C_1 son finitos $\neq 0$
 $\Rightarrow$ Si R_2, C_2 son finitos y $\neq 0 \Rightarrow$

$\Rightarrow \frac{f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2}}{R_1 C_2} - \frac{V_{c2}}{R_2 C_2} = 0$ $\left\{ \begin{array}{l} \frac{0}{R_1 C_2} - \frac{V_{c2}}{R_2 C_2} = 0 \\ V_{c2} = 0 \end{array} \right.$ sustituyendo en (1)

como $V_{c2} = 0$

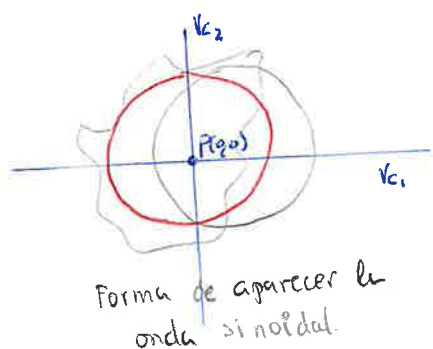
$$y \quad f(V_{c2}) - V_{c1} - V_{c2} = 0 \quad \left\{ \quad V_{c1} = f(0) = \frac{A}{2} \left\{ |0 + V_S^-| - |0 - V_S^+| + V_S^+ - V_S^- \right\} = \right.$$

$$V_{c1} = \frac{A}{2} \left\{ V_{SAT}^- - V_{SAT}^+ + V_{SAT}^+ - V_{SAT}^- \right\} = 0 \quad \boxed{V_{c1} = 0}$$

Para que la salida sea cero y no oscile, la caída de tensión en los condensadores sean ceros, entonces estos serán los puntos de equilibrio.

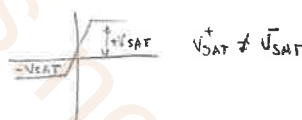
Tenemos un punto de equilibrio en el origen $P(0,0)$. [esto se produce si no hay ruido interno, porque si tuviera ruido se pondría a funcionar en otro punto. está centrado en el origen porque las saturaciones son iguales $V_{SAT}^+ = V_{SAT}^-$]

2.- Plano de fase. es un sistema de ejes coordenados donde en un eje pongo V_{c1} y el otro V_{c2} .

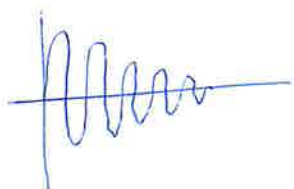


cuando oscile se representará un círculo ya que será una onda sinusoidal pura, aparece el círculo.

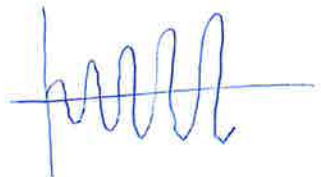
Si las V_{SAT} son distintas no estará centrado en el origen.



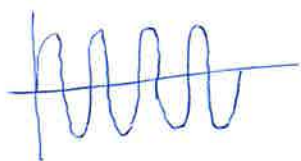
generalización del entorno del punto de equilibrio y puede aparecer:



amortiguado (va hacia cero)
sistema estable.

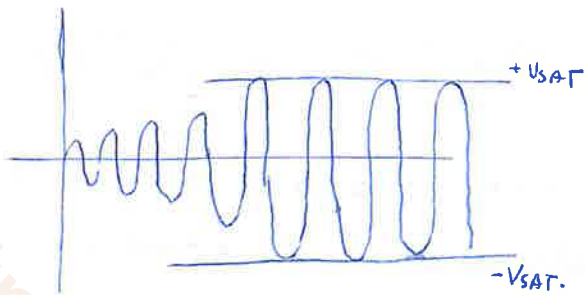


sistema inestable (intenta ir al 100)



esta es la onda que más interesa. Sistema armónico (es imposible de conseguir casi perfecta).

