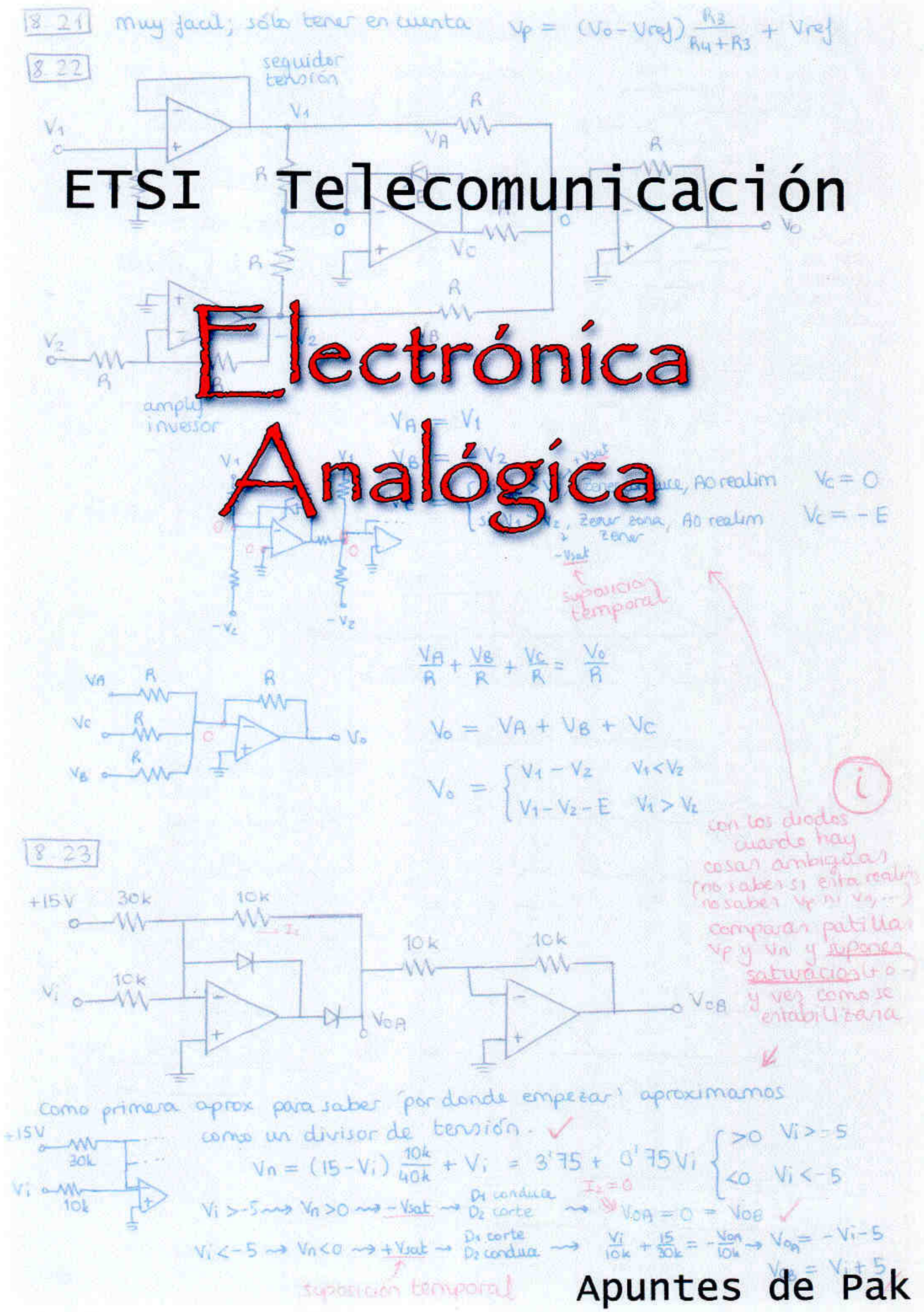


ETSI Telecomunicación

Electrónica Analógica

Apuntes de Pak

Electrónica Analógica

Apuntes de Pak (Francisco José Rodríguez Fortuño)
ETSI Telecomunicación. Universidad Politécnica de Valencia.
Segundo cuatrimestre de 2º curso
Curso 2004/2005

Contenido:

- Resúmenes cortos de los temas
- Muchos problemas del libro de la asignatura y de exámenes

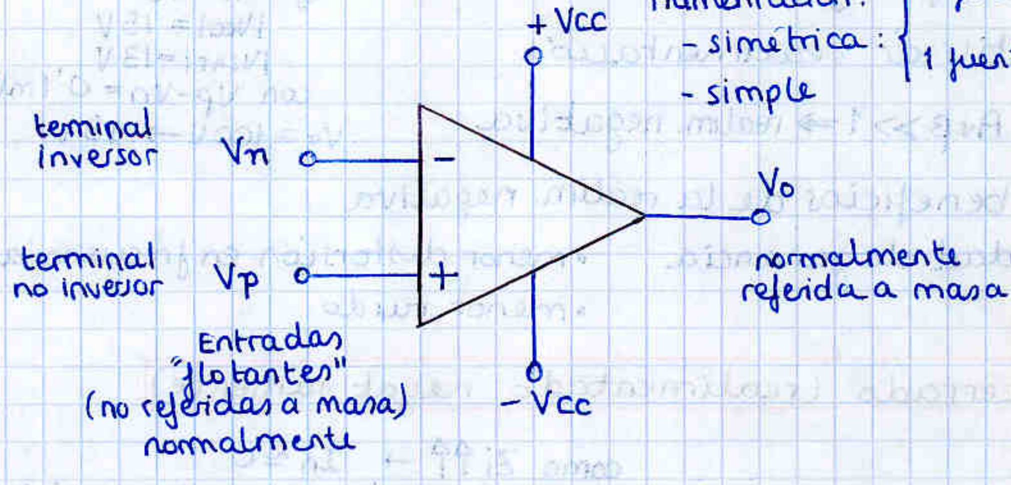
Fecha de última actualización: 08 Marzo 2008

ELECTRÓNICA ANALÓGICA

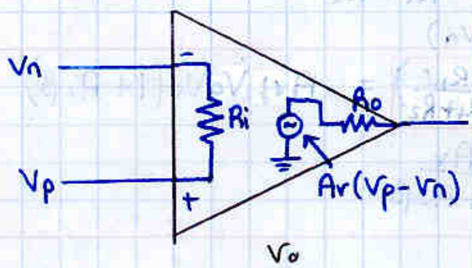
TEMA 1. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

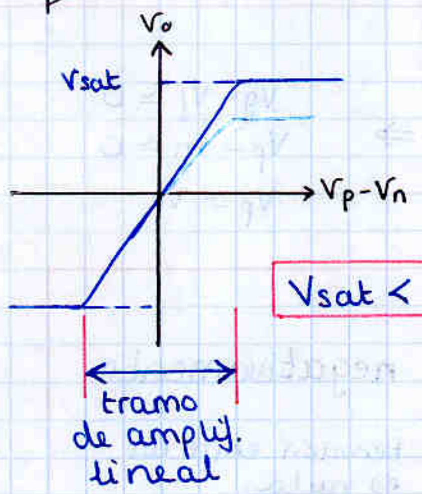
Símbolo. Entradas y salidas

Alimentación:
- simétrica: { 2 fuentes / 1 fuente
- simple



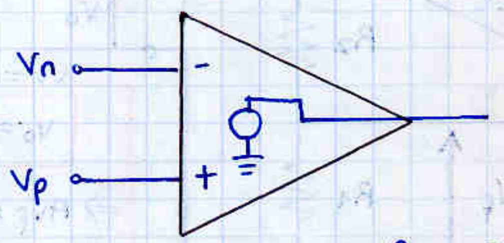
AO Real



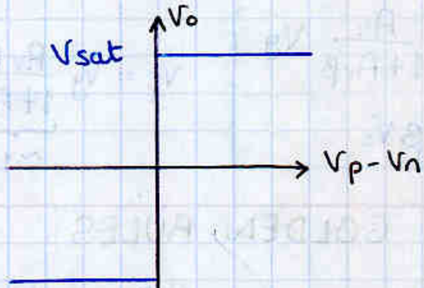


$\boxed{V_{sat} < V_{cc}}$

AO Ideal



$R_i = \infty$ $\quad R_o = 0$
$A_v = \infty$



Parámetro	Símbolo	AO Ideal	AO Real (μA741)
Ganancia tensión diferencial en lazo abierto	A_v	∞	$2\cdot 10^5$
Ganancia tensión modo común	A_c	0	12 @ ±15V (alim)
Imp. de entrada	R_i	∞	2MΩ
Imp. de salida	R_o	0	75Ω
Ancho de banda	B	∞	1'2 MHz

AO en lazo abierto (sin realimentar)

Su comportamiento como amplificador es muy malo ya que enseguida entra en saturación con señales de entrada muy bajas.

ej $A_v = 10^6$
$|V_{CC}| = 15\,V$
$|V_{SAT}| = 13\,V$
con $V_p - V_n = 0'1\,mV$
$V_o = 100\,V \rightarrow 13\,V$

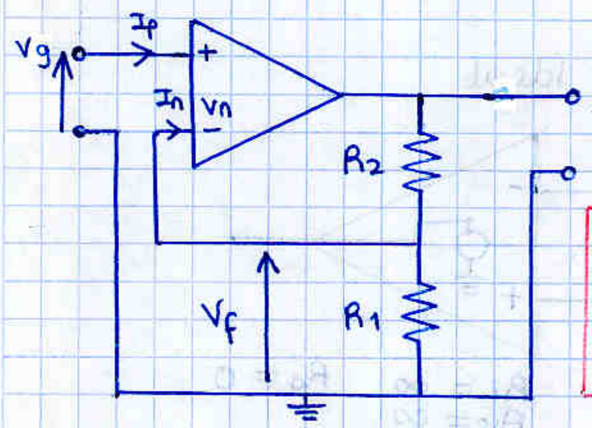
Lo ideal es utilizar realimentación

como $A_v \uparrow\uparrow \Rightarrow A_v\beta \gg 1 \Rightarrow$ realim. negativa

Obtenemos los beneficios de la realim. negativa

- mayor estabilidad de ganancia
- mayor BW
- menor distorsión en frecuencia
- menor ruido

AO en lazo cerrado (realimentado negativamente)



como $Z_i \uparrow\uparrow \rightarrow I_n \simeq 0$
R_1 y R_2 son un divisor de tensión:

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$V_o = A_v(V_p - V_n)$

$$\boxed{V_o = A_v(V_g - \beta V_o)} \Rightarrow A_v V_g = V_o(1 + A_v\beta)$$

$$\Rightarrow A_{vf} = \frac{V_o}{V_g} = \frac{A_v}{1 + A_v\beta}$$

$$\left.\begin{aligned} V_o &= \frac{A_v}{1+A_v\beta} V_g \\ V_f &= \beta V_o \end{aligned}\right\} \quad V_f = V_g \underbrace{\frac{A_v\beta}{1+A_v\beta}}_{\simeq 1} \simeq V_g \Rightarrow \begin{aligned} V_g - V_f &\simeq 0 \\ V_p - V_n &\simeq 0 \\ V_p &\simeq V_n \end{aligned}$$

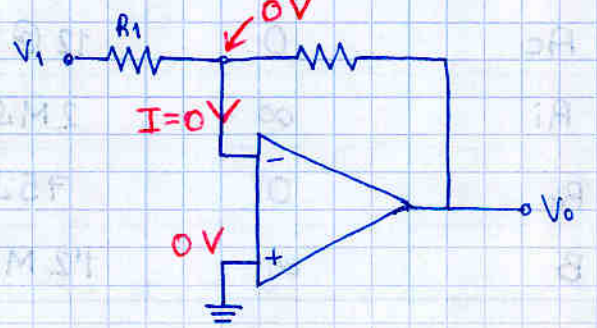
GOLDEN RULES

Condiciones:
- AO realimentado negativamente
- AO no saturado

$\Rightarrow$ $V_p \simeq V_n$ — la diferencia de tensión entre los dos terminales es nula.

$\Rightarrow$ si $Z_i \uparrow\uparrow \Rightarrow$ $I_n \simeq 0$, $I_p \simeq 0$ — debido a la alta impedancia de entrada la intensidad de las 2 entradas del AO pueden considerarse nulas.

ejemplo: cumple las condiciones, por lo tanto aplicando golden rules

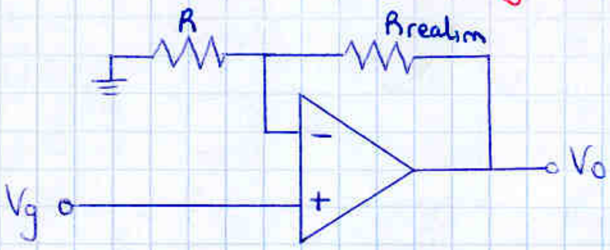


es una forma de "conectar una masa sin que chupe corriente"

se llama "masa virtual"

REFERENCIA: AO. APLICACIONES LINEALES

AO realimentado negativamente



$$V_o = A_v(V_p - V_n)$$
$$\hookrightarrow V_p = V_g$$
$$\hookrightarrow V_n = \frac{R}{R + R_{realim}} V_o = \beta V_o$$

$$V_o = A_v(V_g - \beta V_o)$$

$$A_{vf} = \boxed{\frac{V_o}{V_g} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v}} \simeq \frac{1}{\beta} = \left(1 + \frac{R_{realim}}{R}\right)$$

Golden Rules:

$\boxed{\cdot\ I_p \text{ e } I_n = 0}$ por la impedancia de entrada del A.O.

Si AO realim neg.
AO no saturado

$$V_n = \beta V_o \qquad V_p = V_g$$

$$\frac{V_n}{V_p} = \frac{\beta V_o}{V_g} = \frac{\beta A_v}{1 + \beta A_v} \simeq 1$$

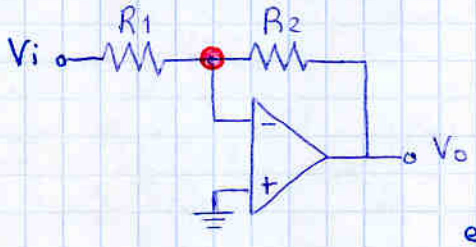
$$\boxed{V_n \simeq V_p}$$

Método general:

En todos los problemas hay N nudos (sin contar Vi, Vo, alim, tierra) y N−1 tensiones desconocidas (es decir, nudos con tensiones desconocidas)

No hay mas que plantear las N ecuaciones (una en cada nudo) **despejar** en cada una las tensiones desconocidas e **igualar**
(aunq. a veces es + facil sumar o restar las ecs)

ej:

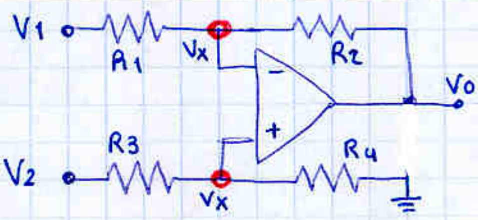


$V_p = 0 \rightarrow$ golden rule $\Rightarrow V_n = 0$
masa virtual

1 NUDO
0 TENSIONES DESCONOCIDAS

ec. nudo: $\frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{0 - V_o}{R_2} \qquad \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$

ej:



2 NUDOS
1 TENSION DESCONOCIDA V_x

nudo 1: $\frac{V_1 - V_x}{R_1} = \frac{V_x - V_o}{R_2} \rightarrow V_x = \frac{V_1 R_2 + V_o R_1}{R_1 + R_2}$

nudo 2: $\frac{V_2 - V_x}{R_3} = \frac{V_x - 0}{R_4} \rightarrow V_x = \frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4}$

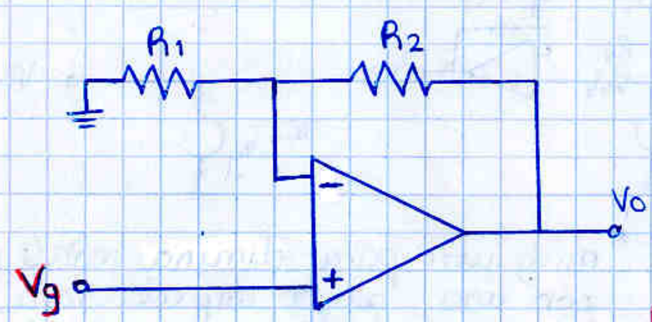
$$\frac{V_1 R_2 + V_o R_1}{R_1 + R_2} = \frac{V_2 R_4}{R_3 + R_4} \longrightarrow V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{(R_3 + R_4)} V_2$$

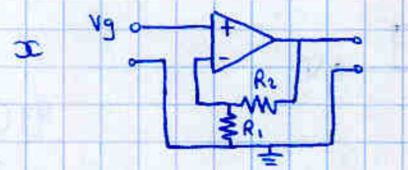
Aplicaciones Lineales

- AO realimentado negativamente
- AO no saturado
- componentes externos cada uno en zona lineal

- Amplificador no inversor

tensión entra por terminal no inversor





realim tensión serie

$Z_i \times (1+A\beta)$
$Z_o \; /(1+A\beta)$

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1+A_v\beta} \simeq \frac{A_v}{A_v\beta} = \frac{1}{\beta}$$

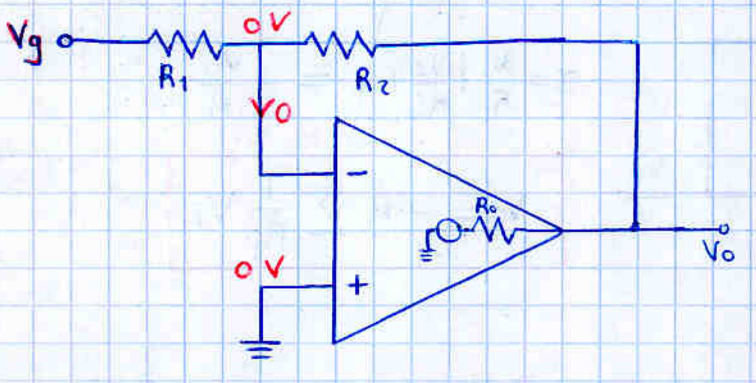
$$\boxed{A_{vf} \simeq \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

RECORDAR: ganancia de lazo de amplif. no inversor

no depende de A_v

- Amplificador inversor

tensión entra por terminal inversor.



$$\frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{V_o - 0}{R_2}$$

$$\boxed{A_{vf} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

$$\boxed{Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_1}$$

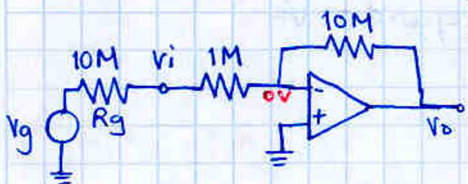
$$\boxed{Z_o = R_o // R_2}$$

(conectando entrada a masa y generador a la salida)

- inversor vs. no inversor

imagina que queremos amplif $A_{vf} = 10$
Queremos amplificar una señal que tiene una impedancia muy grande ($10\,M\Omega$)

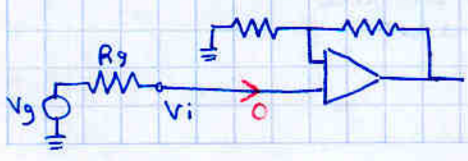
Inversor: $A_{vf} = 10 = \frac{R_2}{R_1}$ tomamos R_1 arbitario $R_2 = 10 R_1$ ej $R_2 = 10\,M\Omega$, $R_1 = 1\,M\Omega$



no podemos tomarlas mucho más grandes ya que sino R_i del AO dejaría de poderse considerar ∞

$$V_o = A_{vf} \cdot V_i = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_g} = -\frac{10}{11} V_g \rightarrow \text{atenua!}$$

solución: no inversor

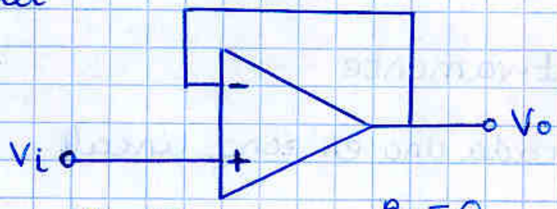


$V_o = A_{vf} \cdot V_i \xrightarrow[\text{esta vez } V_i = V_g]{} V_o = A_{vf} \cdot V_g$

otra solución sería usar un seguidor seguido por el amplif. inversor.

Seguidor de tensión

partiendo del amplif. no inversor

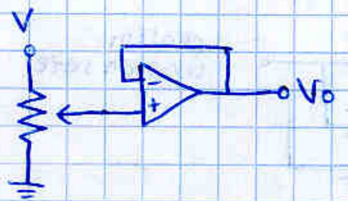


$R_i = \infty$ $\quad R_o = 0$

permite separar dos partes de un circuito sin que se cargen mutuamente

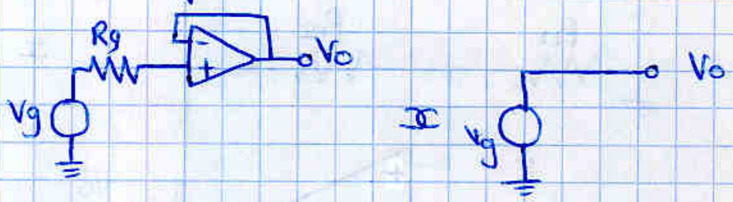
ej's

ej 1:



en Vo siempre habrá la tension que tendría el divisor de tensión sin carga: el operacional no extrae corriente del potenciómetro aunque tenga cualquier carga

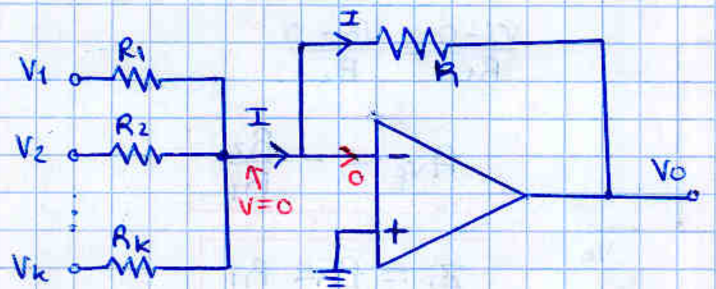
ej 2:



muy util para eliminar señales con una alta impedancia, eliminándola.

Amplificador Sumador inversor ponderado

$$V_o = -(a_1 V_1 + a_2 V_2 + \dots + a_k V_k)$$

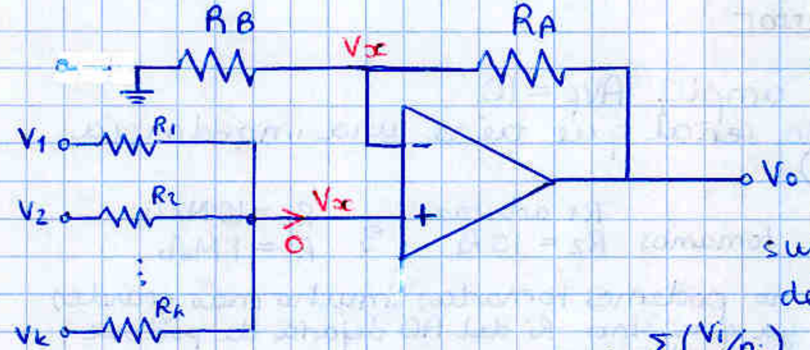


$$I = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots = -\frac{V_o}{R}$$

$$\boxed{V_o = -R \sum \frac{1}{R_i} V_i}$$

Amplificador sumador no inversor ponderado

$$V_o = a_1 V_1 + a_2 V_2 + \dots + a_k V_k$$



$$\left.\begin{array}{l} I = \dfrac{V_1 - V_x}{R_1} + \dfrac{V_2 - V_x}{R_2} + \dots = 0 \\ V_x = \dfrac{R_B}{R_A + R_B} V_o \end{array}\right\}$$

sust V_x en la 1ª ecuación despejando V_o

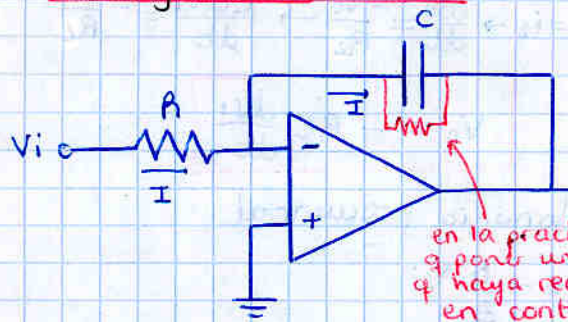
$$V_o = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \frac{\sum (V_i / R_i)}{\sum (1/R_i)}$$

si todos los R_i son iguales

$$\boxed{V_o = \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \frac{1}{k} \sum_1^k V_i}$$

mas bien hace la media

· Integrador inversor



en la practica hay q poner una R para q haya realimentacion en continua

dominio temporal:

$$V_C = 0 - V_o = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C}\int_0^t I\,dt$$

$$I = \frac{V_i}{R}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_o = -\frac{1}{RC}\int_0^t V_i}$$

dominio frecuencial:

$$V_o = -\underbrace{\frac{X_C}{R}}_{A_{vf}} V_i = -\frac{1}{R}\frac{1}{C\underset{j\omega}{s}} V_i$$

A_{vf} resultado conocido

como $\frac{1}{s}F(t) \equiv \int_0^t F(t)\,dt$

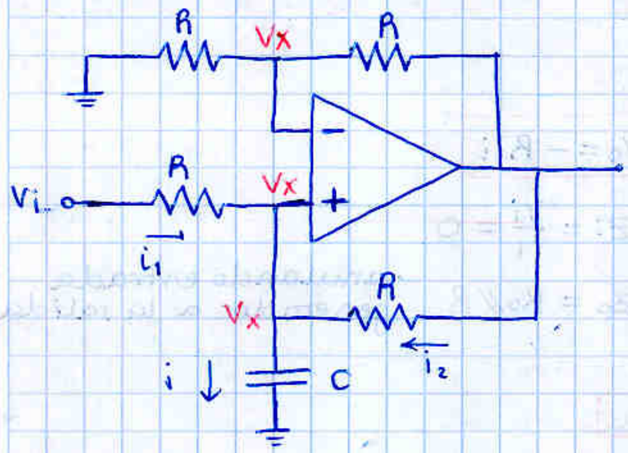
$$V_o = -\frac{1}{RC}\int_0^t V_i\,dt$$

en el dominio frecuencial suele ser mas facil si conoces la expresión de A_{vf} en el circuito que se ve.

Aplicaciones:

- resolución ecs. diferenciales
- o. cuadrada $\rightarrow \boxed{\int} \rightarrow$ o. triangular

· Integrador no inversor (de Howland)



$$V_x = \frac{V_o}{2} \quad (1)$$

$$i = i_1 + i_2 = \frac{V_i - V_x}{R} + \frac{V_o - V_x}{R} = \frac{V_i + V_o - 2V_x}{R} = \frac{V_i + V_o - 2\frac{V_o}{2}}{R}$$

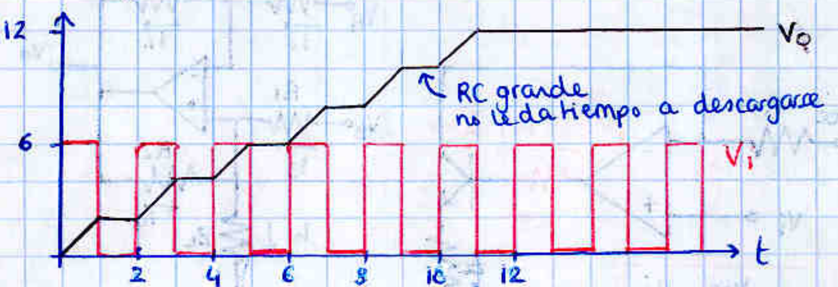
$$i = \frac{V_i}{R} \quad (2)$$

$$V_C = V_x = \frac{V_o}{2} = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt$$

$$\boxed{V_o = \frac{2}{RC}\int_0^t V_i\,dt}$$

ej $R = 120k$, $C = 50\mu$ $\quad V_o = \frac{2}{6}\int_0^t V_i\,dt \quad$ para V_i cte $\rightarrow V_o = \frac{1}{3}t \cdot V_i$

si $V_i = 6V \rightarrow V_o = 2t$
V_i = pulso de 6V durante 1s
$V_o = 2$

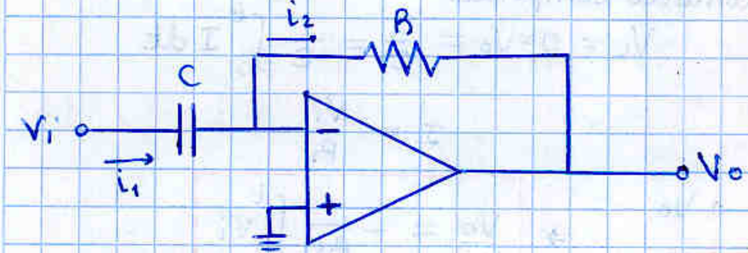


RC grande no le da tiempo a descargarse

cada pulso sube Vo 2V hasta llegar a Vsat

Vn y Vp son identicos mientre el circuito sea lineal (condición de la golden rule)

Derivador (inversor)



· dominio temporal

$$i_1 = i_2 \rightarrow \frac{dQ}{dt} = \frac{-V_o}{R} \rightarrow \frac{C\,dV_1}{dt} = -\frac{V_o}{R}$$

$$\boxed{V_o = -RC\frac{dV_1}{dt}}$$

· dominio frecuencial

$$V_o = -\frac{R}{Z_c}V_i$$

$$\boxed{V_o = -j\omega RC\,V_i}$$

no se usa debido a que si V_i tiene ruido, este se amplifica más que la señal.

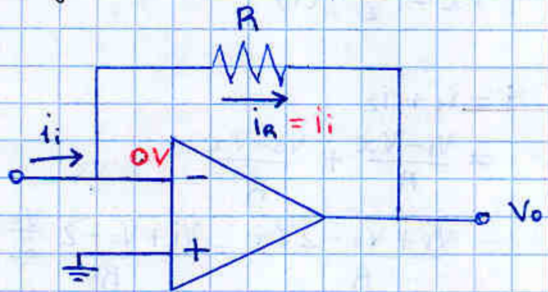
Amplificador de transresistencia

Ideal:

· entra intensidad
· a la salida tensión proporcional

no hay que olvidarse de comprobar las impedancias de entrada/salida para saber si un circuito funciona como el modelo

Montaje:



$$\boxed{V_o = -R\,i_i}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = 0$$

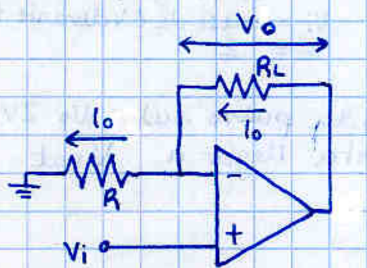
$$Z_o = R_o /\!/ R$$

· anulando entrada
· generador a la salida

Amplificador de transconductancia

Ideal

Montaje: Carga flotante

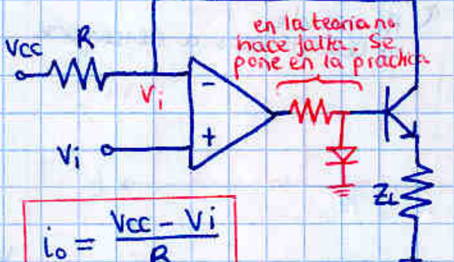


$$\boxed{I_o = \frac{V_i}{R}}$$

es independiente de la carga

comprobar impedancias

Montaje: Carga no flotante

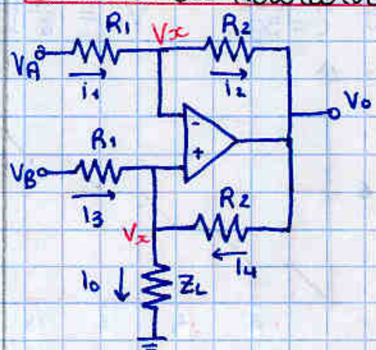


$$\boxed{I_o = \frac{V_{CC} - V_i}{R}}$$

el transistor se pone porque I_{OA} (corriente salida del OA) es pequeña

Limitaciones:
→ $V_i < V_{OA\,sat}$
→ $I_{BASE} \leq I_{0\,OA}$
→ $\boxed{I_o R_L < V_i \text{ para BJT no saturado}}$

Circuito de Howland



$$-i_2 = -i_1$$

$$\boxed{\frac{V_o - V_x}{R_2}} = \frac{V_x - V_A}{R_1}$$

$$I_o = i_3 + i_4 = \frac{V_B - V_x}{R_1} + \boxed{\frac{V_o - V_x}{R_2}}$$

$$\boxed{I_o = \frac{V_B - V_A}{R_1}}$$

Amplificador de transconductancia: OTA

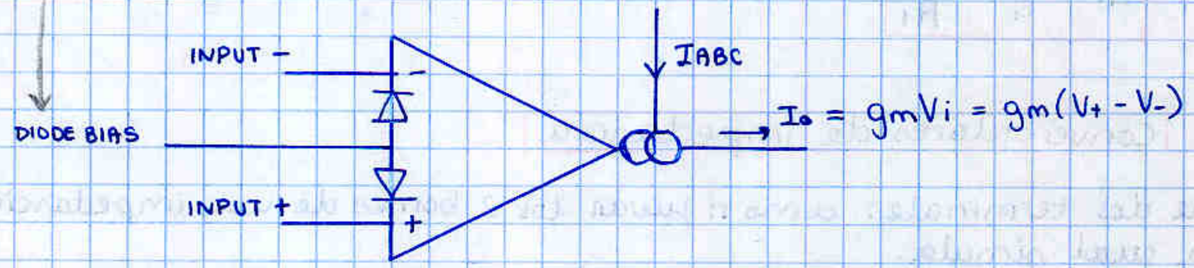
modificación del OA.

$I_o = g_m V_i$ amplif. de transconductancia

$g_m = K \cdot I_{ABC}$

el factor de proporcionalidad se puede ajustar con I_{ABC}

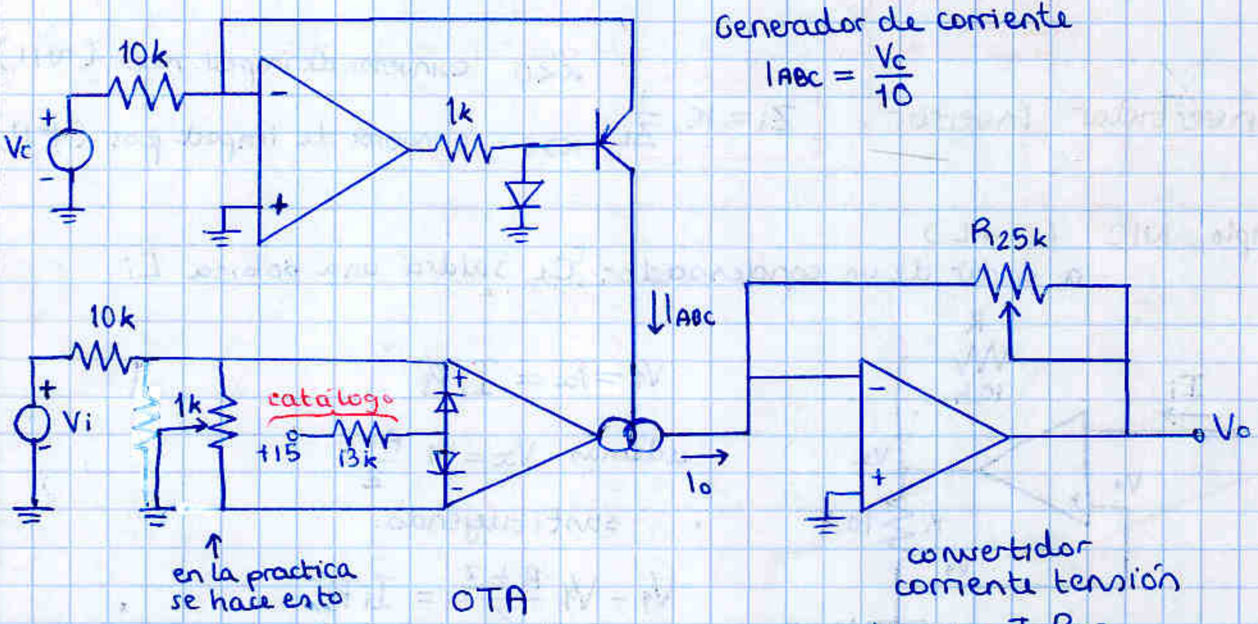
Ademas tiene DIODOS de LINEALIZACION, para que funcionen hay que polarizarlos



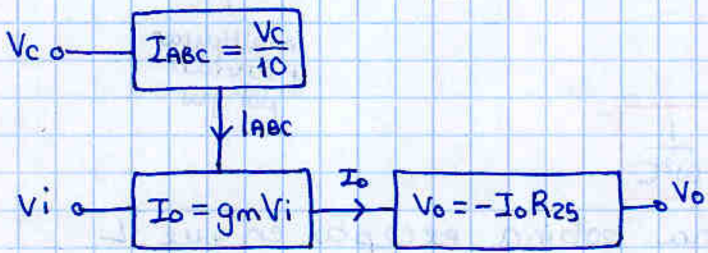
ejemplo:

El truco para digerirlo es tragarlo a trozos

dato: $g_m = \frac{I_{ABC}}{10'8}\ \Omega^{-1}$



en bloques:

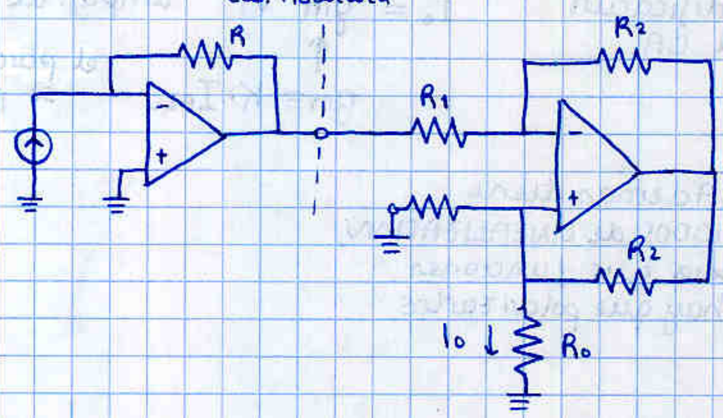


$$V_o = -\frac{V_c\, V_i}{10 \cdot 10'8} R_{25}$$

Amplificador de corriente

Truco: acoplar convertidores
(I → V) (V → I)

Cto. Howland



sabiendo las ecuaciones:
para cada parte.

(I → V) (V → I)

$I_i = -\frac{V_A}{R}$ $\quad I_o = \frac{V_B - V_A}{R_1} = -\frac{V_A}{R_1}$

$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{R}{R_1}}$$

Convertidores de impedancia

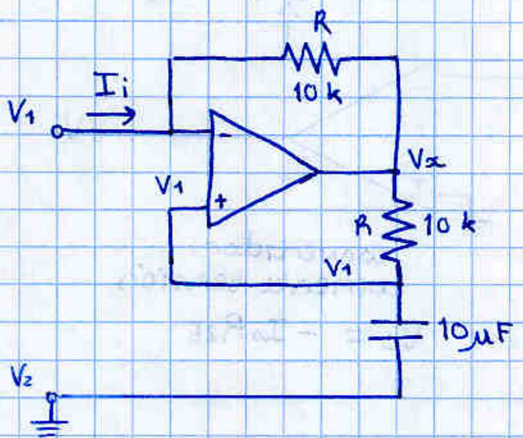
Tiene dos terminales como si fueran los 2 bornes de una impedancia a la cual simula.

Convertidor no inversor: $\boxed{Z_i = K \cdot Z_L}$
- $K<0$ C. no inversor de imped. neg. (NIC)
- $K>0$ C. no inversor de imped. pos (PIC)

no tiene nada que ver con signo sino con proporcionalidad

Convertidor inversor: $\boxed{Z_i = K \cdot \frac{1}{Z_L}}$
- $K<0$ C. inversor de imped. neg. (NII)
- $K>0$ C. inversor de imped. pos (PII)

ejemplo. NIC (C → L)
a partir de un condensador C_L saldrá una bobina L_i



$V_1 - V_x = I_i R$

además $V_x = V_1 \frac{R+Z}{Z}$

sustituyendo:

$V_1 - V_1 \frac{R+Z}{Z} = I_i R$

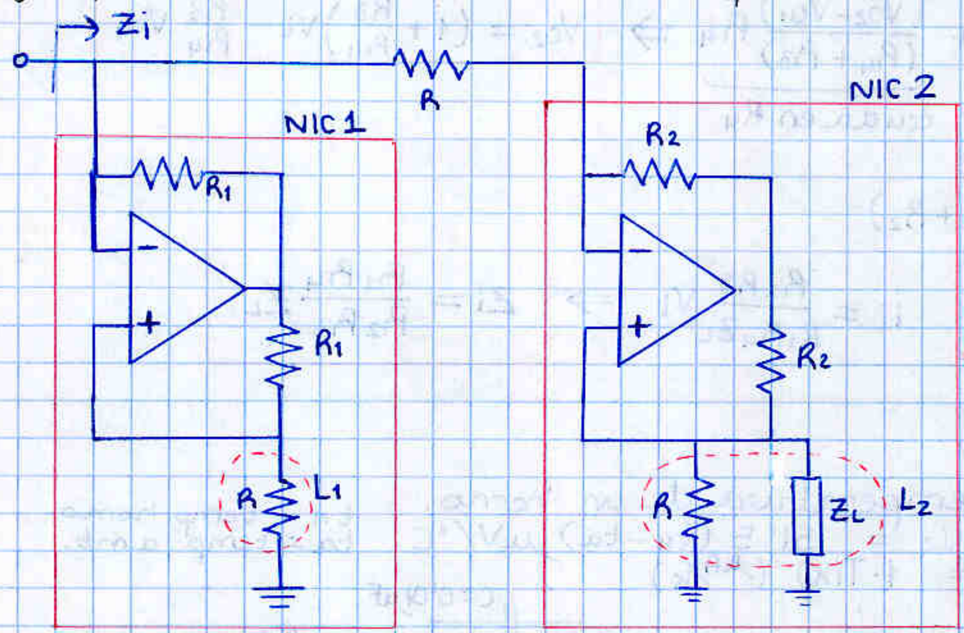
$Z_i = \frac{V_1}{I_i} = -\frac{1}{Z} = \frac{-1}{j\omega C} = j\omega\left(\frac{1}{\omega^2 C}\right)$

multiplicar y dividir por $j\omega$

$$\boxed{L_i = \frac{1}{\omega^2 C}}$$

cuidado: se comporta como una bobina excepto en que L varía con ω

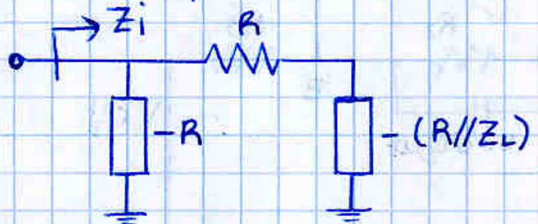
ejemplo: Calcular la resistencia equivalente del circuito:



el truco es darse cuenta de que son dos NIC $\boxed{Z_i = -L}$

NIC 1 $Z_{i_1} = -L_1 = -R$ NIC 2 $Z_{i_2} = -L_2 = -(R // Z_L)$

Circuito equivalente:



$z_i = (-R) // (R - (R//Z_L))$

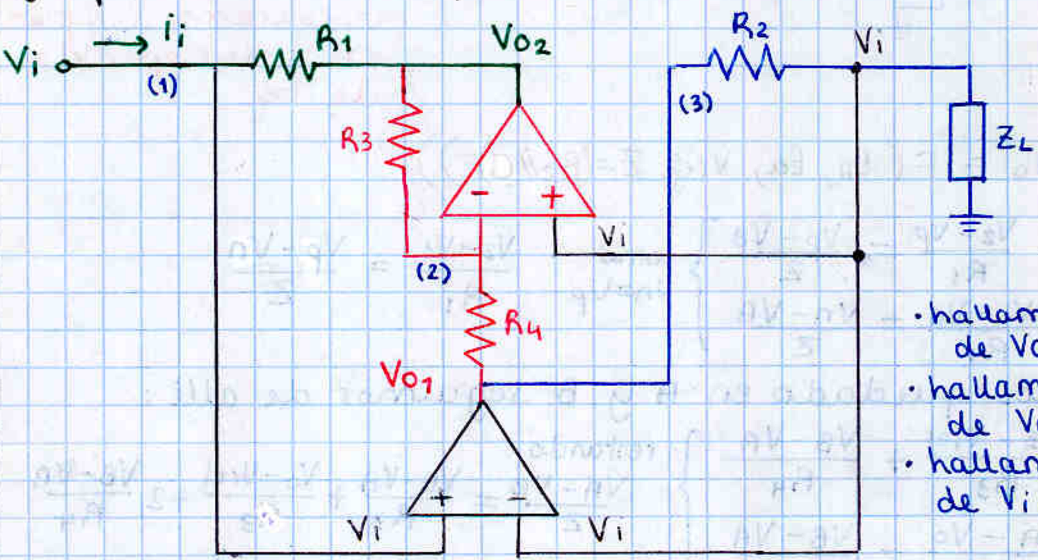
$\boxed{Z_i = R^2 \frac{1}{Z_L}}$ $\boxed{\text{es inversor } \left.R^2 > 0\right\} \Rightarrow P11}$

* caso particular:

$Z_L = C \Rightarrow Z_i = j\omega R^2 C \Rightarrow L = R^2 C$ no depende de ω

es una bobina de verdad.

ejemplo: Calcular impendancia Zi



para hacer este ejercicio:

1- comprobar zona lineal
↳ aplicar golden rules

2. $Z_i = \frac{V_i}{I_i}$

- hallamos I_i en función de V_{O2} ((1)- verde)
- hallamos V_{O2} en función de V_{O1} ((2)- rojo)
- hallamos V_{O2} en función de V_i ((3)- azul)

(1) $i_i = \frac{V_i - V_{O2}}{R_1}$

(2) $V_i = V_{O1} + \underbrace{\frac{(V_{O2}-V_{O1})}{(R_4+R_3)} R_4}_{\text{caida en } R_4} \Rightarrow \boxed{V_{O2} = \left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)V_i - \frac{R_3}{R_4} V_{O1}}$

(3) $V_{O1} = \frac{V_i}{Z_L}(Z_L + R_2)$

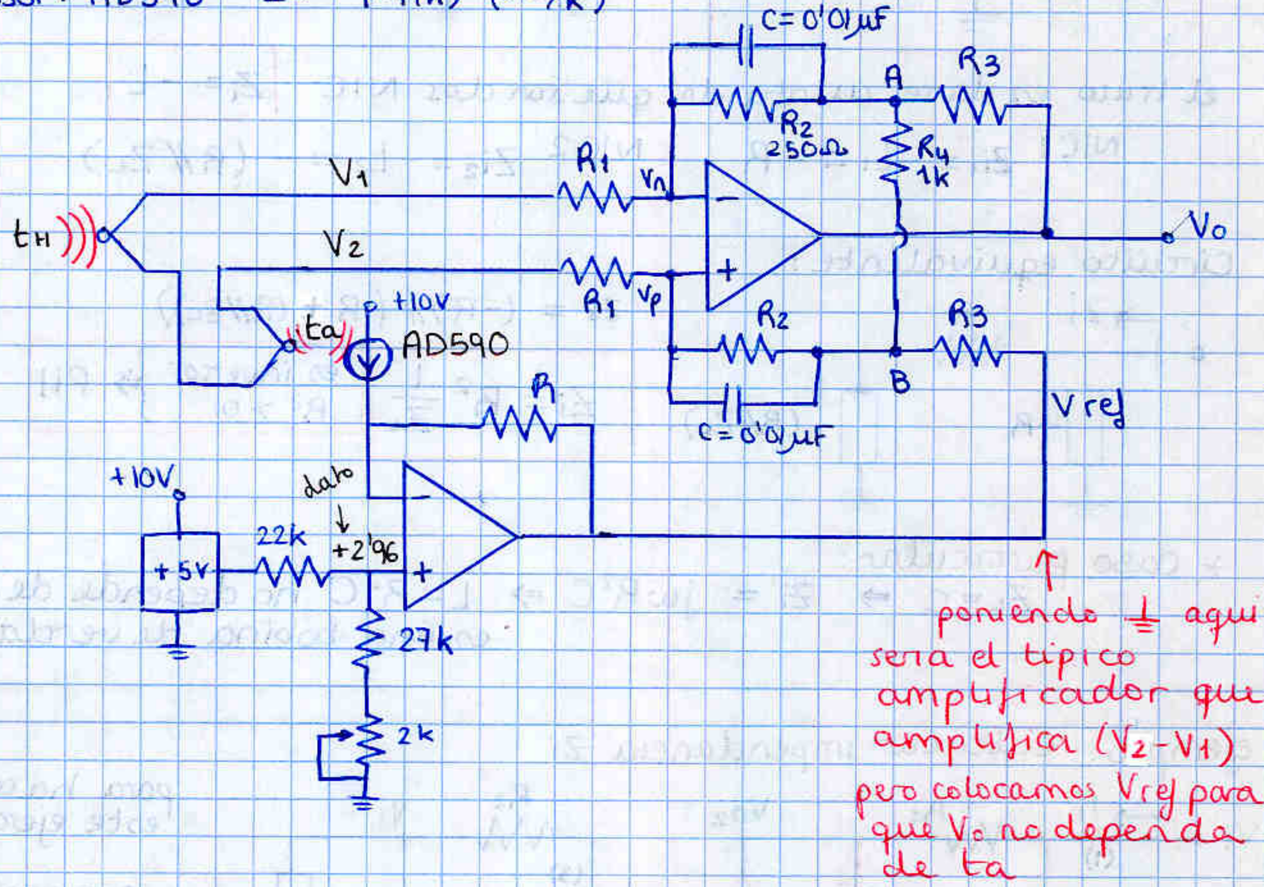
((3) en (2)) en (1) $\quad i_i = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4 Z_L} V_i \Rightarrow \boxed{Z_i = \frac{R_1 R_4}{R_2 R_3} Z_L}$

Problema

Para medir la temperatura de un horno.

Termopar: $V_1 - V_2 = 51'5\,(t_H - ta)\ \mu V/°C$ $\quad t_H$ = temp horno, ta = temp. amb.

sensor: AD590 $\quad I = 1 \cdot T(K)\ (\mu A/K)$



a) Calcular $V_o = F(t_H, ta, V_{ref}, Z = (R_2 // \frac{1}{j\omega C}))$

desde V_2 a B $\quad \frac{V_2 - V_P}{R_1} = \frac{V_P - V_B}{Z}$

desde V_1 a A $\quad \frac{V_1 - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_A}{Z}$

como $V_n = V_p$ $\quad \frac{V_2 - V_1}{R_1} = \frac{V_A - V_B}{Z}$

como nos hemos quedado en A y B seguimos de alli:

B: $\frac{V_P - V_B}{Z} = \frac{V_B - V_{ref}}{R_3} + \frac{V_B - V_A}{R_4}$

A: $\frac{V_n - V_A}{Z} = \frac{V_A - V_o}{R_3} - \frac{V_B - V_A}{R_4}$

restando

$\frac{V_A - V_B}{Z} = \frac{V_B - V_A}{R_3} + \frac{V_o - V_{ref}}{R_3} + 2\frac{V_B - V_A}{R_4}$

$V_o = V_{ref} + \left(\frac{R_3}{Z} + 1 + 2\frac{R_3}{R_4}\right)(V_A - V_B)$

sustituyendo $V_A - V_B = \frac{V_2 - V_1}{R_1} \cdot Z$

$$V_o = V_{ref} + \frac{R_3}{R_1}\left[1 + Z\left(\frac{1}{R_3} + \frac{2}{R_4}\right)\right](V_2 - V_1)$$

sustituyendo los valores conocidos

$$\boxed{V_o = V_{ref} - \frac{(10 + 21Z)}{25} \cdot 51'5 \cdot (t_H - t_a)\ \mu V}$$

b) El condensador se ha introducido para evitar interferencias. Calcular la frec. del polo que introduce

$$Z = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C} = \frac{R_2}{1 + j\frac{\omega}{\left(\frac{1}{R_2 C}\right)}}$$

observando la solución de a) se aprecia que introduciría un polo en $\omega_p = 2\pi f_p = \frac{1}{R_2 C}$

$\hookrightarrow f_p \simeq 60\ Hz$

c) Ganancia Diferencial del amplificador en DC

en DC, $Z = R_2$

$\hookrightarrow V_o = V_{ref} + 210'4 (V_2 - V_1)$

$$\boxed{A_d = 210'4}$$

d) Hallar V_{ref} para que V_o dependa sólo de t_H. Hacer los cálculos en continua.

$$V_o = V_{ref} - 210'4 \cdot (V_2 - V_1)$$

$$(V_2 - V_1) = 51'5 (t_H - t_a) \mu V$$

$$V_o = V_{ref} - 210'4 \cdot 51'4 \cdot (t_H - t_a) \cdot 10^{-6}$$

$$V_o = V_{ref} - 10'84 (t_H - t_a)$$

para que V_{ref} anule a t_a; $\boxed{V_{ref} = -10'84\ t_a}$

e) Obtener la expresión de V_{ref}

$$I_{AD590} = \frac{2'96 - V_{ref}}{R} = T_a(K)\mu = (t_a + 273) \cdot 10^{-6}$$

pasando los grados a Kelvin

$$\boxed{V_{ref} = 2'96 - R(t_a + 273) \cdot 10^{-6}}$$

f) Valor de R para que V_{ref} cumpla d)

$$V_{ref} = 2'96 - R t_a \cdot 10^{-6} - R 273 \cdot 10^{-6} = -10'84\ t_a$$

igualando coeficientes:

$$2'96 - R \cdot 273 \cdot 10^{-6} = 0 \Rightarrow R = 10'84 k$$

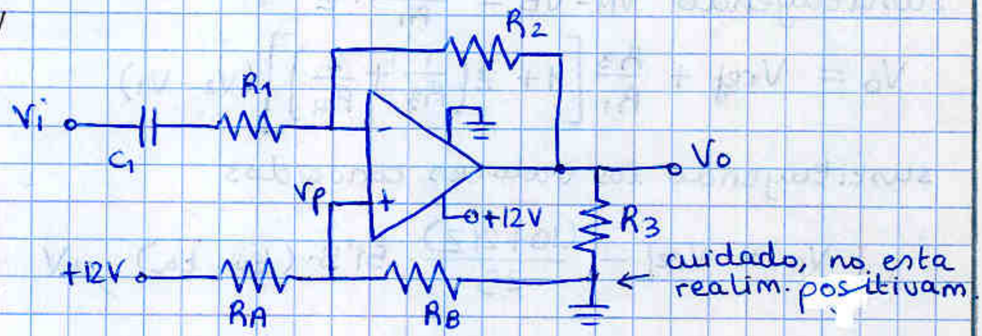
$$R \cdot 10^{-6} = -10'84 \Rightarrow R = 10'84 k$$

han encajado gracias a que en $V_{p2} = V_{n2} = 2'96\ V$ que era un dato del problema que habría sido difícil de calcular

Cuestión.

