

ELECTRÓNICA ANALÓGICA

10 AMPLIFICADORES

Amplificadores de pequeña señal

Amplificadores realimentados

Amplificadores de potencia

Amplificadores diferenciales

Amplificadores sintonizados

INTRODUCCIÓN

- Amplifican la tensión, corriente o potencia a partir de señales "más débiles".
- La señal a amplificar puede venir de:
 - Micrófono para señales de audio o antena para señales de radio frecuencia.
 - Transductores térmicos, velocimétricos, luminosos...
 - Consigna para la activación y el control de actuadores de potencia.
 - De otras etapas amplificadoras.
- Se utilizan en receptores de señal, repetidores, equipos de sonido, video y TV, equipos de medida , generadores de señal y en control de actuadores.
- Forman parte fundamental de la instrumentación para los ensayos y practicas de laboratorio.
- Necesitan la aportación de una fuente de alimentación para los elementos activos de que se componen.
- Elementos activos de los amplificadores:
 - Transistores, válvulas, CI operacionales o CI específicos: Audio, video, sintonizadores, CI diferenciales.

CLASIFICACIÓN:

1. Según el elemento activo:

- Transistores unipolares: Emisor común (EC), Colector común (CC), Base común (BC)
- Transistores bipolares: FET o MOS(potencia)
- Transistores especiales.
- Circuitos integrados: Operacionales y específicos de audio, video, instrumentación.

2. Según el tipo de señal

- De CC: En fuentes de alimentación o para activación de actuadores(válvulas, motores, lámparas, relés..)
- De Señal:
 - Baja frecuencia: amplificación de transductores para medida
 - Media frecuencia: Amplificación de voz o música(20Hz-20KHz)
 - Alta frecuencia: Amplificación de video (15Hz-15MHz).
 - Señal de radiofrecuencia>20KHz.

3. Según la potencia

- De pequeña señal: Etapas previas de amplificación o para corrientes débiles.
- De potencia: últimas etapas de amplificación o para corrientes grandes.
- Clase A: No se recorta la señal.
- Clase B: La señal se recorta durante medio semiciclo.
- Clase C: La señal se recorta durante más de un semiciclo.
- Clase AB:La señal se recorta durante menos de un semiciclo

4. Según las etapas de amplificación

- Monoetapa: Simple, diferencial, realimentación.
- Multietapa
 - Acoplamiento: Directo, RC, LC, con transformador.

CARACTERÍSTICAS DE LOS AMPLIFICADORES

- **Ganancias**
 - En tensión: $A_v = V_s/V_e$; $A_v(\text{dB}) = 20\log(A_v)$
 - En Corriente: $A_I = I_s/I_e$; $G_I(\text{dB}) = 20\log(A_I)$
 - En Potencia: $A_p = P_s/P_e$; $A_p(\text{dB}) = 10\log(A_p)$

Ganancias a frecuencias medias:

- Son las ganancias en la zona lineal de amplificación, para la que dichas ganancias son máximas(amplificación máxima).
 - Se encuentran dentro del ancho de banda del amplificador.
- **Frecuencias de corte y ancho de banda**
 - **Las frecuencias de corte las determinan los elementos capacitivos(condensadores y capacidades parásitas) y resistivos del circuito.**
 - Las frecuencias de corte delimitan la zona lineal (de amplificación).
 - El ancho de banda es la diferencia entre la frecuencia de corte superior e inferior
 - A las frecuencias de corte la ganancia en tensión cae 3dB con respecto a la ganancia a frecuencias medias.También se puede expresar como el 70% de la ganancia a frecuencias medias.
 - $A_v(f_c) = A_{v_m}/\sqrt{2} = 0,7 \cdot A_{v_m}$;
 - $A_v(f_c)|_{\text{dB}} = 20\log A_{v_m} - 20\log 2^{1/2} = 20\log A_{v_m} - 10\log 2 = 20\log A_{v_m} - 3\text{dB}$
 - A las frecuencias de corte la potencia cae 3dB con respecto a la ganancia a frecuencias medias.También se puede expresar como el 50% de la ganancia a frecuencias medias.
 - $A_p(f_c) = A_{p_m}/2 = 0,5 \cdot A_{p_m}$;
 - $A_p(f_c)|_{\text{dB}} = 10\log G_{p_m} - 10\log 2 = 20\log A_{p_m} - 3\text{dB}$
 - **$A_p = A_v \cdot A_I$**
 - **Desfase**
 - Es la diferencia de fase entre la señal de entrada y de salida.
 - En la zona lineal el desfase es de 0° o 180°.
 - **Distorsión**
 - En la zona lineal(dentro del ancho de banda):
 - En amplitud: La amplitud de la salida queda recortada o deformada.
 - En frecuencia: La frecuencia de la salida es diferente de la de entrada.
 - En fase: Se produce desfase entre la entrada y la salida <> de 180°.

La presencia de condensadores en un amplificador hace que la ganancia de éste dependa de la frecuencia. Los condensadores de acoplo y desacoplo limitan su respuesta a baja frecuencia, y los parámetros de pequeña señal de los transistores que dependen de la frecuencia así como las capacidades parásitas asociadas a los dispositivos activos limitan su respuesta a alta frecuencia. Además un incremento en el número de etapas amplificadoras conectadas en cascada también limitan a su vez la respuesta a bajas y altas frecuencias.



Figura 3.1. Ganancia de un amplificador frente a la frecuencia para a) amplificador general, b) amplificador sin condensadores de acoplo y desacoplo (amplificador directamente acoplado).

En la figura 3.1.a se muestra la ganancia de un amplificador en función de la frecuencia. Claramente se identifican tres zonas: frecuencia bajas, frecuencias medias y frecuencias altas. A frecuencias bajas, el efecto de los condensadores de acoplo y desacoplo es importante. A frecuencias medias, esos condensadores presentan una impedancia nula pudiéndose ser sustituidos por un cortocircuito. A frecuencias altas, las limitaciones en frecuencia de los dispositivos activos condicionan la frecuencia máxima de operación del amplificador. Esas zonas están definidas por dos parámetros: frecuencia de corte inferior o f_L y frecuencia de corte superior o f_H . Ambos parámetros se definen como la frecuencia a la cual la ganancia del amplificador decae en $1/\sqrt{2}$ o 0.707 con respecto a la ganancia del amplificador a frecuencias medias. El ancho de banda del amplificador o *bandwidth* (BW) se define como

$$\boxed{BW = f_H - f_L} \quad (3.4)$$

- **Impedancia de salida:**

Es la impedancia vista desde los terminales de salida del amplificador, que está en serie con la tensión amplificada. que genera, el amplificador, y que debe ser lo más pequeña posible.

- **Impedancia de entrada:**

Es la impedancia vista desde los terminales de entrada del amplificador, y que debe ser lo más grande posible.

- **Tensión máxima y mínima de salida**

- Que es capaz de generar en la zona lineal sin distorsión.

- **Tensión máxima y mínima de entrada**

Que es capaz de amplificar en la zona lineal sin distorsión.

- **Temperaturas de trabajo**

Límites de funcionamiento para temperaturas extremas.

- **Factor de ruido:**

- Es el ruido que aporta el amplificador debido a sus componentes internos, y que de dependerá de la temperatura y la frecuencia.

- **Relación señal ruido: S/N**

- Es el cociente entre el nivel de señal y de ruido en la zona lineal de trabajo, y que debe ser lo mayor posible.

- **Producto de ganancia por ancho de banda: $A_{vm} \cdot (f_H - f_L)$**

ANALISIS DE UN AMPLIFICADOR

- **En corriente continua:**
 - Los condensadores son circuitos abiertos.
 - Se calculan las corrientes y tensiones de polarización (punto de trabajo) y la recta de carga estática.
- **En corriente alterna:**
 - **Frecuencia medias:**
 - Los condensadores y las tensiones de alimentación son cortocircuitos:
 - Circuito equivalente y cálculo de corrientes y tensiones: Excursión máxima de salida sin distorsión de amplitud y recta de carga dinámica.
 - Estudio con parámetros T, h, π ó g : Circuito equivalente con los parámetros
 - Cálculo de ganancias e impedancias de entrada y salida.
 - **Bajas frecuencias:**
 - Se tienen en cuenta los condensadores y la impedancia en paralelo con los mismos : Polos y ceros que determinan la frecuencia de corte inferior.
 - **Altas frecuencias:**
 - Se tienen en cuenta las capacidades parásitas de los transistores y la impedancia en paralelo con los mismos :Polos y ceros que determinan la frecuencia de corte superior.

ESTUDIO DE UN AMPLIFICADOR

- **En corriente continua:**
 - Se desconecta la señal de entrada.
 - Se miden las corrientes y tensiones de polarización (punto de trabajo) y la recta de carga estática.
- **En corriente alterna:**
 - **Frecuencia medias:**
 - Se parte de una tensión y frecuencia muy baja.
 - Se aumenta la frecuencia hasta que la salida es estable y máxima sin recortarse (saturación)=> $A_{vm}=V_s/V_e$.

Impedancia de entrada:

Metodo1: Se mide la corriente de entrada y la tensión de entrada: $Z_e=V_e/I_e$
 Metodo2: Se conecta una resistencia variable en serie con la entrada y se varía dicha resistencia hasta que la tensión a la entrada del amplificador sea la mitad que la de entrada y se mide la resistencia variable.

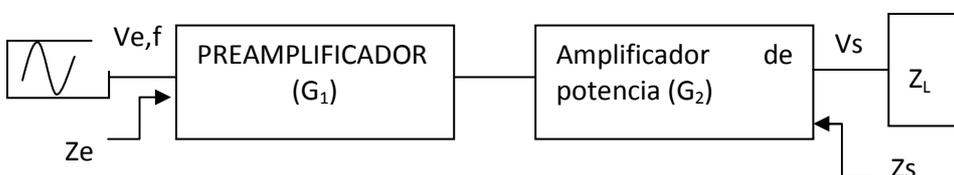
Impedancia de salida:

Metodo1:Se mide la corriente de la carga y la tensión de la carga:
 $Z_s=(V_{sinRL}-V_{sconRL})/I_L$
 Metodo2:Se sustituye la carga por una resistencia variable y se varía dicha resistencia hasta que la tensión a la salida del amplificador sea la mitad que sin la carga y se mide la resistencia variable.

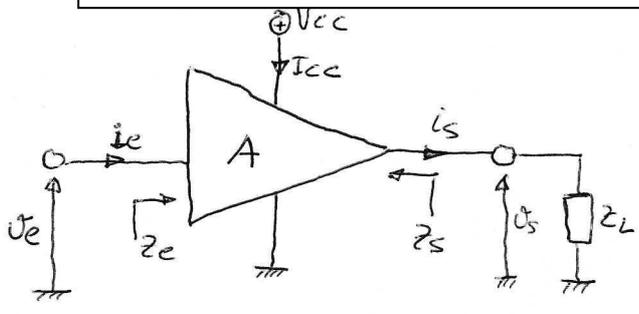
- **Frecuencia de corte inferior:**
 - Se baja la frecuencia hasta que $A_v=0,7A_{vm}$.
- **Frecuencia de corte superior:**
 - Se aumenta la frecuencia hasta que $A_v=0,7A_{vm}$.