¿Cómo puede conseguir que oscile como una onda armónica? Tenemos que conseguir que sea inestable y que roce a la saturación para conseguir la señal sinusoidal.



Si no toca la amplitud de la señal a la saturación este caería pasando ser un sistema estable.

Tiene que rozar y tendrá una serie de condiciones para que se mantenga por ejemplo la ganancia.

Como siempre tiene que rozar algo a la V_{SAT} , la señal sinusoidal siempre se distorsionará un poco, cuanto menos roce la V_{SAT} menos se distorsionará.

Generalización del entorno del punto de equilibrio.

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial v_{c1}} & \frac{\partial f_1}{\partial v_{c2}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial v_{c1}} & \frac{\partial f_2}{\partial v_{c2}} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \frac{\partial f_1}{\partial v_{c1}} &= -\frac{1}{R_1 C_1} \\ \frac{\partial f_2}{\partial v_{c2}} &= \frac{\frac{\partial f(V_{c2})}{\partial V_{c2}} - 1}{R_1 C_1} = \frac{\frac{df(V_{c2})}{dV_{c2}} - 1}{R_1 C_1} \end{aligned}$$

es la pendiente o ganancia A

$$\frac{\partial f_2}{\partial v_{c2}} = -\frac{1}{R_1 C_2} \quad \frac{\partial f_2}{\partial v_{c1}} = \left(\frac{df(V_{c2})}{dV_{c2}} - 1 \right) \cdot \frac{1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2}$$

sustituyendo los valores en la matriz y

y particularizando en el origen la $J(0,0)$

$$\bar{J}(0,0) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & \frac{A-1}{R_1 C_1} \\ -\frac{1}{R_1 C_2} & \frac{(A-1)}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} \end{bmatrix}$$

(si hay mas puntos de equilibrio habra mas matrices jacobianas)

encontrar los autovalores λ para que esto me haga igual a cero.

λ = autovalores.

$$= \begin{vmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} - \lambda & \frac{A-1}{R_1 C_1} \\ -\frac{1}{R_1 C_2} & \frac{(A-1)}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

la ecuación característica sería:

$$\left(-\frac{1}{R_1 C_1} - \lambda\right) \cdot \left(\frac{A-1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} - \lambda\right) + \frac{1}{R_1 C_2} \frac{(A-1)}{R_1 C_1} = 0$$

$$\begin{cases} b_1 = -\frac{1}{R_1 C_1} \\ b_2 = \frac{A-1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} \\ b_3 = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{(A-1)}{R_1 C_1} \end{cases}$$

$$(b_1 - \lambda)(b_2 - \lambda) + b_3 = 0$$

$$\lambda^2 + (-b_2 - b_1)\lambda + b_1 b_2 + b_3 = 0$$

para encontrar la condición para que sea solución armónica y ^{7a} con una pequeña variación de los parámetros lo hace inestable.

La solución se encuentra aplicando el Teorema de Hopf (solución armónica)

Teorema de Hopf. de la armónica a lo inestable se llama Bifurcación de Hopf supercrítica.

Las condiciones de oscilación se produce por Hopf cuando $\lambda = j\omega$

$$\lambda^2 + (-b_2 - b_1)\lambda + b_1 b_2 + b_3 = 0$$

$$-W^2 + (-b_2 - b_1)jW + b_1 b_2 + b_3 = 0 \quad \text{de aquí sale dos ecuaciones.}$$

se tiene que cumplir: 1ª condición

$$W^2 = b_1 b_2 + b_3$$

2ª condición

$$b_2 = -b_1$$

$$-b_2 - b_1 = 0$$

sustituyendo b_1, b_2, b_3 por sus valores queda:

$$W = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (1)$$

potencia
angular.

$$\text{cuando } b_2 = -b_1, \quad \frac{A-1}{R_1 C_2} - \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$\text{como } A = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (2)$$