Calcular V_{OAC} y V_{ODC} siendo $V_i = 200\ sen(\omega t)$ mV

$R_1 = 1'2\,k\Omega$ $V_{SAT} = 10$ V
$R_2 = 15\,k\Omega$
$R_A = 15\,k\Omega$
$R_B = 10\,k\Omega$



cuidado, no esta realim. positivam.

En continua:

$$\boxed{V_p = \frac{12}{R_A + R_B} \cdot R_B} = 12\,\frac{10}{25} = 4'8\,V$$

esto se usa MUCHO (ya llevamos 3 problemas usándolo)

en DC $\Rightarrow I_i = 0 \Rightarrow I_{R_2} = 0 \Rightarrow V_o = V_p = 4'8$

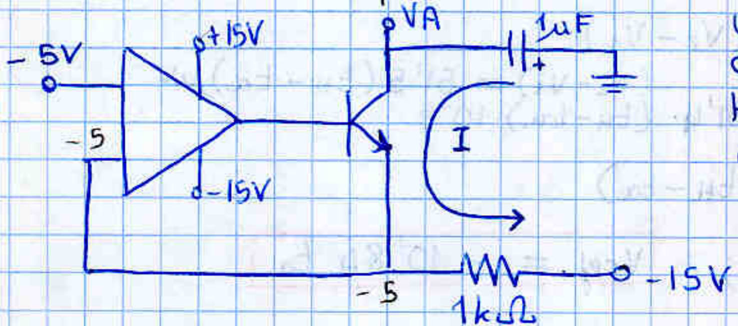
En alterna: $\rightarrow R_A$ a masa
$\rightarrow C_1 \equiv$ cortocircuito

$$\underbrace{\boxed{V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i}}_{\text{fórmula conocida para amplif. inversor}} = -\frac{15}{1'2} \cdot 0'2\ sen\ \omega t = -2'5\ sen\ \omega t\ V$$

Cuestión

- en $t=0$ condensador descargado
- en V_A se genera una rampa hasta la sat del O.A. o BJT

¿cuánto tiempo tarda en saturarse?



Las salidas de tensión puestas como VA marean un poco. Hay que tener en cuenta que por VA NO SE VA CORRIENTE. Borrar la rama y simplemente poner VA en el cable.

$$I = \frac{-5 - (-15)}{1k} = 10\,mA$$

el condensador se va cargando

$$V_A = -V_c = -\frac{Q}{C} = -\int \frac{I}{C} dt = -\frac{10 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} t = -10^{-4} \cdot t$$

cuando se sature $V_A = V_n + V_{sat}$
$= -5 + 0'2 = -4'8$ V

$$t = \frac{4'8}{10^4} = 0'48\ mS$$

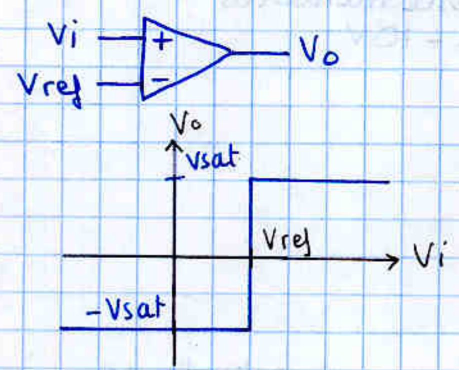
TEMA 3- APLICACIONES NO LINEALES

- AO saturado
  - ↳ Sin realimentación: Comparadores
  - ↳ Con realimentación positiva: - Comparador histéresis
    - Aestable
    - Monoestable
- AO con componente trabajando en zona no lineal (diodos, BJT,..)
  - ↳ Limitadores
  - ↳ Rectificadores

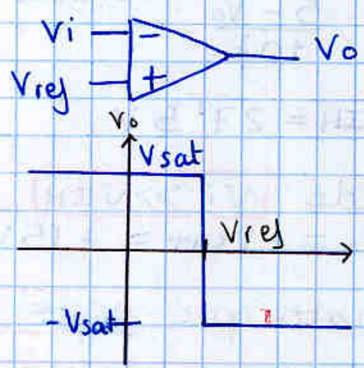
> • ya no se cumple $V_p \simeq V_n$
> • se sigue cumpliendo $I_p = I_n = 0$ siempre que la R_i pueda considerarse ∞

- **Comparadores**

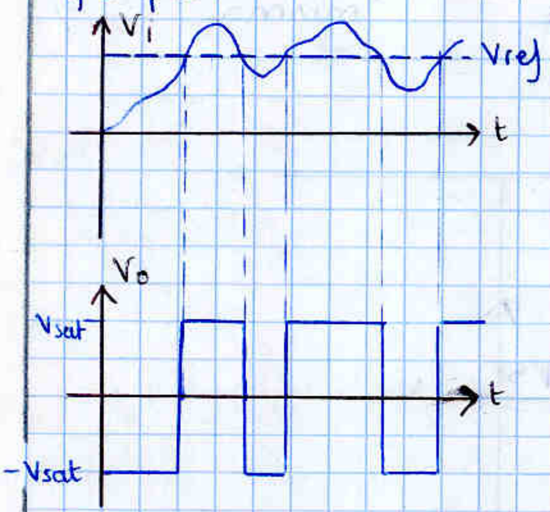
No inversor



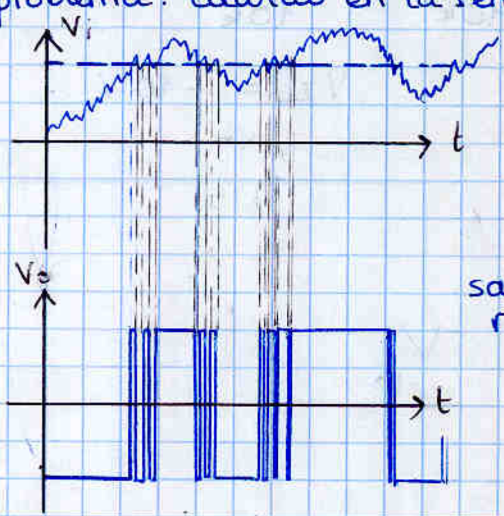
Inversor



ejemplo:



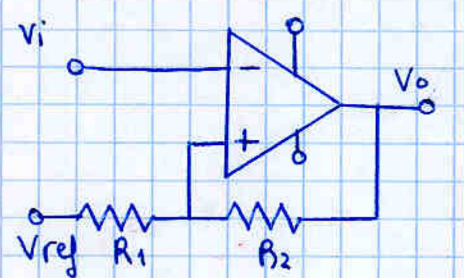
problema: cuando en la señal hay ruido

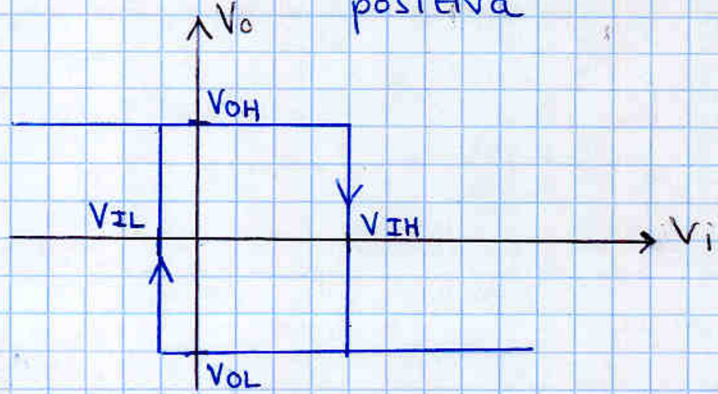


salida con rebotes. Es desastroso

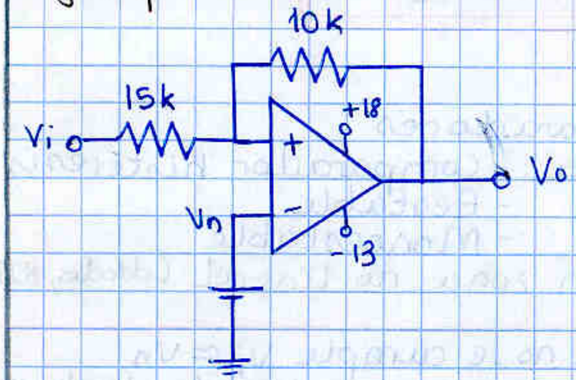
Comparador con histéresis

se utiliza realimentación positiva





ejemplo:



aunque la alimentación que se le ha hecho al O.A. es ilógica, se puede hacer, y proporciona

$+V_{SAT} = +15V$

$-V_{SAT} = -10V$

Dibujar la función de transf.

· empezamos $\boxed{V_i \ll 0}$

$V_n > V_p \rightarrow V_o = -V_{SAT} = -10V$

· hasta llegar a $\boxed{V_p = 5V}$

$$\frac{V_{IH} - 5}{15k} = \frac{5 - V_o}{10k}$$

siendo en este momento $V_o = -10V$

$$V_{IH} = 27'5\ V$$

· Una vez superado $\boxed{V_i \gg V_{IH}}$

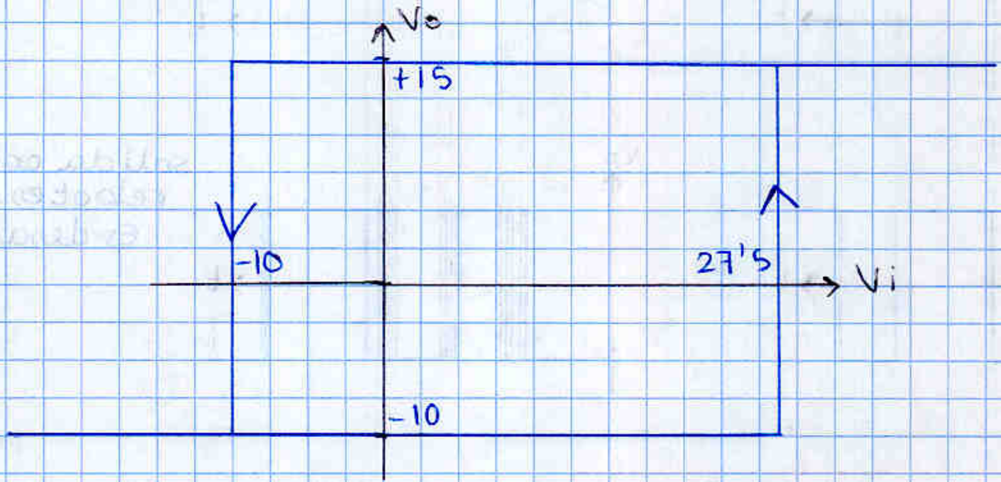
$V_p > V_n \rightarrow V_o = +V_{SAT} = +15V$

· Vi puede bajar hasta que $\boxed{V_p = 5V}$

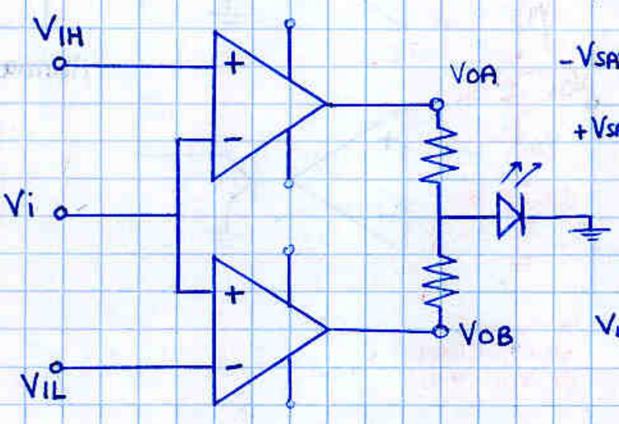
$$\frac{V_{IL} - 5}{10k} = \frac{5 - V_o}{10k} \leftarrow \boxed{\text{esta vez } V_o = 15V}$$

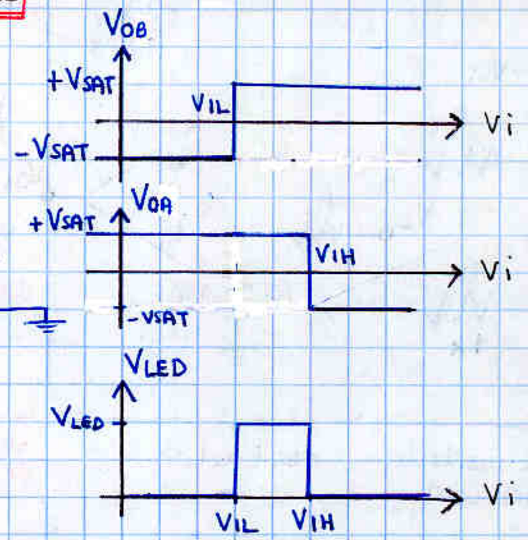
el resto de la fórmula es la misma

$$V_{IL} = -10\ V$$

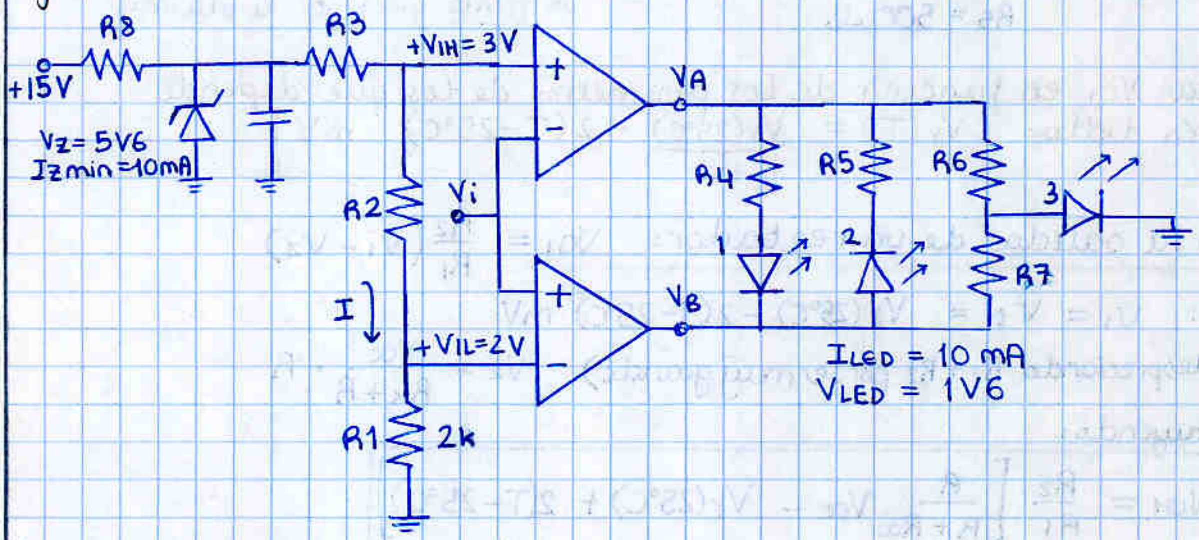


Comparador de ventana





ejercicio



circuito para proporcionar 3V y 2V de forma segura y estable

1. Diseñar fuente de alimentación

$$I = \frac{V_{IL}}{R_1} = 1mA$$

$$R_2 = \frac{V_{IH} - V_{IL}}{I} = 1k$$

$$R_3 = \frac{V_Z - V_{IH}}{I} = 2'6k \rightsquigarrow 2'7k$$

$$R_8 < \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z + I} = 854\,\Omega \rightsquigarrow 750$$

2. Resistencias en la salida

$V_i > V_{IH}$
$V_A = -V_{SAT}$, $V_B = +V_{SAT}$ → LED 2 △

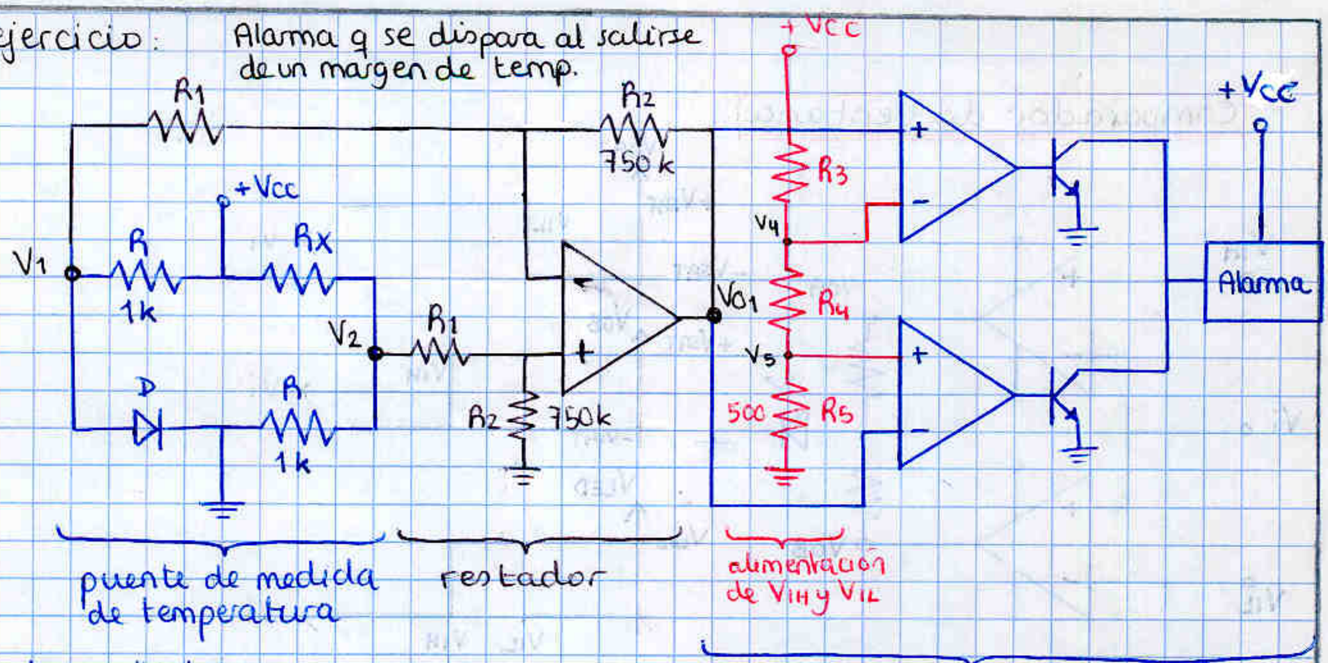
$V_{IL} < V_i < V_{IH}$
$V_A = +V_{SAT}$, $V_B = +V_{SAT}$ → LED 3 ▯

$V_i < V_{IL}$
$V_A = +V_{SAT}$, $V_B = -V_{SAT}$ → LED 1 ▽

$$R_5 = R_4 = \frac{+(V_{SAT}) - (-V_{SAT}) - V_{LED}}{I_{LED}} = 2'44\,k \rightsquigarrow 2'5k$$

$$R_7 = R_6 = \frac{V_{SAT} - V_{LED}}{I_{LED}/2} = 2'28k \rightsquigarrow 2'2k$$

ejercicio: Alarma q se dispara al salirse de un margen de temp.



Datos: $|V_{cc}| = 15V$

$R = 1k\Omega$ $\quad R_2 = 750\ k\Omega$

$R_5 = 500\ \Omega$

a) hallar V_{o1} en función de los parámetros de los que depende

[tensión diodo: $V_\gamma(T) = \underbrace{V_\gamma(25°C)}_{700} - 2(T-25°C)$ mV]

- V_{o1} es la salida de un restador: $V_{o1} = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$
- siendo: $V_1 = V_D = V_\gamma(25°C) - 2(T-25°C)$ mV

  V_2 (despreciando $R_1 + R_2$ por ser muy grande) $V_2 = \frac{V_{cc}}{R_x + R} \cdot R$
- sustituyendo:

$$\boxed{V_{o1} = \frac{R_2}{R_1}\left[\frac{R}{R+R_x}V_{cc} - V_\gamma(25°C) + 2(T-25°C)\right]}$$

b) Relación entre R y R_x (y valor de R_x) para que V_{o1} sólo dependa de la temperatura (es decir $V_{o1} = k \cdot T$)

se debe cumplir

$$\frac{R}{R+R_x}V_{cc} - V_\gamma(25°C) - 2\cdot 25°C\ (mV) = 0$$

$$\frac{R}{R+R_x}15 \cdot 10^3 - 750 = 0 \rightsquigarrow \boxed{R_x = 19R = 19\ k\Omega}$$

c) Valor de R_1 para que la sensibilidad del termómetro sea $S = 0'1\ V/°C$

$$V_{o1} = \frac{R_2}{R_1}2T\ (mV)$$

$$S = \frac{V_{o1}}{T} = \frac{2R_2}{R_1} = 0'1 \longrightarrow R_1 = \frac{2R_2}{0'1} \qquad \boxed{R_1 = 15\ k\Omega}$$

d) R_3 y R_4 para que la alarma suene fuera de 10°C y 40°C

comprueba funcionamiento de la salida según casos, mirando si BJT saturado o cortado

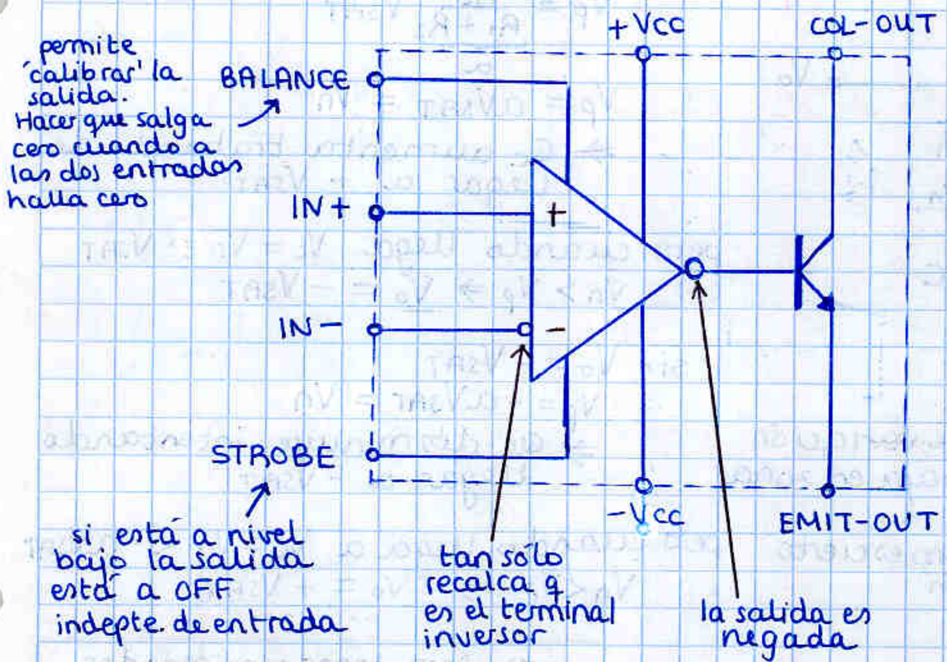
$10°C \to V_{o1} = 0'1 \cdot 10 = 1V = V_{IL} = V_5$

$40°C \to V_{o1} = 0'1 \cdot 40 = 4V = V_{IH} = V_4$

$$R_4 = \frac{V_4 - V_5}{\underbrace{[V_5/500]}_{2mA}} = 1'5\ k\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{cc} - V_4}{2mA} = 5'5\ k\Omega$$

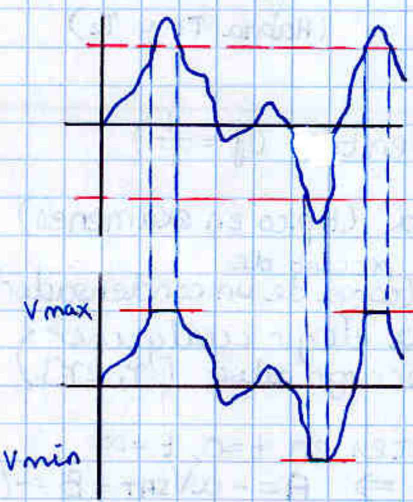
C.I. comercial. Comparador Diferencial LM311

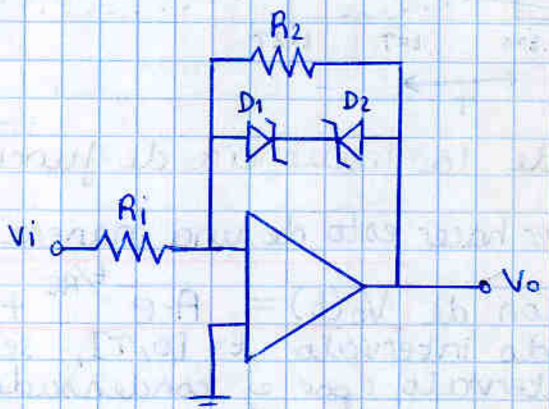


Capaz de atacar lámparas o relais o tensiones conmutadas de hasta 50V (a 50mA) [permite uso industrial]

Limitadores

Actua linealmente dentro de unos márgenes de Vi y fuera estabiliza la salida.



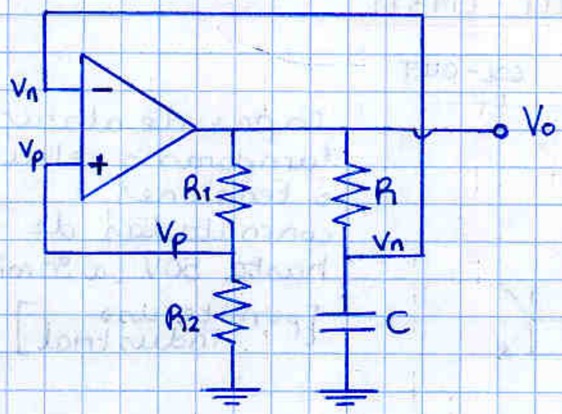


- para Vi pequeño (D1 y D2 no llegan a polarizarse ni en directa ni en inversa) es un amplificador inversor lineal
- $V_i \gg 0$ D1: directo D2: inverso $V_o = -V_{Z2} + V_{D1} = V_{min}$ (*)
- $V_i \ll 0$ D1: inverso D2: directo $V_o = -V_{D2} + V_{Z1} = V_{max}$ (*)

(*) este ej es amplif. inversor

- Fijos
- Ajustables
- Programables: gobernados por señal externa

Oscilador aestable - (onda rectangular)



si $V_o = +V_{SAT}$

$$V_p = \underbrace{\frac{R_2}{R_1+R_2}}_{a} V_{SAT}$$

$V_p = aV_{SAT}$

$\Rightarrow$ Q_c aumenta tratando de llegar a $+V_{SAT}$

pero cuando llega $V_c = V_n > V_{SAT}$

(*) $V_n > V_p \Rightarrow V_o = -V_{SAT}$

si $V_o = -V_{SAT}$

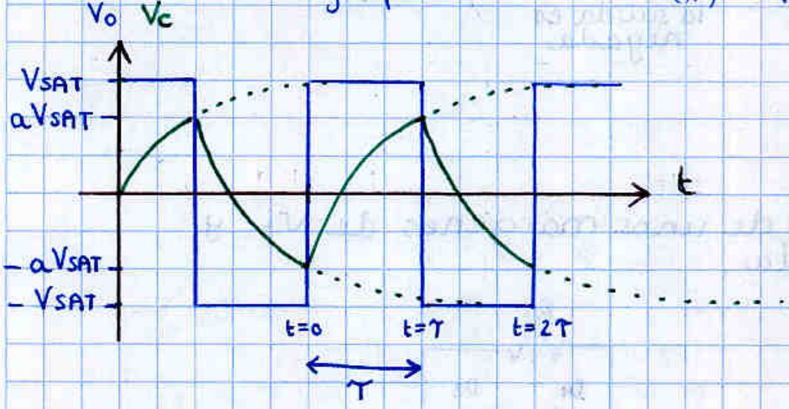
$V_p = -aV_{SAT}$

$\Rightarrow$ Q_c disminuye intentando llegar a $-V_{SAT}$

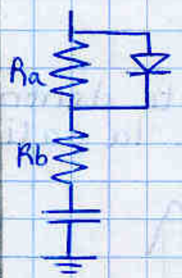
pero cuando llega a $V_c = V_n < -aV_{SAT}$

(*) $V_n < V_p \Rightarrow V_o = +V_{SAT}$

(*) En los instantes de variación AO no saturado, trabaja en zona lineal $\rightarrow V_p = V_n$
en los demás casos no es cierto y $V_p \neq V_n$



NOTA: Para tener semiperiodos distintos se hace:



en un semiperiodo actua Ra+Rb y en el otro sólo Rb.

(Habría T_1 y T_2)

cálculo de la frecuencia de funcionamiento $\left(f = \frac{1}{T}\right)$

Hay que saber hacer esto de una manera lógica (típico en examenes)

1. La ecuación de $\boxed{V_c(t) = A\cdot e^{-t/RC} + B}$ (proceso de carga de un condensador)
   (tomando intervalo $t = [0, T]$, se podría elegir cualquier otro intervalo (por ej condensador descargándose $[T, 2T]$))

2. Determinar A y B considerando los límites en $t=0$, $t=\infty$
   en $t=0$, $V_c(0) = -aV_{SAT} = A\cdot e^{-0} + B \Rightarrow A = -aV_{SAT} - B = -(1+a)V_{SAT}$
   en $t=\infty$, $V_c(\infty) = +V_{SAT} = A e^{-\infty} + B \Rightarrow B = V_{SAT}$

3. Una vez obtenida $V_c(t) = -(1+a)V_{SAT}e^{-t/RC} + V_{SAT}$, sabiendo que $V_c(T) = aV_{SAT}$ (mirar gráfica) no hay más q. despejar T

$$-(1+a)V_{SAT}e^{-T/RC} + V_{SAT} = aV_{SAT}$$

$$-(1+a)e^{-T/RC} + 1 = a$$

$$e^{-T/RC} = \frac{a-1}{-(1+a)}$$

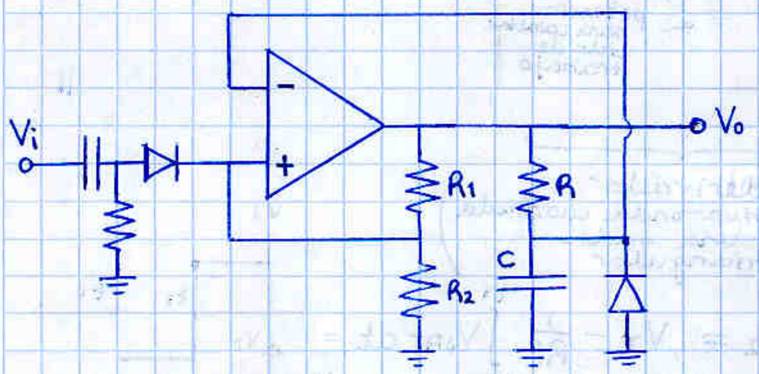
$$\frac{1+a}{1-a} = e^{T/RC}$$

$$T = RC\ln\left(\frac{1+a}{1-a}\right) \quad \text{sustituyendo } a = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

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

Oscilador monoestable

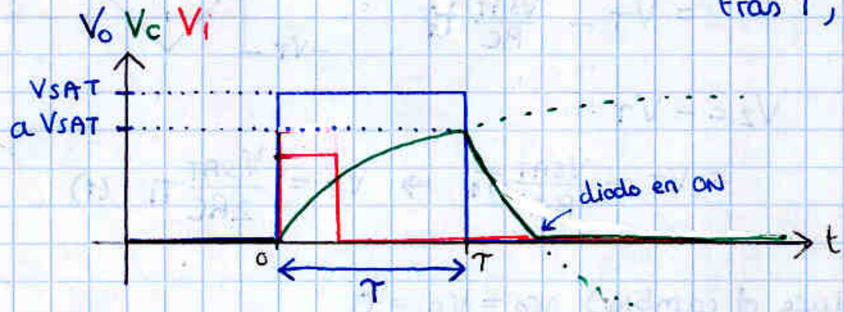
Está fijo saturado negativamente ($V_0 = -V_{SAT}$) hasta que le llega un pulso y saca $V_0 = +V_{SAT}$ durante un intervalo τ de tiempo fijo.



si $V_i = 0$, $V_0 = -V_{SAT}$,
se mantiene el estado $-V_{SAT}$
$V_p = -aV_{SAT}$
D: ON $\Rightarrow V_n = -0'7 \sim 0$
$V_p < V_n \Rightarrow -V_{SAT}$

si llega un pulso positivo en V_i
$V_p > V_n \Rightarrow +V_{SAT}$
D: OFF
$V_p = +aV_{SAT}$
$\Rightarrow$ C se carga tratando de llegar a V_{SAT}

tras τ, al llegar a $+aV_{SAT}$
$V_n > V_p \Rightarrow -V_{SAT}$



Cálculo de τ

C cargándose: $V_c(t) = A \cdot e^{-t/RC} + B$

$t = \infty \rightarrow V_c(\infty) = V_{SAT} = Ae^{-\infty} + B \Rightarrow B = V_{SAT}$

$t = 0 \rightarrow V_c(0) = 0 = A + V_{SAT} \Rightarrow A = -V_{SAT}$

$$V_c(\tau) = aV_{SAT}$$

$$V_{SAT}\, e^{-\tau/RC} + V_{SAT} = a V_{SAT}$$

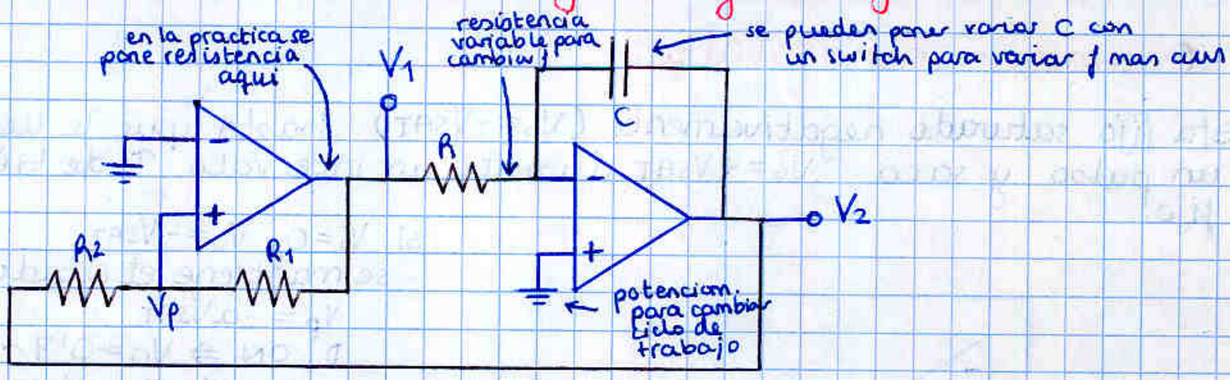
$$e^{-\tau/RC} + 1 = a$$

$$-1 + a = e^{\tau/RC}$$

$$\tau = -RC \ln(1-a)$$

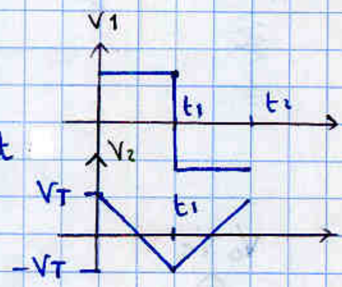
$$\tau = -RC \ln\left(\frac{1}{1-a}\right) = RC \ln\left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]$$

Generador de onda rectangular y triangular



aestable.
En lugar de $V_p = V_c$ (condens) se utiliza V_2 (q es una señal triangular)

integrador
(integrar onda cuadrada es una onda triangular)



$t_0 < t < T_1$: $(V_1 = V_{SAT})$

$$V_2 = V_T - \frac{1}{RC}\int_{t_0}^{t_1} V_{SAT}\,dt$$

$$= V_T - \frac{V_{SAT}}{RC} t_1$$

$t = T_1$ $\quad V_2 = -V_T$

$$= V_T - \frac{V_{SAT}}{RC} T_1 \Rightarrow V_T = \frac{V_{SAT}}{2RC} T_1 \quad (1)$$

en $t_1, t_2, \ldots$ (donde se produce el cambio) $v_p = v_n = 0$

y como $I_{R_1} = I_{R_2}$

$$\frac{V_1 - V_p}{R_1} = \frac{V_p - V_2}{R_2} \longrightarrow \frac{V_{SAT}}{R_1} = \frac{0 - -V_T}{R_2} \longrightarrow V_T = \frac{R_2}{R_1} V_{SAT} \quad (2)$$

igualando (1) y (2) $\qquad T_1 = 2RC\frac{R_2}{R_1}$

$$T = T_1 + T_2 = 2T_1 = 4RC\frac{R_2}{R_1}$$

Generador de señal integrado ICL 8038

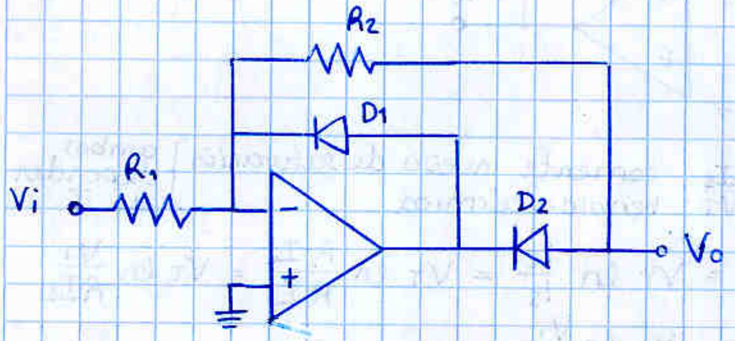
El generador visto anteriormente es 'muy malucho'!
El ICL8038 es bueno y barato, la estructura interna es muy diferente a lo visto arriba

- genera cuadrada, triangular y senoidal
- BW: $0'001_{Hz} \simeq 0 \rightarrow 300\,kHz$
- ciclo de trabajo variable: $2\% \rightarrow 98\%$

Rectificadores de precisión

Rectifican señales muy pequeñas (no sirven los de E. básica → $V_F = 0'7V$)

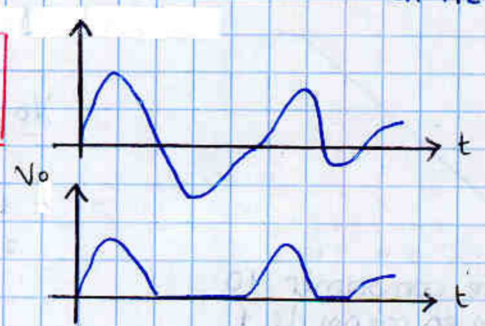
- Rectificador inversor de media onda



$V_i > 0$ D1 : OFF
D2 : ON
↳ amplif. inversor

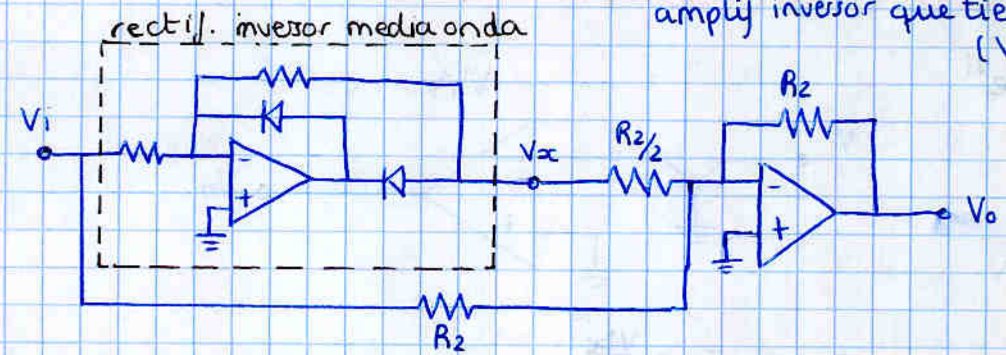
$V_i < 0$ D1 : ON
D2 : OFF
↳ realim neg. con $\beta = 1$
$V_p = V_n = 0$
$V_o = 0$ (no hay caída en R_2)

$$\boxed{\begin{aligned} V_i > 0 &\rightarrow V_o = -kV_i \\ V_i < 0 &\rightarrow V_o = 0 \end{aligned}}$$



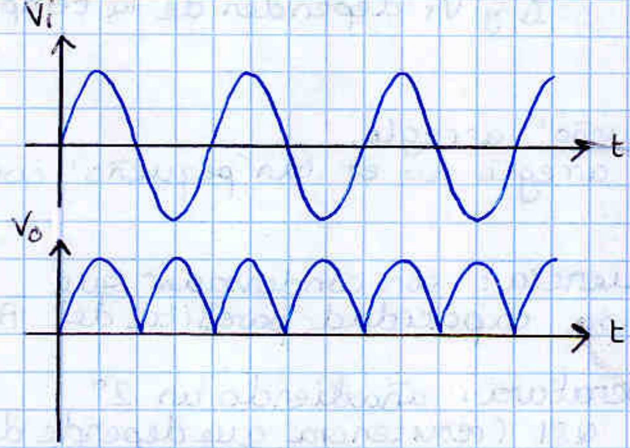
- Rectificador de onda completa:

amplif inversor que tiene 2 entradas (V_i y V_x)



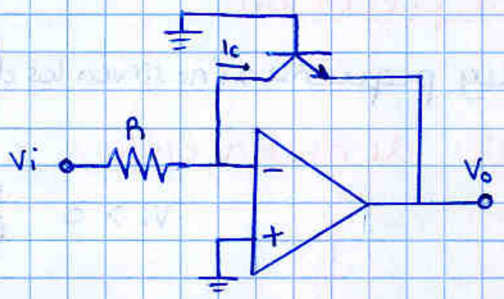
$$V_i > 0 \rightarrow V_x = -V_i \rightarrow V_o = -\frac{R_2}{R_2/2}(-V_i) - \frac{R_2}{R_2}(V_i) = V_i$$

$$V_i < 0 \rightarrow V_x = 0 \rightarrow V_o = 0 - \frac{R_2}{R_2}V_i = -V_i$$



Amplificador logarítmico

Def:



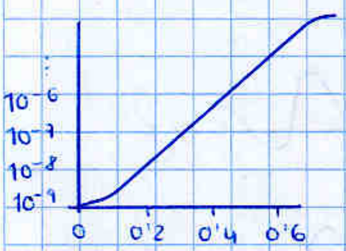
ecuación de transistor

$$I_c = I_s\left(e^{\frac{V_{be}}{nV_T}} - 1\right)$$

I_s: corriente inversa de saturación } ambos
V_T: tensión térmica } dependen de T

si $n=1$ $\boxed{I_c \simeq I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}}} \rightarrow V_{be} = V_T \ln \frac{I_c}{I_s} = V_T \ln \frac{R I_c}{R I_s} = V_T \ln \frac{V_i}{R I_s}$

$$V_o = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_s}$$



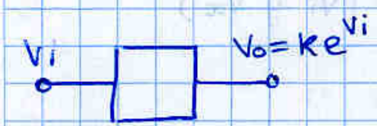
$$\boxed{V_o = -V_T \ln V_i + V_T \ln R I_s}$$

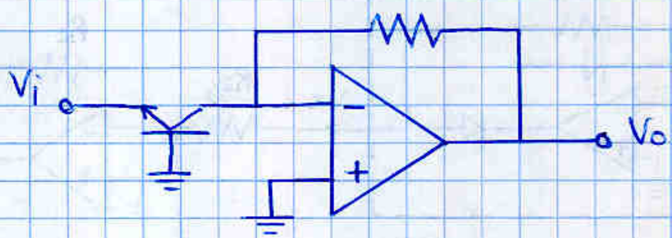
tiene 2 fallos:

1. $-V_T = K$ depende de la T^a
2. factor $V_T \ln R I_s$ no deseado

permite comprimir 10 décadas en menos de 1

Amplificador antilogarítmico





permite 'deshacer' lo comprimido con el amplif. log.

$$I_c \simeq I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}}$$

$$V_o = R \cdot I_c = R \cdot I_s e^{\frac{V_{be}}{V_T}}$$

$$\boxed{V_o = R I_s e^{-V_i/V_T}}$$

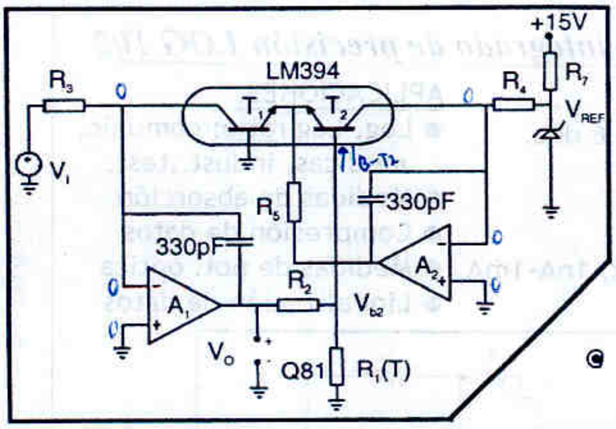
tambien tiene fallos
I_s y V_T dependen de la temperatura

Hay que hacerles un 'pequeño' arreglo.
Ahora veremos como ese arreglo no es tan 'pequeño' como cabría esperar.

Compensación en frecuencia: con condensador que compensa capacidad parásita del AO

Compensación en temperatura: añadiendo un 2° transistor y un Q81 (resistencia que depende de T)

Amplificador logarítmico (IV)



A) Compensación de I_S

- Haciendo que $I_{B-T2} << I_{R1,R2}$

- $V_o = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1} V_{b2}$ se comporta como divisor de tensión.