Ganancia en tensión: $A_v=G_1 \cdot G_2$

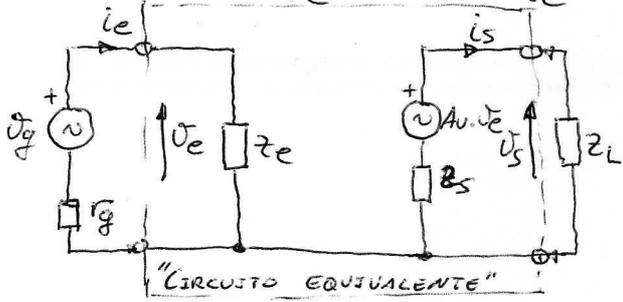
Ganancia en potencia: $G_p=A_v \cdot A_I$



CALCULOS CON LOS PARAMETROS CARACTERISTICOS DE UN AMPLIFICADOR



$A_v = \frac{V_s}{V_e}$, $A_i = \frac{i_s}{i_e}$



$i_e = \frac{V_g}{z_e + r_g}$; $i_s = \frac{A_v \cdot V_e}{z_s + z_L}$

$A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{V_s}{V_g} \cdot \frac{z_e + r_g}{z_s + z_L}$

$\eta = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{V_s^2}{R_L (V_{cc} \cdot I_{cc})}$ "Rendimiento de potencia"

Para V_s en valor eficaz

Ejemplo

Datos: $V_{g_{max}} = 10\mu V$, $z_g = 600\Omega$ ⇒ "Generador"
 $z_e = 20k\Omega$, $z_s = 1k\Omega$, $A_v = -200$
 Polos: $f_{p1} = 1Hz$, $f_{p2} = 10Hz$, $f_{p3} = 1kHz$
 Ceros: $f_0 = 500Hz$, $f_{PH} = 1MHz$
 $z_L = 10k\Omega$ ⇒ "Carga"
 $V_{cc} = 25V$, $I_{cc} = 3.5mA$ ⇒ "F. Alim."

$V_{s_{max}} = A_v \cdot V_{e_{max}}$

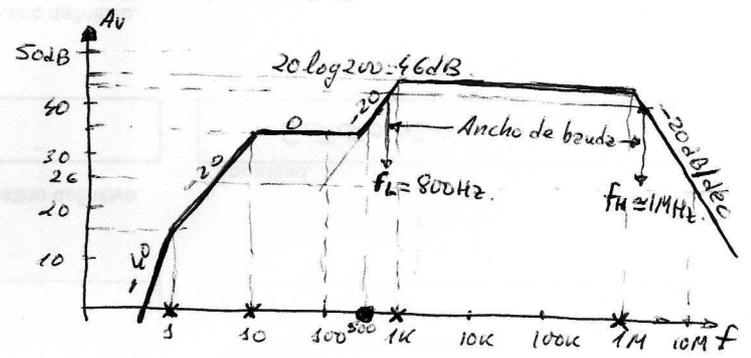
$i_{e_{max}} = \frac{V_{g_{max}}}{z_g + z_e} = \frac{10\mu V}{(0.6 + 20)k\Omega} = 0.485\mu A$

$V_{e_{max}} = i_{e_{max}} \cdot z_e = 0.485\mu A \cdot 20k\Omega = 9.7\mu V$

$V_{s_{max}} = 200 \cdot 9.7\mu V = 1.95V$

$A_i = \frac{1.95V}{10\mu V} \cdot \frac{20k\Omega + 0.6k\Omega}{1k\Omega + 10k\Omega} = 365$

$\eta = \frac{1.95^2/2}{10 \cdot 25 \cdot 3.5} = 0.21\%$



$\Delta B = f_H - f_L \approx 1MHz$

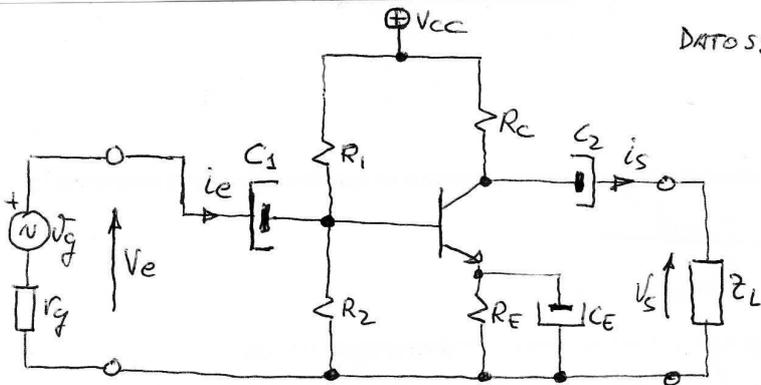
Amplificador en Emisor Común

- Es muy empleado en etapas previas de amplificadores de audio, siendo de clase A.
- La entrada es por la base y la salida por colector.
- C_1 y C_2 son los condensadores de acoplo que separa la señal de la CC de polarización y son dos polos que marcan la frecuencia de corte inferior.
- C_e desacopla la señal para que no intervenga en la polarización, además elimina a la resistencia R_4 para la señal. Además marca la frecuencia de corte inferior.

ANALISIS en CC: Se abre el interruptor para aislar la señal del generador, los condensadores son circuitos abiertos. Se calcula: I_{csat} , I_c , I_E , V_{CE} , I_{CC} , P_{CC}

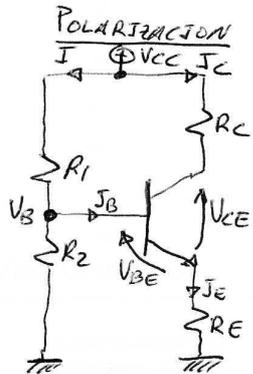
ANALISIS en CA: Se cierra el interruptor, los condensadores y V_{cc} son cortocircuitos. Se calcula:

- 1.- Frecuencias medias: r_e , Z_e , Z_s , A_v , A_i , $V_{s_{max}}$ y $V_{e_{max}}$ sin distorsión
- 2.- Frecuencias bajas: Los polos (-20dB/dec) f_i , los ceros (+20dB/dec) f_0 , La frecuencia de corte inferior f_L .
- 3.- Frecuencias altas: Los polos f_i , La frecuencia de corte superior f_H .
- 4.- Ancho de banda ΔB y Función de transferencia $A_v(f)$



DATOS: $V_{CC} = 12V$, $R_g = 600\Omega$, $Z_L = 10K\Omega$
 $C_1 = C_2 = 12\mu F$, $C_E = 47\mu F$
 $R_1 = 18K\Omega$, $R_2 = R_C = 3.6K\Omega$, $R_E = 1K\Omega$
 $V_{BE} = 0.7V$, $\beta = 400$, $C_{be} = 13pF$, $C_{bc} = 4pF$

$$I_{CSAT} = V_{CC} / (R_C + R_E)$$



$$I = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

$$V_B = R_2 \cdot I$$

$$I_C = I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$$

$$P_{CC} = (I + I_C) \cdot V_{CC}$$

Está centrado en 6V. Se puede centrar aumentando/disminuyendo la R_C , ó V_B con R_1 y R_2 .

$$I_C = I_E = \frac{2 - 0.7}{1} = 1.3 \mu A$$

$$P_{CC} = (0.555 + 1.3) \cdot 12 = 22.26 \mu W$$

$$V_{CE} = 12 - (3.6 + 1) \cdot 1.3 = 8.0V$$

$$I_{CSAT} = V_{CC} / (R_C + R_E) = 12V / (3.6K + 1K) = 2.6mA$$

FRECUENCIAS MEDIAS

$$r_e = \frac{25mV}{1.3mA} = 19.23\Omega$$

$$Z_e = 18K // 3.6K // 400 \cdot 0.019 = 2.45K\Omega$$

$$Z_s = 3.6K\Omega$$

$$A_v = - \frac{R_C // R_L}{r_e} = - \frac{3.6 // 10}{0.019} = 137$$

Sin C_E : $A_v = - \frac{r_c}{r_e + R_E} = - \frac{2.64}{1.019} = -2.6$

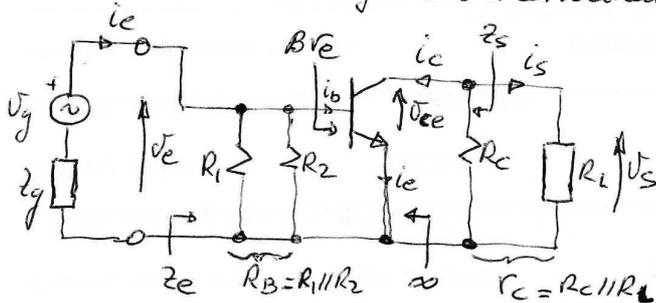
"Desfase de 180° entre V_e y V_s "

$$V_{smax} = 1.3 \cdot 2.64 = 3.43V$$

$$V_{emax} = \frac{3.43}{1.37} = 2.5mV$$

FRECUENCIAS MEDIAS

dos condensadores y V_{CC} son cortocircuitos



Resistencia de emisor: $r_e = \frac{25mV}{I_E}$

$$Z_e = R_B // \beta r_e \quad Z_s = R_C$$

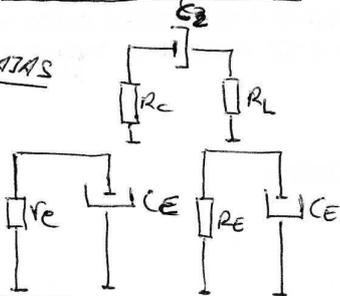
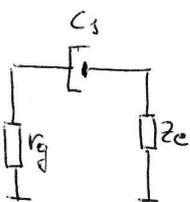
$$A_v = - \frac{r_c}{r_e}$$

EXCURSION MÁXIMA SALIDA

$$V_{smax} = I_C \cdot r_c$$

$$V_{emax} = V_{smax} / A_v$$

FRECUENCIAS BAJAS

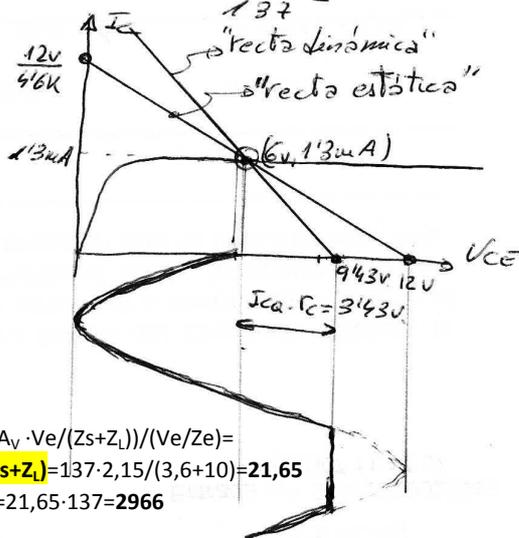


$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_g + Z_e)}$$

$$f_{pe} = \frac{1}{2\pi C_E \cdot R_E}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_C + R_L)}$$

$$f_{e0} = \frac{1}{2\pi C_E \cdot R_E}$$



$$A_i = i_s / i_e = (A_v \cdot V_e / (Z_s + Z_i)) / (V_e / Z_e) = A_v \cdot Z_e / (Z_s + Z_i) = 137 \cdot 2.15 / (3.6 + 10) = 21.65$$

$$A_p = A_i \cdot A_v = 21.65 \cdot 137 = 2966$$

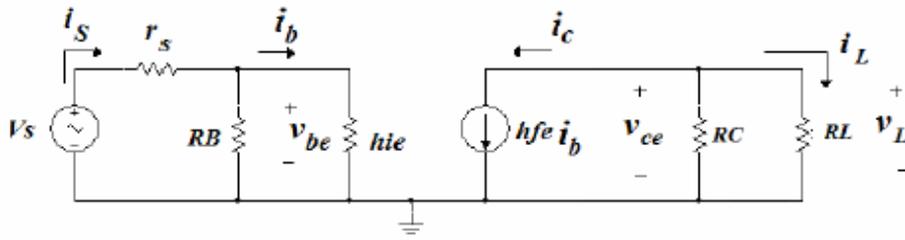
FRECUENCIAS BAJAS

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi \cdot 12\mu (0.6 + 2.45)} = 4.8Hz, f_{p2} \approx 1Hz$$

$$f_{pe} = \frac{1}{2\pi \cdot 47 \cdot 0.019} = 178Hz, f_{e0} = 3.4Hz$$

Como $f_E \gg f_1, f_2$ y $f_{E0} \Rightarrow f_L < f_E = 178Hz$

Modelo con parámetros híbridos en frecuencias medias.

