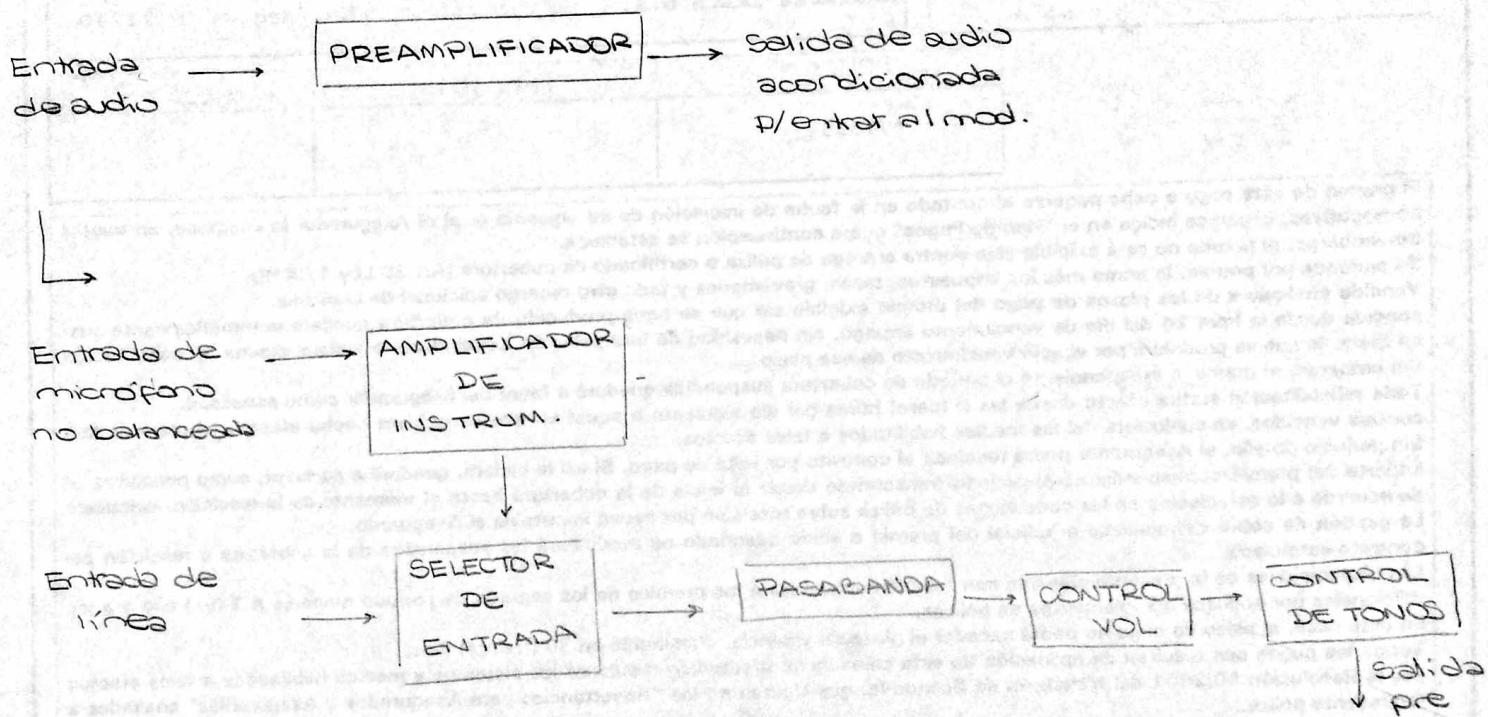


AMPLI CLASE D

DIAGRAMA DE BLOQUES

Acondicionamiento de la señal → PREAMPLIFICADOR



Explicación por bloques.

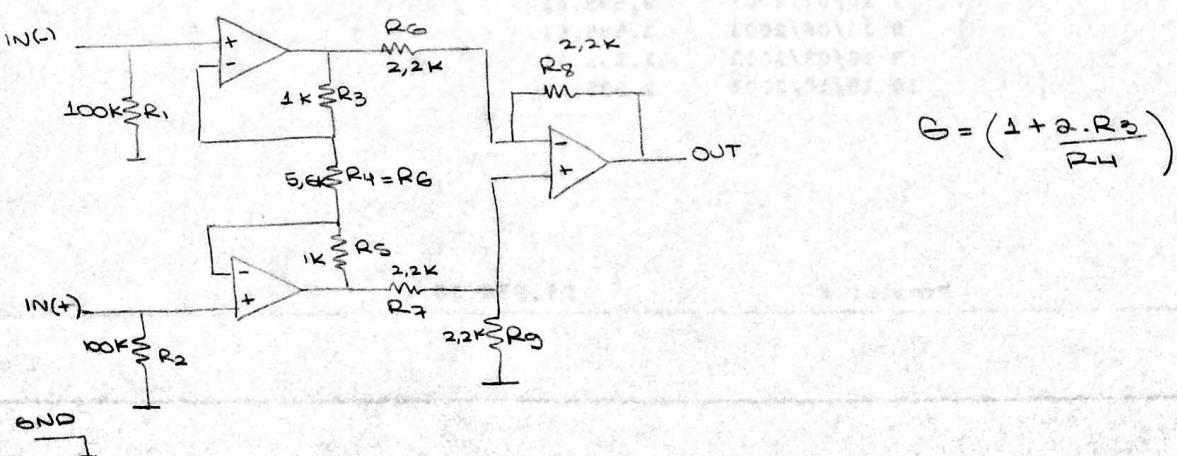
- Amplif de instrumentación para entrada de micrófono

- ↳ Requisitos: - ganancia alta (una señal de mic es de aprox 140mV/pp)
- introducir el menor ruido posible
 - alto CMRR para eliminar el ruido debido a los cables largos.
 - impedancia de entrada alta ($>1k, 2k$) para bajar la carga del mic

CONECTOR XLR → dos cables llevan la señal y un tercero es la tierra
se toma la diferencia entre ambas señales

CIRCUITO: → Ampli de instrumentación

Se resuelve por superposición

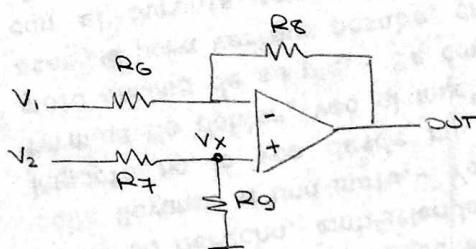


OTROS IMPORTANTES A ANALIZAR

opl de instrumentación posee buffers de entrada \rightarrow no hay necesidad de equipar z
 ↓
 con ganancia

→ Para entradas idénticas se tiene $G=1$

→ Luego hay un Ampli restador:



Ganancia de modo dif:

$$V_x \cdot \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_g} \right) - V_2 \cdot \left(\frac{1}{R_f} \right) = 0$$

$$\Rightarrow V_x = \frac{V_2}{R_f} \cdot \frac{R_f + R_g}{R_f + R_g}$$

$$\Rightarrow V_x \left(\frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f} \right) - \frac{1}{R_g} V_1 - \frac{1}{R_f} V_0 = 0$$

$$V_0 = \left(V_2 \cdot \frac{R_g + R_f}{R_g \cdot R_f} \cdot \frac{R_g}{R_f + R_g} - \frac{R_g}{R_g} V_1 \right)$$

$$V_0 = \left(\frac{R_g}{R_f + R_g} \right) \left(\frac{R_g + R_f}{R_g} \right) V_2 - V_1 \cdot \frac{R_g}{R_g}$$