1) en la práctica si $R_1 = R_2 = R, C_2 = C_1 \Rightarrow$

$$W = \frac{1}{RC}$$

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$\frac{R_3}{R_4} = 2 \Rightarrow R_3 = 2R_4$$

$$A = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 3$$

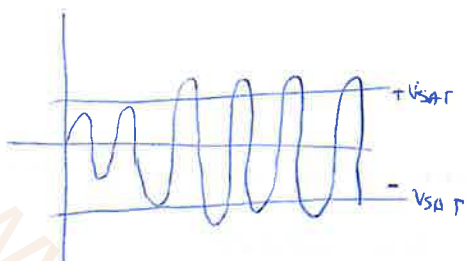
ganancia
 $A=3$ valor mínimo para que funcione como oscilador

$A > 3$ oscila

$A=3$ senoidal pero (pero es casi imposible por la temperatura)

$A < 3$ no oscila (pasa al estado y deja de oscilar).

$A > 3$



lo ideal es $A=3$

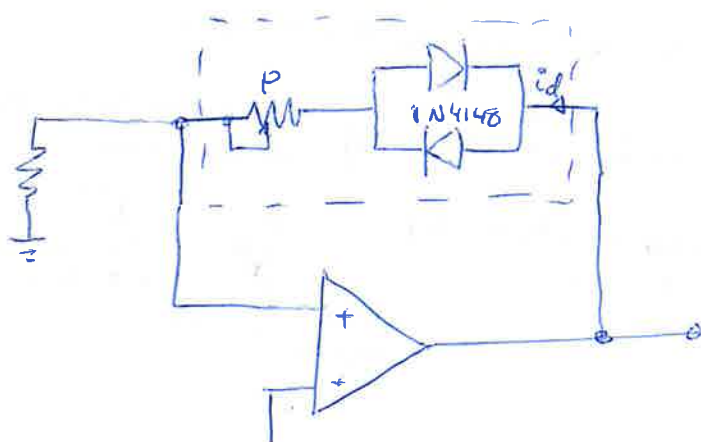
con un C.A.G siempre se mantendrá la ganancia a 3.

Para calcular el C.A.G se coloca un potenciómetro y dos diodos puros en oposición. Y se usan unos diodos de conmutación.

$V_0 \downarrow$ la resistencia del diodo $\uparrow$ y compense el circuito de salida.

$V_0 \uparrow$ " " " " $\downarrow$ " " " " " "

C.A.G



$$R_D = \frac{V_T}{i_D}$$

$$V_T = 0.026$$

resistencia dinámica.

la resistencia del diodo a la alterna varía.

Ahora la ganancia es:

$$A = 3 = 1 + \frac{R_D}{R_4}$$

* Parámetros importantes de A.O. real.

ganancia de modo diferencial

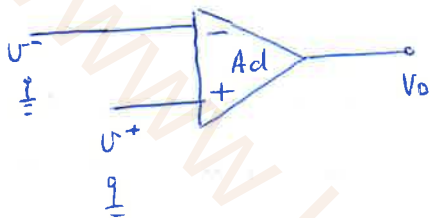
" " " común

La Rest. de entrada qe lo hemos considerado ∞ y no lo es, ∞

la impedancia de salida no es cero.

Ganancia en modo común.

supongamos qe trabajas en la zona lineal.



$$V_0 = V_d \cdot A_d$$

$$V_d = V^+ - V^-$$

$$V^+ = V^- \Rightarrow V_d = 0$$

Si las señales de entrada son iguales la salida no tiene qe ser cero. A medida qe las tensión de entrada son mas grandes e iguales la tensión de salida va incrementando mas tensión.

