

PARÁMETROS IMPORTANTES A ANALIZAR:

EFICIENCIA

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{oc}} \rightarrow \frac{\text{Potencia disipada en la carga}}{\text{Potencia entregada por la fte de alim}}$$

Es una medida de cuánto de la potencia entregada por la fuente se emplea como potencia útil entregada a la carga.

POTENCIA → disipada en la carga

THD

La distorsión armónica hace referencia a la presencia de frecuencias en la salida de un dispositivo que no están presentes en la señal de entrada, y que son múltiplos de los componentes de la señal original.

→ Puede ser introducida por atíonalidades del circuito.

⇒ THD mide la distorsión armónica de la señal de salida → $\frac{\sum P_i}{P_1}$

↑ Pot. de los armónicos
↓ Pot. de la fundamental

THD+N

→ Suma de las dos mayores componentes de la distorsión: THD + Ruido

↓ Random

SNR:

→ Relación señal a ruido → La relación entre la amplitud de la señal deseada y la amplitud del ruido en un determinado punto.

$$\text{SNR} = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} = \frac{(A_{señal})^2}{(A_{ruido})^2}$$

A mayor SNR, mejor, pues indica que tengo más señal que ruido

RANGODINÁMICO

→ Rango, en dB, entre el nivel mínimo y máximo de salida.

PSRR

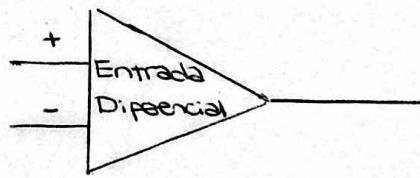
→ Relación de rechazo a la tensión de alimentación: habilidad de un amplificador de mantener la tensión de salida al variar la tensión de alimentación

$$\text{PSRR} = -\frac{\Delta V_{cc}}{\Delta V_o}$$

ADORES DE AUDIO

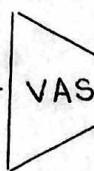
Amplificador de 3 etapas

A_v relativamente
baja



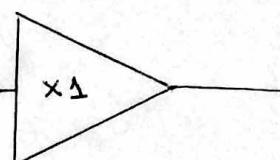
Baja excursión de
tensión a la salida
**ETAPA DE
TRANSCONDUTANCIA**
($V_{diff\ in} \rightarrow I_{out}$)

A_v relativamente
alta



Alta excursión
de tensión a la
salida
**ETAPA DE
TRANSIMPEDANCIA**
Provee la
ganancia de
tensión.

Ganancia unitaria
de tensión y muy
alta de corriente



Impedancia de salida
muy baja.

El tipo de salida
determina la clase

CLASES DE AMPLIFICADORES

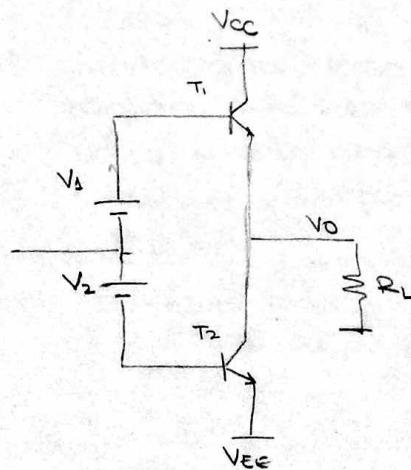
Clase A : En esta clase de amplificadores, la corriente circula continuamente por los dispositivos de salida (en polarización)

VENTAJA: se evitan las distorsiones que podrían existir si los transistores a la salida se apagaran y encenderan \Rightarrow bastante lineales

DESVENTAJA: Son poco eficientes

\hookrightarrow se disipa mucha potencia en T_1 y T_2

Ejemplo



En este caso, se tiene $V_1 = V_2 \gg 0,7V$.

$$\Rightarrow I_{CQ1} = I_{CQ2} \Rightarrow V_o = 0V.$$

Si $V_1 > V_2 \Rightarrow$ una fracción de I_{CQ1} circula por R_L y entonces $V_o \neq 0$, pero aún así, si $V_2 > 0,7V \Rightarrow T_2$ conduce también

Tanto T_1 como T_2
disipan potencia

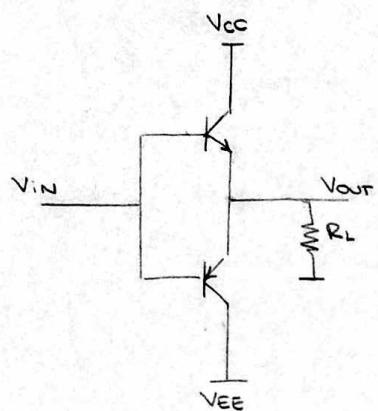
Esta etapa consiste en 2 transistores que no se activan simultáneamente, por lo que presenta mayor eficiencia que la clase A.