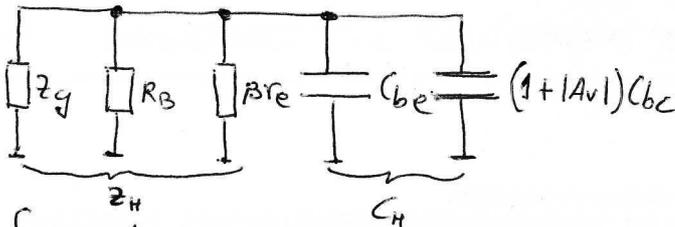


$h_{fe} = \beta$
 $h_{ie} = h_{fe} \cdot r_e$

FRECUENCIAS ALTAS

Actúan las capacidades parásitas del transistor: C_{be} y C_{bc} .

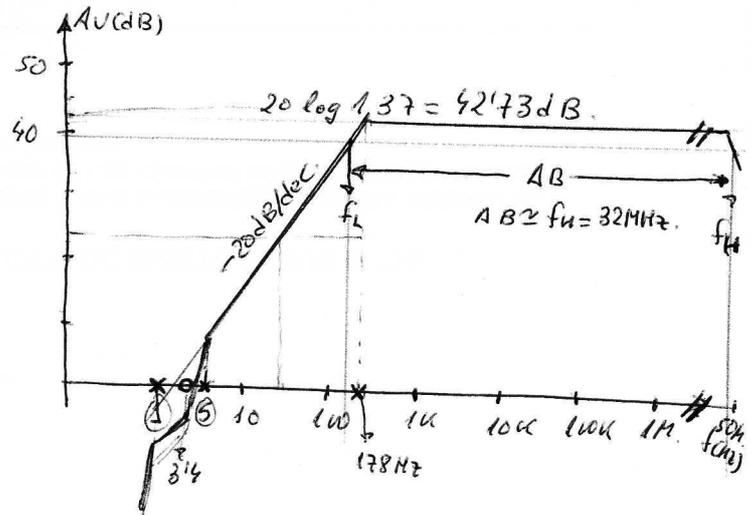
$Z_H = 0'6 \parallel 18 \parallel 3'6 \parallel 40 \cdot 0'019 = 0'469 k\Omega$
 $C_H = 137(1 + 137) \cdot 4 = 0'565 nF$
 $f_H = \frac{1}{2\pi \cdot 0'469 k \cdot 0'565 n} = 32 MHz$



$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot Z_H \cdot C_H}$

$Z_H = Z_g \parallel R_B \parallel \beta r_e$

$C_H = C_{be} + (1 + |A_v|) C_{bc}$



Se puede bajar el valor de la frecuencia de corte superior con un condensador en paralelo con la carga.

Con un condensador $C = 2 nF \Rightarrow f_H = 1 / (2\pi \cdot r_c \cdot C) = 30 KHz$

Rendimiento máximo:

Cuando a la salida se obtiene la salida máxima sin distorsión

$\eta_{max} = P_L / P_{CC} = \frac{V_{Lpmax}^2}{(2R_L \cdot P_{CC})} = \frac{3,43^2}{(2 \cdot 10 \cdot 22,26)} = 2,6\%$

DISEÑO: $A_v = 42 dB, i_{Lmax} = 0,223 mA, V_{CC} = 12 v, f_{polo-cero} < 1 KHz$

Elección del transistor:

$V_{CE0} > 2V_{CC} = 24 v, I_{cmax} > 10 \cdot i_{Lmax} = 2,23 mA; \beta = 200$

Punto de trabajo:

$V_{CE} = V_{CC} / 2 = 6 v$

$I_c > 3 \cdot i_{Lmax} = 0,669 mA$

Elección de R_E

Para $R_c = 10 R_E$

$R_E = (V_{CC} - V_{CE}) / 11 I_c = 6 v / (11 \cdot 0,669 mA) = 0,815 K\Omega \Rightarrow R_E = 820 \Omega$

$R_c = 8 k2 \Omega$

Elección de R_1 y R_2

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 + R_E \cdot I_E = 0,7 + 0,82 \cdot 0,669 = 1,24 \text{v}$$

$$R_1 = (V_{CC} - V_B) / I_E / \beta = (12 - 1,24) / 0,669 / 200 = \mathbf{3,2 \text{M}\Omega}; \text{ sin } R_2$$

Si se instalara con R_2 :

$$\begin{aligned} V_B &= V_{CC} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 12 \text{v} \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 1,24 \text{v} \quad \left. \begin{array}{l} \rightarrow R_2 / (R_1 + R_2) = 1,24 / 12; \quad R_2 / (R_1 + R_2) = 0,1 \\ R_1 // R_2 = \beta \cdot R_E / 10 = 200 \cdot 0,815 / 10 = 16,3 \text{K}\Omega \quad \rightarrow \quad R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) = 16,3 \end{array} \right\} \\ R_2 / (R_1 + R_2) &= 16,3 / R_1 = 0,1 \Rightarrow R_1 = 163 \text{K}\Omega \Rightarrow \mathbf{R_1 = 160 \text{K}\Omega} \\ R_2 / (163 + R_2) &= 0,1 \Rightarrow R_2 = 18,11 \text{K}\Omega \Rightarrow \mathbf{R_2 = 18 \text{K}\Omega} \end{aligned}$$

Excursión máxima de salida: $I_C \cdot (R_C // R_L) = 0,669 \cdot 8 \text{k}\Omega // 10 \text{k}\Omega = \mathbf{3 \text{v de pico}}$

$$r_e = 25 \text{mV} / I_C = \mathbf{8,33 \Omega}$$

Para $R_L = 10 \text{K}\Omega \Rightarrow A_v = r_c / r_e = (8,2 \text{k}\Omega // 10 \text{k}\Omega) / 0,008 = \mathbf{-563} = 20 \cdot \log(A_v) = 20 \log 180 = \mathbf{55 \text{dB}}$
45dB es superior a la ganancia que nos piden, luego es correcto el diseño.

$$C_1 = 1 / (2\pi Z_{1f_L}) = \mathbf{1 / ((2\pi \cdot R_B // \beta r_e) \cdot f_L)} = 1 / (2\pi \cdot (3,6 \text{k}\Omega // 201 \cdot 0,008 \text{k}\Omega)) \cdot 1 \text{KHz} = \mathbf{139,7 \text{nf}}$$

$$C_1 = \mathbf{130 \text{nf} (-20 \text{dB/dec})}$$

Condensador C_2 :

$$C_2 = \mathbf{1 / (2\pi Z_{2f_L})} = 1 / ((2\pi \cdot (R_C + R_L) \cdot f_L)) = 1 / (2\pi \cdot (1,8 \text{k}\Omega + 10 \text{k}\Omega) \cdot 1 \text{KHz}) = \mathbf{13,5 \text{nf}}$$

$$C_2 = \mathbf{13 \text{nf} (-20 \text{dB/dec})}$$

Condensador C_E :

$$\text{polo: } C_E = \mathbf{1 / (2\pi Z_{E f_L})} = 1 / (2\pi \cdot r_e \cdot f_L) = 1 / (2\pi \cdot 0,008 \text{k}\Omega \cdot 1 \text{K}) = \mathbf{19 \mu\text{f}}$$

$$C_E = \mathbf{18 \mu\text{f} (-20 \text{dB/dec})}$$

$$\text{cero: } f_{E_0} = \mathbf{1 / (2\pi R_E C_E)} = 1 / (2\pi \cdot 0,18 \text{k}\Omega \cdot 18 \mu\text{f}) = \mathbf{49 \text{Hz} (+20 \text{dB/dec})}$$

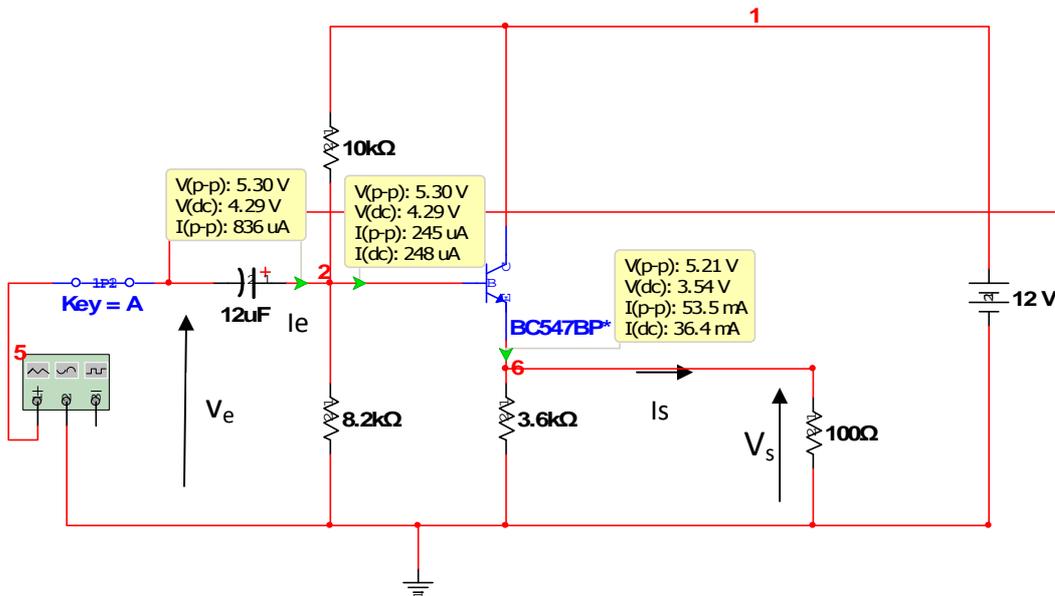
Como los polos y el cero están a la misma frecuencia:

Pendientes en el lado de baja: $-20 \text{dB} \cdot 3 + 20 \text{dB} = \mathbf{-40 \text{dB/dec} (2 \text{ polos})}$

$$f_L = f_{\text{polo-cero}} / (2^{1/n} - 1)^{1/2} = 1 \text{KHz} / (2^{1/2} - 1)^{1/2} = \mathbf{1,55 \text{KHz}}$$

Amplificador en Colector Común

- Es muy empleado en etapas adaptadoras de impedancia (Z_e muy grande, Z_s muy pequeña, $A_v < 1$).
- La entrada es por la base y la salida por emisor.
- C_1 y C_2 son los condensadores de acoplo que separa la señal de la CC de polarización y son dos polos que marcan la frecuencia de corte inferior.
- El circuito en CC es igual que en Emisor común
- $I_{CSAT} = V_{CC} / (R_E // R_L) = 12 \text{v} / 0,097 \text{k}\Omega = \mathbf{123,7 \text{mA}}$
- $V_B = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 5,4 \text{v}$; $V_E = V_B - V_{BE} = 4,7 \text{v}$; $I_E = V_E / (R_E // R_L) = 48,5 \text{mA} = I_C$
- $V_C = V_{CC} = 7,29 \text{v}$
- $V_{CE} = V_C - V_E = \mathbf{7,29 \text{v}} \Rightarrow$ **No está centrado en 6v. Se puede centrar Aumentando V_B con R_1 y R_2 .**



En los cálculos del punto de trabajo hemos despreciado I_B .