tensión modo diferencial $\Rightarrow V_d = \mu_2 - \mu_1$

" " común

$$V_c = \frac{\mu_2 + \mu_1}{2}$$

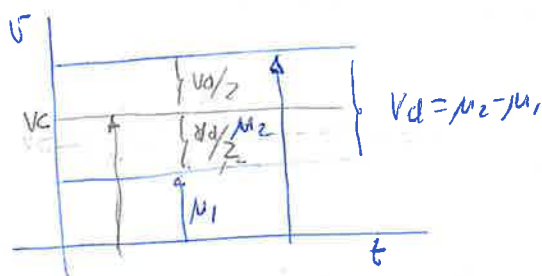
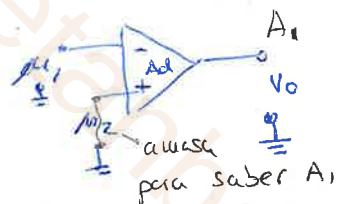
Tensión en modo común.

Suma de las dos señales de entrada.

$$V_0 = A_1 \mu_1 + A_2 \mu_2$$

Formula generica.

ganancia A_1 y A_2



$$\begin{cases} \mu_1 = V_c - V_d/2 \\ \mu_2 = V_c + V_d/2 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow V_0 &= A_1 \left(V_c - \frac{V_d}{2} \right) + A_2 \left(V_c + \frac{V_d}{2} \right) = V_c (A_1 + A_2) + V_d \left(\frac{A_2 - A_1}{2} \right) = \\ &= V_d A_d + V_c A_c \end{aligned}$$

ganancia en modo común A_c
ganancia en modo diferencial A_d

el fabricante ~~de~~ una relación.

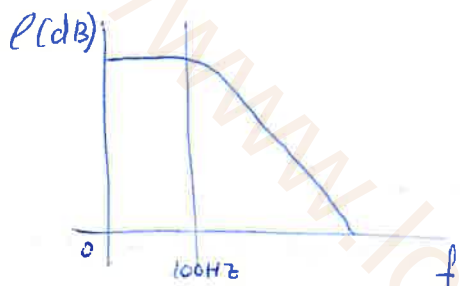
$f =$ factor de rechazo en modo común = CMRR = $\frac{A_d}{A_c}$ en la practica

conviene ser sea muy grande para que se pueda eliminar $V_{C_{AC}}$

$$V_o = V_d A_d + V_{e A_c} \quad \text{O de sea muy pequeño.}$$

$$\ell \text{ (dB)} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \Rightarrow 100 \text{ dB es un valor bueno.}$$

El factor de rechazo en modo común varía con la frecuencia:



si le metro continua la $P(\text{dB})$ no varía,
pero si le metro alterna la $P(\text{dB})$ empieza
a disminuir al aumentar la frecuencia.

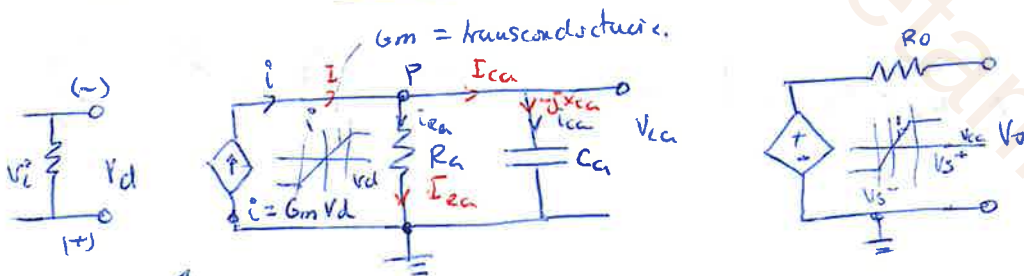
la ganancia del modo diferencial el valor μ med. el fabricante es de continuo $A_d = 10^5$ entonces es cte.

variación de la ganancia
Encontrar ~~del~~ ~~del~~ del modo diferencial (en lazo abierto) con la frecuencia
y en bucle abierto o en lazo ~~ab~~ abierto.

15

Ad

en Zona lineal.