- $V_{b2} = V_{be2} - V_{be1} = V_T \left[\ln \dfrac{I_{C2}}{I_{S2}} - \ln \dfrac{I_{C1}}{I_{S1}} \right]$

- Como $I_{S1} = I_{S2}$ $\quad V_{b2} = -V_T \ln \dfrac{I_{C1}}{I_{C2}} = -2{,}303 \cdot V_T \log \dfrac{I_{C1}}{I_{C2}}$

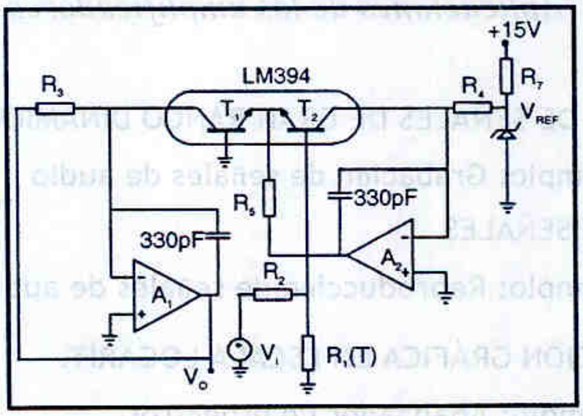
- Como $I_{C1} = \dfrac{V_i}{R_3}$ e $I_{C2} = \dfrac{V_{REF}}{R_4}$ $\qquad V_o = \dfrac{R_1 + R_2}{R_1(T)} (-2{,}303 V_T) \log \dfrac{V_i / R_3}{V_{REF} / R_4}$

  se compensan

- $\boxed{V_o = K_v \log \dfrac{V_i}{V_R}}$ $\quad K_V = -2{,}303 V_T \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1} \right)$ $\qquad V_R = \dfrac{R_3}{R_4} V_{REF}$

término añadido que se puede eliminar con un restador $K \log V_R$ y queda $V_o = K_v \log V_i$

Amplificador antilogarítmico (V)



$$\boxed{V_O = V_R e^{V_i / K_v}}$$

$K_V = -2{,}303 V_T \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1} \right)$ $\qquad V_R = \dfrac{R_3}{R_4} V_{REF}$

Amplificador logarítmico integrado de precisión LOG 102

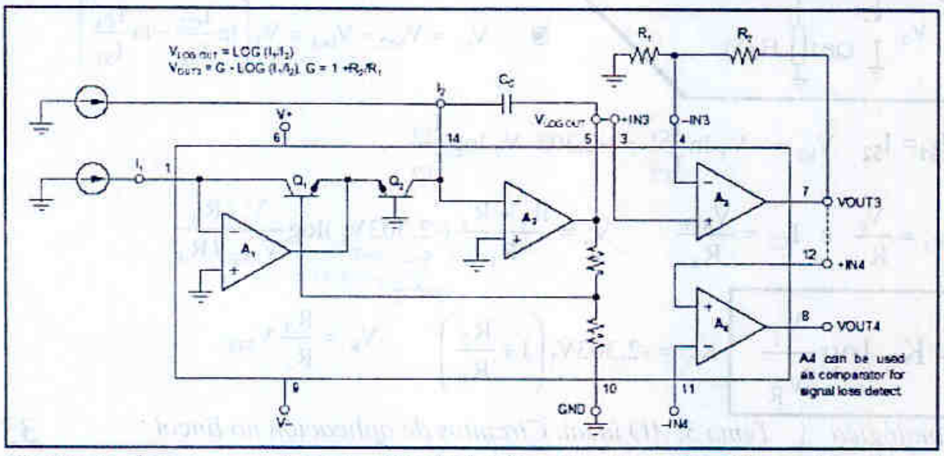
CARACTERÍSTICAS:

- Precisión: a fondo escala 0,17% máx. en 6 déc.
- Linealidad: 0,1% máx en 5 décadas
- Amplificador selección de escalado
- Corriente de polarización baja: 1,25 mA
- Amplio rango dinámico de entrada: 6 déc, 1nA-1mA
- Cápsula SO-14

APLICACIONES:

- Log, Log ratio: comunic. médicas, indust.,test.
- Medidas de absorción → se utilizan log
- Compresión de datos
- Medidas de pot. óptica
- Linealización de datos

todas porq son logaritmo de algo

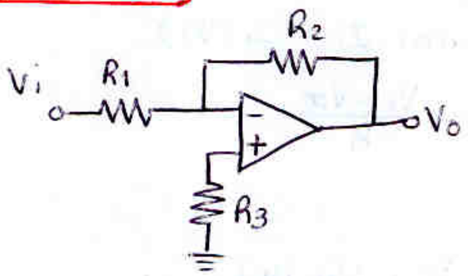


Aplicaciones de los amplificadores logarítmicos

- COMPRESIÓN DE SEÑALES DE GRAN RANGO DINÁMICO
  - Ejemplo: Grabación de señales de audio
- EXPANSIÓN DE SEÑALES
  - Ejemplo: Reproducción de señales de audio
- REPRESENTACIÓN GRÁFICA EN ESCALA LOGARÍT.
  - Ejemplo: Analizador de espectros
- OBTENCIÓN DEL VERDADERO VALOR EFICAZ (RMS)
- CÁLCULO DE FUNCIONES MATEMÁTICAS

Problemas

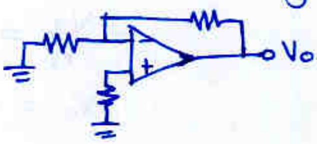
8.1



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

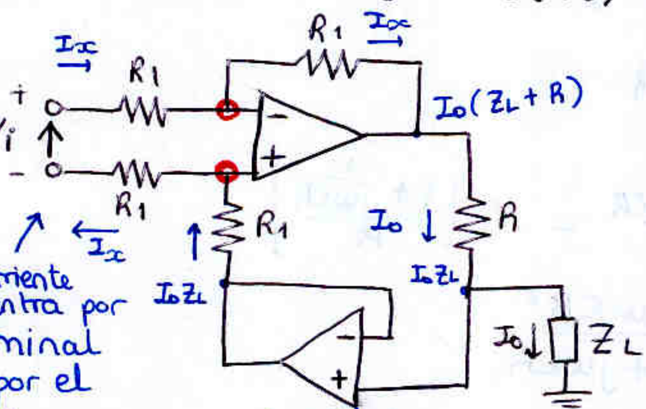
b) $Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i}{V_i/R_1} = R_1$

c) $Z_o = \frac{V_o}{I_o}$ • entrada a masa ($V_i = 0$) • generador en la salida



$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = 0$

8.6 Calcular $I_o = I_o(V_i)$



la corriente que entra por un terminal sale por el otro.

seguidor de tensión

(1) $\frac{V_{i+} - V_x}{R_1} = \frac{V_x - I_o(Z_L + R)}{R_1}$

$V_{i+} - V_x = V_x - I_o(Z_L + R)$

(2) $\frac{V_x - V_{i-}}{R_1} = \frac{I_o Z_L - V_x}{R_1}$

$V_x - V_{i-} = I_o Z_L - V_x$

sumando (1) + (2)

$\underbrace{V_{i+} - V_{i-}} + V_x - V_x = V_x - V_x - I_o(Z_L + R - Z_L)$

$V_i = -I_o R$

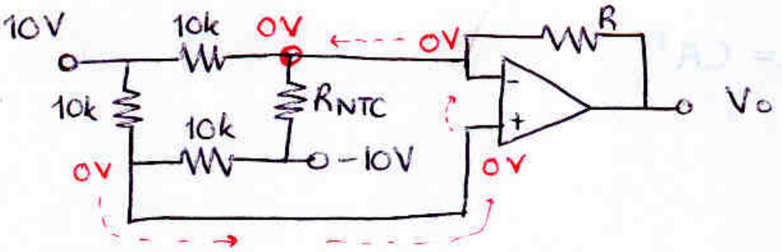
$I_o = -\frac{1}{R} V_i$

8.11 Valor de R para que al variar temp de 23°C a 24°C $\Rightarrow$ variar V_o 1V

Datos: 23°C $\rightarrow R_{NTC} = 10\,k\Omega$

24°C $\rightarrow R_{NTC} = 9'6\,k\Omega$

CUIDADO CON SIGNO



$\frac{10}{10k} + \frac{-10}{R_{NTC}} = -\frac{V_o}{R}$

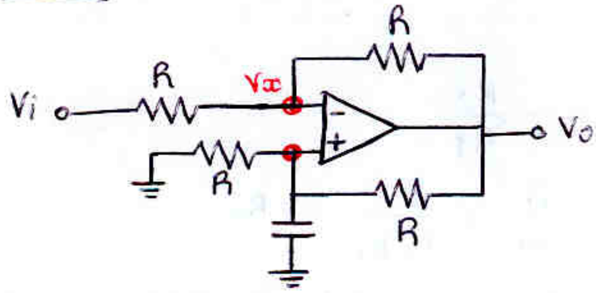
$V_o = R\left(\frac{10}{R_{NTC}} - 1m\right)$

23°C $\rightarrow$ $V_o = R(1m - 1m) = 0$

24°C $\rightarrow$ $V_o = R\left(\frac{10}{9'6}m - 1m\right) = 1\,V$

$R\left(\frac{0'4}{9'6}m\right) = 1V \rightarrow R = \frac{9'6}{0'4}k \rightarrow R = 24\,k\Omega$

$\boxed{8.14}$ (B)



$$Z_i = \frac{V_i}{I_i}$$

queremos $I_i = I_i(V_i)$

$$I_i = \frac{V_i - V_x}{R}$$

(1) $V_i - V_x = V_x - V_o$

$$V_x = \frac{V_i + V_o}{2}$$

$$V_o = 2V_x - V_i$$

(2) $-\frac{V_x}{R} = \frac{V_x - V_o}{R} + V_x j\omega C$

$$-\frac{V_x}{R} = \frac{V_x}{R} - \frac{V_o}{R} + V_x j\omega C$$

$$V_o = V_x(2 + j\omega RC)$$

$$2V_x - V_i = V_x(2 + j\omega RC)$$

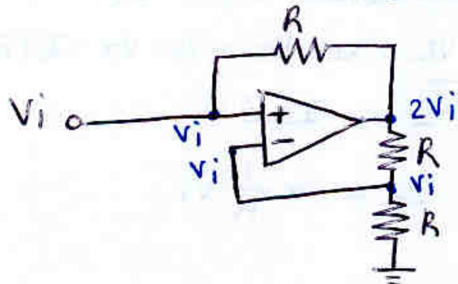
$$V_x = \frac{-V_i}{j\omega CR}$$

ya podemos sustituir en I_i

$$I_i = \frac{V_i - V_x}{R} = \frac{V_i + V_i/j\omega CR}{R} = V_i\left(\frac{1 + \frac{1}{j\omega CR}}{R}\right)$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R}{1 + \frac{1}{j\omega CR}} = \frac{j\omega CR^2}{1 + j\omega CR}$$ ✓

(A)



$$I_i = -\frac{2V_i - V_i}{R} = -\frac{V_i}{R}$$

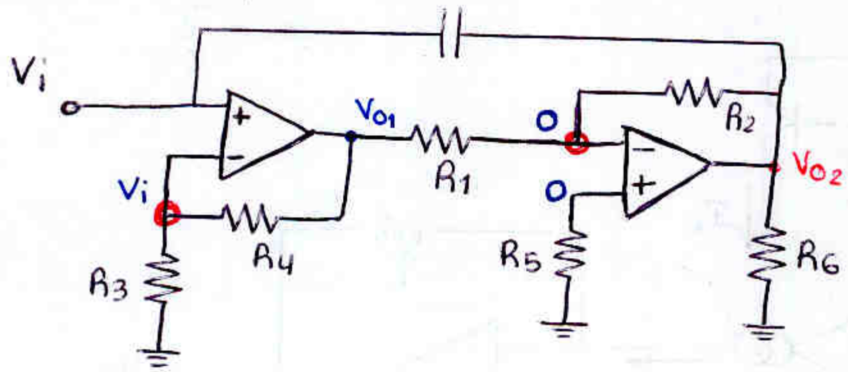
$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = -R$$ ✓ resistencia negativa

si se hace (A)//(B) calcular la bobina equivalente.

$$Z_i = \left[-R \,//\, \frac{j\omega CR^2}{1 + j\omega CR}\right] = \frac{1}{-\frac{1}{R} + \frac{1 + j\omega CR}{j\omega CR^2}} = \frac{1}{\frac{-j\omega CR + 1 + j\omega CR}{j\omega CR^2}} = j\omega CR^2$$

$$Z_i = j\omega \underbrace{CR^2}_{L} \qquad L = CR^2$$

8.15 capacidad vista desde teminal de entrada



$$Z = \frac{V_i}{I_i}$$

①

$$I_i = (V_i - V_{o2})\, j\omega C$$

queremos $V_{o2} = V_{o2}(V_i)$

(1) $$V_i = V_{o1}\frac{R_3}{R_3+R_4}$$

(2) $$\frac{V_{o1}}{R_1} = -\frac{V_{o2}}{R_2}$$

$$V_{o1} = -\frac{R_1}{R_2}V_{o2}$$

$$V_i = -\frac{R_1}{R_2}\frac{R_3}{R_3+R_4}V_{o2}$$

$$V_{o2} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{R_3+R_4}{R_3}V_i$$

por tanto

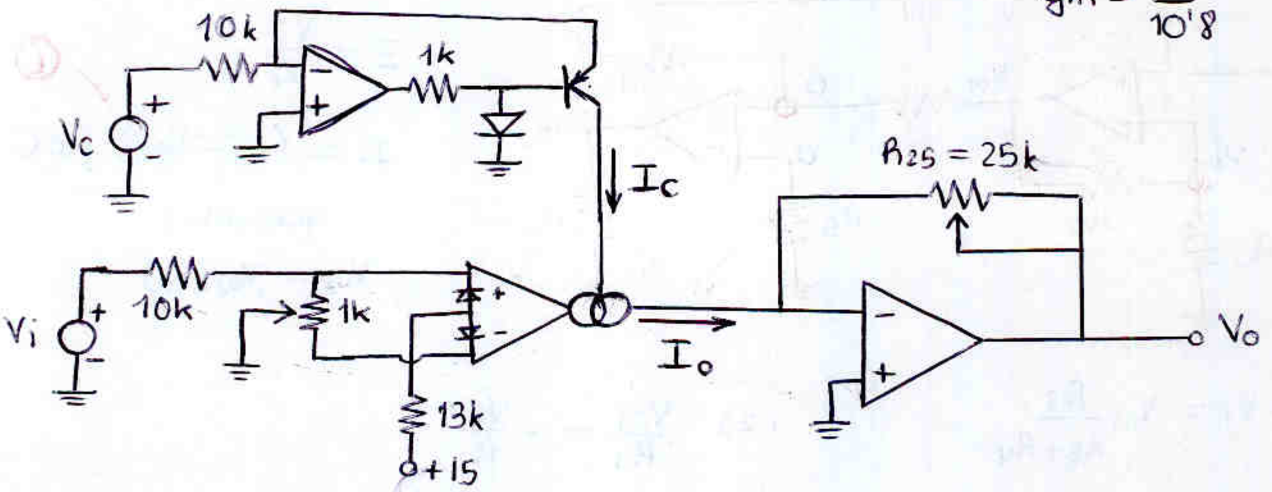
$$I_i = V_i\left[1+\frac{R_2}{R_1}\frac{R_3+R_4}{R_3}\right]j\omega C$$

$$z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{1}{j\omega\, \underbrace{C\left[1+\frac{R_2}{R_1}\frac{R_3+R_4}{R_3}\right]}_{C_{eq}}}$$

$\boxed{10.12}$

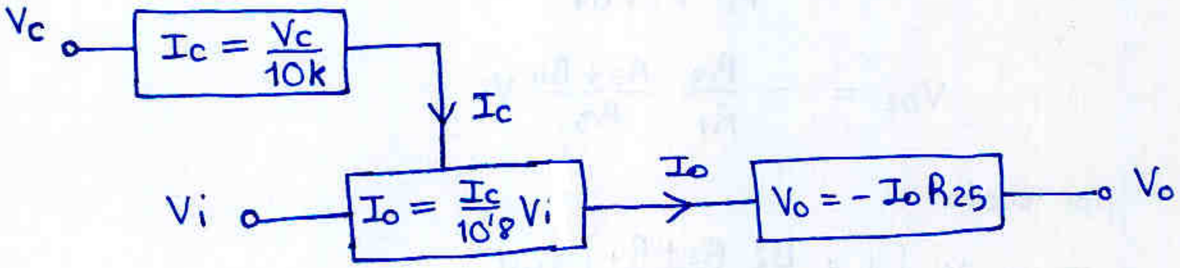
Datos: $I_o = g_m V_i$

$g_m = \frac{I_c}{10'8}$



suponiendo $I_c \simeq I_e = \frac{V_c}{10k}$

Todo el circuito es equivalente a lo siguiente:



$V_o = -I_o R_{25} = -\frac{I_c}{10'8} V_i R_{25} = \frac{-R_{25} \cdot V_i \cdot V_c}{10k \cdot 10'8}$ es un multiplicador

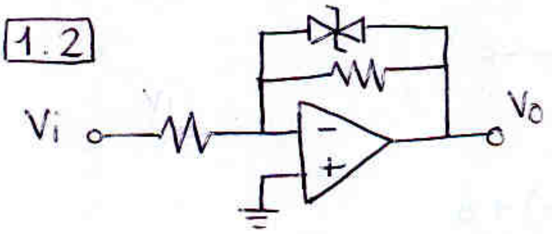
queremos $V_o = -\frac{1}{10} V_c V_i$

$\rightarrow R_{25} = 10'8\ k\Omega$

TEMA 3 (2). AO. APLICACIONES NO LINEALES

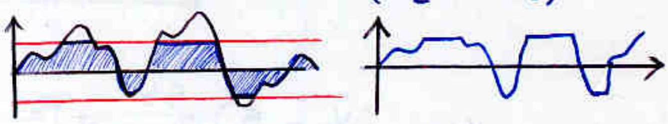
Cuestiones 2 → 5, 7, 9 → 12, 14, 16

1.2



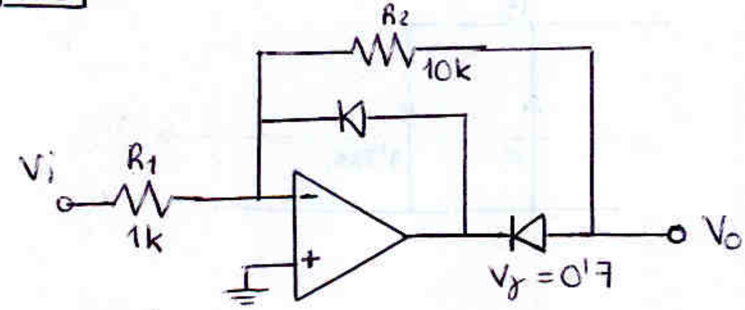
Limitador:

Limita la salida a $\pm(V_Z + V_{DZ})$

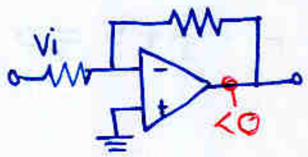


1.3

Dibujar salida si entrada es $V_i = 10 \text{ sen } 100\pi t$ mV

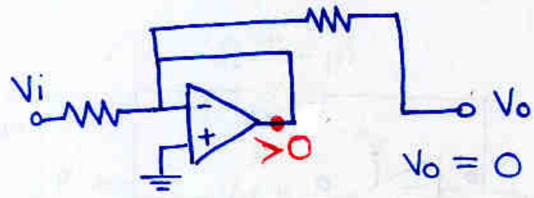


si $V_i > 0$ (suponemos temporalmente $-V_{sat}$ para ver qué pasa)

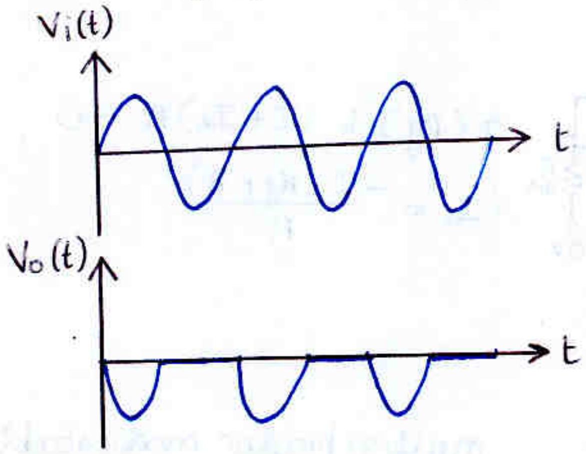


$V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_i = -10 V_i$

si $V_i < 0$ (suponemos temporalmente $+V_{sat}$)

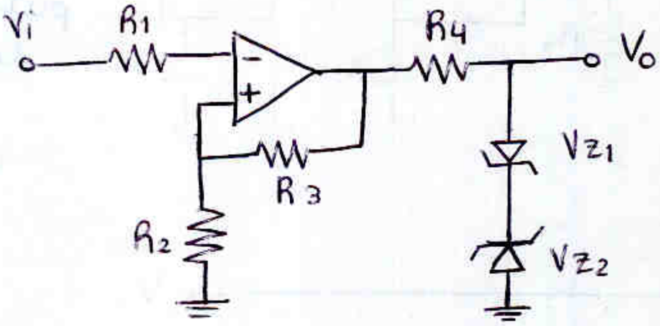


$V_O = 0$



1.4 calcular V_{OH}, V_{OL}, V_{IH}, V_{IL} en comparador con histéresis.

$V_{CC} = \pm 18$ V
$V_{sat} = \pm 16$ V
$V_{Z1} = V_{Z2} = 12$ V
$R_1 = 6'8$ kΩ
$R_2 = 4'7$ kΩ
$R_3 = 4'7$ kΩ
$R_4 = 1'5$ kΩ



- se empieza con $V_i = -\infty \rightarrow (+V_{sat})$

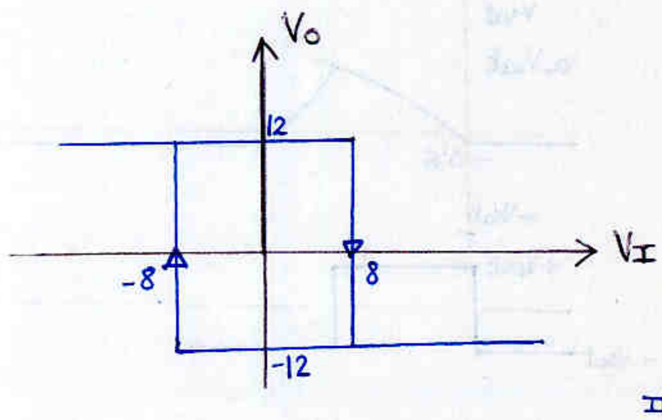
$V_p = V_{sat} \frac{R_2}{R_2+R_3} = 8V$ $\quad V_o = 12$ V

- cuando $V_i > 8V \rightarrow (-V_{sat})$

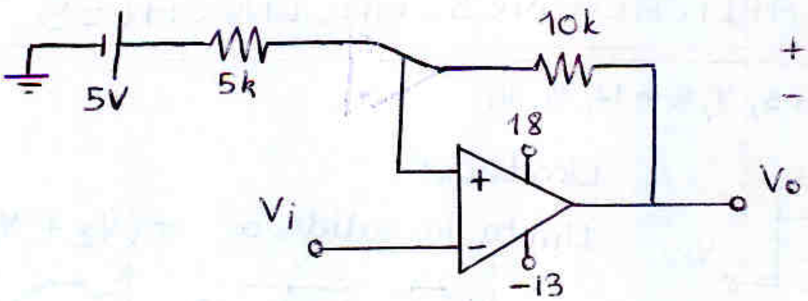
$V_p = -V_{sat} \frac{R_2}{R_2+R_3} = -8V$ $\quad V_o = -12$ V

- cuando $V_i < -8V \rightarrow (+V_{sat})$

$V_p = 8V \rightarrow V_o = 12V$



1.5



$+V_{sat} = +15\,V$

$-V_{sat} = -10\,V$

$$V_p = (V_o - 5)\frac{5k}{5k+10k} + 5 = \frac{1}{3}(V_o - 5) + 5$$

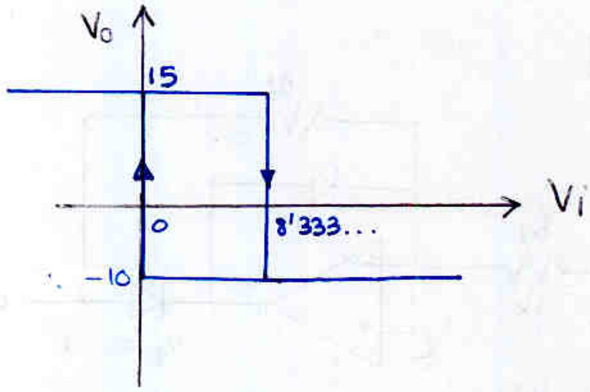
1

$V_i = -\infty \rightarrow V_o = 15V$

$V_p = \frac{10}{3} + 5 = 8'33\ldots$

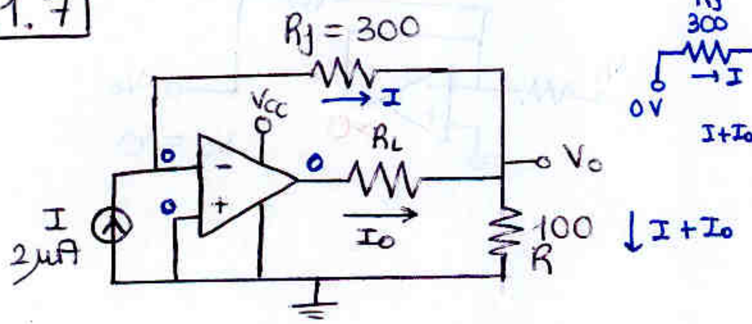
$V_i > 8'33\ldots \rightarrow V_o = -10V$

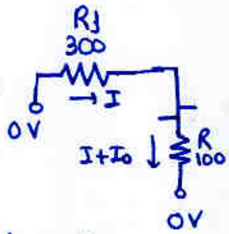
$V_p = -\frac{15}{3} + 5 = 0$



1.7

calcular I_o



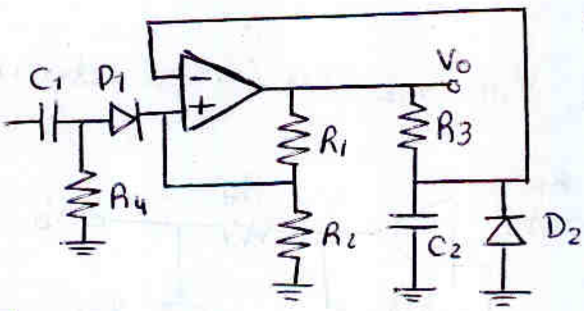


$$I(R_j) + (I + I_o)R = 0$$

$$\boxed{I_o = \frac{-I(R_j + R)}{R}}$$

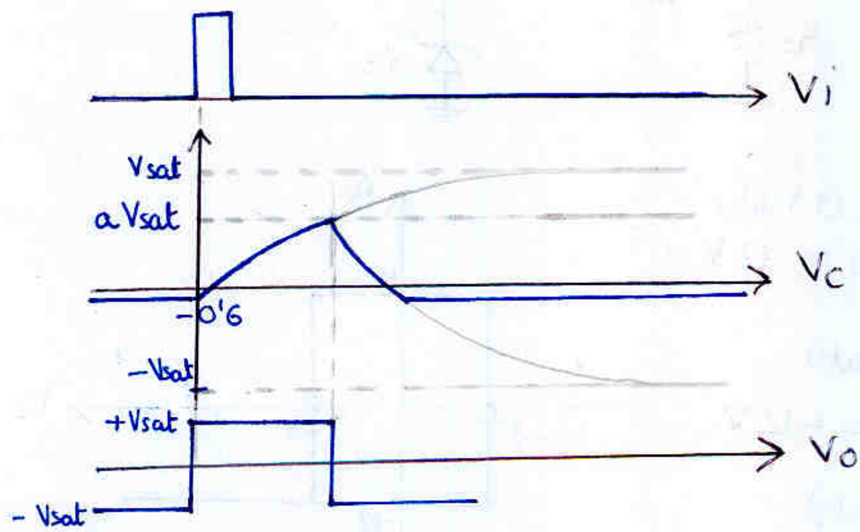
1.9

monoestable:



multivibrador monoestable: a partir de un pulso de entrada obtiene un pulso de salida de duración determinada

funcionamiento:



C_1, D_1 y R_4 → circuito de disparo

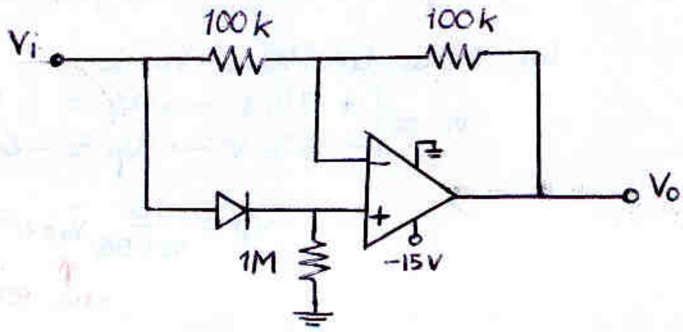
- C_1, R_4 → F. P. Alto
- D_1 → bloquea la bajada del impulso

el disparo es con el flanco de subida

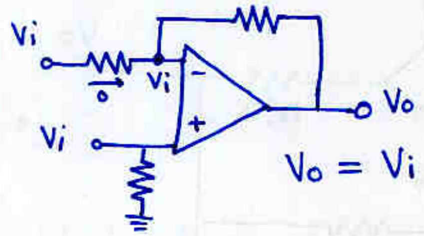
$$V_c = A e^{-t/RC} + B$$

1.10

Determinar $V_o = V_o(V_i)$

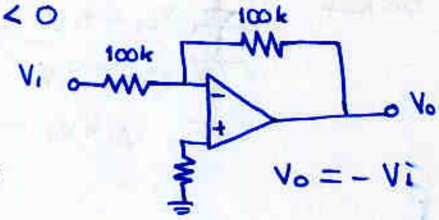


• $V_i > 0$



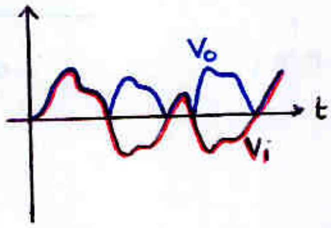
$V_o = V_i$

• $V_i < 0$

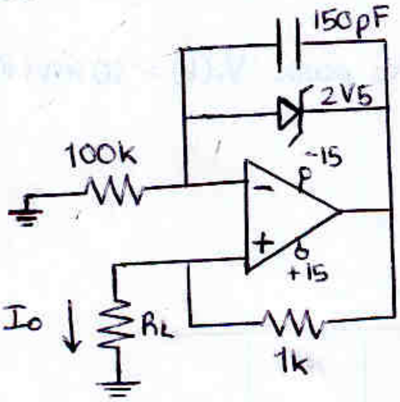


$V_o = -V_i$

$V_o = |V_i|$



1.11 Fuente de corriente; hallar I_o



Suponemos el circuito saturado positimante (y suponemos $+V_{sat} = 15$)

$$V_n = V_p = V_{sat} - 2'5$$

$$I_o = I_{1k} = \frac{V_{sat} - (V_{sat} - 2'5)}{1k} = 2'5 \text{ mA}$$

Funcionará para cargas tal que

$$I_o \cdot R_L \leq V_{sat} - 2'5$$

1.12 Si $R_L = 10k\Omega$

$I_o \cdot R_L = 25\text{ V}$ no es posible

Variará I_o:

$$I_o = \frac{V_{sat} - 0}{R_{1k} + R_L} = 1'36 \text{ mA}$$

$$V_L = I_o \cdot R_L = 13'63 \text{ V}$$

1.14

· Partiendo del condensador descargado

· En V_A rampa hasta saturar AO o BJT

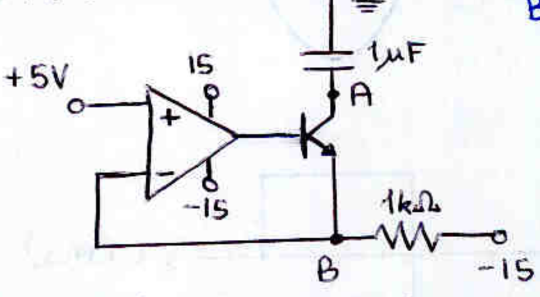
· Tiempo que tarda en saturarse

a) $t < 0'1$ ms

b) $0'1 \text{ ms} < t < 1\text{ms}$

c) $t > 1\text{ms}$

d) no hay rampa



para AO no saturado, en B hay $+5V$

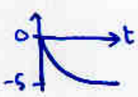
$I = 20\text{ mA}$

$-V_{CE} - V_C = 5$

V_C se irá cargando

$V_C = -5 - V_{CE}$

$= 5e^{-t/RC} - 5$



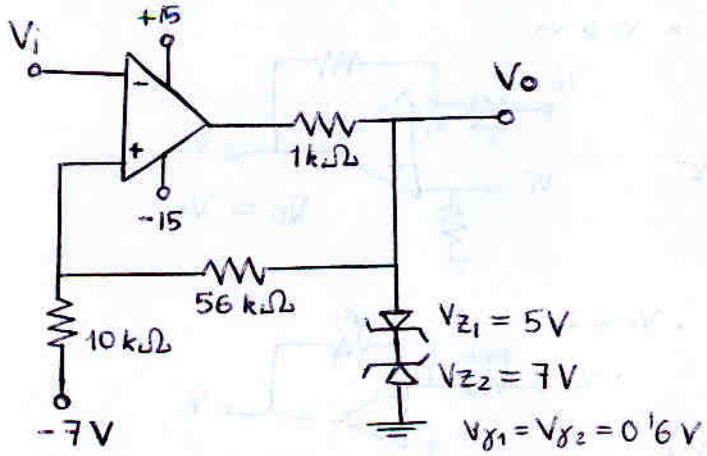
para ello $V_{CE} = -5e^{-t/RC}$ no es posible < 0

⇒ la suposición de $B = 5V$ no es posible → A.O está saturado desde el inicio. El condensador se intentará cargar hasta -15 $(I = 0)$ pero antes saturará al BJT

$V_C = 15 - V_{CE} - IR = 15e^{-t/RC} - 15$ no se hacerlo

1.16 Circuito comparador

Dibujar curva transferencia

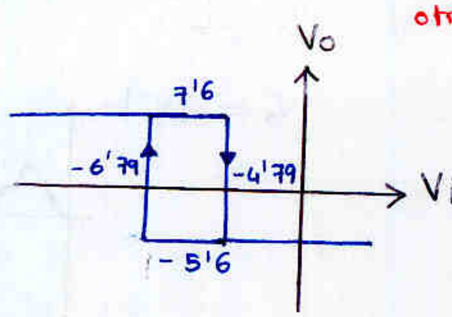


los zener limitan Vo a

$$V_o = \begin{cases} +7'6\text{ V} \longrightarrow V_p = -4'79 \\ -5'6\text{ V} \longrightarrow V_p = -6'79 \end{cases}$$

$$V_p = \frac{10}{10+56}(V_o+7)-7$$

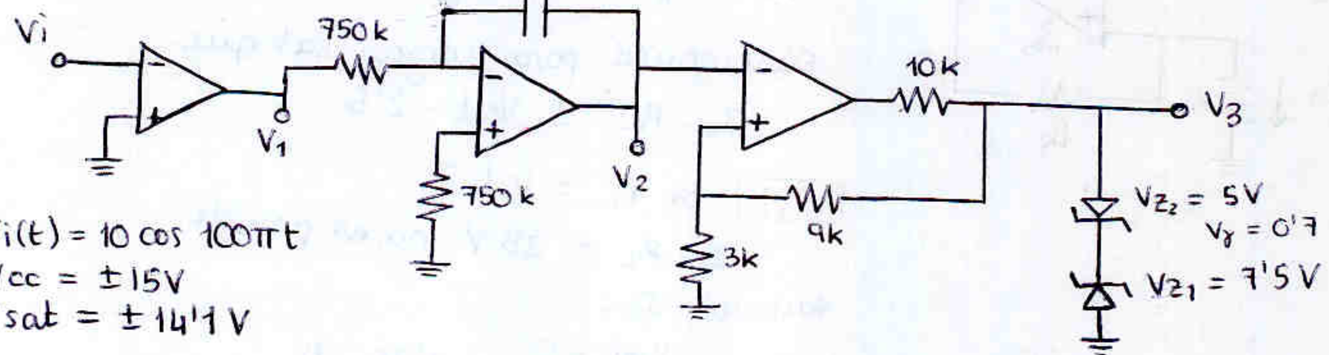
otra vez... i



Problemas (AO No Lineal) 8.19 → 8.25 [y 10.1 → 10.8]

8.19 trazar curva de transferencia y dibujar Vo para $V_i(t) = 10\,\text{sen}(100\pi t)$ V (fácil)(hecho ya en cuestiones)

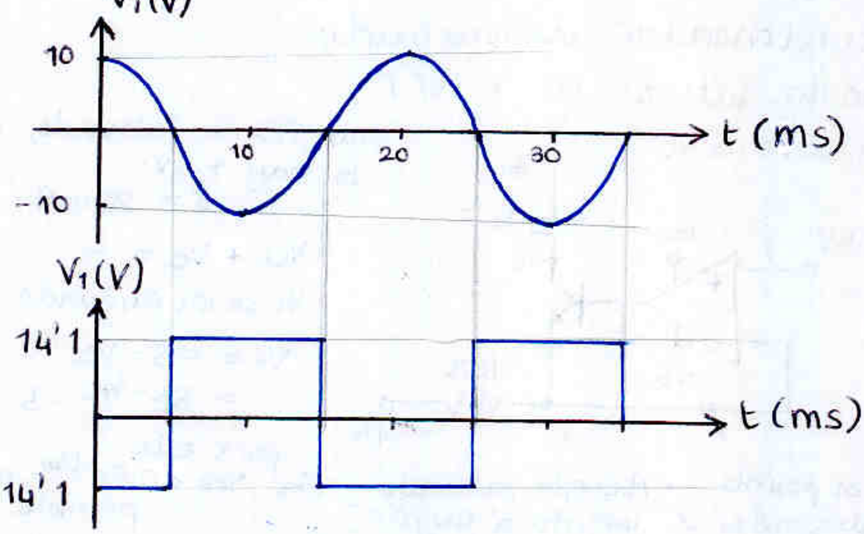
8.20 $V_C(t=0) = 0V$



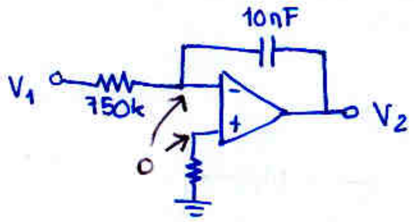
$V_i(t) = 10\cos 100\pi t$
$V_{cc} = \pm 15V$
$V_{sat} = \pm 14'1V$

a1) Dibujar $V_i(t)$ y $V_1(t)$ entre $t = 0ms$ y $t = 35ms$

AO1 es un comparador (inversor)



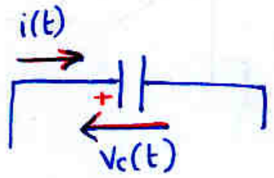
a2) $V_2(t)$ a partir de $V_1(t)$



$$v_n = v_p = 0V$$

$$i(t) = \frac{V_1(t)}{750k} = \begin{cases} 18'8\mu A & V_1 = V_{sat} \\ -18'8\mu A & V_1 = -V_{sat} \end{cases}$$

Cuidado con la dirección de las cosas



$$Q = C V_c$$

$$\frac{dQ}{dt} = C\frac{dV_c}{dt}$$

$$i(t) = C\frac{dV_c}{dt} \rightarrow \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i(t)$$

sabiendo $V_c(0) = 0$

$$V_c(t) - V_c(0) = \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt$$

$$\boxed{V_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt}$$

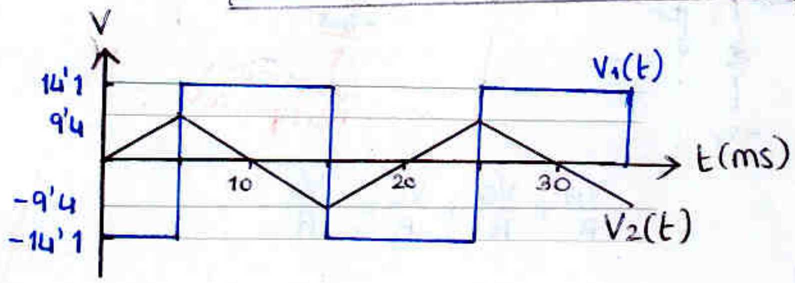
$$V_c(5m) = \frac{1}{C}\int_0^{5m} i(t)\,dt = \frac{1}{C}\int_0^{5m} -18'8\mu\,dt = -9'4 \rightarrow V_2 = 9'4$$

$$V_c(10m) = -9'4 + \frac{1}{C}\int_{5m}^{10m} \underset{18'8\mu}{i(t)}\,dt = -9'4 + 9'4 = 0 \rightarrow V_2 = 0$$

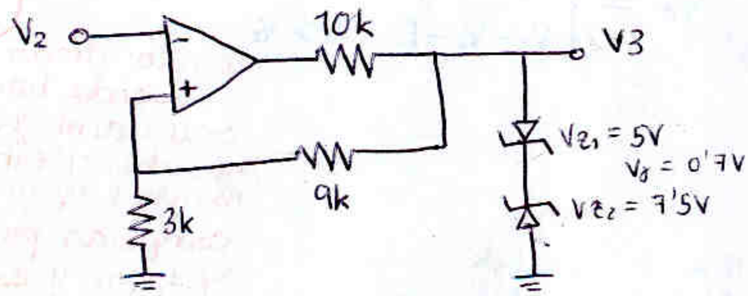
$$V_c(15m) = 9'4 \rightarrow V_2 = -9'4$$

$\vdots$

$$\boxed{V_2 = -V_C = -\frac{1}{C}\int_0^t i(t)\,dt} = \frac{-1}{750k \cdot C}\int_0^t V_1(t)\,dt$$



b) Dibujar función de transferencia $V_3 = f(V_2)$

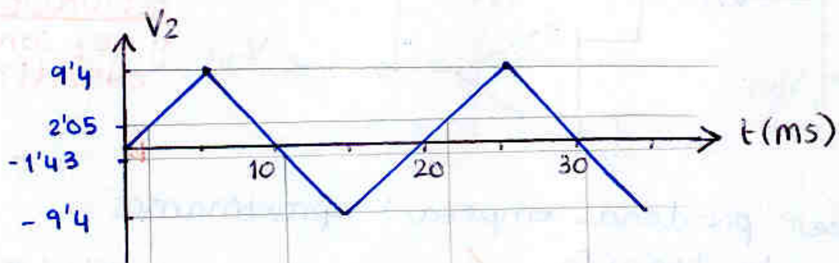


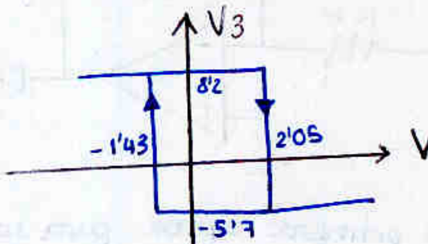
debido a los Zener

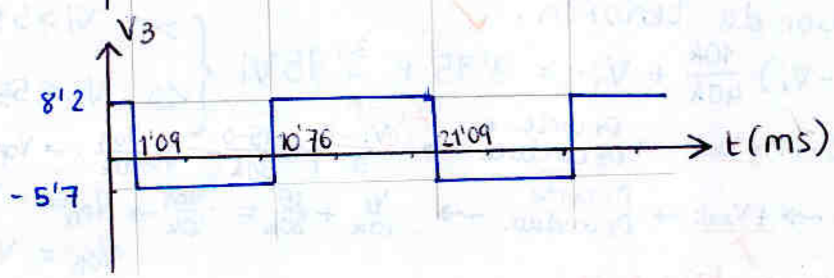
$$V_3 = \begin{cases} 8'2 & V_{sat} \\ -5'7 & -V_{sat} \end{cases}$$

$$V_p = V_3\left(\frac{3k}{3k+9k}\right) = \frac{V_3}{4}$$

$$V_p = \begin{cases} 2'05 & V_3 = 8'2 \\ -1'425 & V_3 = -5'7 \end{cases}$$

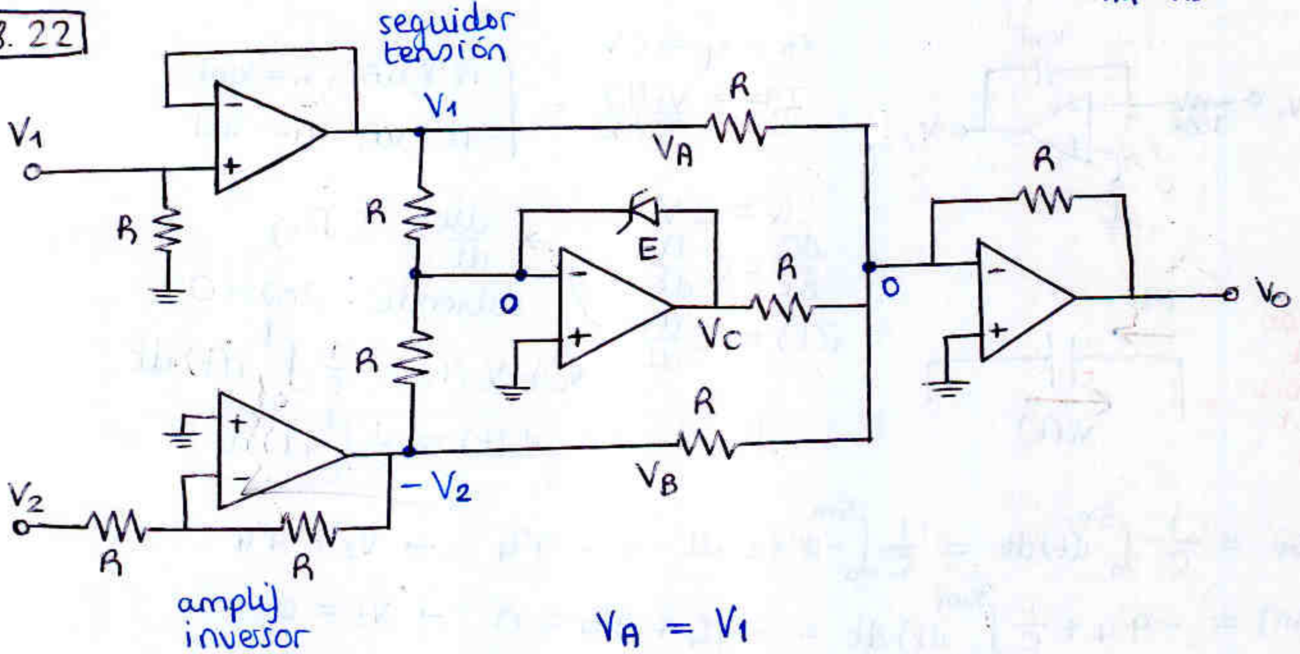






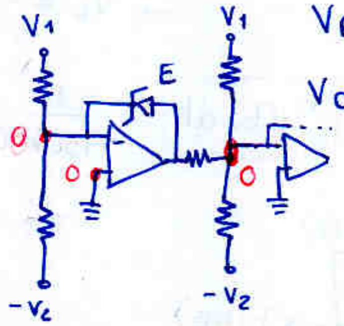
8.21 muy fácil; sólo tener en cuenta $V_p = (V_o - V_{ref})\frac{R_3}{R_4+R_3} + V_{ref}$

8.22



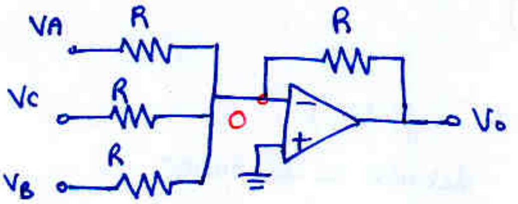
$V_A = V_1$

$V_B = -V_2$



$V_C = \begin{cases} \text{si } V_2 > V_1, \text{ Zener conduce, AO realim} & V_C = 0 \\ \text{si } V_1 > V_2, \text{ Zener zona zener, AO realim} & V_C = -E \end{cases}$

$+V_{sat}$ / $-V_{sat}$ ← suposición temporal



$$\frac{V_A}{R} + \frac{V_B}{R} + \frac{V_C}{R} = \frac{V_o}{R}$$

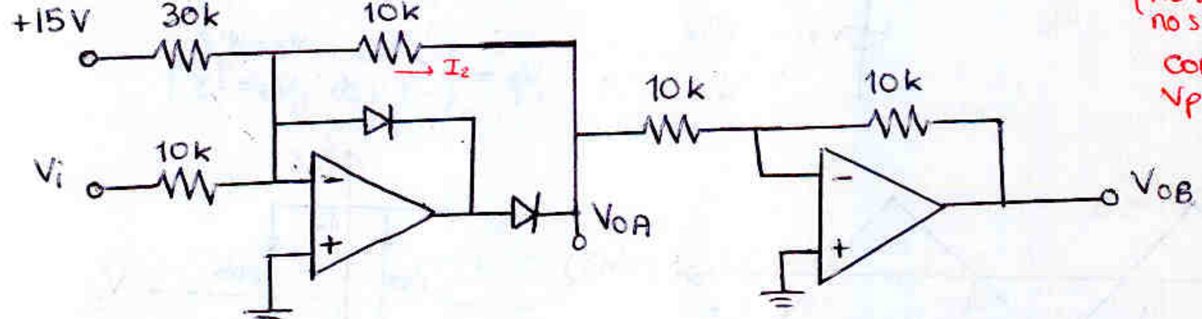
$$V_o = V_A + V_B + V_C$$

$$V_o = \begin{cases} V_1 - V_2 & V_1 < V_2 \\ V_1 - V_2 - E & V_1 > V_2 \end{cases}$$

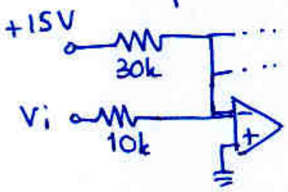
i

con los diodos cuando hay cosas ambiguas (no sabes si está realim, no sabes V_p ni V_n, ...) comparas patillas V_p y V_n y supones saturación (+ o −) y ves como se estabilizaría

8.23



Como primera aprox para saber 'por donde empezar' aproximamos como un divisor de tensión. ✓



$V_n = (15 - V_i)\frac{10k}{40k} + V_i = 3'75 + 0'75 V_i \begin{cases} >0 & V_i > -5 \\ <0 & V_i < -5 \end{cases}$

$V_i > -5 \rightsquigarrow V_n > 0 \rightsquigarrow \underline{-V_{sat}} \rightsquigarrow$ D_1 conduce, D_2 corte $\rightsquigarrow$ $I_2 = 0$ $\Rightarrow V_{OA} = 0 = V_{OB}$ ✓

$V_i < -5 \rightsquigarrow V_n < 0 \rightsquigarrow \underline{+V_{sat}} \rightsquigarrow$ D_1 corte, D_2 conduce $\rightsquigarrow \frac{V_i}{10k} + \frac{15}{30k} = -\frac{V_{OA}}{10k} \rightarrow V_{OA} = -V_i - 5$

$V_{OB} = V_i + 5$ ✓

suposición temporal

Problemas: log, antilog, multiplicador de transparencias

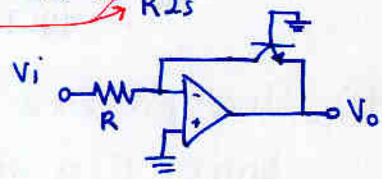
recuerda $\boxed{I_C \simeq I_S e^{\frac{V_{be}}{V_T}}} \rightarrow V_{be} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} = V_T \ln \frac{RI_C}{RI_S} \leftarrow RI_C = V_i$

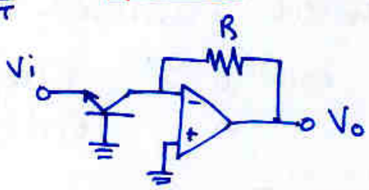
mult por R

$\downarrow$

$I_C R \simeq I_S R e^{\frac{V_{be}}{V_T}}$ V_i

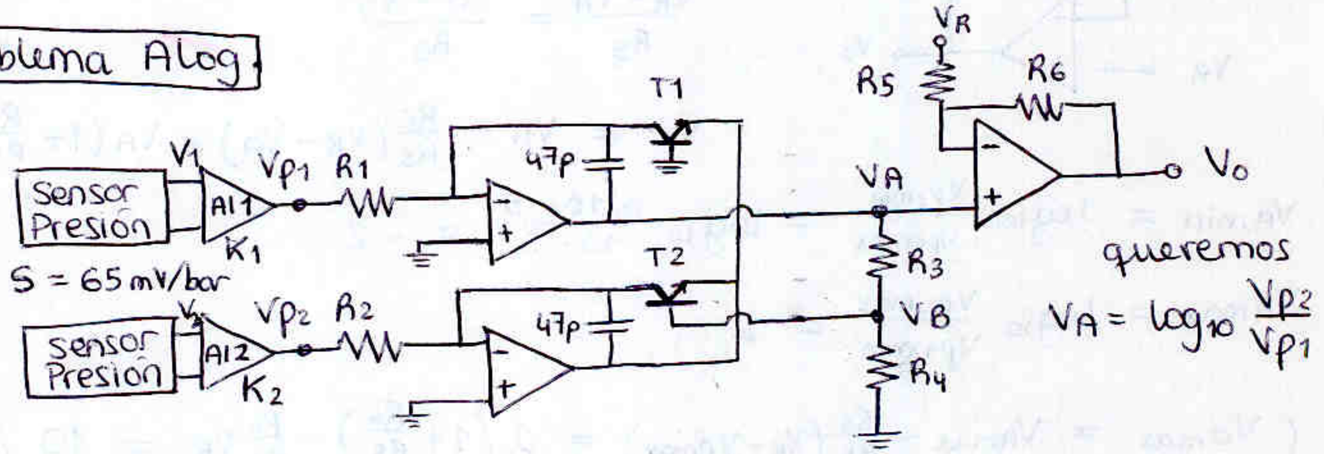
V_o

log: 

antilog: 

Problema Alog

P: 0'1 bar → 10 bar



queremos $V_A = \log_{10} \frac{V_{p2}}{V_{p1}}$

a) calcular K_1 y K_2 (ganancia ampli instrumentación) para que V_{p1}, V_{p2} no superen 10 V

Nota: los C = 47p sólo sirven para eliminar capacidad parásita de entrada del AO

$V_{1max} = V_{2max} = p_{max} \cdot S = 650\,mV$

$K_1 = K_2 = \frac{10\,V}{650\,mV} = 15'4$

b) calcular R_1 y R_2 si $I_{C max} = 1\,mA$

$I_C = \frac{V_p - 0}{R}$ $\qquad I_{C max} = \frac{V_{p1\,max}}{R_1} \rightarrow R_1 = \frac{10\,V}{1\,mA} = 10k$

$R_2 = 10\,k$

c) Si despreciamos las I_b de T1 y T2, calcular R_4 si $R_3 = 7'5\,k\Omega$ para que $V_A = \log_{10} \frac{V_{p2}}{V_{p1}}$ $(V_T = 26\,mV)$

$\boxed{V_B = \frac{R_4}{R_4 + R_3} V_A = V_{BE_2} - V_{BE_1}}$

$I_C = I_S e^{\frac{V_{be}}{V_T}}$

$V_{be} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} = V_T \ln \frac{I_C R_1}{I_S R_1}$

$= V_T \ln \frac{V_{p1}}{I_S R_1}$

$\frac{R_4}{R_4+R_3} \log_{10} \frac{V_{p2}}{V_{p1}} = V_T \ln \frac{V_{p2}}{I_S R_2} - V_T \ln \frac{V_{p1}}{I_S R_1}$

$\frac{R_4}{R_4+R_3} \log_{10} \frac{V_{p2}}{V_{p1}} = V_T \ln \left(\frac{V_{p2}}{V_{p1}} \right)$

$\frac{R_4}{R_4+R_3} \frac{\ln \frac{V_{p2}}{V_{p1}}}{\ln 10} = V_T \ln \left(\frac{V_{p2}}{V_{p1}} \right)$

se debe cumplir $\frac{R_4}{R_4+R_3} = V_T \ln 10 \longrightarrow \frac{R_4+R_3}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{V_T \ln 10}$

$\rightarrow \dfrac{R_3}{R_4} = \dfrac{1}{V_T \ln 20} - 1 = 15'7$

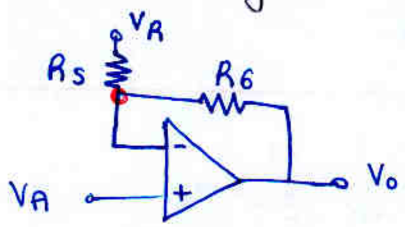
$R_4 = \dfrac{R_3}{15'7} = 472\,\Omega$

como $R_4 = \dfrac{R_3}{\frac{1}{V_T \ln 20} - 1}$

R_4 debe ser depend. de la T^a con el mismo coef que V_T

d) Para procesar la señal cambiar rango dinámico entre 0 y 10 V con la 3^{era} etapa

Calcular V_R y $\dfrac{R_6}{R_5}$



amplif no inversor

$$\frac{V_R - V_A}{R_5} = \frac{V_A - V_o}{R_6}$$

$$V_o = V_A - \frac{R_6}{R_5}(V_R - V_A) = V_A\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) - \frac{R_6}{R_5} V_R$$

$$V_{A\,min} = \log_{10} \frac{V_{p2\,min}}{V_{p1\,max}} = \log_{10} \frac{0'10 \cdot S}{10 \cdot S} = -2$$

$$V_{A\,max} = \log_{10} \frac{V_{p2\,max}}{V_{p1\,min}} = 2$$

$$\begin{cases} V_{o\,max} = V_{A\,max} - \dfrac{R_6}{R_5}(V_R - V_{A\,max}) = 2\left(1 + \dfrac{R_6}{R_5}\right) - \dfrac{R_6}{R_5} V_R = 10 \\ V_{o\,min} = V_{A\,min} - \dfrac{R_6}{R_5}(V_R - V_{A\,min}) = -2\left(1 + \dfrac{R_6}{R_5}\right) - \dfrac{R_6}{R_5} V_R = 0 \end{cases}$$

despejando $\dfrac{R_6}{R_5} V_R$ e igualando

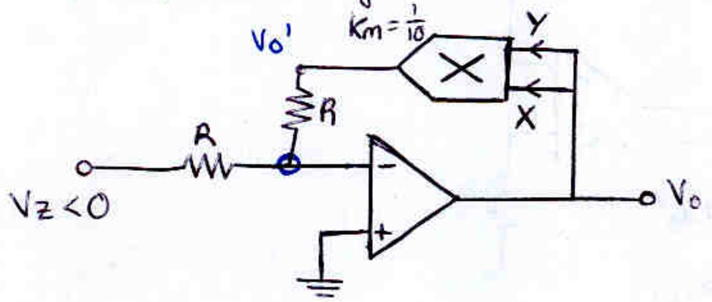
$$2\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) - 10 = -2\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)$$

$$\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) = \frac{10}{4}$$

$$\frac{R_6}{R_5} = \frac{3}{2} \checkmark \quad \longrightarrow \quad V_R = \frac{-2\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)}{R_6/R_5} = -\frac{10}{3}\,V \checkmark$$