→ VENTAJA

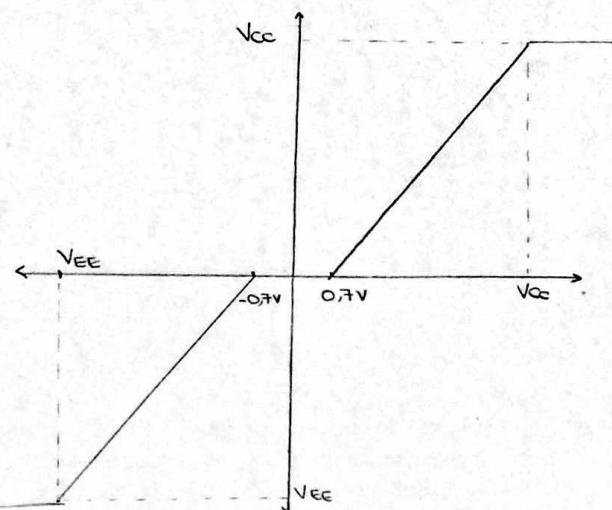
→ Presenta distorsión por crossover

→ DESVENTAJA

Ejemplo



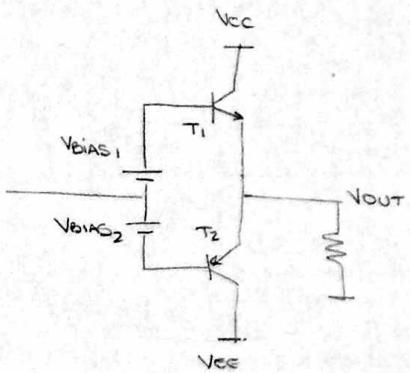
En Polarización,
T1 y T2 están al corte
⇒ No disiparán
Potencia



CLASE AB: Se polariza la base de T1 y T2 con una tensión tal que al menos uno de ambos transistores se active cuando la entrada esté entre -0,7V y +0,7V

→ + Eficiencia

→ + Linealidad.



Para grandes excursiones se trata de una salida
clase B (considerando $|V_{BE}| \ll 0,7V$)

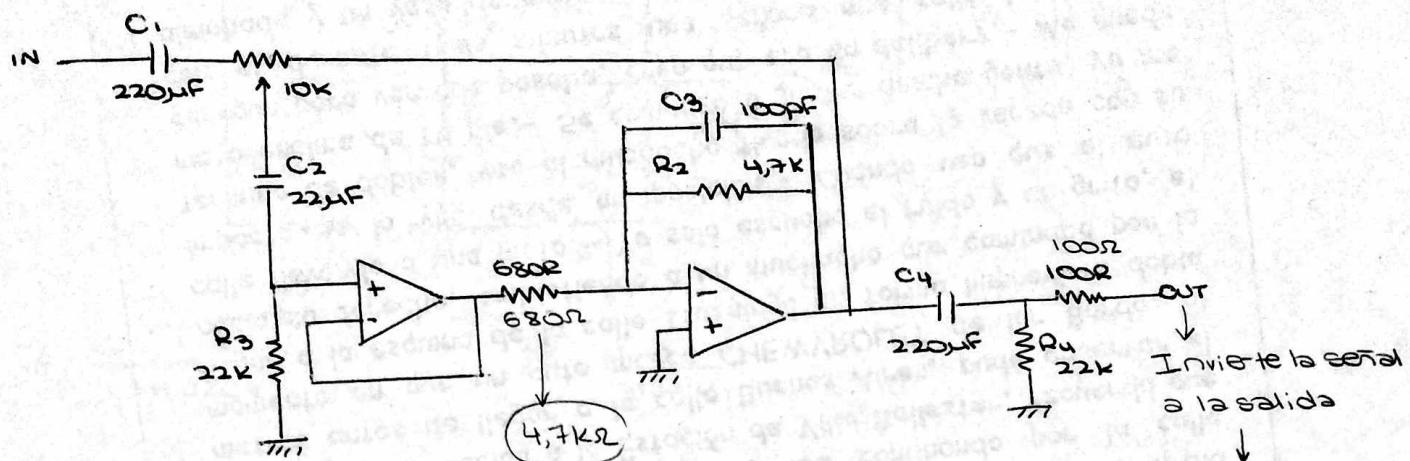
Para señales pequeñas → ambos transistores
conducen → CLASE A