F.I. se se salva. variación max. de la tasa de salid.

$$i = G_m \cdot v_d$$

$$V_D = V_{CC}$$

nudo p ; $i = i_{Ra} + i_{Ca}$

$$i = G_m V_d = \frac{V_{cc}}{R_c} + \frac{C_d V_{cc}}{dt}$$

$$A_d = G_m R_{C_d}$$

ganancia de modo
diferencial.

respuesta en régimen permanente:

sustituir el condensador $-jX_{cc}$ vamos a hacer un análisis en alterna. (en complejos)

$$\bar{A}_f = \frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_d} \left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_{cc} = \bar{I}_{cc} \cdot (-jX_{cc}) \\ \bar{I}_{cc} = \frac{\bar{V}_{cc}}{R_{cc}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} I = \bar{I}_{cc} + \bar{I}_{R_c} \\ G_m \bar{V}_a = \frac{\bar{V}_{cc}}{R_{cc}} + \frac{-\bar{V}_{cc}}{jX_{cc}} \end{array} \right\}$$

Aplicando la ley de ohm:

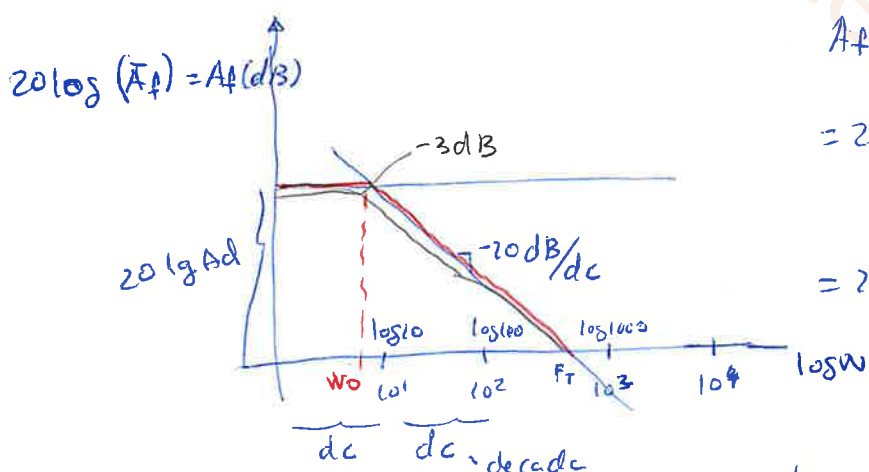
$$G_m \bar{V}_d = \bar{V}_o \left(\frac{1}{R_{cc}} - \frac{1}{jX_{cc}} \right)$$

$$\bar{A}_f = \frac{\bar{V}_o}{\bar{V}_d} = \frac{G_m}{\frac{1}{R_{cc}} - \frac{1}{jX_{cc}}} = \frac{G_m}{\frac{jX_{cc} - R_{cc}}{R_{cc} jX_{cc}}} = \frac{G_m R_{cc} jX_{cc}}{jX_{cc} - R_{cc}} = \frac{A_d}{\frac{1 + jR_{cc}\omega}{X_{cc}}} =$$

$$\boxed{\bar{A}_f = \frac{A_d}{1 + jR_{cc}\omega}}$$

A_d = me lo da el fabricante
 $\omega \uparrow$ el módulo de esto se hace mas pequeño y $\bar{A}_f \downarrow$

representado en sistema de ejes



$$A_f(\text{dB}) = 20 \log |A_f|$$

$$= 20 \log \left[\frac{A_d}{\sqrt{1 + (R_{cc}\omega)^2}} \right] =$$

$$= 20 \log A_d - 10 \log [1 + (R_{cc}\omega)^2]$$

es una recta.

es una recta oblicua.

diagrama de Bode. es pintar solamente las asíntotas.