Problema multiplicador

a) Indicar la función del circuito



$$V_o' = \frac{V_o^2}{10} \rightarrow V_o = \sqrt{10V_o'}$$

$$\frac{V_z - 0}{R} = \frac{0 - V'_o}{R}$$

$$V'_o = -V_z$$

$$\Rightarrow V_o = \sqrt{-10V_z}$$

b) Justificar $V_z < 0$

como $V_o' \geq 0$, si $V_z > 0 \Rightarrow V_n > 0 \Rightarrow -V_{sat}$
$V_n \neq V_p$

si $V_z < 0$ hay estabilidad:

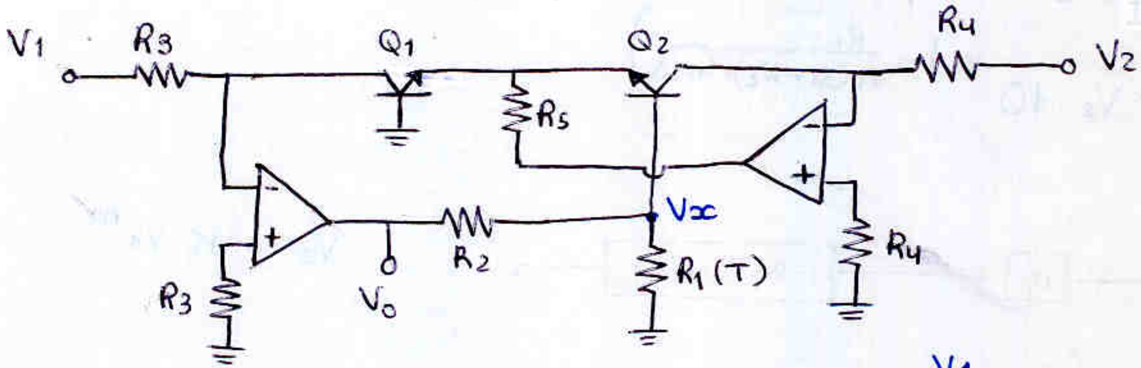
- si $V_o \uparrow \rightarrow V_o' \uparrow \rightarrow V_n \uparrow \rightarrow V_o \downarrow$
- si $V_o \downarrow \rightarrow V'_o \downarrow \rightarrow V_n \downarrow \rightarrow V_o \uparrow$

PERO

- si $V_o < 0 \downarrow \rightarrow V'_o \uparrow \rightarrow V_n \uparrow \rightarrow V_o \downarrow \rightarrow -V_{sat}$

el circuito no funciona correctamente en ese caso

10.1 circuito logarítmico



$$I_{c_1} = \frac{V_1}{R_3} = I_s e^{\frac{V_{be_1}}{V_t}} \rightarrow V_{be_1} = V_t \ln \frac{V_1}{R_3 I_s}$$

$$I_{c_2} = \frac{V_2}{R_4} = I_s e^{\frac{V_{be_2}}{V_t}} \rightarrow V_{be_2} = V_t \ln \frac{V_2}{R_4 I_s}$$

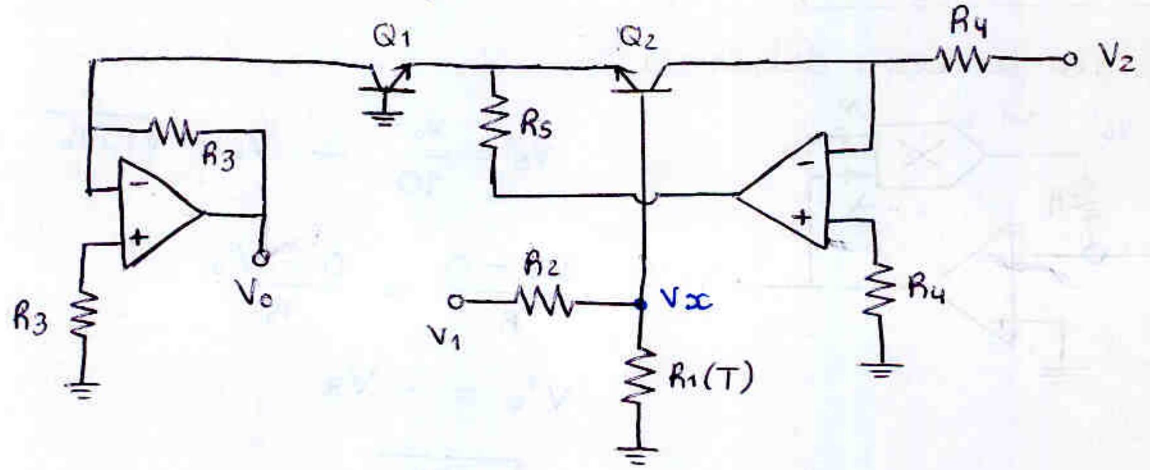
se elimina dependencia con I_s

$$V_x = V_{be_2} - V_{be_1} = V_T \ln \frac{V_1 R_4}{V_2 R_3}$$

$$V_o = (R_2 + R_1) \cdot \frac{V_x}{R_1} = V_T \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \ln \left[\frac{V_1 R_4}{V_2 R_3}\right]$$

$$= V_T \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \ln 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{V_1}{V_2} \frac{R_4}{R_3}\right]$$

circuito antilogaritmico



$$V_o = I_{C_1} R_3 = R_3 I_s e^{\frac{V_{be_1}}{V_T}}$$

falta V_{be_1}

$$V_x = V_1 \frac{R_1}{R_1+R_2} = V_{be_2} - V_{be_1}$$

$$V_{be_1} = V_{be_2} - V_1 \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

falta V_{be_2}

$$I_{C_2} = \frac{V_2}{R_4} = I_s e^{\frac{V_{be_2}}{V_T}}$$

$$V_{be_2} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_s} = V_T \ln \frac{V_2}{R_4 I_s}$$

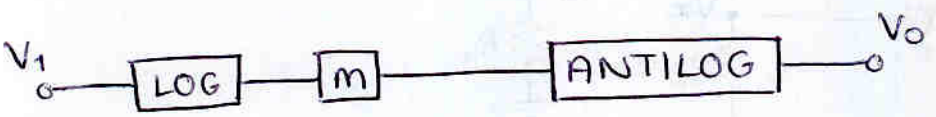
$$V_{be_1} = V_T \ln \frac{V_2}{R_4 I_s} - V_1 \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

$$V_o = R_3 I_s e^{\frac{V_T}{V_T} \ln \frac{V_2}{R_4 I_s} - \frac{V_1}{V_T} \frac{R_1}{R_1+R_2}}$$

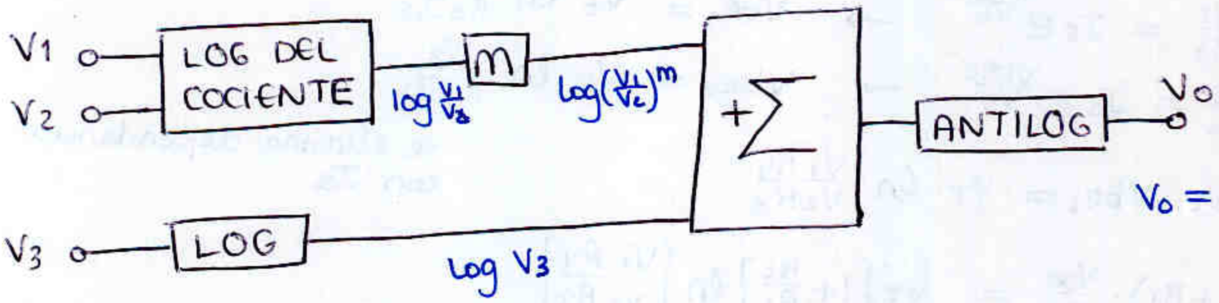
$$= \frac{R_3 I_s}{R_4 I_s} V_2 e^{V_1 \left(-\frac{R_1}{(R_1+R_2) V_T}\right)}$$

$$= \frac{R_3}{R_4} V_2 e^{\ln 10 \, V_1 \left(-\frac{R_1}{\ln 10 \cdot V_T \cdot (R_1+R_2)}\right)}$$

$$\boxed{V_o = \frac{R_3}{R_4} V_2 \, 10^{V_1 \left[-\frac{R_1}{V_T (R_1+R_2) \cdot \ln 10}\right]}}$$



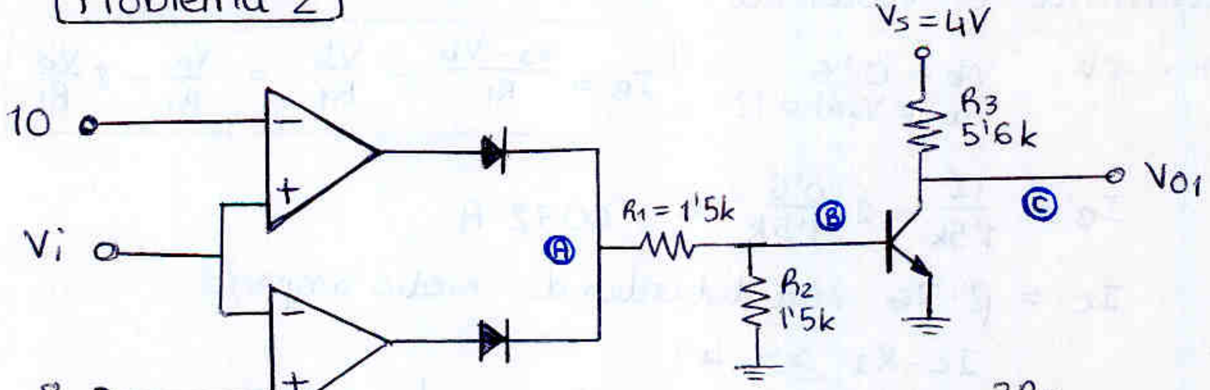
$$V_o = K V_1^m$$



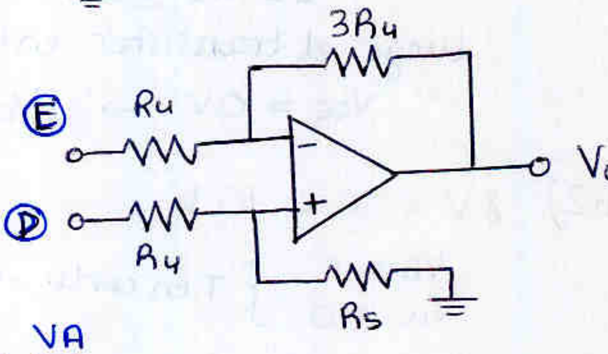
$$V_o = K \cdot V_3 \cdot \left(\frac{V_1}{V_2}\right)^m$$

Julio 2003

Problema 2



$V_{BEon} = 0'6\,V$
$V_{sat-AO} = 12\,V$
$V_{sat-T} = 0\,V$



a) Determinar V_B $\quad V_B = \frac{V_A}{2}$

a1) $V_i < 8\,V$

$AO_1 \to -V_{sat} \to D1$ corte

$AO_2 \to +V_{sat} \to D2$ conduce $\to V_A = +V_{sat} \to V_B = \frac{V_{sat}}{2} = 6\,V$

pero por el transistor $V_B = 0'6V$

a2) $8V < V_i < 10V$

$AO_1 \to -V_{sat} \to D1$ corte

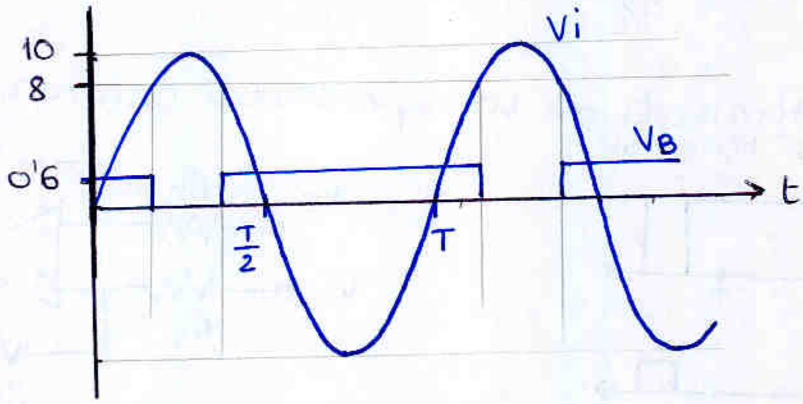
$AO_2 \to -V_{sat} \to D_2$ corte $\qquad V_B = 0$

a3) $V_i > 10\,V$

$AO_1 \to +V_{sat} \to D_1$ conduce $\to V_A = +V_{sat} \to V_B = \frac{V_{sat}}{2} = 6\,V$

$AO_2 \to -V_{sat} \to D_2$ corte $\qquad V_B = 0'6\,V$

a4) Dibujar $V_B(t)$ si se le aplica $V_i(t) = 10\,\text{sen}(100\omega t)\,V$



b) Determinar el valor de V_C

b1) $V_i < 8V$ $\quad V_b = 0'6$, $\quad V_a = V_{sat} = 12$

$$\boxed{I_B = \frac{V_a - V_b}{R_1} - \frac{V_b}{R_1} = \frac{V_a}{R_1} - 2\frac{V_b}{R_1}}$$

$$I_B = \frac{12}{1'5k} - 2\cdot\frac{0'6}{1'5k} = 0'0072\ A$$

$I_C = \beta \cdot I_B$ será del orden de medio amperio

$I_C \cdot R_3 >> 4V$

luego el transistor entrará en saturación

$V_{CE} = 0V \rightarrow V_{01} = \boxed{V_C = 0V}$

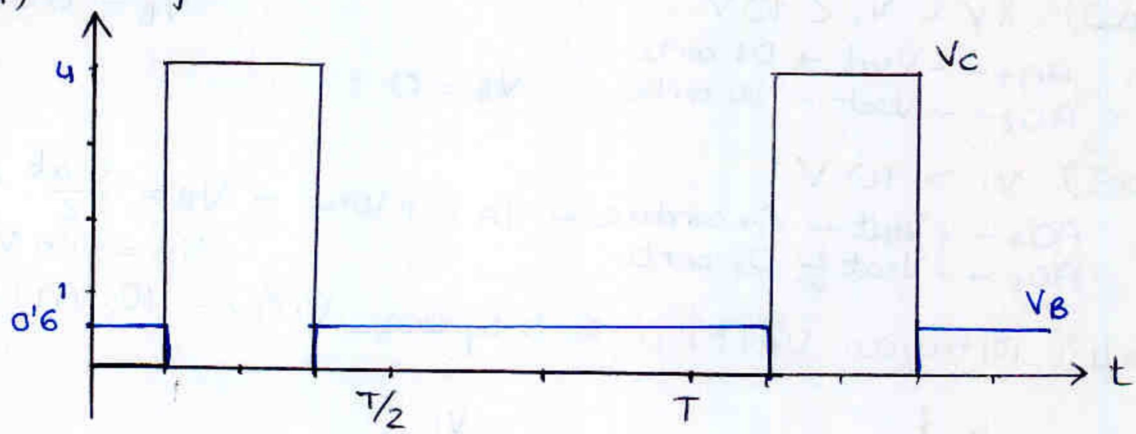
b2) $8V < V_i < 10V$

$\left.\begin{array}{l} V_b = 0 \\ V_a = 0 \end{array}\right\}$ T en corte $\rightarrow I_C = 0 \rightarrow \boxed{V_C = 4V}$

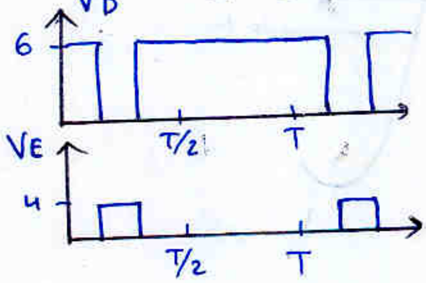
b3) $V_i > 10V$

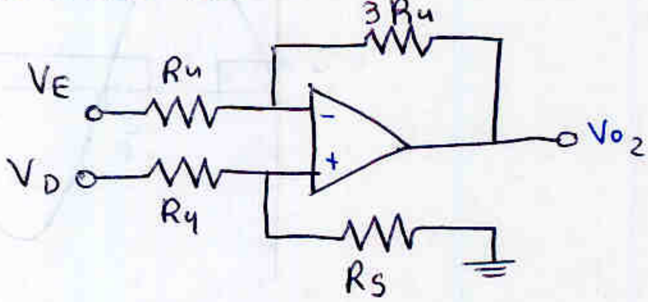
$\left.\begin{array}{l} V_b = 0'6 \\ V_a = 12 \end{array}\right\}$ igual que en b1) $\quad \boxed{V_C = 0V}$

b4) Dibujar $V_C(t)$



c) Independientemente de los apartados anteriores, si tenemos:





Valor de $R_S = R_S(R_u)$ para obtener en V_{o2} señal rectangular de $\pm 12V$

(1) $\dfrac{V_E - V_x}{R_u} = \dfrac{V_x - V_o}{3R_u}$

(2) $V_x = V_D \dfrac{R_S}{R_S + R_u}$

de (1) $V_o = 4V_x - 3V_E$

$= 4\dfrac{R_S}{R_S+R_u} V_D - 3V_E$

Necesitaremos $4\dfrac{R_S}{R_S+R_u}\cdot 6 = 12 \rightarrow \dfrac{R_S}{R_S+R_u} = \dfrac{1}{2} \rightarrow 1 + \dfrac{R_u}{R_S} = 2 \rightarrow \boxed{R_u = R_S}$

TEMA 2 (3): FILTROS

~~Primer~~ Orden: (20 dB/dec/orden) el orden depende del número de polos de $H(s)$

Los polos deben estar en semiplano izquierdo → sino habrá realim positiva → inestable

Activos: tienen comp. activo (AO), ganancia puede ser > 1, buenos para f bajas (1MHz)

Pasivos: componentes pasivos, ganancia limitada a 1, a f altas los AO se comportan mal, mejor pasivos.

$A(s)$ → función de transferencia
$A(j\omega)$ → respuesta en frecuencia

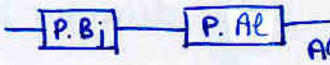
Primer orden

Paso bajo: $A(s) = A_0 \dfrac{1}{1 + s/\omega_0}$

Paso alto: $A(s) = A_0 \dfrac{s/\omega_0}{1 + s/\omega_0}$

Paso todo: (solo altera la fase)
$A(s) = A_0 \dfrac{1 - s/\omega_0}{1 + s/\omega_0}$

Paso banda: (banda ancha)



$A(s) = A_1(s) \cdot A_2(s)$

Elimina banda: (banda ancha)

$A(s) = A_1(s) + A_2(s)$

Segundo Orden

Paso bajo: $A(s) = \dfrac{A_0 \, 1}{1 + 2a\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$ ω, no $f = \frac{\omega}{2\pi}$

Paso banda: (banda estrecha) (ω_0 = frec central) $Q = f_0/(f_2 - f_1)$
$A(s) = A_0 \dfrac{2a\left(\frac{s}{\omega_0}\right)}{1 + 2a\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$

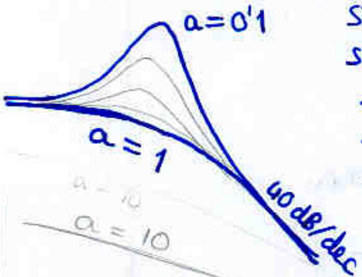
Paso alto: $A(s) = A_0 \dfrac{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2a\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$

Elimina banda:
$A(s) = A_0 \dfrac{1 + (s/\omega_0)^2}{1 + 2a(s/\omega_0) + (s/\omega_0)^2}$

Paso todo:
$A(s) = A_0 \dfrac{1 - 2a(s/\omega_0) + (s/\omega_0)^2}{1 + 2a(s/\omega_0) + (s/\omega_0)^2}$

lo de arriba es el conjugado

a: factor de amortiguamiento



según el valor de a se obtienen:
- Butterworth (los mas planos)
- Chebyshev (los de caida más rápida)
- Bessel (fase lineal → retrasa la señal)

Butterworth: $2a = 1'414 = \sqrt{2}$
$Q = \frac{1}{2a} = 1/\sqrt{2}$

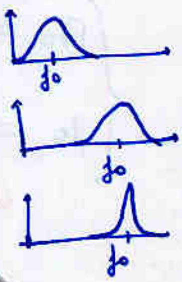
la fase se comporta igual, mayor a, menor abrupta la fase

Filtro Paso Banda 2° orden Banda Estrecha

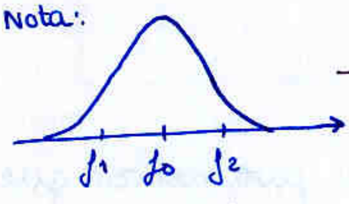
Q: factor de calidad

Q: lo estrecha que es la banda relativa a la frecuencia a la que está

$$\boxed{Q = \frac{f_0}{B} = \frac{1}{2a}}$$



Nota:



$B = f_2 - f_1$

escala logarítmica
$f_0 \neq \frac{f_1 + f_2}{2}$

$$\boxed{f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}}$$

$$\boxed{Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}}$$

NOTA: número de décadas entre dos frecuencias:
$n_d = 10 \log \frac{f_1}{f_2}$

NOTA: década → ×10
octava → ×2

$\boxed{20\,dB/dec \cong 6\,dB/oct}$ ⇒ orden 2: 12 dB/dec
orden 3: 18 dB/dec
⋮

Sensibilidad:

p: parámetro
x: componente

$$\boxed{S_x^p = \frac{x}{p}\frac{dp}{dx}}$$

ej: $\boxed{\omega_o = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}} = C^{-1}R_1^{-1/2}R_2^{-1/2}}$

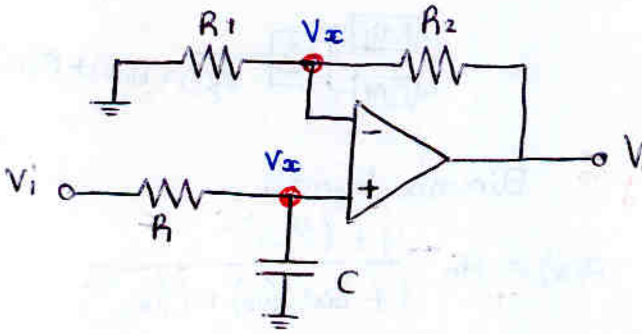
$S_C^{\omega_o} = -1 \rightarrow$ si C aumenta un 1% ω_o disminuye un 1%

$S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2} \Rightarrow$ si R_1 aumenta 1% ω_o disminuye 0'5%

Implementaciones de Filtros

1. Ecuaciones de nudos. quitar quebrados
2. sacar factor comun las tensiones
3. Pensar de donde despejamos cada tensión y donde sustituimos para eliminar tensiones intermedias y quedarnos con V_o y V_i

Paso bajo 1er orden, no inversor



1. $$\frac{0 - V_x}{R_1} = \frac{V_x - V_o}{R_2} \quad (1)$$

$\hookrightarrow \; -R_2V_x = R_1(V_x - V_o)$

$$\frac{V_i - V_x}{R} = (V_x - 0)sC \quad (2)$$

$\hookrightarrow \; V_i - V_x = V_x sCR$

2. $$\left.\begin{aligned} V_oR_1 &= V_x(R_1+R_2) \\ V_i &= V_x(sCR+1) \end{aligned}\right\}$$

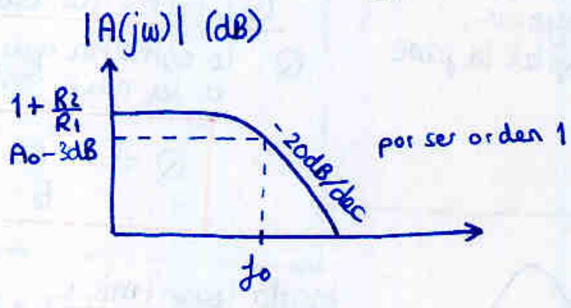
3. Despejamos V_x de la segunda sustituyendo en la primera

$$V_o = \frac{R_1+R_2}{R_1}\frac{V_i}{1+sCR}$$

comparando con

$$\frac{V_o}{V_i} = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]\frac{1}{1+\left[\frac{s}{1/CR}\right]} = A_o\frac{1}{1+\frac{s}{\omega_o}}$$

$$\begin{cases} A_o = 1+\frac{R_2}{R_1} \\ f_o = \frac{1}{2\pi CR} \end{cases}$$



- Para los de primer orden sale facil (sólo 2 nudos)
- El número de componentes a hallar es igual al nº de parametros que nos exigen:

ej
1. $\alpha \equiv Q \equiv$ tipo de filtro (Butterworth, ...) (si es de 2º orden)
2. f_c
3. ganancia

Si hay mas componentes que datos a fijar les damos valores a los que nos vengan mejor (tipico: igualar todos los condensadores para que todo sea mas sencillo)

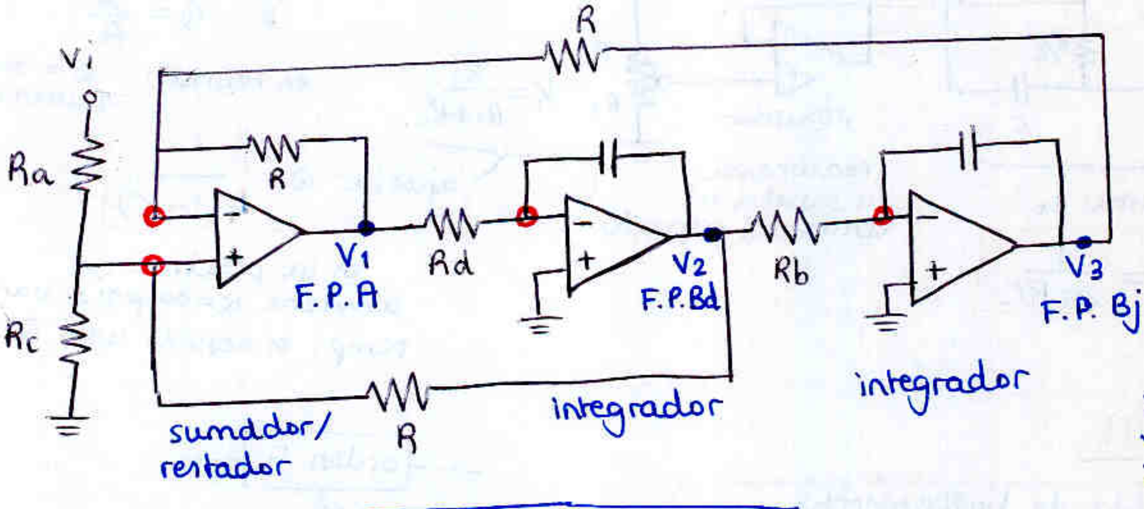
Implementaciones filtros 2° orden

- Célula de Sallen Key : paso bajo, paso alto, paso banda
  - recomendado hacer $K = 1 + \frac{R_A}{R_B}$ → K ajusta tanto la ganancia como 'a' → no controlas ambas
  - para ciertas K podria estar un polo a la derecha del eje $j\omega$ → realim positiva
- Célula de Rauch : paso bajo, paso alto, paso banda
  - un comp menos
  - no tiene problemas con realim positiva
  - sólo 2 nodos
- Filtros universales
  Variable de estado

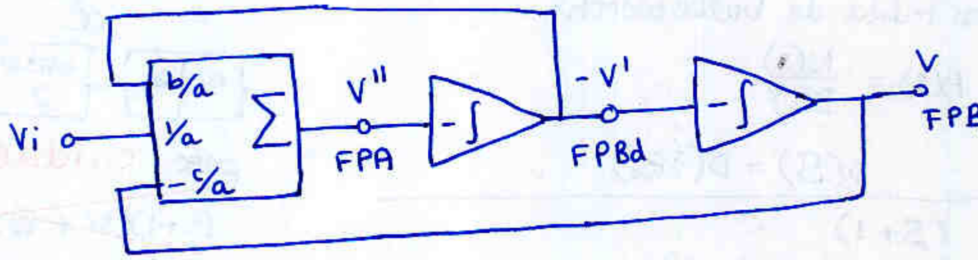
ya que 1/s es integrar

F. P. Bajo = $\int$ F. P. Banda = $\iint$ F. P. Alto

$$\left[\frac{1}{D(s)}\right] = \frac{\omega_0}{s}\left[\frac{s/\omega_0}{D(s)}\right] = \frac{\omega_0^2}{s^2}\left[\frac{s^2/\omega_0^2}{D(s)}\right]$$



NOTA: Un integrador se puede ver como amplif inversor $A_V = -\frac{Z_r}{Z_1} = -\frac{1/sC}{R}$



ecuación diferencial

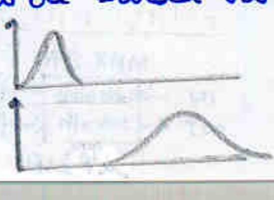
$$V_i(t) = aV'' + bV' + cV \quad \rightarrow \quad V'' = \frac{1}{a}V_i - \frac{b}{a}V' - \frac{c}{a}V$$

análisis: 4 nudos; 2 con misma tensión, 2 a masa

diseño: podemos variar 5 resistencias
filtro tiene 3 parametros → igualamos 2 ej $R_b = R_d = R'$

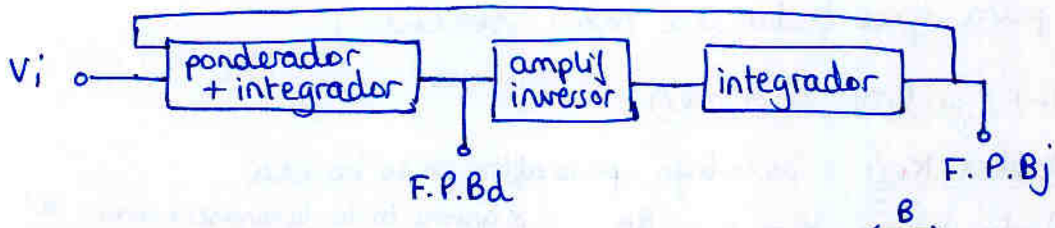
- En las 3 salidas hay misma $f_0 = \frac{1}{2\pi R'C}$ y misma $a = \frac{R /\!/ R_a /\!/ R_c}{R}$
- B varía en misma proporción que f_0 (i.e. ancho de banda varía)
- Q y A_0 permanecen constantes al variar f_0

Variable de estado ⇒ i.e.

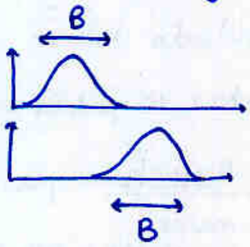


- Filtros universales: configuración Bicuad

mismo C.I.



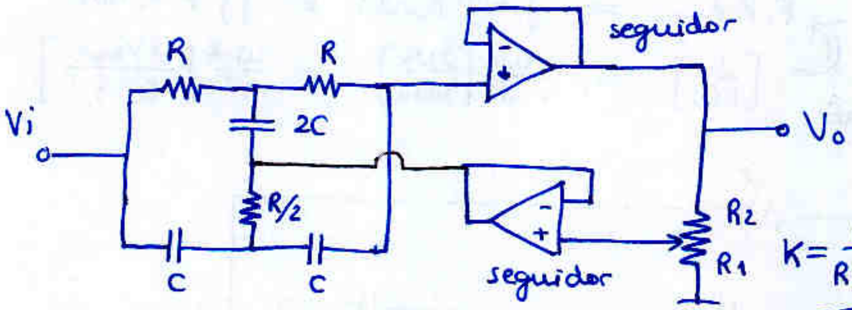
$\boxed{\begin{array}{l} \cdot\ Q \text{ varía misma proporción que } f_o \\ \cdot\ B \text{ y } A_o \text{ constantes al variar } f_o \end{array}}$

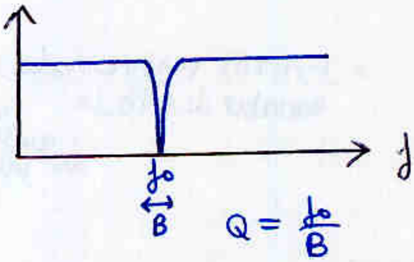


⇒ útil para sintonizar canales de banda constante

- Filtros especiales:

- Rechazo de banda en doble T





$Q = \frac{f_o}{B}$

en teoría: $Q = \infty$ si queremos

$K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

ajustar fo

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

realimenta la salida al centro del circuito

$\boxed{\text{ajustar } Q = \frac{1}{4(1-K)}}$

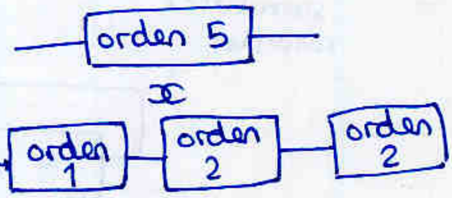
en la práctica no conviene $Q = \infty$ por si varía temp, es absurdo usar $Q > 50$

Orden n

si miramos tabla de butterworth:

$A(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$

	$D(S) = D(S/\omega_o)$
1	$(S+1)$ 2a
2	$(S^2 + 1'414S + 1)$
3.	$(S+1)(S^2+S+1)$
4	$(S^2+0'765S+1)(S^2+1'848S+1)$
5	$(S+1)(S^2+0'618S+1)(S^2+1'618S+1)$
⋮	



pero cuidado

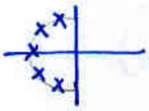
$\cancel{(s+1)(s^2+\sqrt{2}s+1)(s^2+\sqrt{2}s+1)}$

2a 2a

$(s+1)(s^2+0'618s+1)(s^2+1'618s+1)$

i.e. un filtro butterworth de orden 5 no son filtros de butterworth de orden 1 y 2 en cascada, sino filtros de orden 1 y 2 en cascada, no de butterworth.

TRUCO: los polos deben estar equiespaciados sobre un círculo en el semiplano izquierdo (para Butterworth)

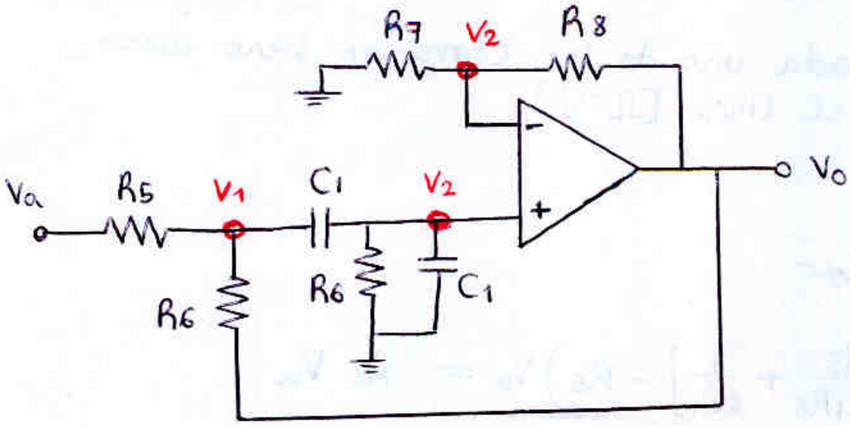


Filtros integrados

MAX 274: se configura con resistencias externas q no forman parte del circuito

- octavo orden, fo

Problema 1. Enero 1999



b) Función de transferencia. Tomar $K = 1 + \frac{R_8}{R_7}$ $\left(\frac{1}{K} = \frac{R_7}{R_7 + R_8} \right)$

suponemos que predomina la realimentación negativa.

Ecuaciones de nudos: factor común tensiones

(1) $$\frac{V_a - V_1}{R_5} = \frac{V_1 - V_o}{R_6} + (V_1 - V_2)sC_1$$

$$R_6 (V_a - V_1) = R_5 (V_1 - V_o) + sC_1 R_5 R_6 (V_1 - V_2)$$

$$\boxed{V_1 (R_5 + sC_1 R_5 R_6 + R_6) = V_a (R_6) + V_o (R_5) + V_2 (sC_1 R_5 R_6)}$$

(2) $$(V_1 - V_2) sC_1 = \frac{V_2}{R_6} + V_2 sC_1$$

$$(V_1 - V_2) sC_1 R_6 = V_2 + V_2 sC_1 R_6$$

$$\boxed{V_1 (sC_1 R_6) = V_2 (1 + 2sC_1 R_6)}$$

(3) $$V_2 = V_o \frac{R_7}{R_7 + R_8} = \frac{V_o}{K}$$

$$\boxed{V_2 = \frac{1}{K} V_o}$$

Pensamos proceso a seguir:

de (2): $V_1 = V_1(V_2)$

en (1): queda V_2, V_a, V_o

de (3) en (1): queda V_a, V_o; justo lo que queremos

hagámoslo:

(1) $$V_1 = \frac{1 + 2sC_1 R_6}{sC_1 R_6} V_2 = \left[2 + \frac{1}{sC_1 R_6} \right] V_2$$

en (2) $$\left[2 + \frac{1}{sC_1 R_6} \right] \left[R_5 + sC_1 R_5 R_6 + R_6 \right] V_2 = V_a [R_6] + V_o [R_5] + V_2 [sC_1 R_5 R_6]$$

$$\left[2R_5 + \cancel{2}sC_1 R_5 R_6 + 2R_6 + \frac{R_5}{sC_1 R_6} + R_5 + \frac{1}{sC_1} - \cancel{sC_1 R_5 R_6} \right] V_2 = V_a [R_6] + V_o [R_5]$$

$$\left[3R_5 + sC_1R_5R_6 + 2R_6 + \frac{R_5}{sC_1R_6} + \frac{1}{sC_1}\right]V_2 = V_a[R_6] + V_o[R_5]$$

es sensato comprobar que cada uno de los terminos tiene como unidad $[\Omega]$ (sabiendo sC tiene $[\Omega^{-1}]$)

(3) $$V_2 = \frac{V_o}{K}$$

sustituyendo en lo anterior

$$\left(\frac{1}{K}\left[3R_5 + sC_1R_5R_6 + 2R_6 + \frac{R_5}{sC_1R_6} + \frac{1}{sC_1}\right] - R_5\right)V_o = R_6 V_a$$

$$\frac{V_o}{V_a} = \frac{R_6}{\left[\frac{1}{K}\left[3R_5 + sC_1R_5R_6 + 2R_6 + \frac{R_5}{sC_1R_6} + \frac{1}{sC_1}\right] - R_5\right]}$$

ahora hay que reorganizarla para que tome la expresión de un filtro (paso banda). Primero agrupamos por s's

$$\frac{V_o}{V_a} = \frac{KR_6}{((3-K)R_5 + 2R_6) + s(C_1R_5R_6) + \frac{1}{s}\left[\frac{R_5}{C_1R_6} + \frac{1}{C_1}\right]}$$

abajo queremos $(\ ) + s(\ ) + s^2(\ )$ y arriba $s(\ )$ por tanto, multiplicamos por s arriba y abajo

$$\frac{V_o}{V_a} = \frac{sKR_6}{\left[\frac{1}{C_1}\left(1+\frac{R_5}{R_6}\right)\right] + s\left[(3-K)R_5 + 2R_6\right] + s^2\left[C_1R_5R_6\right]}$$

queremos que el término de arriba sea igual al que multiplica a s abajo

$$\frac{V_o}{V_a} = \frac{KR_6}{(3-K)R_5 + 2R_6}\ \frac{s\left[(3-K)R_5 + 2R_6\right]}{\underbrace{\left[\frac{1}{C_1}\left[1+\frac{R_5}{R_6}\right]\right]}_{\frac{1}{C_1} + \frac{R_5}{C_1R_6} = \frac{R_6+R_5}{C_1R_6} = \frac{1}{\left(\frac{C_1R_6}{R_6+R_5}\right)}} + s\left[(3-K)R_5 + 2R_6\right] + s^2\left[C_1R_5R_6\right]}$$

queremos que el término indep de abajo sea 1, por tanto multiplicamos todo por $\left[\frac{C_1R_6}{R_5+R_6}\right]$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_a} = \left(\frac{K R_6}{(3-K)R_5 + 2R_6}\right) \frac{\frac{C_1 R_6}{R_6+R_5}\left[(3-K)R_5 + 2R_6\right] s}{1 + \frac{C_1 R_6}{R_6+R_5}\left[(3-K)R_5+2R_6\right]s + \frac{C_1^2 R_6^2 R_5}{R_6+R_5} s^2}}$$ ✓

c) Valor de R_6 para $f_o = 10\,kHz$. Considerar $\frac{R_6}{R_5} = 0'5$ y $C_1 = 3'3\,nF$

el término de s^2 es $\left(\frac{s^2}{\omega_o^2}\right)$

por tanto $\omega_o^2 = \frac{R_6 + R_5}{C_1^2 R_6^2 R_5} = \frac{1}{C_1^2 R_6^2}\left[1 + \frac{R_6}{R_5}\right]$

aplicando que $\left(\frac{R_6}{R_5}\right) = 0'5$ y $C_1 = 3'3\,nF$

$$\omega_o^2 = \frac{1'5}{(3'3n)^2} \frac{1}{R_6^2}$$

$$\omega_o = \frac{\sqrt{1'5}}{3'3n} \frac{1}{R_6}$$

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{\sqrt{1'5}}{2\pi \cdot 3'3n} \frac{1}{R_6} = 10\,kHz$$

$$R_6 = \frac{\sqrt{1'5}}{2\pi \cdot 10k \cdot 3'3n} = 5'9\,k\Omega$$ ✓

en la calculadora $10k = 10 \cdot 10^3 = 10E3$

d) Valor de R_7 para ancho de banda $6\,kHz$. Tomar $R_8 = 8'2\,k\Omega$

sabiendo $Q = \frac{f_o}{B} = \frac{1}{2a} \longrightarrow B = 2a f_o$

el termino de s es $2a\left(\frac{s}{\omega_o}\right)$

por tanto $\frac{2a}{\omega_o} = \frac{C_1 R_6}{R_6+R_5}\left[(3-K)R_5 + 2R_6\right]$

$$\frac{V_o}{V_a} = A_o \frac{2a(s/\omega_o)}{1 + 2a(s/\omega_o) + (s/\omega_o)^2}$$

$$A_o = \left[\frac{K R_6}{(3-K)R_5 + 2R_6}\right] \underset{R_5 = 2R_6}{\overset{\uparrow}{=}} \left[\frac{K R_6}{(6-2K+2)R_6}\right] = \frac{K}{8-2K}$$

Se comprueba que K sirve tanto para ajustar A_o como para ajustar B, a, Q

$$2a = \omega_o \frac{C_1 R_6}{R_6+R_5}\left[R_5(3-K)+2R_6\right]$$

$$= \frac{1}{\cancel{C_1}R_6}\sqrt{\frac{R_5+R_6}{R_5}}\,\frac{\cancel{C_1}R_6}{R_6+R_5}\left[R_5(3-K)+2R_6\right] \qquad 2R_6 = R_5$$

$$= \sqrt{\frac{1}{R_5(R_6+R_5)}}\,R_5(4-K) = \sqrt{\frac{1}{2R_6(R_6+2R_6)}}\,2R_6(4-K)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{6\cancel{R_6^2}}}\,2\cancel{R_6}\,(4-K) = \frac{2}{\sqrt{6}}(4-K)$$

$$\boxed{B = 2a f_o} = 10k\cdot\frac{2}{\sqrt6}(4-K) = 6k$$

$$\frac{2}{\sqrt6}(4-K) = \frac{6}{10}$$

$$\frac{8}{\sqrt6} - \frac{2}{\sqrt6}K = \frac{6}{10} \rightarrow 8-2K = \frac{6\sqrt6}{10}$$

$$\rightarrow K = \frac{8-\frac{6\sqrt6}{10}}{2} = 3'27$$

$$K = 1+\frac{R_8}{R_7} \rightarrow R_7 = \frac{R_8}{K-1} = \frac{8'2\cdot10^3}{2'27}$$

$$R_7 = 3'62\ k\Omega$$

$$A_0 = \frac{K}{8-2K} = 2'24$$

El método mas adecuado habría sido, cuando nos dan $\frac{R_6}{R_5} = 0'5$ y $C_1 = 3'3nF$ haber reescrito toda la $\frac{V_o}{V_i}$
(simplemente sustituir $R_5 = 2R_6$ y cancelar)

queda:

$$\frac{V_o}{V_a} = \frac{K}{2(4-K)}\cdot\frac{\frac{2(4-K)}{3}\cdot R_6C_1 s}{1+\frac{2(4-K)}{3}R_6C_1 s+\frac{2}{3}R_6^2C_1^2s^2}$$

y de ahi se saca f_o y $2a$ mucho mas facilmente

$$f_o = \frac{1}{2\pi}\,\frac{\sqrt{3/2}}{R_6C_1}$$

$$\frac{2a}{\omega_o} = \frac{2(4-K)}{3}R_6C_1$$

$$B = 2af_o = \frac{2a}{\omega_o}\cdot\omega_o\cdot f_o = \frac{2(4-K)}{\cancel{3}}\cancel{R_6C_1}\cdot\frac{\sqrt{3/2}}{\cancel{R_6C_1}}\cdot\frac{1}{2\pi}\frac{\sqrt{3/2}}{R_6C_1}$$

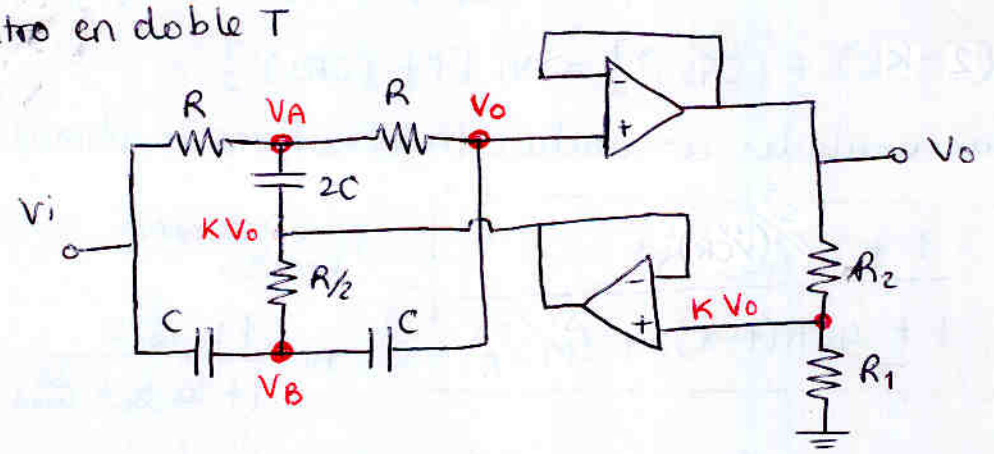
$$B = \frac{4-K}{2\pi R_6C_1}$$

Problema 2. Enero 2000

Filtro en doble T

$C = 1nF$

$R_1 = 82 k\Omega$



$K = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Lo mas dificil es identificar los nudos (3 + divisor tensión) y darse cuenta de los seguidores de tensión.

a) Hallar función de transferencia

(1) $\frac{V_i - V_A}{R} = (V_A - KV_o)2sC + \frac{(V_A - V_o)}{R}$

$(V_i - V_A) = (V_A - KV_o)2sCR + (V_A - V_o)$

$$\boxed{V_i + V_o(K2sCR+1) = V_A[2+2sCR]}$$

(2) $(V_i - V_B)sC = \frac{V_B - KV_o}{R/2} + (V_B - V_o)sC$

$(V_i - V_B)s\frac{CR}{2} = V_B - KV_o + (V_B - V_o)s\frac{CR}{2}$

$$\boxed{V_i\left[s\frac{CR}{2}\right] + V_o\left[K + s\frac{CR}{2}\right] = V_B[1+sCR]}$$

(3) $\frac{V_A - V_o}{R} + (V_B - V_o)sC = 0$

$V_A - V_o + (V_B - V_o)sCR = 0$

$$\boxed{V_o[1+sCR] = V_A + V_B sCR}$$

despejo V_A de (1), lo sustituyo en (3)
despejo V_B de (2), lo sustituyo en (3)

$V_A = V_i\left[\frac{1}{2+2sCR}\right] + V_o\left[\frac{K2sCR+1}{2+2sCR}\right]$

$V_B = V_i\left[\frac{sCR}{2+2sCR}\right] + V_o\left[\frac{2k+sCR}{2+2sCR}\right]$

en (3) $V_o[1+sCR] = V_i\left[\frac{1}{2+2CRs}\right] + V_o\left[\frac{2CRKs+1}{2+2CRs}\right] + V_i\left[\frac{(CRs)^2}{2+2CRs}\right] + V_o\left[\frac{2kCRs+(CRs)^2}{2+2CRs}\right]$

$\times(2+2CRS)$

$V_o[2+4CRs+2(CRs)^2] = V_i + V_o[2CRKs+1] + V_i[CRs]^2 + V_o[2kCRs+(CRs)^2]$

$$V_o\left[2+4CRs+2(CRs)^2-2CRKs-1-2CRKs-(CRs)^2\right]=V_i\left[1+(CRs)^2\right]$$

$$V_o\left[1+4CRs(1-K)+(CRs)^2\right]=V_i\left[1+(CRs)^2\right]$$

Vemos que las unidades concuerdan (todos los terminos adimensionales)

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i}=\frac{1+(RC)^2 s^2}{1+4CR(1-K)s+(RC)^2 s^2}} \equiv A_o\frac{1+\frac{s^2}{\omega_o^2}}{1+2a\frac{s}{\omega_o}+\frac{s^2}{\omega_o^2}}$$

filtro elimina banda

b) Valor de R para que frec. resonancia sea 20kHz

$$f_o=\frac{\omega_o}{2\pi}=\frac{1}{2\pi RC}=20k$$

$$R=\frac{1}{2\pi\cdot C\cdot 20k}=7'96\,k\Omega$$

c) Valor de R_2 para que el factor de calidad $Q=10$

$$Q=\frac{1}{2a}=\frac{1}{(2a/\omega_o)}\frac{1}{\omega_o}=\frac{1}{4\cancel{C}R(1-K)}\cdot R\cancel{C}=\frac{1}{4(1-K)}=10$$

$$K=1-\frac{1}{40}=0'975$$

$$K=\frac{R_1}{R_1+R_2}\rightarrow R_2=\frac{R_1}{K}-R_1=\quad R_2=2'10\,k\Omega$$

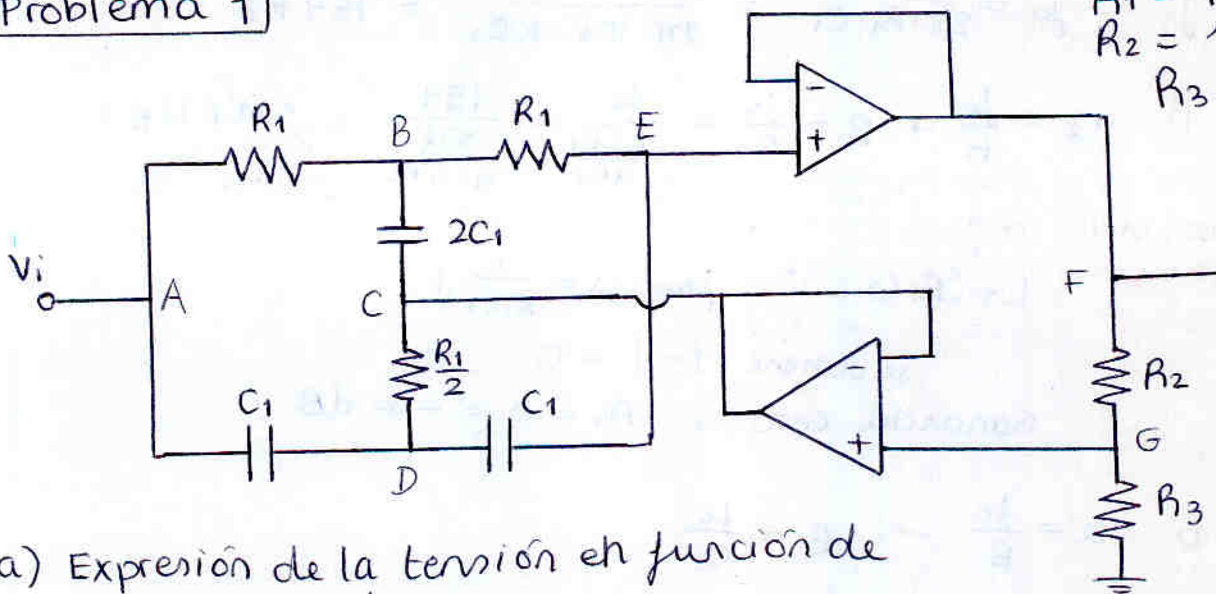
d) Ganancia en la banda de paro

$$A_o=1$$

Examen Julio 2003

Problema 1

$C_1 = 100\,nF$
$R_1 = 10\,k\Omega$
$R_2 = 10\,k\Omega$
$R_3 = 47\,k\Omega$



a) Expresión de la tensión en función de V_o en los nodos G, C, E

$$V_G = \frac{R_3}{R_2+R_3} V_o$$

$$V_C = V_G = \frac{R_3}{R_2+R_3} V_o$$

$$V_E = V_o$$

b) Nodos válidos para plantear las ecuaciones:

B, D, E y G

no pertenecen ni a la entrada (Vi) ni a la salida ni a la salida (Vo) ni a la salida de un AO (como C y F)

c) Se obtiene
$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1 + R_1^2 C_1^2 s^2}{1 + 4\frac{R_1 R_2}{R_2+R_3} C_1 s + R_1^2 C_1^2 s^2}$$

c1) Expresión de f_o

$$[R_1^2 C_1^2 s^2] = \left[\frac{s}{\omega_o}\right]^2 \rightarrow \omega_o = \frac{1}{R_1 C_1} \rightarrow \boxed{f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}}$$

c2) Expresión de Q

$$4\frac{R_1 R_2}{R_2+R_3} C_1 s = 2a\left[\frac{s}{\omega_o}\right] = s R_1 C_1 \cdot 2a \rightarrow 2a = 4\frac{R_2}{R_2+R_3}$$

$$Q = \frac{1}{2a} = \frac{1}{4\frac{R_2}{R_2+R_3}} \rightarrow \boxed{Q = \frac{R_2+R_3}{4R_2}}$$

c3) Expresión de ganancia a banda de paso $A_v = 1$

d) Teniendo en cuenta el valor de los componentes calcular:

d1) f_o $\quad f_o = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10k \cdot 100n} = 159\ Hz$

d2) B $\quad Q = \frac{f_o}{B} \rightarrow B = \frac{f_o}{Q} = \frac{f_o}{\frac{R_2+R_3}{4R_3}} = \frac{159}{\frac{57k}{4\cdot 10\,k}} = 111'6\ Hz$

Ganancia a f_o

$$1 + (R_1 C_1 s)^2 \quad \text{para } s = \frac{1}{R_1 C_1} j$$

se obtiene $1 - 1 = 0$

Ganancia cero $\rightarrow$ $A_v = 0 = -\infty\ dB$

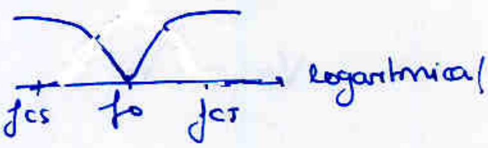
d2) B $\quad Q = \frac{f_o}{B} \rightarrow B = \frac{f_o}{Q}$

$$Q = \frac{R_2 + R_3}{4R_2} = \frac{57k}{4\cdot 10k} = 1'425$$

$$B = \frac{159\ Hz}{1'425} = 111'6\ Hz$$

d3) Valor numérico de frec corte inferior f_{ci}

$B = f_{cs} - f_{ci}$ $\qquad f_o = \sqrt{f_{cs} \cdot f_{ci}}$



$$f_{ci} = \frac{f_o^2}{f_{cs}}$$

$$B = f_{cs} - \frac{f_o^2}{f_{cs}}$$

$$B f_{cs} = f_{cs}^2 - f_o^2$$

$$f_{cs}^2 - B f_{cs} - f_o^2 = 0 \qquad f_{cs} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} =$$

$$\left(f_{cs} - \frac{B}{2}\right)^2 - \left(\frac{B}{2}\right)^2 - f_o^2 = 0$$

$$f_{cs} = \sqrt{f_o^2 + \left(\frac{B}{2}\right)^2} + \frac{B}{2} = \sqrt{159^2 + \left(\frac{111'6}{2}\right)^2} + \frac{111'6}{2}$$

$$f_{cs} = 224'3\ Hz$$

$$f_{ci} = f_{cs} - B = 112'7\ Hz$$

e) Sensibilidad de f_o respecto de C_1

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} = \left(\frac{1}{2\pi}\right) C_1^{-1} R_1^{-1} \qquad S_{C_1}^{f_o} = \cancel{\frac{f_o}{C_1}\frac{dC_1}{df_o}} = \frac{C_1}{f_o}\frac{df_o}{dC_1}$$

$$S_{C_1}^{f_o} = -1$$

TEMA 4.1 AO REAL

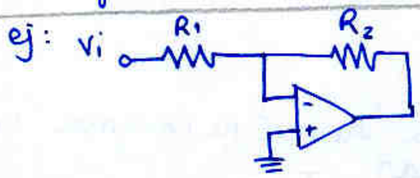
AO Ideal: $A_v\ \infty$, $R_i\ \infty$, $R_o\ 0$ — en la realidad no es así, pero la realimentación negativa $(1+A_v\beta) \simeq 1000$

- reduce R_o de $100\,\Omega$ a $0'1\,\Omega$
- aumenta R_i de $300k$ a $300M$

} efectos normalmente despreciables

el efecto de $\infty \neq A_v$ es despreciable

ej:



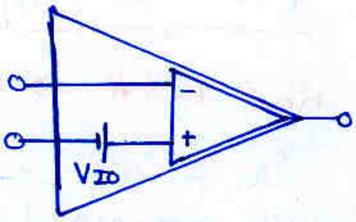
$$\frac{V_i - V_n}{R_1} = \frac{V_n - V_o}{R_2}$$

$$\boxed{V_o = (V_p - V_n)A_v} \rightarrow V_n = -\frac{V_o}{A_v}$$

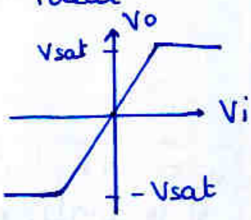
nueva ecuación

sustituyendo se comprueba que la respuesta es muy cercana a la ideal si $A_v \gg 1 + \frac{R_2}{R_1}$

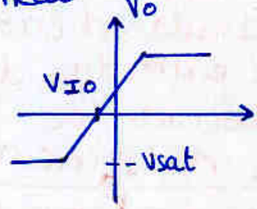
Tensión de Offset V_{IO}



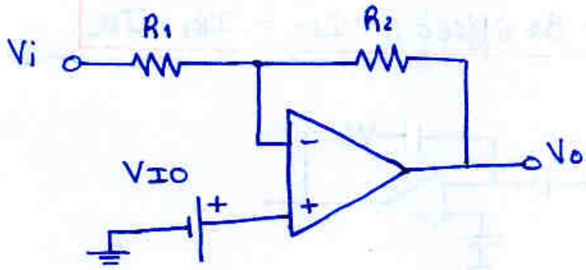
Ideal



Real



efecto en el inversor:



$$V_o = \left[-\frac{R_2}{R_1}\right]V_i \pm \underbrace{\left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]V_{IO}}_{\text{error}}$$

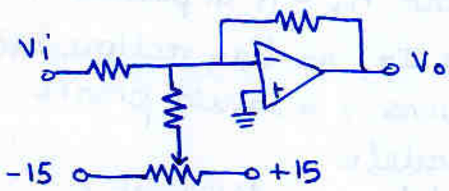
(es como si fuera un amplif no inversor del offset, ocurre lo mismo en el ruido)

Introduce un nivel de continua.