Si $R_g = R_f \wedge R_g = R_f$

$$\Rightarrow V_0 = \frac{R_g}{R_g} \cdot V_2 - V_1 \cdot \frac{R_g}{R_g}$$

$$\boxed{\frac{V_0}{V_{1,2}} = -\frac{R_g}{R_g}}$$

Ganancia de modo com:

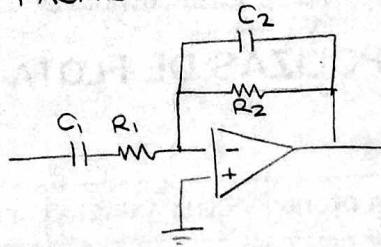
Si $V_1 = V_2 \Rightarrow A_{VC} = 0$

$$\Rightarrow RRMC \cdot \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \xrightarrow{\approx} \infty \quad (\text{Para esta etapa})$$

$$RRMC_{TOTAL} = \underbrace{\frac{A_{VD1}}{A_{VC1}}}_{\approx 1} \cdot \frac{A_{VD2}}{A_{VC2}} = A_{VD1} \cdot RRMC_2$$

ATROS IMPORTANTES A ANALIZAR

LTRO PASABANDA \rightarrow Inversor
 C_2



Bajes Rec

$$f_C = \frac{1}{2\pi R.C.}$$

Altas fec

$$f_C = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

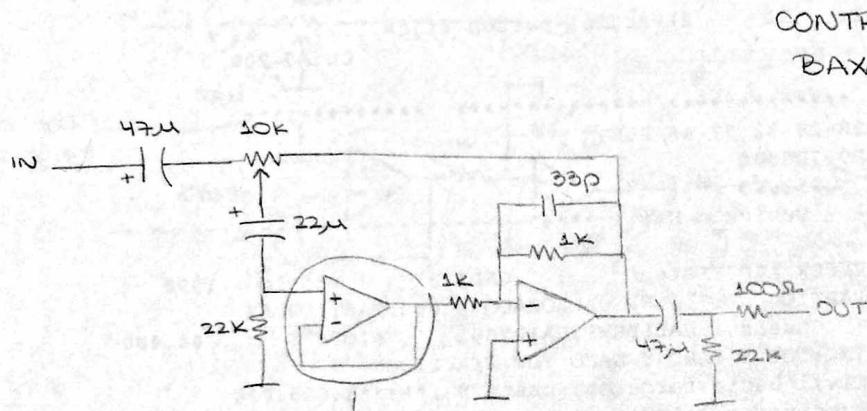
⇒ Ganancia para la banda
de paso.

$$R_1 = 56K \quad C = 1\mu \quad \left. \right\} f \approx 3 \text{ Hz}$$

$$\left. \begin{array}{l} R = SGK \\ C - 33P \end{array} \right\} f \approx 86. K$$

$$-\frac{R_2}{R_1} \rightarrow \tan R_2 = R_1 \\ \Rightarrow \theta = -1$$

- CONTROL DE VOLUMEN



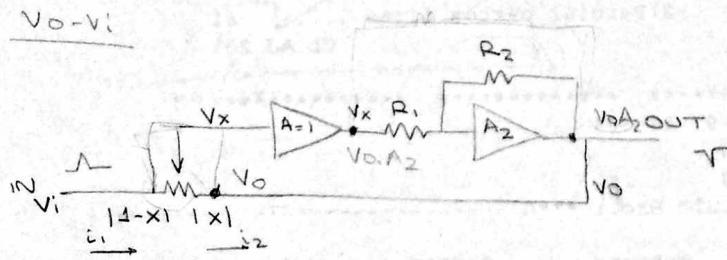
CONTROL DE VOL ACTIVO

Le puedes dar
una ganancia mayor
a uno

↓
Buffer para independizar de la etapa previa

Circuitos en grafo

V0-V1



Se puede obtener una característica lineal en dB (comportamiento logarítmico) con un pote lineal.

→ ¿Cómo obtengo la ganancia?

$$\text{Si} \quad A_2 = -\frac{R_2}{R_1}, \quad , \quad \frac{V_0}{V_x} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$A \cdot \nabla x = \nabla \phi$$

$$V_x = \frac{V_0}{A}$$

$$\frac{V_x}{V_0} = -\frac{R_1}{R_2}$$

$$i_1 = i_2$$

$$\frac{V_x - V_i}{R_{A-x}} = \frac{V_o - V_x}{R_x}$$

$$\frac{\frac{V_0}{A} - V_i}{R_{i-x}} = \frac{V_0 - \frac{V_0}{A}}{R_x}$$

$$\frac{1}{A} - \frac{V_i}{V_0} = \frac{R_{1-x}}{R_x} \cdot \left(1 - \frac{1}{A} \right)$$

$$+\frac{V_i}{V_0} = \frac{R_{1-x}}{R_X} \left(\frac{1}{A} - 1 \right) - \frac{1}{A}$$

ETROS IMPORTANTES A ANALIZAR:
ROL DE VOLUMEN ACTIVO

toparme con los lím de
↑ alimentación
headroom (amplif → aten.)
→ amplif
vance por las R)

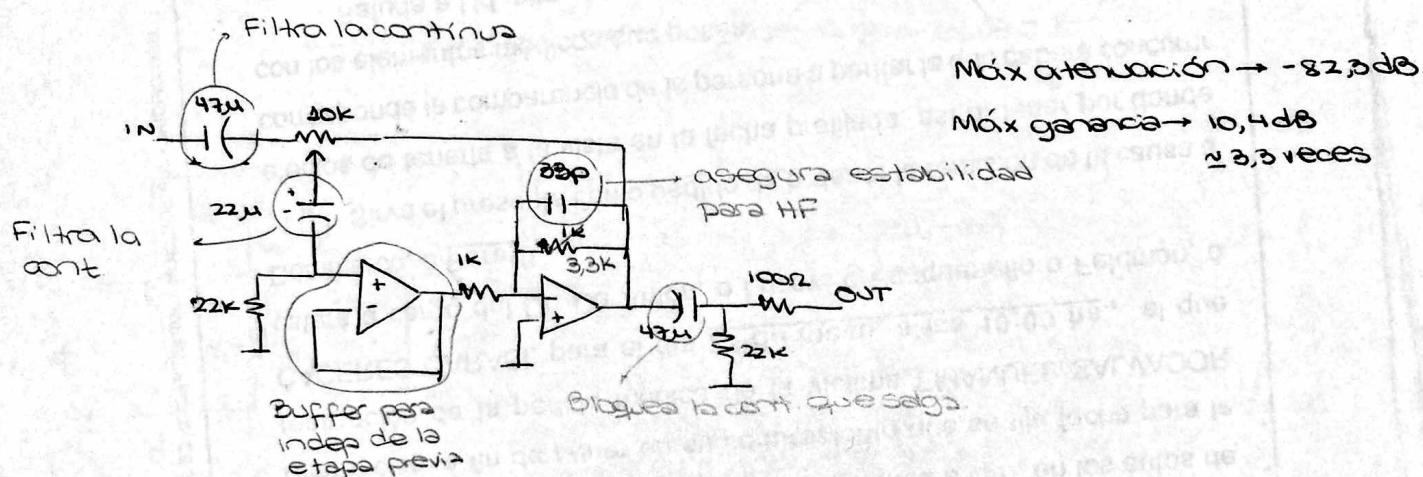
→ No hay problemas de headroom ni de ruido por aten → amplif

(Johnson noise \rightarrow ruido blanco por los R)

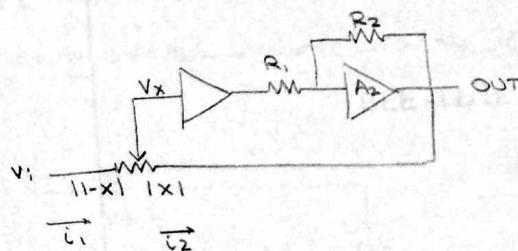
↓ Se puede atenuar la señal hasta que quede prácticamente inaudible ($\approx -80\text{dB}$) y darte cierta ganancia.