ω_0 = frecuencia crítica o frecuencia de corte, frecuencia de codo, frecuencia de 3 dB

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

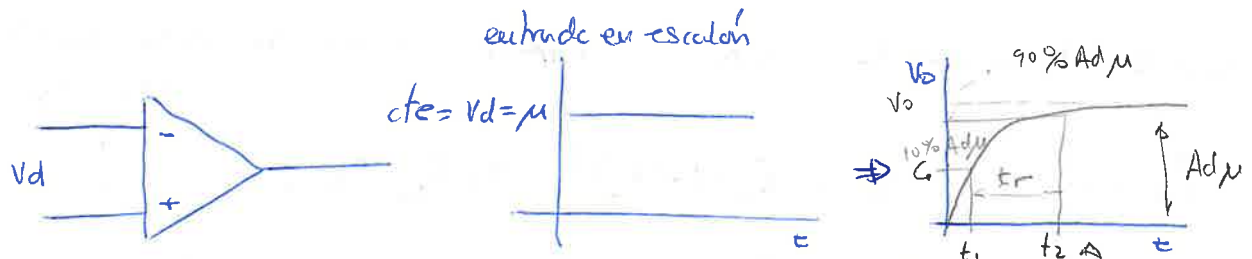
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

ω_0 = frecuencia de primer polo. suele ser de 10, 20, 30 Hz.

F_T = frecuencia de ganancia unidad. Frecuencia de transición. lo da el fabricante.

otros de los parámetros importante es:

RISE TIME $\equiv$ tiempo de subida (zona lineal)



Si se introduce una tensión cte a la salida será también cte , pero no es de forma instantánea cte debido al condensador interno, transcurrido un tiempo en salir la salida este se carga el condensador.

será mediante la ecuación:

$$G_m V_d = \frac{V_o}{R_a} + C_a \frac{dV_o}{dt} \quad \Rightarrow$$

$$Ad = G_m R_a \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{dV_o}{dt} = \frac{G_m V_d}{C_a} - \frac{V_o}{R_a C_a} = \frac{Ad}{R_a C_a} V_d - \frac{V_o}{R_a C_a} \Rightarrow$$

$$\boxed{\frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_a C_a} = \frac{Ad V_d}{R_a C_a}} \quad \Rightarrow \quad V_d = \mu = cte$$

$$\frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R_a C_a} = \frac{Ad \mu}{R_a C_a} \Rightarrow$$

$$\boxed{V_o = Ad \mu (1 - e^{-t/R_a C_a})}$$

esto es lo que tengo que dibujar en la gráfica.
y esto aparecerá en la salida.

- tiempo de subida es la diferencia entre t_1 y t_2

t_1 $\rightarrow$ el tiempo que transcurra desde la señal vale cero hasta el 10%

t_2 $\rightarrow$ " " " " " " " " " " 90%

$$t_r = t_2 - t_1$$

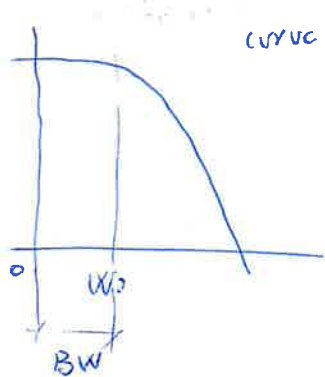
$$\frac{Ad \mu \cdot 10}{100} = Ad \mu (1 - e^{-t_1/R_a C_a}) \Rightarrow \frac{-t_1}{R_a C_a} = \ln 0.9 \Rightarrow$$

$$\frac{Ad \mu \cdot 90}{100} = Ad \mu (1 - e^{-t_2/R_a C_a}) \Rightarrow \frac{-t_2}{R_a C_a} = \ln 0.1$$

$$t_1 = -R_a C_a \ln 0.9$$

$$t_2 = -R_a C_a \ln 0.1$$

$$t_r = t_2 - t_1 = -R_a C_a \ln 0.1 + R_a C_a \ln 0.9 \Rightarrow t_r = R_a C_a \ln 9$$



curva de la ganancia.