Si no despreciamos I_B salen los resultados de la simulación: $I_E=36,4\text{mA}$, $V_B=4,29\text{v}$, $V_{CE}=8,46\text{v}$

Resistencia de emisor:

$$r_e = \frac{25\text{mV}}{I_E} = 25\text{mV}/36,4\text{mA}$$

$$r_e = 0,68\Omega$$

Ganancia en tensión:

$$\text{Para } r_E = R_E // R_L$$

$$A_v = V_s / V_e = r_E / (r_e + r_E) = 97 / (97 + 0,68) = 0,992. \quad A_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log(A_v) = 20 \log 0,992 = -0,061\text{dB}$$

"No hay inversión de fase (0°)"

Impedancia de entrada:

$$Z_e = V_e / i_e = R_B // \beta \cdot (R_E + r_e) = 10\text{K} // 8,2\text{K} // 200 \cdot (3,6 // 0,1\text{K}) = 4,5\text{K} // 19,4\text{K} = 3,65\text{K}\Omega$$

Impedancia de salida ($V_g=0$):

$$Z_s = r_e // R_E = 0,68\Omega$$

Excursión máxima de salida y tensión máxima de entrada:

$V_{L\text{max}} = I_E \cdot r_E = 36,4\text{mA} \cdot (3,6\text{k} // 0,1\text{k}) = 3,53\text{v} \Rightarrow$ Coincide con $V_E \Rightarrow$ "Recta de carga estática coincide con la dinámica porque no hay condensador a la salida".

$$V_{e\text{max}} = V_{L\text{max}} / A_v = 3,53 / 0,992 = 3,56\text{v}$$

Si $R_2 = 100\text{K}\Omega \Rightarrow I_E = 60\text{mA}$; $V_{CE} = 5,82\text{v} = V_{L\text{max}}$; $r_e = 0,41\Omega$, $A_v = 0,995$, $Z_e = 6,2\text{K}\Omega$, $Z_s = 0,4\Omega$
 \Rightarrow "Mejoran las características si se aprovecha el máximo rango de salida"

Frecuencia de corte inferior:

$$f_L \approx f_1 = 1 / (2\pi Z_1 C_1) = 1 / (2\pi \cdot Z_e \cdot C_1) = 1 / (2\pi \cdot 3,6\text{k} \cdot 12\mu) = 3,6\text{Hz}$$

Amplificador en Base Común

- Es muy empleado en amplificadores de radiofrecuencia (Z_e muy pequeña, Z_s muy grande, A_v grande).
- La entrada es por el emisor, y la salida por la base. El generador puede ser una antena.
- C_1 y C_2 son los condensadores de acoplo que separa la señal de la CC de polarización y son dos polos que marcan la frecuencia de corte inferior.
- El circuito en CC es igual que en Emisor común

FET: $I_{DSS}=2,74\text{mA}$, $g_m=1,53\text{mA/v}$, $V_p=-3\text{v}$, $C_{gd}=1,6\text{pf}$, $C_{gs}=2,41\text{pf}$

Siendo g_m la transconductancia del FET.

En Contínua

$V_{DS}=V_D-V_S=10-4,41=5,6\text{v}$, $V_{GS}=V_G-V_S=2,11-4,41=-2,3\text{v}$, $|V_p|-|V_{GS}|=0,7\text{v}<V_{DS}=>$ "SAT"

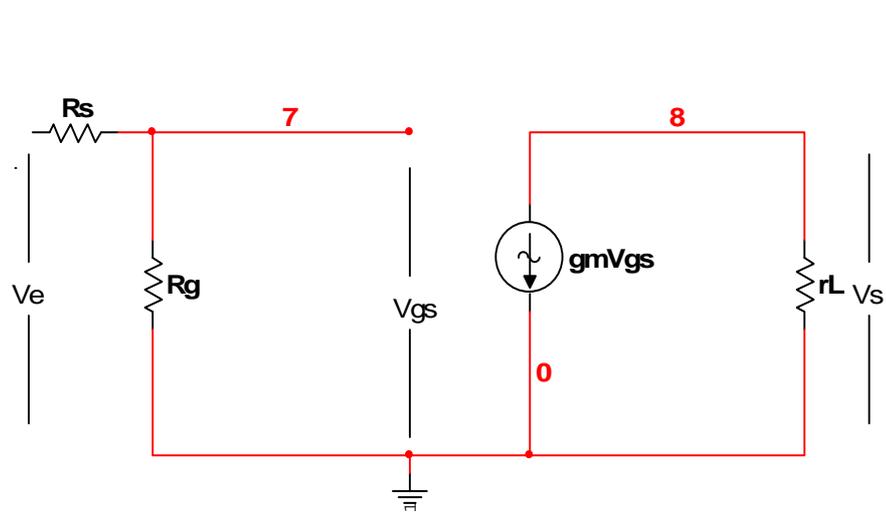
Criterio de diseño:

$$R_s = \frac{V_{pmax}}{I_{DSSmax}} - \frac{V_{pmin}}{I_{DSSmin}}$$

$R_G > 100\text{K}\Omega$

En Frecuencias medias

CIRCUITO EQUIVALENTE:



$R_s=120\Omega$

$V_e=V_{gs}$, $V_s=-g_m \cdot V_{gs} \cdot r_L$

$r_L=R_L//R_D=10\text{K}//3\text{K}=2,48\text{k}\Omega$

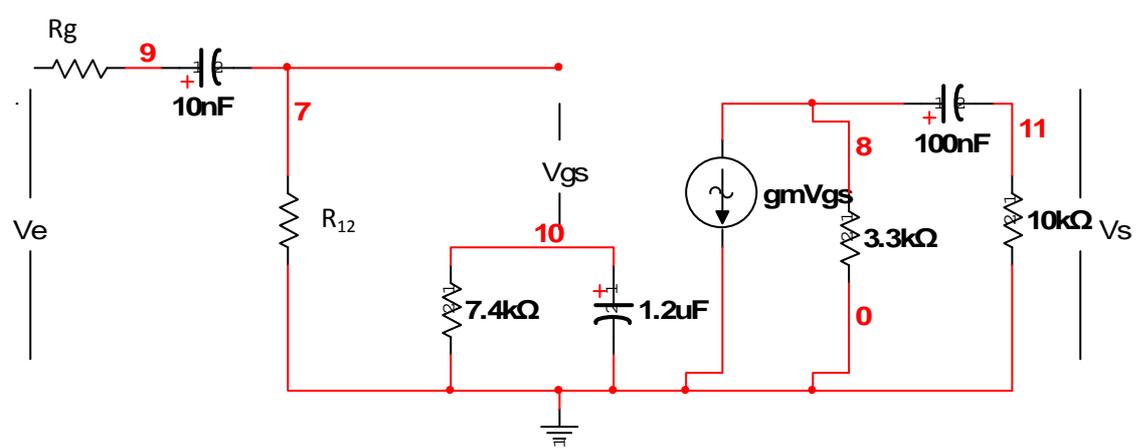
$A_v=V_s/V_e=384\text{mv}/100\text{mv}=3,84$

$A_v=-g_m \cdot r_L=-1,53 \cdot 2,48\text{K}=-3,84$

$Z_e=R_g=470\text{K}//100\text{K}=82\text{K}\Omega$

$Z_s=R_D=3\text{K}\Omega$

FRECUENCIA DE CORTE INFERIOR:



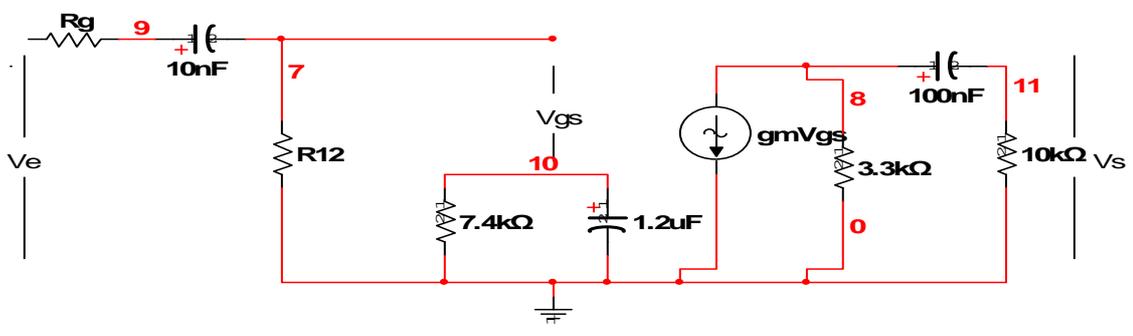
Condensador C_1 : (polo) = $f_1=1/(2\pi Z_1 C_1)=1/((2\pi \cdot (R_{12}+R_g) \cdot C_1)=1/(2\pi \cdot 82\text{K} \cdot 10\text{nf})=194\text{Hz}$

Condensador C_2 : (polo) = $f_2=1/(2\pi Z_2 C_2)=1/((2\pi \cdot (R_c+R_L) \cdot C_2)=1/(2\pi \cdot (3,3\text{k}+10\text{k}) \cdot 100\text{n})=120\text{Hz}$

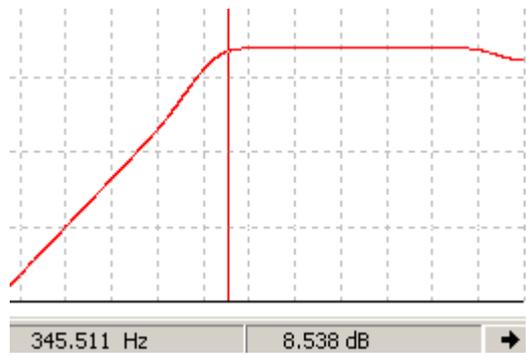
Condensador C_s :
 polo: $f_s=1/(2\pi R_s C_s)=1/(2\pi \cdot 7,4\text{k} \cdot 1.2\text{u})=18\text{Hz}$
 cero: $f_{so}=1/(2\pi R_s C_s)=1/(2\pi \cdot 7,4\text{k} \cdot 1.2\text{u})=18\text{Hz}$

Como son iguales a la misma frecuencia se compensan las pendientes del polo y el cero de C_s

$f_L=194\text{Hz}$, por ser la mayor de todas.



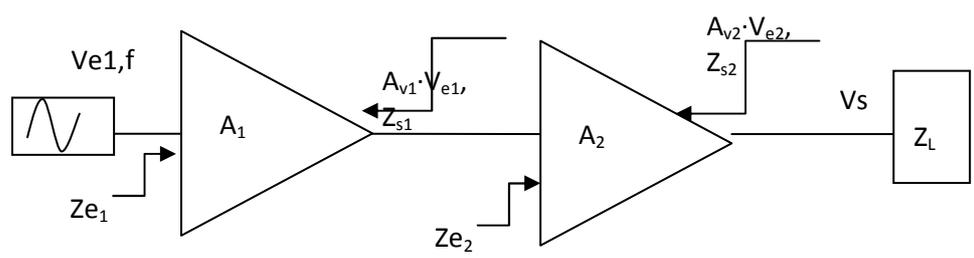
Observamos que la frecuencia de corte inferior es superior a la calculada (345Hz > 194Hz), eso es por el error de que se produce al linealizar la curva.



FRECUENCIA DE CORTE SUPERIOR: $f_H \approx 1 / ((2\pi \cdot (C_{gs} + C_{gd}(1 + g_m r_L) \cdot R_g // R_{12})) = 132 \text{ MHz}$

Ancho de banda = $f_H = 132 \text{ MHz}$

Multietapas



Se sitúan en serie

Etapas A1 : Generador equivalente: $A_{v1} \cdot V_{e1}$, Z_{s1} con f_{L1}, f_{H1}

Etapas A2 : A_{v2} , Z_{e2} con (f_{L2}, f_{H2})

Se estudian las etapas por separado:

- 1.- Se calcula la impedancia de entrada de la etapa2, que será la carga de la etapa1
- 2.- Se analiza la etapa 1: A_{v1} , Z_{e1} , Z_{s1} , f_{L1}, f_{H1}
- 3.- Se analiza la etapa 2: A_{v2} , Z_{s2} , f_{L2}, f_{H2}
- 3.- Se analiza la etapa equivalente:

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}, Z_e = Z_{e1}; Z_s = Z_{s2}$$

$f_L =$ Frecuencia de corte inferior mayor de las dos

$f_H =$ Frecuencia de corte superior menor de las dos

AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

La realimentación (*feedback* en inglés) negativa es ampliamente utilizada en el diseño de amplificadores ya que presenta múltiples e importantes beneficios. Uno de estos beneficios es la estabilización de la ganancia del amplificador frente a variaciones de los dispositivos, temperatura, variaciones de la fuente de alimentación y envejecimiento de los componentes. Otro beneficio es el de permitir al diseñador ajustar la impedancia de entrada y salida del circuito sin tener que realizar apenas modificaciones. La disminución de la distorsión y el aumento del ancho de banda hace que la realimentación negativa sea imprescindible en amplificadores de audio y etapas de potencia. Sin embargo, presenta dos inconvenientes básicos. En primer lugar, la ganancia del amplificador disminuye en la misma proporción con el aumento de los anteriores beneficios. Este problema se resuelve incrementando el número de etapas amplificadoras para compensar esa pérdida de ganancia con el consiguiente aumento de coste. El segundo problema está asociado con la realimentación al tener tendencia a la oscilación lo que exige cuidadosos diseños de estos circuitos.