Es posible lograr un comportamiento logarítmico con un potenciómetro lineal.

CONTROL DE VOL BAXANDALL → La ganancia es sólo función de la rotación de los potes y de R_1 y R_2



→ Análisis del circuito:



$$A_{32} = -\frac{R_{32}}{R_{11}} = \frac{\sqrt{6}}{\sqrt{2}}$$

113

$$\frac{V_0 - V_x}{Q_x} = \frac{V_x - V_0}{Q_x}$$

$$\frac{V_i}{V_0} - \frac{V_x}{V_0} = \frac{R_{i-x}}{R_x} \left(\frac{V_x}{V_0} - \frac{V_0}{V_0} \right)$$

$$\frac{V_i}{V_0} - \frac{1}{A_2} = \frac{R_{1-x}}{R_x} \left(\frac{1}{A_2} - 1 \right)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{\frac{R_{1-x}}{A_2} - R_{1-x} + \frac{R_x}{A_2}}{R_x}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_x}{\frac{1}{A_2} - R_{1-x}}$$

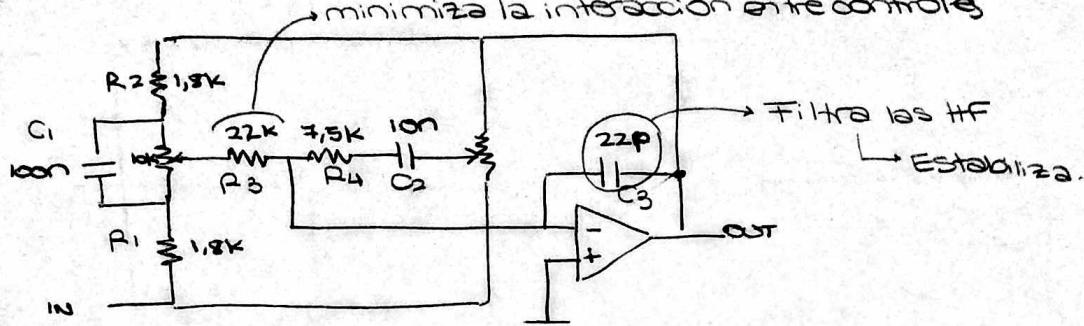
$$A_2 = -\frac{R_2}{R_1} = -3,3$$

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_x}{R_{1-x} - \frac{1}{A_2}}$$

VOL Al max →

$$\frac{V_0}{V_i} = -3,3 \quad \rightarrow \approx 10 \text{ dB}$$

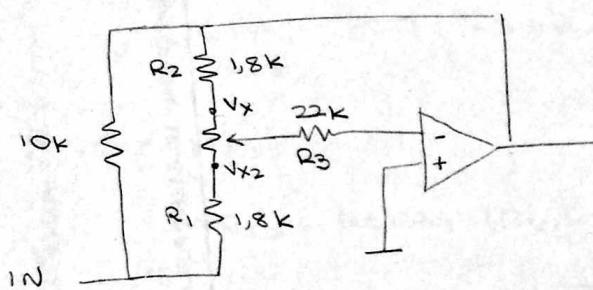
ROL DE TONOS ACTIVO



BAJAS FRECUENCIAS

C_1 y C_2 → circuitos abiertos.

⇒ Pierdo el punto medio en Pot2 → Queda una R de 50k
 ↳ El pot que regula las bajas freq es Pot1



→ Ganancia min y máx?

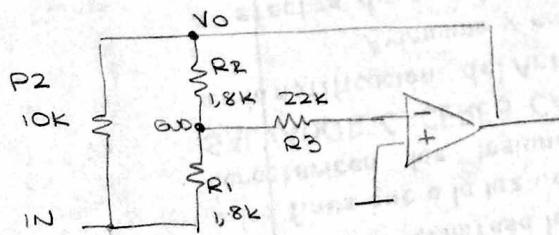
$$16,7 \text{ dB} (\text{máx})$$

$$-16,7 \text{ dB} (\text{mín})$$

FREC MEDIAS

Si $\uparrow f$ ⇒ empieza a pesar los cap → siendo $C_1 > C_2 \Rightarrow$ éste empieza a actuar antes → cortocircuito Pot1

Queda:



→ Ninguno de los potes influye en la ganancia

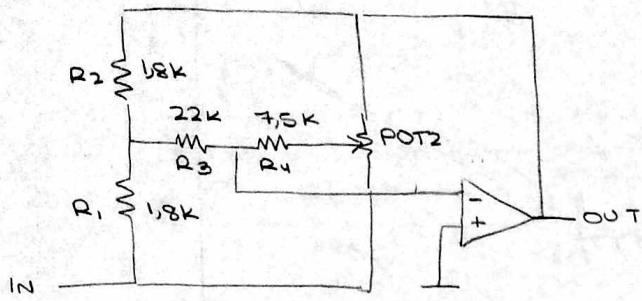
$$\text{si } i_{R1} = i_{R2}$$

$$\frac{V_o}{1,8k} = -\frac{V_i}{1,8k} \Rightarrow V_o = -V_i$$

↳ Seguidor de tensión que invierte.

C ALTAZ

$C_2 \rightarrow$ cortocircuito



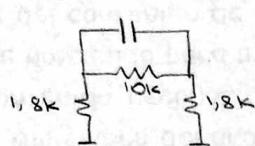
Garantía min y max

-16,7dB

16,7dB

POLOS

- de bajas:



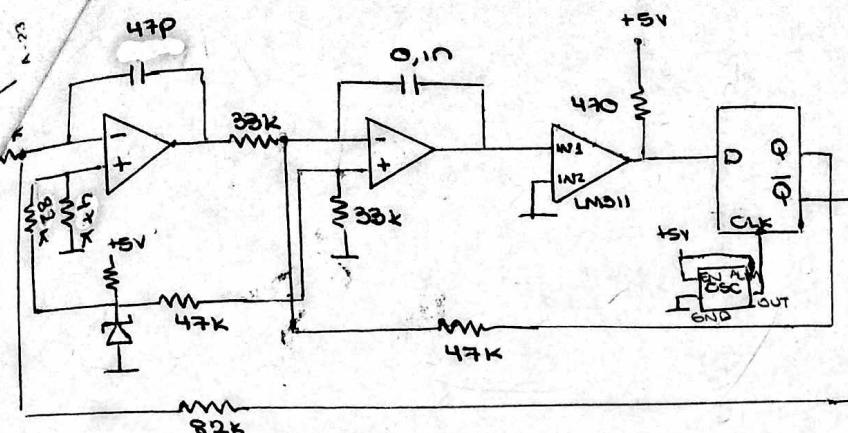
$$Z_1 = C_1 \cdot \left(\text{POT}_1 / (R_1 + R_2) \right) = 264\mu\text{s} \rightarrow f_{C1} \approx 603\text{Hz}$$

- de altas

$$R_{eqC_2} = R_3 + R_4 + (R_1 / R_2) + (\text{POT}_2 / \text{POT}_2) = 34,5\text{k}$$

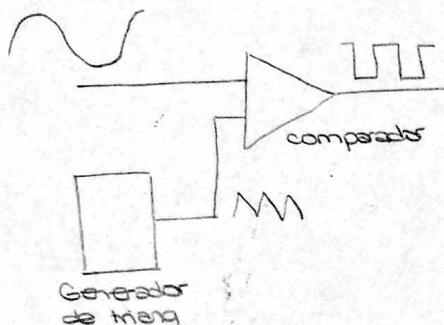
$$\Rightarrow f_2 \approx 981\text{Hz}$$

↓
Varía con la posic del pote



¿Cómo funciona la modulación por PWM?