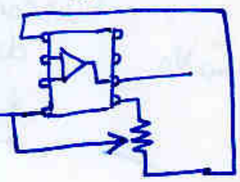
Importante cuando
- se está trabajando con continua
- Puede haber recortes

compensación:

externa:



interna: los CI vienen con dos patillas para poner potenciometro y ajustar el offset



deriva con la temperatura

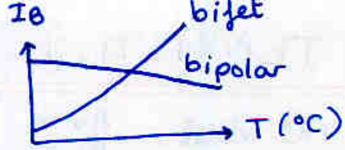
$$\alpha V_{IO} = \frac{\partial V_{IO}}{\partial T} \quad \mu V/°C$$

$$\boxed{\Delta V_{IO} = \alpha_{V_{IO}} \cdot \Delta T}$$

ejemplo: en el amplif inversor anterior de 20° a 40°

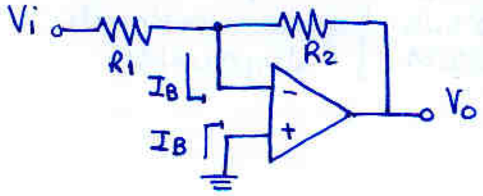
$$V_o = \left[-\frac{R_2}{R_1}\right]V_i \pm \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]V_{IO}$$

$$\Delta V_o = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]\cdot\left[\frac{\partial V_{IO}}{\partial T}\cdot\Delta T\right] = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]\cdot\left[\alpha\cdot\Delta T\right]$$



Corrientes de Polarización I_B

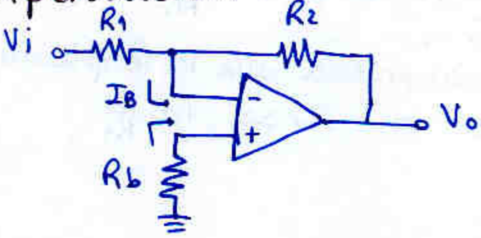
En el inversor:



$$(1)\quad \frac{V_i - 0}{R_1} = \frac{0 - V_o}{R_2} \boxed{+ I_B} \Rightarrow V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i + \boxed{R_2 I_B}$$

error grande

• compensación



suponiendo que I_B será la misma en las dos entradas

$$\boxed{V_p = V_n = -I_B R_b}$$

$$\frac{V_1 - (-I_B R_b)}{R_1} = \frac{(-I_B R_b) - V_o}{R_2} + I_B$$

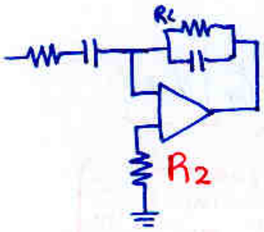
$$\Rightarrow V_o = \left[-\frac{R_2}{R_1}\right] V_i + \underbrace{\left[R_2\left(1 - R_b\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right)\right)\right]} I_B$$

si $R_b = R_1 // R_2 \Rightarrow$ Error $= 0$

Para anular el error, las dos entradas del AO deben ver la misma resistencia

EN CONTINUA

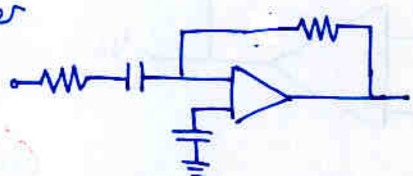
i.e. $\dashv\vdash$ x —o o—



• en realidad $I_{B_1} \neq I_{B_2}$ → Error $\neq 0$
si se analiza el circuito compensado, queda un error pequeño

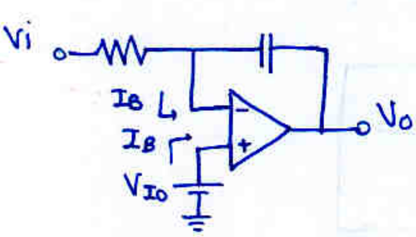
$$\boxed{\begin{array}{c} \text{Error} = \pm R_2 |I_{IO}| \\ \text{corriente de offset: } I_{IO} = I_{B_1} - I_{B_2} \end{array}}$$

NOTA: no puedo hacer



Puesto que hay que permitir el paso de I_B, si hacemos $\boxed{I_B = 0 \rightarrow \text{el AO no funcionará}}$

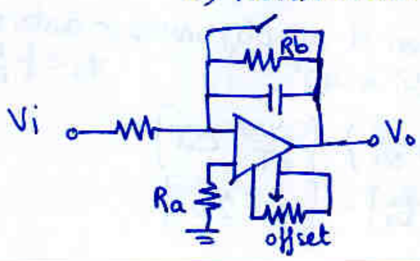
Efecto de I_B y V_{IO} en el integrador



a) I_B introduce error → colocar $R_a = R$ en patilla +

b) condensador no permite I_B, no hay realimentación de continua → no funciona → se satura pronto
- ↳ colocar R_b en paralelo
- ↳ Interruptor en paralelo para descargar C

c) Resistencia ajuste de offset (pines del CI)

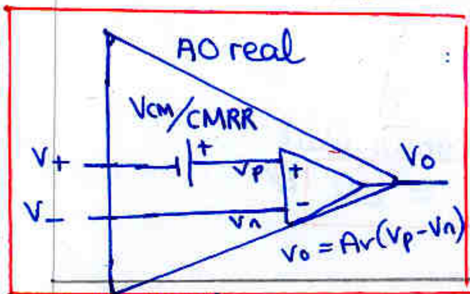


CMRR

$$\left.\begin{array}{l} V_d = V^+ - V^- \\ V_{cm} = \dfrac{V^+ + V^-}{2} \end{array}\right\} V_o = A_v V_d + \underbrace{A_c V_{cm}}_{\text{error}}$$

$$V_o = A_v V_d + \underbrace{\boxed{\frac{A_c}{A_v}}}_{\frac{1}{CMRR}} A_v V_{cm}$$

$$\boxed{A_c = \frac{A_v}{CMRR}} \qquad CMRR = \frac{A_v}{A_c}$$

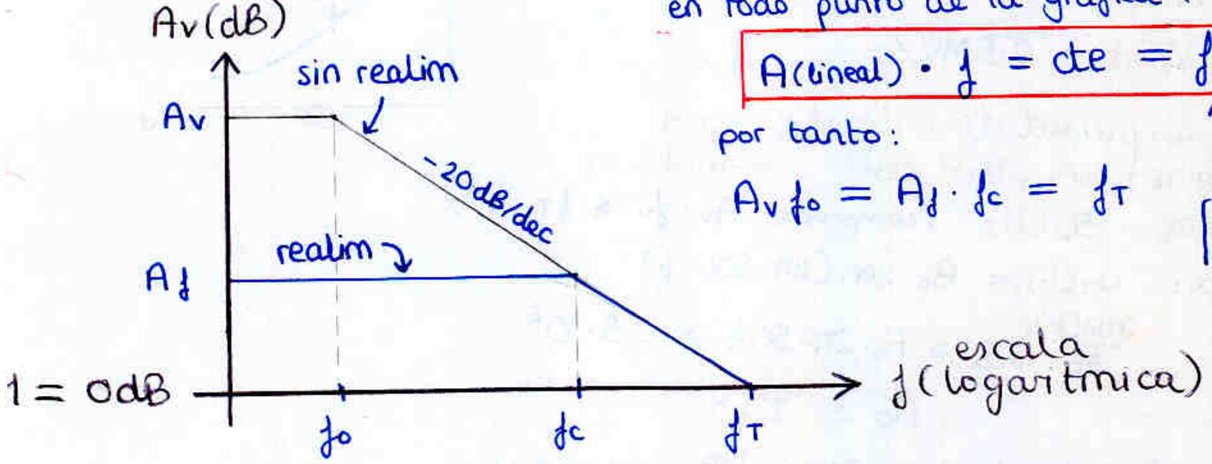


$$\boxed{V_o = A_v\left[V^+ - V^- + \frac{V_{cm}}{CMRR}\right]}$$

cuidado: nosotros trabajamos con CMRR en lineal, suelen darlo en decibelios

La limitación mas import. de los AO →

AO Real. Respuesta en Frecuencia



en todo punto de la gráfica (en la pendiente)

$$\boxed{A(\text{lineal}) \cdot f = cte = f_T}$$

↑ Parámetro muy import. [frec a la cual A = 1 = 0dB]

por tanto:

$$A_v f_o = A_f \cdot f_c = f_T$$

la realimentación aumenta ancho de banda a costa de reducir la ganancia. $(1 + A_v\beta)$

si en una aplicación queremos una determinada
- ganancia A_o
- frec corte mínima f_o

un AO con menos f_T no serviría ↓

$$f_T \geq f_o \cdot A_o$$

Unión de etapas

Si un AO no llega a una determinada aplicación (A_o, f_o) por tener f_T bajo, se pueden añadir etapas para que cada AO requiera menos A_o, y $A_o \cdot f_o$ caiga dentro de $A \cdot f = cte = f_T$

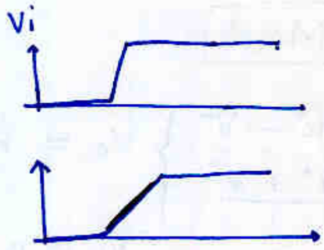
Problema; al añadir etapas se reduce la frec de corte total

$$\boxed{f_{oT} = f_{o1}\sqrt{2^{1/n} - 1}} \text{ para N etapas.}$$

Procedimiento: queremos A_{oT} y f_{oT} fijo; sabemos f_T de cada AO
- Para n etapas:
  - $A_{oi} = \sqrt[n]{A_{oT}}$ (para que la unión de n etapas de ganancia $A_{oT} = A_{o1} \cdot A_{o2} \cdot \ldots$)
  - calculamos la f_{oi} permitida para esa A_{oi} $(f_{oi} = f_T / A_{oi})$
  - vemos si la $f_{oT} = f_{oi}\sqrt{2^{1/n} - 1}$ es mayor o igual a la que queremos
  - si no lo es, probamos con n+1 etapas

SLEW - RATE

$\boxed{\text{Maxima pendiente de la señal de salida}}$ $\boxed{SR = \left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{max}}$



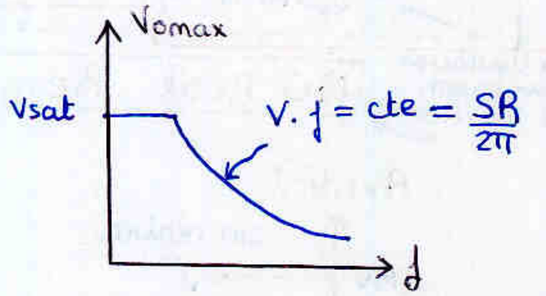
puede distorsionar la señal

El slew rate nos limitará tanto la amplitud como la frecuencia.

De hecho, la pendiente de un seno es

$$\boxed{\begin{aligned} V_o &= A \operatorname{sen} \omega t \\ \frac{dV_o}{dt} &= A\omega \cos \omega t \end{aligned}}$$

$$\left(\frac{dV_o}{dt}\right)_{max} = \boxed{A\omega = SR}$$ si es sinusoidal



ejemplo

$A_v = -10$

$f_T = 1'2\ MHz$

$SR = 0'5 V/\mu s = 0'5 MV/s$

a) máxima amplitud de entrada para no distorsión por slew-rate si entrada es sinusoidal 50 kHz (comprobar $A_v \cdot f \leq f_T$ ✓)

a la salida: $v_o(t) = A_o \operatorname{sen}(2\pi \cdot 50k \cdot t)$

$$\left.\frac{\partial v_o(t)}{\partial t}\right|_{max} = A_o \cdot 2\pi \cdot 50k \leq 0'5 \cdot 10^6$$

$$A_o \leq 1'59$$

por tanto, a la entrada $A_i \leq \frac{A_o}{A_v} = 0'159\ V$

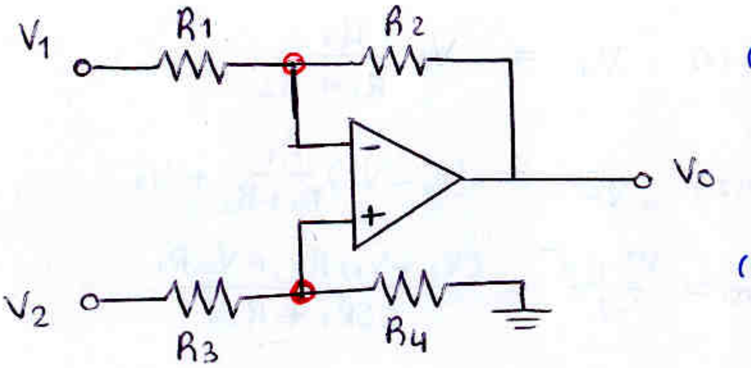
b) máxima frecuencia si $A_i = 300\ mV$

$$A_o = 10 \cdot A_i = 3\ V$$

$$\left.\frac{\partial v_o}{\partial t}\right|_{max} = A_o \cdot 2\pi f \leq SR = 0'5 \cdot 10^6$$

$$f \leq \frac{0'5 \cdot 10^6}{A_o \cdot 2\pi} = 26'5\ kHz$$

Amplificador Diferencial



Analisis: caso Ideal

(1) $$\frac{V_1 - V_x}{R_1} = \frac{V_x - V_0}{R_2}$$

$$(V_1 - V_x)R_2 = (V_x - V_0)R_1$$

$$\boxed{V_1 R_2 + V_0 R_1 = V_x(R_1 + R_2)}$$

$\llcorner\ V_x = (V_0 - V_1)\frac{R_1}{R_1+R_2} + V_1$ div. tensión

(2) $$\frac{V_2 - V_x}{R_3} = \frac{V_x - 0}{R_4}$$

$$(V_2 - V_x)R_4 = V_x R_3$$

$$V_2 R_4 = V_x(R_3 + R_4)$$

$\llcorner\ \boxed{V_x = V_2 \frac{R_4}{R_3+R_4}}$ div. tensión

(2) en (1): $V_1 R_2 + V_0 R_1 = V_2 \frac{R_1+R_2}{R_3+R_4} \cdot R_4$

$$\boxed{V_0 = V_2\left[\frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4}\right] - V_1\left[\frac{R_2}{R_1}\right]}$$

método II:

$$V_0 = V_2\ A_2 - V_1\ A_1$$

a nosotros nos interesa de la forma

$$V_0 = A_d\left[V_1 - V_2\right] + A_c\left[\frac{V_1+V_2}{2}\right]$$

igualando coeficientes de V_1 y V_2

$$+\downarrow \left\{\begin{array}{l} A_2 = A_d + \frac{A_c}{2} \\ A_1 = A_d - \frac{A_c}{2} \end{array}\right\} \downarrow -$$

$$2A_d = A_2 + A_1$$

$$\boxed{A_d = \frac{A_1 + A_2}{2}} \qquad \boxed{A_c = A_2 - A_1}$$

método I

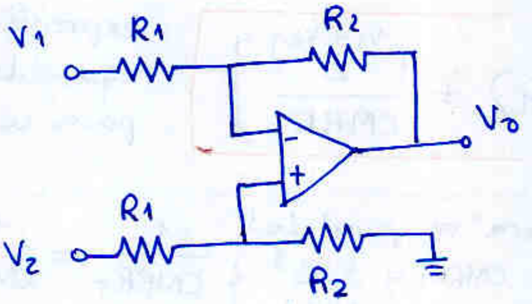
- Para A_c hacer $V_1 = V_2 = V_c$ y despejar $\frac{V_0}{V_c}$
- Para A_d hacer $V_1 = -V_d/2$, $V_2 = V_d/2$ y despejar $\frac{V_0}{V_d}$

Para que no haya A_c; si se cumple $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow A_c = 0 \rightarrow CMRR = \infty$

caso típico:

$R_1 = R_3$

$R_2 = R_4$



sin signo menos

$$\boxed{V_0 = \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{A_d}(V_2 - V_1)}$$

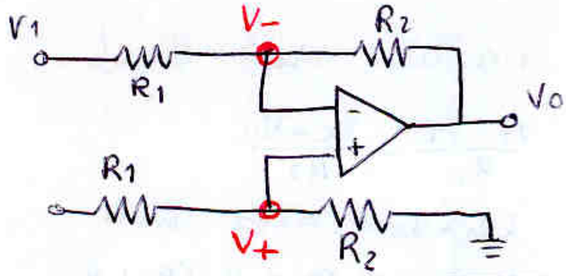
$$Z_{id} = 2R_1$$

$$Z_0 = \infty$$

- En la practica no existen resistencias iguales
- Baja impedancia de entrada
- Para ajustar ganancia hay que variar >1 resist

} inconvenientes

Error de modo común



la Vcm que llega al AO viene dada por

$$V_{cm} = \frac{V_+ + V_-}{2}$$

$$(1) \quad V_+ = V_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

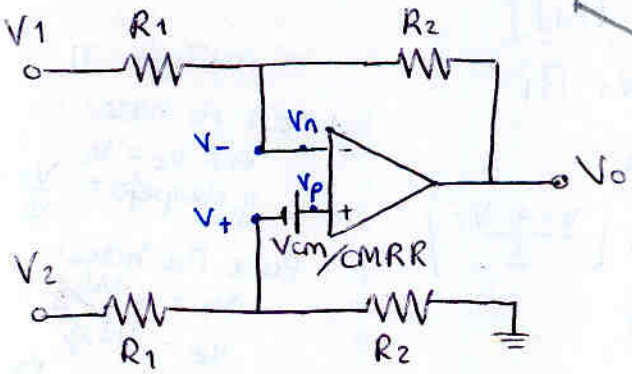
$$(2) \quad V_- = (V_o - V_1)\frac{R_1}{R_1+R_2} + V_1$$

$$V_{cm} = \frac{V^+ + V^-}{2} = \frac{(V_2 + V_1)R_2 + V_o R_1}{2(R_1 + R_2)}$$

veamos cual será el error de modo común en Vo teniendo en cuenta el error de modo común del AO:

recuerda en un AO: $V_o = A_v\left[V^+ - V^- + \frac{V_{cm}}{CMRR}\right]$

$= A_v[V_p - V_n]$



$$(1) \quad V_p = V_2 \frac{R_2}{R_1+R_2} + \frac{V_{cm}}{CMRR}$$

$$(2) \quad V_n = (V_o - V_1)\frac{R_1}{R_1+R_2} + V_1$$

al no poder igualar $V_p = V_n$ (es justamente el error de Vcm/CMRR) utilizamos una tercera ecuación:

$$(3) \quad \boxed{V_o = A_v(V_p - V_n)}$$

(1) y (2) en (3) se obtiene:

$$V_o = \frac{R_2}{\frac{R_1}{2\,CMRR} + \frac{R_1+R_2}{A_v} + R_1}\left[(V_2 - V_1) + \frac{1}{CMRR}\left(\frac{V_2+V_1}{2}\right)\right]$$

si CMRR y Av son elevados se llega a:

$$\boxed{V_o = \frac{R_2}{R_1}\left[(V_2 - V_1) + \frac{\left(\frac{V_1+V_2}{2}\right)}{CMRR}\right]}$$

expresión practicamente equivalente a la obtenida para un AO

NOTA: Los CMRR se unen como si fuera 'en paralelo'

ej: resistencias $CMRR_1 = 74dB \rightarrow CMRR_1 = 5 \cdot 10^3$

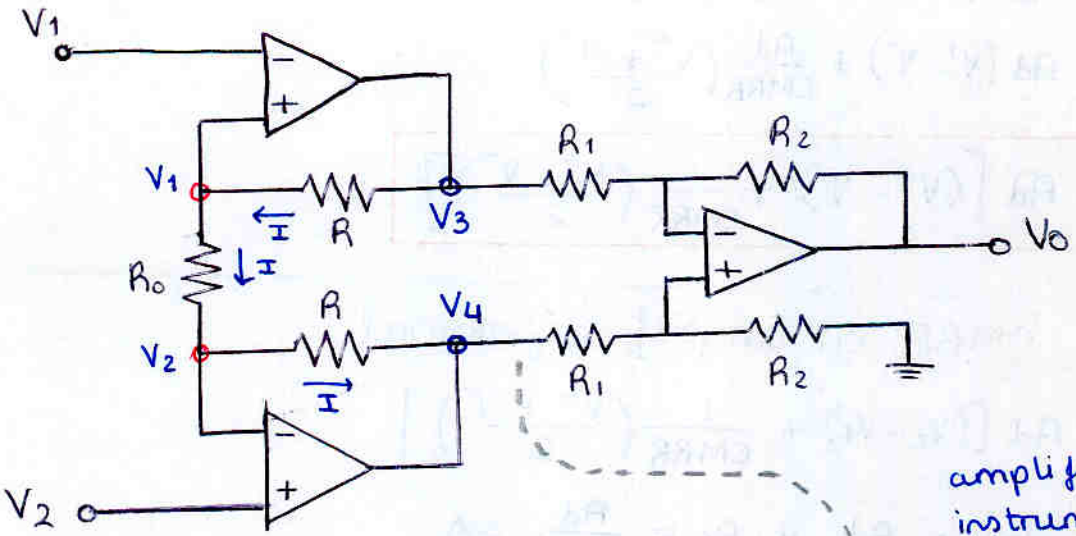
AO $CMRR_2 = 80\,dB \longrightarrow CMRR_2 = 10^4$

$$\frac{1}{CMRR_T} = \frac{1}{CMRR_1} + \frac{1}{CMRR_2}$$

$$= 3'33 \cdot 10^3$$

$$= 70'5\,dB$$

Amplificador de instrumentación



amplificador de instrumentación

ver pag anterior

(1) $\frac{V_3 - V_1}{R} = \frac{V_1 - V_2}{R_o} \rightarrow V_3 = \frac{R}{R_o}(V_1 - V_2) + V_1$

(2) $\frac{V_1 - V_2}{R_o} = \frac{V_2 - V_4}{R} \rightarrow V_4 = -\frac{R}{R_o}(V_1 - V_2) + V_2$

$$\boxed{V_4 - V_3 = \left[1 + \frac{2R}{R_o}\right](V_2 - V_1)}$$

1ª etapa

$$\boxed{V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_4 - V_3)}$$

2ª etapa

Expresión final: aprender de memoria

$$\boxed{V_o = \underbrace{\left[1 + \frac{2R}{R_o}\right]}_{1^a \text{ etapa}}\underbrace{\left[\frac{R_2}{R_1}\right]}_{2^a \text{ etapa}}(V_2 - V_1)}$$

Truco: 1ª etapa es similar a un amplif. NO inversor

1ª etapa

$Ad_1 = 1 + \frac{2R}{R_o}$

$Ac_1 = 1$

comprobar que si $A_1 = A_2 = A_c \rightarrow A_3 = A_4 = A_c$ se ve facilmente:

2ª etapa

$Ad_2 = \frac{R_2}{R_1}$

$Ac_2 = \frac{Ad_2}{CMRR_2}$

$$CMRR_{Total} = CMRR_1 \cdot CMRR_2$$

$$CMRR_{Total} = \underbrace{Ad_1}_{\frac{Ad}{Ac=1}} \cdot \underbrace{CMRR_2}_{\text{cte y fijo (el del amplif dif)}}$$

Para CMRR alto $\rightarrow$ Conviene Ad_1 alto

$\Rightarrow$ Toda la ganancia en la primera etapa

$\Rightarrow$ Ganancia 2ª etapa igual a uno

Recuerda: CMRR en AO

$$V_o = Ad(V^+ - V^-) + Ac\left(\frac{V^+ + V^-}{2}\right)$$

$$= Ad(V^+ - V^-) + \frac{Ad}{CMRR}\left(\frac{V^+ + V^-}{2}\right)$$

$$\boxed{V_o = Ad\left[(V^+ - V^-) + \frac{1}{CMRR}\left(\frac{V^+ + V^-}{2}\right)\right]}$$

CMRR en amplif. diferencial

$$V_o = Ad\left[(V_2 - V_1) + \frac{1}{CMRR}\left(\frac{V^+ + V^-}{2}\right)\right]$$

donde Ad y $Ac = \frac{Ad}{CMRR}$ son conocidas en función de las resistencias del circuito;

recuerda
- hacer analisis de nudos : $V_o = A_2 V_2 - A_1 V_1$
- metodo II, igualar coef a $V_o = Ad(V_2 - V_1) + Ac\left(\frac{V_2 + V_1}{2}\right)$

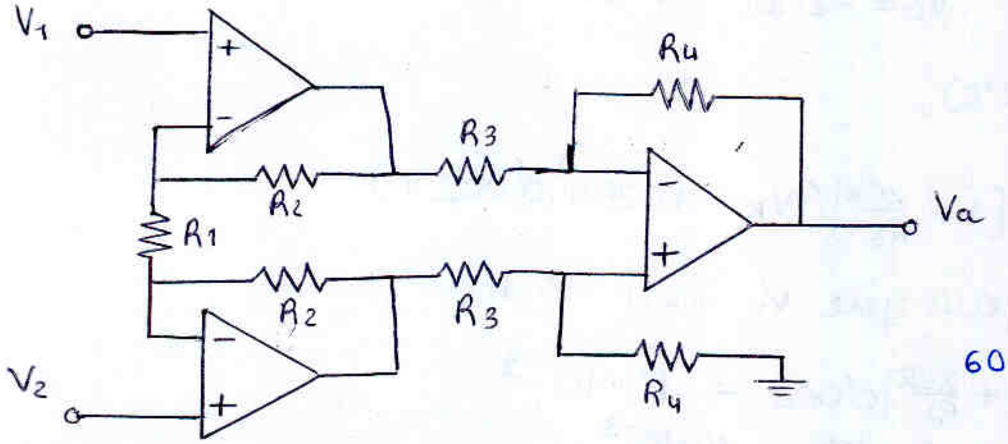
y se obtenía $Ad = \frac{A_2 + A_1}{2}$

$Ac = A_2 - A_1$

Problemas

1999

a) Hallar R_2 y R_3 para que $A_v = \frac{V_a}{V_2 - V_1} = 60\,dB$ con CMRR lo más alto posible. Datos: $R_1 = 47\,\Omega$, $R_4 = 8'2\,k\Omega$



$60\,dB = 20 \log A_v$

$A_v = 10^3$

Sabemos

MEMORIZAR

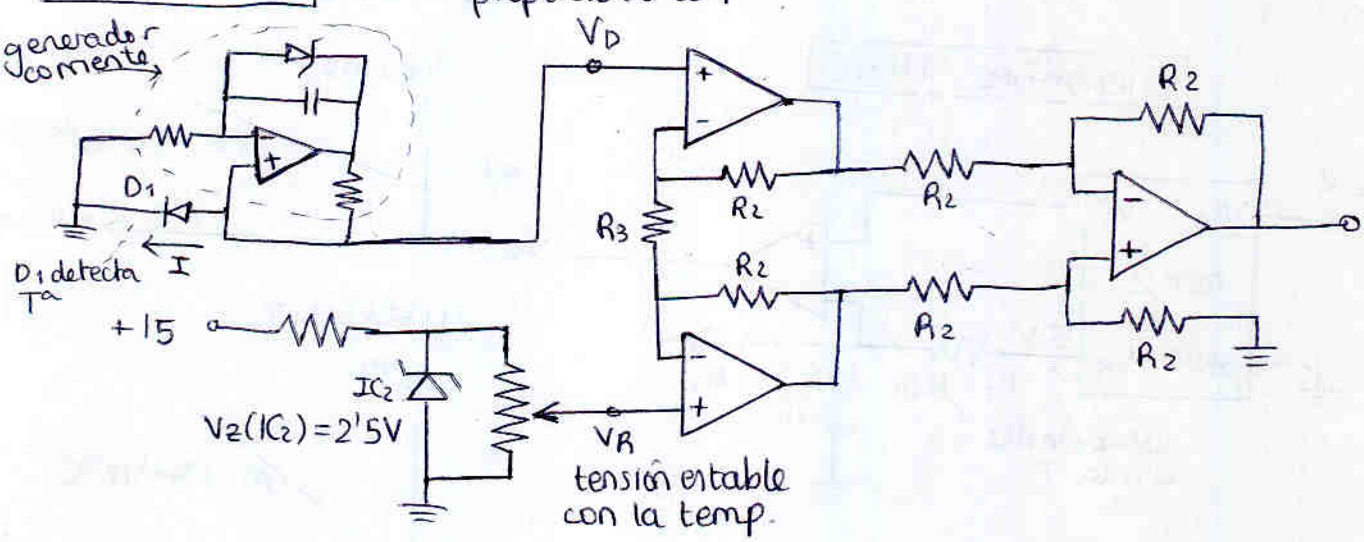
$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{R_4}{R_3}\left[1 + \frac{2R_2}{R_1}\right]} = 1000$$

Para CMRR mínimo, segunda etapa debe tener ganancia unidad, y primera etapa toda la ganancia

$$\frac{R_4}{R_3} = 1 \longrightarrow R_3 = R_4 = 8'2\,k\Omega$$

$$1 + \frac{2R_2}{R_1} = 1000 \rightarrow R_2 = \frac{999\,R_1}{2} = 23'5\,k\Omega$$

Junio 1992



$R_1 = 100\,k\Omega$

$R_2 = 10\,k\Omega$

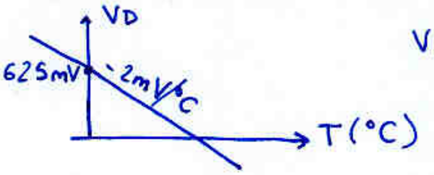
$R_a + R_b = 50\,k\Omega$

- $V_D(0°C) = 625\,mV$
- tensión V_D disminuye $2mV/°C$

a) V_o en función de la temperatura

sabemos
$$V_o = \frac{R_2}{R_2}\left[1+\frac{2R_2}{R_3}\right](\cancel{V_D - V_R})$$
$(V_R - V_D)$ ← CUIDADO! es $(V_2 - V_1)$

necesitamos $V_D = V_D(T)$



$$V_D = -2\cdot 10^{-3}\,T + 0'625\cdot 10^{-3}$$

$$V_o = \left[1+\frac{20k}{R_3}\right](V_R - 0'625\cdot 10^{-3} + 0'002\,T)$$

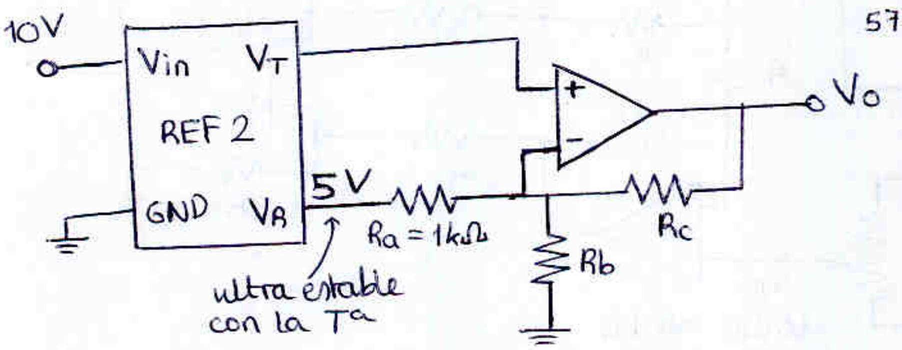
b) Valor de R_3 para que V_o varíe 10 mV/°C

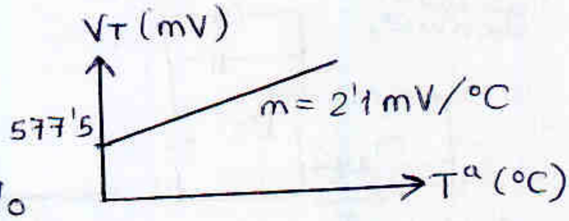
$$\frac{\partial V_o}{\partial T} = \left[1+\frac{20k}{R_3}\right]0'002 = 10\cdot 10^{-3}$$
$$\left[1+\frac{20k}{R_3}\right] = \frac{10\cdot 10^{-3}}{0'002}$$
$$R_3 = \frac{20k}{\frac{10\cdot 10^{-3}}{0'002}-1} = R_3 = 5k\Omega$$

c) valor de R_a para que a 0°C, $V_o = 0$

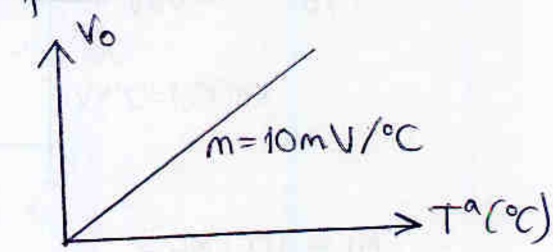
a 0°C → $V_o = [1+4](V_R - 0'625) = 0$
$$V_R = 0'625$$
$$V_R = V_{IC_2}\cdot\frac{R_b}{R_a+R_b} = 2'5\,\frac{R_b}{50k} = 0'625$$
$$R_b = 12'5\,k\Omega$$
$$R_a = 37'5\,k\Omega$$

$\boxed{\text{Diciembre 1990}}$





queremos



a) Hallar R_A y R_B

Las ecuaciones de las gráficas
$$V_T = 0'5775 + 0'0021\,T$$
$$V_o = 0'01\cdot T$$

Del circuito

$$\frac{5-V_T}{R_a} = \frac{V_T}{R_b} + \frac{V_T - V_o}{R_c}$$

$$V_o = \frac{R_c}{R_b} V_T + V_T - \frac{5-V_T}{R_a} R_c$$

$$V_o = \left[\frac{R_c}{R_b} + \frac{R_c}{R_a} + 1\right] V_T - \frac{R_c}{R_a} 5$$

sustituyendo V_T

$$V_o = \left[\frac{R_c}{R_b} + \frac{R_c}{R_a} + 1\right](0'5775 + 0'0021 T) - \frac{5R_c}{R_a}$$

igualando a la expresión deseada

$$= 0'01 \cdot T$$

$$\Rightarrow \left.\begin{array}{l} \left[\frac{R_c}{R_b} + \frac{R_c}{R_a} + 1\right] \cdot 0'5775 - \frac{5R_c}{R_a} = 0 \quad (1) \\ \left[\frac{R_c}{R_b} + \frac{R_c}{R_a} + 1\right] \cdot 0'0021 = 0'01 \quad (2) \end{array}\right\}$$

desarrollando el sistema de ecuaciones

de (2) $$\left[\frac{R_c}{R_b} + \frac{R_c}{R_a} + 1\right] = \frac{0'01}{0'0021}$$

en (1) $$\frac{0'01}{0'0021} \cdot 0'5775 = \frac{5R_c}{R_A}$$

$$\frac{R_c}{R_A} = 0'55$$

$$\boxed{R_c = 550\,\Omega}$$ ✓

de (2) $$\frac{R_c}{R_b} + 0'55 + 1 = \frac{0'01}{0'0021}$$

$$\frac{R_c}{R_b} = 3'2119$$

$$\boxed{R_b = \frac{R_c}{3'2119} = 171\,\Omega}$$ ✓

b) Como contrarestar corrientes de polarización teniendo en cuenta que V_T y V_R son fuentes ideales de tensión

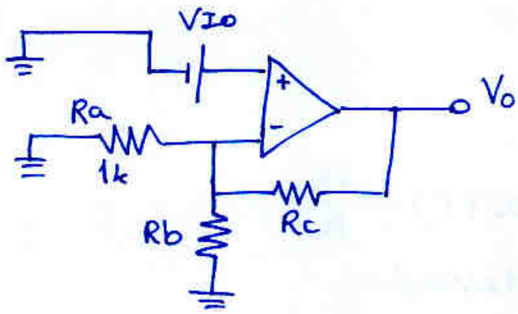
Hay que lograr que los dos terminales tengan la misma resistencia en continua.

Pondria resistencia en terminal '+' $R = R_a // R_b // R_c$

c) el AO tiene offset típico de $\pm 0'3mV$, calcula el error en la salida

Aplicamos el teorema de superposición

i.e. todas las fuentes a masa salvo V_{IO}



$$\frac{V_{IO}}{R_A} + \frac{V_{IO}}{R_b} + \frac{(V_{IO} - V_o)}{R_c} = 0$$

$$V_o = \left[\frac{R_c}{R_A} + \frac{R_c}{R_b} + 1\right] V_{IO}$$

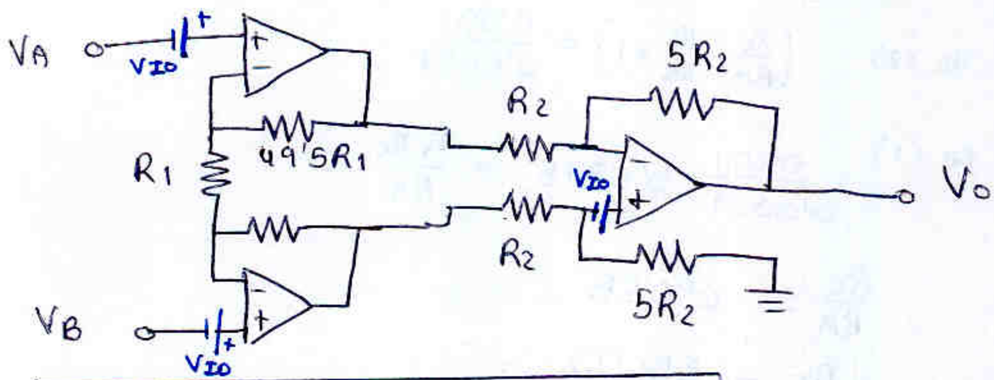
$$V_o = 4'762\ V_{IO}$$

$$= \pm\ 1'43\ mV$$

Problema: V_{IO} en amplif instrumentación

calcular error en la tensión de salida a causa de los 3 AO

$$V_{IOmax} = 2mV$$



aunque aquí no afecta, en general, igual que con I_B, para estudiar el efecto de V_{IO} se hace en CONTINUA

Aplicamos superposición 3 veces

$$V_o = \left[\frac{5R_2}{R_2}\right]\left[1 + \frac{2 \cdot 49'5R_1}{R_1}\right](V_B - V_A)$$

$$= 5\,[1 + 99](V_B - V_A)$$

$$= 500(V_B - V_A)$$

- Para OA1 : es como si $V_A = V_{IO}$, $V_B = 0$

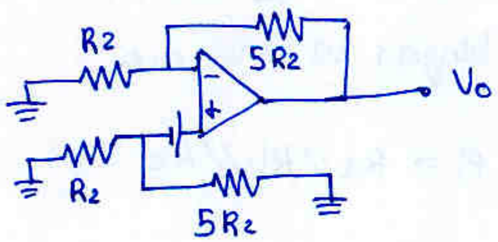
$$V_o = \pm 500 \cdot V_{IO} = \pm 1V$$

- Para OA2 ($V_A = 0$, $V_B = V_{IO}$)

$$V_o = \pm 1V$$

- Para OA3

las entradas a la 2ª etapa estarán a masa (en superposición se anulan todos los generadores)



$$\frac{V_{IO}}{R_2} + \frac{V_{IO} - V_o}{5R_2} = 0.$$

$$V_{IO} + \frac{V_{IO} - V_o}{5} = 0$$

$$6V_{IO} = V_o$$

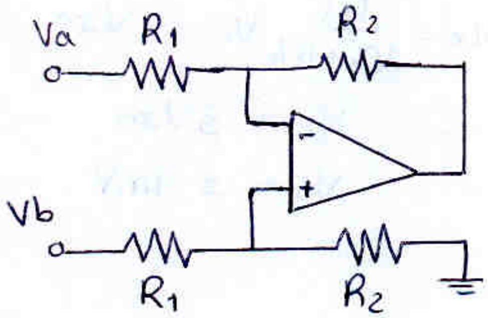
$$V_o = \pm 6V_{IO} = \pm 0'012\ V$$

Por tanto, la superposición de los 3 errores será:

$$V_o = \pm 1 \pm 1 \pm 0'012\ V = \pm 2'012\ V$$

Junio 2004 Problema 2

a)



Calcular CMRR del amplif dif sabiendo

CMRR resistencias = 82dB

CMRR AO = 86 dB

$$CMRR_{AO} = 86\,dB = 10^{\frac{86}{20}} = 19953$$

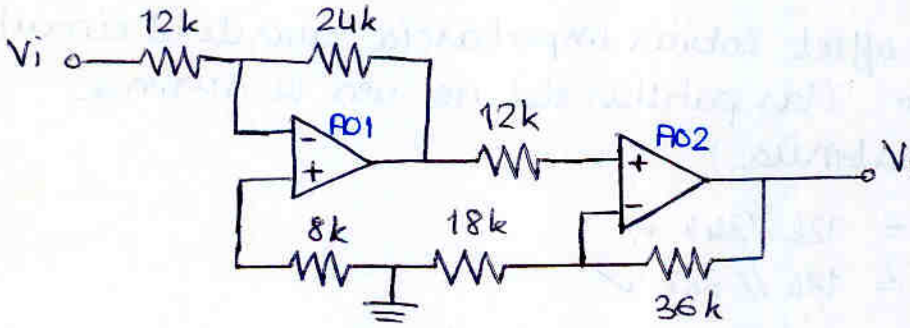
es 20 log

$$CMRR_r = 82\,dB = 10^{\frac{82}{20}} = 12589$$

$$\frac{1}{CMRR_{tot}} = \frac{1}{CMRR_{AO}} + \frac{1}{CMRR_r} = \frac{1}{7719}$$

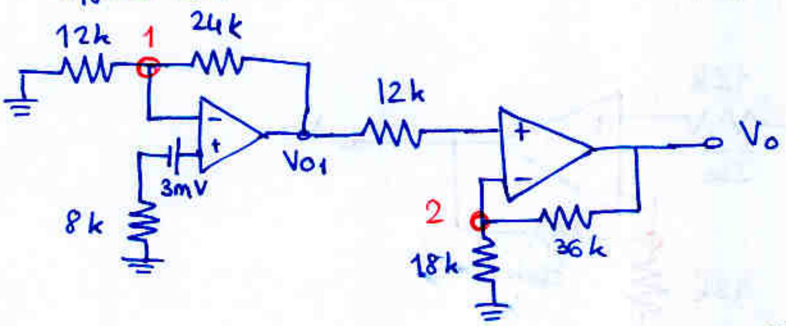
$$CMRR_{tot} = 7719 = 77'8\,dB$$

b) Determinar el error a la salida a causa del offset de los AO ($V_{IO} = 3mV$)



Por superposición:

- offset del AO1



(1) $$\frac{0 - V_{IO}}{12k} = \frac{V_{IO} - V_{O1}}{24k}$$

$$-24k\,V_{IO} = 12k\,V_{IO} - 12k\,V_{O1}$$

$$V_{O1} = \frac{V_{IO}\,(12k + 24k)}{12k}$$

$$V_{O1} = 3\,V_{IO}$$

(2) $$V_x = \frac{18k}{36k + 18k} V_o = V_{O1}$$

$$V_o = V_{O1} \frac{36k + 18k}{18k}$$

$$V_o = 3\,V_{O1}$$

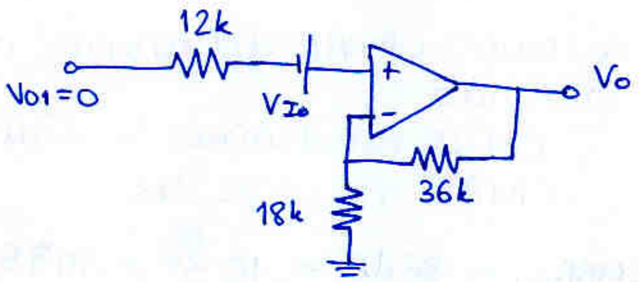
Por tanto

$$V_o = 3(3\,V_{IO})$$

$$= 9\,V_{IO}$$

$$V_o = \pm 27\,mV$$

• offset del AO 2



$$V_x = \frac{18k}{36k+18k} V_o = V_{IO}$$

$$V_o = 3V_{IO}$$

$$V_o = \pm 9mV$$

• offset total

$$V_o = \pm 9mV \pm 27mV$$

$$V_o = \pm 36mV$$

c) Error en V_o por el efecto de las corrientes de offset, siendo $I_{IO} = 200nA$

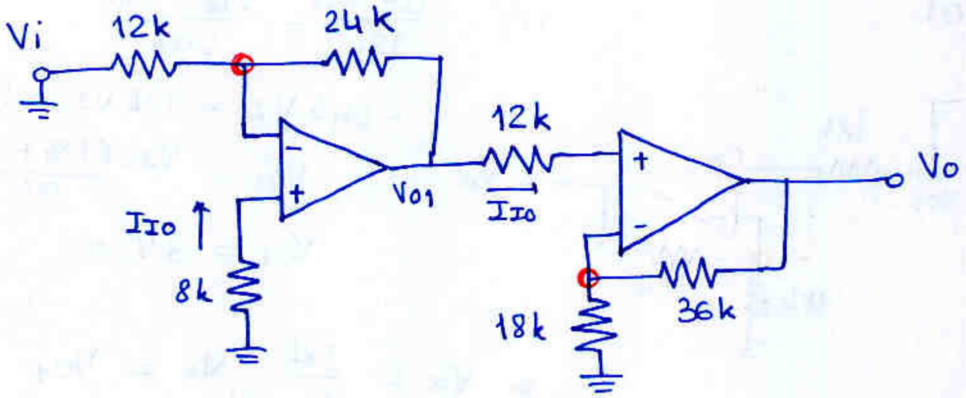
Recuerda: corrientes de offset = diferencia corrientes de polarización de las dos patillas

Las corrientes de offset cobran importancia cuando el circuito está compensado (las patillas del AO ven la misma resistencia en continua).