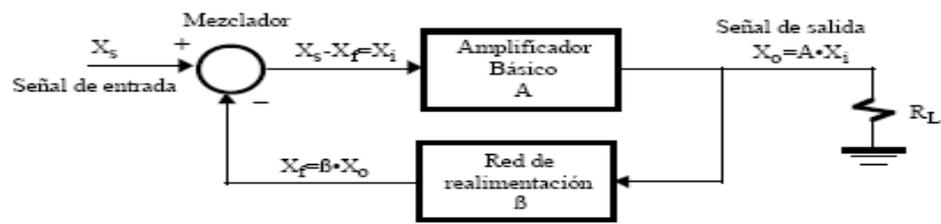


Figura 4.1. Diagrama de bloques de un circuito realimentado.

4.2.- Teoría básica de realimentación

La figura 4.1 describe el diagrama de bloques de un circuito realimentado constituido por un amplificador básico, una red de realimentación y un circuito mezclador o comparador. La señal de entrada X_s es restada en el mezclador con la señal X_f la cual es proporcional en un *factor de transmisión* β a la señal de salida X_o realimentada a través de la red de realimentación ($X_f = \beta X_o$). La señal que llega al amplificador básico X_i es $X_s - X_f$. La denominación de realimentación negativa se debe a que el amplificador básico amplifica la señal de entrada restada con una parte de la señal de salida.

La ganancia del amplificador realimentado A_f se define

$$A_f = \frac{X_o}{X_s} \tag{4.1}$$

pero como $X_i = X_s - X_f$, $A = X_o / X_i$ y $\beta = X_f / X_o$, fácilmente se comprueba que

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \tag{4.2}$$

La ganancia del amplificador realimentado A_f es la ganancia del amplificador básico A dividida por el *factor de desensibilización* $D = 1 + \beta A$. La realimentación negativa se produce cuando $\beta A > 0$, luego $A_f < A$ ya que $D > 1$. La realimentación positiva se produce cuando $\beta A < 0$ y da lugar a circuitos no lineales.

Las ecuaciones 4.8 y 4.9 quedan reflejadas en la gráfica de la figura 4.3. Sin realimentación, el ancho de banda es $f_H - f_L$ y con ella es $f_{Hf} - f_{Lf}$; se puede observar claramente que $f_{Hf} - f_{Lf} > f_H - f_L$, luego se aumenta el ancho de banda. Sin embargo, este aumento es proporcional a la disminución de la ganancia del amplificador realimentado (A_{of}). Por ejemplo, si a un amplificador con una $A_o = 1000$ con una $f_H = 200\text{kHz}$ se le introduce una realimentación tal que $1 + A_o\beta = 20$, entonces su f_{Hf} aumenta hasta 4MHz aunque su ganancia disminuye a $A_{of} = 50$.

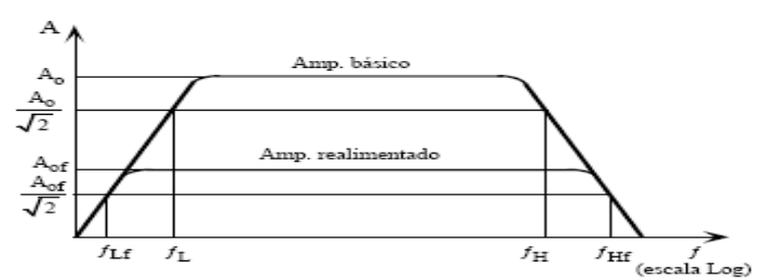


Figura 4.3. Respuesta en frecuencia de un amplificador sin y con realimentación.

Configuraciones básicas

Un amplificador es diseñado para responder a tensiones o corrientes a la entrada y para suministrar tensiones o corrientes a la salida. En un amplificador realimentado, el tipo de señal muestreada a la salida (corriente o tensión) y el tipo de señal mezclada a la entrada (tensión o corriente) dan lugar a **cuatro tipos de topologías: 1) realimentación de tensión en serie o nudo-malla o nudo-serie, 2) realimentación de corriente en serie o malla-malla o malla-serie, 3) realimentación de corriente en paralelo o malla-nudo o malla-paralelo, y 4) realimentación de tensión en paralelo o nudo-nudo o nudo-paralelo.**

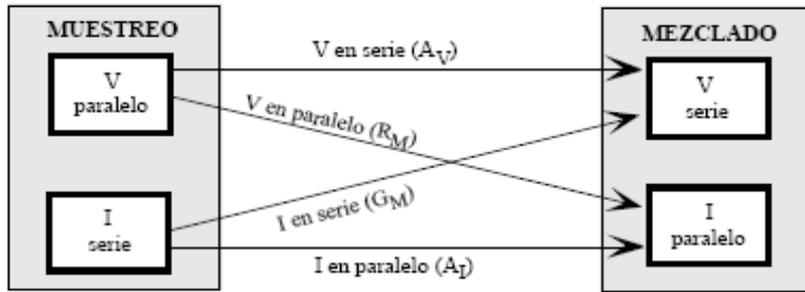


Figura 4.8. Topologías de amplificadores realimentados.

En la figura 4.8 se indica gráficamente las cuatro posibles topologías en función de la señal muestreada a la salida y la señal mezclada en la entrada. Además, cada una de las topologías condiciona el tipo de modelo de pequeña señal utilizado para el amplificador básico. Una realimentación V en serie utiliza el modelo equivalente de tensión (A_V) del amplificador, una realimentación V en paralelo el modelo de **transresistencia (R_M)**, una realimentación I en serie el **de transconductancia (G_M)** y una realimentación I en paralelo el de corriente (A_I).

Ejemplo de amplificador realimentado

Se propone la simulación para estudiar el efecto de la realimentación en la ganancias A y B, y en el ancho de banda. Medidas de polarización.

Los conceptos teóricos desarrollados en los anteriores apartados van a ser aplicados en el amplificador realimentado de la figura 4.13. Se pretende determinar la amplitud de la tensión de salida tensión de entrada $v_s=10mV \text{ senwt}$. Se trata de un amplificador básico de dos etapas que tiene una realimentación constituida por las resistencias R_{f1} y R_{f2} . El tipo de realimentación es tensión en serie.

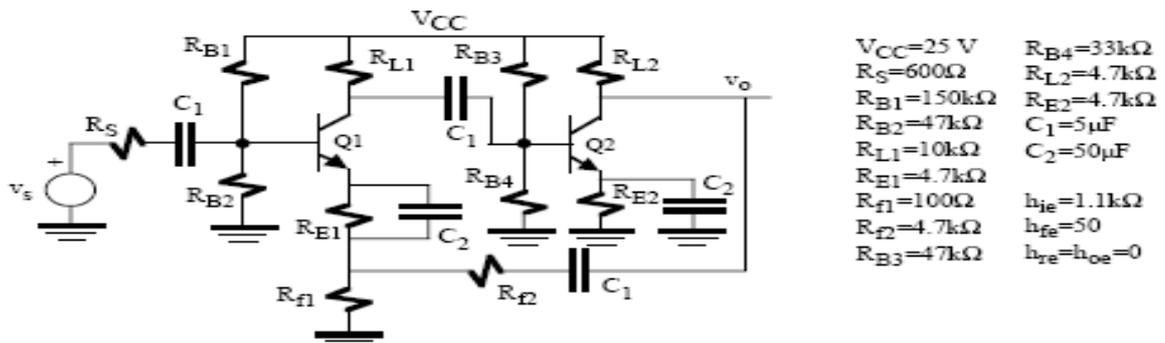


Figura 4.13. Amplificador realimentado de V en serie.

Red de realimentación

$$Z_{2f} = \frac{v_o}{i_{of}} \Big|_{i_{if}=0} = R_{f1} + R_{f2} = 4.81k\Omega$$

$$Z_{1f} = \frac{v_{if}}{i_{if}} \Big|_{v_o=0} = R_{f1} \parallel R_{f2} = 98\Omega$$

$$\rho = \frac{v_{if}}{v_o} \Big|_{i_{if}=0} = \frac{R_{f1}}{R_{f1} + R_{f2}} = 0.0208$$

Tabla resumen de los amplificadores realimentados

	Tensión en serie	Corriente en serie	Corriente en par.	Tensión en par.
Señal compensada a la entrada	Tensión o serie	Tensión o serie	Corriente o paralelo	Corriente o paralelo
Señal muestreada a la salida	Tensión o paralelo	Corriente o serie	Corriente o serie	Tensión o paralelo
Fuente de la señal de entrada	Thevenin	Thevenin	Norton	Norton
Tipo de amplificador	$A_V = \frac{v_o}{v_i} \Big _{R_L \rightarrow \infty}$	$G_M = \frac{i_o}{v_i} \Big _{R_L \rightarrow 0}$	$A_I = \frac{i_o}{i_i} \Big _{R_L \rightarrow 0}$	$R_m = \frac{v_o}{i_i} \Big _{R_L \rightarrow \infty}$
	$A_V = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_{Vf}$	$G_M = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} G_{Mf}$	$A_I = \frac{Z_o}{R_L + Z_o} A_{If}$	$R_M = \frac{R_L}{R_L + Z_o} R_{Mf}$
	$A_V = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_{Vf}$	$G_M = \lim_{R_L \rightarrow 0} G_{Mf}$	$A_I = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_{If}$	$R_m = \lim_{R_L \rightarrow \infty} R_{Mf}$
Relaciones entre los diferentes tipos de amplificadores	$A_V = A_I \frac{Z_o}{Z_i}$	$G_M = \frac{A_I}{Z_i}$ $G_M = \frac{A_I}{Z_i}$	$A_V = A_I \frac{R_L}{Z_i}$	$R_m = Z_i A_V$ $R_M = Z_i A_V$
Red de realimentación (β)	$\frac{v_{if}}{v_{of}} \Big _{i_{if}=0}$	$\frac{v_{if}}{i_o} \Big _{i_i=0}$	$\frac{i_{if}}{i_o} \Big _{v_{if}=0}$	$\frac{i_{if}}{v_o} \Big _{v_i=0}$
Ganancia del amplificador realimentado	$A_{Vf} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V}$	$G_{Mf} = \frac{G_M}{1 + \beta G_M}$	$A_{If} = \frac{A_I}{1 + \beta A_I}$	$R_{Mf} = \frac{R_M}{1 + \beta R_M}$
	$A_{Vif} = A_{Vf} \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S}$	$G_{Mif} = G_{Mf} \frac{Z_{if}}{Z_{if} + R_S}$	$A_{Iif} = A_{If} \frac{R_S}{Z_{if} + R_S}$	$R_{Mif} = R_{Mf} \frac{R_S}{Z_{if} + R_S}$
Impedancia de entrada (Z_{if})	$Z_i(1 + \beta A_V)$	$Z_i(1 + \beta G_M)$	$\frac{Z_i}{(1 + \beta A_I)}$	$\frac{Z_i}{(1 + \beta R_M)}$
Impedancia de salida (Z_{of}) $Z_{of} = Z_{of} \parallel R_L$	$R_S \neq 0$ $\frac{Z_o}{1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta A_V}$	$Z_o \left(1 + \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \beta G_M \right)$	$Z_o \left(1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} \beta A_I \right)$	$\frac{Z_o}{1 + \frac{R_S}{Z_i + R_S} \beta R_m}$
	$R_S = 0$ $\frac{Z_o}{1 + \beta A_V}$	$Z_o (1 + \beta G_M)$	$Z_o (1 + \beta A_I)$	$\frac{Z_o}{1 + \beta R_m}$

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Las etapas previas, vistas hasta ahora, si existieran, adaptan la entrada del sistema de amplificación y son de “pequeña señal” (baja potencia), pudiendo ser selectivas en frecuencia.