ENTRADA DE AUDIO

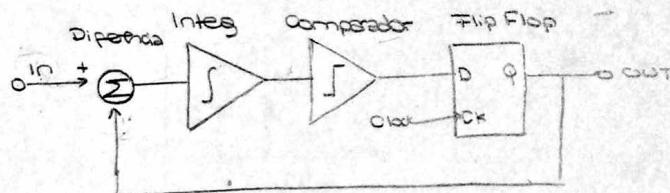


Cuando la señal de entrada es más positiva que la triangular de referencia, se produce un pulso positivo que dura tanto como la señal se mantenga por encima a la ref.

Para señales por debajo de la ref se produce un pulso negativo

⇒ La salida del comparador es una cuadrada cuya duty cycle se corresponde con la amplitud de la señal de audio de entrada

MODULACIÓN SIGMA DELTA



→ Produce pulsos cuyo ancho está dado por incrementos discretos del periodo de clock.

Serie cuantizada en el tiempo

RUMO!

Cuanto más alta sea la frecuencia, menos ruido voy a tener.

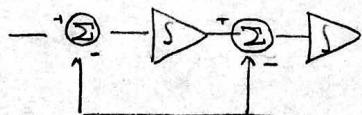
¿cómo funciona ésto?

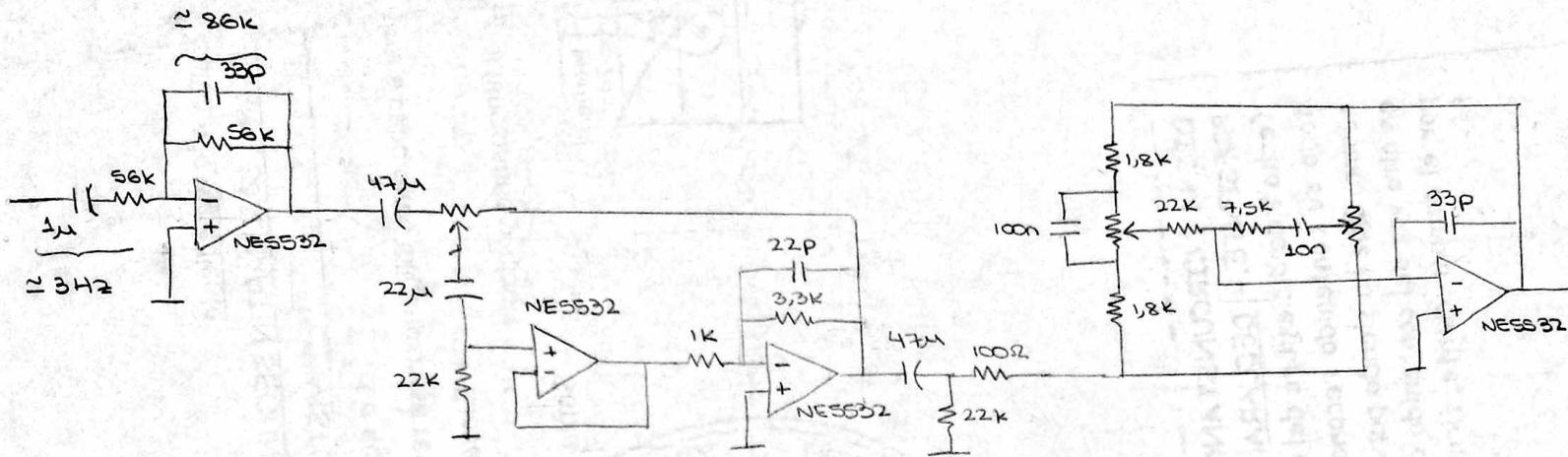
se realimenta la señal de salida a la entrada (en realidad no es solo Q sino la señal resultante de hacer $Q - \bar{Q}$ y bajarle la amplitud) \Rightarrow Se resta ésta señal a la entrada, si la entrada es mayor a la salida, al pasarla por el integrador se obtendrá una rampa ascendente, haciendo que se cruce el umbral de ref y a la salida se obtenga un pulso en estado alto.

→ cuando $v_i \cdot v_o$ sea G, la integración será $G \Rightarrow$ la señal integrada tendrá una pendiente G → en algún momento se volverá a cruzar el umbral y se tendrá a la salida un pulso G

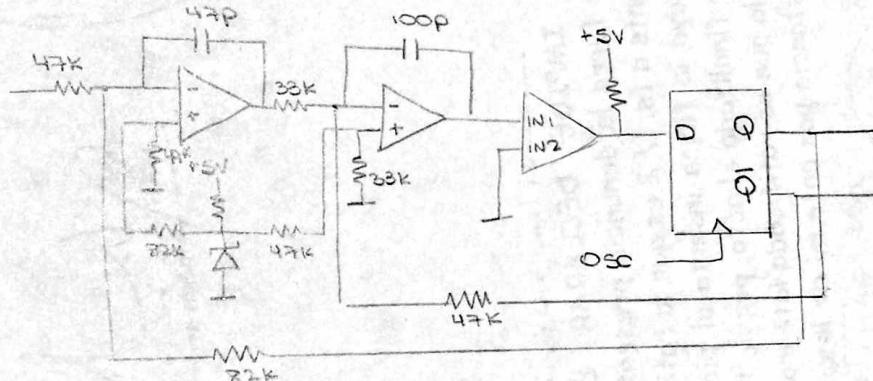
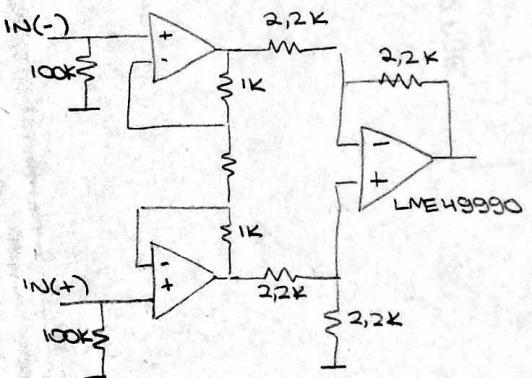
VENTAJAS → Noise shaping! → se lleva el ruido a la banda de frecuencias altas

↳ ΣΔ de segundo orden → 40db/déc de noise shaping

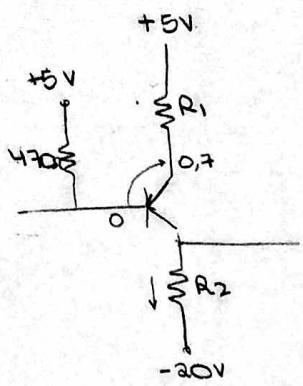




MODULADOR



EVEL SHIFTER



Cuando $V_i = 5V \rightarrow$ el transistors está en corte

$$\Rightarrow V_0 = -20V$$

Cuando $V_i = 0V$

\Rightarrow Suponiendo que la corriente que circula por la rama de salida es despreciable se tiene:

$$i_C = \frac{5V - 0,7V}{R_1}$$

$$y \quad \frac{V_0 + 20V}{R_2} = i_C$$

$$\frac{V_0 + 20V}{R_2} = \frac{4,3V}{R_1}$$

Si quiero $V_0 = -15V$

$$-20 + \frac{5V - 0,7V}{R_1} \cdot R_2 = -15V$$

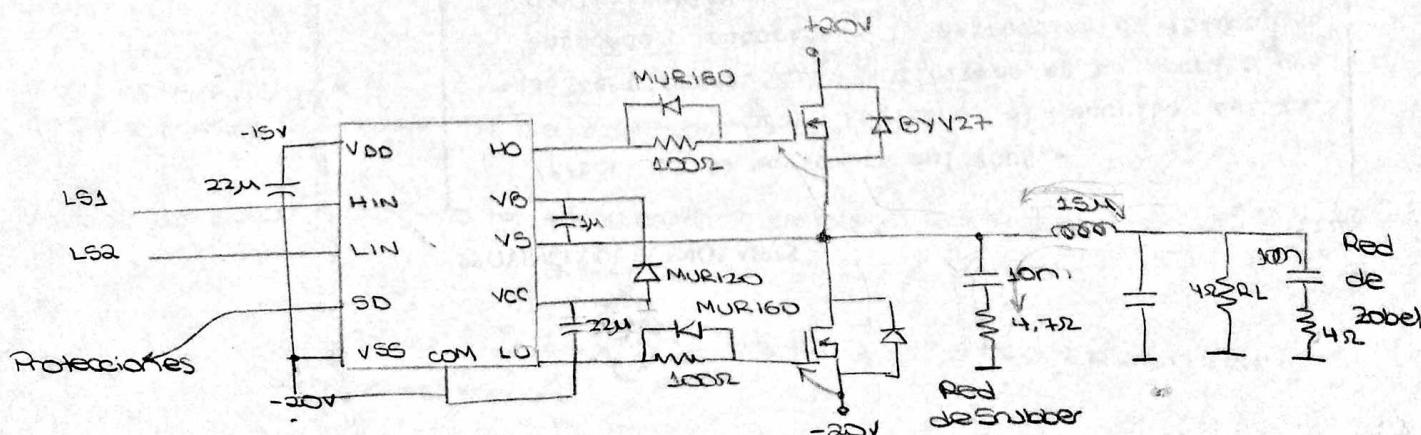
$$\Rightarrow 4,3V \cdot \frac{R_2}{R_1} = 5V$$

$$\frac{R_2}{R_1} \approx 1,16V$$

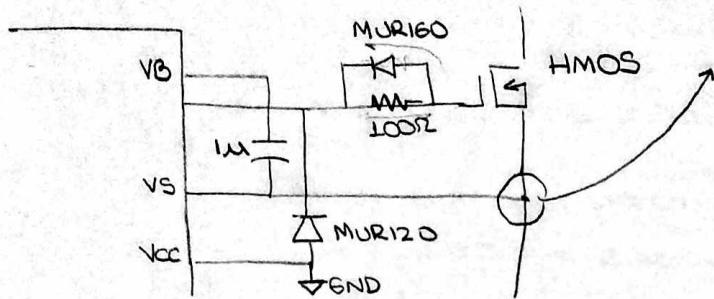
$$\Rightarrow \text{Si } R_1 = 390\Omega \quad R_2 = 452\Omega \approx 470\Omega$$

GATE DRIVER

Esquema de Half Bridge



CIRCUITO DE BOOTSTRAP

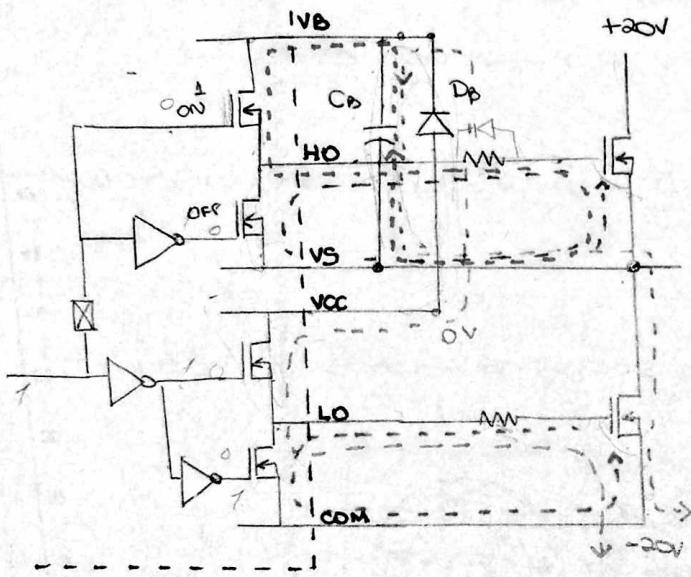


El source del MOS de arriba presenta una tensión flotante
⇒ ¿Cómo aplico la Vs necesaria para encenderlo?

↓
Diseño un circuito que, restando Vs sobre Vs me permita tener la Vg necesaria para cargar Cgs

FUNCIONAMIENTO

H-MOS encendido:



El mos + del LO es como una llave cerrada $\Rightarrow V_B \approx V_D$
⇒ La tensión entre Gate y Source se corresponde con la tensión acumulada en el capacitor

↓
Se descarga a través de Cgs

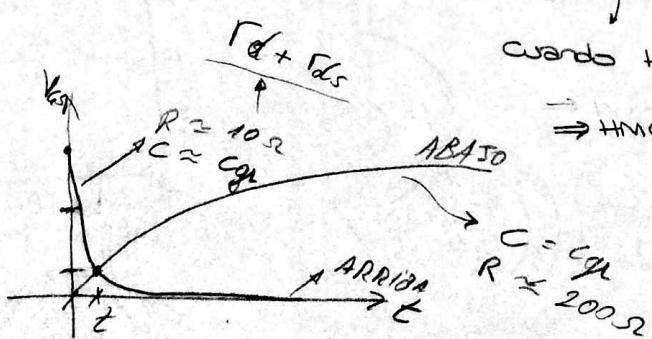
H-MOS APAGADO
L-MOS ENCENDIDO

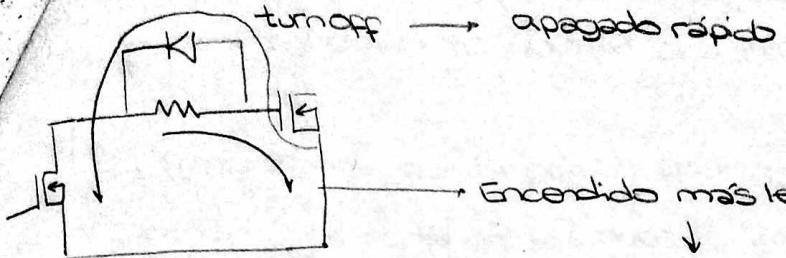
LMOS es como una llave cerrada
Vs se corresponde con -20V

Vs cae por debajo de Vcc \Rightarrow el capacitor se carga a través del diodo Dboot desde Vcc.

\Rightarrow Si el ton del LMOS es tal que el cap se carga por completo \Rightarrow

cuando HMOS este encendido $\Rightarrow V_{BS} = V_{BOOT}$
 \Rightarrow HMOS encendido





Considero la descarga prácticamente instantánea

$$t_{desc} = C_{gs} \cdot (R_d + R_{dmos})$$

Para la carga tengo:

$$Z_{carga} = C_{gs} \cdot R_s$$

↓

$$V_{cmin} = 2V$$

RED DE ZOBEL

- ↳ Red RC colocada en paralelo a la carga, para compensar la inductancia del parlante (ésto implica que para HF aumente su impedancia) → INESTABILIDAD
- ↳ Quiero que la carga se mantenga resistiva

→ Valores típicos: $R_{zob} = 4,7\Omega$ $C_{zob} = 100nF$

RED DE SNUBBER

- ↳ Función → absorber la energía de los elementos reactivos

↓

En realidad esto lo debería hacer el diodo en // a los MOS, pero el SNUBBER filtra los picos que son más rápidos que el diodo.