En este caso $8k = 12k // 24k$ ✓

$12k = 18k // 36k$ ✓

Por tanto podemos considerar el circuito como:



$$(1) \quad \frac{V_i - -8 \cdot I_{IO}(mA)}{12k} = \frac{-8 \cdot I_{IO}(mA) - V_{01}}{24k}$$

$$V_{01} = -\frac{24k}{12k}(V_i + 8kI_{IO}) + 8kI_{IO} = \pm 2(8k\,0'0002) \mp 8k\,0'0002$$

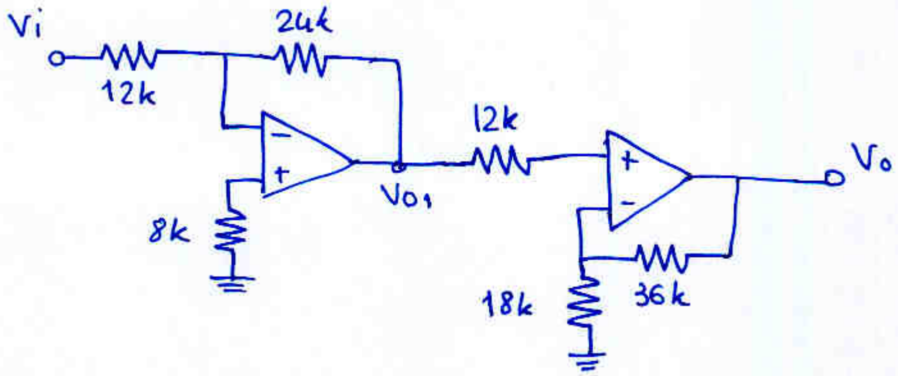
$$= \pm 24kI_{IO}$$

$$(2) \quad V_{01} \pm I_{IO} \cdot 12k = \frac{18k}{18k+36k} V_o \rightarrow V_o = 3(V_{01} \pm I_{IO} \cdot 12k)$$

$$= 3(\pm 24k \cdot I_{IO} \pm 12k \cdot I_{IO}) = \pm 3 \cdot 36k\, I_{IO}$$

$$= \pm 21'6mV$$

d) ¿Cual debería ser el Slew-Rate de los 2AO para que no haya distorsión sobre señal de amplitud 100mV y frecuencia 40kHz?



$$V_{o1} = -2V_i = -200\,mV \;\text{sen}(2\pi \cdot 40k\, t)$$

$$\frac{\partial V_{o1}}{\partial t} = -200m \cdot 2\pi \cdot 40k \cdot \cos(2\pi 40k\, t)$$

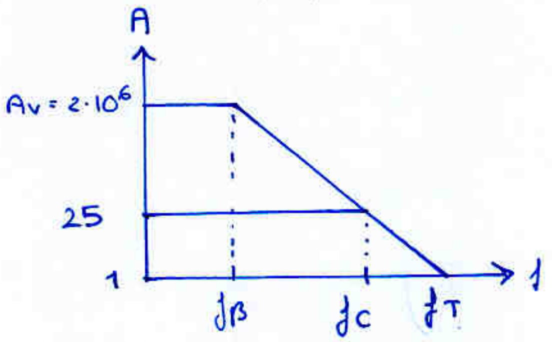
$$\left.\frac{\partial V_{o1}}{\partial t}\right|_{max} = 200m \cdot 2\pi \cdot 40k = \boxed{50\;265\; V/s = SR_{AO1}}$$

$$V_o = 3V_{o1}$$
$$= -600m \;\text{sen}(2\pi \cdot 40k\, t)$$

$$\frac{\partial V_o}{\partial t} = -600m \cdot 2\pi \cdot 40k \cos(2\pi \cdot 40k \cdot t)$$

$$\left.\frac{\partial V_o}{\partial t}\right|_{max} = 600m \cdot 2\pi \cdot 40k = \boxed{150\;796\; V/s = SR_{AO2}}$$

e) Tenemos un amplif que segun fabricante:
garancia lazo abierto $A_V = 2\cdot 10^6$
se desea diseñar amplif de tensión con $A_F = 25$
¿Cual será su frecuencia de corte f_c?
(suponer pequeña señal y sin afectarle el Slew Rate)



Sabiendo que producto Garancia · Ancho Banda $= cte = f_T$

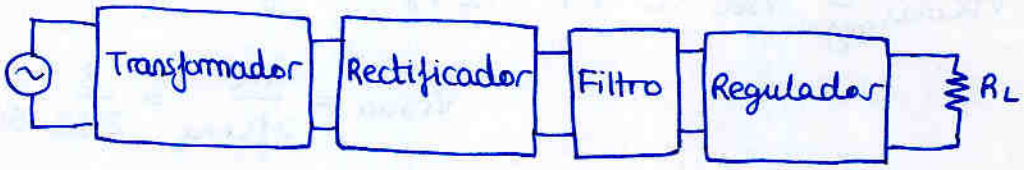
$$A_V \cdot f_B = 25 \cdot f_c = f_T$$

$$f_c = \frac{f_T}{25} = \frac{A_V \cdot f_B}{25}$$

$$\boxed{f_c = \frac{f_T}{25} = 8\cdot 10^4 \cdot f_B}$$

según si nos dan f_T o f_B

TEMA 5. FUENTE DE ALIMENTACION LINEAL



	Media onda (RMO)	Onda Completa (ROC)
Tension media en la carga	$V_{LDC} = \frac{V_{Lp}}{\pi}$	$V_{LDC} = 2\frac{V_{Lp}}{\pi}$
Tensión eficaz	$V_{Lrms} = \frac{V_{Lp}}{2}$	$V_{Lrms} = \frac{V_{Lp}}{\sqrt{2}}$
Factor de Forma $F = \frac{V_{Lrms} \rightarrow \text{valor eficaz}}{V_{LAV} \rightarrow \text{valor medio}}$	$F = \frac{\pi}{2}$	$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$

$V_L = \underbrace{V_{LAV}}_{\text{continua}} + \underbrace{V_{Lav}}_{\text{altena}}$

---

ejercicio: Diseñar fuente
- no estabilizada
- tension rizado maxima 2'5V
- ataca regulador monolítico integrado q proporciona a la carga +15V, 3A

· tensión de red puede variar 10% su tensión nominal
· condensador electrolítico: tolerancia ±20%

a) Cálculo de C a partir de Vr

$\boxed{C' = \frac{I_{DC}}{2fV_r}} = \frac{3}{2\cdot 50\cdot 2'5} = 12000\mu F$

$C' = C\cdot 0'8$ (valor mínimo)

$\boxed{C = \frac{C'}{0'8}} = 15000\mu F$

b) Cálculo del transformador

Tensión de pico en el secundario del transformador

$V_p = V_{Cmin} + V_r + 2V_\gamma = 22'7\ V$

$V_{Cmin} = V_{reg} + 3V$

el regulador necesita 3V mas a su entrada

como la red puede variar 10%

$V_{sec_p} = \frac{V_p}{0'9} = 25'2\ V_p$

$V_{sec} = \frac{V_{sec_p}}{\sqrt{2}} = 17'8\ V$

⇒ tomamos transformador 220V — 18 V

c) Potencia del transformador

- En la carga $V_{DCmax_{carga}} = V_{sec} \cdot \sqrt{2} \cdot 1'1 - 2V_\gamma - \frac{V_{rmin}}{2}$

$$V_{rmin} = \frac{I_{DC}}{2fC_{max}} = \frac{3}{2 \cdot 50 \cdot 15000 \cdot 1'2} = 1'67\,V$$

$$V_{DCmax\,carga} = 25\,V$$

- Wmax del transformador

$$W_{max} = (V_{DCmax\,carga} + 2V_F) \cdot I_o = (25 + 2'2) \cdot 3 = 81'6\,W$$

d) Corriente en el secundario y el primario máximas:

$$I_{sec_{max}} = \frac{W_{max}}{V_{sec\,max}}$$ → ya que Wmax se da cuando Vsec = Vsec max

$$= \frac{81'6}{18 \cdot 1'1} = 4'12\,A$$

$$I_{pri\,max} = \frac{(4'12A \cdot 18V)}{220V} = 0'34\,A$$ ← pot total

⇒ tomamos <u>fusible lento</u> de 340 mA, para que soporte el arranque.

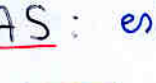
e) Puente de Diodos

Debe soportar una tensión inversa de pico $V_p = 1'1 \cdot 18V \cdot \sqrt{2} = 28\,V$
y debe soportar 4'12 A

<u>Tipos de fuentes</u>

- No estabilizadas $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\Delta V_i}{V_i}$ la tensión de salida varía a causa de muchos parámetros

- Estabilizadas:
  - ESTABILIZADAS: estabilizadas no reguladas, sin realimentación

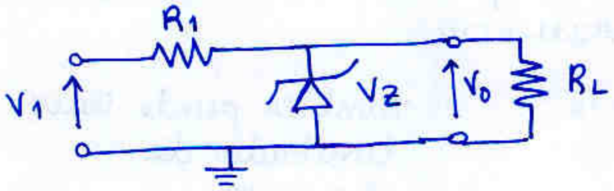
    ej 

  - REGULADAS: estabilizadas reguladas con realimentación negativa

    ej

Fuentes Estabilizadas

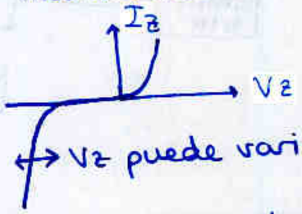
- **Con Zener**



se debe asegurar
$$I_{Rmin} = I_{Zmin} + I_{omax}$$
por tanto
$$R_{1max} = \frac{(V_1 - V_0)_{min}}{I_{omax} + I_{Zmin}}$$

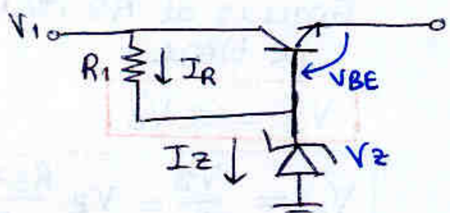
tb hay que tener en cuenta circuito sin carga
$$I_{Zmax} = \frac{(V_1 - V_0)_{max}}{R_1} \rightarrow P_{Zmax}$$
$$I_{Rmax} = \frac{(V_1 - V_0)_{max}}{R_1} \rightarrow P_{Rmax}$$

Inconveniente



V_Z puede variar

- **Con Zener y transistor**. transistor de paso en seguidor de emisor

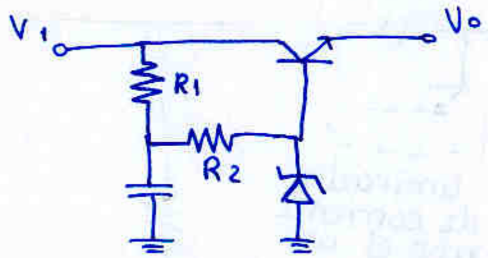


$$V_0 = V_Z - V_{be}$$
$$I_{Rmin} = I_{Zmin} + I_{Bmax}$$
$$\boxed{I_{Rmin} = I_{Zmin} + \frac{I_{o\,max}}{\beta + 1}}$$
$$R_{1\,max} = \frac{(V_1 - V_Z)_{min}}{I_{R\,min}}$$
que proporcione la corriente mínima necesaria aun con la mínima alim.

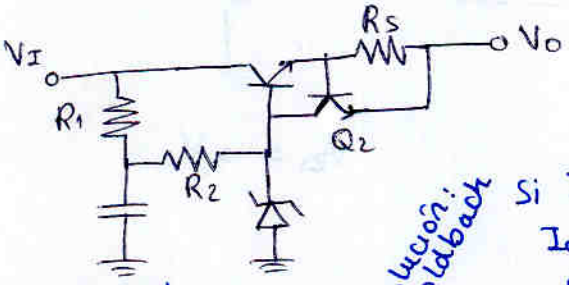
El transistor puede ser un Darlington

$$\boxed{\eta = \frac{P_L}{P_T} = \frac{V_0 I_0}{\underbrace{I_{R_1} V_1}_{\text{resistencia y zener}} + \underbrace{I_0 V_1}_{\text{transistor y carga}}}}$$

- añadir condensador   para menor rizado en la referencia de tensión del Zener



- **Con limitador de corriente** (pag 51)



se coloca Q_2 y R_s de forma que
$I_o \cdot R_s = V_{be}$
Se toma R_s muy baja
. Normalmente $I_o R_s < 0'6 \rightarrow Q2$ corte
Si I_o sube (ej. cortocircuito por accidente)
$I_o R_s$ sube $\rightarrow Q_2$ se activa $\rightarrow$ le quita corriente a la base de Q_1 reduciendo así I_o.

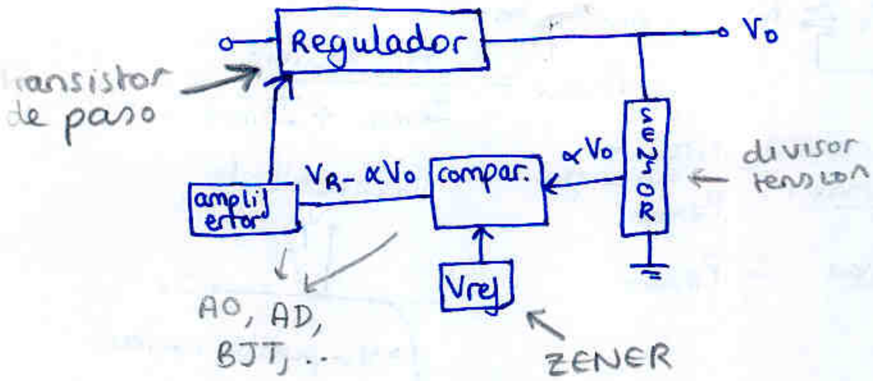
Inconvenientes:
1. si $I_o \uparrow$ entonces $V_o \downarrow$
2. si $I_o \uparrow$ aumenta $V_I - V_o$ → aumenta POTENCIA DISIPADA

solución: Foldback

$\boxed{\text{Protege el circuito a costa de reducir } V_o \text{ estabilizando } I_o \text{ en un punto cte. aunque disminuya la carga.}}$

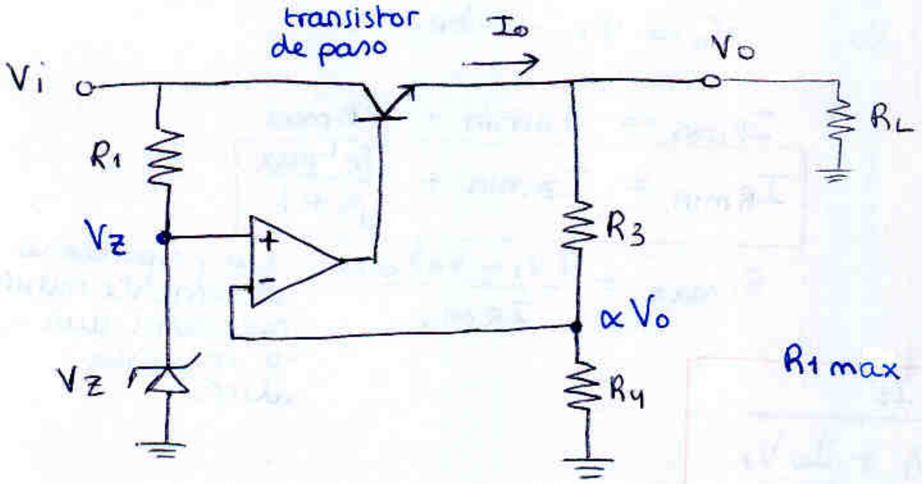
Fuentes Reguladas

Disponen de realimentación; comparan una fracción de la salida V_o con una V_{ref} y ajustan V_o en consecuencia



Tambien puede tener limitador de corriente

- Con AO



Gracias al AO realim, se tiene

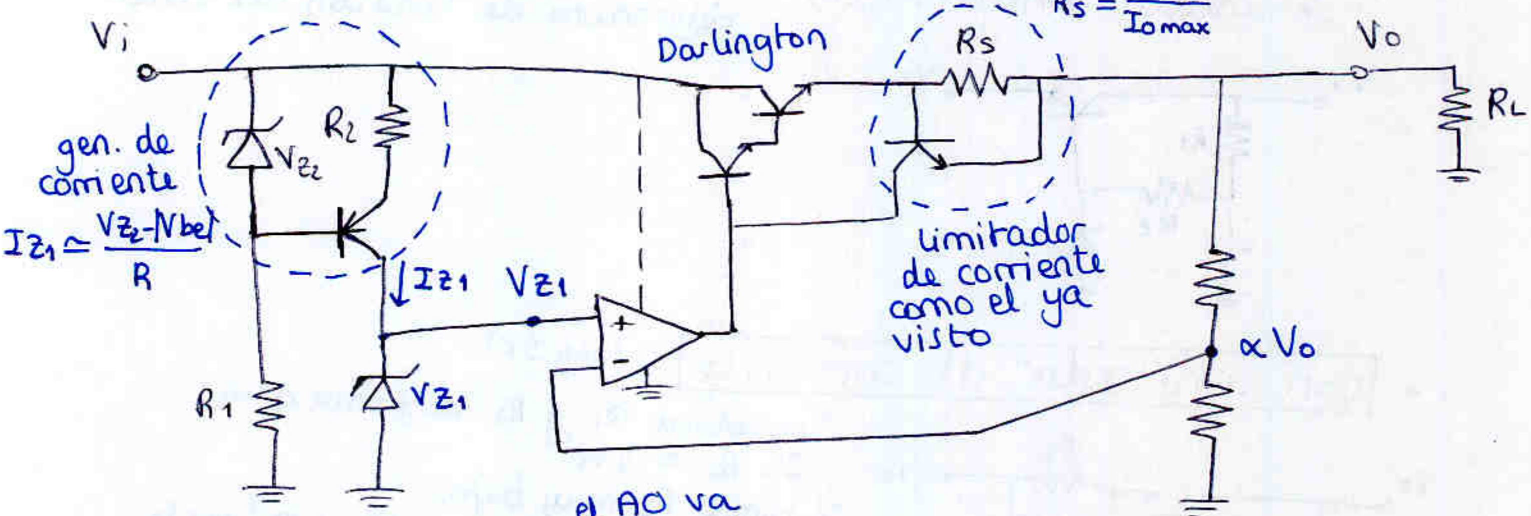
$$\boxed{V_Z = \alpha V_o}$$

$$\boxed{V_o = \frac{V_Z}{\alpha} = V_Z \frac{R_3 + R_4}{R_4}}$$

$$R_{1\,max} = \frac{V_{i\,min} - V_Z}{I_{Z\,min}}$$

- Con AO, más complejo, principio de los CI a cont.

$$R_S = \frac{V_{be\,on}}{I_{o\,max}}$$



tensión de referencia

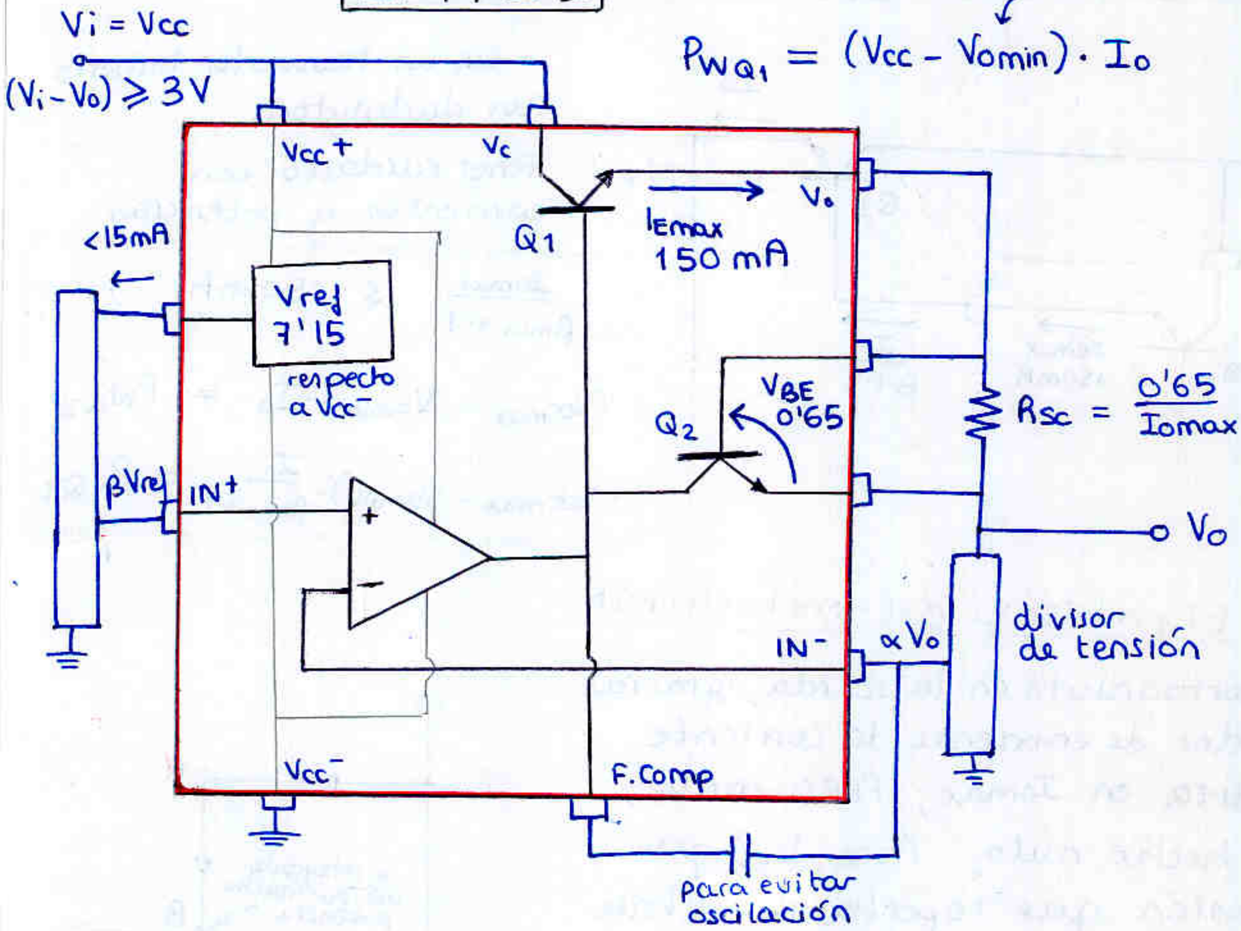
el AO va alimentado con la propia V_i
no tendría sentido que una fuente de alimentación necesitara alimentación.

$$V_{Z_1} = \alpha V_o$$

LM723

Vomin = 0 en cortocircuito

$$P_{W_{Q_1}} = (V_{cc} - V_{omin}) \cdot I_o$$



el AO hace que la tensión en sus dos patillas sea la misma

$$\beta V_{ref} = \alpha V_o$$

para explicación detallada Libro fuentes alimentación pag 60 → 74

· <u>Para tensión V_o entre 7 y 37 V</u> (max recom por fabricante)

se toma $\beta = 1$ (i.e. resistencia directamente entre las patillas) ← o conectar directamente, pero mejor resistencia para compensar I_B

se calcula divisor tensión en IN− para que $V_{ref} = \alpha V_o$

· <u>Para tensión V_o entre 2 y 7 V</u>

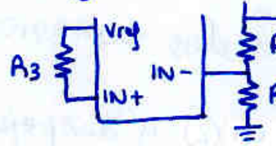
se toma $\alpha = 1$ (i.e. resistencia directamente entre las patillas)

se calcula divisor tensión en IN+ para que $\beta V_{ref} = V_o$

• Disminución efecto corrientes de polarización

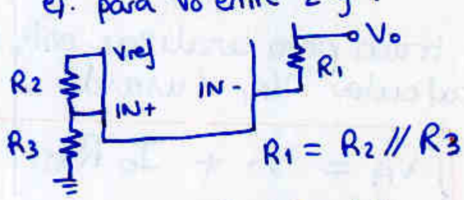
que V_{IN+} y V_{IN-} vean la misma resistencia (en continua)

ej para V_o entre 7 y 37



$$R_3 = R_1 /\!/ R_2$$

e igualmente ej. para V_o entre 2 y 7

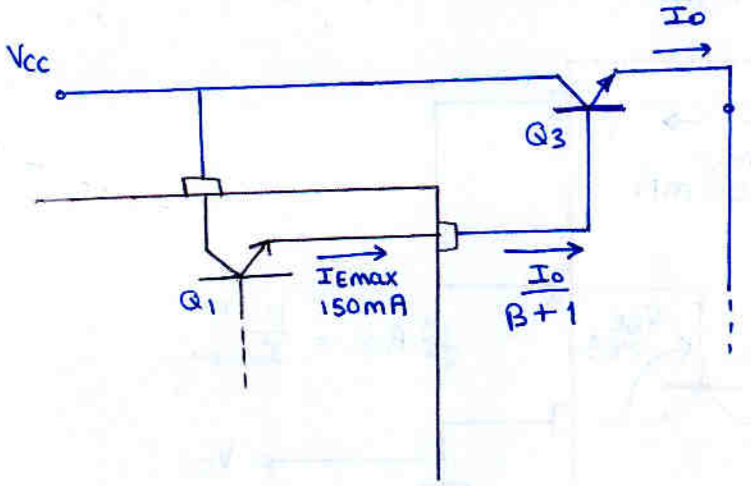


$$R_1 = R_2 /\!/ R_3$$

• <u>Para tensión variable</u>
- divisor tensión en IN−
- divisor tensión con potenciómetro en IN+

NOTA: La suma de $R_2 + R_3$ debe ser tal que $I_{Vref} < 15mA$

Incremento corriente máxima de salida



con un transistor hacemos un darlington.

Tener cuidado con corrientes y potencias

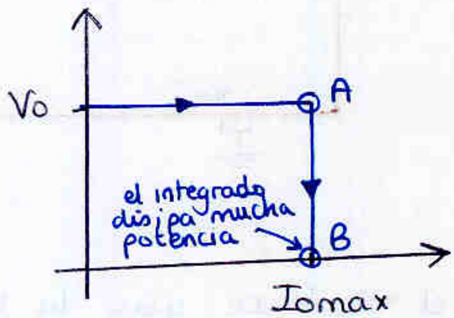
$$\frac{I_{omax}}{\beta_{min}+1} \leq 150\,mA$$

$$(V_{ccmax} - V_{omin}) \cdot I_o = P_{WQ3}$$

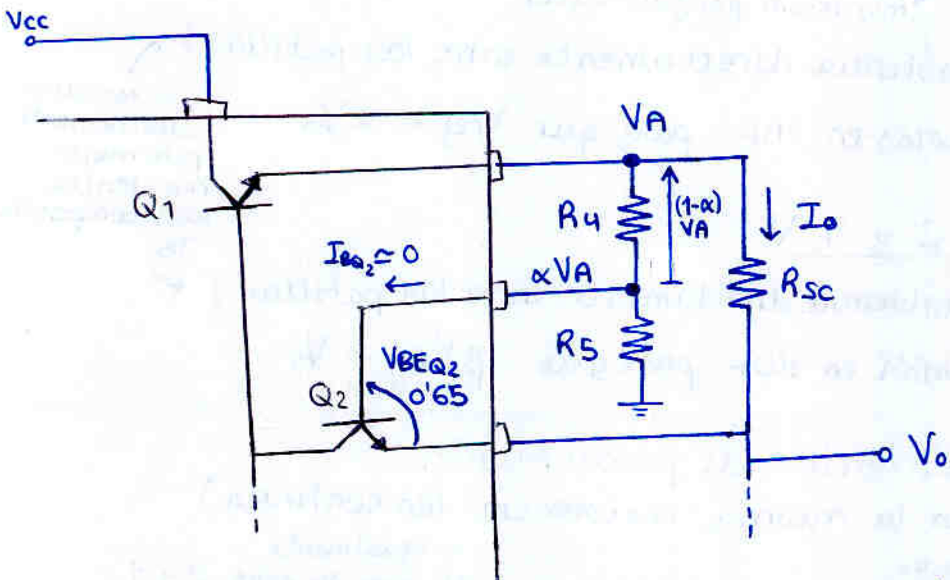
$$(V_{ccmax} - V_{omin}) \cdot \frac{I_o}{\beta_{min}+1} = P_{WQ1}$$

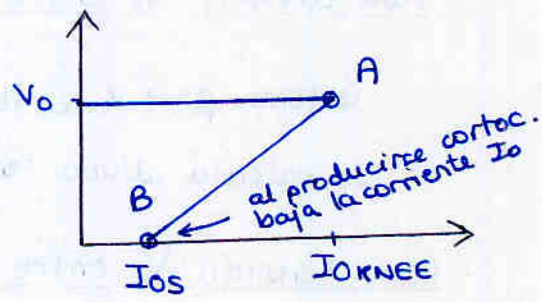
El problema del cortocircuito

Al poner cortocircuito en la salida, gracias al limitador de corriente la corriente se estabiliza en Iomax; PERO como Vo se ha hecho nulo, $(V_{cc} - V_o)$ que es la tensión que soporta Q_1 se hace máxima y se disipa mucha potencia



Solución: Circuito de foldback





$$\alpha = \frac{R_5}{R_4 + R_5}$$

$$(1-\alpha) = \frac{R_4}{R_4 + R_5}$$

El truco para analizar este circuito es escribir estas dos expresiones para calcular VA (usando 2 caminos distintos)

$$\begin{cases} V_A = V_o + I_o R_{sc} \\ V_A = \underbrace{(1-\alpha) V_A}_{\frac{V_A}{R_4+R_5} \cdot R_4 \leftarrow \text{caída de tensión en } R_4} + V_{BEQ2} + V_o \end{cases}$$

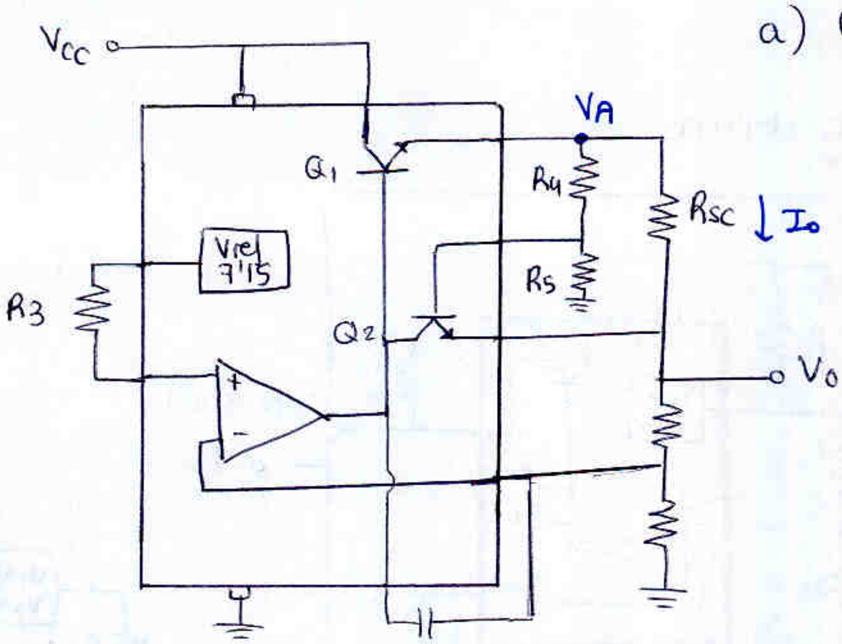
sustituyendo y despejando

$$I_o = \frac{V_o}{R_{sc}} \frac{R_4}{R_5} + \frac{V_{BEQ2}}{R_{sc}} \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)$$

se debe cumplir en (A) y en (B)

$\Rightarrow$ se despeja R_{sc} y $\frac{R_4}{R_5}$

ejercicio Foldback



a) Calcular Rsc y R4 para

$I_{OKNEE} = 100\,mA$

$I_{OS} = 25\,mA$

$V_o = 12\,V$

$R_5 = 2k$

$V_{CC} = 18\,V$

b) calcular potencia disipada en el CI.

a) $\begin{cases} V_A = V_o + I_o R_{SC} \\ V_A = \dfrac{V_A}{R_4+R_5} \cdot R_4 + V_{BEQ2} + V_o \end{cases}$

de (2) $\quad V_A\left[1 - \dfrac{R_4}{R_4+R_5}\right] = V_{BEQ2} + V_o$

$V_A\left[\dfrac{R_5}{R_4+R_5}\right] = V_{BEQ2} + V_o$

$V_A = \left[1 + \dfrac{R_4}{R_5}\right]\left[V_{BEQ2} + V_o\right]$

en (1)

$\left[1 + \dfrac{R_4}{R_5}\right](V_{BEQ2} + V_o) = V_o + I_o R_{SC}$

$$\boxed{I_o = \frac{R_4}{R_5}\frac{V_o}{R_{SC}} + \frac{V_{BEQ2}}{R_{SC}}\left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)}$$

en (A) / en (B) $\begin{cases} I_{OKNEE} = \dfrac{R_4}{R_5}\dfrac{12}{R_{SC}} + \dfrac{0'65}{R_{SC}}\left(1 + \dfrac{R_4}{R_5}\right) = 0'1 & (1) \\ I_{OS} = 0 + \dfrac{0'65}{R_{SC}}\left(1 + \dfrac{R_4}{R_5}\right) = 0'025 & (2) \end{cases}$

restando (1)-(2) $\quad \dfrac{R_4}{R_5}\dfrac{12}{R_{SC}} = 0'075$

$\dfrac{R_4}{R_5} = 0'00625\,R_{SC}$

en (2) $\quad \dfrac{0'65}{R_{SC}}\left[1 + 0'00625\,R_{SC}\right] = 0'025$

$R_{SC}\left[0'00625 \cdot 0'65 - 0'025\right] = -0'65 \Rightarrow \boxed{R_{SC} = 31\,\Omega}$ ✓

$\boxed{\dfrac{R_4}{R_5} = 0'00625\,R_{SC} = 0'194} \rightarrow R_4 = 388\,k\Omega$ ✓

b) Practicamente toda la potencia se disipa en el transistor de paso (Q_1)

en (A):

$P_W = (V_{CC} - V_o) \cdot I_{OKNEE}$
$= (18-12) \cdot 100m$
$= 0'6\,W$

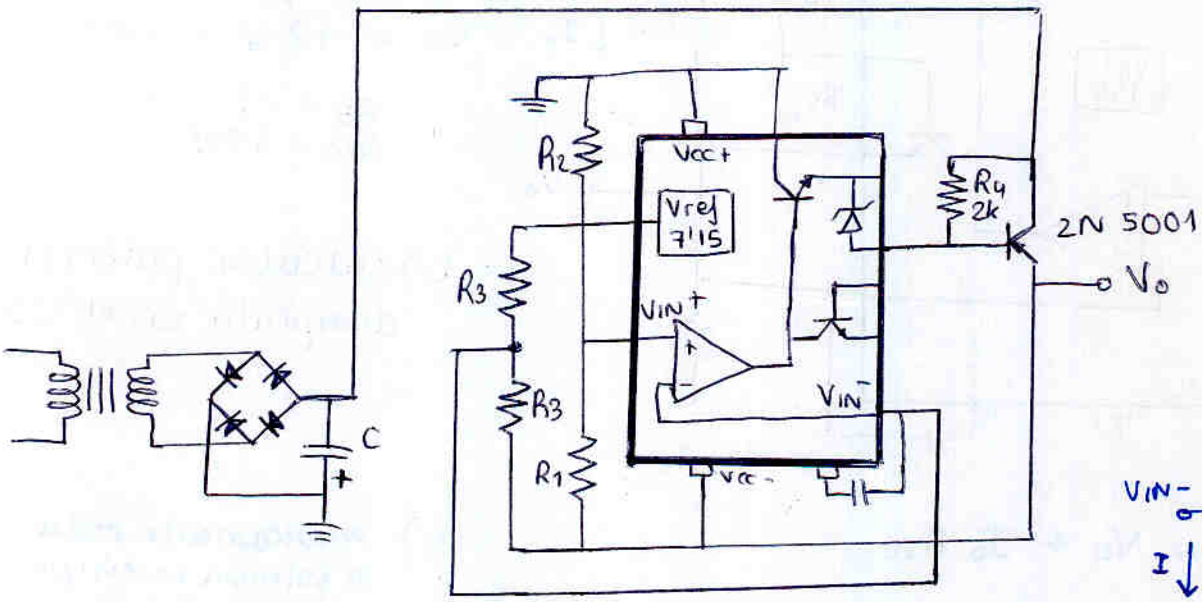
en (B)

$P_W = (V_{CC} - 0) \cdot I_{OS}$
$= 18 \cdot 25m = 0'45\,W$

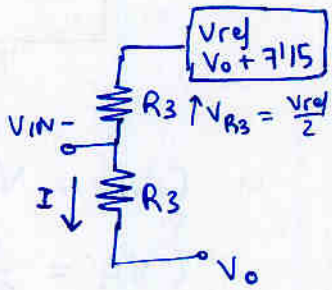
Problema Junio 2001

Problema 2

FAL de tensión negativa



a) Determinar V_o



$$V_{IN+} = \frac{V_o}{R_2+R_1}\cdot R_2 \qquad V_{IN-} = (V_o + V_{ref}) - \frac{(V_o+7'15)-\cancel{V_o}}{2\cancel{R_3}}\cancel{R_3} = V_o + \frac{V_{ref}}{2}$$

por el AO

$$\frac{V_o}{R_2+R_1}\cdot R_2 = V_o + \frac{V_{ref}}{2}$$

$$V_o\left[\frac{R_2}{R_2+R_1} - 1\right] = \frac{V_{ref}}{2}$$

$$V_o\left[-\frac{R_1}{R_2+R_1}\right] = \frac{V_{ref}}{2}$$

$$V_o = -\left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]\frac{V_{ref}}{2}$$

b) Si $R_2 = 6'8\,k\Omega$ Hallar R_1 para $V_o = -30$

$$-\left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]\cdot 3'575 = -30$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{30}{3'575} - 1 = 7'39$$

$$R_1 = \frac{R_2}{7'39} = 920\,\Omega$$

c) En colector de 2N5001 se desea

$\cdot\ V_{min} = -35\,V$

$I_{DC} = 2A$

Hallar C (tol 20%) que haga $V_{r\,max} = 2'4\ V$

$$C = \frac{I_{DC}}{2fV_r} \qquad C_{min} = \frac{I_{DC}}{2fV_{rmax}} = \frac{2}{2\cdot 50\cdot 2'4} = 8'33\ mF$$

$$C = \frac{C_{min}}{0'8} = 10'42\ mF$$

d) Tensión eficaz en el secundario para las exigencias del apartado anterior. $(V_D = 1'1)$

$$V_{DC} = V_{min} + \frac{V_R}{2}$$

$V_{min} = -35\,V$

$$V_{DC} = -33'8\ V$$

$$V_P = -35\,V$$

$$V_{sec_P} = V_P + 2V_\gamma$$
$$= -35 - 2\cdot 1'1 = -37'2\ V$$

$$V_{ef} = \frac{-37'2}{\sqrt{2}} = -26'3$$

Reguladores integrados de tres terminales

- pequeños, baratos, fáciles, fiables, excelentes propiedades

Fijos

78 → positivos
79 → negativos

78 XX

fabricante — tensión de salida (tensión entre V_o y GND)

(L)	low	100mA
(M)	med	500 mA
( )		1'5A
(T)		3A

ej MC78L05
100mA
5V

Ajustables

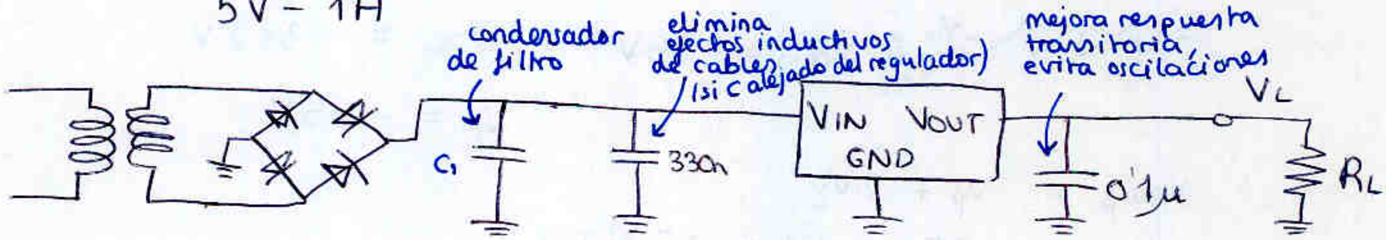
no confundir con LM 723

Positivos	Negativos
LM117	LM137
LM317	LM337

Fijos

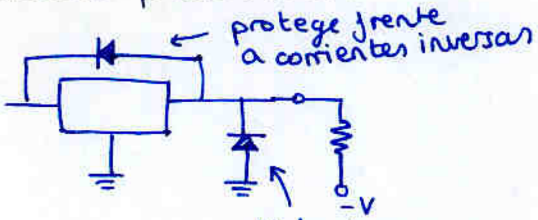
$\boxed{V_o - V_{in} > 2V}$ típico tomar 3V

ej: Fuente alim.
5V - 1A



$$\boxed{V_{psec} - 2V_F - \frac{I_{DC}}{2fC} \geq V_o + 3}$$

Diodos protección

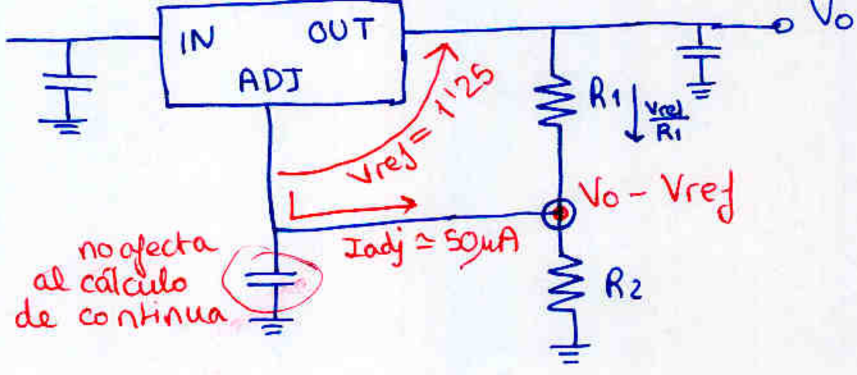


Ajustables

- Mantienen una tensión fija constante entre V_o y V_{ADJ} de 1'25 V sin que apenas salga corriente por V_{ADJ} ($V_o - V_{ADJ} = V_{ref} = 1'25$) ($I_{ADJ} = 50\mu A$)

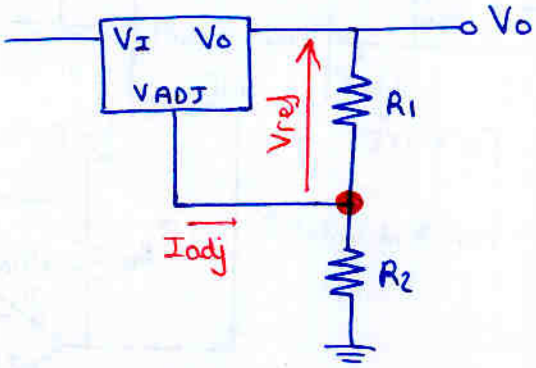
$\boxed{V_o - V_{in} \geq 3V}$

[esa es la principal diferencia con los fijos, ya que los fijos tb ponen tensión cte entre V_o y GND, pero no se podría colocar divisor de tensión porq I_{GND} no es despreciable]

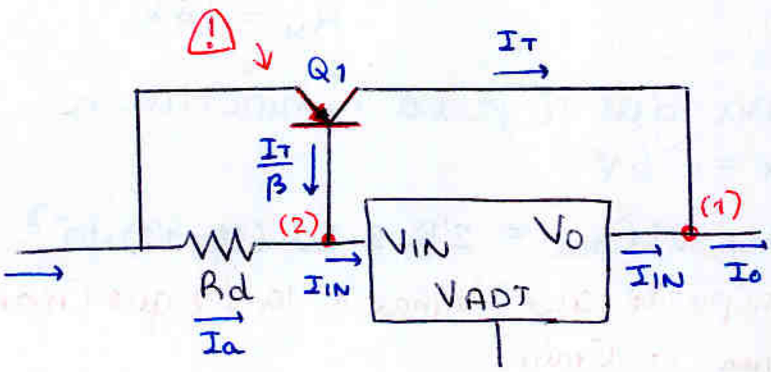


en el nudo $V_o - V_{ref}$:

$$I_{adj} + \frac{V_{ref}}{R_1} = \frac{(V_o - V_{ref})}{R_2} \Rightarrow \boxed{V_o = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] V_{ref} + \underbrace{R_2 I_{adj}}_{\text{despreciable}}}$$



Incremento de corriente en reguladores 3 terminales



Por el regulador sólo puede circular un máximo de corriente $I_{in\,max}$.
Con este circuito, cualquier I superior a $I_{IN\,max}$ hace que la caida en $Rd = 0'6$ y el transistor (de potencia) entrará en conducción:
La corriente extra que llega a la carga lo hará directamente a través de Q_1

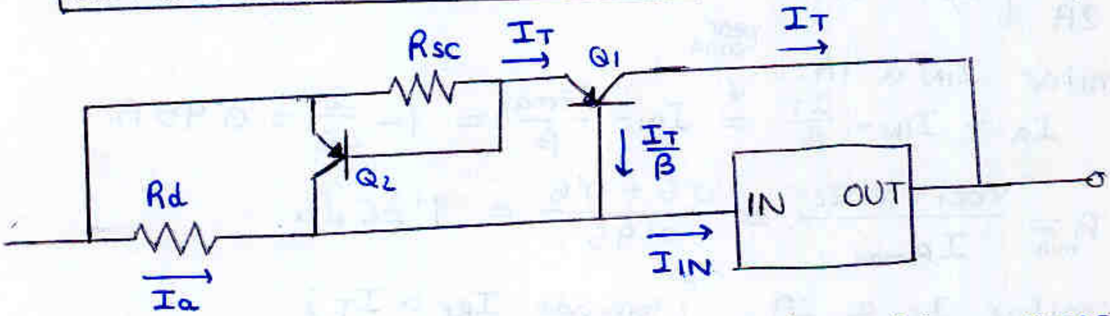
(1) $I_T = I_0 - I_{IN}$

$\downarrow$

(2) $I_{IN} = \dfrac{0'6}{R_D} + \dfrac{I_T}{\beta}$

Con limitación de corriente

suponemos $I_E = I_C$ aunq no despreciamos $I_B = \frac{I_C}{\beta}$

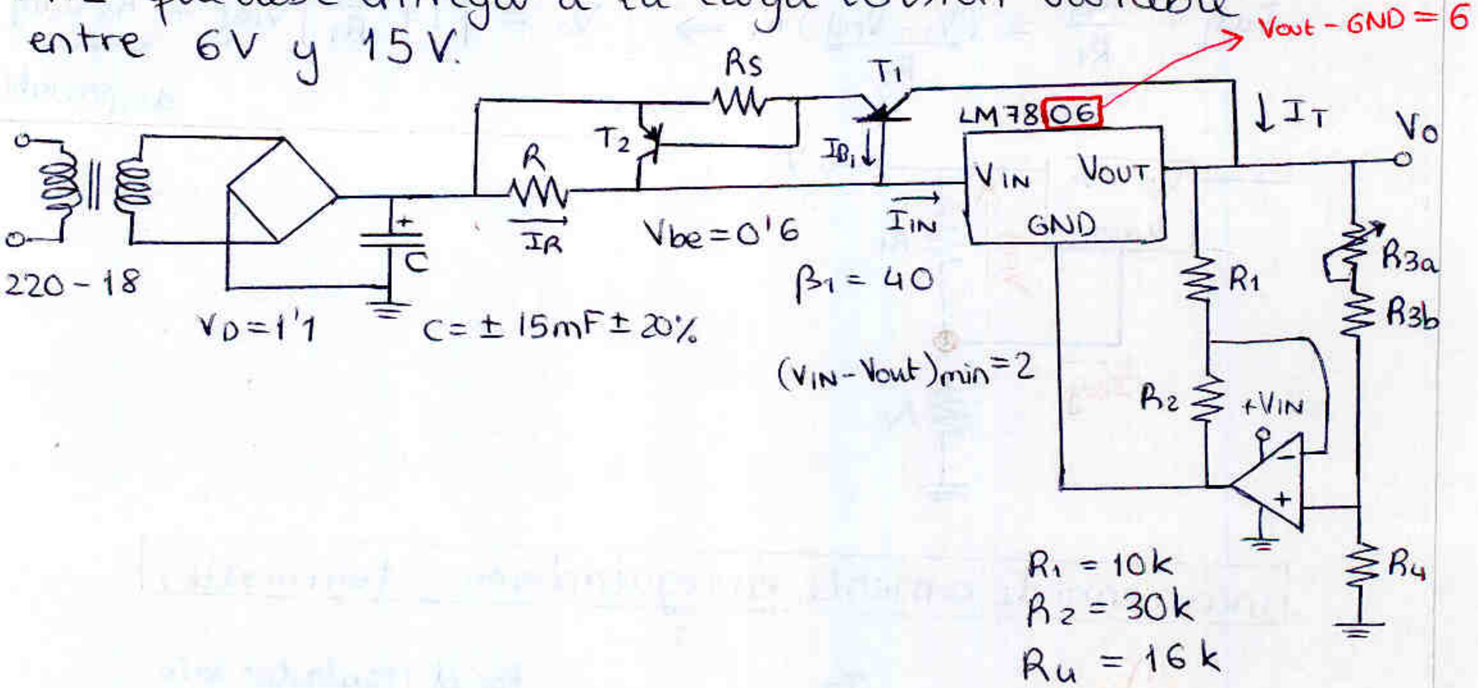


- Rd debe limitar I_{IN} para que no supere la máxima soportada por el regulador $I_{IN\,max} \Rightarrow \boxed{I_{a\,max} = I_{IN} - \frac{I_{T\,max}}{\beta}}$
  en el peor caso $I_{T\,max}$, cuando $I_{T\,max} + I_{IN\,max} = I_{o\,max}$
  $$\boxed{Rd = \frac{V_{BE1} + V_{BE2}}{I_{a\,max}}}$$
- Rsc debe limitar I_T a su valor máximo $I_{T\,max} + I_{IN\,max} = I_{o\,max}$
  $$\boxed{R_{sc} = \frac{V_{be2}}{I_{T\,max}}}$$

para hacer problema es preferible entenderlo y no intentar recordar las formulas

Problema 1999

FAL que debe entregar a la carga tensión variable entre 6V y 15V.



a) Hallar corriente máxima que se podrá suministrar a la carga para $V_{rmax} = 2'5V$

$$V_r = \frac{I_{DC}}{2fC} \rightarrow I_{DC} = \cancel{V_{rmax} \cdot 2f\, C_{max}} = 2'5 \cdot 2 \cdot 50 \cdot (15 \cdot 1'2) \cdot 10^{-3}$$

no se puede tener Vrmax a la vez que Cmax

Si Vrmax → Cmin

$$I_{DC} = V_{rmax} \cdot 2f \cdot C_{min} = 2'5 \cdot 2 \cdot 50 \cdot (15 \cdot 0'8) \cdot 10^{-3} = 3A$$

b) Si $I_{IN} = 1A$. Hallar Rs y R para que I_{DC} sea la calculada en a)

$$\left.\begin{matrix} I_{IN} = 1A \\ I_T = 2A \end{matrix}\right\} I_o = 3A$$

• R debe limitar I_{IN} a 1A.

$$I_R = I_{IN} - \frac{I_T}{\beta} \overset{\text{peor caso}}{=} I_{IN} - \frac{I_{Tmax}}{\beta} = 1 - \frac{2}{40} = 0'95\,A$$

$$R_{min} = \frac{V_{be1} + V_{be2}}{I_{Rmax}} = \frac{0'6 + 0'6}{0'95} = 1'26\,\Omega$$

• Rs debe limitar I_T a 2A (tomando $I_{Rs} \simeq I_T$)

$$R_{s\,min} = \frac{V_{be2}}{I_{Tmax}} = \frac{0'6}{2} = 0'3\,\Omega$$

Hay que dar tambien las potencias

$$P_R = V_R \cdot I_R = R \cdot I_{Rmax}^2 = 1'26 \cdot 0'95^2 = 1'14W$$

$$P_{Rs} = R_s \cdot I_{Rsmax}^2 = 0'3 \cdot 2^2 = 1'2\,W$$

c) Determinar la tensión mínima a la entrada del regulador y justificar si es apropiada

$$V_{IN\,min} = V_{psec} - 2V_F - V_{r\,max} - V_{R\,max}$$

$$= 18\sqrt{2} - 2\cdot 1'1 - 2'5 - (0'6 + 0'6) = 19'56\ V$$

Para que funcione el regulador se debe cumplir

$$V_{in} - V_{out} \geq 2$$

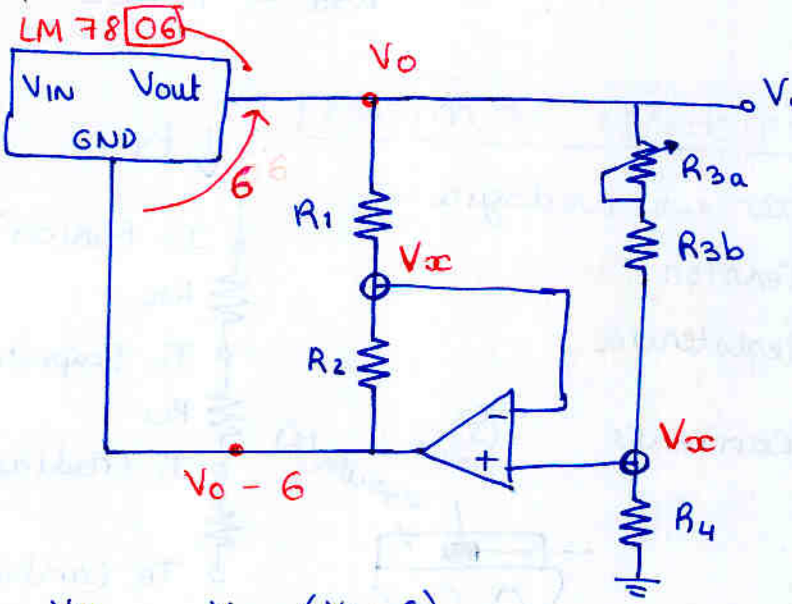
$$V_{in} \geq 2 + V_{out}$$

$$V_{in\,min} \geq 2 + V_{out\,max} = 2 + 15 = 17\ V$$

la Vin que tenemos es apropiada

d) Hallar R_{3a} y R_{3b} para el rango de tensión requerido.

cuidado 06 = 6
06 ≠ 0'6



(1) $$\frac{V_o - V_x}{R_1} = \frac{V_x - (V_o - 6)}{R_2}$$

$$(V_o - V_x)R_2 = (V_x - V_o + 6)R_1$$

$$V_o(R_2 + R_1) = V_x(R_1 + R_2) + 6R_1$$

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_1} V_x + 6\frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

se podía obtener directamente (divisor tensión)

$$\boxed{V_o = V_x + 6\frac{R_1}{R_2 + R_1}} = V_x + 6\cdot\frac{10k}{40k}$$

$$V_o = V_x + 1'5$$

(2) $$V_x = V_o\frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

en (1) $$V_o = V_o\frac{R_4}{R_3 + R_4} + 1'5$$

$$V_o = \frac{1'5}{1 - \frac{R_3}{R_3+R_4}} = \frac{1'5}{\frac{R_4}{R_3+R_4}} = 1'5\left[1 + \frac{R_3}{R_4}\right]$$

$$V_{omin} = 1'5\left[1 + \frac{R_{3min}}{R_4}\right] = 6$$

$$1 + \frac{R_3}{R_4} = 4 \rightarrow \frac{R_3}{R_4} = 3 \rightarrow R_{3\,min} = 3R_4$$

$$R_{3\,min} = 48\ k\Omega = R_{3b}$$

$$V_{o\,max} = 1'5\left[1 + \frac{R_{3max}}{R_4}\right] = 15$$

$$\frac{R_{3max}}{R_4} = \frac{15}{1'5} - 1 = 9 \qquad R_{3\,max} = 9R_4$$

$$R_{3\,max} = 144\ k\Omega = R_{3a} + R_{3b}$$

$$R_{3a} = 96\ k\Omega$$

Consideraciones Termicas

Se puede establecer una analogía

Temperatura → Tensión

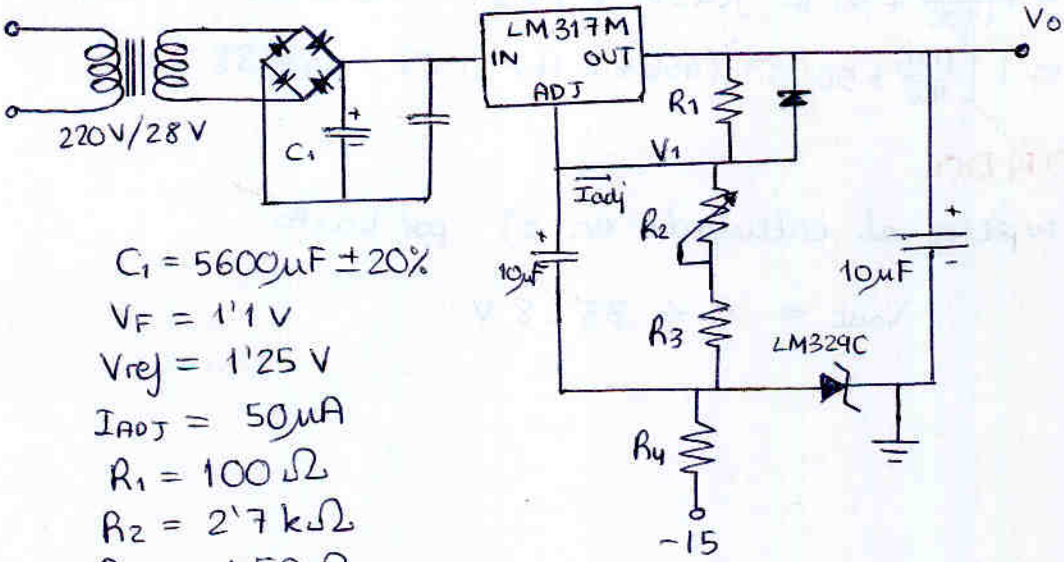
Resistencia Térmica → Resistencia

Potencia transmitida → Corriente

Examen Junio 2004

Problema 1

Fuente tensión variable e $I_{Omax} = 0'5\,A$



$C_1 = 5600\,\mu F \pm 20\%$

$V_F = 1'1\,V$

$V_{ref} = 1'25\,V$

$I_{ADJ} = 50\,\mu A$

$R_1 = 100\,\Omega$

$R_2 = 2'7\,k\Omega$

$R_3 = 450\,\Omega$

$R_u = 390\,\Omega$

$LM329C = 6'9\,V$

a) Tensión de rizado mínima en C_1

$$V_r = \frac{I_{DC}}{2fC} \qquad V_{rmax} = \frac{I_{DC\,max}}{2f\,C_{min}} = \frac{0'5}{2\cdot 50\cdot 5600\cdot 0'8\cdot 10^{-6}} = 1'12\,V$$

$$V_{rmin} = \frac{I_{DC}}{2f\,C_{max}} = \frac{0'5}{2\cdot 50\cdot 5600\cdot 1'2\cdot 10^{-6}} = 0'744\,V$$

b) $V_{IN\,min}$

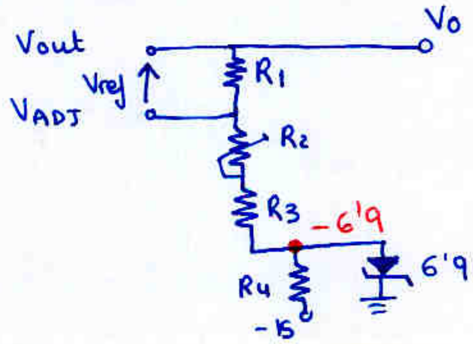
$$V_{IN\,min} = V_{psec} - 2V_F - V_{rmax}$$
$$= 28\sqrt{2} - 2\cdot 1'1 - \frac{I_{DC}}{2fC_{min}} = 36'3\,V$$

c) A la vista de ello, ¿cual sería máxima V_o si el circuito lo permitiera?

$$V_{omax} = V_{IN\,max} - 3 = 33'3\,V$$

d) Rango de valores de la tensión de salida.