El amplificador de potencia, constituye la etapa de salida de amplificación para adaptar el sistema a los elementos externos: Altavoces, o actuadores que consumen media o alta potencia en forma de corriente.

Procedimiento general de análisis:

1. Se calcula el punto de trabajo. Los bobinados son cortocircuitos.
2. Se traza la recta de carga estática y se sitúa el punto de trabajo.
3. Se sitúa a partir del punto de trabajo la recta de carga dinámica.
4. La recta de carga dinámica permite acotar la amplitud de corriente I_m y su forma.
5. Potencia entregada por la batería: **$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cc}$**
6. Potencia útil en la carga: **$P_L = I_{Lmax}^2 \cdot R_L / 2$**
7. Rendimiento: **$\eta = P_L / P_{cc}$**
8. Potencia disipada total: **$P_D = P_{cc} - P_L$**
9. Sin carga : Potencia disipada total máxima
10. Potencia del transistor: **$P_{TRT} = P_D - P_{Resistencias}$**
11. Sin carga: Potencia del transistor máxima
12. Limitaciones del transistor: **$2 \cdot I_{cpico} < I_{cmax}, v_{cemax} < V_{CEO}, P_{cmax} > P_{TRTmax}$**
13. Factor de ajuste: $P_{cmaxaj} = P_{cmax} - f_a \cdot (\Delta T)$
14. Elección del radiador:

Amplificador de potencia clase A

No hay eliminación de período de la señal

Tipos:

1. Emisor común: Carga=Rc
2. Colector común con transistor Darlington.
3. Emisor común con acoplamiento de carga por transformador.
4. Contrafase Clase A .
5. Contrafase Clase B .

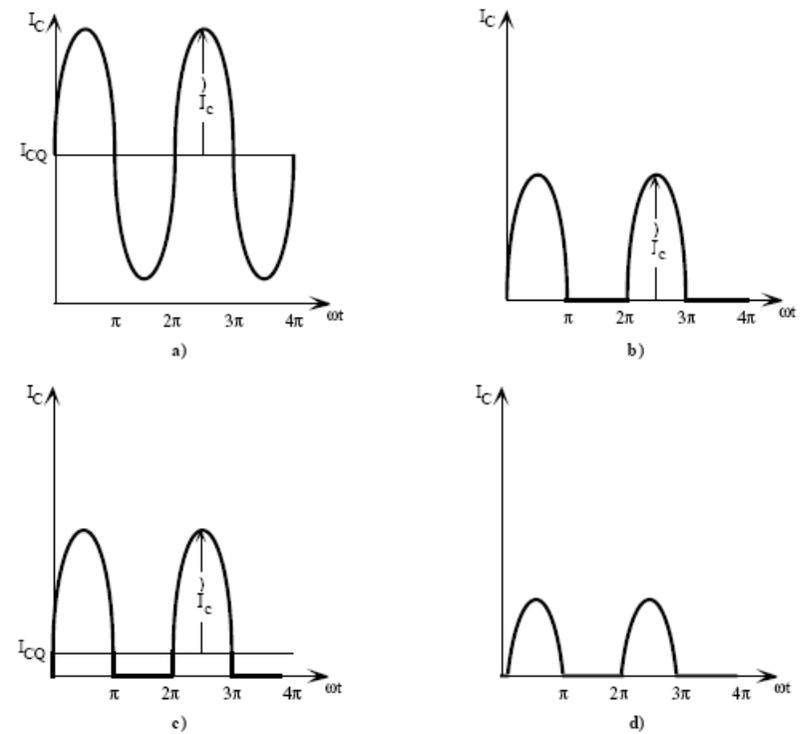
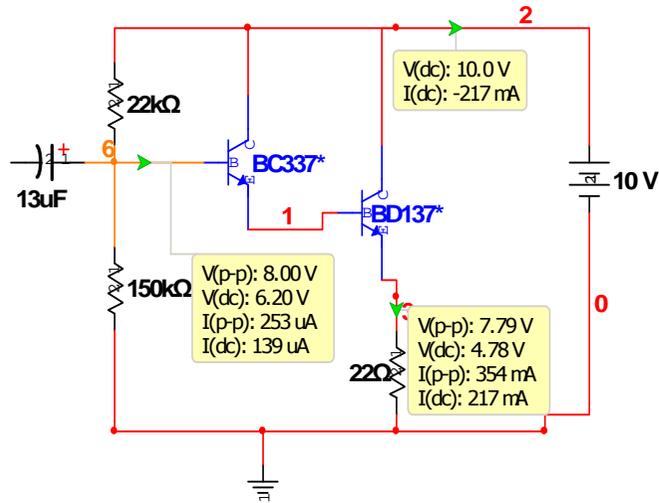


Figura 7.1. Clasificación de las etapas de salida: a) claseA, b) clase B, c) Clase AB y d) Clase C.

6. Clase B con transistores complementarios.
7. Clase AB
8. Amplificadores de potencia integrados

2. Colector común con transistor Darlington.



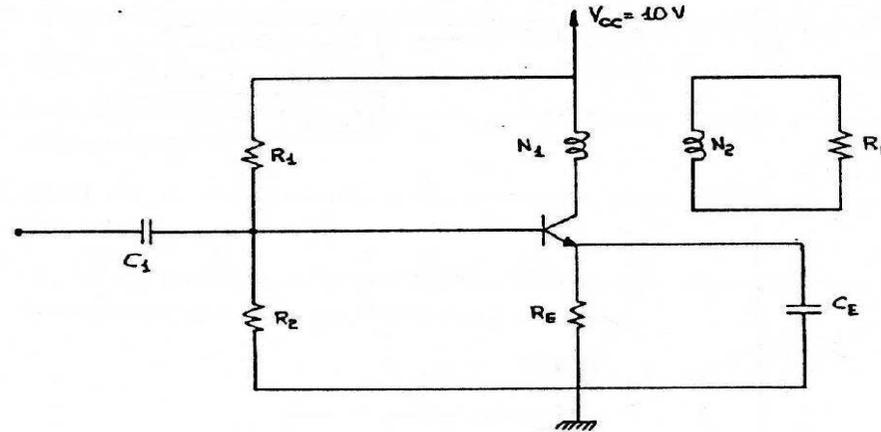
$A_v = 7,79/8 = 0,97$
 $A_i = 0,354\text{mA}/0,253\text{uA} = 1400$
 $P_{cc} = 0.216 \text{ A} \cdot 10\text{v} = 2,16\text{w}$
 $P_L = I_{Lpp}^2 \cdot R_L / 4 = 0,354^2 \cdot 22/4 = 0,69\text{w}$
 $A_p = A_v \cdot A_i = 1358$
 $\eta = P_L / P_{cc} = 0,69/2,16 = 32\%$
 $P_D = P_{cc} - P_L = 2,16 - 0,69 = 1,47\text{w}$

3.- Emisor común con acoplamiento de carga por transformador

En el circuito de la figura calcular N_1/N_2 para entregar $P_{Lm\acute{a}x}$.

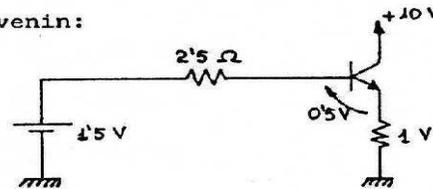
Hallar $P_{Lm\acute{a}x}$, $P_{Dtrtm\acute{a}x}$, P_{CC} y $\eta_{m\acute{a}x}$.

Incluir en los c\`alculos el efecto de p\`erdidas en la red de polarizaci\`on.



- DATOS:
- $R_1 = 17 \Omega$
 - $R_2 = 3 \Omega$
 - $R_E = 1 \Omega$
 - $R_L = 8 \Omega$
 - $\beta = 10$
 - $I_{CO} = 0$
 - $V_{BEQ} = 0,5 \text{ V}$
 - $C_1 = C_E \rightarrow \infty$

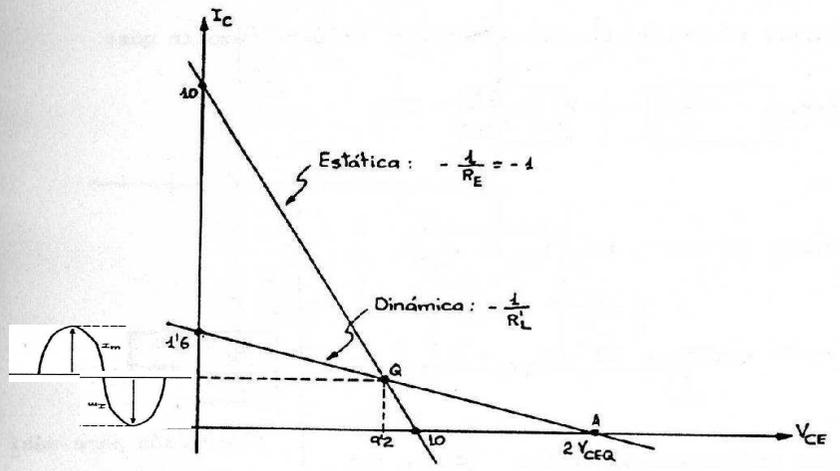
Aplicando Thevenin:



$$1.5 = 2.5 \frac{I_C}{10} + 0.5 + I_C \cdot 1$$

$$I_{CQ} = 0.8 \text{ A}$$

$$V_{CEQ} = 9.2 \text{ V}$$



Para que la amplitud de salida sea máxima y simétrica, se debe cumplir, en la recta de carga dinámica, que:

$$A = 2 V_{CEQ} = 18.4 \text{ V} \rightarrow R'_L = \frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{9.2}{0.8} = 11.5 \Omega$$

$$2 I_{mm\acute{a}x} = 2 I_{CQ} = 1.6 \text{ A, luego:}$$

$$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = R'_L \rightarrow \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = 1.198$$

$$P_{Lm\acute{a}x} = \frac{1}{2} I_{mm\acute{a}x}^2 \cdot R'_L = \frac{1}{2} \cdot 0.8^2 \cdot 11.5 = 3.68 \text{ w}$$

$$P_{CC} = V_{CC} [I_{CQ} + I_{R1}] \text{ y despreciando } I_B:$$

$$P_{CC} = V_{CC} \left[I_{CQ} + \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \right] = 10 \left[0.8 + \frac{10}{20} \right] = 13 \text{ w}$$

$$P_{CC} = P_{LS} + P_{DR1R2} + P_{DRE} + P_{Dtrt} = \frac{1}{2} I_m^2 \cdot 11.5 + \frac{10^2}{20} + 0.8^2 \cdot 1 + P_{Dtrt} \rightarrow$$

$$\rightarrow P_{Dtrt} = 13 - \frac{1}{2} I_m^2 \cdot 11.5 - 5 - 0.64 = 7.36 - \frac{1}{2} I_m^2 \cdot 11.5$$

$$P_{Dtrtm\acute{a}x} \text{ cuando } I_m = 0 \rightarrow P_{Dtrtm\acute{a}x} = 7.36 \text{ w}$$

$$\eta_{m\acute{a}x} = \frac{P_{LSm\acute{a}x}}{P_{CC}} = \frac{3.68}{13} = 28.3 \%$$

Elección del transistor:
 $I_{cmax} > 2I_{CQ} = 1.6 \text{ A}; V_{CE0} > 2V_{CEQ} = 18.4 \text{ V}; P_{TRT} > P_{Dtrtm\acute{a}x} = 7.36 \text{ w}$