PARÁMETROS DE LOS MOS

→ Inversamente proporcional a V_{DS} \Rightarrow cuánto mayor es V_{DS} , mejor
 $R_{DS} \rightarrow$ static drain to source on-resistance

→ Relacionada con la pérdida por cond.

Pérdida por cond en los mos:

$$P_{cond} = I^2 R_{DS(on)} \quad \text{Para el IRF540 es: } 44 \text{ m}\Omega$$

$$\Rightarrow P_{cond} = \frac{(\Delta I)^2}{2} \cdot 44 \text{ m}\Omega = 4,4 \text{ W} \quad [\text{Lo que se disipa en los transist.}]$$

$$\xrightarrow{\text{NO}} (\frac{\Delta I}{\sqrt{2}})^2 \Rightarrow P_{cond} = 50 A^2 \cdot 44 \text{ m}\Omega = 2,2 \text{ W}$$

La pérdida por conducción total se calcula como:

$$P_{cond} = \frac{R_{DS(on)}}{R_L} \cdot P_0 = \frac{44 \text{ m}\Omega}{4 \Omega} \cdot 200 \text{ W} = 2,2 \text{ W}$$

$$I^2 \cdot R_L \quad I = \frac{\Delta I}{\sqrt{2}} \Rightarrow I^2 = 50$$

→ $Q_G \rightarrow$ carga que requiere el gate del transistor para encender el mos por completo

→ A menor Q_G , mayor velocidad de encendido

$$Q_G = 71 nC \text{ para el IRF540}$$

$$P_{switching} = C_{oss} \cdot (V_{D,lim})^2 f_{switch} = 250 \text{ pF} \cdot (40 \text{ V})^2 \cdot 500 \text{ kHz} \approx 200 \text{ mW}$$

$$P_{gate driver} = 2 \cdot Q_G \cdot V_{driver} f_{sw}$$

$$2 \cdot 71 nC \cdot 20 \text{ V} \cdot 500 \text{ kHz} \approx 1,42 \text{ W}$$

$$\Rightarrow P_{TOTAL} = P_{onm} + P_{cond} + P_{gate}$$

$$= 200 \text{ mW} + 2,2 \text{ W} + 1,42 \text{ W}$$

$$= \underline{3,82 \text{ W}}$$

Eficiencia del ampli

Idealmente se tiene para cada alimentación que:

$$P_{\text{Alim}} = 100W$$

$$\Rightarrow \text{Eficiencia} = \frac{P_{\text{LOAD}}}{P_{\text{Alim}}} = \frac{P_{\text{LOAD}}}{200W + \text{otras}} \rightarrow 200W -$$

$$\Rightarrow \text{Eficiencia} = \frac{200W}{200W + P_{\text{loss MOS}}} \rightarrow$$

$P_{\text{cond}}(t_{\text{on}}+t_{\text{off}}) f_{\text{sw}}$
 $P_{\text{switch}} = C_{\text{oss}} \cdot V_{\text{Alim}}^2 \cdot f_{\text{sw}}$
 $P_{\text{gd}} = 2 \cdot Q_s \cdot V_{\text{gd}} f_{\text{sw}}$

Con $P_{\text{loss MOS}} = P_{\text{COND}} + P_{\text{SWITCH}} + P_{\text{GATED}}$

$10^2 \cdot R_{\text{DS(on)}} \quad C_{\text{oss}} \cdot V_{\text{bus}}^2 f_{\text{sw}} \quad 2 Q_s \cdot V_{\text{gs}} f_{\text{sw}}$

Hay que tener en cuenta

$$R_F + R_P \approx 3W$$

Si no, se tiene f_{switch} como:

$$f_{\text{switch}} = \frac{P_{\text{cond}} \cdot (t_{\text{on}} + t_{\text{off}})}{\text{tiempo que está arriba y abajo}}$$

$11ns \quad 33ns \quad 50ns$

$$\Rightarrow P_{\text{loss MOS}} = 10^2 R_{\text{DS(on)}} \left(2 + \frac{50ns}{f_{\text{switch}}} \right) \approx 6W$$

Eficiencia teórica del 97%.

- BV_{DSS} (Drain-Source Breakdown Voltage)

Tengo un límite para la tensión V_{DS}

$$BV_{\text{DSSmin}} = \sqrt{2 \cdot P_0 \cdot R_L} + 10-50\% \rightarrow \text{Carga de } 4\Omega \text{ y } 200W$$

\downarrow
 Factor de modulación $\approx 85\%$
 $\approx 70\%$

- $R_S(\text{int})$ → aumenta con T → hace que el switch sea más lento y que haya más pérdidas por commutation
 Afecta al control del dead time

TEMAS CON FULL BRIDGE CLASE D.

• PUMPING → Problema a baja frecuencia

Cuando el lado bajo se apaga, no va a pasar rápidamente de la alimentación negativa a la positiva.

La corriente de commutación va a fluir en la misma dirección que antes, dado que el inductor buscará mantener la corriente que circula por él.

→ PROBLEMA → el sentido de esta corriente es hacia V_T
y no desde V_T

esta corriente circula a través del diodo del mos

Si la fuente no puede absorber toda esta energía que viene hacia ella, habrá fluctuaciones en la alimentación

El problema crece a las bajas frecuencias → por los cap de la fuente.

SOLUCIÓN? FULL BRIDGE → la corriente recorre un lazo cerrado.

• Usar diodos Schottky en // a los mos
↳ tienen menor V_F

• PSRR → Para clase D es aprox 0dB (relación 1:1)

→ cuando los mos están prendidos, se conectan la alimentación directo a la carga.

⇒ El ampli "muestrea" el ripple o ruido que pueda tener la fuente.

• DEAD TIME

→ Causa distorsión → mete asimetrías (entre el ancho de pulso del modulador y de salida)

Pero poco dead time puede causar shoot-through

ESQUEMAS DE ALIMENTACIÓN PARA CLASE D

FUENTE CONMUTADA

EJERCICIOS

Margen de Fase y de Ganancia.