Analizando el circuito en continua despreciando I_{ADJ}



$$V_o = -6'9 + \frac{V_{ref}}{R_1}\cdot(R_1 + R_2 + R_3)$$

$$V_{omin} = -6'9 + \frac{V_{ref}}{R_1}(R_1 + R_3)$$
$$= -6'9 + \frac{1'25}{100}(550) = -0'025$$

$$V_{omax} = -6'9 + \frac{V_{ref}}{R_1}(R_1 + R_{2max} + R_3)$$
$$= -6'9 + \frac{1'25}{100}(550 + 2'7k) = 33'73$$

si no despreciamos I_{ADJ}

$$V_o = -6'9 + \left[\frac{V_{ref}}{R_1} + I_{ADJ}\right](R_2 + R_3) + V_{ref}$$

$$V_{omin} = -6'9 + \left[\frac{1'25}{100} + 50\cdot 10^{-6}\right](450) + 1'25 = -0'0025 \simeq 0\ V$$

$$V_{omax} = -6'9 + \left[\frac{1'25}{100} + 50\cdot 10^{-6}\right](450 + 2'7k) + 1'25 = 33'88\ V$$

PERO CUIDADO

Este V_{omax} supera al calculado en c) por tanto

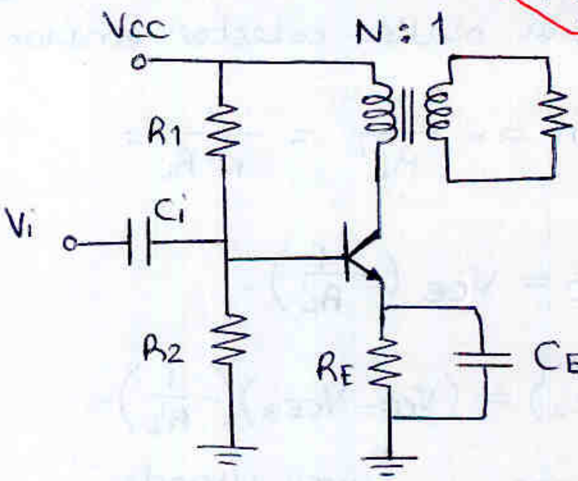
$$V_{out} = 0 \div 33'3\ V$$

Leer apuntes de transp. para la teoría :
- fidelidad, THD, ...
- tipos : A, B, AB, C, D pegas y soluciones de cada uno
- config. puente
- CI's

Problema 1

Amplificador clase A

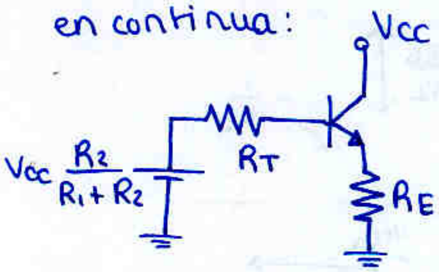
$R_1 = 680\,\Omega$
$R_2 = 82\,\Omega$
$R_E = 1\,\Omega$
$R_L = 4\,\Omega$
$V_{CC} = 18\,V$
$V_{BE} = 0'6\,V$
$\beta = 60$



a) Punto de funcionamiento del transistor

$R_1 /\!/ R_2 = R_T = 73'18\,\Omega$ $\qquad V_T = V_{CC}\dfrac{R_2}{R_1+R_2} = 1'94\,V$

en continua:



circuito de entrada:

$$V_T = I_B R_T + V_{BE} + (\beta+1) I_B R_E$$

$$I_B = \frac{V_T - V_{BE}}{R_T + (\beta+1)R_E} = 9'987\,mA$$

$$I_C = \beta I_B = 599'2\,mA$$

circuito de salida:

$V_{CC} = V_{CE} + I_C R_E$

$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_E$

$$\boxed{\begin{aligned} I_C &= 599'2\,mA \\ V_{CE} &= 17'39\,V \end{aligned}}$$

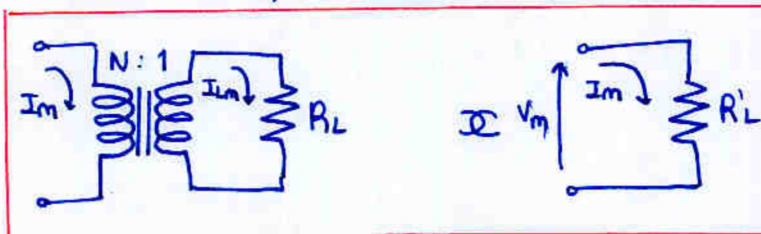
b) la N de forma que a la carga se transmita la máxima potencia

$$W_L = V_{Lef} \cdot I_{Lef} = \frac{V_{Lm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{Lm}}{\sqrt{2}} \qquad \boxed{W_L = \frac{1}{2} V_{Lm} I_{Lm}}$$

siempre para una V_{Lm} y I_{Lm} senoidales V_L I_L

$$= \frac{1}{2} I_{Lm}^2 R_L$$

Pero como, en alterna



$= N^2 R_L$

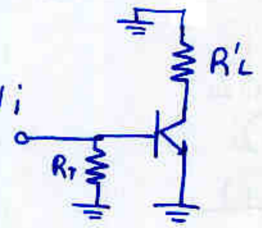
$$W_L = \frac{1}{2} V_{Lm} I_{Lm} = \frac{1}{2}\frac{V_m}{N} I_m N = \frac{1}{2} V_m I_m$$

$$\boxed{W_L = \frac{1}{2} I_m^2 R'_L}$$

Hay que hallar recta de carga dinámica

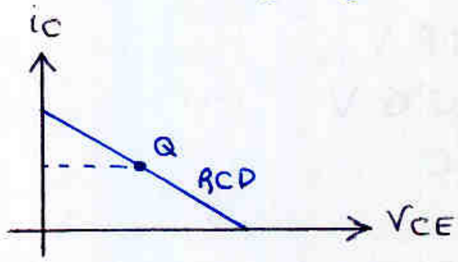
[recuerda, la pendiente es $m = -\frac{1}{\Sigma R}$ siendo ΣR las resistencias en la malla colector emisor]

equivalente en alterna:



$$m = -\frac{1}{R_L'} = -\frac{1}{N^2 R_L} =$$

$$i_c = V_{CE}\left(-\frac{1}{R_L'}\right)$$

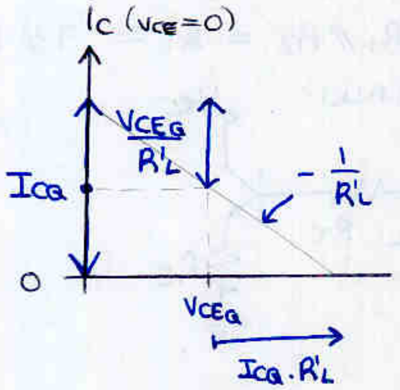


$$(i_c - I_{CQ}) = (V_{CE} - V_{CEQ})\left(-\frac{1}{R'_L}\right)$$

la máxima i_c ocurre cuando $V_{CE} = 0$

$$(i_c - I_{CQ}) = V_{CEQ}\frac{1}{R'_L}$$

$$i_c = I_{CQ} + V_{CEQ}\frac{1}{R'_L}$$



Para la maxima potencia en la carga queremos la maxima excursión $\Rightarrow$ Punto Q centrado

$$\Rightarrow \quad I_{CQ} = \frac{V_{CEQ}}{R'_L}$$

$$R'_L = \frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{17'39}{599'2m} = 29\,\Omega$$

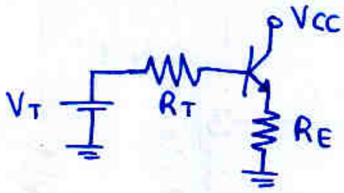
$$4 = R_L = \frac{R'_L}{N^2} = \frac{29}{N^2}$$

$$N^2 = \frac{R'_L}{R_L} = \frac{29}{4} = 7'25$$

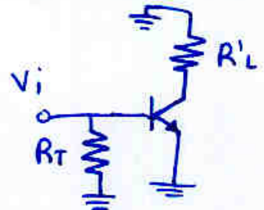
$$\boxed{N = 2'69}$$

c) Dibujar RCE y RCD

en continua:

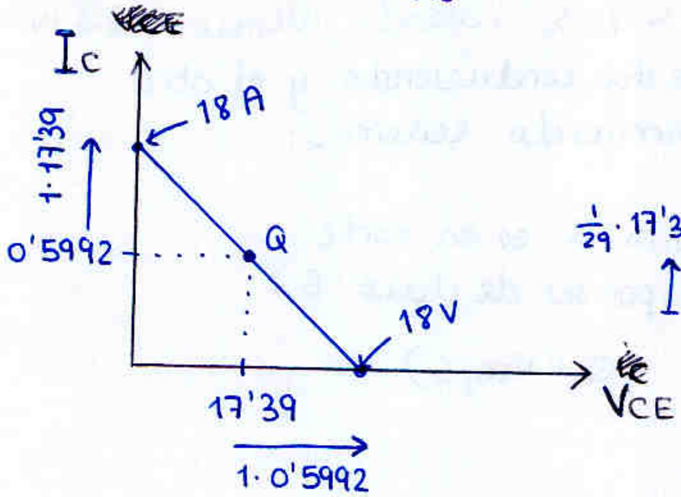


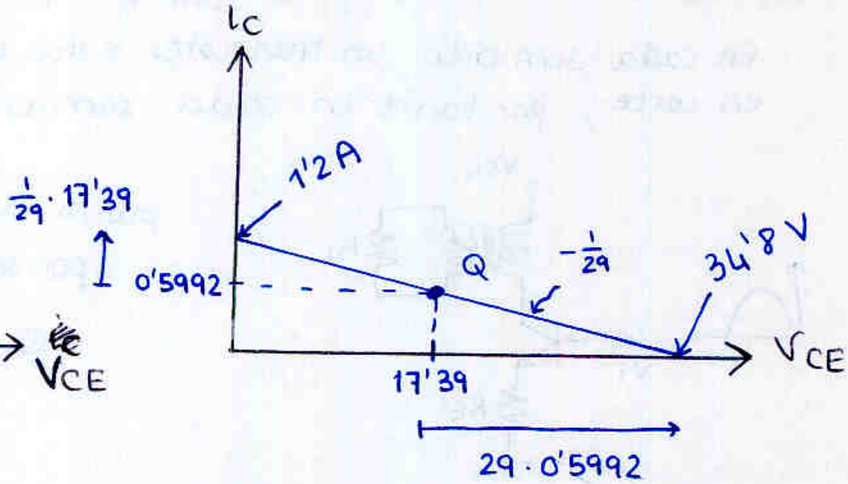
en alterna:



punto Q: $I_C = 599'2 mA$
$V_{CE} = 17'39 V$

pendiente: $m = -\frac{1}{R_E} = -1$ $\qquad$ $m = -\frac{1}{R'_L} = -\frac{1}{29}$





otra forma es plantear las ecuaciones y sustituir $V_{CE}=0$, $i_C=0$

$$V_{CC} = V_{CE} + \frac{\beta+1}{\beta} I_C R_E \qquad V_{CE} - V_{CEQ} = -(i_C - I_{CQ}) R'_L$$

d) maxima potencia disipada en la carga

$$W_L = \frac{1}{2} I_m^2 R'_L$$

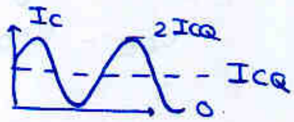
Im es la máxima excursión que, mirando la RCD o sabiendo que habíamos centrado el punto Q

$$I_m = I_{CQ}$$

$$W_{L\,max} = \frac{1}{2} I_{CQ}^2 R'_L$$
$$= \frac{1}{2} 0'5992^2 . 29 = 5'2 W$$

e) máximo rendimiento alcanzable

$$W_{CC} = I_{CC} \cdot V_{CC}$$
$$= I_{CQ} \cdot V_{CC}$$
$$= 0'599 \cdot 18$$
$$= 10'78 W$$



Para calcular Wcc hay que considerar la corriente continua que sale de la fuente:

ej. en clase B

$$I_{CC} = 2\frac{I_m}{\pi}$$

$$\eta_{max} = \frac{W_{L\,max}}{W_{CC}} = \frac{5'2}{10'78} = 0'482$$

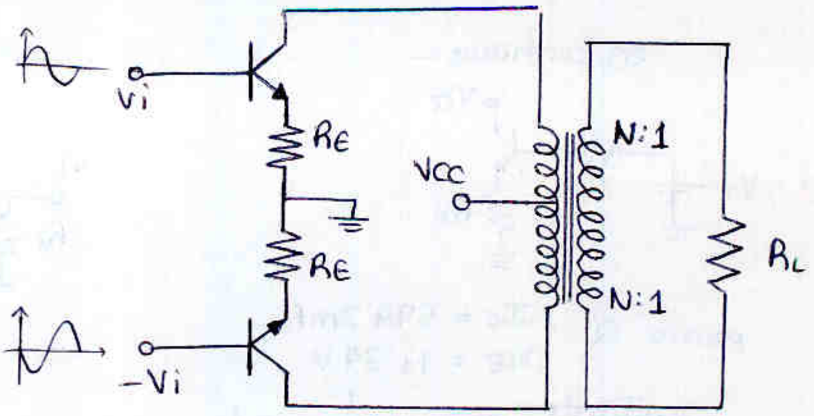
Problema 4

Amplificador Push-Pull

$V_{cc} = 20\,V$

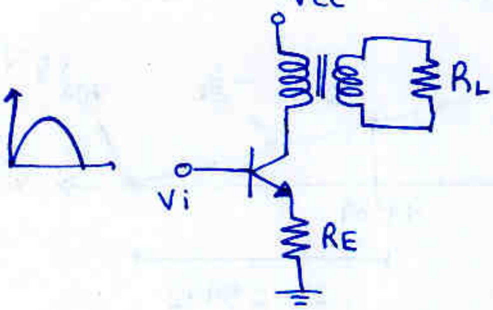
$N = \sqrt{2}$

$\beta_1 = \beta_2 = 50$



a) Hallar R_E y R_L para que $\eta = 73\%$ cuando $W_{Lmax} = 10'8\,W$

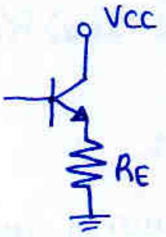
En cada semiciclo un transistor esta conduciendo y el otro en corte; por tanto en cada semiciclo tenemos:



punto Q es en corte (por ser de clase B)

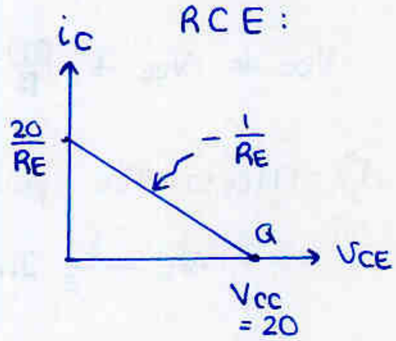
$Q\,(V_{cc}, 0)$

Recta de carga estática

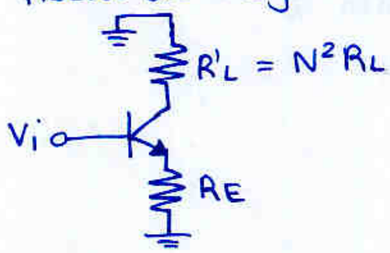


$V_{cc} = V_{CE} + \underbrace{I_E}_{0} R_E$ (está en corte)

RCE:



Recta de carga dinámica



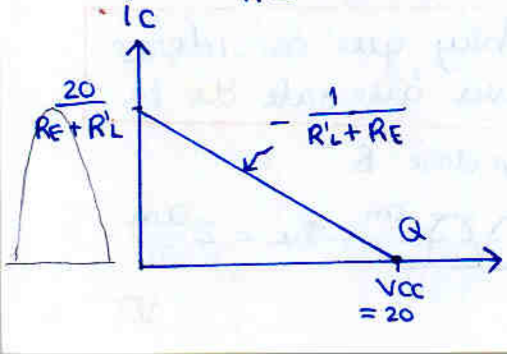
$V_{ce} = -i_c\,(R'_L + R_E)$

$[V_{CE} - V_{CEQ}] = -[i_C - I_{CQ}](R'_L + R_E)$

sustituyendo el punto Q

$V_{CE} - V_{CC} = -i_c(R'_L + R_E)$

RCD:



el valor maximo de i_c es cuando $V_{CE} = 0$

$$i_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_E + R'_L}$$

que coincide con la máxima excursión

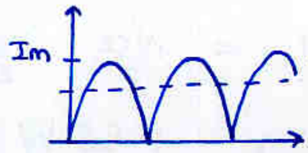
$$I_{m\,max} = \frac{V_{CC}}{R_E + R'_L} \qquad (2)$$

$$\boxed{W_{Lmax} = \frac{1}{2} I_m^2 R'_L} = 10'8\ W \qquad (1)$$

necesitamos I_m

$$\boxed{\frac{W_L}{W_{CC}} = \eta} \rightarrow W_{CC} = \frac{W_L}{\eta} = \frac{10'8}{0'73} = 14'79\ W$$

RECUERDA



$$\boxed{W_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} = V_{CC} \cdot 2\frac{I_m}{\pi}}$$

por tanto:

$$\frac{V_{CC} \cdot 2}{\pi} I_m = 14'79$$

$$I_m = \frac{\pi \cdot 14'79}{2\ V_{CC}} = 1'16\ A$$

en (1) $\quad W_{Lmax} = \frac{1}{2} I_m^2 R'_L \rightarrow R'_L = \frac{2 W_{Lmax}}{I_m^2} = 16\ \Omega$

En cuanto a R_E, será facil sacarla teniendo I_m y R'_L

de (2): $\quad I_m = \frac{V_{CC}}{R'_L + R_E} \rightarrow R_E = \frac{V_{CC}}{I_m} - R'_L = 1'24\ \Omega$

$$R'_L = 16\ \Omega = N^2 R_L \longrightarrow \boxed{\begin{array}{l} R_L = \frac{R'_L}{N^2} = 8\ \Omega \\ R_E = 1'24\ \Omega \end{array}}$$

b) Potencia consumida por cada transistor en las condiciones anteriores

En lugar de calcularlo directamente que no se puede (o al menos no se) ya que $W_T \simeq V_{CE} \cdot I_C$ pero V_{CE} e I_C son

que no lo sabemos hacer

lo que si que podemos hacer es aplicar la conservación de la energía

$$W_{CC} = W_L + W_{RE_1} + W_{RE_2} + W_{T_1} + W_{T_2}$$

$$W_{CC} = W_L + 2W_R + 2W_T$$

$$W_{RE_1} = W_{RE_2} = I_{RE}^2 \cdot R_E =$$

$\cdot R_E$

$$= \cancel{\left(\frac{I_m}{\pi}\right)^2} R_E \quad \text{mal}$$

falso, cuando calculamos $\boxed{W = I^2 R}$ I debe ser el valor eficaz, y no el valor medio (valor de continua)

si con

valor medio $= 0$
valor eficaz$^2 = \left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2$

con

valor medio $= \frac{I_m}{\pi}$
valor eficaz$^2 = \frac{1}{2}\left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2$

por tanto

$$W_{RE_1} = W_{RE_2} = \left(\frac{1}{2}\left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2\right) \cdot R_E = \frac{1}{4} I_m^2 R_E$$

Por lo tanto

$$W_{T_1} = \frac{W_{CC}}{2} - \frac{W_L}{2} - \frac{2}{2}\frac{1}{4} I_m^2 R_E$$

$$W_{T_1} = W_{T_2} = 1'58\ W$$

para estar seguros: como sacamos valor eficaz?

- valor que da la misma potencia (def)

para

la pot es área de sen^2

$\frac{Im^2}{2} \cdot R$

para

la pot será

$\left(\frac{Im^2}{2}\right)/2$

$\frac{Im^2}{4} \cdot R$ ✓

RECUERDA:

el valor eficaz al cuadrado

$$W = \boxed{I^2} \cdot R$$

es el área de (la señal I al cuadrado)

si la señal es senoidal queda simplemente $W = \frac{1}{2} I_{max}^2 R$

c) maxima corriente de base que circulará por transistores

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$I_{Bmax} = \frac{I_{Cmax}}{\beta} = \frac{1'16}{50} = 23'2\ mA$$

d) Rendimiento si $i_i = 20\ sen(2000\pi t)$ mA

En ese caso se cumple

$$I_{B\,max} = 20\,mA$$

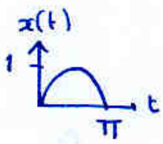
$$\Rightarrow I_{Cmax} = \beta I_{Bmax} = 1A = I_m$$

$$\Rightarrow W_L = \frac{1}{2} I_m^2 R'_L = 8W$$

$$\Rightarrow W_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} = V_{CC} \cdot 2 \cdot \frac{I_{cm}}{\pi} = 12'73\,W$$

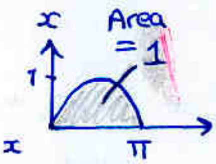
$$\eta = \frac{W_L}{W_{CC}} = 62'83\ \%$$ ✓

Para no liarnos vamos a estudiar un semiciclo de un seno



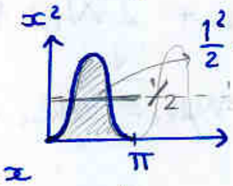
si hacemos $\frac{1}{\pi}\int_0^\pi x(t)dt = \frac{1}{\pi}$

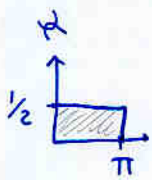
valor de continua de x



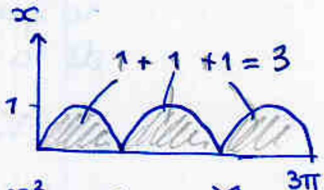
si hacemos $\frac{1}{\pi}\int_0^\pi x^2(t)dt = \frac{1}{2}$

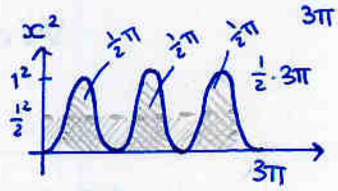
valor eficaz de x





si se repite:





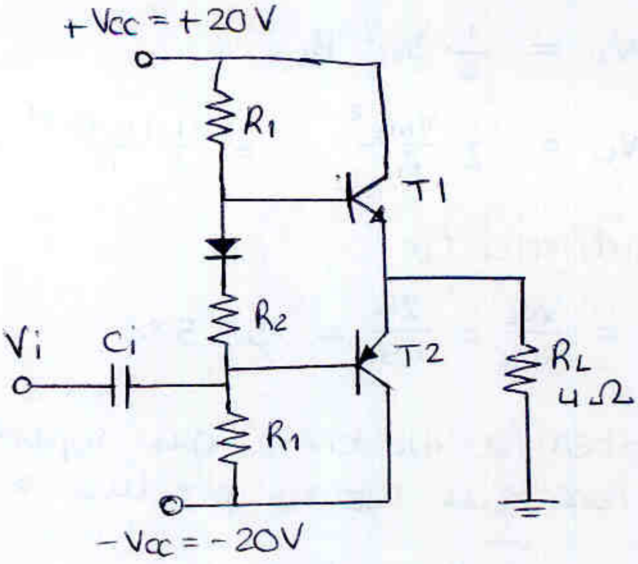
al dividir ambos casos por 3π se obtiene

$\frac{1}{\pi} \rightarrow$ valor medio (comp. continua)

y $\frac{1}{2} \rightarrow$ potencia media (valor eficaz)

Problema 9

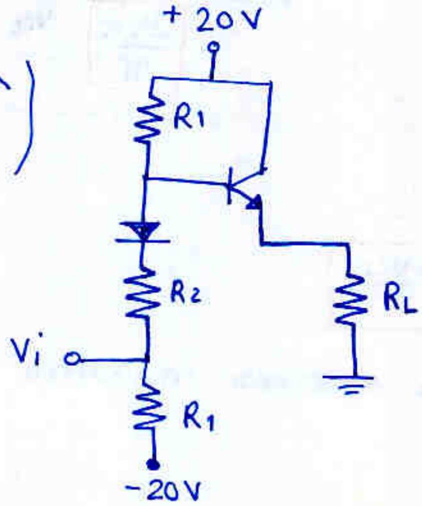
Amplificador de potencia



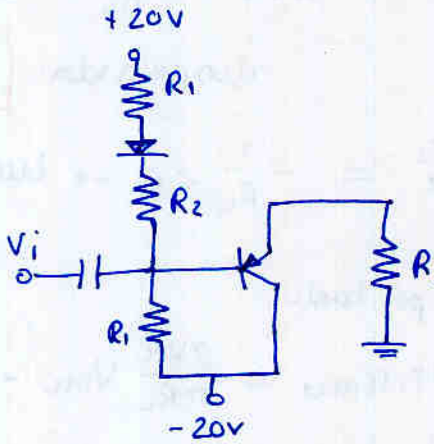
Antes de empezar el problema comprendamos el circuito.
En ausencia de señal (i.e. en continua) el punto de polarización debe ser tal que ambos transistores si diodo base emisor activo ($\simeq 0'6\,V$).
Supondremos que la caida en D_1 + la de R_2 será de $2V_{BE}$ para que ello se cumpla.

Cuando llega $V_i > 0$, T_2 se corta ($V_{BE} < 0'6$) y T_1 conduce.
T_1 está en colector común por lo que la garancia $\simeq 1$ y
$V_L \simeq V_i$

(colector comun = seguidor de emisor)



En el semiciclo negativo de V_i ocurrirá lo equivalente.
T_1 se corta y T_2 conduce



$$V_i = 10\sqrt{2}\,\mathrm{sen}\,(2000\pi t)\ (V)$$

a) Potencia suministrada por las fuentes de alim.

$$W_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cc} \simeq V_{cc} \cdot I_{cc_{R_L}} = V_{cc} \cdot 2\frac{I_{m_L}}{\pi}$$

y como $I_{m_L} = \dfrac{V_{m_L}}{R_L}$

$$W_{cc} = V_{cc} \cdot 2\frac{V_{m_L}}{\pi R_L}$$

y como es seguidor de emisor $V_{m_L} = V_m$

$$W_{cc} = 20 \cdot 2 \cdot \frac{10\sqrt{2}}{\pi \cdot 4} = 45\,W$$

b) Potencia consumida por la carga

$$W_L = \frac{1}{2} I_{mL}^2 R_L$$

$$W_L = \frac{1}{2} \frac{V_{mL}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(10\sqrt{2})^2}{4} = 25\,W$$

c) Rendimiento

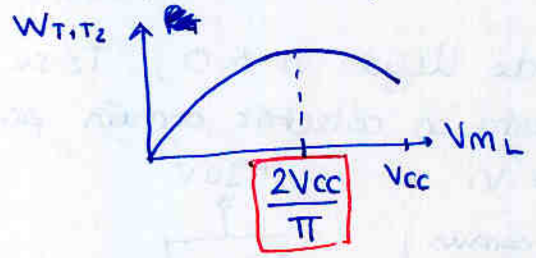
$$\eta = \frac{W_L}{W_{CC}} = \frac{25}{45} = 55'5\,\%$$

d) Potencia máxima que soportan los transistores

¿Para que V_{CE} se produce? (i.e. que señal de entrada la consigue)

Si no recordamos lo de $\frac{2V_{CC}}{\pi}$ lo deducimos.

Recuerda que en clase AB o B, la máxima potencia en los transistores no era cuando estaba la maxima entrada (o salida)



$$W_{T_1T_2} = W_{CC} - W_L$$

$$W_{T_1T_2} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} V_{mL} - \frac{1}{2R_L} V_{mL}^2$$

$$\frac{\partial W_{T_1T_2}}{\partial V_{mL}} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{1}{R_L} V_{mL} = 0$$

despejando: $\boxed{V_{mL} = \frac{2V_{CC}}{\pi}}$

$$\frac{\partial^2 W_{T_1T_2}}{\partial V_{mL}^2} = -\frac{1}{R_L} < 0 \rightarrow \text{luego es un ~~mínimo~~ máximo}$$

por tanto

$$W_{T_1T_2 max} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L} V_{mL} - \frac{1}{2R_L} V_{mL}^2 \Big|_{V_{mL} = \frac{2V_{CC}}{\pi}}$$

$$= \left(\frac{2V_{CC}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{R_L} - \left(\frac{2V_{CC}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{2R_L}$$

$$\boxed{W_{T_1T_2 max} = 20'26\,W}$$

¿Para que V_{CE} se produce?

si $V_{mL} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \longrightarrow I_{mL} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L}$

A partir de I_{mL} podemos hallar V_{CE} con la recta de carga dinámica

Punto Q

Podemos aproximarlo como si los transistores estuvieran en corte (en realidad no lo estan)(es clase AB)

$$Q(20\ \text{V},\ 0\ \text{A})$$

La recta de carga dinámica pendiente $-\frac{1}{\Sigma R}$ con ΣR las R's en la malla colector-emisor

$$(i_C - I_{CQ}) = -\frac{1}{R_L}(V_{CE} - V_{CEQ})$$

sust I_{CQ} e V_{CEQ}

$$i_C = -\frac{1}{R_L}(V_{CE} - V_{CC})$$

que, para $i_C = I_{m_L} = \frac{2V_{CC}}{\pi R_L}$

$$\frac{2V_{CC}}{\pi \cancel{R_L}} = -\frac{1}{\cancel{R_L}}(V_{CE} - V_{CC})$$

$$V_{CE} = V_{CC} - \frac{2}{\pi}V_{CC}$$

$$\boxed{V_{CE} = 7'27\ \text{V}}$$

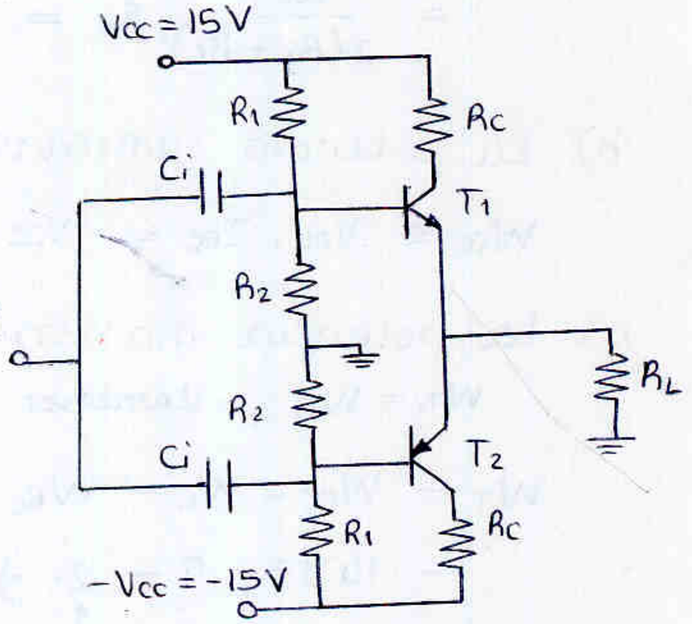
Problema 10

Amplificador Push-Pull clase AB

$R_C = 2\Omega$

$R_L = 8\Omega$

$\beta = 200$



a) Potencia máxima que consumirá la carga

RCE: $V_{CC} = I_C R_L + V_{CE}$ ($V_{RL} = 0$ por simetria)

El punto Q, por ser AB es justo por encima del corte. Por simplificar lo consideramos en corte (en realidad NO lo está) $\begin{cases} V_{CEQ} = V_{CC} \\ I_{CQ} = 0 \end{cases}$

La RCD será

① Que no se te olvide R_c !!!!

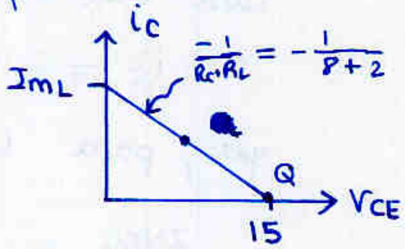
$$(i_C - I_{CQ}) = \boxed{\frac{-1}{R_c+R_L}}(V_{CE} - V_{CEQ})$$

sustituyendo el punto Q :

$$i_C = -\frac{1}{R_c+R_L}(V_{CE} - V_{CC})$$

Para la máxima potencia en la carga habrá que hallar I_{mL}, la máxima excursión de i_c

será cuando $V_{CE} = 0$



$$I_{mL} = \frac{V_{CC}}{R_L + R_c} = \frac{15}{8+2} = 1'5 \text{ A}$$

Por tanto la potencia en la carga :

$$W_L = \frac{1}{2} I_{mL}^2 R_L = \cancel{\frac{1}{2}\frac{V_{CC}^2}{R_L}} \cancel{\neq \frac{1}{2} \cdot \frac{15^2}{8}}$$

$$= \frac{V_{CC}^2}{2(R_L + R_c)^2} R_L = 9W$$

b) La potencia suministrada por las FA's

$$W_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} = V_{CC} \cdot 2\frac{I_{mL}}{\pi} = 15 \cdot 2 \cdot \frac{1'5}{\pi} = 14'32 \text{ W}$$

c) La potencia máxima disipada en T_1

$W_{T_1} = W_{T_2}$, llamemos $W_T = W_{T_1} + W_{T_2}$

$$W_T = W_{CC} - W_L - W_{R_c}$$

$$= 14'32 - 9 - \underbrace{2}_{\text{hay 2 resistencias}} \cdot \underbrace{\frac{1}{2}}_{\text{en cada una sola para medio ciclo)}} \Big(\overbrace{\frac{I_{mL}^2}{2}}^{I_{ef}^2}\Big) R_c$$

= ~~14'32~~

No estan pidiendo la potencia disipada en T_1 cuando la potencia en la carga es máxima, sino la máxima potencia en T_1.

Hay que obtener la expresión y derivar para tener el máximo.

$$W_T = W_{cc} - W_L - W_{R_C}$$

$$\boxed{W_T = \frac{2V_{cc}}{\pi} I_{mL} - \frac{R_L}{2} I_{mL}^2 - \frac{R_C}{2} I_{mL}^2}$$

$$\frac{\partial W_T}{\partial I_{mL}} = \frac{2V_{cc}}{\pi} - R_L I_{mL} - R_C I_{mL} = 0$$

$$I_{mL} = \frac{2V_{cc}}{\pi (R_C + R_L)} = \frac{2 \cdot 15}{\pi (2+8)} = 955\,mA$$

es la corriente que maximiza W_T

y el propio valor de esa potencia se obtendrá sustituyendo esa I_{mL} en la expresión de W_T

$$W_T = \left[\frac{2V_{cc}}{\pi}\right]^2 \frac{1}{R_C + R_L} - \left[\left[\frac{2V_{cc}}{\pi}\right]^2 \left(\frac{R_L}{2(R_C+R_L)^2} + \frac{R_C}{2(R_C+R_L)^2}\right)\right]$$

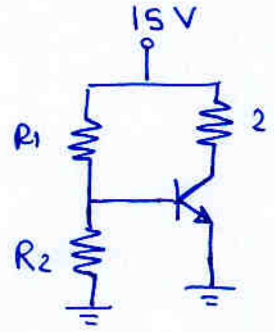
$$= \left[\frac{2V_{cc}}{\pi}\right]^2 \frac{(R_C + R_L)}{2(R_C + R_L)^2} = \left[\frac{2V_{cc}}{\pi}\right]^2 \frac{1}{2(R_C + R_L)}$$

$$= 4'56\ W$$

$$W_{T_1} = W_{T_2} = \frac{W_T}{2} = 2'28\ W$$

d) Diseñar la red de polarización para eliminar la distorsión de cruce si $V_{\gamma 1} = V_{\gamma 2} = 0'6\,V$. Tomar $R_1 \,//\, R_2 = 8\,k\Omega$ y despreciar las corrientes de base

Lo analizamos en continua. Por ser simétrico analizamos sólo la mitad.



Despreciando I_B se tiene un divisor de tensión $V_{BE} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0'6$ (1)

y sabiendo $R_1 \,//\, R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 8k$ (2)

$\frac{(2)}{(3)}$ $\frac{R_1}{V_{cc}} = \frac{8k}{0'6} =$ $R_1 = V_{cc} \frac{8k}{0'6} = 200\,k\Omega$

$R_2 = \frac{R_1}{(1 - 0'6)} =$ $500\,k\Omega$

$W_T = W_{cc} - W_L - W_R$

$W_T = \frac{2V_{cc}}{\pi} I_{cm} - \frac{R_L}{2} I_{cm}^2 - R_c I_{cm}^2$

$\frac{\partial W_T}{\partial I_{cm}} = \frac{2V_{cc}}{\pi} - R_L I_{cm} - R_c I_{cm} = 0$

$$I_{cm} = \frac{2V_{cc}}{\pi(R_L+R_c)} = \frac{2\cdot 15}{\pi(\ldots)}$$

es la corriente que maximiza W_T

y el propio valor de la potencia se obtendrá sustituyendo esa I_{cm} en la expresión de W_T

$$W_T = \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{R_c+R_L} - \left[\left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \left(\frac{R_L}{2(R_c+R_L)^2} + \frac{R_c}{2(R_L+R_c)^2}\right)\right]$$

$$= \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \frac{R_c+R_L}{2(R_L+R_c)^2} = \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{2(R_c+R_L)}$$

$= 4.56$ W

$W_{T_1} = W_{T_2} = \frac{W_T}{2} = 2.28$ W

1) Calcular la red de polarización para conseguir eliminar la distorsión de cruce. Tómese $V_\gamma = 0.7$ V, h_{FE} ... y ...

de ...

La red de polarización ... se ha ...

despreciando I_B ... equivalente de Thevenin

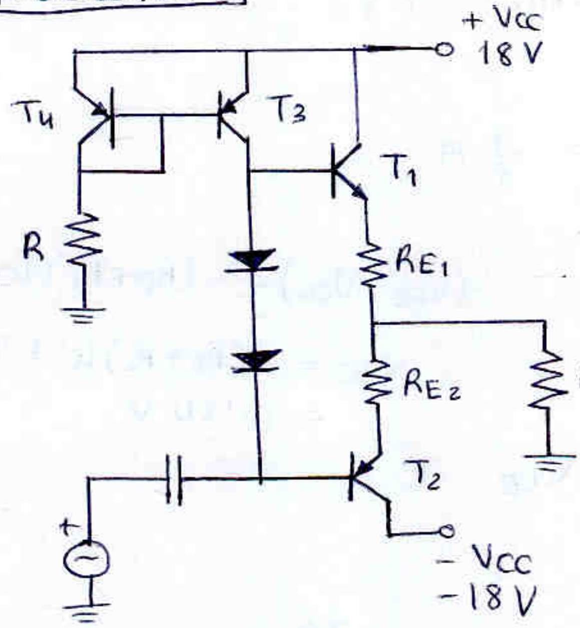
$V_{BB} = \frac{R}{R_1+R} V_{cc} = 0.7$ V

y siendo

$R_1 \parallel R = \frac{R_1 R}{R_1+R} = \ldots$

Julio 2003

Problema 3



$R_{E1} = R_{E2} = 0'18\ \Omega$

$R_L = 8\ \Omega$

Pensamiento Previo:

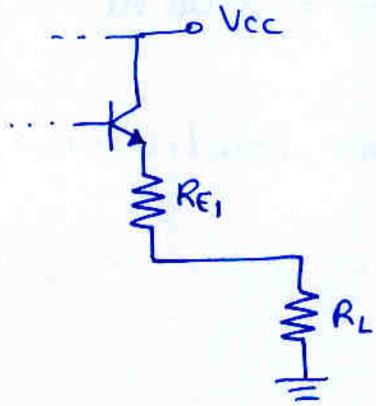
T_3 y T_4 forman una fuente de corriente para polarizar los diodos tal que su caida sea $2V_{BE}$.

R_{E1} y R_{E2} ~~sea~~ introducen una realimentación negativa.

En reposo ($V_i = 0$) la $I_C = 0$ y no hay caida de tensión en R_{E1} R_{E2}

a) Ecuación de la recta de carga dinámica

En un semiciclo de V_i uno de los T estará en corte y el otro conduciendo



$$(i_C - I_{CQ}) = -\frac{1}{R_{E1} + R_L}(V_{CE} - V_{CEQ})$$

el punto de polarización podemos aproximarlo como si T estuvieran en corte, aunq en realidad no lo estén.

$$\begin{cases} V_{CEQ} = V_{CC} \\ I_{CQ} = 0 \end{cases}$$

RCD queda:

$$\boxed{(V_{CE} - V_{CC}) = -(R_{E1} + R_L)\, i_C}$$

b) La corriente máxima I_m

se dará cuando $V_{CE} = 0$

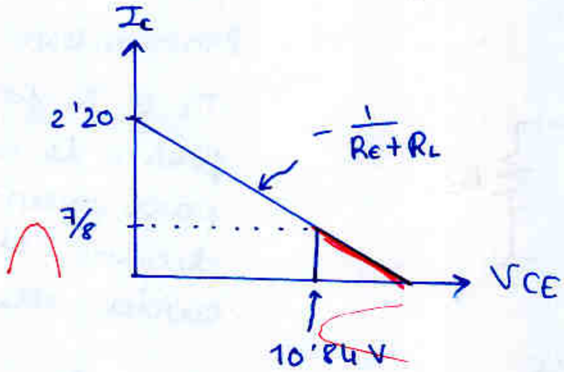
$-V_{CC} = -(R_{E1} + R_L) I_{Cm} \rightarrow \quad I_m = \dfrac{V_{CC}}{R_{E1} + R_L} = 2'20\ A$

c) La potencia suministrada por las fuentes de alimentación cuando $V_{mL} = 7$ V

Calculemos I_m en ese caso:

~~sustituyendo~~ $I_{mL} = \frac{V_{mL}}{R_L} = \frac{7}{8}$ A

esto no hacia falta pero no viene mal practicar



$(v_{CE} - V_{CC}) = -(R_E + R_L)\, i_C$

$V_{CE} = -(R_E + R_L)\, i_C + V_{CC}$
$= 10'84$ V

$$W_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} = V_{CC} \cdot 2 \frac{I_{mL}}{\pi} = 18 \cdot 2 \cdot \frac{7/8}{\pi} = 10'0 \text{ W}$$

½ ciclo por cada alim

d) La potencia en la carga

Directamente: $W_L = \frac{1}{2} I_{mL}^2 R_L$

$= \frac{1}{2} \frac{V_{mL}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{7^2}{8} = 3'06$ W

e) Rendimiento que se obtiene en las condiciones anteriores:

$$\eta = \frac{W_L}{W_{CC}} = \frac{3'06}{10'0} = 30'6\ \%$$

j) La MAXIMA potencia que podrá disipar cada uno de los transistores.