CLASE G: Similar a la clase AB, salvo que usan 2 o más tensiones de alimentación. Cuando se está operando con señales pequeñas, el ampli utiliza una tensión de alimentación menor. Al aumentar la señal, el amplificador cambia a la tensión de alimentación mayor

→ Son más eficientes que la clase A-B pues emplean una mayor tensión de alim. sólo cuando lo requieren.

AMPLIFICADOR

Control de volumen Baxandall



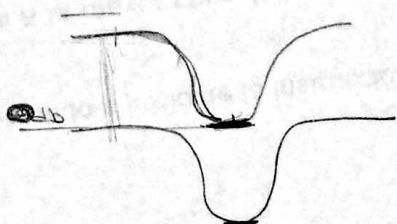
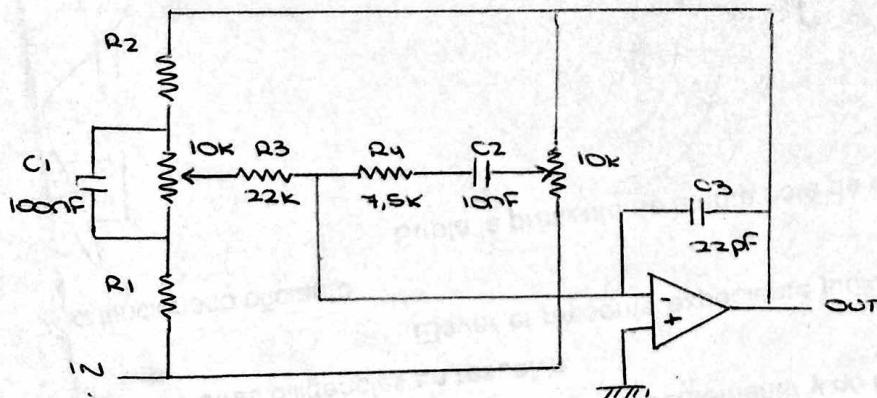
↳ Máximo que atenúa: $-8,6 \text{ dB} \approx 86,4 \mu\text{A}$ ($410 \text{ Hz} < f < 21,3 \text{ kHz}$)

Invierte la señal
a la salida
↓
¿Agregar un
inversor?

↳ Máximo que amplifica: $16,8 \text{ dB} \approx 6,75 \text{ veces}$

$-0,1 \text{ dB} \rightarrow 0,98$

CONTROL DE TONOS BAXANDALL



Amplifica graves y agudos en $16,8 \text{ dB} \approx 6,9 \text{ veces}$

Cae 5dB a 85Hz

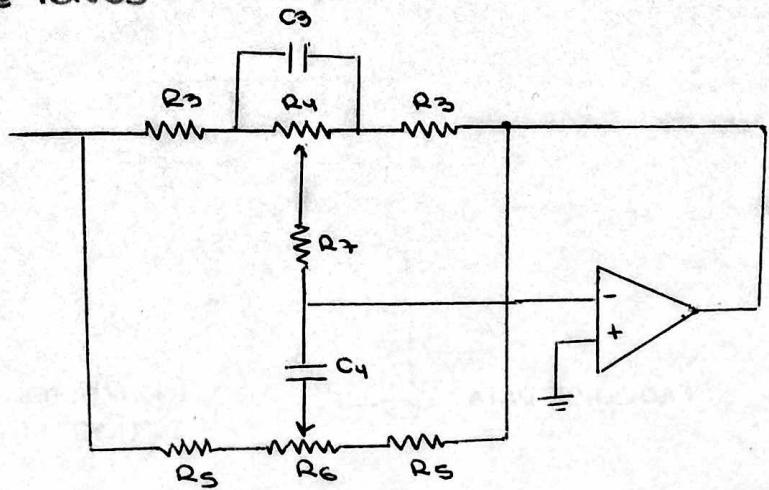
589Hz

941,1 Hz

17 kHz

Banda audible → $3,55 \text{ veces}$
 $\approx 11 \text{ dB}$

DE TONOS



$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_4 C_3}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_4}$$

$$f_{TH} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

$$f_{TH} = \frac{1}{2\pi (R_3 + R_5 + 2R_7) C_4}$$

$$AV = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$$AV = \frac{R_3 + 2R_7}{R_5}$$

Si $R_4 = 50k$

$$R_3 = 5,6k \Rightarrow AV = 9,92$$

$$f_{TH} = 284$$

$$C_4 = 10n$$

$$R_5 = 1,7k$$

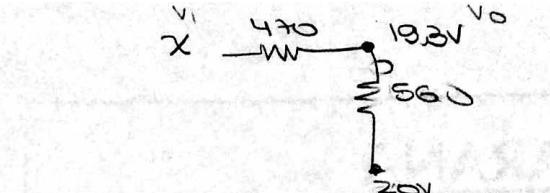
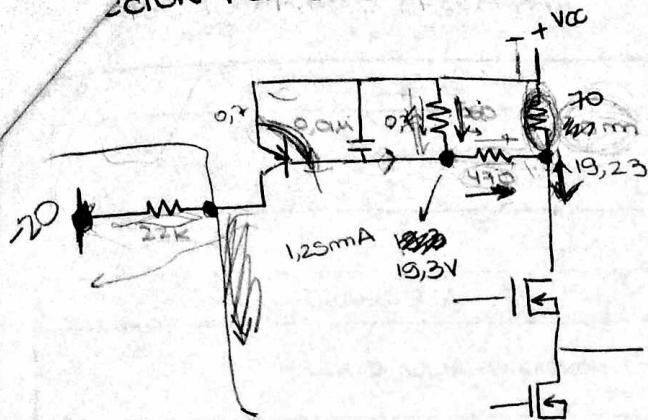
$$R_7 = 2,3k$$

$$\Rightarrow f_H = 9,36k$$

$$f_{TH} \leq 1k$$

$$AV \approx 3,17$$

PROTECCIÓN POR SOBRECARGA



→ Por si baja mucho la impedancia de la carga.

$$\frac{(x-20)}{330} \cdot \frac{560}{470+560} = 0,54 =$$

↳ PROTECCIÓN POR SOBRE TENSIÓN (?) → Bus pumping? $x = -1,29 + 20$
18,7

↳ PROTECCIÓN POR SOBRECARGA DC

$$R = 0,12\Omega$$

↳ Para proteger a la carga si el amplificador deja de func y uno de los MOSFETs queda prendido.

↳ si la salida tiene más de ±3V DC offset

↳ Protección por encendido? ¿está conectado a la carga?

↳ Red snubber (RC) → se emplea para que cuando suceda el dead time, la corriente del inductor tenga otro camino alternativo

↳ REDUCCIÓN DE EMI

↳ Red de zobel?

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

{ Alimentación: 220 Vac -20% / +10%, 50 Hz } → de diseño? o técnica func?

{ Temperatura de operación: 0° a 60°C } → Temp ambiente o del interior del equipo?

Eficiencia > 85%.

Potencia de salida nominal: 200W RMS @ 4Ω

Eficiencia > 85%.

THD ≤ 0,5%. } → THD de 20Hz a 20kHz ≈ 1W/8Ω

IMD ≤ 0,1% a 4Ω } ?

SNR ≥ 100dB (20Hz - 20kHz)

Rta en freq: 10Hz - 20kHz (+/- 5dB)

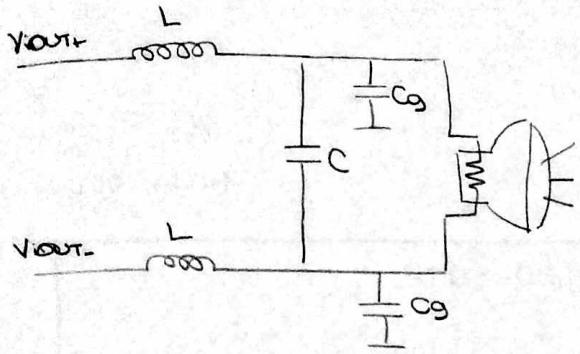
Factor de amortig. > 200

Impedancia de entrada: 50kΩ

Sensibilidad: 1 VRMS

↓ Protección contra cortocircuito y contra DC a la salida

pasabajos - Butterworth de 2º orden



Red de segundo orden:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \times \frac{1}{R_L \times C} + \frac{1}{LC}}$$

$$\frac{1}{LC} = \omega_0$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \cdot R_L \sqrt{2}}$$

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0}$$

$$\Rightarrow \text{si } \omega_0 = 2\pi \cdot 40 \text{ kHz}$$

$$R_L = 452$$

$$\Rightarrow C = 0,7 \mu F$$

$$\Rightarrow L = 22,5 \mu H$$

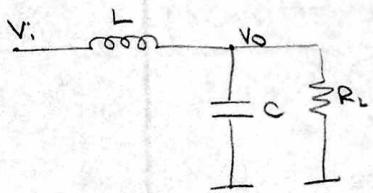
$$\text{Si } C = 5 \mu F$$

$$f_C = 28 \text{ kHz}$$

$$\Rightarrow L = 32 \mu H$$

$$C_{1/2} = 0,1 \cdot 2 \cdot C_g = 0,2 \mu F$$

$$V_o \cdot \left(\frac{1}{R_L} + sC + \frac{1}{Ls} \right) - V_i \cdot \frac{1}{Ls} = 0$$



$$\frac{s^2 R_L C + Ls + R_L}{R_L L s} \cdot V_o = V_i \cdot \frac{1}{Ls}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{1}{R_L C} s + \frac{1}{LC}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} s + \omega_0^2}$$

$$\text{con } Q = \frac{1}{2} \text{ se tiene:}$$

$$\frac{1}{R_L C} = \sqrt{2} \omega_0 \Rightarrow C = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \omega_0 \cdot R_L}$$

$$\frac{1}{LC} = \omega_0^2$$

$$\Rightarrow L = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C} = \frac{\sqrt{2} \cdot R_L}{\omega_0}$$

ADORES DE AUDIO CLASE D

gate drivers

→ Texas Instruments: UCC27201 → disponibilidad: sample

→ IRF: IR2011

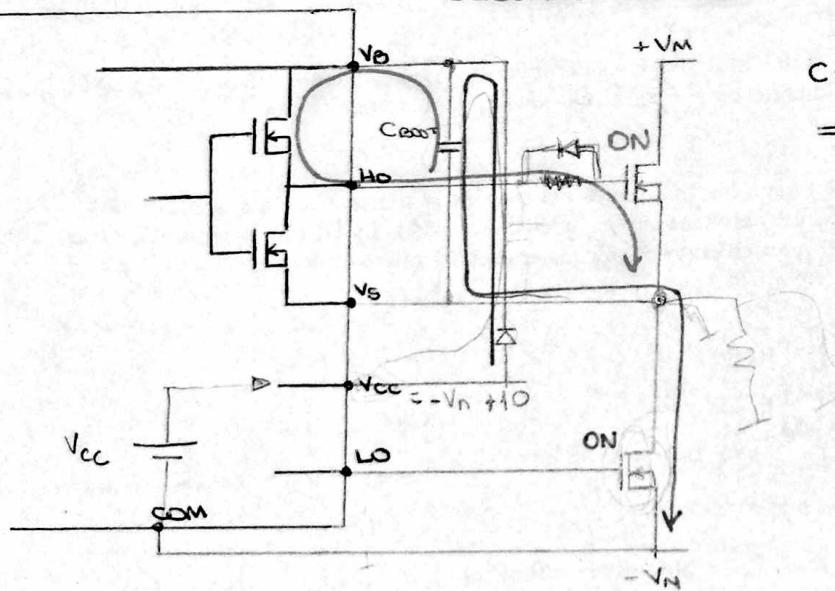
IR2010S → disponibilidad: GM electrónica

Por qué necesitamos un gate driver?

- Carga y descarga de C_{GS}
- Determinar V_{GS}
- Control de HS y LS por separado para obtener un tiempo muerto.

BOOTSTRAP

CARGA de C_{GSOT}
DESCARGA de C_{GSOT}



Cuando $V_S = -V_M$ (LS ON)

⇒ C_{GSOT} se carga a través del diodo,

si jando $V_{GS1} = V_{BS} \approx V_{CC} + V_M$,

Selección de C_{GSOT} :

$$C \geq \frac{2 \left(\frac{2Q_0 + I_{BS(\text{max})}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{BS(\text{leak})}}{f} \right)}{V_{CG} - V_F - V_{LS} - V_{min}} = 10,3nF$$

↓
12 ↓
0,65V ↓
2V ↓
X15 = 160n

Valor mínimo

Para minimizar el riesgo de sobre carga y reducir el ripple en V_{BS} → $C_{GS} = 15C$

Q_0 = gate charge of high side FET

$I_{BS(\text{leak})}$ = Bootstrap capacitor leakage current

Q_{LS} = level shift charge required per cycle = $5nC$ ($500V / 100V \cdot 10^5$) or $20nC$ ($1200V \cdot 10^5$)

V_F = forward voltage drop across the bootstrap diode

V_{min} = minimum voltage between V_B and V_S .

V_{LS} = Voltage drop across low side FET

$$V_{LS} = 0,16 \cdot 2 \cdot 10A = 1,6V$$

el C_{BS} solo se carga cuando HS está apagado y V_S = -V_H. \Rightarrow el tiempo
necesario para LS tiene que ser lo suficiente para asegurar que C_{BS} pueda cargarse
completo. \Rightarrow HAY UN TON MÍNIMO PARA LS!!!

Selección del diodo

\rightarrow needs to be able to block the full power rail voltage, which is seen when
the high side device is switched on.

It must be a fast recovery device to minimize the amount of charge fed
back from C_{BS} into V_{CC}, and similarly the high temperature reverse
leakage current would be important if the capacitor has to storage
charge for long periods of time.

V_{RAM} = Power rail voltage

$$\text{max } t_{rr} = 100\text{ns}$$

$$I_F = \frac{Q_{BS}}{t_{rr}} = 20\text{mA} \quad \rightarrow \quad Q_{BS} = \frac{20\text{mA}}{100\text{ns}} = 400\text{nC}$$

$$Q_{BS} = 2Q_G + \frac{I_{QBS(\text{max})}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{CBS(\text{leak})}}{f}$$

Para el IRF 2010:

Texas

$$I_{QBS(\text{max})} = 210\mu\text{A}$$

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LXCAP} + I_{LKSS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDSE}) \text{ tonQs}$$

↓ ↓
30nC 1μA

era distintas ampliaciones de la señal de salida

$$V_{DS} \geq \frac{I_{DS(\text{max})}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{DS(\text{leak})}}{f}$$

$$V_{DD} - V_f - V_{LS} - V_{min}$$

Para el IR2011 se tiene:

IR2010

$$I_{DS(\text{max})} = 210 \mu A$$

$$Q_{LS} \approx 5 \mu C$$

IR2011

$$I_{DS(\text{max})} = 210 \mu A$$

$$Q_{LS} \approx 5 \mu C$$

MOS

IRF530

$$Q_G = 26 \mu C$$

$$V_{GS(\text{min})} = 2V$$

$$I_{LK} = 50mA$$

$$R_{DS(on)} = 0,16\Omega$$

$$\Rightarrow V_{LS(\text{max})} = 10A \cdot 0,16\Omega = 1,6V$$

Para el diodo MUR120:

$$V_F \approx 5V$$

$$\Rightarrow C_{boot} \geq 2 \cdot \frac{2(26 \mu C) + \frac{210 \mu A}{500 \Omega} + 5 \mu C}{12V - 1V - 1,6V - 2V} \approx 2,38 \mu F$$

↓

$$x10 \rightarrow 20 \mu F$$

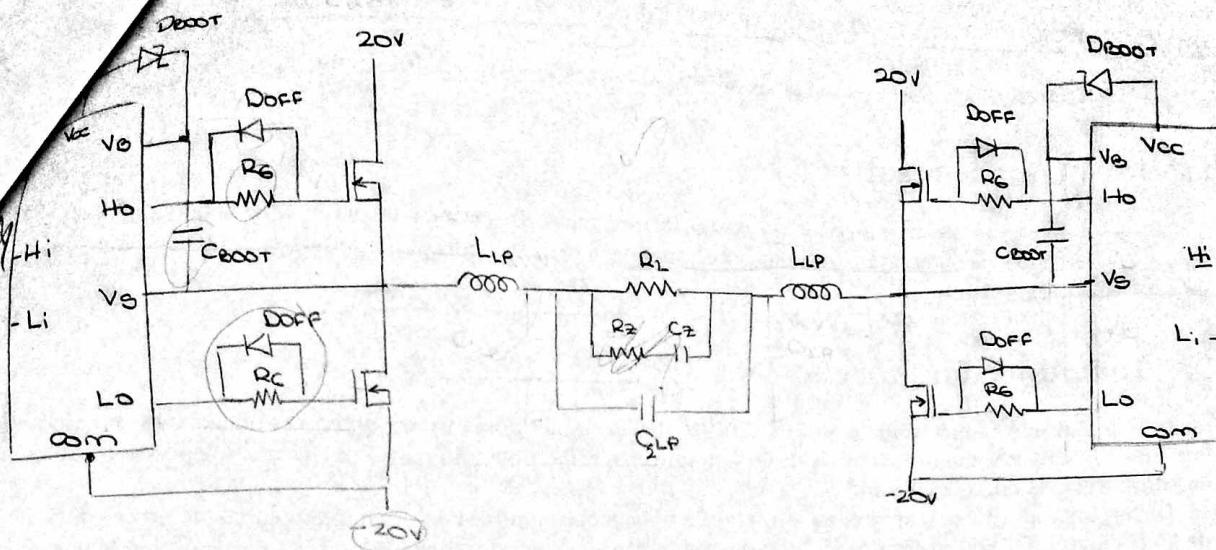
$$\Rightarrow 5 \mu F$$

Desboot

$$V_{DDM} = 200V$$

$$I_F = \Delta A$$

Etapa de Salida



CIRCUITO DE BOOTSTRAP → Para encendido del mos superior

$$\textcircled{1} \quad C_{\text{BOOT}} \geq \frac{2 \left(2Q_s + I_{\text{QSS MAX}} + Q_{\text{BS}} + \frac{I_{\text{BS LEAK}}}{P} \right)}{V_{\text{cc}} - V_g - V_{\text{BS}} - V_{\text{min}}} \approx \frac{2 \frac{1}{f_{\text{onda}}}}{7,4V} \approx 541 \mu F$$

$V_{\text{cc}} = V_g = V_{\text{BS}} = V_{\text{min}}$

$22V - 2V - 1,6V = 20V$

↓
debe ser al menos 15 veces
esto $\Rightarrow 8 \mu F$

D_{BOOT} → MURAGO → $f = 1,3$
 $V_{\text{RMS}} = 800V$

RESISTENCIA DE GATE → Se emplea para ajustar el % de encendido
 ↓ valor bajo

D_{OFF} DE APAGADO → Reduce el tiempo de apagado, pues presenta un camino de baja impedancia

FILTRO PASABAJOES LC

$$\textcircled{2} \quad C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}}, \quad L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0}$$

por ejemplo,

$$\begin{cases} f_c = 31 \text{ kHz} \\ L = 15 \mu H \\ C_1 = 1 \mu F \\ C_2 = 0,18 \mu F \end{cases}$$

Red de 20bel → contrarresta la reactancia inductiva del parlante

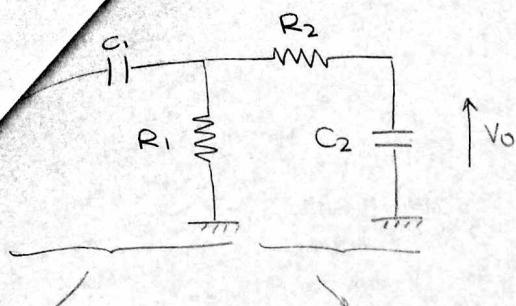
$$R_Z = R_L \times 1,25$$

$$C_Z = \frac{L_e}{R_Z^2}$$

* Level shifter

* Protecciones

onda para la entrada de 1V



Pasa altos

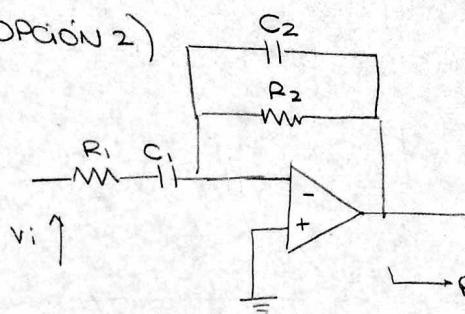
10Hz?

Pasa bajos

50K?

100K?

Opción 2)



Pasa banda
inversor?

Me sirve
para contrarrestar
la inversión del
control de vol.

Gain:

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$f_{C_1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad f_{C_2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$