RETARDO TOTAL DEL CIRCUITO

MODULADOR

LM5532 200ns

LM311 200ns

FF 100ns

ETAPA DE POTENCIA

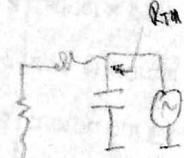
BD 400ns

MOS ≈ 45 perdese

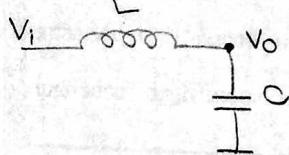
≈ 80 agregar

⇒ cuanto mascho es el retardo

$$2\pi \longrightarrow 3\pi + 1\mu$$



FILTRADO LC

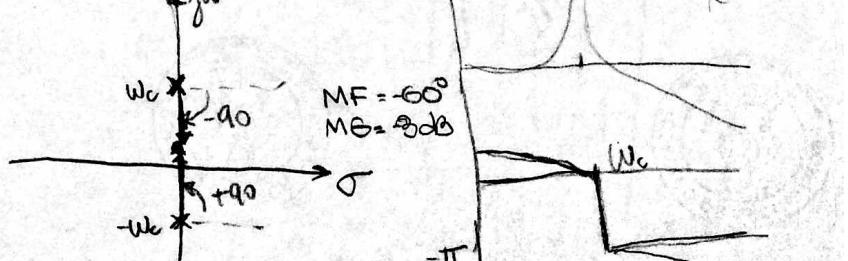


$$L = 15 \mu H$$

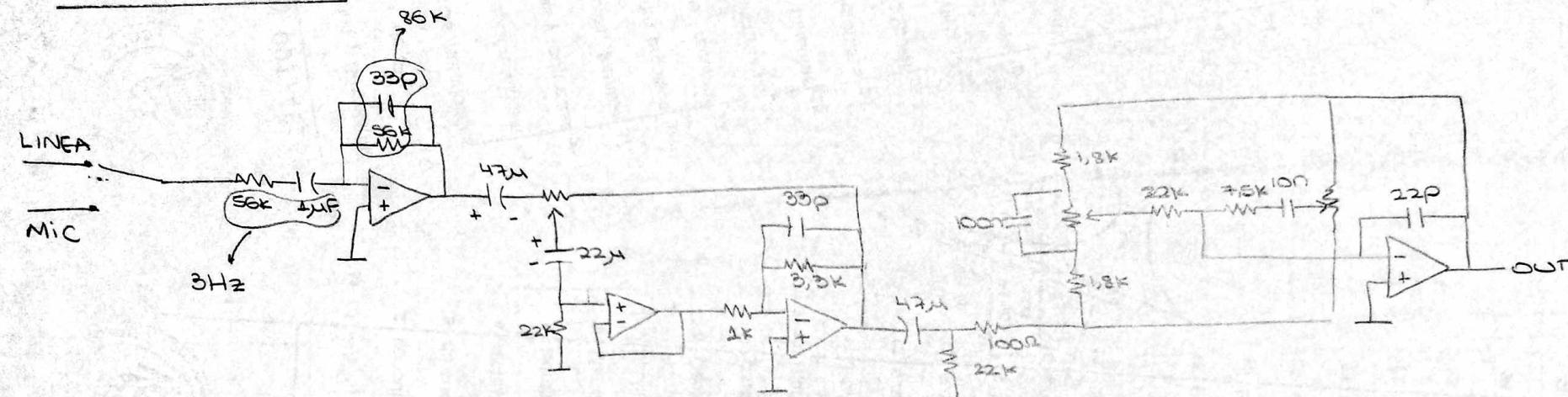
$$C = 1 \mu F$$

$$V_o \cdot \left(SC + \frac{1}{sL} \right) = V_i \cdot \frac{1}{sL}$$

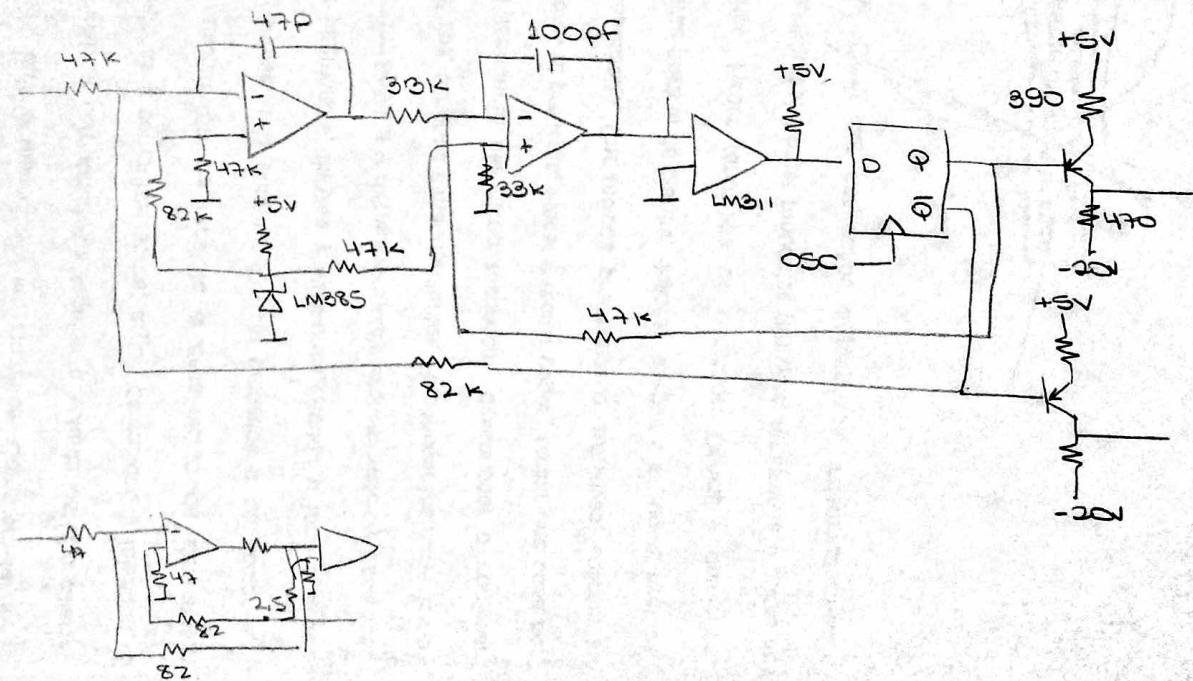
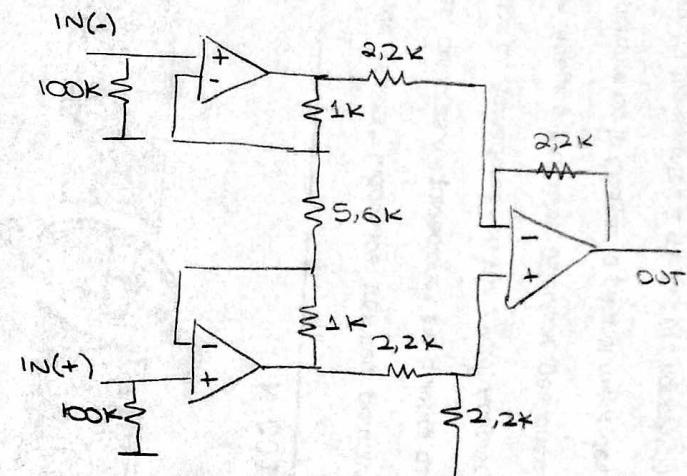
$$\left\{ \begin{array}{l} V_o = V_i \cdot \frac{1}{SC} \\ \frac{1}{SC + \frac{1}{sL}} = \frac{1}{s^2 LC + 1} = \frac{1}{(s - s_1)(s - s_2)} \end{array} \right.$$



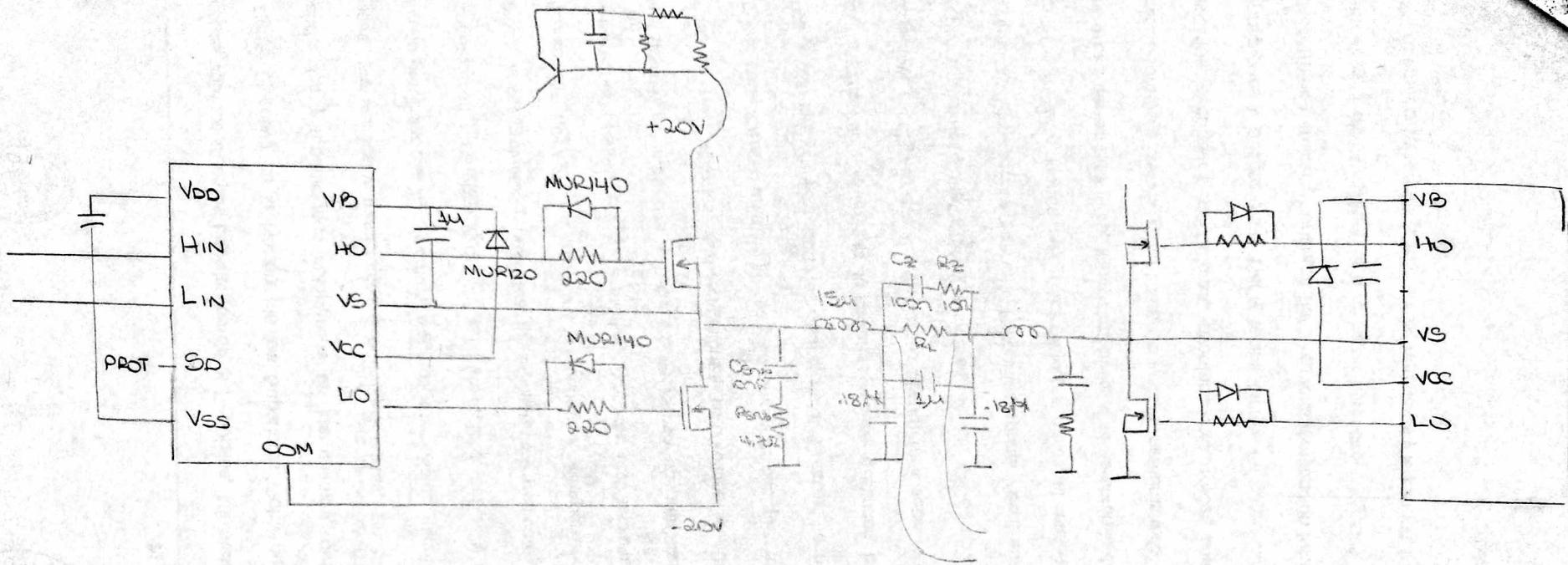
PREAMPLIFICADOR



MODULADOR

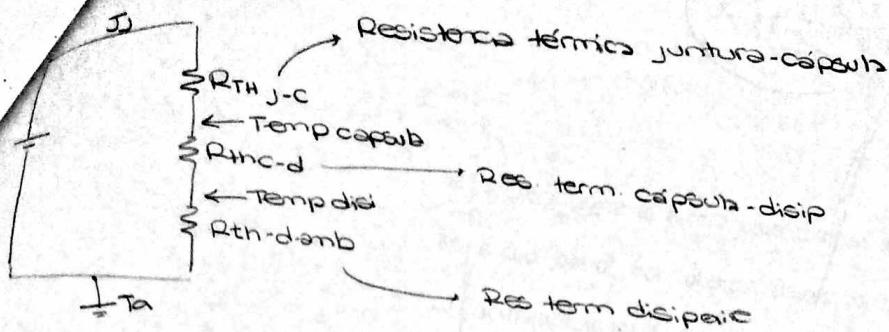


ETAPA DE POTENCIA



rectificar 0.50

LOS DISIPADORES



$$\Rightarrow R_{th,TOT} = R_{th,j-c} + R_{th,c-d} + R_{th,d-amb}$$

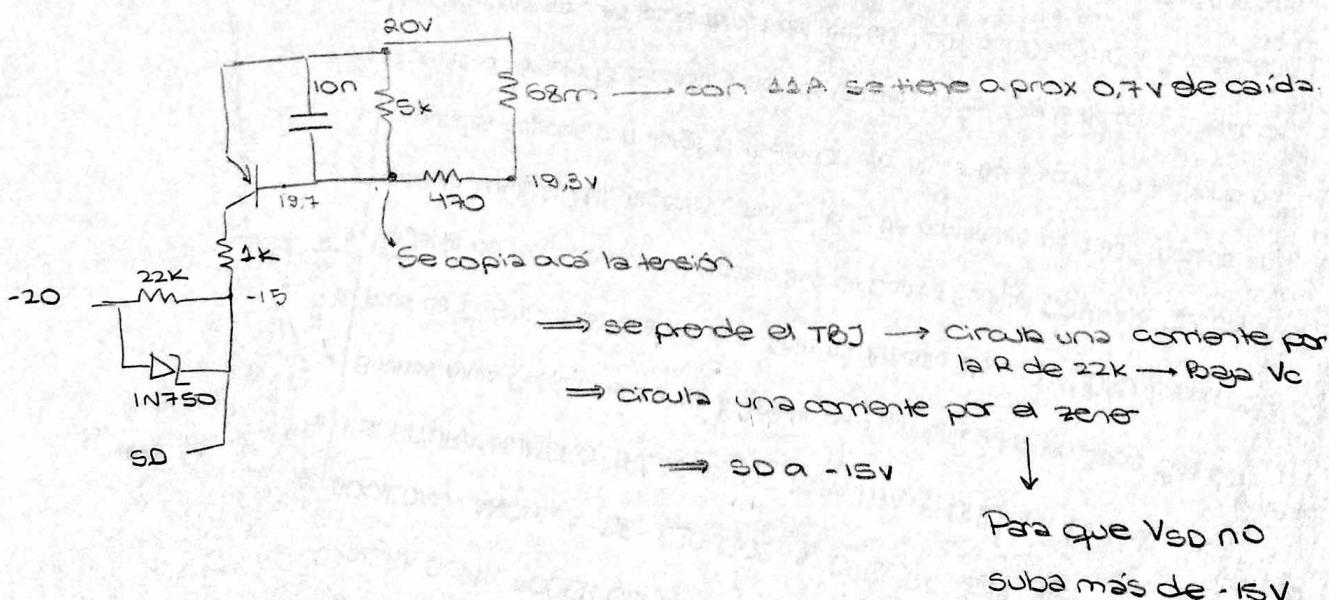
$$T_J - T_a = \frac{P}{3W} (R_{th,j-c} + R_{th,c-d} + R_{th,d-amb})$$

For 3W:

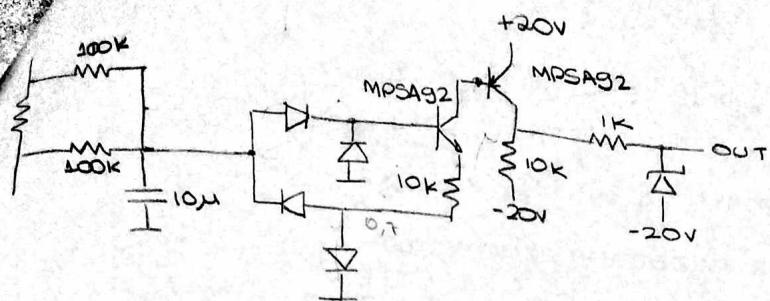
65°C	50°C	$\frac{19,5^{\circ}\text{C}}{W}$	$\frac{1,12^{\circ}\text{C}}{W}$ (común)
------	------	----------------------------------	--

PROTECCIONES

Por sobre carga



REALIMENTACION DE SALIDA

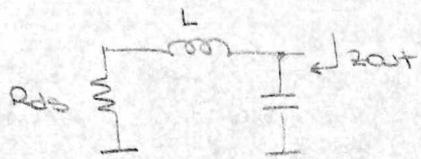


REALIM.

IMPEDANCIA DE SALIDA

$$\frac{1}{sL + R_{DS}} + sC$$

Z_{out}



$$Z_{out} = (j\omega L + R_{DS}) // \frac{1}{j\omega C}$$

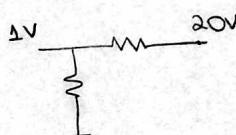
$$\frac{j\omega L + R_{DS}}{j\omega C}$$
$$\frac{j\omega L - j\frac{1}{\omega C} + R_{DS}}{j\omega L + R_{DS}}$$

$$\frac{1 + sC(sL + R_{DS})}{sL + R_{DS}}$$

$$\frac{1 + s^2LC + sR_{DS}}{sL + R_{DS}}$$

$$\frac{\frac{15m}{1 - \omega^2 LC} + \frac{44}{j\omega R_{DS}}}{j\omega L + R_{DS}}$$

El realimentador serie



$$20V \cdot \left(\frac{100}{100 + R} \right) = 1$$

$$100 = 0,05 \cdot (100 + R)$$

$$2000 - 100 = R$$

$$\underline{1k\Omega}$$