Calculamos la total para los 2 transistores y luego dividimos entre 2.

$$W_T = W_{cc} - W_L - 2W_{RE} \qquad W_{Re} = I_{ef}^2 R_e = \frac{1}{2}\left(\frac{I_m}{\sqrt{2}}\right)^2 R_E$$

$$= V_{cc} I_{cc} - \frac{1}{2} I_{mL}^2 R_L - 2 \cdot \frac{1}{4} I_m^2 R_E$$

$$= V_{cc} \cdot 2\frac{I_{mL}}{\pi} - \frac{1}{2} R_L I_{mL}^2 - \frac{1}{2} R_E I_m^2$$

$$W_T = \frac{2V_{cc}}{\pi} I_{mL} - \frac{R_L}{2} I_{mL}^2 - \frac{R_E}{2} I_{mL}^2$$

para obtener la máxima:

$$\frac{dW_T}{dI_{mL}} = \frac{2V_{cc}}{\pi} - R_L I_{mL} - R_E I_{mL} = 0$$

$$I_{mL} = \frac{\frac{2V_{cc}}{\pi}}{(R_L + R_E)} = \frac{2V_{cc}}{\pi(R_L + R_E)}$$

se comprueba que es un máximo

$$\frac{d^2W}{dI_m^2} = -R_L - R_E < 0$$

Por tanto la máxima W_T se consigue para $I_{mL} = \frac{2V_{cc}}{\pi(R_L+R_E)}$

y su valor será

$$W_T = \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right) I_{mL} + \left(-\frac{R_L}{2} - \frac{R_E}{2}\right) I_{mL}^2$$

$$= \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{R_L+R_E} + \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \cdot \left(-\frac{(R_E+R_L)}{2}\right) \cdot \left[\frac{1}{(R_E+R_L)^2}\right]$$

$$= \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \left[\frac{1}{R_L+R_E} - \frac{1}{2(R_L+R_E)}\right]$$

$$= \left(\frac{2V_{cc}}{\pi}\right)^2 \frac{1}{2(R_L+R_E)}$$

$$= 8'03\,W$$

Por lo tanto en cada transistor

QUE NO SE TE OLVIDE ESTE ULTIMO PASO

$$W_{T_1} = W_{T_2} = 4'01\,W$$

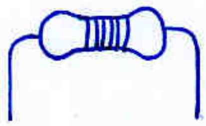
TEMA 7. COMPONENTES ELECTRÓNICOS EN ALTA FRECUENCIA

- **Cables**

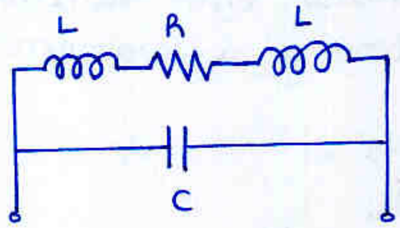
$R = K \cdot R_0$ ← resistencia en continua

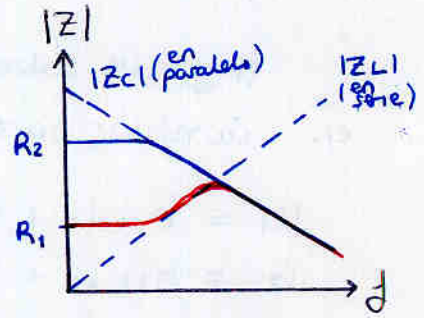
K se saca de una tabla a partir de x que se saca de una fórmula

- **Resistores**



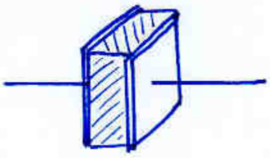
$\approx$



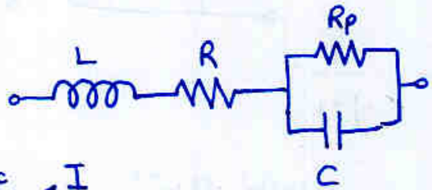


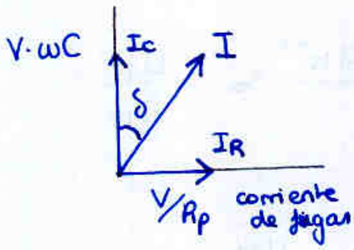
depende de con qué se tope antes tendrá una forma u otra

- **Condensadores**

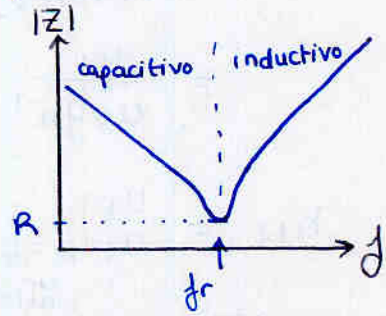


$\approx$



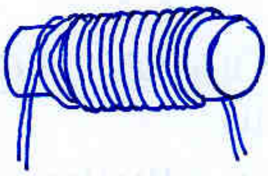


$Q = \frac{1}{\tan\delta}$

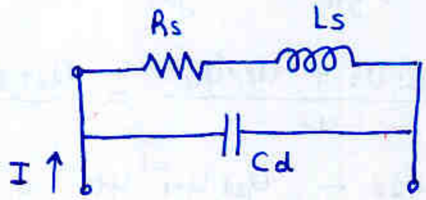


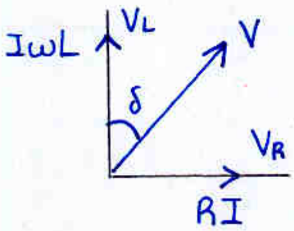
el C y el L se anulan

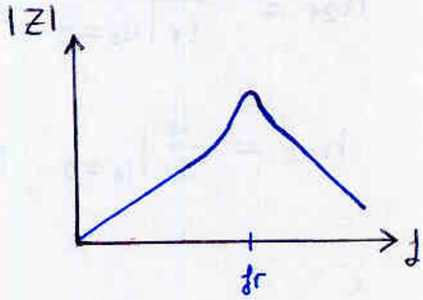
- **Inductores**



$\approx$



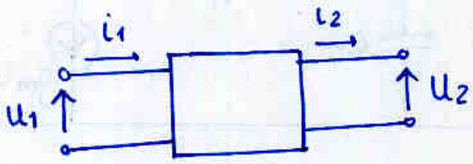




Modelo parametros H

memorizar

$$\boxed{\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{aligned}}$$



saber deducir todo a partir de eso:

$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}\Big|_{u_2=0}$ cortocircuito

$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}\Big|_{i_1=0}$ circuito abierto

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}\Big|_{u_2=0}$

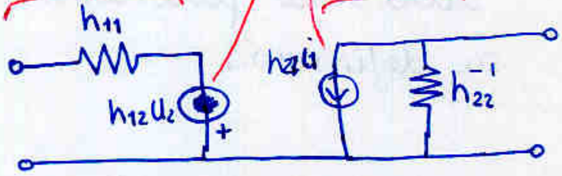
$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}\Big|_{i_1=0}$

eq. thevenin

eq. norton

realimentación

ganancia



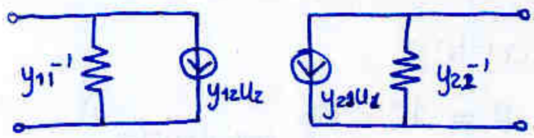
En general h son complejos, así que mas correcto usar —▭— que —WW—

VII - 1

Modelo parametros 'y'

Memorizar

$$\boxed{\begin{aligned} i_1 &= y_{11} u_1 + y_{12} u_2 \\ i_2 &= y_{21} u_1 + y_{22} u_2 \end{aligned}}$$



Hay que saber cambiar entre modelos aplicando la def.

ej. cambiar parametros 'y' a parametros 'h'

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

$$h_{11} = \left.\frac{u_1}{i_1}\right|_{u_2=0} = \frac{u_1}{u_1/y_{11}^{-1}} = \boxed{\frac{1}{y_{11}}}$$

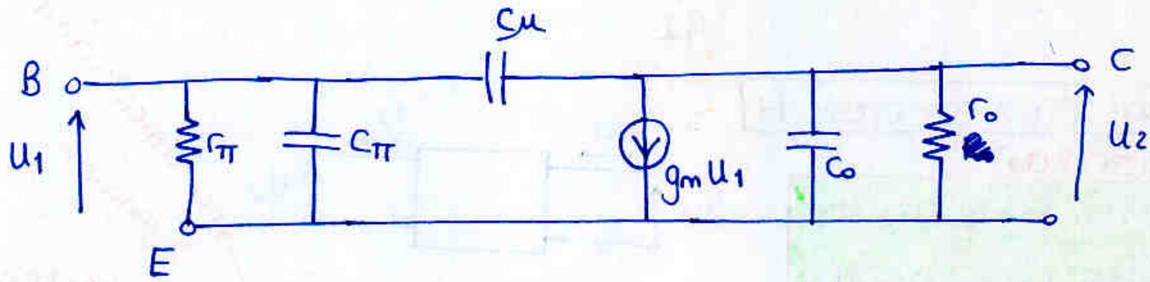
$$h_{12} = \left.\frac{u_1}{u_2}\right|_{\substack{i_1=0 \\ \text{circ abierto}}} = \frac{-y_{12} u_2 \cdot y_{11}^{-1}}{u_2} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}$$

$$h_{21} = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0} = \frac{y_{21} u_1}{u_1/y_{11}^{-1}} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$$

$$h_{22} = \left.\frac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0} = \frac{y_{21} u_1 + u_2/y_{22}^{-1}}{u_2} = \frac{y_{21}(-y_{11}^{-1} \cdot y_{12} \cdot u_2) + u_2 y_{22}}{u_2}$$

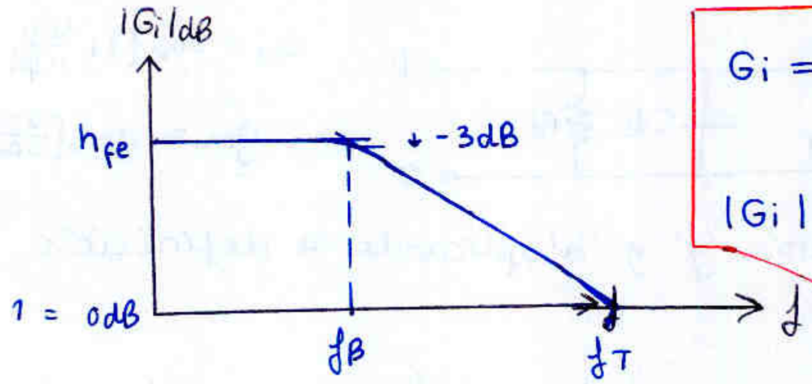
$$= y_{22} - y_{21} y_{11}^{-1} y_{12} = \frac{y_{22} y_{11} - y_{21} y_{12}}{y_{11}}$$

Modelo en π



saber sacar parametros "h" e "y" sin mas que aplicar su definición

Respuesta en frecuencia del transistor



$$G_i = \frac{h_{fe}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}$$

$$|G_i| = \frac{h_{fe}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_\beta^2}}}$$

$$f_\beta \cdot h_{fe} \simeq f_T$$

Cálculo de los parámetros de BJT

El fabricante da h_{fe}, f_T y $C_{cb'} = C_\mu$

A partir de ellos:

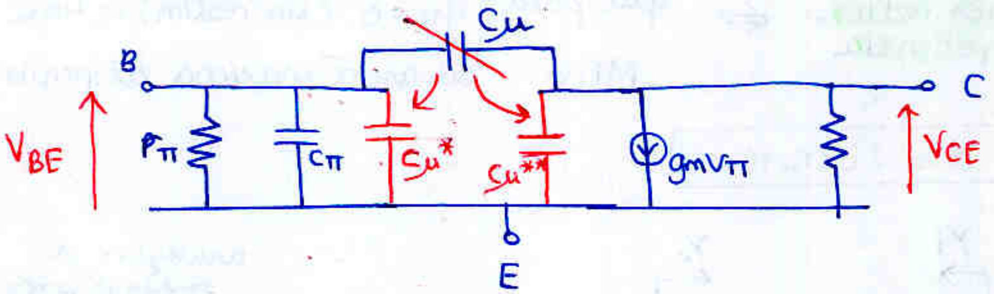
$$r_\pi = h_{ie} \simeq \frac{V_T}{I_B}$$

$$g_m \simeq \frac{h_{fe}}{r_\pi}$$

$$C_\pi \simeq \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

$$f_\beta = \frac{f_T}{h_{fe}}$$

Teorema de Miller para desdoblar C_μ



$$C_\mu^* = C_\mu(1-K) \qquad C_\mu^{**} = C_\mu(1 - 1/K)$$

Aproximación de Miller: $K = \frac{V_{CE}}{V_{BE}}$ a FM

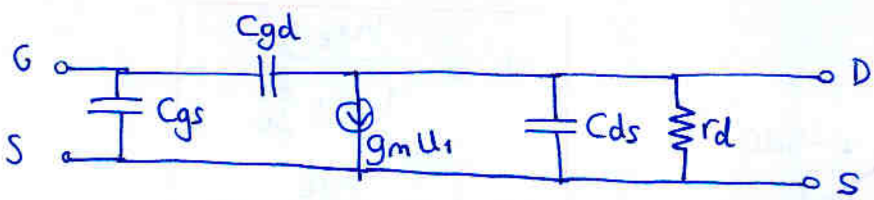
agrupando todos los C a un lado y al otro

izquierda: $C_1 = C_\pi + C_\mu^* +$ todos los que hayan en paralelo / derecha: $C_2 = C_\mu^{**} +$ todos los cond q hayan en paralelo

se introducen 2 polos

$$G_u = G_{uFM}\left[\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{(1/r_i C_1)}}\right]\left[\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{(1/R_L C_2)}}\right]$$

Transistor JFET



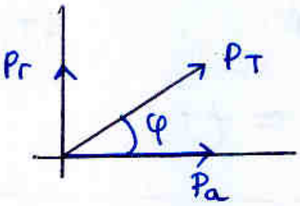
$$I_{DS} = I_{DSS}\left[1+\frac{V_{gs}}{|V_p|}\right]^2$$

$$g_m = g_{m_0}\left[\frac{I_{DS}}{I_{DSS}}\right]^{1/2}$$

saber obtener parámetros 'y' y 'h' aplicando su definición.

Potencia

$$P_T = \underset{\text{activa}}{P_a} + j \underset{\text{reactiva}}{P_r}$$



$$P_a = |P_T| \underbrace{\cos\varphi}_{\text{factor de potencia}}$$

$$\boxed{P_T = V \cdot I^*}$$

$$P_a = \frac{|V|^2}{|Z|^2}\,\mathrm{Re}(Z) = |V|^2\,\mathrm{Re}(Y)$$

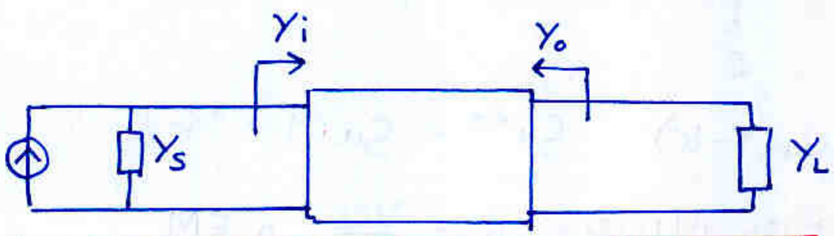
Ganancia de Potencia

$$G_p = \frac{P_{a\,out}}{P_{a\,in}} = \ldots$$

si Criterio de Estabilidad incondicional $\Rightarrow$ se puede derivar para obtener el máximo. Gpmax

realimentación reduce ganancia de potencia $\Leftarrow$ que para $y_{12} = 0$ (sin realim) se tiene MAG "Ganancia maxima disponible"

Transferencia de Potencia



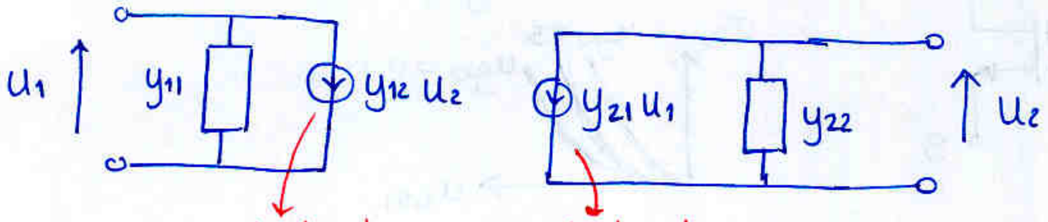
analogía: el sonido se propaga por medios con misma impedancia. En cuanto llega a una impedancia distinta: ej. pared, parte rebota.

máxima transf. a la entrada	maxima transf a la salida
$\Updownarrow$	$\Updownarrow$
$Y_i = Y_s^*$	$Y_o = Y_L^*$

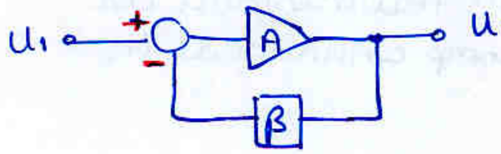
criterio Estabilidad Incondicional $\Longrightarrow$ Si se cumplen 2, se cumplen las 3

- maxima transf entrada
- maxima transf salida
- maxima ganancia potencia

Inestabilidad inherente al transistor



Es facil deducir que



$$A = -\frac{y_{21}}{y_{22}}$$

$$\beta = +\frac{y_{12}}{y_{11}}$$

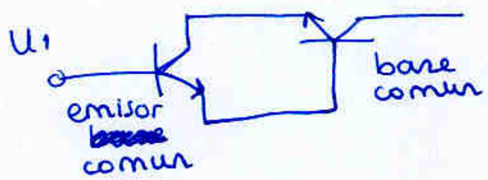
$$\boxed{\text{oscilación} \iff A\beta = -1 \iff y_{12}\,y_{21} = y_{11}\,y_{22}}$$

se puede demostrar

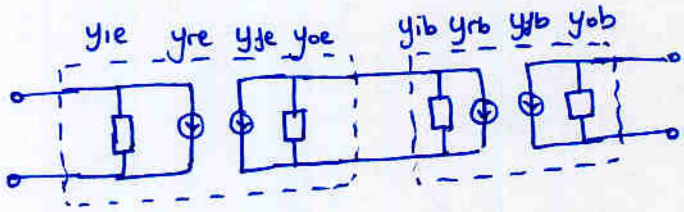
Sistema Estable $\iff$ $Re(Y_i) > 0$, $Re(Y_o) > 0$

criterio de Linvill y de Stern permiten, a partir del calculo de unos valores (C y K respect) deducir si el sistema es estable seguro, o si podría no serlo

cascodo

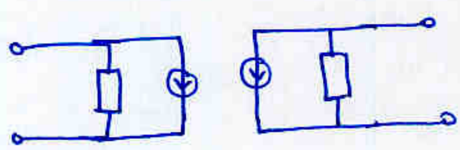


$\equiv$



⇕

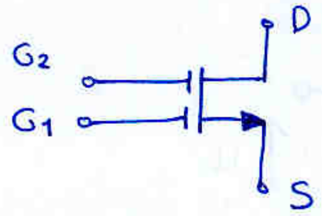
Saber obtener por definición de parámetros "y" :



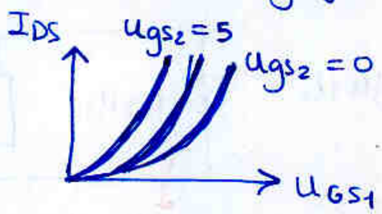
- Z_i media (E.C)
- Z_o ↓ (B.C)
- A_v ↑↑ (E.C)×(B.C)
- A_I ↑ (E.C)

- Realimentación interna despreciable $\boxed{h_{12} \simeq h_{re}\,h_{rb}}$ producto de las dos realim. muy pequeñas $10^{-3}\cdot 10^{-3}$

Mosfet Doble Puerta



Son como 2 grifos uno detrás de otro



Si una puerta tiene una señal, está se amplificará con una ganancia controlada por la otra puerta

Si la otra puerta está realimentada con una fracción de la comp continua de la salida

⇒ Tendremos control automático de ganancia

TEMA 8. INTRODUCCION AL RUIDO

11.1 → 11.7
11.10 → 11.11

Densidad de potencia
- tensión de ruido $e_n^2(f)$
- corriente de ruido $i_n^2(f)$

Potencia eficaz
- tensión $E_n^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_n^2(f)$
- corriente $I_n^2 = \int_{f_L}^{f_H} i_n^2(f)$

Valor eficaz
- tensión $E_n = \sqrt{E_n^2}$
- corriente $I_n = \sqrt{I_n^2}$

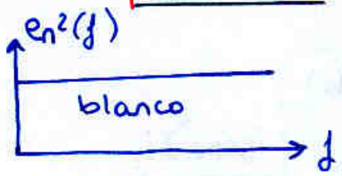
Si en un punto se suman varias señales

$$E_t \neq \underset{\text{señal}}{E_s} + \underset{\text{ruido}}{E_r}$$

$$E_t^2 = E_s^2 + E_r^2$$

$$E_r^2 = E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + E_{n3}^2 + \dots$$

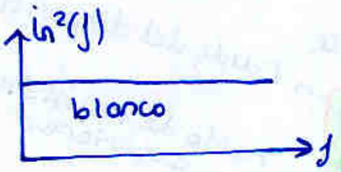
- Ruido $\boxed{\text{Jhonson}}$ (térmico)



$$\boxed{e_n^2(f) = 4\,\underbrace{K}_{\text{cte boltzman}}\,\underbrace{T}_{\text{temp kelvin}}\,\underbrace{R}_{\text{Resistencia}}} \quad \frac{V^2}{Hz}$$

Producido por resistencia (vibración electrones aunq no haya corriente)

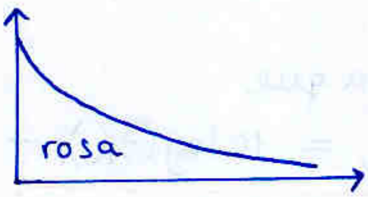
- Ruido $\boxed{\text{Shot}}$



$$\boxed{i_n^2(f) = 2\,\underbrace{q}_{\text{carga electron}}\,\underbrace{I_{DC}}_{\text{corriente continua}}} \quad \frac{A^2}{Hz}$$

Producido por semiconductores (depende de la corriente; se debe a q los e^- son valores discretos)

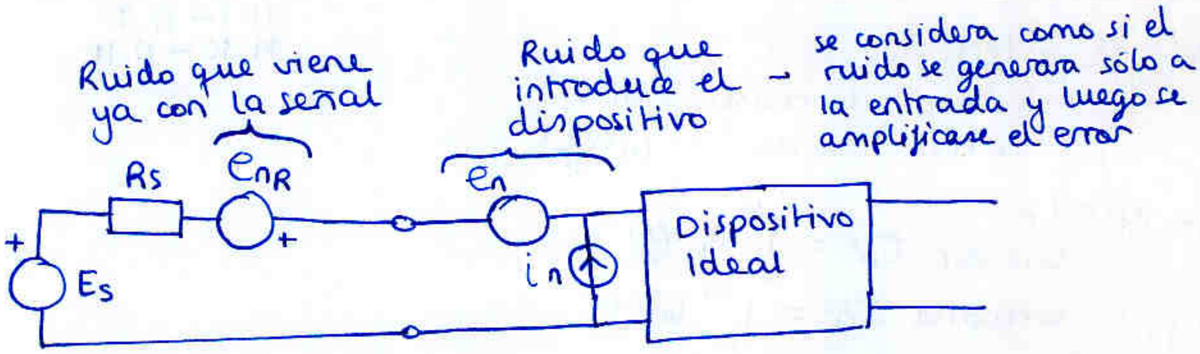
- Ruido $\boxed{\text{Flicker}}$

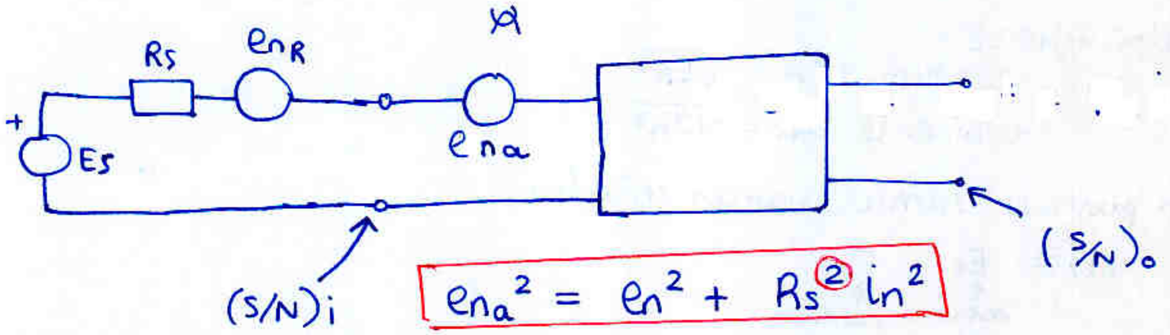


$$\boxed{i_n^2(f) = \underbrace{cte}_{\text{depende del componente y de la corriente que pase}} \cdot \frac{1}{f}} \quad \frac{A^2}{Hz}$$

misma potencia por década.
Despreciable a partir de 1kHz

Ruido en los dispositivos:





$$\boxed{e_{na}^2 = e_n^2 + R_s^2 i_n^2}$$

Relación Señal Ruido

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{E_s^2}{E_n^2}$$ → hay que dar el rango de frec donde se ha calculado

Factor de Ruido

1ª def

$$F = \frac{\text{ruido de la señal amplificado a la salida} + \text{ruido producido}}{\text{ruido de la señal amplificado a la salida (i.e. amplificador ideal)}}$$

2ª def

$$= F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o}$$

en ambos casos, en la practica se hace

$$\boxed{F = 1 + \frac{E_{na}^2}{E_{nR}^2} = 1 + \frac{E_n^2 + I_n^2 R_s^2}{4KTR_s B}}$$

ruido del dispositivo

ruido de resistencias exteriores

ancho de banda (hemos integrado el ruido johnson)

mayuscular

al cuadrado

Indice de ruido
(Noise Figure)

$$\boxed{NF = 10 \log F}$$

muy util ya que

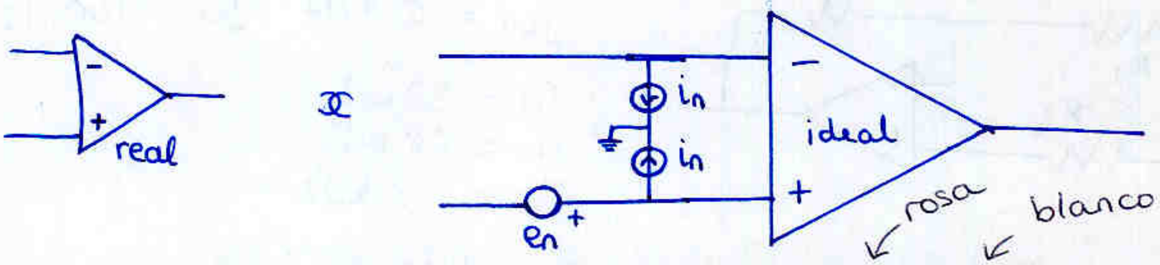
$$10 \log (S/N)_o = 10 \log (S/N)_i - NF$$

$$\boxed{\left(\frac{S}{N}\right)_{o\,dB} = \left(\frac{S}{N}\right)_{i\,dB} - NF}$$

ej:

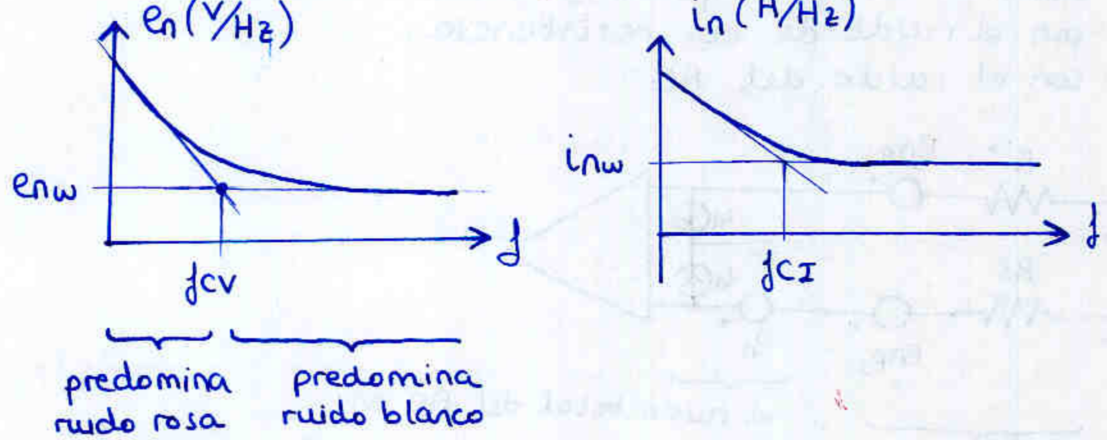
$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV\,dB} = \left(\frac{S}{N}\right)_{antena\,dB} - \underbrace{NF_1 - NF_2 - NF_3 - \dots}_{\text{todos los aparatos entre la antena y la TV}}$$

Ruido en un AO

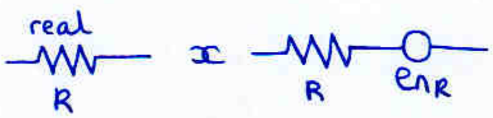


$$\boxed{\begin{aligned} e_n^2 &= e_{n\omega}^2\left[\frac{f_{CV}}{f}+1\right] \\ i_n^2 &= i_{n\omega}^2\left[\frac{f_{CI}}{f}+1\right] \end{aligned}}$$

siendo $e_{n\omega}$, $i_{n\omega}$, f_{CV}, f_{CI} valores que se obtienen de la gráfica de e_n y i_n que da el fabricante

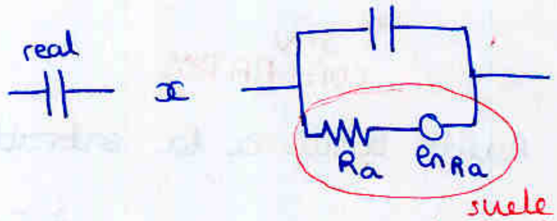


Ruido en resistor



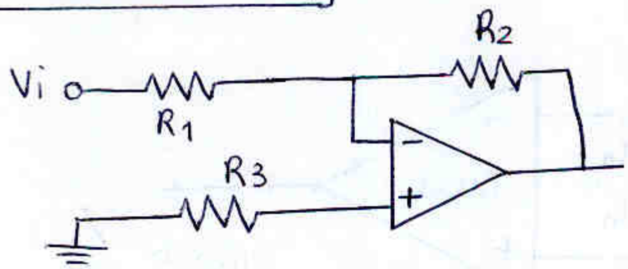
$e_{nR} = 4KTR$

Ruido en condensador



suele ser despreciable frente a otras fuentes de ruido

Problema 11.4



Datos:

$e_{nw} = 3\,nV/Hz$ $\quad i_{nw} = 0'3\ pA/\sqrt{Hz}$

$f_{CV} = 2'7\ Hz$ $\quad f_{CI} = 140\ Hz$

$R_1 = 33\,k\Omega$

$R_2 = 68\,k\Omega$

$R_3 = 22\,k\Omega$

$K = 1'38 \cdot 10^{-23}\ J/K$

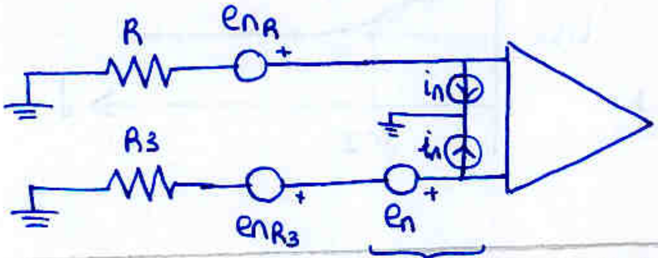
$T = 25°C = 298\ K$

a) Expresión de la densidad de tensión de ruido a la entrada. Saber que es e_{ni}^2

Resistencia que ve la patilla inversora: $R_1 // R_2 = R$

" " " " " no " : R_3

Por tanto el circuito equivalente de ruido
- con el ruido de las resistencias
- con el ruido del AO



el ruido total de la señal que llega al circuito

el ruido total del AO es

$$e_{na}^2 = e_n^2 + i_n^2 R^2 + i_n^2 R_3^2$$

$$= e_{nw}^2\left[1+\frac{f_{CV}}{f}\right]^1 + i_{nw}^2\left[1+\frac{f_{CI}}{f}\right]^1\left[R^2+R_3^2\right]$$

cuidado con que elevar y que no

$$e_{nR'}^2 = 4KT[R+R_3]$$

SIN CUADRADOS

Ruido total a la entrada

$$e_{ni}^2 = 4KT[R+R_3] + e_{nw}^2\left[1+\frac{f_{CV}}{f}\right] + i_{nw}^2\left[1+\frac{f_{CI}}{f}\right]\left[R^2+R_3^2\right]$$

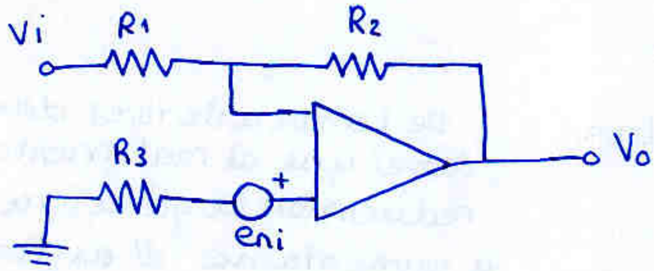
$$e_{ni}^2 = \left[4KT(R+R_3) + e_{nw}^2 + i_{nw}^2(R^2+R_3^2)\right] + \left[e_{nw}^2 f_{CV} + i_{nw}^2 f_{CI}(R^2+R_3^2)\right]\frac{1}{f}$$

hemos agrupado lo independiente de f (ruido blanco) con lo que depende de $\frac{1}{f}$ (ruido rosa/flicker)

$$\boxed{e_{ni}^2 = A + B\frac{1}{f}}$$

b) Valor de la tensión eficaz de ruido a la salida Eno entre $f_L = 10\,Hz$ y $f_H = 10\,kHz$

Tenemos



Da igual en que patilla pongamos el generador de ruido, pero si que hay que darse cuenta que en cualquiera de las dos el resultado es el mismo: el ruido será amplificado como amplificador no inversor

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1}V_i + \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]e_{ni}$$

ruido a la salida:

$$e_{no} = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]e_{ni}$$

$$e_{no}^2 = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2 e_{ni}^2 = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2\left[A + B\frac{1}{f}\right]$$

para obtener Eno, integramos entre los valores pedidos

$$E_{no}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_{no}^2\,df = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2\left[A\int_{f_L}^{f_H} df + B\int_{f_L}^{f_H}\frac{1}{f}\,df\right]$$

$$= \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2\left[A(f_H - f_L) + B\ln\left(\frac{f_H}{f_L}\right)\right]$$

Sustituimos valores por partes

$$1+\frac{R_2}{R_1} = \frac{101}{33}$$

$$R = R_1 /\!/ R_2 = \frac{33k\cdot 68k}{33k+68k} = 22\,218\,\Omega$$

$$R + R_3 = 44\,218\,\Omega$$

$$R^2 + R_3^2 = 977\,639\,524$$

$$A = \left[4KT(R+R_3) + e_{nw}^2 + i_{nw}^2(R^2+R_3^2)\right]$$
$$= \left[7'27\cdot 10^{-16} + 9\cdot 10^{-18} + 8'80\cdot 10^{-17}\right]$$
$$= 8'244\cdot 10^{-16} \quad \text{(A)}$$

$$B = \left[e_{nw}^2 f_{cv} + i_{nw}^2 f_{ci}\,(R^2+R_3^2)\right]$$
$$= \left[1'234\cdot 10^{-14}\right] \quad \text{(B)}$$

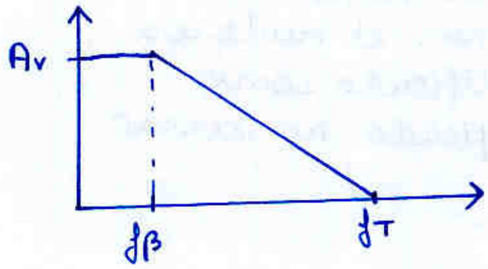
$$E_{no}^2 = \left(\frac{101}{33}\right)^2\cdot\left[\text{(A)}\cdot 9990 + \text{(B)}\ln 1000\right]$$
$$= 7'794\cdot 10^{-11}\ V^2$$

$$E_{no} = \sqrt{E_{no}^2} = 8'828\,\mu V$$

c) Calcular E_{no} entre $f_L = 10\,Hz$ y $f_H \to \infty$
si la ganancia en lazo abierto del AO presenta un polo a la frecuencia f_β

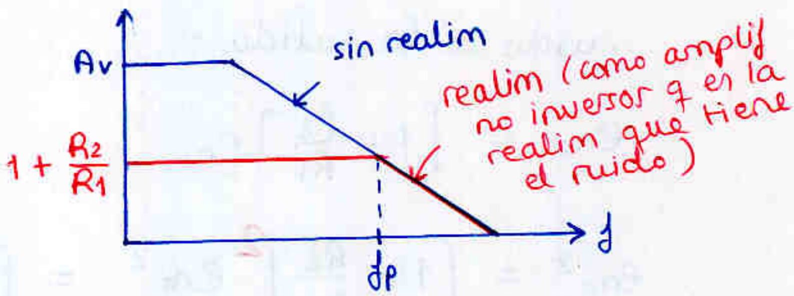
Dato del AO : $f_T = 8\,MHz$

En lazo abierto = sin realimentar presenta un polo a f_β



De temas anteriores debemos saber que al realimentar reducimos la ganancia y aumentamos el ancho de banda; pero el producto

$$A \cdot f_c = cte = f_T$$



Podemos hallar f_p sabiendo

$$A_v \cdot f_\beta = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \cdot f_p = f_T$$ (el producto ganancia por ancho de banda es constante)

$$f_p = \frac{f_T}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Por tanto la ganancia que afectará al ruido (como amplif no inversor) será :

$$\boxed{A_{pn} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \cdot \underbrace{\frac{1}{1 + j\frac{f}{f_p}}}_{\text{efecto del polo}}}$$

saber calcular el módulo

$$A_{pn}^2 = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]^2 \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]^2 \frac{f_p^2}{f_p^2 + f^2}$$

i

Por tanto el ruido a la salida será

$$e_{no}^2 = A_{pn}^2\, e_{ni}^2$$

$$e_{no}^2 = \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right]^2 \frac{f_p^2}{f_p^2 + f^2} \left[A + B\frac{1}{f}\right]$$

integrando entre f_L y f_H

$$En_o^2 = \int_{f_L}^{f_H} en_o^2\, df$$

$$= \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2 \left(A \int_{f_L}^{\infty} \frac{fp^2}{fp^2+f^2} df + B \int_{f_L}^{\infty} \frac{fp^2}{(fp^2+f^2)f} df \right)$$

sabiendo (lo dan en el examen):

$$\int \frac{a}{a^2+x^2} dx = \operatorname{arctg}\frac{x}{a} \qquad \int \frac{a^2\, dx}{x(a^2+x^2)} = \frac{1}{2}\ln\left[\frac{x^2}{a^2+x^2}\right]$$

$$= \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2 \left(A\, fp \int_{f_L}^{\infty} \frac{fp}{fp^2+f^2} df + B \int_{f_L}^{\infty} \frac{fp^2}{(fp^2+f^2)f} df \right)$$

$$= \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2 \left(A\, fp \operatorname{arctg}\frac{f}{fp}\Big|_{f_L}^{\infty} + B\,\frac{1}{2}\ln\left[\frac{f^2}{fp^2+f^2}\right]_{f_L}^{\infty} \right)$$

$$En_o^2 = \left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2 \left(A\, fp \left[\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\left(\frac{f_L}{fp}\right)\right] + \frac{B}{2}\left(0 - \ln\left(\frac{f_L^2}{fp^2+f_L^2}\right)\right)\right)$$

$$fp = \frac{f_T}{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)} = 2'61\ \text{MHz} \quad \text{C}$$

$$\operatorname{arctg}\left(\frac{f_L}{fp}\right) = 3'825\cdot 10^{-6} \quad \text{D}$$

$$-\frac{1}{2}\ln\left(\frac{f_L^2}{fp^2+f_L^2}\right) = 12'474 \quad \text{E}$$

$$\left[1+\frac{R_2}{R_1}\right]^2 = \left(\frac{101}{33}\right)^2$$

A, B ya calculadas apartado anterior

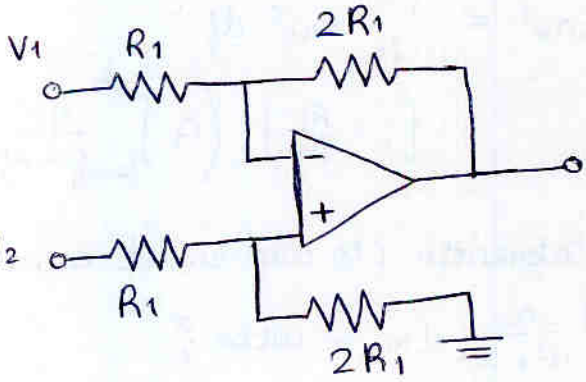
$$En_o^2 = \left(\frac{101}{33}\right)^2 \left[A\cdot \text{C} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \text{D}\right] + B\,\text{E}\right)$$

$$En_o^2 = 3'10\cdot 10^{-8}\ V^2$$

$$En_o = \sqrt{En_o^2} = 178\ \mu V$$

$\boxed{\text{Problema 11.7}}$

Amplificador diferencial

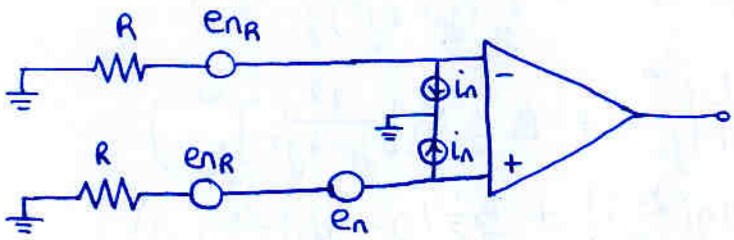


$$R_1 = 20\,k\Omega$$

Calcular para la banda de audio:

a) Ent a la entrada

Circuito de ruido equivalente



$$2R_1 // R_1 = \frac{1}{\frac{1}{2R_1} + \frac{1}{R_1}} = \frac{R_1}{\frac{1}{2} + 1} = \frac{2}{3} R_1 = R$$

$$e_{nt}^2 = e_{nR}^2 + e_{nR}^2 + e_n^2 + i_n^2 \cdot R^2 + i_n^2 R^2$$

$$= 2\, e_{nR}^2 + e_n^2 + 2\, i_n^2 R^2$$

$$= 8KTR + e_{n\omega}^2 \left(1 + \frac{f_{cv}}{f}\right] + 2\, i_{n\omega}^2 \left[1 + \frac{f_{cI}}{f}\right] R^2$$

$$= \left[8KTR + e_{n\omega}^2 + 2 i_{n\omega}^2 R^2\right] + \left[e_{n\omega}^2 f_{cv} + 2 i_{n\omega}^2 f_{cI} R^2\right] \frac{1}{f}$$

$$= A + B\,\frac{1}{f}$$

$$E_{nt}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_{nt}^2\, df$$

siendo $f_L = 20\ Hz$
$f_H = 20\ kHz$

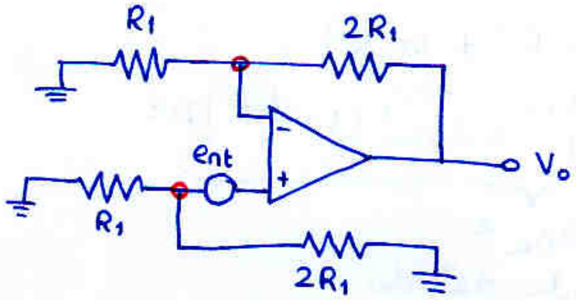
$$E_{nt}^2 = A\left[f_H - f_L\right] + B \ln \frac{f_H}{f_L}$$

$$E_{nt} = \sqrt{E_{nt}^2}$$

$$\boxed{E_{nt} = \sqrt{A\left[f_H - f_L\right] + B \ln \frac{f_H}{f_L}}}$$

b) Tensión de ruido E_{no} a la salida del amplif dif.

Aplicando superposición para considerar unicamente el ruido



(1) $$\frac{0 - e_{nt}}{R_1} = \frac{e_{nt} - V_o}{2R_1}$$

$$-2e_{nt} = e_{nt} - V_o$$

$$V_o = 3\,e_{nt}$$

por curiosidad: cual seria la expresion con R_1 y R_2

$$-\frac{e_{nt}}{R_1} = \frac{e_{nt} - V_o}{R_2}$$

$$-R_2\,e_{nt} = R_1\,e_{nt} - R_1 V_o$$

$$V_o = e_{nt}\left[\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right]$$

$$V_o = e_{nt}\left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] = 3e_{nt}$$

Por tanto

$$e_{no} = 3\,e_{nt}$$

$$e_{no}^2 = 9\,e_{nt}^2$$

$$e_{no}^2 = 9A + 9B\,\frac{1}{f}$$

$$E_{no}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_{no}^2\,df = 9A\,[f_H - f_L] + 9B\ln\frac{f_H}{f_L}$$

$$= 9\,E_{nt}^2$$

$$E_{no} = \sqrt{E_{no}^2} = 3\,E_{nt}$$

c) Tension de salida V_o si se tiene una entrada

$$V_i = 10 \text{ sen } 600\pi t$$

La expresión de un amplif diferencial es $V_o = \frac{R_2}{R_1}[V_2 - V_1]$

con $\begin{matrix} V_2 = 0 \\ V_1 = V_i \end{matrix}$ queda

$$V_o = -20 \text{ sen } 600\pi t \quad mV$$

d) Relación señal ruido a la salida

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = 10\log\frac{E_s^2}{E_{no}^2} = 10\log\frac{\left(\frac{20\cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}}\right)^2}{E_{no}^2}$$

o lo que es lo mismo

$$= 20\log\frac{E_s}{E_n} \leftarrow \text{Valor eficaz} \quad = 20\log\frac{\left(\frac{20\cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}}\right)}{E_{no}}$$

e) Indice de ruido del amplificadòr

si volvemos a la expresión de e_{nt}^2

$$e_{nt}^2 = e_{nR}^2 + e_{nR}^2 + e_n^2 + i_n^2 R^2 + i_n^2 R^2$$

$$= \underbrace{8KTR}_{\substack{e_{nR_{ext}}^2 \\ \text{ruido debido} \\ \text{a las resist.} \\ \text{externas}}} + \underbrace{e_{nw}^2\left[1+\frac{f_{cv}}{f}\right] + 2 i_{nw}^2\left[1+\frac{f_{cI}}{f}\right]R^2}_{\substack{e_{na}^2 \\ \text{ruido debido} \\ \text{al propio operacional}}}$$

$$F = 1 + \frac{E_{na}^2}{E_{nR_{ext}}^2} = 1 + \frac{\int_{f_L}^{f_H} e_{na}^2\, df}{4KTRB}$$

$$NF = 10 \log F$$

y se cumple $\left(\frac{S}{N}\right)_{o_{dB}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{i_{dB}} - NF$

Junio 2004 Problema 3

$e_{nv} = 30\,nV/\sqrt{Hz}$ $f_{cv} = 16\,Hz$ $i_{nw} = 10\,pA/\sqrt{Hz}$ $f_{cI} = 12\,Hz$

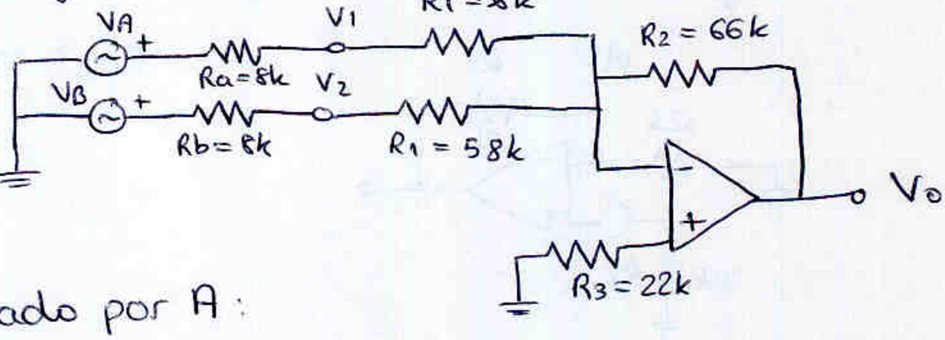
$T = 27°C = 273 + 27 = 300\,K$

$K = 1'38 \cdot 10^{-23}\ J/°K$

Audio: $f_L = 20\,Hz$, $f_H = 20\,kHz$

$V_A = V_B$

$= 200\,\text{sen}(\omega t)\,mV$

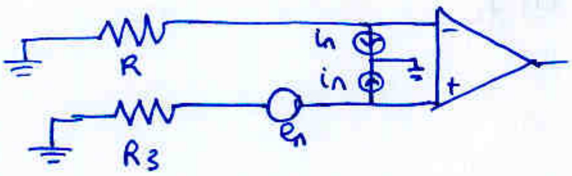


a) e_{na}^2 proporcionado por A:

$$e_{na}^2 = 4KTR_a$$

b) $e_{nb}^2 = 4KTR_b$

c) e_{nAO}^2 proporcionado por el AO



$$R = R_2 \,/\!/\, (R_1 + R_a) \,/\!/\, (R_1 + R_b)$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 + R_a} + \frac{1}{R_1 + R_b}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{66k} + \frac{1}{66k} + \frac{1}{66k}} = 22k$$

$$e_{nAO}^2 = e_n^2 + i_n^2 (R^2 + R_3^2)$$

$$= e_{nw}^2 \left[1 + \frac{f_{cv}}{f}\right] + i_{nw}^2 \left(1 + \frac{f_{cI}}{f}\right)(R^2 + R_3^2)$$

d) e_{ni}^2 Densidad de potencia de ruido a la entrada proporcionada por todo el circuito

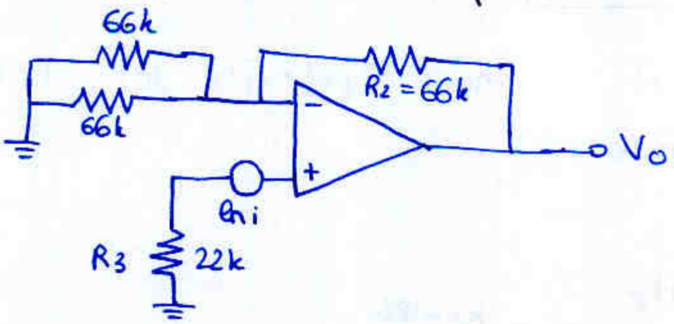
$$e_{ni}^2 = e_{nR}^2 + e_{nR_3}^2 + e_{nAO}^2$$

$$= 4KT(R + R_3) + e_{nw}^2\left[1 + \frac{f_{cv}}{f}\right] + i_{nw}^2\left[1 + \frac{f_{cI}}{f}\right](R^2 + R_3^2)$$

$$= \underbrace{\left[4KT(R+R_3) + e_{nw}^2 + i_{nw}^2(R^2 + R_3^2)\right]}_{A} + \underbrace{\left[e_{nw}^2 f_{cv} + i_{nw}^2 f_{cI}(R^2 + R_3^2)\right]}_{B} \frac{1}{f}$$

$$e_{ni}^2 = A + B\frac{1}{f}$$

e) e_{no}^2 (densidad de potencia de ruido a la salida)



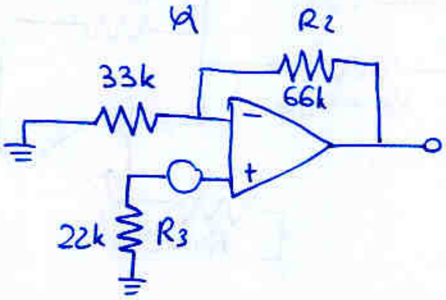
$$e_{no} = \left[1 + \frac{66k}{33k}\right] e_{ni}$$

$$e_{no} = 3 e_{ni}$$

$$e_{no}^2 = 9 e_{ni}^2$$

$$e_{no}^2 = 9A + 9B\frac{1}{f}$$

$$= A_v^2 \left[A + B\frac{1}{f}\right]$$



f) Potencia de tensión eficaz de ruido E_{no}^2 a la salida en el margen de frecuencias indicado

$$E_{no}^2 = \int_{f_L}^{f_H} e_{no}^2\, df = \int_{f_L}^{f_H} \left(9A + 9B\frac{1}{f}\right) df$$

$$E_{no}^2 = 9A(f_H - f_L) + 9B \ln\frac{f_H}{f_L}$$

g) Valor numérico de E_{no}

$$A = 4KT(R + R_3) + e_{nw}^2 + i_{nw}^2(R^2 + R_3^2)$$

$R = 22k$

$K = 1'38 \cdot 10^{-23}$ $\quad e_{nw}^2 = (30 \cdot 10^{-9})^2$

$T = 300$ $\quad i_{nw}^2 = (10 \cdot 10^{-12})^2$

$R + R_3 = 44k$ $\quad R^2 + R_3^2 = 968 \cdot 10^6$

$$A = 9'842864 \cdot 10^{-14}$$

$$B = e_{nw}^2 f_{CV} + i_{nw}^2 f_{CI} (R^2 + R_3^2)$$

$e_{nw}^2 = (30 \cdot 10^{-9})^2$ $\quad i_{nw}^2 = (10 \cdot 10^{-12})^2$

$f_{CV} = 16$ $\quad f_{CI} = 12$

$R^2 + R_3^2 = 968 \cdot 10^6$

$$B = 1'176 \cdot 10^{-12}$$

$$(f_H - f_L) = 19\,980$$

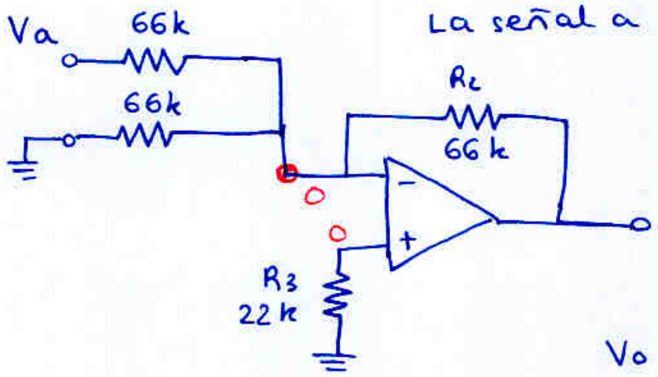
$$\ln\frac{f_H}{f_L} = \ln 1000$$

$$E_{no}^2 = 9A(f_H - f_L) + 9B \ln\frac{f_H}{f_L} = 1'7 \cdot 10^{-8}\ V^2$$

$$E_{no} = \sqrt{E_{no}^2} = 133'3\,\mu V$$ ✓ Yuju!!

h) Valor numérico de la relación señal a ruido a la salida, con

$$V_a = 200 \operatorname{sen}(\omega t)\ mV$$
$$V_b = 0$$



La señal a la salida será

$$\frac{V_a - 0}{66k} + \frac{0-0}{66k} = \frac{0 - V_o}{66k}$$

$$V_a = -V_o$$

$$V_o = -V_a$$

$$V_o = -200 \operatorname{sen}(\omega t)\ mV$$

CUIDADO

son milivoltios!

la relación $\left(\frac{S}{N}\right)_o$ se calcula como

potencia eficaz

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = \frac{E_s^2}{E_{n_o}^2} = \frac{\left(\frac{200m}{2}\right)^2 V^2}{(1'7 \cdot 10^{-8})\ V^2}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = 10 \log \frac{E_s^2}{E_{no}^2} = 20 \log \frac{E_s}{E_{no}} = 20 \log \frac{(200m/\sqrt{2})}{133'3 \mu V}$$

$$= 1\cancel{20}'5\ dB$$

$$= 60'5\ dB$$