RESISTENCIA TÉRMICA Y DISIPACION DE CALOR

Para medir la capacidad de eliminar el calor se introduce el concepto de *resistencia térmica* (generalmente representada por el símbolo θ) como la resistencia que opone los materiales al paso de la transmisión de calor entre dos temperaturas. Como es evidente, una encapsulado metálico disipará más calor que uno de plástico por presentar menor resistencia térmica el primero que el segundo. El aumento de la temperatura de la unión de un semiconductor por encima de la temperatura de la cápsula está relacionado con la potencia disipada mediante la ecuación

$$T_j - T_c = P_j \theta_{jc} \quad (7.24)$$

donde T_j es la temperatura en °C de la unión del semiconductor, T_c es la temperatura en °C de la cápsula, P_j es la potencia eléctrica en W y θ_{jc} es la resistencia térmica en °C/W entre la unión y la cápsula. Esta resistencia térmica es función del tipo de semiconductor y cápsula (plástico, cerámico, metálica,...) y es especificada por el fabricante. La temperatura de la cápsula se transmite a su vez al exterior. El aumento de la temperatura de la cápsula por encima de la temperatura ambiente (T_a) se expresa mediante la ecuación

$$T_c - T_a = P_j \theta_{ca} \quad (7.25)$$

siendo θ_{ca} la resistencia térmica entre la cápsula y el exterior. La relación entre la potencia eléctrica absorbida por la unión, su temperatura y la temperatura ambiente se obtiene combinando las ecuaciones 7.24 y 7.25 resultando que

$$T_j - T_a = P_j (\theta_{jc} + \theta_{ca}) = P_j \theta_{ja} \quad (7.26)$$

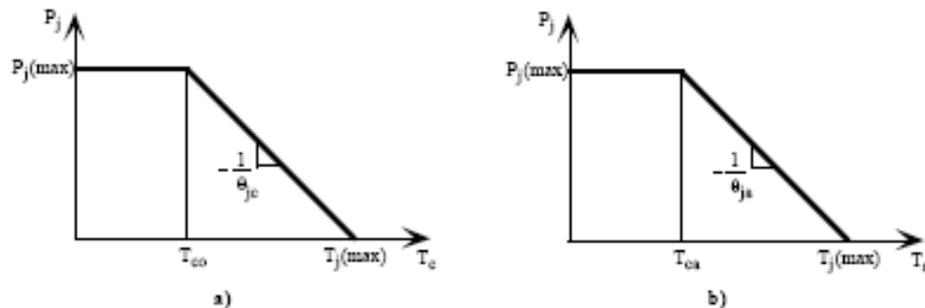


Figura 7.11. Curvas de degradación: a) de la temperatura de la cápsula; b) de la temperatura ambiente.

El fabricante suele proporcionar dos tipos de resistencia

- 1) θ_{ja} o $R_{\theta j-a}$ o resistencia térmica entre la unión y el ambiente. Resistencia térmica propia del transistor que incluye la resistencia térmica de la cápsula-ambiente.
- 2) θ_{jc} o $R_{\theta j-c}$ o resistencia térmica entre la unión y la cápsula.

Ambos parámetros se expresan también a través de las curvas de degradación tal como se muestran en las gráficas de figura 7.11. Indican la máxima disipación de potencia admisible para una temperatura de cápsula

La disminución de la resistencia térmica de los dispositivos se realiza utilizando aletas refrigeradoras, también denominados radiadores, que se adhieren al dispositivo a través de mica o pasta de silicona. En la figura 7.13 se presenta el sistema de fijación de una aleta a un dispositivo. La ecuación de disipación de calor en este tipo de estructuras es

$$T_j - T_a = P_j (\theta_{jc} + \theta_{cr} + \theta_{ra}) \quad (7.27)$$

θ_{jc} es un parámetro fijado por el encapsulado proporcionado por el fabricante, θ_{cr} es la resistencia térmica entre el dispositivo y la aleta refrigeradora y θ_{ra} es la resistencia térmica de la aleta. La θ_{cr} está tabulada para diferentes encapsulados en función del tipo de material utilizado para fijar la aleta a la cápsula del dispositivo. Una conexión directa es el procedimiento que tiene una θ_{cr} más baja que puede ser reducido aún más si se añade pasta de silicona especial para estas aplicaciones. Sin embargo, muchos fabricantes utilizan los encapsulados metálicos como salida de un terminal del dispositivo; por ejemplo, muchos transistores de potencia que utilizan el modelo TO-3 tienen el colector conectado al revestimiento metálico exterior. Con ello, no existe aislamiento eléctrico entre dispositivo y aleta y puede resultar peligroso en muchos casos. La mica o mica+pasta de silicona es el aislante eléctrico más utilizado pero que tiene como inconveniente el de aumentar la resistencia térmica.

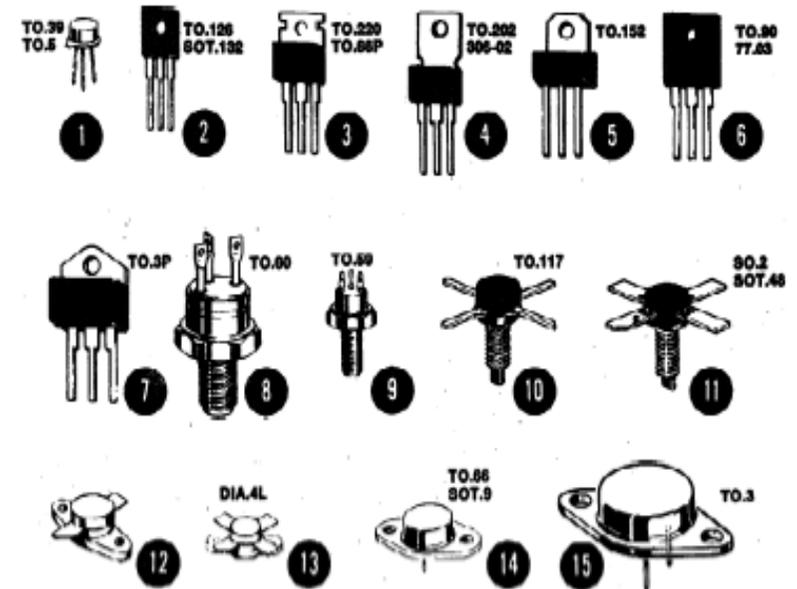
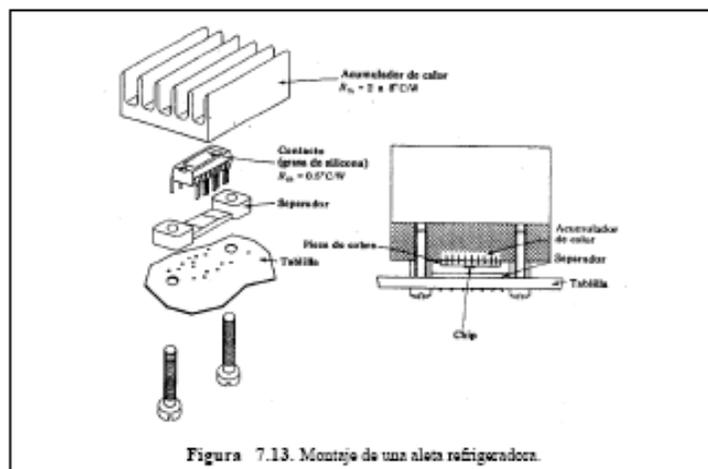


Figura 7.12. Diferentes tipos de encapsulados.

Tipo de contenedor	θ_{jc} o $R_{\Delta Tj-c}$	θ_{ja} o $R_{\Delta Tj-a}$
TO5-TO39	10 a 60 °C/W	175 a 220 °C/W
TO202	12 a 15 °C/W	60 a 90 °C/W
TO126-SOT32	3 a 15 °C/W	80 a 100 °C/W
TO220-TO.66 (Plástico)	1.5 a 4.2 °C/W	60 a 70 °C/W
TO3 (Plástico)	1 a 2 °C/W	35 a 45 °C/W
TO.66-SOT.9	4 a 5 °C/W	75 a 85 °C/W
TO.59-TO.60	1.5 a 3 °C/W	70 a 90 °C/W
TO3	0.8 a 3 °C/W	30 a 40 °C/W
TO.117	1.5 a 3.5 °C/W	70 a 90 °C/W
SOT.48-SOE.2	1.8 a 6 °C/W	40 a 70 °C/W
DIAL.4L	1.25 a 5.6 °C/W	40 a 70 °C/W

Tabla 7.1. Resistencias térmicas para los encapsulados de la figura 7.13.



Tipo contenedor	Contacto directo	Contacto directo más pasta de silicón	Contacto con mica	Contacto con mica más pasta de silicón
TO.39-TO.5	1	0.7	-	-
TO.126	1.4	1	2	1.5
TO.220	0.8	0.5	1.4	1.2
TO.202	0.8	0.5	1.4	1.2
TO.152	0.8	0.5	1.4	1.2
TO.90	0.5	0.3	1.2	0.9
TO.3 (Plástico)	0.4	0.2	1	0.7
TO.59	1.2	0.7	2.1	1.5
TO.117	2	1.7	-	-
SOT.48	1.8	1.5	-	-
DIAL.4L	1.1	0.7	-	-
TO.66	1.1	0.65	1.8	1.4
TO.3	0.25	0.12	0.8	0.4

Tabla 7.2. Resistencias térmicas capsula-aleta para diferentes tipos de aislante (en °C/W).

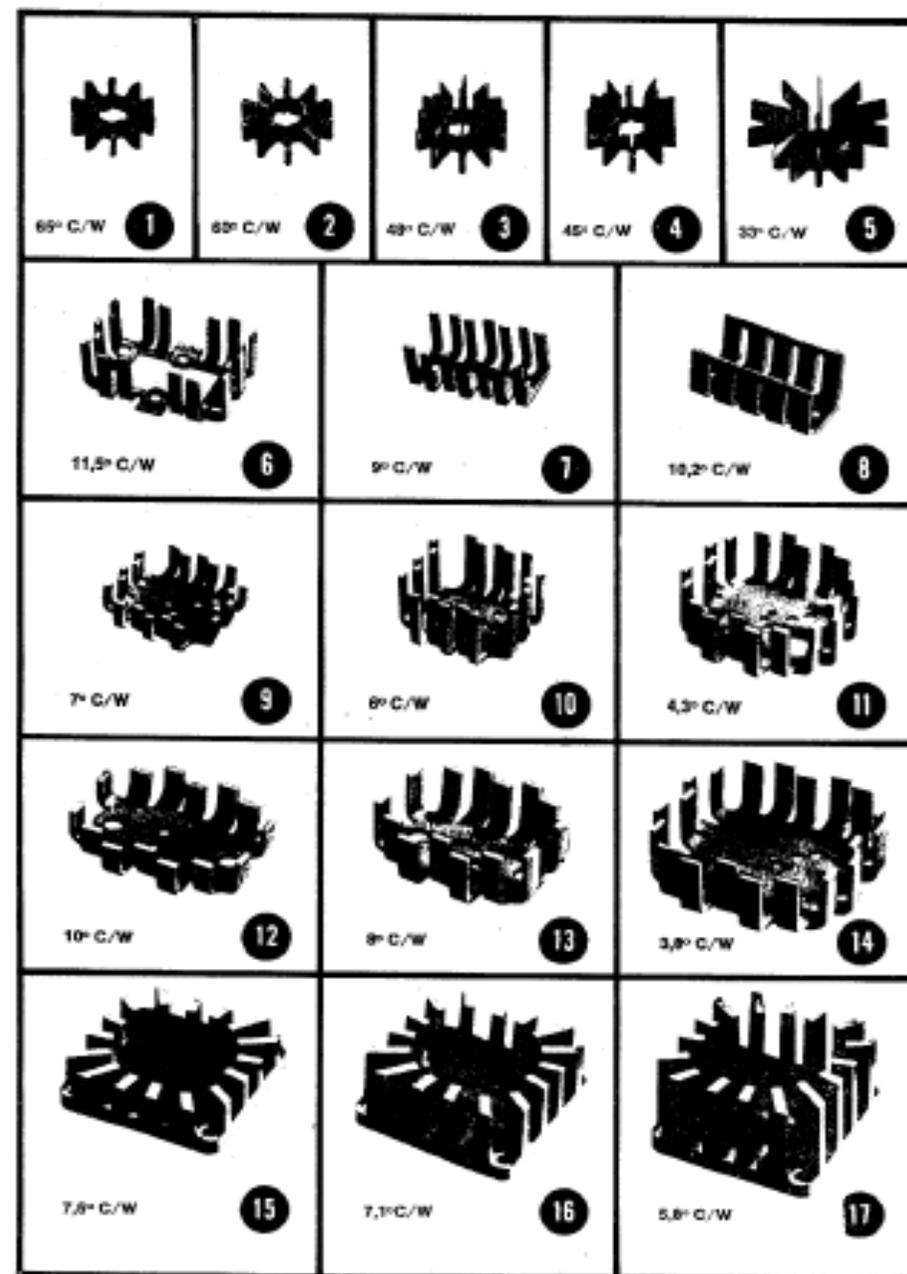


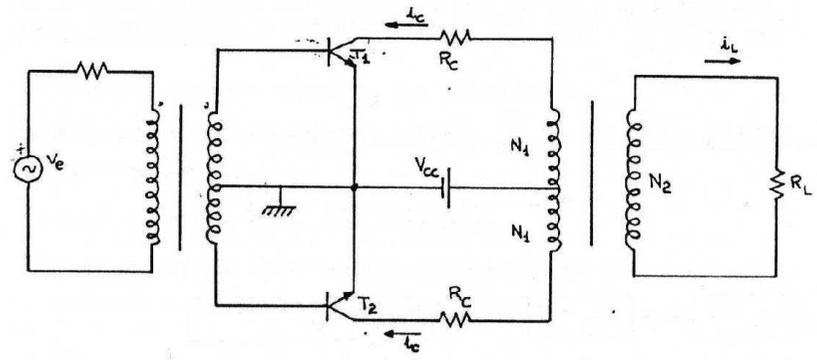
Figura 7.14. Diferentes tipos de aletas refrigeradoras.