$$W_0 = \frac{1}{R_a C_a} \text{ frecuencia del 1er polo}$$

$$BW = \text{ancho de banda} = W_0 - 0 = \frac{1}{R_a C_a}$$

$$W_0 = 2\pi f_0$$

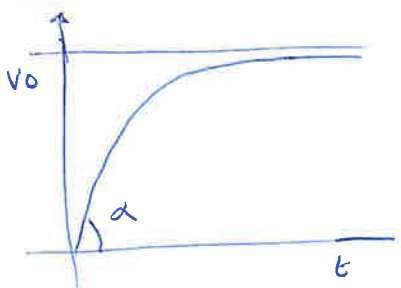
$$t_r = \frac{\ln 9}{W_0} = \frac{\ln 9}{2\pi f_0} \approx \frac{0.35}{f_0} \rightarrow \text{frecuencia del primer polo.}$$

$$t_r \approx \frac{0.35}{f_0}$$

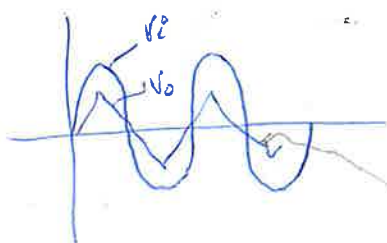
datos que me da el fabricante

↑ tiempo que tardaría al régimen permanente de la tensión de salida.

RITMO DE VARIACIÓN o SLEW RATE



la pendiente α tiene que tener un valor máximo es decir esta limitación, va originar de la salida se distorsione por cierta frecuencia, debido a la saturación de corriente



el ritmo de salida no puede seguir el ritmo de variación de entrada por eso en la salida sale diente de sierra

$$SR = \left| \frac{dV_o}{dt} \right|_{\max} = \tan \alpha_{\max}$$

slew rate.

un valor típico puede ser $SR = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$.
si se supera este valor el A.O. se satura y no funciona bien. y distorsiona.

ejemplo $V_o = V_{mx} \sin \omega t$

$$\left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{mx} \Rightarrow \frac{dV_o}{dt} = V_{mx} \omega \cos \omega t \Rightarrow \left. \frac{dV_o}{dt} \right|_{mx} = V_{mx} \omega = SR$$

$$V_{mx} \omega = SR$$

busco
valor del fabricante

el producto de la V_{mx} y la frecuencia no puede ser superior al SR porge a la salida distorsión.

$$\omega = 1000 \text{ rad/s}$$

$$SR = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$V_{mx} = \frac{1}{10^{-6} \cdot 1000} = \frac{10^6}{1000} = 1000 \text{ tengo una}$$

amplitud de 1000V no voy a tener problema.

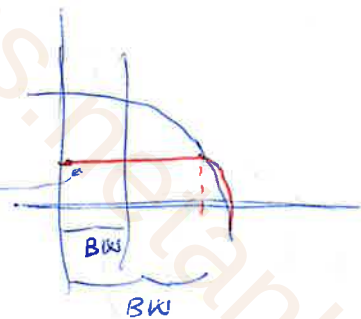
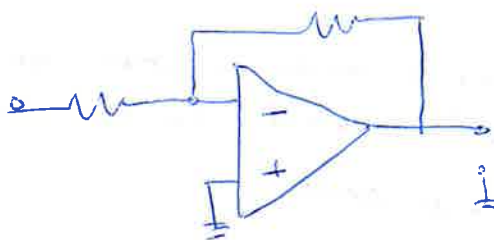
$\Rightarrow$ el SR no va a tener ningún efecto.

$$\omega = 10^6 \text{ rad/s}$$

$$SR = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$V_{mx} = \frac{1}{10^{-6} \cdot 10^6} = 1 \text{ V la tensión de entrada no puede ser mayor de 1V porge si no distorsione.}$$

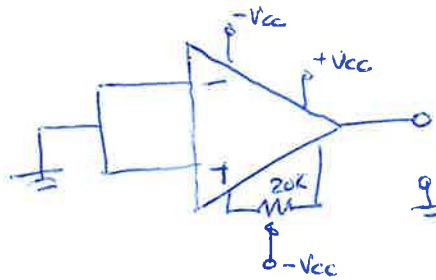
para que el ancho de banda sea mas grande se coloca resistencia externa y la curva se ve.



el ancho de banda se hace mayor al colocar resistencia

realimentación positiva se utiliza para osciladores.

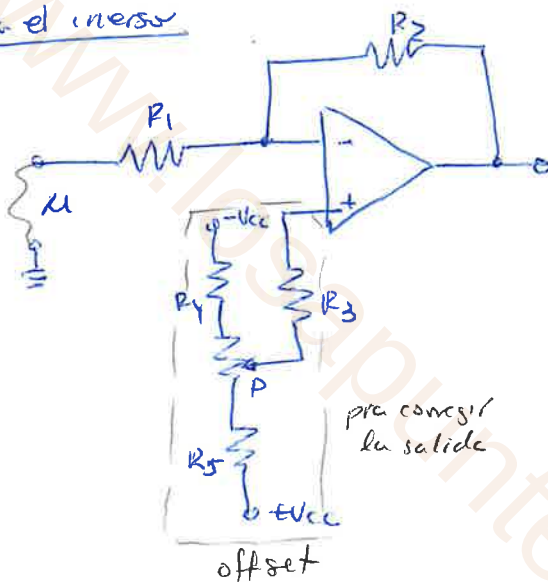
Estudio de continua de A.O.



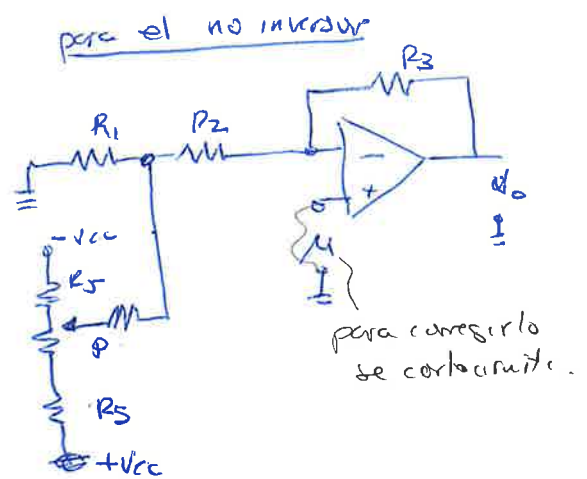
hace a la salida una tensión de offset que es de $\pm$ una decena de voltios. Para corregir la tensión de

offset se coloca un potenciómetro para obtener la tensión de salida cero.

como se corrige la tensión de offset cuando el fabricante no nos da los terminales para corregirlo para el inversor

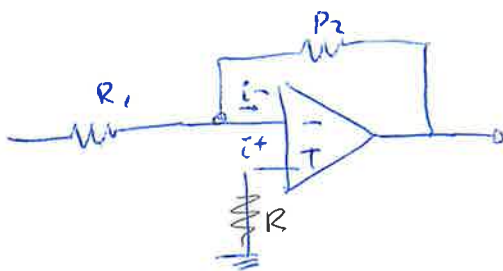


para corregir la salida



para corregirlo se cortocircuita.

para que aparezca la tensión de offset, depende de la Temp. y la variación de la tensión de alimentación (ruido)



las corrientes i^+ i^- no son zeros son corrientes de polarización para producir el funcionamiento de operacional.

las corrientes i^+ i^- deben ser lo mas iguales posibles para que no aparezca la tensión offset.

si $i^- \approx i^+$ habría una tensión offset y se corrige poniendo una resistencia $R = R_2 // R_1$ $\Rightarrow$ minimize la tensión offset, pero no se iguala a cero.

corriente offset de entrada la diferencia de las corrientes de entrada.

$$I_{offset} = |I^+ - I^-|$$