5.- Contrafase Clase B

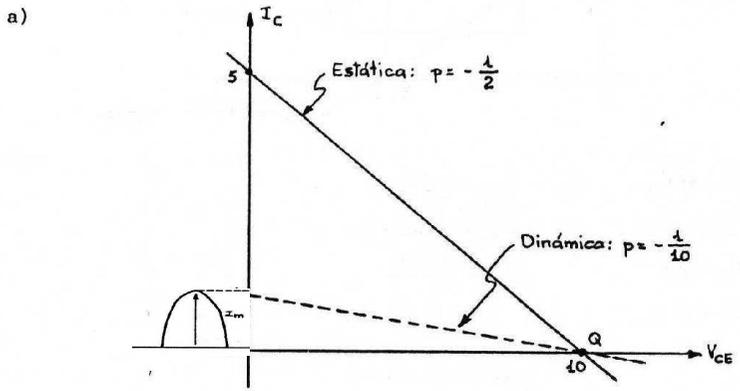
Hay que tener en cuenta la distorsión de cruce, producida por la falta de simetría de los transistores

En el amplificador en contrafase de la figura:

- a) Dibujar las rectas de carga estática y dinámica, señalando el punto de trabajo.
- b) Calcular los valores máximos de: i_c , i_L , V_{CE} , P_L , P_{CC} , P_{D2tr} y η .
- c) Dibujar P_{CC} , P_L y P_{D2tr} en función de i_c para $0 < i_c < i_{cmáx}$.



DATOS: $V_{CC} = 10 \text{ v}$ $N_1/N_2 = 2$ $R_L = R_C = 2 \Omega$



708

Recta estática: $V_{CC} - V_{CE} = I_C R_C = 2 I_C$

Recta dinámica: $V_{ce} = -i_c (R_C + R'_L) = -10 i_c$

pues $R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = 2^2 \cdot 2 = 8 \Omega$

b) $i_{cmáx} = I_{mmáx} = 1 \text{ A}$; $I_{Lmáx} = \frac{N_1}{N_2} I_{mmáx} = 2 \cdot 1 = 2 \text{ A}$

$v_{cemáx} = V_{CC} + I_{mmáx} R'_L = 10 + 1 \cdot 8 = 18 \text{ v}$

$P_{Lmáx} = \frac{1}{2} I_{mmáx}^2 R'_L = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 8 = 4 \text{ w}$

$P_{CCmáx} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{mmáx} = \frac{2}{\pi} \cdot 10 \cdot 1 = 6.36 \text{ w}$

$\eta = \frac{P_{Lmáx}}{P_{CC}} = \frac{4}{20/\pi} = \frac{\pi}{5} = 62.8 \%$

$P_{D2tr} = P_{DT} - P_{DR} = 2.36 - 1 = 1.36 \text{ w}$

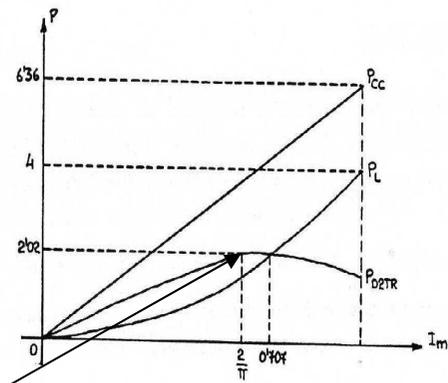
$P_{DT} = P_{CC} - P_{Lmáx} = \frac{20}{\pi} - 4 = 2.36 \text{ w}$

$P_{DR} = 2 \cdot \frac{1}{4} I_{mmáx}^2 R_C = 2 \cdot \frac{1}{4} \cdot 1^2 \cdot 2 = 1 \text{ w}$

c) $P_{CC} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_m$

$P_L = \frac{1}{2} I_m^2 R'_L$

$P_{D2tr} = P_{CC} - P_L - P_{DR} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_m - \frac{1}{2} I_m^2 (R'_L + R_C)$



$P_{D2tr, máx} \Rightarrow \frac{dP_{D2tr}}{dI_m} = 0 \Rightarrow$ pico de la curva

$\frac{dP_{D2tr}}{dI_m} = \frac{2}{\pi} V_{CC} - \frac{2}{\pi} I_m (R'_L + R_C) = 0$

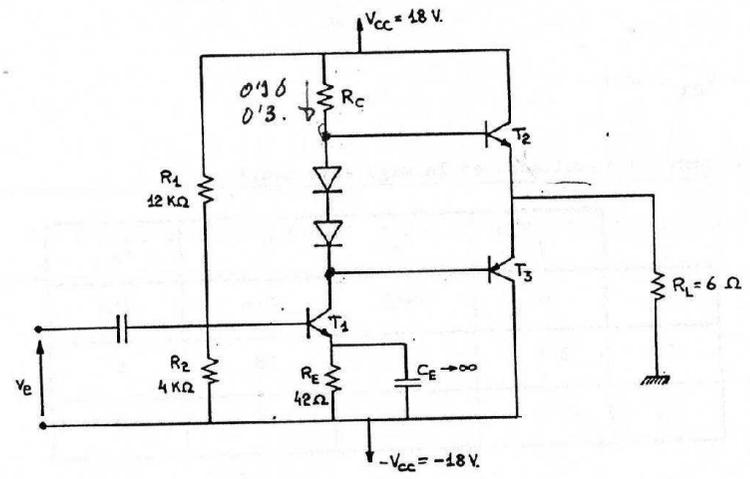
$\Rightarrow \frac{2}{\pi} \cdot 10 \text{ v} = \frac{2}{\pi} \cdot 10 \text{ v} = 2 \text{ A}$

Clase B con transistores complementarios

Hay que tener en cuenta la distorsión de cruce, producida por la falta de simetría de los transistores T_2 y T_3

Los transistores y diodos de la figura tienen una $|V_D|$ de 0'6 V. $V_{CEsat} = 0$ V.
Se pide:

- a) Calcular, en reposo, las tensiones de los terminales de los transistores respecto a masa, las corrientes de colector y el valor de R_C para que el circuito funcione correctamente. (Considerar despreciables las corrientes de base).
- b) Rectas de carga estática y dinámica de todos los transistores, situando sobre ellas el punto de polarización y calculando los puntos de corte con los ejes.
- c) Potencia máxima que puede obtenerse en la carga sin distorsión.



a)
$$V_{B1} = \frac{2 V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} - V_{CC} = \frac{36 \cdot 4}{16} - 18 = -9 \text{ V}$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE1} = -9 - 0.6 = -9.6 \text{ V}$$

$$I_{E1} \approx I_{C1} = \frac{V_{E1} + V_{CC}}{R_E} = \frac{-9.6 + 18}{42} = 0.2 \text{ A}$$

Para que el circuito funcione correctamente debe ser $I_L = 0$ en reposo \rightarrow

$\rightarrow I_{C2} = I_{C3} = 0$ y $V_{E2} = V_{E3} = 0 \text{ V}$

$V_{B2} = 0.6 \text{ V}$ $V_{B3} = -0.6 \text{ V}$

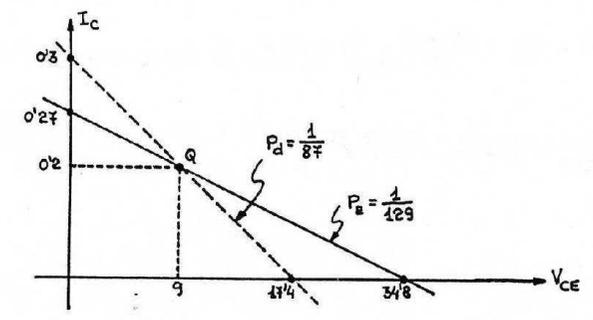
$V_{RC} = 18 - 0.6 = I_C \cdot R_C \rightarrow R_C = \frac{18 - 0.6}{0.2} = 87 \Omega$

$V_{C1} = V_{B3} = -0.6$

Se resumen los resultados en la siguiente tabla:

	V_B	V_E	V_C	I_C
T_1	-9	-9.6	-0.6	0.2
T_2	0.6	0	18	0
T_3	-0.6	0	-18	0

b) Para el transistor T_1 :



6.- Clase AB

Estática: $2 V_{CC} = I_c (R_c + R_E) + v_{ce} + 1'2 \rightarrow 34'8 = 129 I_c + V_{CE}$

$V_{CE} = 0 \rightarrow I_c = \frac{34'8}{129} = 0'27 \text{ A}$

$I_c = 0 \rightarrow V_{CE} = 34'8 \text{ V}$

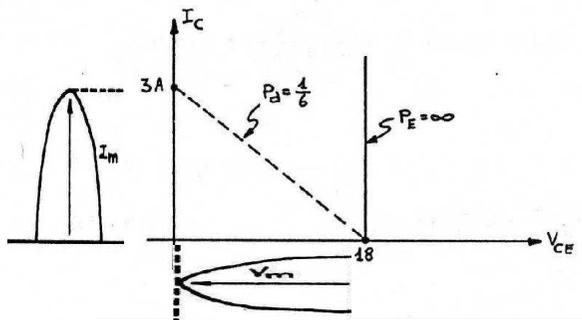
$I_{cQ} = 0'2 \rightarrow V_{CEQ} = 9 \text{ V}$

Dinámica: $v_{ce} = -i_c R_c$

$i_{cm\acute{a}x} = \frac{V_{CEQ}}{R_c} = \frac{9}{87} = 0'1 \text{ A}$ para $V_{CC} = 0$

$v_{cem\acute{a}x} = I_{cQ} \cdot R_c = 0'2 \cdot 87 = 17'4 \text{ V}$ para $V_{CC} = 0$

Para el transistor T_2 :



Estática: $V_{CC} = V_{CE} + R_c (I_{c2} + I_{c3}) = V_{CE}$ ya que $-I_{c2} = I_{c3}$

Dinámica: $v_{ce} = -i_c R_L$

$i_{cm\acute{a}x} = \frac{V_{CEQ}}{R_L} = \frac{18}{6} = 3 \text{ A}$

T_3 sería idéntico a T_2 cambiando los signos de I_c y V_{CE} .

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

AMPLIFICADORES SINTONIZADOS

Amplificadores

Fecha de inicio:

Fecha de finalización:

Nombre:

