

# ***Laboratori de Circuits Electrònics (LCIR)***

---

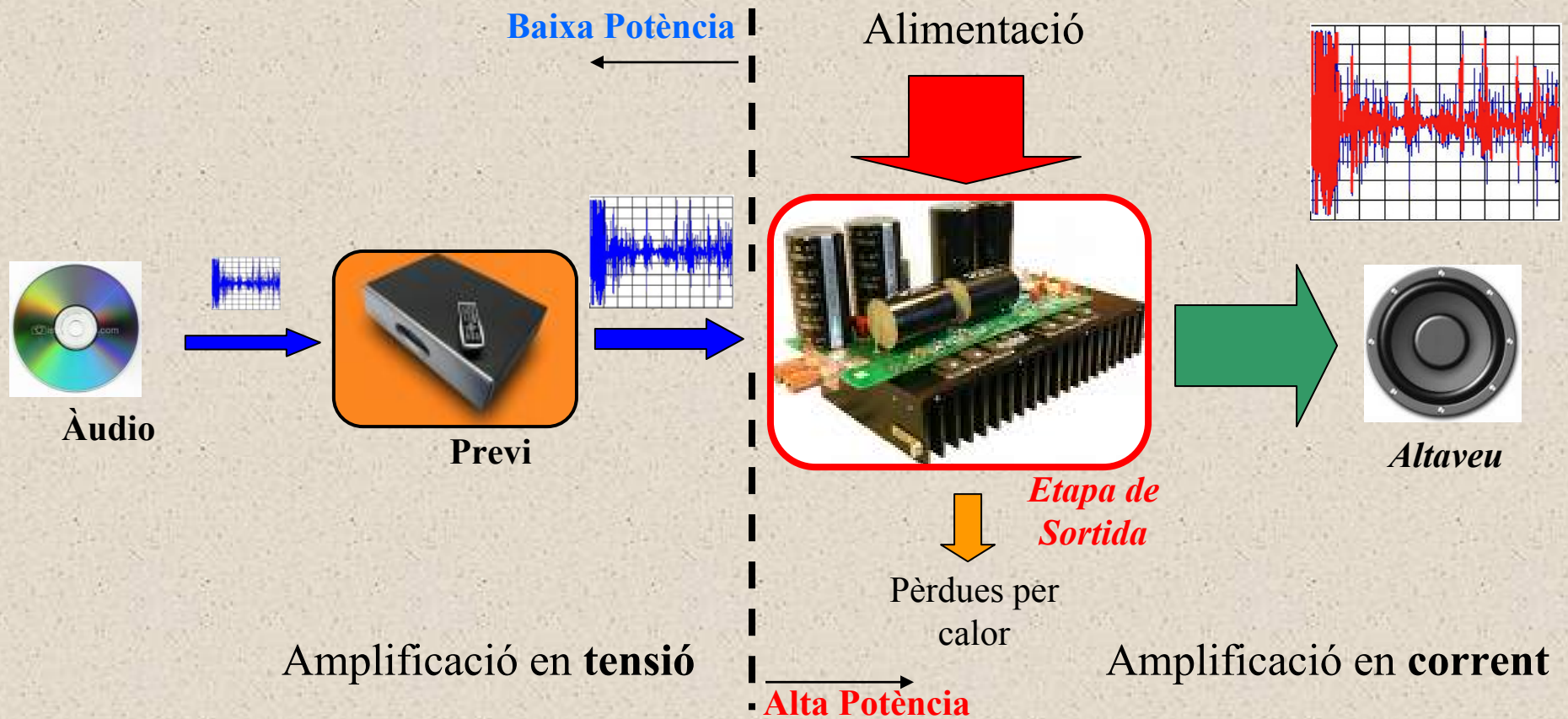
***Introducció:***

***Generalitats sobre  
Amplificadors***

**Mòdul 1**

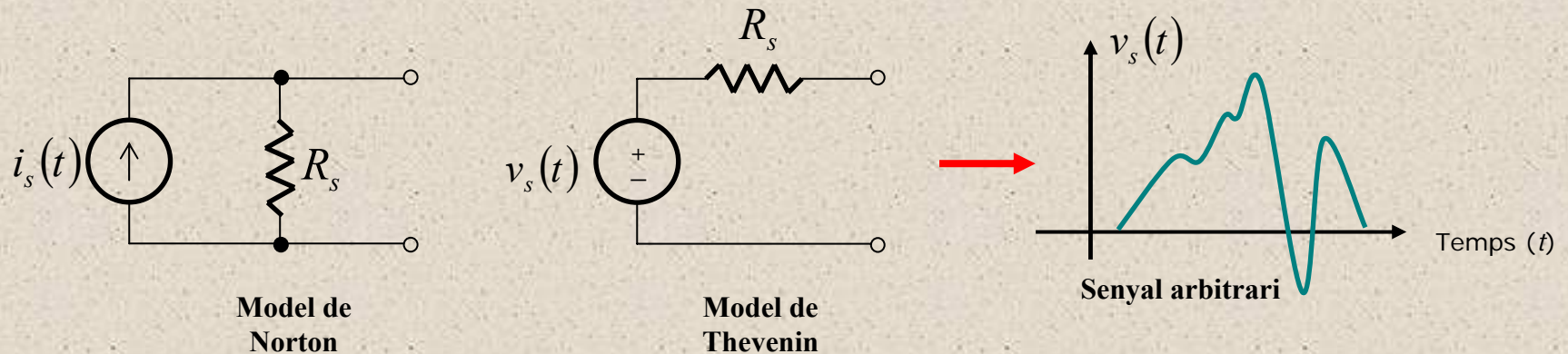
# Objectiu del mòdul

- Disseny i implementació d'un amplificador d'àudio



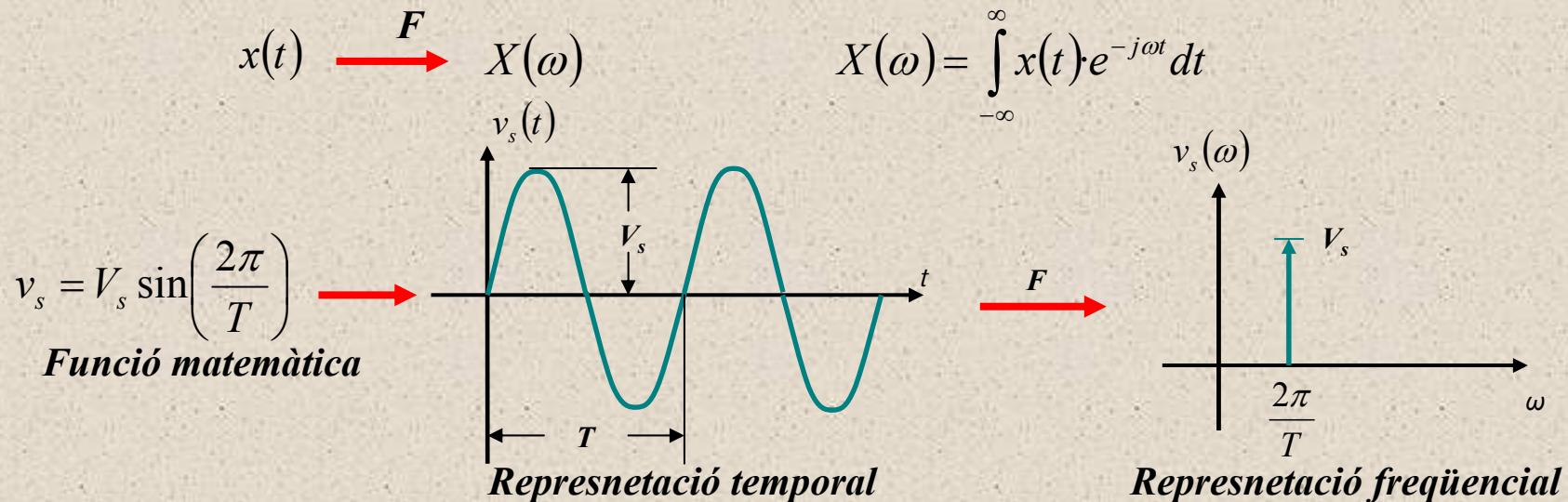
# Senyals

- Generalitats:
  - Contenen informació de l'activitat física que ens envolta (*veu, imatge, dades del ambient, etc* )
  - Analitzar aquesta informació implica fer un **processament** determinat.
  - El **processament** es realitza mitjançant sistemes electrònics
  - Per capturar la informació es necessiten **sensors** i/o **transductors** que fan la conversió de **magnitud física** a **senyal elèctric**
  - Els transductors *d'àudio* són els **micròfons**
- Representació circuital de senyals elèctrics



# Espectre freqüencial dels senyals

- **Determinar** els paràmetres del senyal té molta importància en el disseny dels sistemes electrònics de processat. **Però això no sempre és fàcil**
- La caracterització més comuna es l'**espectre freqüencial** que permet descriure els senyals d'un altra manera canviant **temps per freqüència**



- Així és possible determinar la informació rellevant, mitjançant **filtres**

$\hat{X}(\omega) \xrightarrow{F^{-1}} x(t)$        $x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{X}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$



# Analògic vs. Digital

- Analògic → **Domini continu**

- El senyal analògic pren *qualsevol valor* en *cada instant* de temps. Es diu que presenta una *variació continua* sobre el rang d'activitat

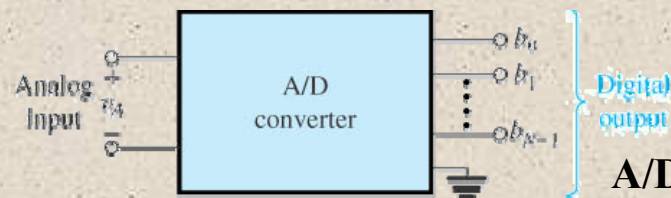
- Digital → **Domini discret**

- Només s'agafa el valor dels senyal en intervals de temps constats (*vector*).

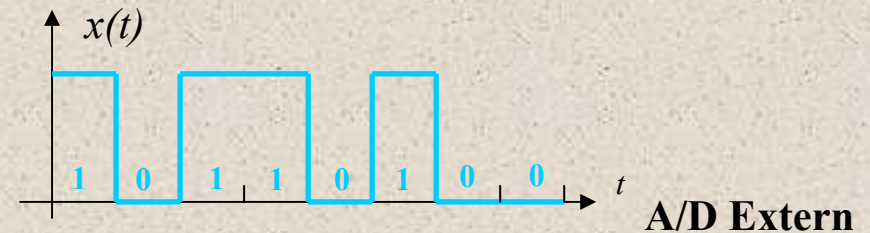


$$x(n) = [x_1, x_2, \dots, x_N]$$

- El processament per ordinador requereix conversió analògic/digital (A/D) prèvia

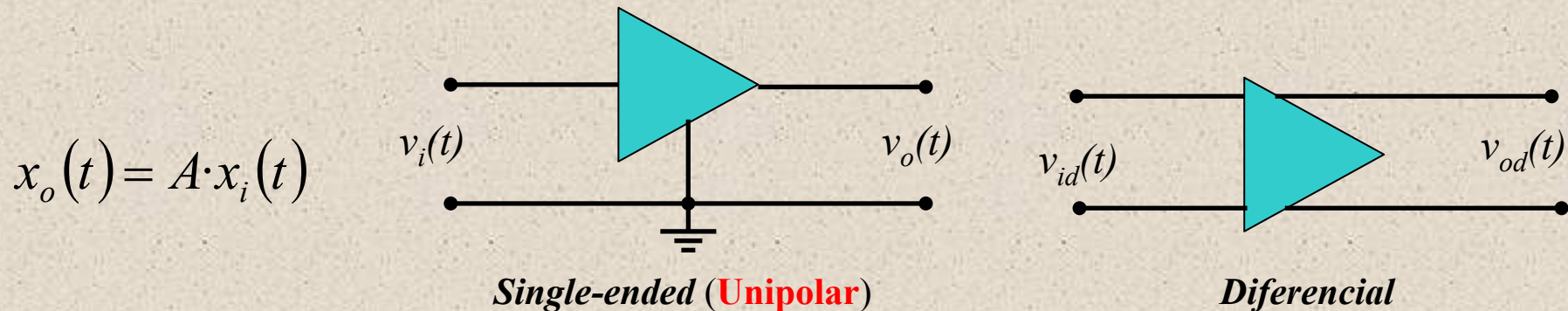


A/D Intern



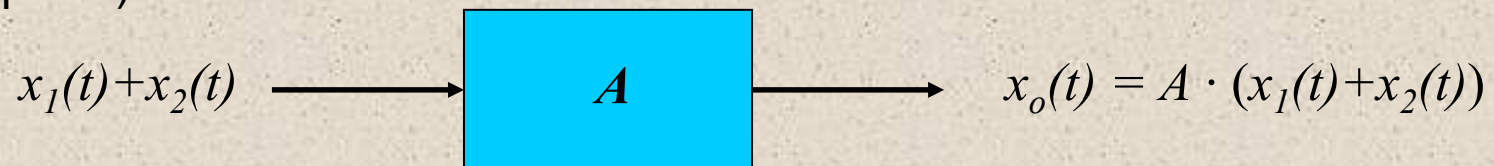
# Els amplificadors

- Funció: **Incrementar** la potència del senyal d'entrada



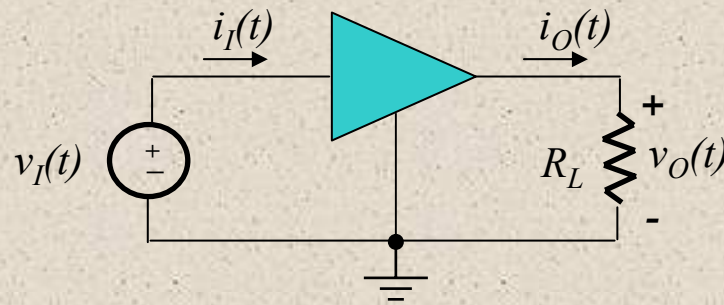
- Necessitats

- **Guany definit**
- **Facilitat** de disseny
- **Linealitat**.- Absència de distorsió o deformació del senyal (excepte la seva amplitud)

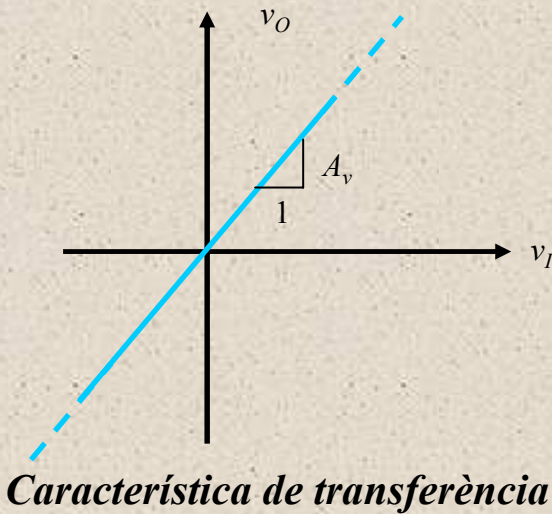


# El guany

- Guany de tensió



$$A_v = \frac{v_O}{v_I}$$



- Potència i corrent

$$A_p = \frac{P_L}{P_I} \quad (\text{Potència a la càrrega}) \quad = \frac{v_O \cdot i_O}{v_I \cdot i_I} \quad (\text{Potència d'entrada})$$

$$A_i = \frac{i_O}{i_I} \quad \longrightarrow \quad A_p = A_v \cdot A_i$$

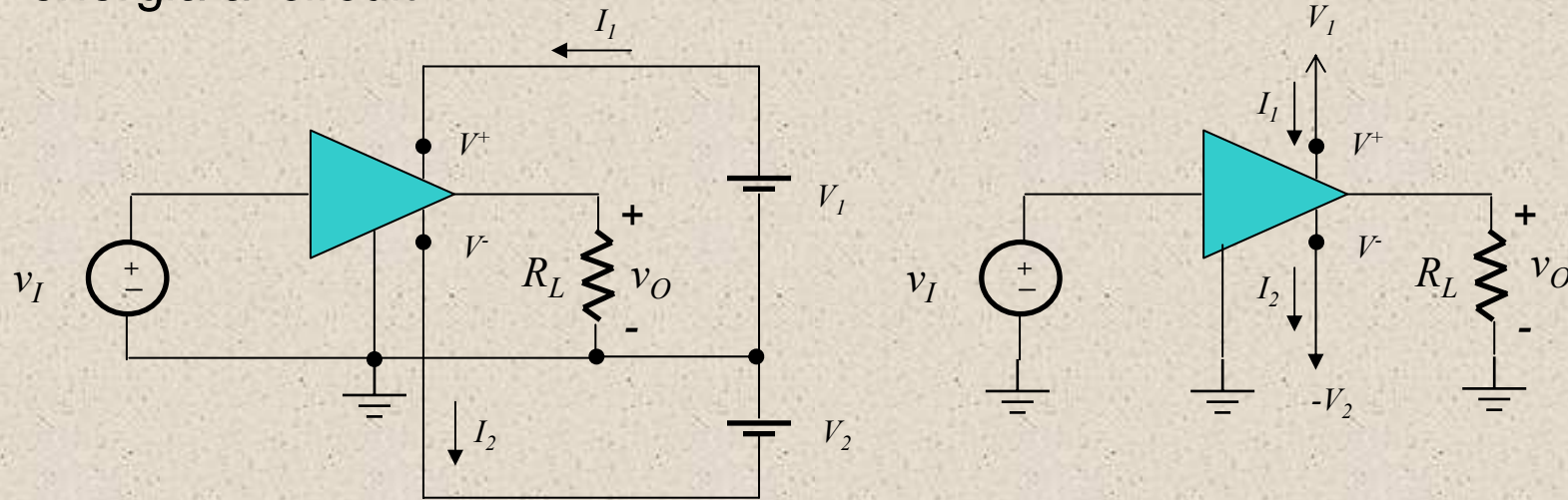
- El *decibel* és la magnitud més utilitzada

$$A_{(dB)} = 20 \cdot \log |A|$$

$$P_L > P_I$$

# Alimentació dels amplificadors

- Per a que  $P_L > P_I$  és necessària que una font externa proporcioni energia al circuit



$$P_{dc} = V_1 \cdot I_1 + V_2 \cdot I_2$$

$$P_{dc} + P_I = P_L + P_J$$

$$\rightarrow \begin{cases} P_L > P_I & \text{(Amplificació)} \\ P_L < P_{dc} & \text{(Rendiment)} \end{cases}$$

- Rendiment

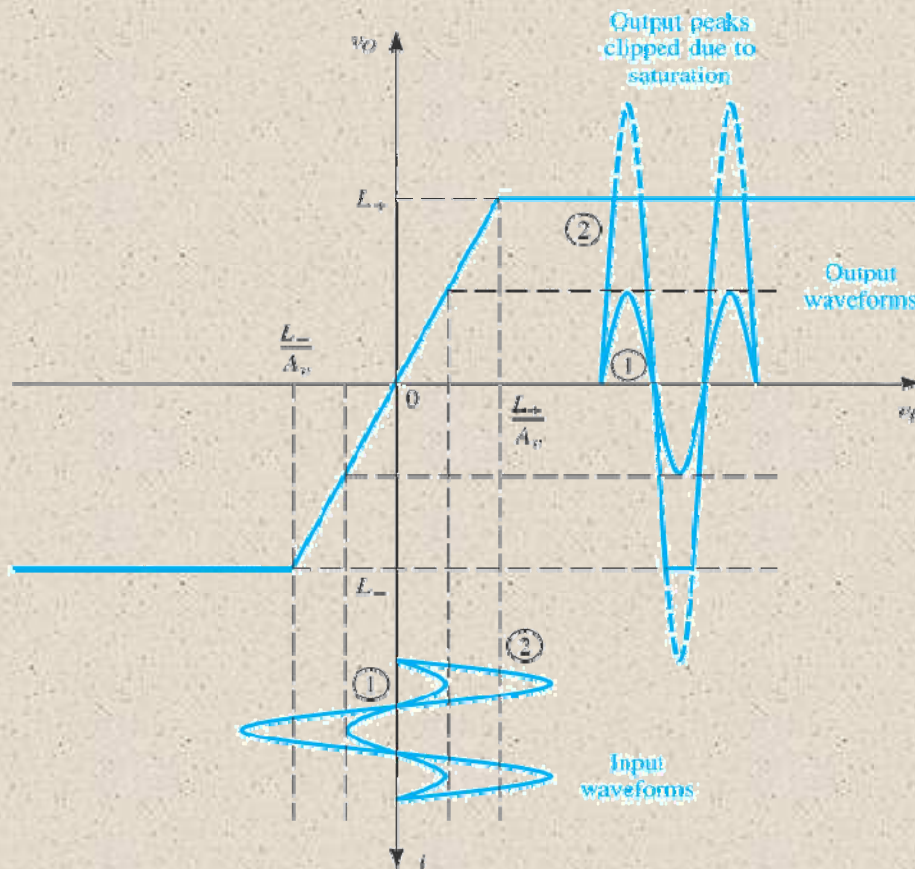
$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \cdot 100(\%)$$

\* $P_J$ .- Pèrdues per efecte Joule



# Saturació del amplificador

- Desafortunadament, a la pràctica, **tots** els amplificadors estan limitats en el rang de voltatge de sortida



Rang de sortida

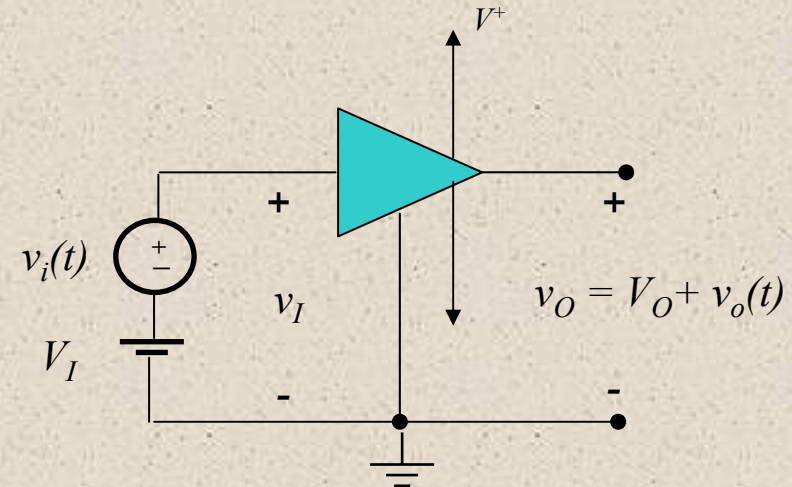
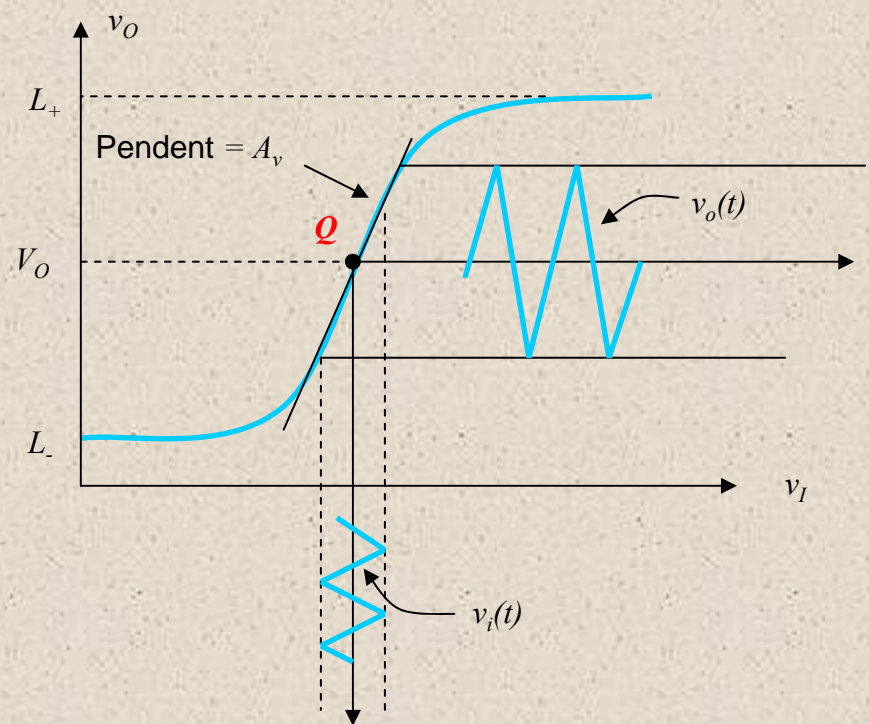
$$L_- \leq v_O \leq L_+$$

Rang d'entrada

$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_I \leq \frac{L_+}{A_v}$$

# Polarització

- A la pràctica, les característiques de transferència dels amplificadors presenten no linealitats de naturalesa molt diversa
- La tècnica que s'utilitza per evitar el comportament lineal és la **polarització** que fa funcionar l'amplificador en un **punt de treball** ( $Q$ )

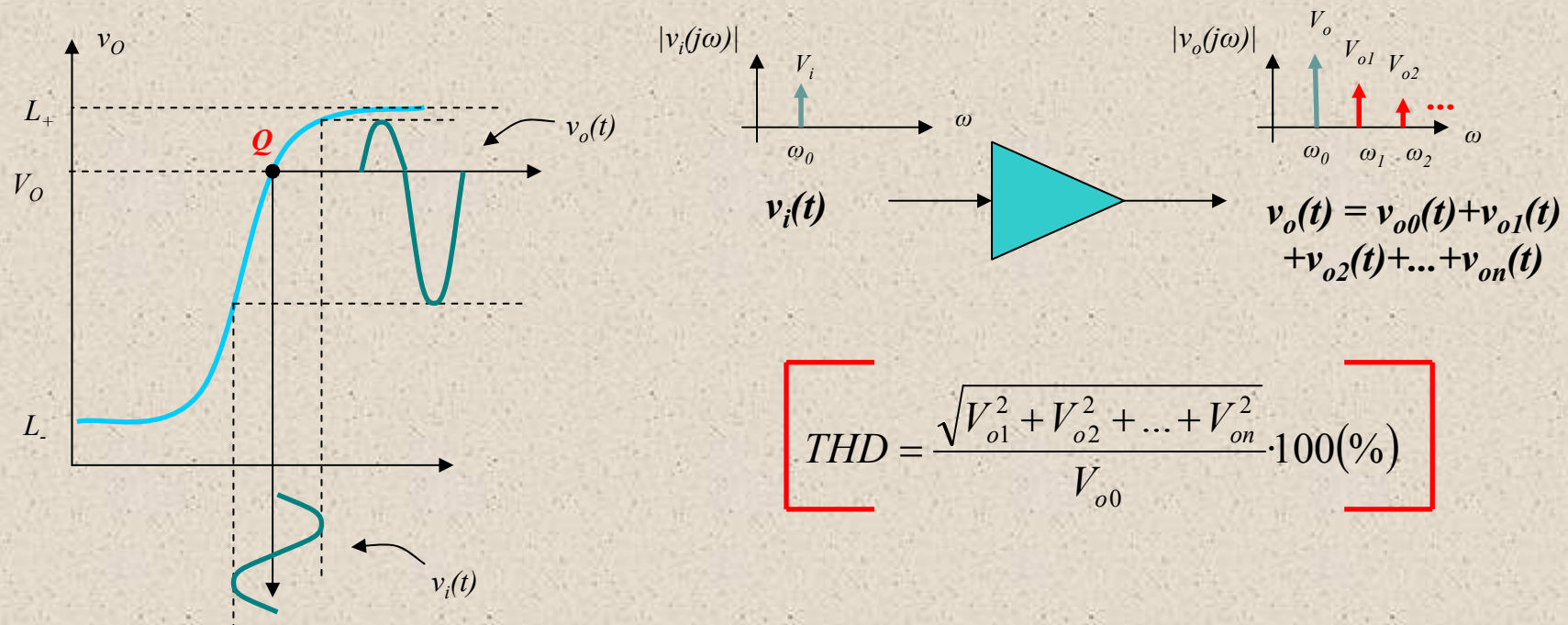


$$v_o(t) = A_v \cdot v_i(t)$$

$$\left[ A_v = \left. \frac{dv_o}{dv_i} \right|_Q \right]$$

# Mesurant la no linealitat

- A la pràctica, les no linealitats són bastant difícils d'evitar per molts que ens hi esforcem en la polarització, els paràmetres dels semiconductors discrets són bastant imprevisibles
- La deformació d'un senyal es pot parametritzar mitjançant la seva *distorsió harmònica* (THD.- **T**otal **H**armonic **D**istortion)

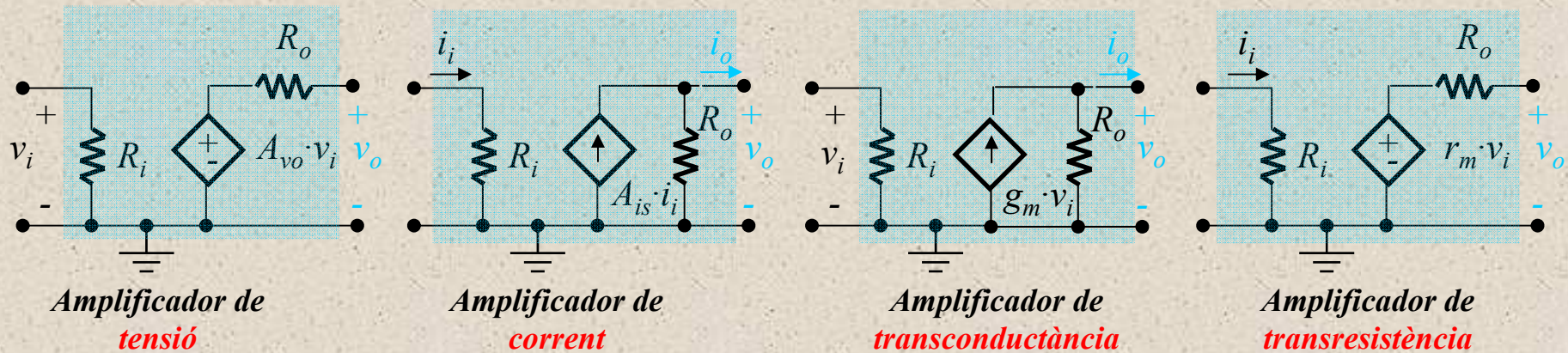


$$THD = \frac{\sqrt{V_{o1}^2 + V_{o2}^2 + \dots + V_{on}^2}}{V_{o0}} \cdot 100(\%)$$

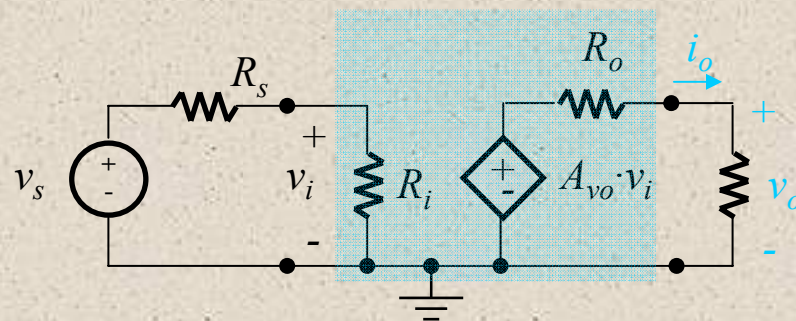


# Models circuitals per Amplificadors. Impedàncies

- Quan es treballa amb etapes amplificadores que tenen un gran nombre de dispositius actius és molt pràctic utilitzar **models** equivalents per al seu anàlisi



- Les impedàncies  $R_i$  i  $R_o$  provoquen pèrdues de guany degut al **acoblament**



$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

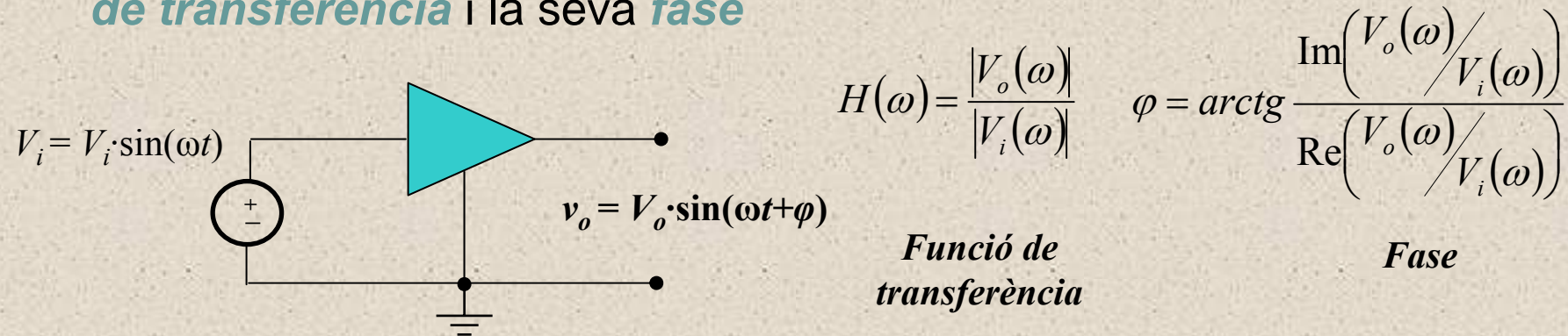
$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$\boxed{\hat{A}_v = A_{vo} \frac{R_L \cdot R_i}{(R_L + R_o)(R_i + R_s)}}$$

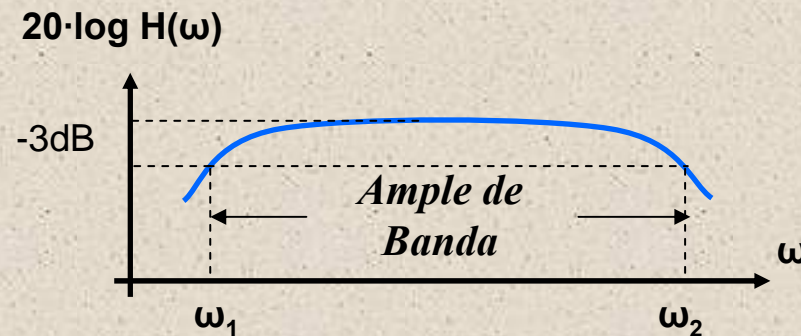


# Resposta freqüencial

- La resposta freqüencial d'un amplificador es descriu mitjançant la **funció de transferència** i la seva **fase**



- Ample de banda.**- Rang de freqüències del amplificador on el guany és **constant**



# Primeres reflexions

---

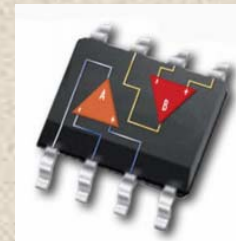
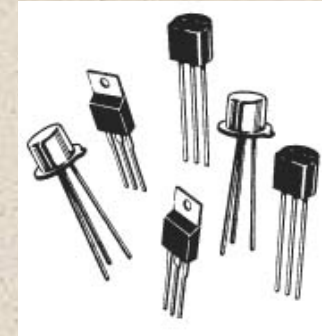
- Un amplificador d'àudio és un sistema electrònic que mitjançant energia externa, incrementa la magnitud i intensitat o volum d'un senyal analògic de so. Això equival a *maximitzar*  $A_v$  i  $A_i$  en el disseny.
- No obstant, també s'han de tenir en compte altres especificacions de disseny, tant pel que respecta a la selecció dels elements necessaris (*dispositius discrets i/o integrats*) com el disseny dels *elements passius* del sistema:
  - Els guanys han de ser *constants* siguin quines siguin les condicions de funcionament
  - El rang de freqüències de funcionament és el que comprèn l'espectre de so. **Ample de banda  $\approx 5\text{Hz}-20\text{KHz}$**
  - Respectar les limitacions del dispositiu en quan als marges dinàmics per evitar la saturació i evitar, en la mesura del que sigui possible, les no linealitats. *Disseny de la polarització.*
  - Obtenir un bon balanç energètic. *Rendiment elevat.* Requisits de la font d'alimentació
  - Al connectar el sistema al altres elements (fonts de senyal d'entra, altaveus o altres etapes), el seu comportament no ha de quedar afectat per les *impedàncies*



# Què tenim?

---

- Semiconductors discrets
  - Petit senyal i de potència
    - Transistors d'efecte camp (FET)
    - Transistors bipolars (BJT)
- Circuits integrats analògics
  - Amplificadors operacionals
  - Dispositius especials



**Tots ells es poden utilitzar en general tant per l'amplificació de tensió com de corrent**



# JFETs, BJT*s* i IC*s*. Consideracions

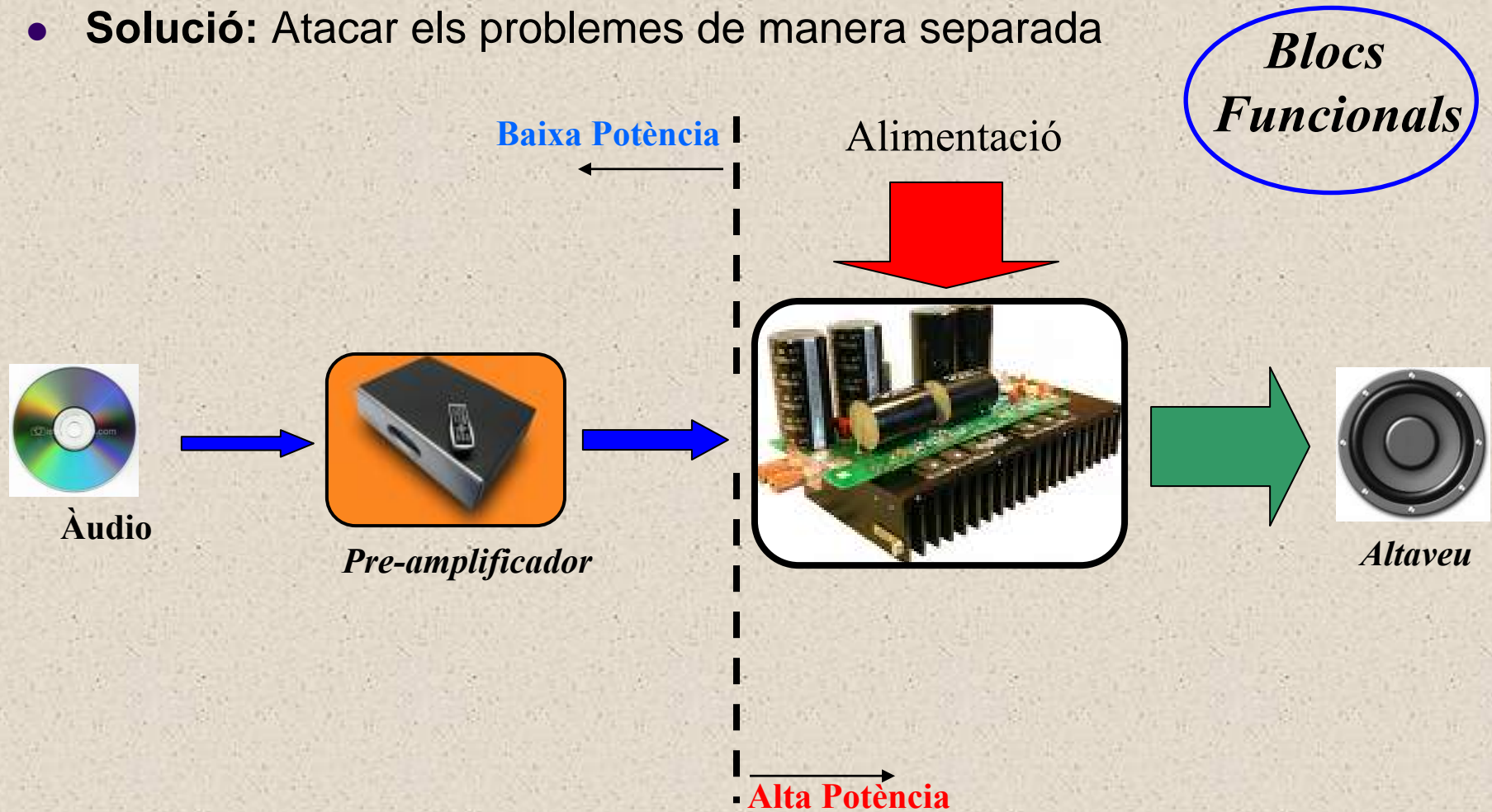
---

- JFET
  - Són dispositius on l'amplificació és controlada per **tensió**  $v_{gs}$
  - Tenen un **bon comportament** relacionat amb les **impedàncies** i la **resposta freqüencial**
  - En general, l'amplificació que es pot esperar d'ells és més aviat **pobre**
  - **Bona estabilitat** enfront a possibles derives provocades pel medi ambient
  - **Aplicacions:** *Acoblar impedàncies en l'amplificació prèvia, Fonts conmutades de potència*
- BJT
  - Són dispositius on l'amplificació és controlada per **corrent**  $i_b$
  - Tenen un **comportament pobre** relacionat amb les **impedàncies** i la **resposta freqüencial**.
  - Són **bons amplificadors** (Guany elevat) però els seus paràmetres (guany, impedància, etc) són **bastant inestables**
  - Els de potència encara són **pitjors** respecte a impedàncies, resposta freqüencial i guany
- Tots dos presenten **no linealitats** de grau divers que deformen els senyals
- Els ICs funcionen millor però eleven el **preu** considerablement

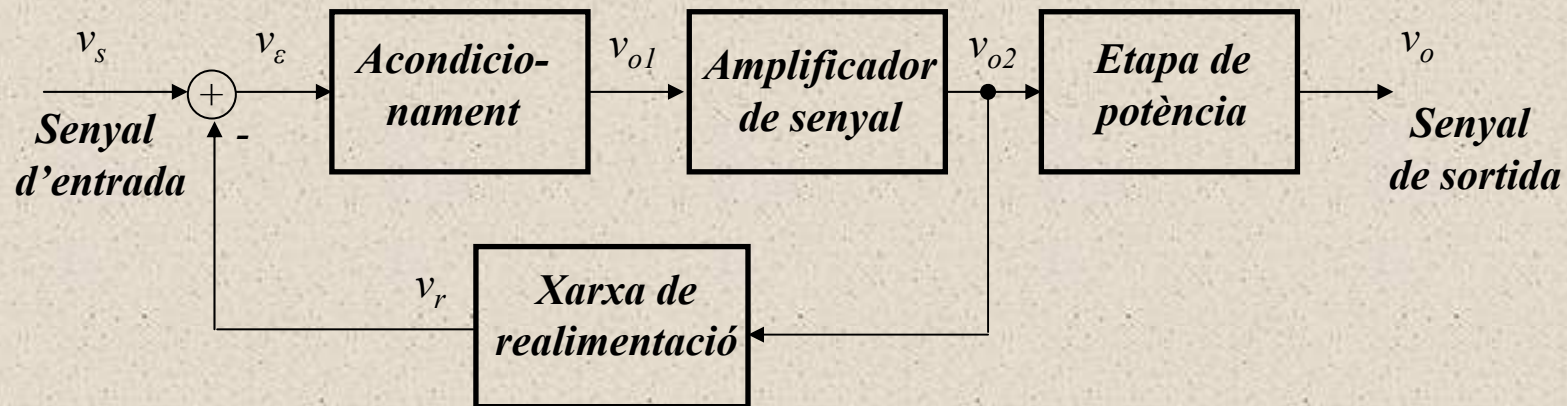


# Conclusions

- Està clar que no existeix el '**semiconductor perfecte**'
- **Solució:** Atacar els problemes de manera separada



# Blocs funcionals de l'amplificador monoestereo



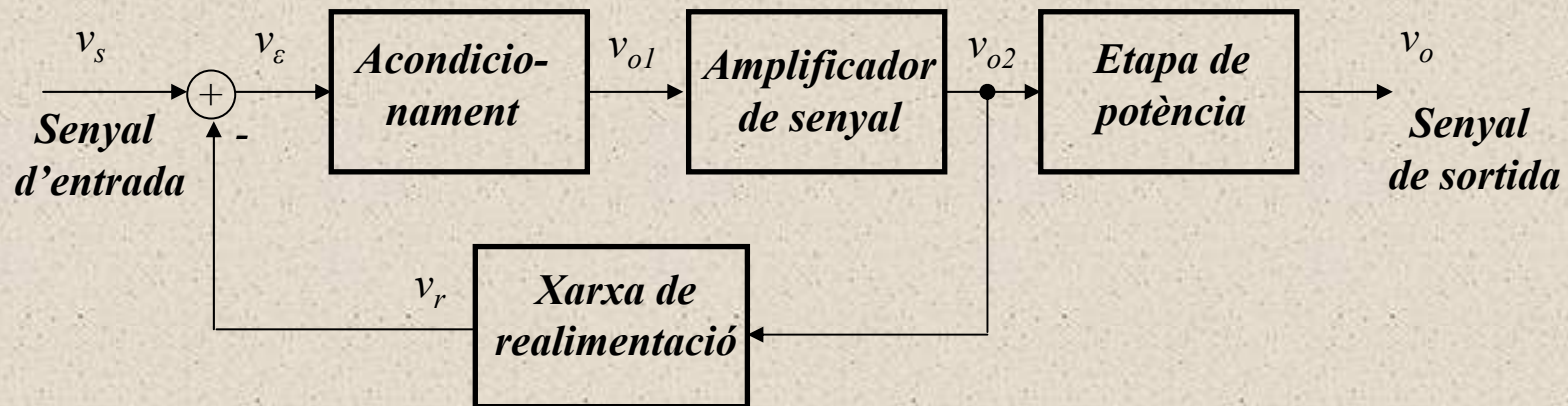
- **Pre-amplificador:**

- **Acondicionament:** JFET en 'Font Comú'
- **Amplificador de senyal:** BJT en 'Emisor Comú'
- **Realimentació negativa**

- **Etapa de potència**

- Sortida en configuració AB, amb reducció de *crossover*

# Especificacions



- **Nombre de canals 1**
- **Guany de tensió,  $A_v \geq 100$**
- **Guany de corrent,  $A_i \geq 1000$**
- **Marge dinàmic  $\Delta v_o \approx 5V$**
- **Rang de freqüències: 30Hz-20KHz**, tot i que no es realitzaran consideracions sobre el seu disseny
- **Potència de sortida,  $P_L = 5-10W$**
- **Rendiment,  $\eta \geq 60\%$**
- **Distorsió harmònica, THD < 1%**, tot i que tampoc farem consideracions

# *Módul 1:* *Etales pre-amplificadores*

---

Professor:  
**José Antonio Soria Pérez**

Assignatura: **Laboratori de Circuits  
Electrònics (LCIR)**



Departament  
d'Enginyeria  
Electrònica



# Objectius

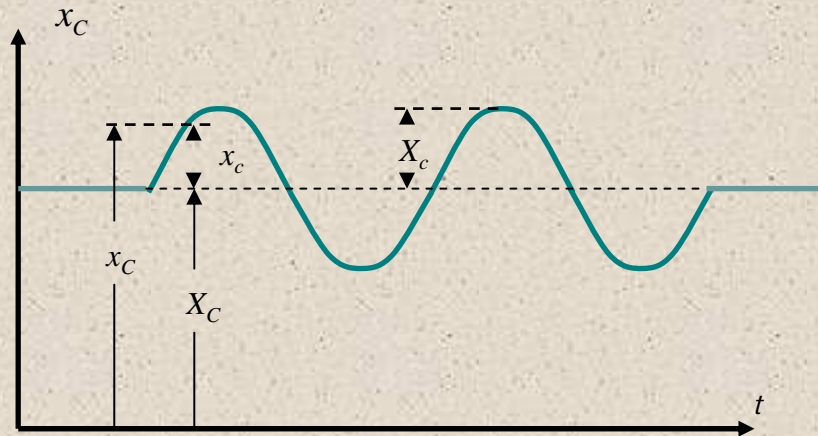
---

- Al final d'aquest mòdul:
  - Aprendreu els conceptes bàsics que serveixen per dissenyar etapes amplificadores bàsiques mitjançant les especificacions del problema i les dades del full de característiques dels components (principalment BJT i JFET)
  - Haureu dissenyat i implementat el bloc pre-amplificador de l'amplificador de so, i també haureu comprovat el funcionament



# Convencions

- Durant el curs s'utilitzarà la següent convenció de les variables elèctriques del senyal



- $x_c(t)$ .- Components instantànies **totals** (AC+DC)
- $X_c(t)$ .- Components **contínues** en el temps (DC)
- $x_c(t)$ .- Components **incrementals** (AC). Normalment referit al valor eficaç
- $X_c$ .- **Valors màxims** respecte a la referència del senyal incremental (Valor de pic)

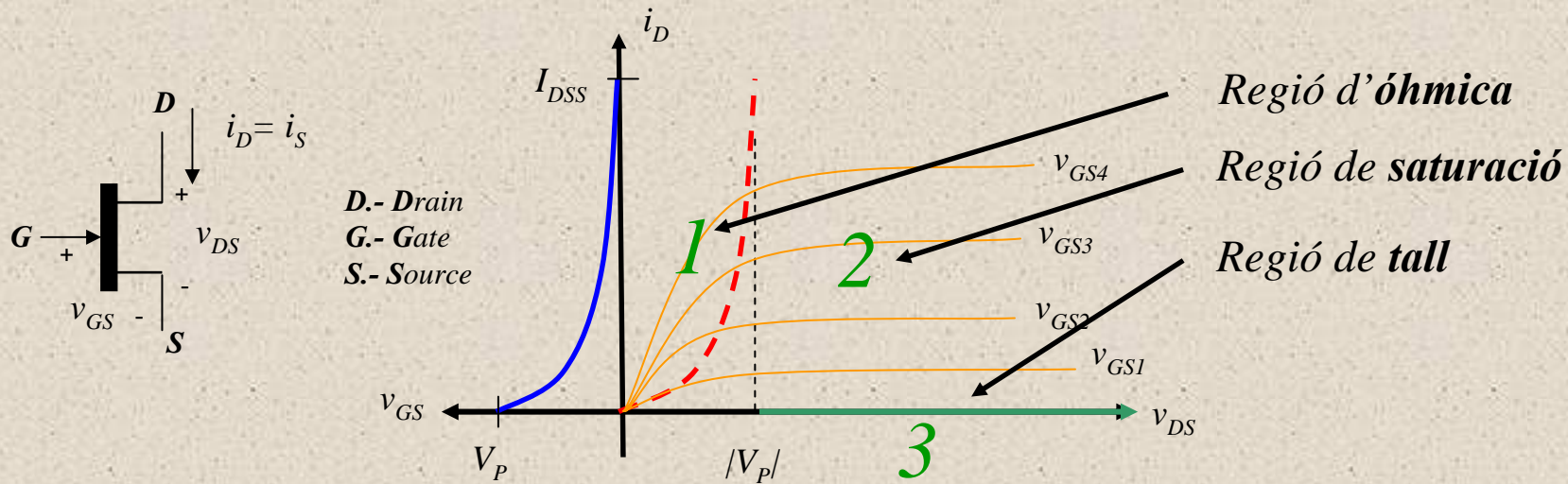
# Acondicionament de senyal. Consideracions

---

- **La primera etapa ha de garantir l'adquisició del senyal de la font generadora**
- **Característiques particulars necessàries:**
  - Garantir un marge de sortida ( $\Delta v_{o1}$ ) mínim
  - Impedància d'entrada elevada (Disseny de  $R_i$ )
  - Que tingui una bona resposta freqüencial
- **L'amplificació de tensió *no és important* en aquesta fase del disseny**
- **Com a dispositiu amplificador, el component més adequat és el *JFET***



# Els JFET's (Junction Field Effect Transistor)



**Òhmica**

$$i_D = 2 \cdot I_{DSS} \frac{(v_{GS} - V_p) v_{DS} - v_{DS}^2 / 2}{V_p^2}$$

$$v_{GS} > V_p$$

$$v_{DS} < v_{GS} - V_p$$

**Saturació (Amplificació)**

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2$$

$$v_{GS} > V_p$$

$$v_{DS} > v_{GS} - V_p$$

**Tall**

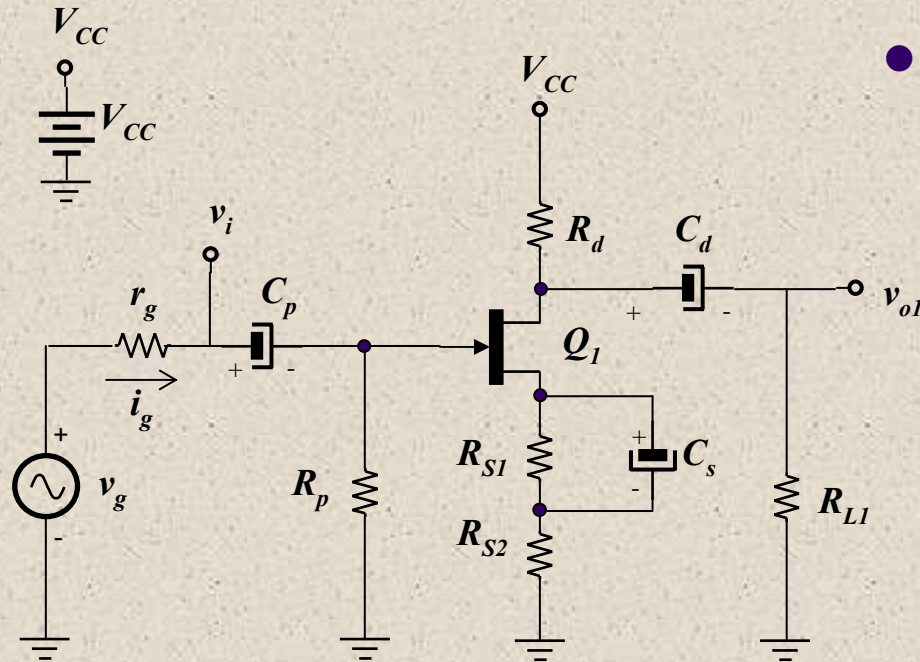
$$i_G = 0$$

$$i_D = 0$$

$$v_{GS} < V_p$$



# Etapa pre-amplificadora amb JFET en SC



- Especificacions:

- Guany de tensió:  $|A_v| = \frac{v_{o1}}{v_i} \geq 2$

- Marge de  $v_{o1}$ :  $\Delta v_{o1} = 2V$

- Impedàncies:

- Entrada:  $Z_i \geq 50K\Omega$

- Sortida:  $Z_o < 2K\Omega$

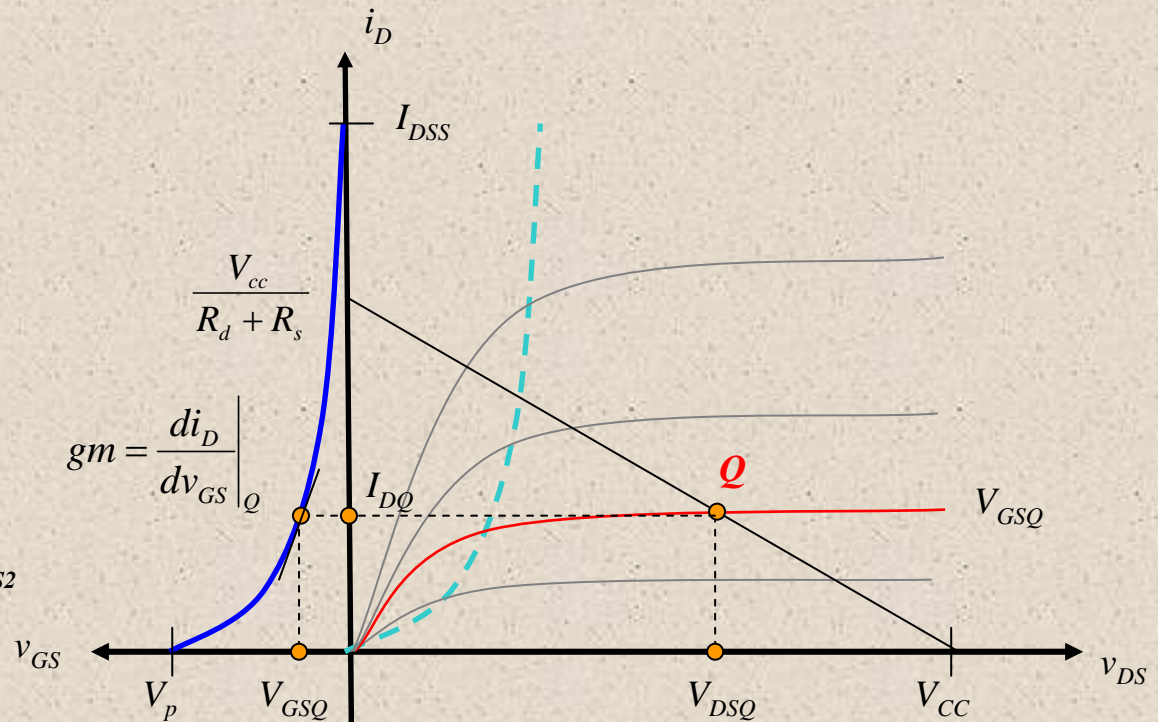
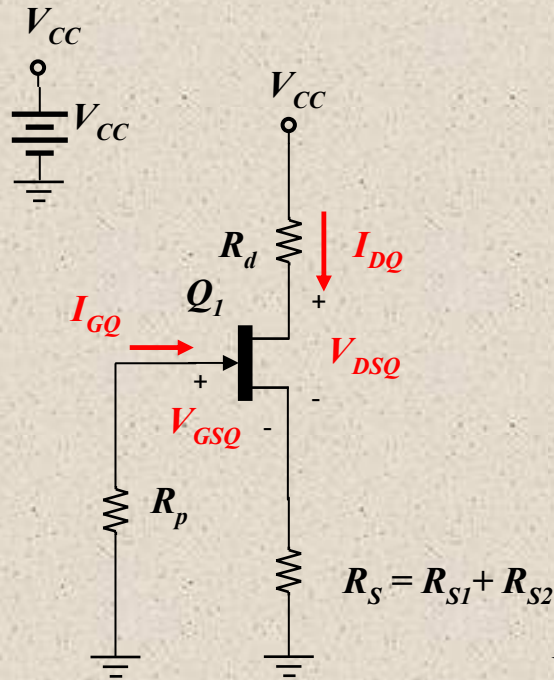
- Objectius:

- **Disseny** de l'etapa amplificadoradora

- Resistències  
- Bateria ( $V_{CC}$ )

- ~~Condensadors~~ → BW

# Punt de treball Q (Anàlisi DC $j\omega=0$ )



**Punt de treball**

$Q (I_{DQ}, V_{GSQ}, V_{DSQ})$

$$\begin{aligned} V_{cc} &= (R_d + R_s) \cdot I_{DQ} + V_{DSQ} \\ V_{GSQ} &= -R_s \cdot I_{DQ} \end{aligned}$$

**Saturació**

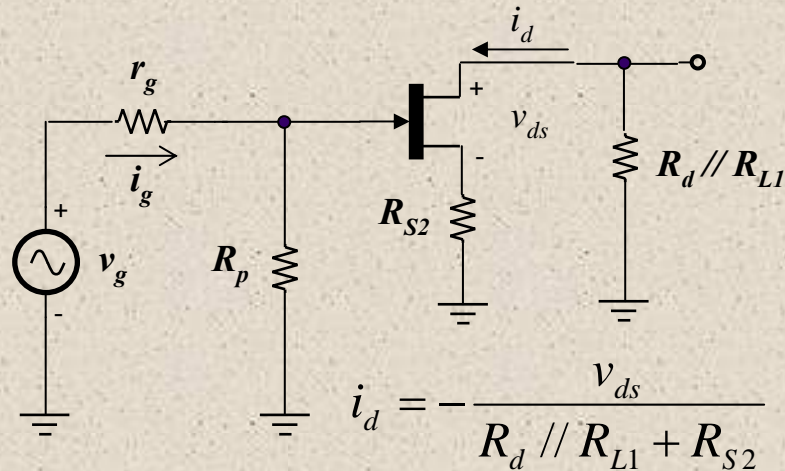
$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_p} \right)^2$$

$$v_{GS} > V_p$$

$$v_{DS} > v_{GS} - V_p$$



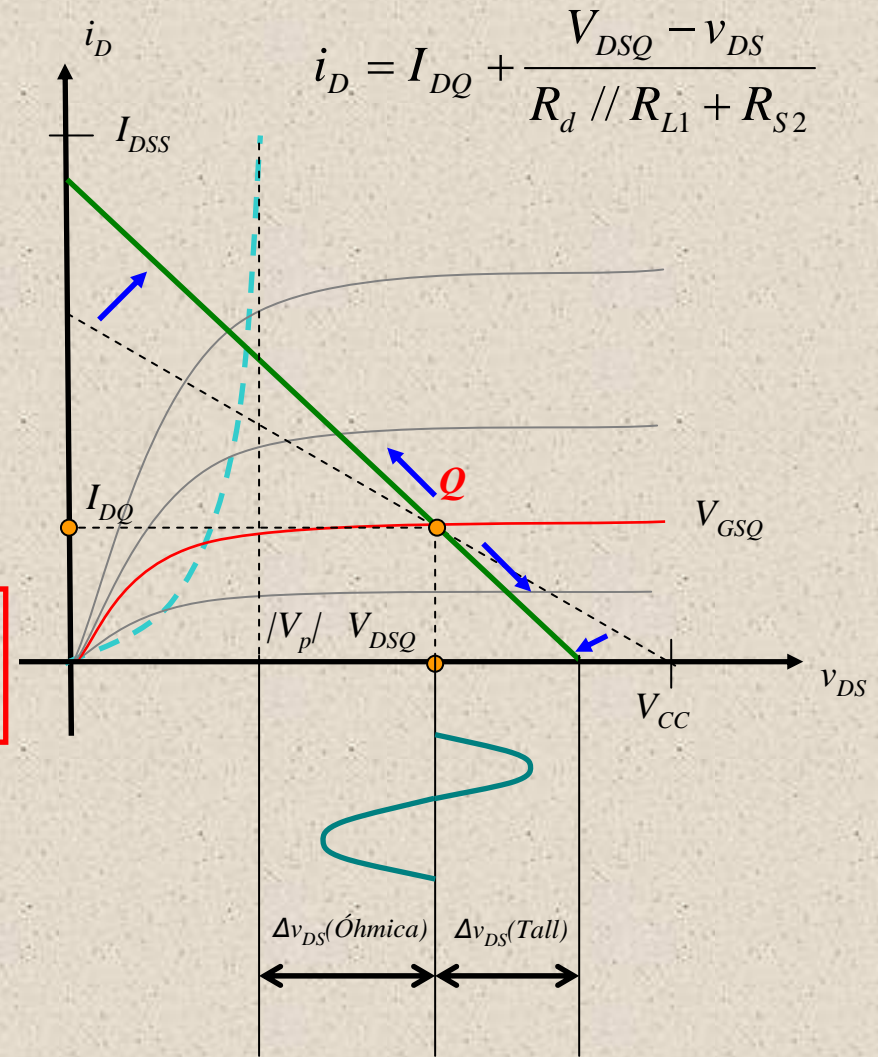
# Marge de sortida (Anàlisi AC $j\omega=\infty$ )



## Superposició (AC+DC)

$$\begin{cases} i_D = I_{DQ} + i_d \\ v_{DS} = V_{DSQ} + v_{ds} \end{cases}$$

$$\Delta v_{o1} = \min \left[ \begin{array}{l} \Delta v_{o1}(\text{Óhmica}) \\ \Delta v_{o1}(\text{Tall}) \end{array} \right]$$



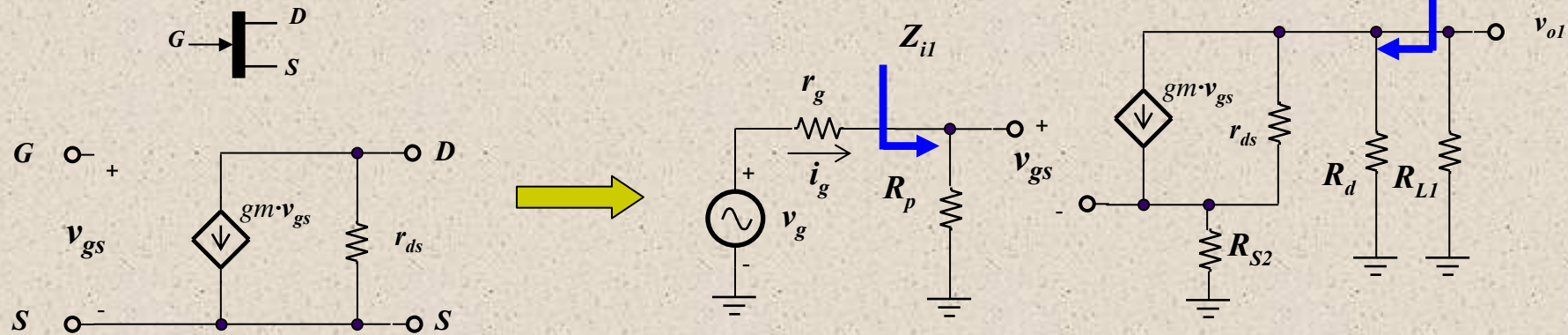
## Marges de sortida

$$\Delta v_{o1}(\text{Óhmica}) = (V_{DSQ} - |V_p|) \frac{R_d // R_{L1}}{R_d // R_{L1} + R_{S2}}$$

$$\Delta v_{o1}(\text{Tall}) = I_{DQ} \cdot (R_d // R_{L1} + 2 \cdot R_{S2})$$

# Petit senyal

- L'anàlisi en petit senyal consisteix en considerar que el dispositiu semiconductor té un **comportament** (dinàmic) **lineal** en la zona d'amplificació quan Q varia lleugerament (**Model linealitzat**)



*Model dinàmic lineal del JFET*

*Guany de tensió ( $A_{v1}$ )*  $*r_{ds} \rightarrow \infty$

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{gm \cdot R_d // R_{L1}}{1 + gm \cdot R_{S2}}$$

*Etapa K1 amb JFET en petit senyal*

*Impedància d'entrada*

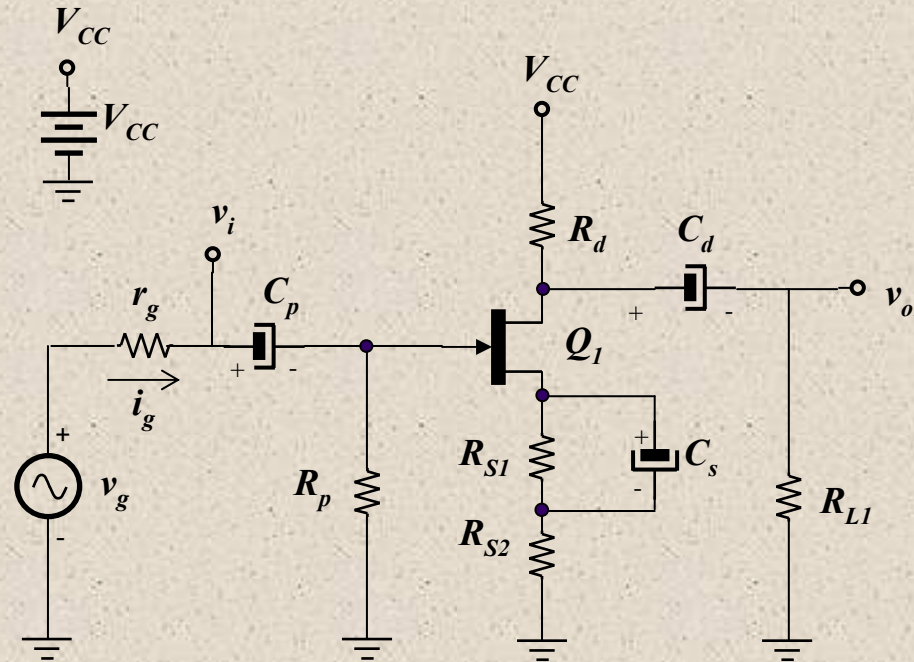
$$Z_{i1} = \frac{v_i}{i_{g1}} = R_p$$

*Impedància de sortida*

$$Z_{o1} = R_d$$



# Disseny de l'etapa



- **Objectiu:** Disseny de les resistències i decidir el valor de la font
- **Dades necessàries:** Especificacions de disseny.
  - $A_v = 2$ ,  $\Delta v_o = 2V_p$ ,  $Z_i > 50k\Omega$ ,  $Z_o < 2k\Omega$
  - Els paràmetres del JFET s'han de buscar al full de característiques

# Punt de treball $Q$ i $g_m$

- El punt de treball  $Q$  ( $V_{DSQ}$ ,  $I_{DQ}$  i  $V_{GSQ}$ ) **no són especificacions**. No obstant,  $V_{DSQ}$  condiona el marge dinàmic i es dissenya més endavant
- Fixarem  $I_{DQ}$  i calcularem  $V_{GSQ}$  i  $g_m$

$$I_{DQ} = 1.8mA$$

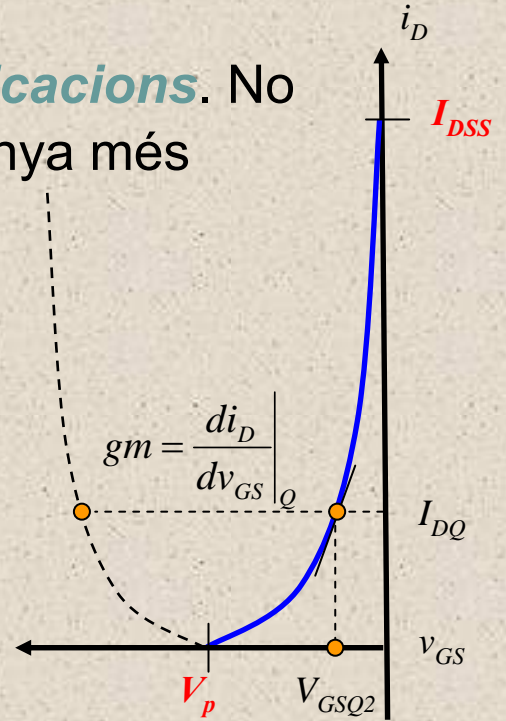
$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{v_{GS}}{V_P} \right)^2$$

$$i_D|_Q = I_{DQ}$$



~~$$V_{GSQ1} = 8.7V$$~~

$$V_{GSQ2} = -4.36V$$

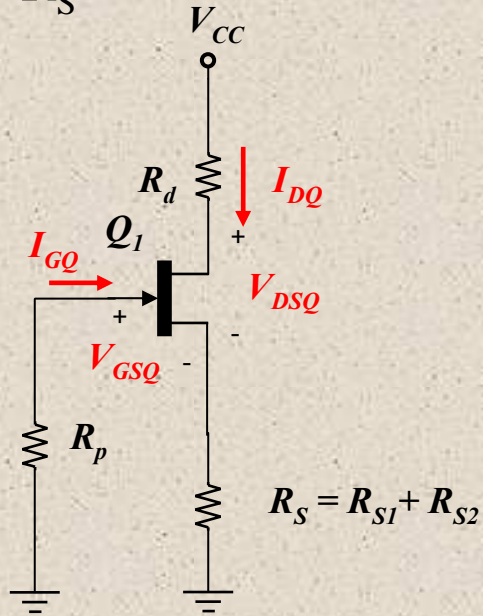


$$g_m = \left. \frac{di_D}{dv_{GS}} \right|_Q = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_P} \left( 1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P} \right) = 1.7mA/V$$



# Disseny de les resistències i $V_{CC}$

- $R_S$



$$V_{GSQ} = -R_S \cdot I_{DQ} \rightarrow R_S = 2287\Omega$$

$$R_{S1} = 2k2\Omega, R_{S2} = 100\Omega$$

- $R_P$

$$Z_I > 50k\Omega \rightarrow R_P = 1M\Omega$$

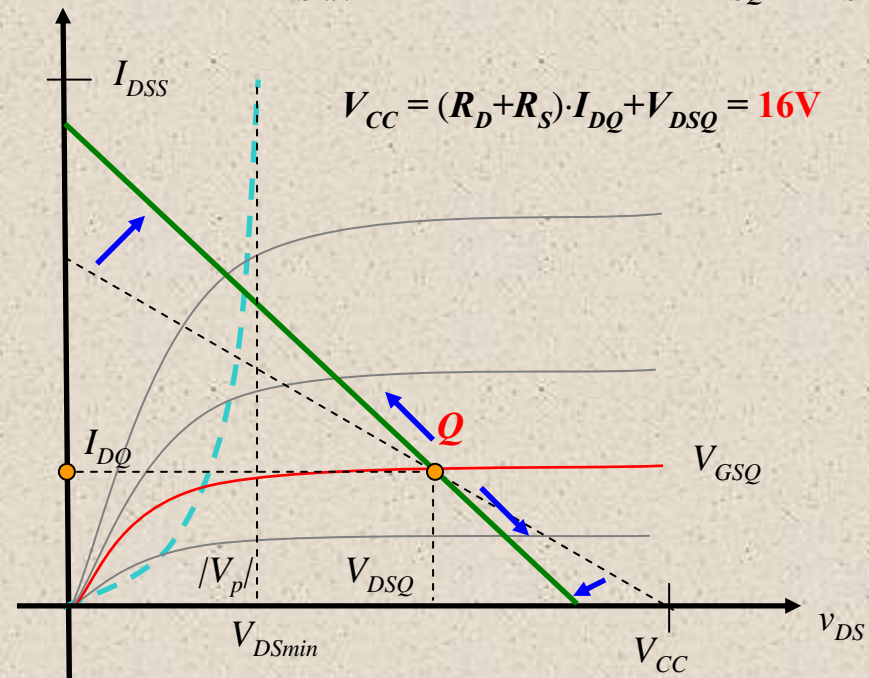
- $R_D$

Guany de tensió ( $A_{v1}$ )

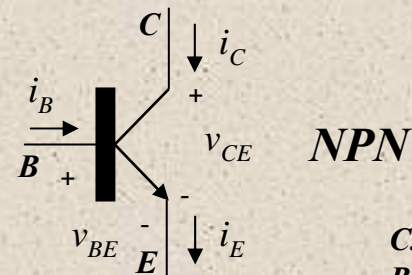
$$|A_{v1}| = \frac{gm \cdot R_d // R_{L1}}{1 + gm \cdot R_{S2}} \rightarrow R_D // R_{L1} = 1356\Omega \quad R_D = \frac{R_D // R_L + R_L}{R_L - R_D // R_L} = 1k9\Omega$$

- $V_{CC}$

$$V_{DSmin} = |V_P| = 6.5V \rightarrow V_{DSQ} = V_{DSmin} + \Delta v_o = 8.5V$$



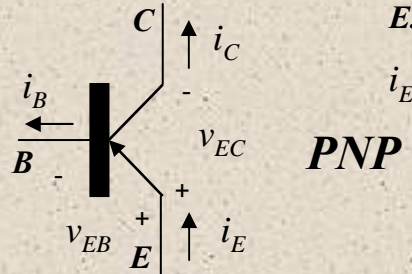
# Els BJT's (Bipolar Junction Transistor)



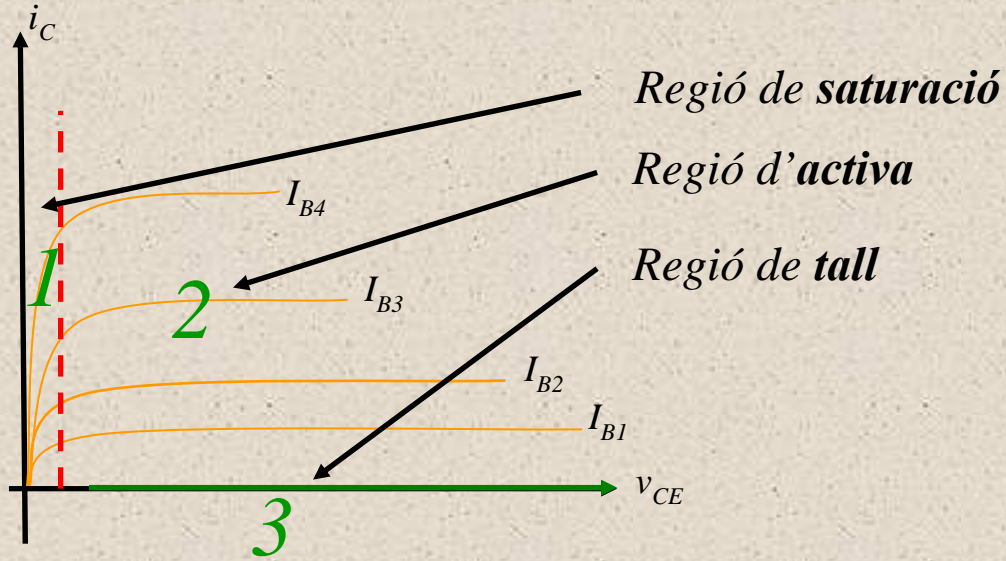
**NPN**

C.- Colector  
B.- Base  
E.- Emitter

$$i_E = i_B + i_C$$



**PNP**



**Saturació**

$$i_B > \frac{i_C}{h_{FE}}$$

$$v_{BE} = v_{BE_\gamma}$$

$$v_{CE} = V_{CE(Sat)}$$

**Activa (Amplificació)**

$$i_B > 0, i_C = h_{FE} \cdot i_B$$

$$v_{CE} > V_{CE(Sat)}$$

$$v_{BE} = v_{BE_\gamma}$$

**Tall**

$$i_B = 0, i_C = 0$$

$$v_{CE} > v_{CE(Sat)}$$

$$v_{BE} < v_{BE_\gamma}$$



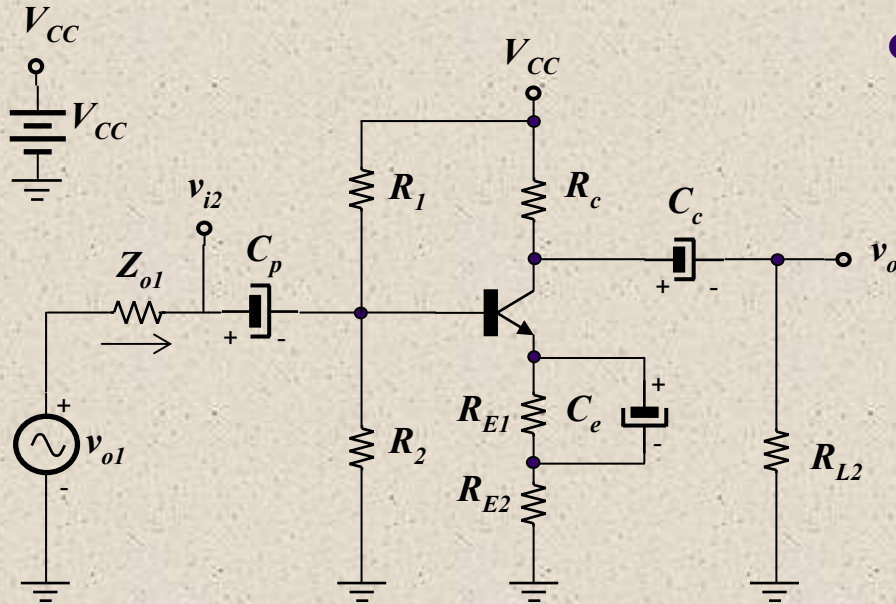


# Etapa amplificadora de senyal. Consideracions

---

- **Es el segon bloc, el qual, ha de ser capaç d'agafar el senyal acondicionat pel bloc anterior i amplificar la tensió**
- **Característiques necessàries:**
  - Garantir un marge de sortida ( $\Delta v_o$ ) el **màxim** possible
  - Impedància d'entrada **elevada** (Disseny de  $Z_{IN}$ )
  - Resposta freqüencial
- **Amplificació de tensió ( $A_{v2}$ ) elevada**
- **Com a dispositiu amplificador, el component més adequat és el **BJT** de petit senyal**

# Eapa amplificadora amb BJT en EC

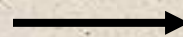


- Especificacions:

- Guany de tensió:  $|A_{v2}| \geq 100$
- Marge de  $v_{o1}$ :  $\Delta v_{o1} = 5V$
- Impedàncies:
- Estabilitat amb la temperatura
- Entrada:  $Z_i \geq 4K7\Omega$
- Sortida:  $Z_o < 2K\Omega, R_{L2} \geq 10K\Omega$

- Objectius:

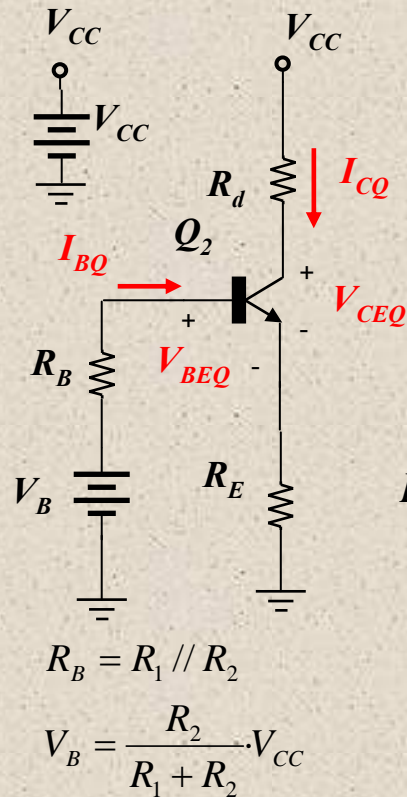
- **Disseny** de l'etapa amplificadora



- Resistències

- ~~Condensadors~~ → BW

# Punt de treball Q (Anàlisi DC $j\omega=0$ )



*Criteri d'estabilitat de Q*

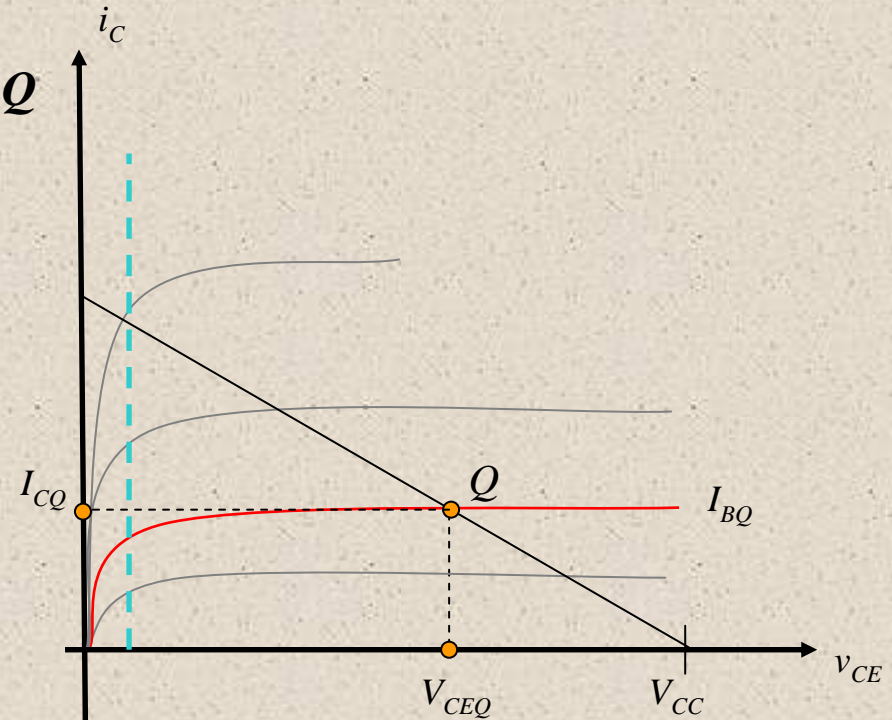
$$10 \cdot R_B \approx R_E (\beta + 1)$$

$$V_B \gg V_{BEQ}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot \frac{V_B - V_{BEQ}}{R_B + R_E (\beta + 1)}$$

$$R_B = R_1 // R_2$$

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



*Activa*

$$i_B > 0, i_C = h_{FE} \cdot i_B$$

$$v_{CE} > V_{CE(Sat)}$$

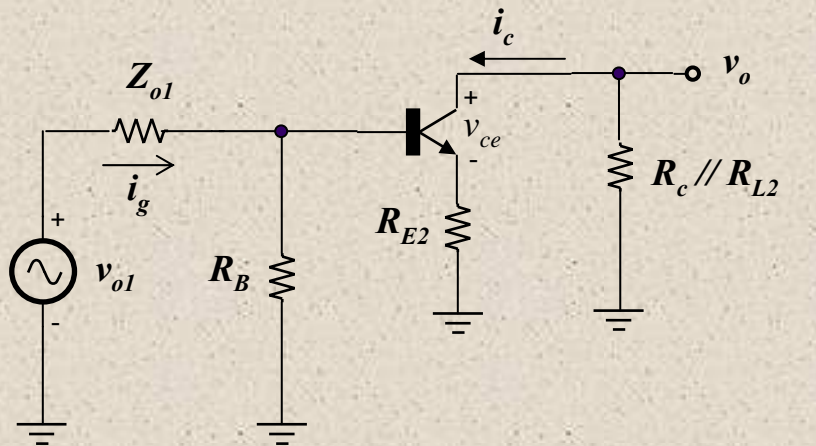
$$v_{BE} = v_{BE\gamma}$$

$Q(I_{CQ}, I_{BQ}, V_{BEQ}, V_{CEQ})$

$$V_{CC} = \left( R_c + R_e \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) \right) \cdot I_{CQ} + V_{CEQ}$$

$$V_B = \left( R_B + R_E (1 + \beta) \right) \cdot I_{BQ} + V_{BEQ}$$

# Marge de sortida (AC, $j\omega=\infty$ )



$$\begin{cases} i_c = I_{CQ} + i_c \\ v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} \end{cases} \rightarrow i_c = -\frac{v_{ce}}{R_c // R_{L2} + R_{E2}}$$

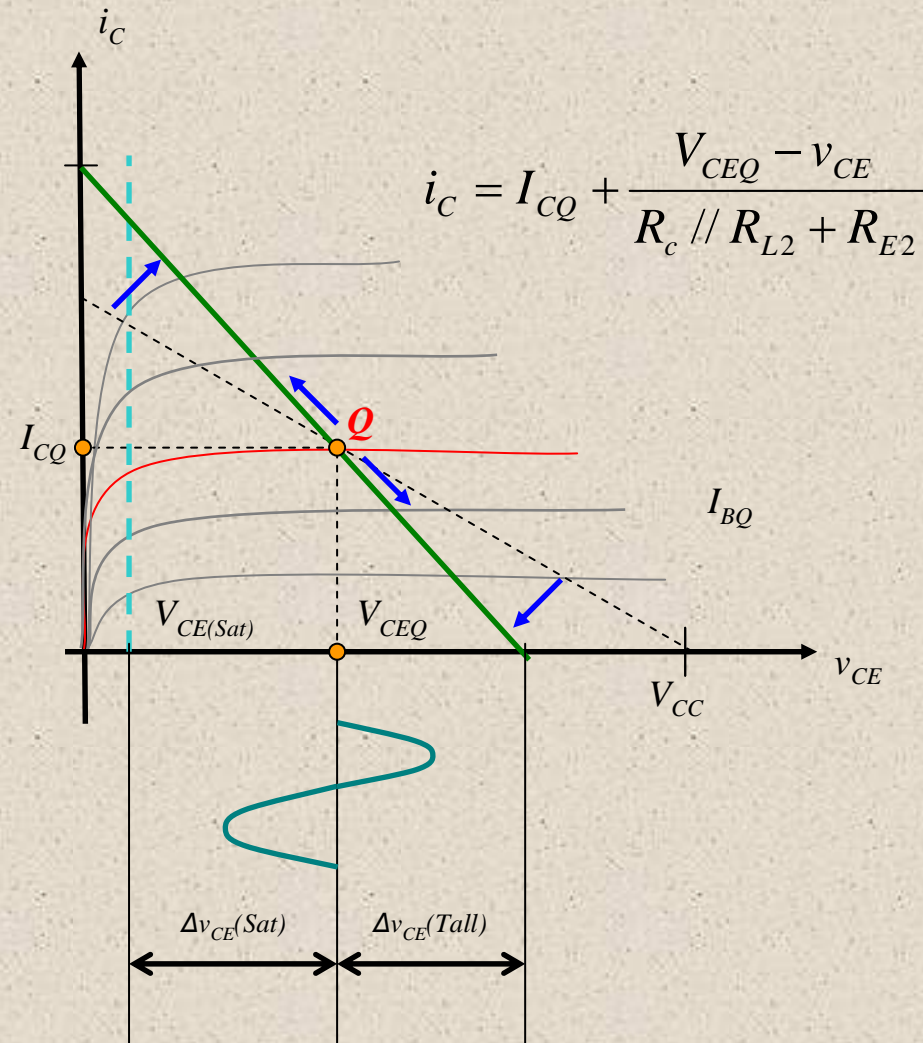
**Màxima excursió de senyal**

$$\Delta v_{CE} = \Delta v_{CE}(Tall) = \Delta v_{CE}(Sat)$$

**Marges de sortida**

$$\Delta v_o(Sat) = (V_{CEQ} - V_{CE(Sat)}) \frac{R_c // R_{L2}}{R_c // R_{L2} + R_{E2}}$$

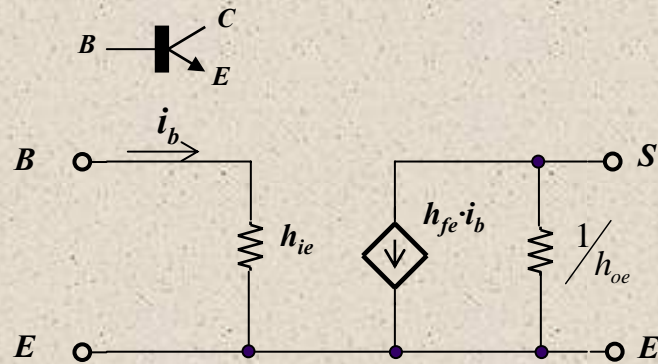
$$\Delta v_o(Tall) \approx I_{CQ} \cdot (R_c // R_{L2} + 2 \cdot R_{E2})$$



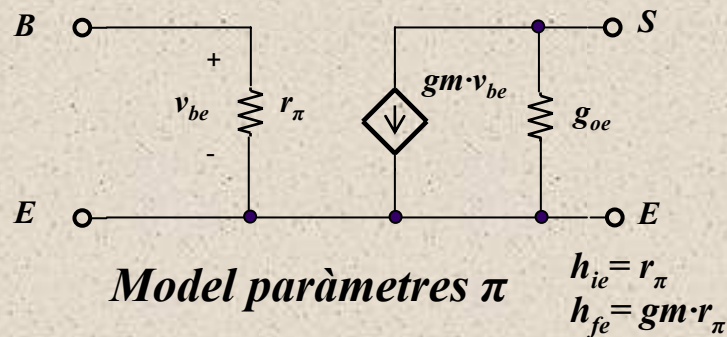


# Anàlisi en petit senyal

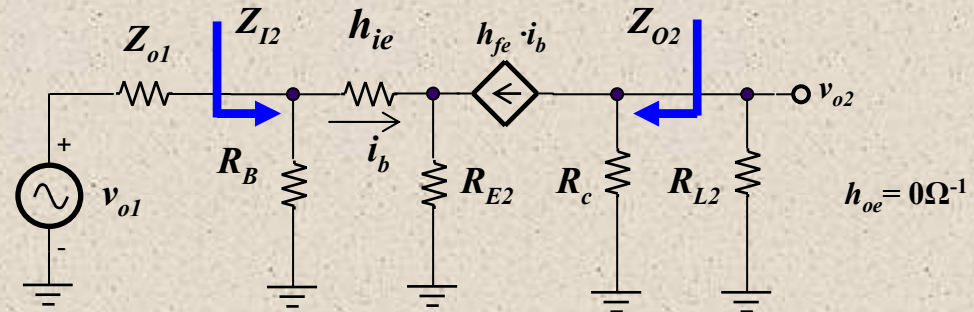
- Mateixes consideracions respecte al model en petit senyal que en el JFET. En canvi, **no es pot considerar que es compleixen aquestes condicions per que el model sigui vàlid**



Model paràmetres híbrids



Model paràmetres  $\pi$



$$A_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{o1}} = - \frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{\left( Z_{o1} // R_B + h_{ie} + R_{E2} (1 + h_{fe}) \right)} \cdot \frac{R_B}{\left( Z_{o1} + R_B \right)}$$

$$Z_I = R_B // \left( h_{ie} + R_{E2} (1 + h_{fe}) \right)$$

$$Z_o = R_c$$

$R_{E2} = 0$ , per tenir un guany  $A_{v2}$  considerable

***Módul 1:  
Etapas pre-amplificadores  
(Realimentació)***

---

Professor:  
**José Antonio Soria Pérez**

Assignatura: **Laboratori de Circuits  
Electrònics (LCIR)**



Departament  
d'Enginyeria  
Electrònica

# Objectius

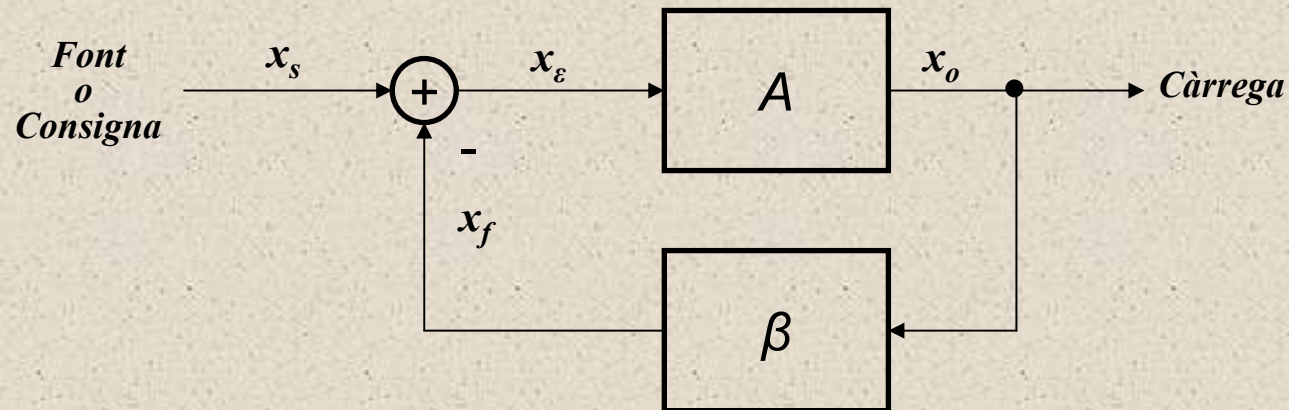
---

- *Al final* d'aquest mòdul:
  - Sabreu dissenyar circuits electrònics basats en etapes amplificadores realimentades
  - Comprendreu el paper significant que juga la realimentació en les aplicacions d'audio



# Amplificadors realimentats

- *Conceptes bàsics:*

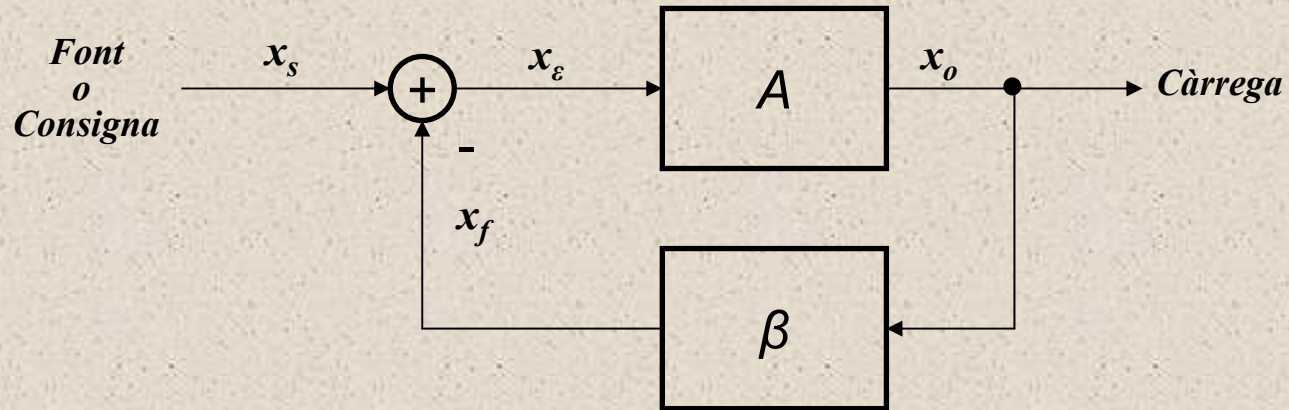


$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

- En un amplificador el senyal  $x$  pot ser tant una **tensió** com un **corrent** elèctric.
- $x_o$  és el senyal de sortida que també és utilitzada per  $\beta$  per produir una **mostra** de la sortida ( $x_f = \beta \cdot x_o$ )
- $x_e$  és el **senyal d'error** que es calcula **comparant** el senyal d'entrada  $x_s$  amb el senyal de sortida mostrejat  $x_f$ . El senyal d'error correspon a l'entrada del amplificador bàsic
- El factor  $A\beta$  s'anomena guany de llaç (*loop gain*) i  $A_f$  correspon al guany en llaç tancat (*closed-loop gain*)
- **Si  $A\beta \gg 1$ , el guany del circuit realimentat queda determinat per la xarxa  $\beta$**   
( $A_f \approx 1/\beta$ )



# Correcció de linialitat. Sensibilitat



$$x_f = \frac{A\beta}{1 + A\beta} x_s$$

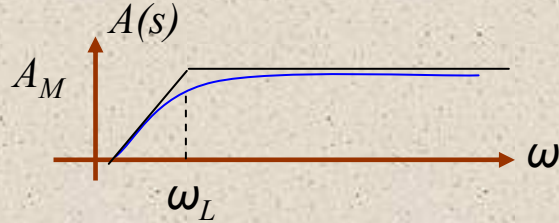
- Si  $A\beta \gg 1$ ,  $x_f \approx x_s$  i, per tant  $x_e = 0$
- Com que  $x_f$  és una mostra de la tensió de sortida, la realimentació té un *efecte corrector* en la sortida.
- Les **no linealitats** presents en A, **desapareixen** amb la realimentació gràcies a una xarxa  $\beta$  **nomès formada per components passius**
- **Menys sensible a les variacions del guany en llaç obert:**

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + A\beta} \frac{dA}{A}$$

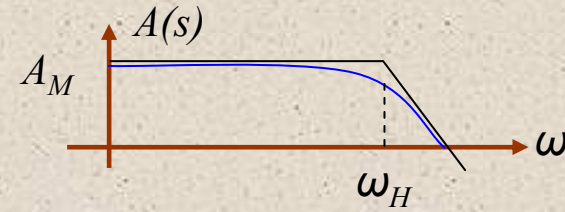
El canvi en  $A_f$  degut a variacions en paràmetres del circuit és més petit respecte al canvi que es produeix en A

# Extensió del ample de banda (BW)

Baixa freqüència



Alta freqüència



+

$$A_L(s) = A_M \frac{s}{s + \omega_L}$$

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta \cdot A(s)}$$

$$A_H(s) = A_M \frac{\omega_H}{s + \omega_H}$$

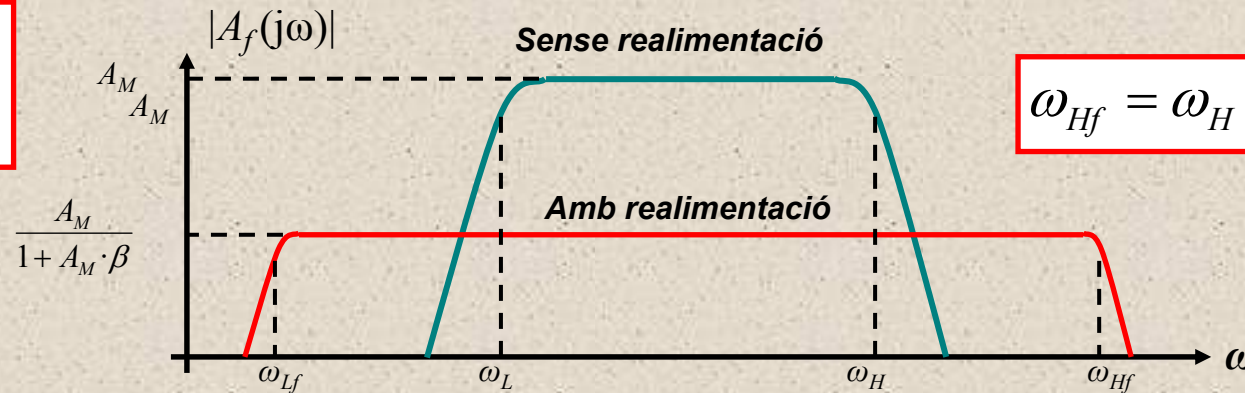
Realimentació

$$A_{Lf}(s) = \frac{A_M}{1 + A_M \cdot \beta} \cdot \frac{s}{s + \frac{\omega_L}{1 + A_M \cdot \beta}}$$

$$A_{Lf}(s) = \frac{A_M}{1 + A_M \cdot \beta} \cdot \frac{\omega_H (1 + A_M \cdot \beta)}{s + \omega_H (1 + A_M \cdot \beta)}$$

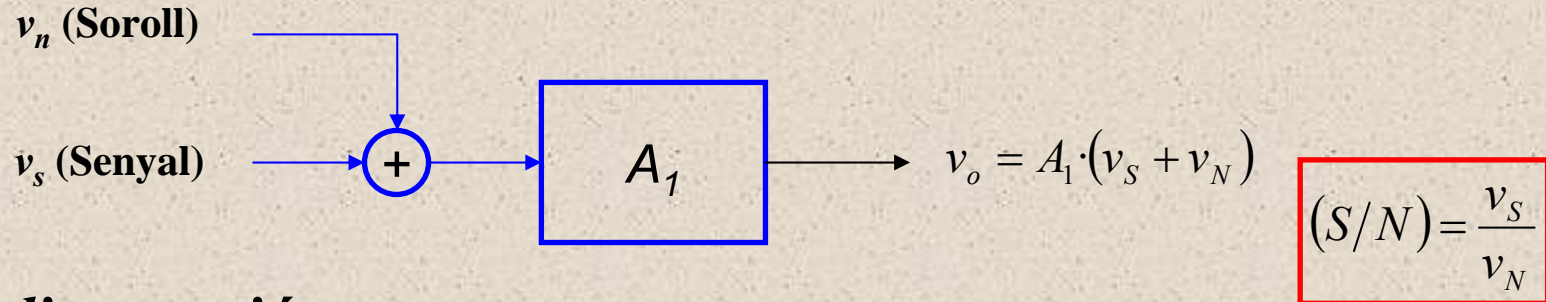
$$\omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{1 + A_M \omega_L}$$

$$\omega_{Hf} = \omega_H (1 + A_M \cdot \beta)$$

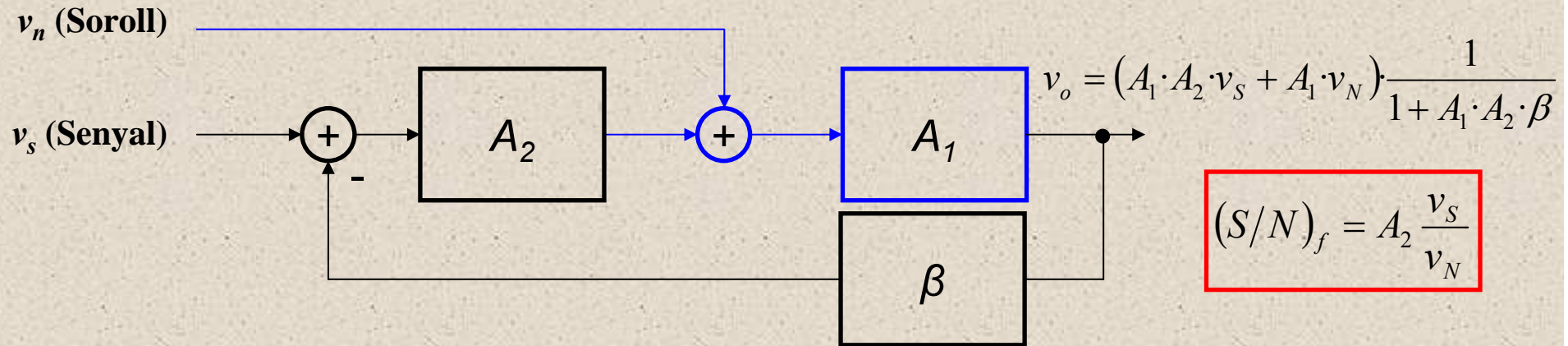


# Reducció de soroll

*Sense realimentació:*



*Amb realimentació:*

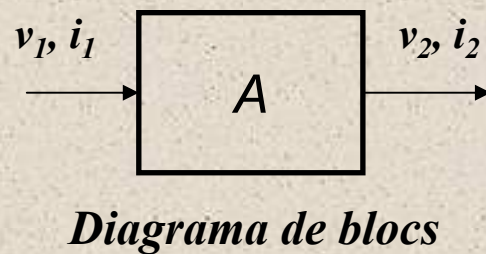


- $(S/N)_f > (S/N)^I$

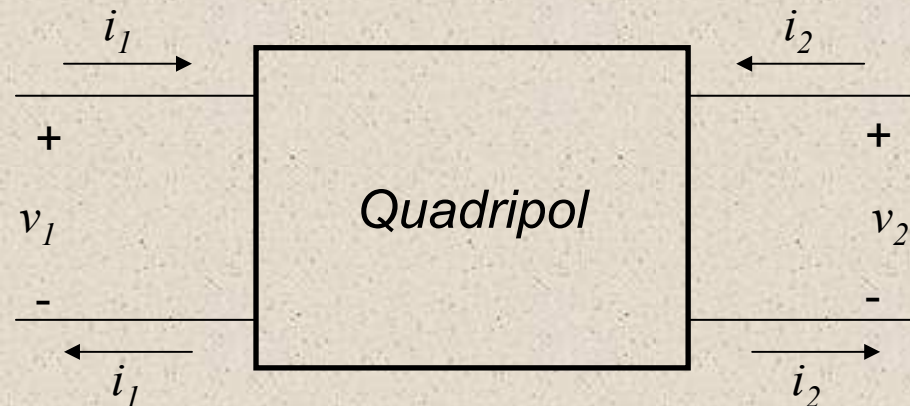
1) Sempre i quan es suposi que  $A_2$  està lliure de soroll

# Anàlisi d'etapes realimentades

- El mètode sistemàtic d'anàlisi de circuits que més s'apropa a la filosofia matemàtica de **diagrama de bloc** és el mètode basat en **QUADRIPOLS**



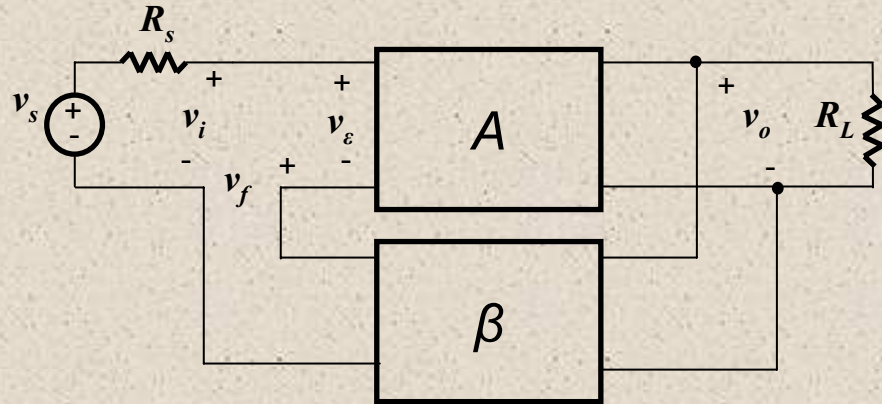
## Definició de quadripol



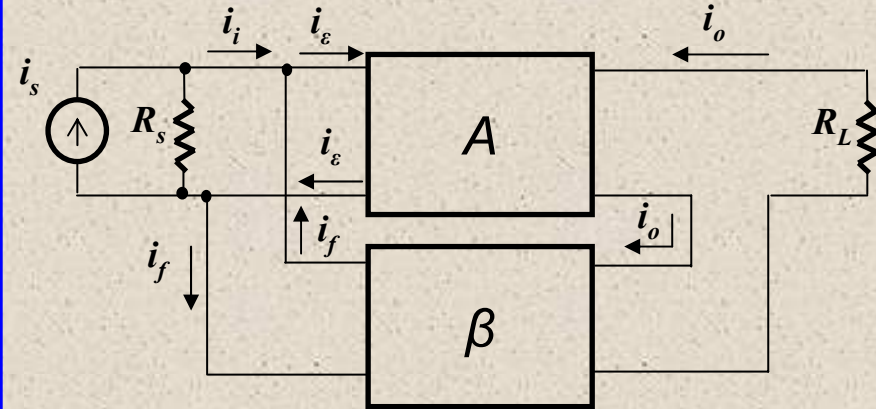


# Les quatre topologies bàsiques

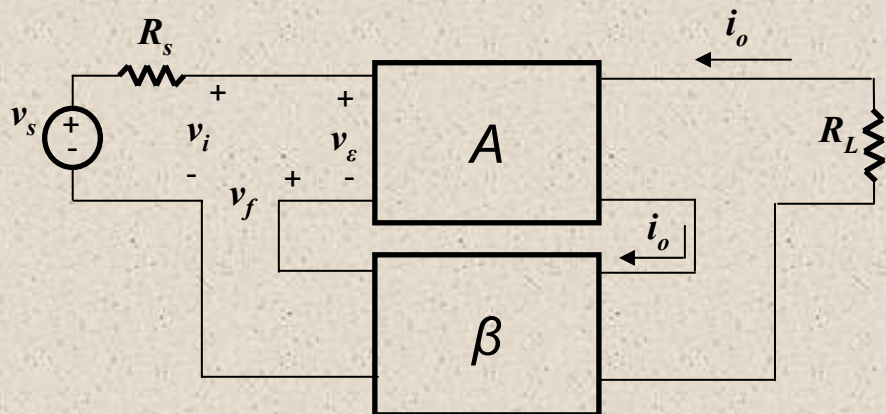
1 *series-shunt*



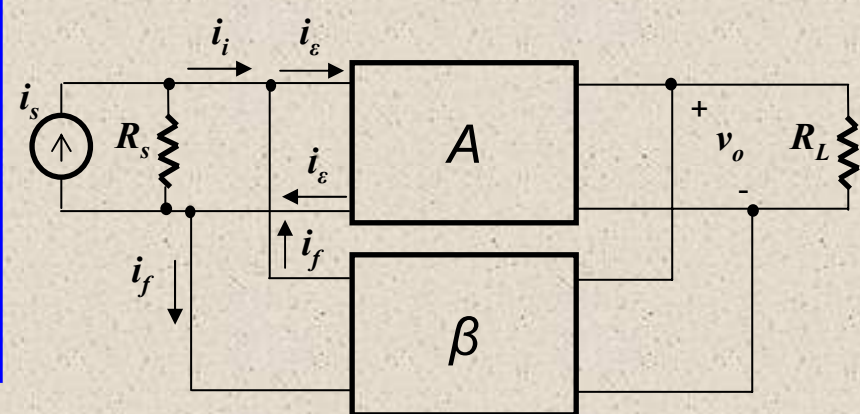
2 *shunt-series*



3 *series-series*



4 *shunt-shunt*



# Quadripols A i $\beta$ (I)

<b>Entrada</b> <i>(Comparació)</i>	<b>Tensió</b> (sèrie)	<b>Corrent</b> (shunt)
<b>Sortida</b> <i>(Mostreig)</i>	<b>Tensió</b> (shunt)	<b>Corrent</b> (sèrie)
<b>Circuit Equivalent</b> <i>(A i <math>\beta</math>)</i>		
<b>Tipus d'amplificador</b>	<b>Tensió</b> V/V	<b>Corrent</b> A/A
<b>Paràmetres</b>	$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [G] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$
<b>Funcions de transferència</b>	$A = \frac{v_o}{v_\varepsilon}, \beta = \frac{v_f}{v_o}, A_f = \frac{v_o}{v_i}$	$A = \frac{i_o}{i_\varepsilon}, \beta = \frac{i_f}{i_o}, A_f = \frac{i_o}{i_i}$



# Expressions

Topologia	sèrie-shunt	shunt-sèrie
Esquema		
	$[H]_T = [H]_A + [H]_B$	$[G]_T = [G]_A + [G]_B$
Guany en realimentació $A_f = \frac{A}{1-T}$	$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{h_{21}^T}{(h_{11}^T + R_S)(h_{22}^T + g_L) - h_{21}^T h_{12}^T}$	$\frac{i_o}{v_g} = -\frac{g_{21}^T}{(g_{11}^T + g_S)(g_{22}^T + g_L) - g_{21}^T g_{12}^T}$
Guany de llaç $T = -A\beta$	$\frac{h_{21}^T h_{12}^T}{(h_{11}^T + R_S)(h_{22}^T + g_L)}$	$\frac{g_{21}^T}{(g_{11}^T + g_S)(g_{22}^T + g_L)}$
Guany $A$	$\frac{v_o}{v_\varepsilon} = -\frac{h_{21}^T}{(h_{11}^T + R_S)(h_{22}^T + g_L)}$	$\frac{i_o}{i_\varepsilon} = -\frac{g_{21}^T}{(g_{11}^T + g_S)(g_{22}^T + g_L)}$
Realimentació $\beta$	$\frac{v_f}{v_o} = h_{12}^T \approx h_{12}^\beta (V/V)$	$\frac{i_f}{i_o} = g_{12}^T \approx g_{12}^\beta (A/A)$
Impedància d'entrada $Z_i$	$Z_i = Z_{isr} (1 - T _{R_s \rightarrow 0})$	$Z_i = \left( \frac{Z_{isr}}{1 - T _{R_s \rightarrow \infty}} \right)$
Impedància de sortida $Z_o$	$Z_o = \left( \frac{Z_{osr}}{1 - T _{R_L \rightarrow \infty}} \right)$	$Z_i = Z_{osr} (1 - T _{R_L \rightarrow 0})$



# Quadripols A i $\beta$ (II)

<b>Entrada</b> <i>(Comparació)</i>	<b>Tensió</b> (sèrie)	<b>Corrent</b> (shunt)
<b>Sortida</b> <i>(Mostreig)</i>	<b>Corrent</b> (sèrie)	<b>Tensió</b> (shunt)
<b>Circuit Equivalent</b> <i>(A i <math>\beta</math>)</i>		
<b>Tipus d'amplificador</b>	<b>Transconductància</b> $\Omega^{-1}$	<b>Transresistència</b> $\Omega$
<b>Paràmetres</b>	$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [Z] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$
<b>Funcions de transferència</b>	$A = \frac{i_o}{v_\varepsilon}, \beta = \frac{v_f}{i_o}, A_f = \frac{i_o}{v_i}$	$A = \frac{v_o}{i_\varepsilon}, \beta = \frac{i_f}{v_o}, A_f = \frac{v_o}{i_i}$





# Expressions

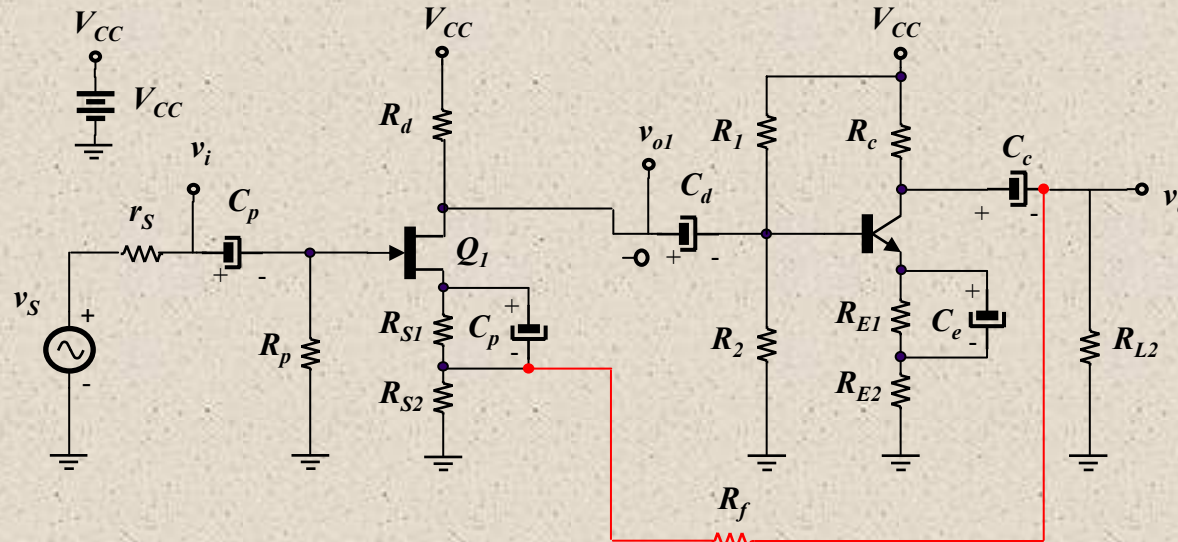
Topologia	sèrie-sèrie	shunt-shunt
Esquema	<p style="text-align: center;"><math>[Z]_T = [Z]_A + [Z]_\beta</math></p>	<p style="text-align: center;"><math>[Y]_T = [Y]_A + [Y]_\beta</math></p>
Guany en realimentació $A_f = \frac{A}{1-T}$	$\frac{i_o}{v_g} = -\frac{z_{21}^T}{(z_{11}^T + R_s)(z_{22}^T + R_L) - z_{21}^T z_{12}^T}$	$\frac{v_o}{i_g} = -\frac{y_{21}^T}{(y_{11}^T + g_s)(y_{22}^T + g_L) - y_{21}^T y_{12}^T}$
Guany de llaç $T = -A\beta$	$\frac{z_{21}^T z_{12}^T}{(z_{11}^T + R_s)(z_{22}^T + R_L)}$	$\frac{y_{21}^T}{(y_{11}^T + g_s)(y_{22}^T + g_L)}$
Guany $A$	$\frac{i_o}{v_\varepsilon} = -\frac{z_{21}^T}{(z_{11}^T + R_s)(z_{22}^T + R_L)}$	$\frac{v_o}{i_g} = -\frac{g_{21}^T}{(g_{11}^T + g_s)(g_{22}^T + g_L)}$
Realimentació $\beta$	$\frac{v_o}{i_f} = h_{12}^T \approx h_{12}^\beta (V/V)$	$\frac{i_r}{i_o} = g_{12}^T \approx g_{12}^\beta (A/A)$
Impedància d'entrada $Z_i$	$Z_i = Z_{isr} (1 - T _{R_s \rightarrow 0})$	$Z_i = \left( \frac{Z_{isr}}{1 - T _{R_s \rightarrow \infty}} \right)$
Impedància de sortida $Z_o$	$Z_o = Z_{osr} (1 - T _{R_L \rightarrow 0})$	$Z_o = \left( \frac{Z_{osr}}{1 - T _{R_L \rightarrow \infty}} \right)$



# Anàlisi de circuits realimentats

- Per aplicar el mètode sistemàtic de quadripols, **és condició NECESSÀRIA que les xarxes A i  $\beta$  compleixin la definició de quadripol**. En cas contrari s'haurà d'utilitzar un altre mètode d'anàlisi sistemàtic.
- *Pasos a seguir:*
  1. Identificació de la topologia de realimentació i les xarxes **A** i  **$\beta$**  en l'esquema elèctric del circuit en **PETIT SENYAL**
  2. Càlcul de les matrius  $[\cdot]_A$  i  $[\cdot]_\beta$  *Exemple:* 
$$\begin{bmatrix} h_{11}^T & h_{12}^T \\ h_{21}^T & h_{22}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^A & h_{12}^A \\ h_{21}^A & h_{22}^A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^\beta & h_{12}^\beta \\ h_{21}^\beta & h_{22}^\beta \end{bmatrix}$$
  3. Càlcul de  $[\cdot]_T$  i substitució dels paràmetres en les expressions equivalents

# Realimentació (K1 i K2). 1er pas.



**Identificació de topologia:**

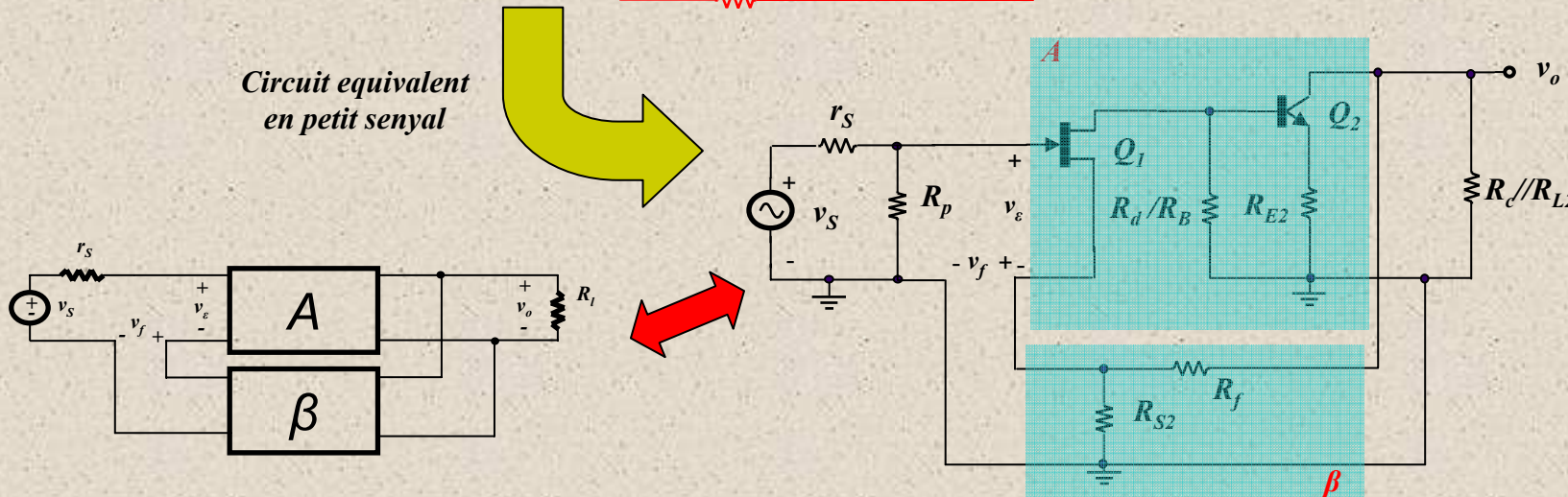
- **Comparació:** **sèrie** (Tensió)
- **Mostreig:** **paral·lel** (Tensió)
- **Paràmetres a utilitzar:** **H[·]**

$$A = \frac{v_o}{v_\varepsilon}, \beta = \frac{v_f}{v_o}, A_f = \frac{v_o}{v_i}$$

$$Z_i = Z_{isr} \left( 1 - T \Big|_{R_s \rightarrow 0} \right)$$

$$Z_o = \left( \frac{Z_{osr}}{1 - T \Big|_{R_L \rightarrow \infty}} \right)$$

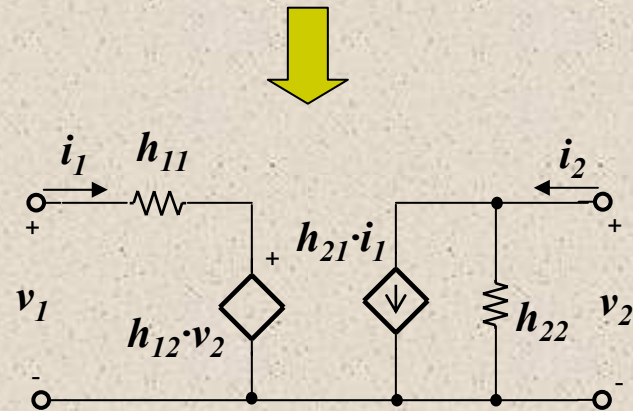
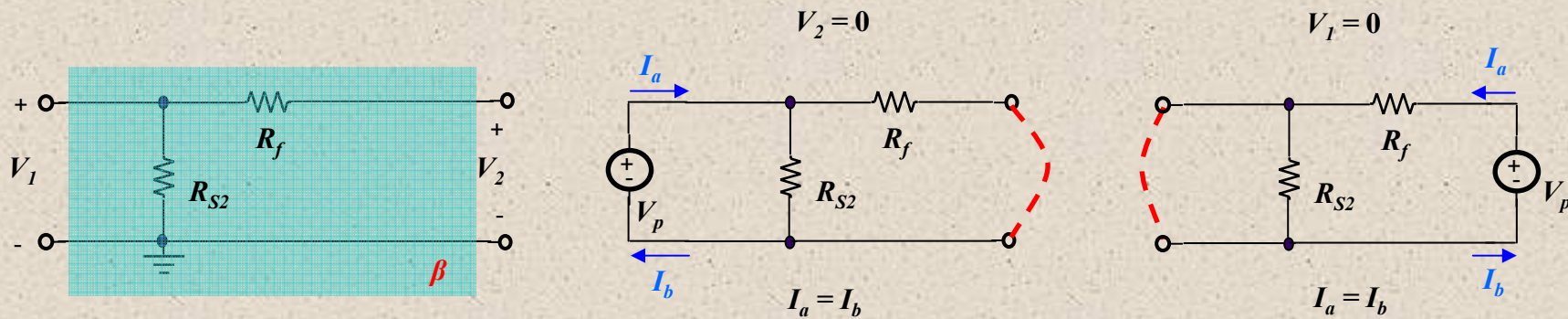
**Circuit equivalent en petit senyal**





# Quadripol $\beta$

- $\beta$  és clarament un **quadripol**. Generalment la majoria de les xarxes resistives ho són.



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$h_{11}^{\beta} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} = R_f // R_{S2}$$

$$h_{21}^{\beta} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} = -\frac{R_{S2}}{R_f + R_{S2}}$$

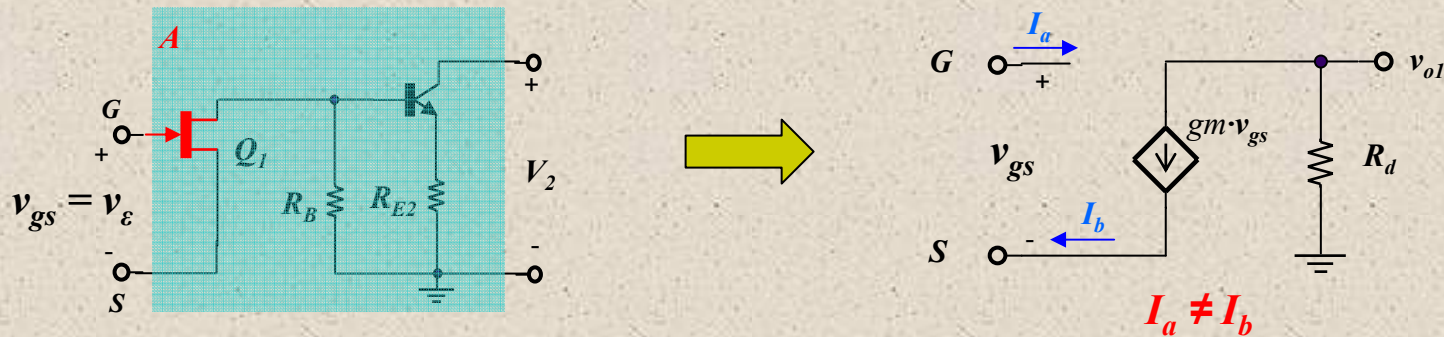
$$h_{12}^{\beta} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{R_{S2}}{R_f + R_{S2}}$$

$$h_{22}^{\beta} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{1}{R_f + R_{S2}}$$



# Anàlisi de la xarxa A

- En aquest cas, la xarxa **A no és quadripol**, degut a que a l'entrada tenim un JFET



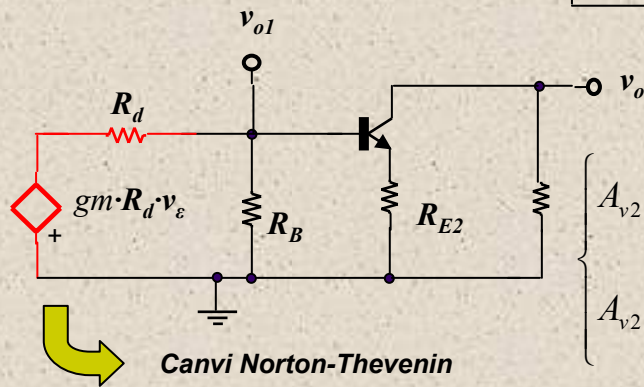
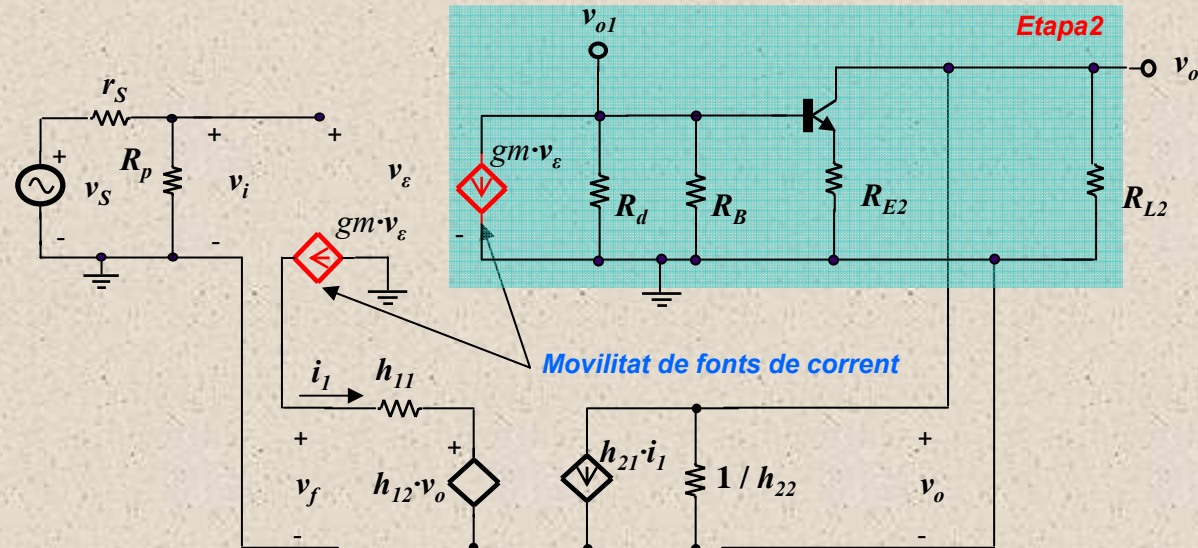
- Calcularem **A indirectament** mitjançant un anàlisi sistemàtic de  $A_f$ . Com que:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

*Aquesta expressió ens servirà per equiparar els termes que identifiquen a A i  $\beta$*

# Anàlisi sistemàtic de $A_f$

- Aprofitarem els paràmetres calculats de  $\beta$

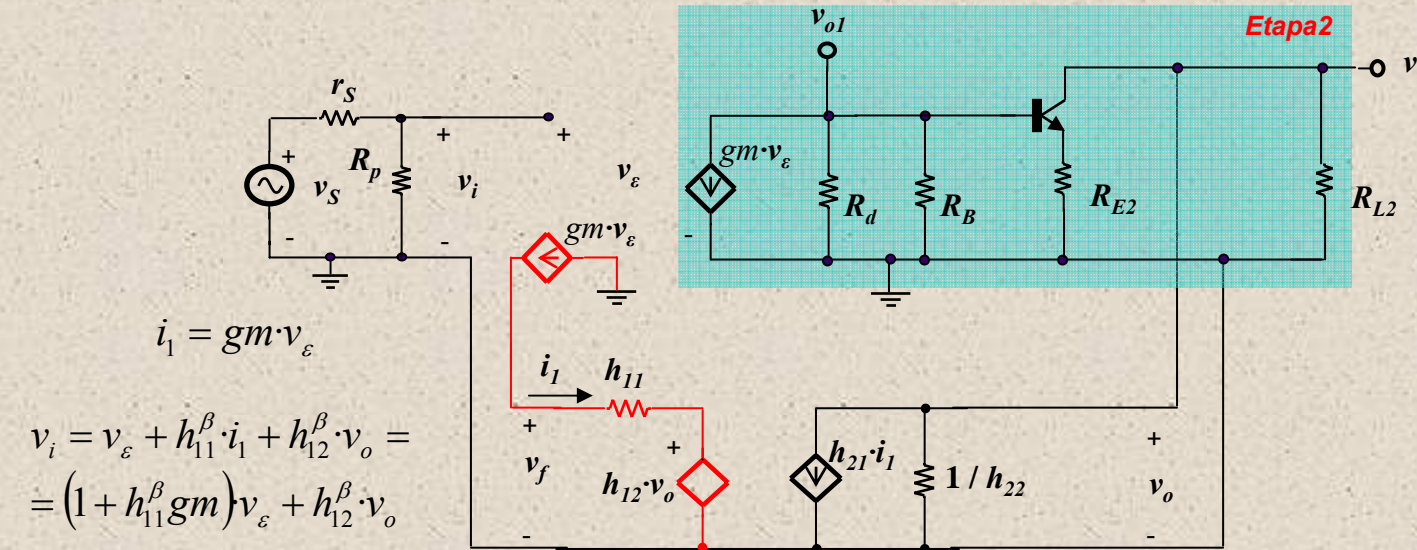


$$A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{v_o}{v_\varepsilon}$$

$$A_{v2} = -\frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe}))} \cdot \frac{R_B}{(R_d + R_B)}$$

$$\frac{v_o}{v_\varepsilon} = \frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe}))} \cdot \frac{R_B}{(R_d + R_B)} gm \cdot R_d$$

# Anàlisi sistemàtic de $A_f$ (Cont)



$$v_\varepsilon = \frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe})) \cdot R_B + R_d}{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}} \cdot v_o$$

$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{h_{12}^\beta + (1 + h_{11}^\beta \cdot gm) \cdot \frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe})) \cdot R_B + R_d}{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}} \cdot R_B}$$



# Resum de $A_f$

$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{h_{12}^\beta + (1 + h_{11}^\beta \cdot gm) \cdot \frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{1}{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}} \cdot \frac{R_B + R_d}{R_B} \cdot (R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2} (1 + h_{fe}))}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} \quad \longrightarrow \quad A_f = \frac{1}{1/A + \beta}$$

$$\beta = h_{12}^\beta$$

$$A = \frac{gm R_d}{(1 + h_{11}^\beta \cdot gm)} \cdot \frac{R_B}{(R_B + R_d)} \cdot \frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2} (1 + h_{fe}))}$$

$R_{E2} = 0\Omega$ . Desensibilització de A respecte a  $\beta$   $\longrightarrow$  Si  $A\beta \gg 1$ ,  $A_f \approx 1/\beta$

$$Z_I = Z_{ISR} (1 - T|_{r_s \rightarrow 0}) = R_p$$

$$Z_o = \left( \frac{Z_{oSR}}{1 - T|_{R_{L2} \rightarrow \infty}} \right) = R_c // (R_f + R_{S2})$$



***Módul 1:  
Etapas de sortida i  
amplificadors de potència***

---

Professor:  
**José Antonio Soria Pérez**

Assignatura: **Laboratori de Circuits  
Electrònics (LCIR)**



Departament  
d'Enginyeria  
Electrònica

# Objectius

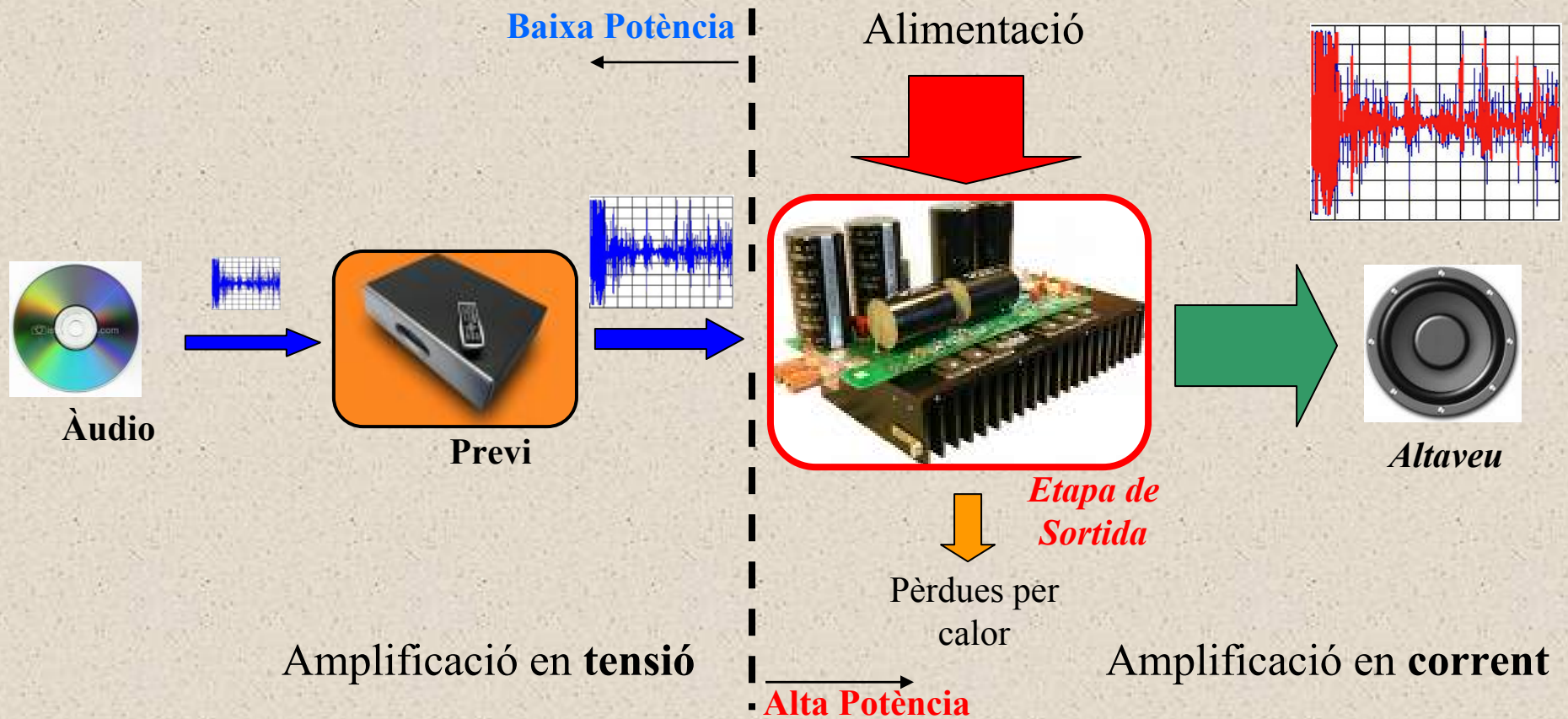
---

- *Al final d'aquest mòdul:*
  - Adquirireu els **coneixements teòric-pràctics** que us permetran comprendre el funcionament de les etapes de potència
  - Compreneu el paper significant que juguen les etapes de potència, dins dels amplificadors 'multi-etapa', en aplicacions d'àudio
  - Completareu tots els aspectes bàsics que fan referència als **amplificadors d'àudio**



# Panorama

- Un **amplificador de potència** simplement és un amplificador amb una **etapa de sortida d'alta potència**



# Característiques generals

---

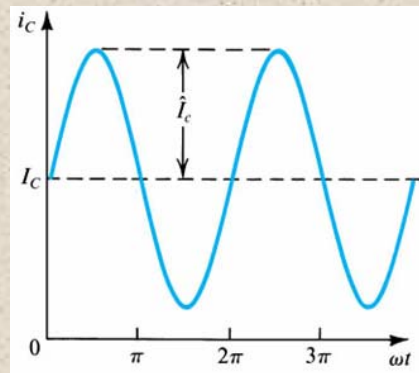
- La potència de sortida ( $P_{OUT}$ ) es determina pel seu **valor rms**. “Wats musicals”
- La impendància de sortida ha de ser **petita** i **similar** a la del altaveu (Principi de *màxima transferència de potència*)
- Les etapes de sortida **no** treballen en **petit senyal**. Els **models** dels dispositius en petit senyals **no són aplicables**
- La **linealitat** segueix sent una especificació important
- Els transistors de potència **sacrifiquen guany** ( $h_{FE}$ ) i **impedància** d'entrada per **corrent de colector** ( $i_C$ )
- Transferència de potència a l'altaveu ha de ser **eficient**. La potència dissipada en el transistor incrementa la temperatura en la unió ( $T_j$ ) i el pot destruir



# Configuracions de sortida

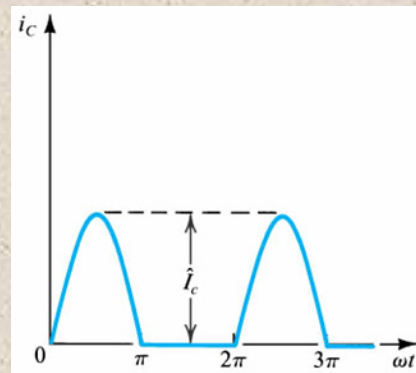
- Les etapes de sortida es classifiquen segons sigui **l'interval de conducció** del **corrent de col·lector** ( $i_c$ ) que resulti al aplicar un senyal d'entrada

Classe **A**



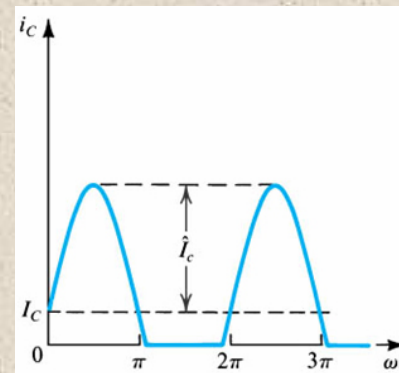
$$\alpha = 360^\circ$$

Classe **B**



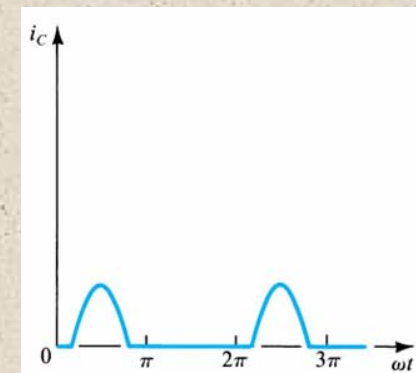
$$\alpha = 180^\circ$$

Classe **AB**



$$180 < \alpha < 270^\circ$$

Classe **C**



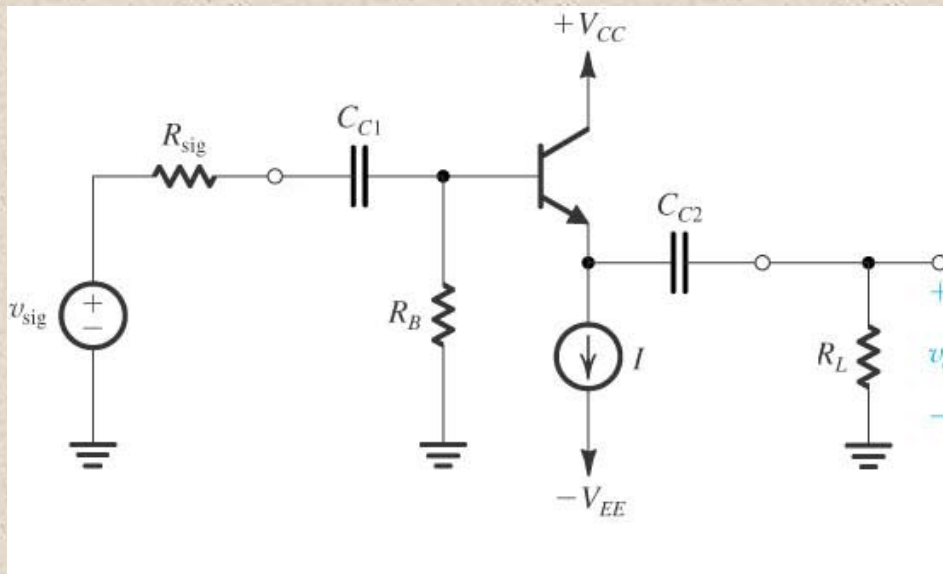
$$\alpha < 180^\circ$$

- La classe **A**, **B** i **AB** s'utilitzen en etapes de sortida d'**amplificadors operacionals, dispositius integrats i aplicacions d'àudio**. La classe **C** s'utilitzen com **amplificadors de RF** i, per tant, no s'estudiaran
- Les configuracions **CC**, **EC** i **BC** estan dintre de la categoria A

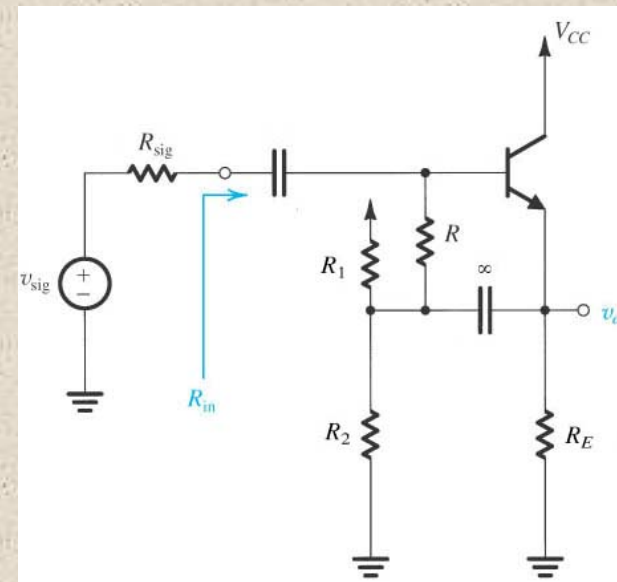
# Classe A

- La configuració més habitual és el **seguidor d'emissor**. El **colector comú** s'utilitza a vegades si la potència requerida no és massa elevada

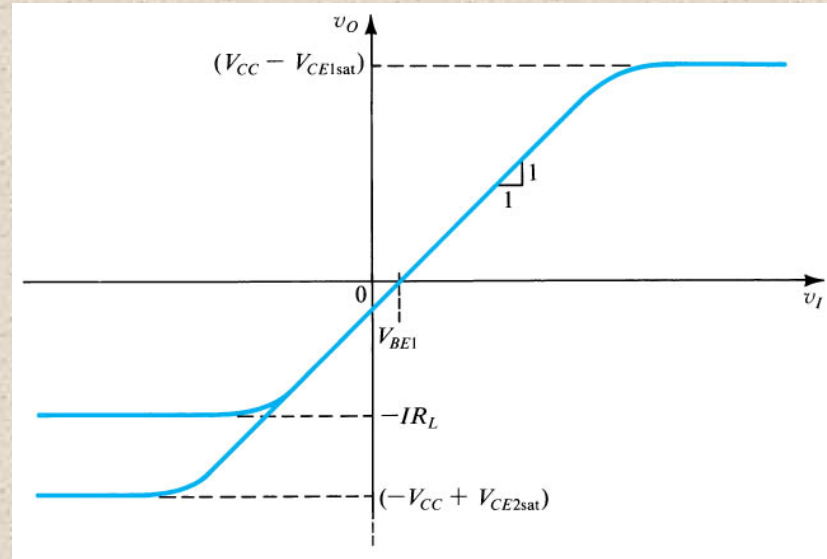
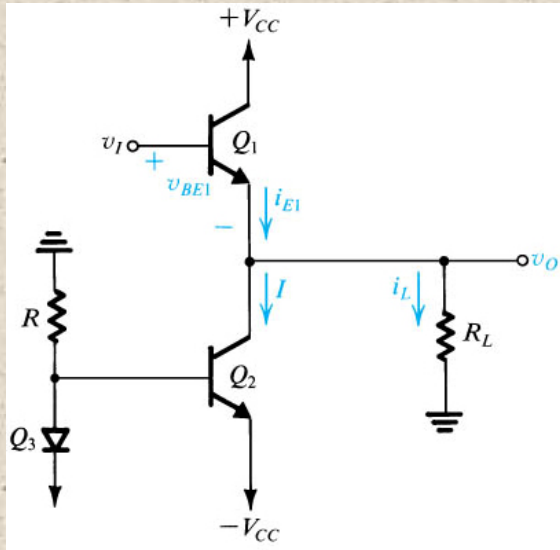
Seguidor d'emissor



Colector Comú



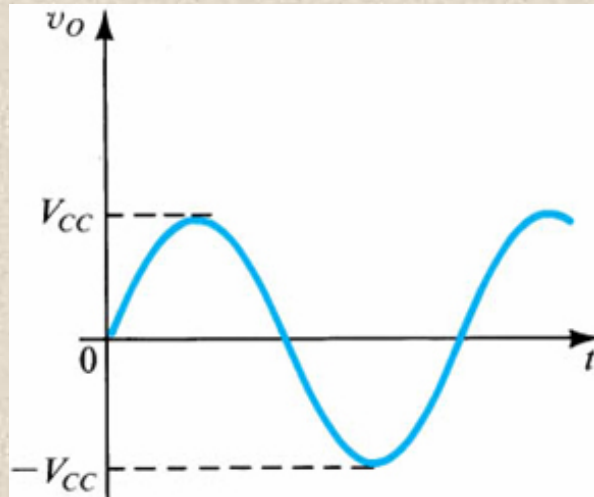
# Funció de transferència



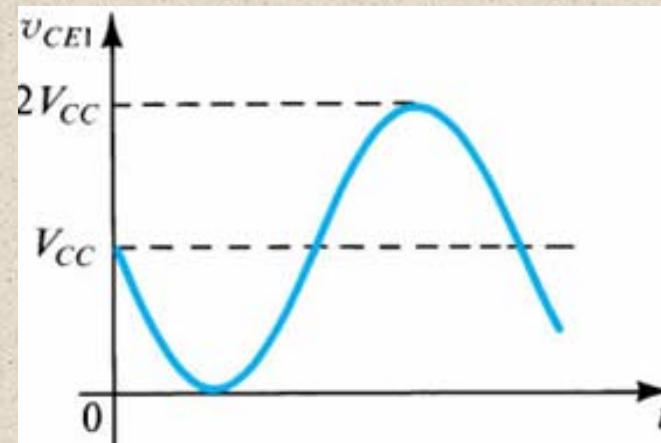
- Seguidor d'emissor format per  $Q_1$  que es polaritza mitjançant  $Q_2$ .
- En el semicicle **positiu**:  $v_O = v_I - v_{BE}$  ,  $v_{O_{max}} = V_{CC} - V_{CE1sat}$
- En el semicicle **negatiu**, el límit per la **saturació de  $Q_2$** :  $v_{O_{min}} = -V_{CC} + V_{CE2sat}$   
però per això s'ha de complir que:  $I \geq \frac{|-V_{CC} + V_{CE2sat}|}{R_L}$ . En cas contrari, el límit negatiu el determina el **tall de  $Q_1$** :  $v_{O_{min}} = -I \cdot R_L$

# Formes d'ona

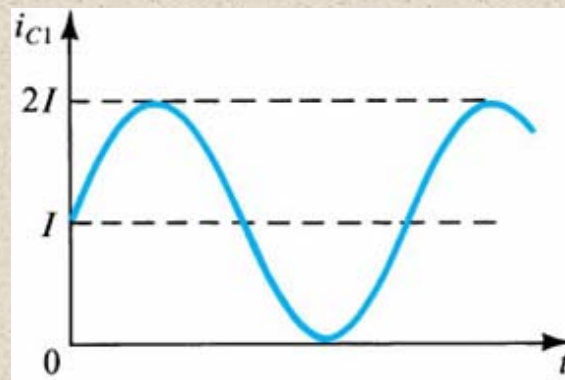
*Tensió de sortida*



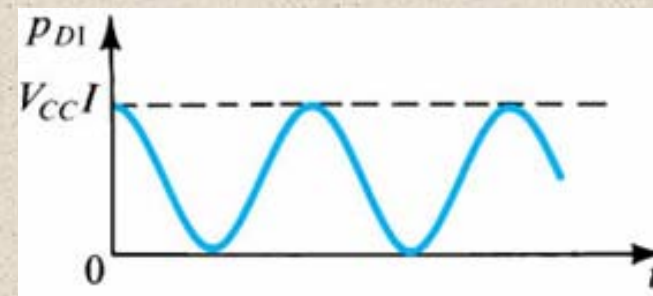
*Tensió col·lector emissor*



*Corrent de col·lector Q\_1*



*Potència dissipada Q\_1*





# Formes d'ona (cont)

---

- **Consideracions:**

- $V_{CEsat}$  és pràcticament negligible en etapes de potència ja que:
  - $V_{CC} \gg V_{CEsat}$
- $v_O$  pot variar aproximadament un rang doble a  $V_{CC}$  (De  $-V_{CC}$  a  $+V_{CC}$ )
- El corrent  $I$  determina el corrent de consum proporcionada per la font primària de potència
  - $I_{CC} = I$
- La dissipació de potència instantànea ve determinat per:
  - $p_{DI} = v_{CEI} \cdot i_{CI}$

# Dissipació de potència BJT

- $Q_1$  dissipa la **màxima potència** instantànea ( $V_{CC} \cdot I$ ) quan  $v_O = 0$
- La potència en  $Q_1$  depèn de  $R_L$ 
  - Si  $R_L \rightarrow \infty$ :
    - El corrent  $i_{C1} = I$  (ct) i la dissipació instantànea depèn de  $v_O$ .
    - El valor màxim succeeix quan  $v_O = -V_{CC}$  on  $v_{CE1}$  és màxima ( $v_{CE1} = 2 \cdot V_{CC}$ )
    - **$P_{D1màx} = 2 \cdot V_{CC} \cdot I$**
  - Si  $R_L \rightarrow 0$  (Condicció de **curt-circuit**)
    - Una tensió positiva de  $v_I$  provocarà un corrent elevat en  $R_L$
    - L'augment de dissipació en  $Q_1$  incrementa la temperatura en la unió ( $T_J$ ) i pot **destruir** el transistor

# Eficiència energètica

- Definicions:

Rendiment:  $\eta = \frac{P_L}{P_S}$

Potència de Sortida:

$$P_L = V_{Lrms} \cdot I_{Lrms}$$

- $V_{Lrms}$ - Tensió de sortida eficaç:  $V_{Lrms} = \frac{\hat{V}_L}{\sqrt{2}}$

- $I_{Lrms}$ - Corrent de sortida eficaç

- $P_L$ - Potència de càrrega  $\longrightarrow P_L = V_{Lrms} \cdot I_{Lrms} = \frac{1}{2} \hat{V}_L \cdot \hat{I}_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_L^2}{R_L}$

- $P_S$ - Potència d'alimentació  $\longrightarrow P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot I$

- Rendiment en la classe A

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_L^2}{R_L} \frac{1}{2 \cdot V_{CC} \cdot I} = \frac{1}{4} \left( \frac{\hat{V}_L}{I \cdot R_L} \right) \left( \frac{\hat{V}_L}{V_{CC}} \right)$$

- Rendiment màxim  $\longrightarrow \hat{V}_L = V_{CC} = I \cdot R_L \longrightarrow \eta_{\max} = 25\%$

# Conclusions de la *Classe A*

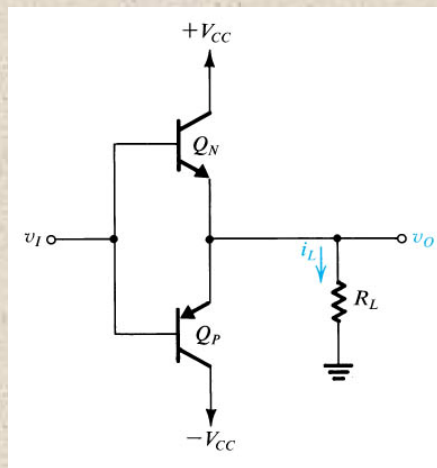
---

- El rendiment màxim que es pot aconseguir en la classe A és, tan sols, el **25%**
- Com que és una xifra bastant baixa, **no s'utilitza** en aplicacions de potència elevada (Aplicacions de més de 1W)
- En la pràctica, s'aplica un **coeficient de seguretat** per evitar la **saturació** de  $Q_1$  i la corresponent **distorsió** que provoca aquesta no linealitat
  - $\hat{V}_{OPràctica} = \hat{V}_O \cdot (1 - K)$  on  $K$  és el coeficient de seguretat [0-1]
- Per tant, el rendiment sols ser realment d'un **10-20%**

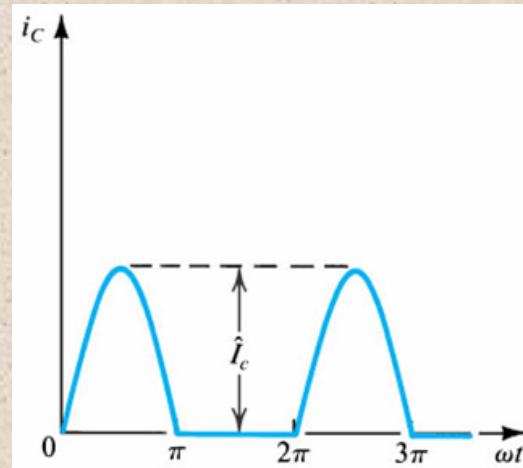


# Classe B

- Sortida formada per dos transistors **complementaris** connectats de manera en que tots dos es reparteixen el cicle de treball ('*push-pull*'):
  - EL transistor *npn* treballa en el cicle positiu de  $v_I$  i el *pnp* en el negatiu
- **No** requereix **polarització** dels transistors de potència. Això permet una **millora substancial del rendiment** ja que els BJT no consumeixen potència de polarització, augmentant així el marge de treball.
- **Contrapunt:** Presenta un **THD elevat** degut a la 'banda morta' que es produeix en l'intercanvi dels mode d'operació dels BJT (**Crossover**)

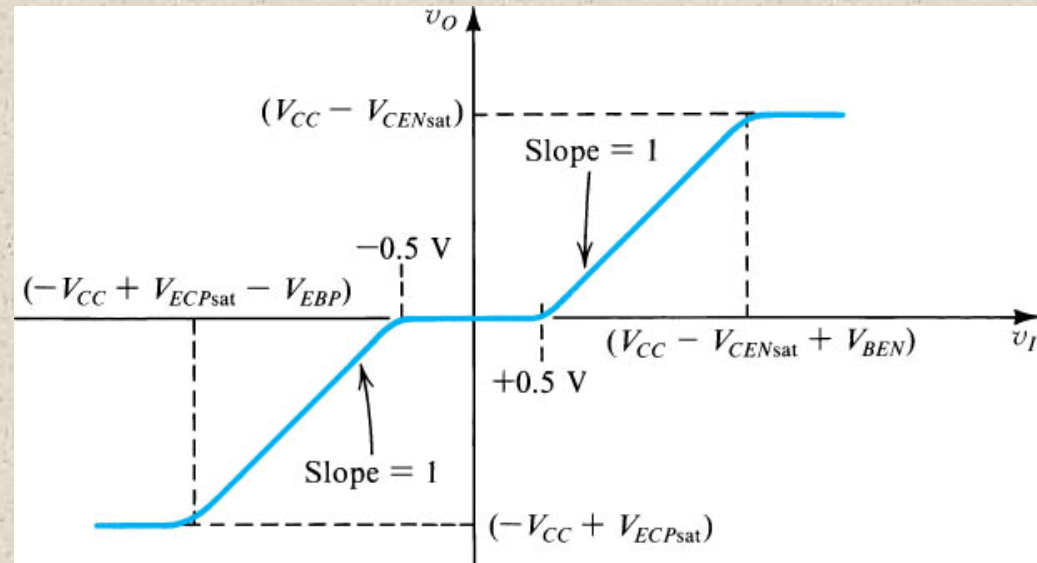
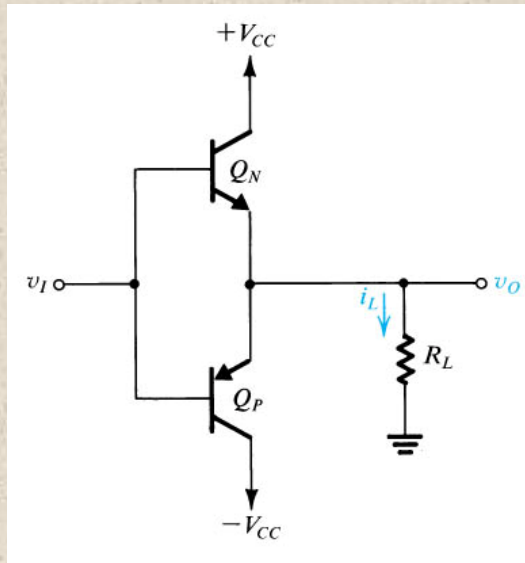


Etapa de sortida, Classe B  
Configuració *Push-Pull*



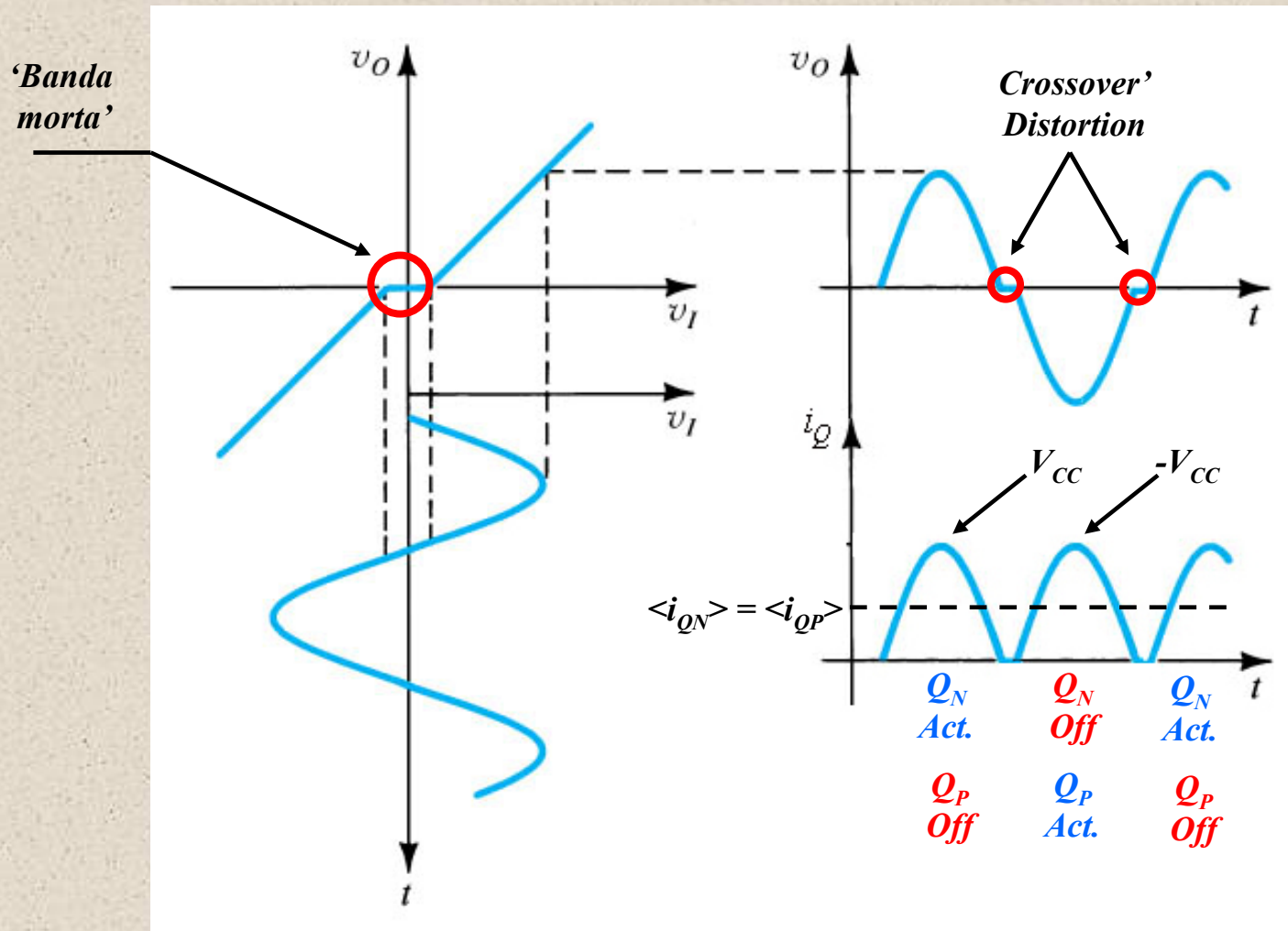
Corrent de col·lector ( $i_C$ )  
de la classe B

# Funció de transferència



- Si  $v_I = 0$ , els dos transistors estan en la regió de tall i, per tant,  $v_O = 0$
- En el cicle positiu, a mesura que  $v_I$  incrementa, **quan  $v_I > 0.5V$**   $Q_N$  entra en activa i  $v_O$  comença a **seguir** la tensió d'entrada:  $v_O = v_I - v_{BEN}$
- El cicle negatiu té un comportament **anàleg**, amb la diferència de que  $Q_P$  és qui ara suministra el corrent a la càrrega:  $v_O = v_I + v_{EBP}$

# Formes d'ona



$\langle i_{QN} \rangle$  .- valor mig del corrent de colector de  $Q_N$

# Eficiència energètica

- Per determinar el rendiment es necessari, en primer lloc, saber el consum de les fonts d'alimentació:

- $I_{CC} = \langle i_{QN} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{QN}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_L(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \hat{I}_L \sin(t) dt = \frac{\hat{I}_L}{\pi}$

- Corrent total d'alimentació:  $I_{CCT} = 2 \cdot I_{CC} = 2 \cdot \frac{\hat{I}_L}{\pi} = 2 \frac{\hat{V}_L}{\pi \cdot R_L}$

- Consum total:  $P_S = 2 \frac{\hat{V}_L}{\pi \cdot R_L} V_{CC}$

- La potència de càrrega:  $P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_L^2}{R_L}$

- Rendiment:  $\eta = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_L}{V_{CC}}$

- Rendiment màxim: ( $\hat{V}_L \approx V_{CC}$ ),  $\eta_{\max} \approx \frac{\pi}{4} = 78.5\%$ ,  $P_{L\max} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_{CC}^2}{R_L}$



# Dissipació de potència BJT

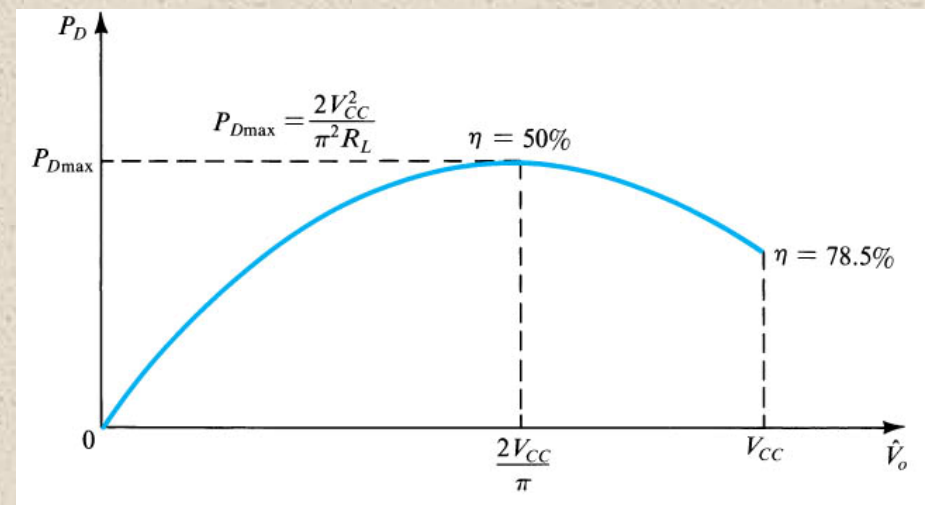
- En la classe B, la potència dissipada pels transistors quan  $v_o = 0$  és **zero**.

- $$P_D = P_S - P_L = \frac{2 \hat{V}_o}{\pi R_L} V_{CC} - \frac{1 \hat{V}_o^2}{2 R_L}$$

- Potència dissipada màxima:  $\frac{\partial P_D}{\partial \hat{V}_o} = 0 \rightarrow \begin{cases} \hat{V}_o|_{P_{Dmax}} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \\ P_{Dmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \end{cases}$

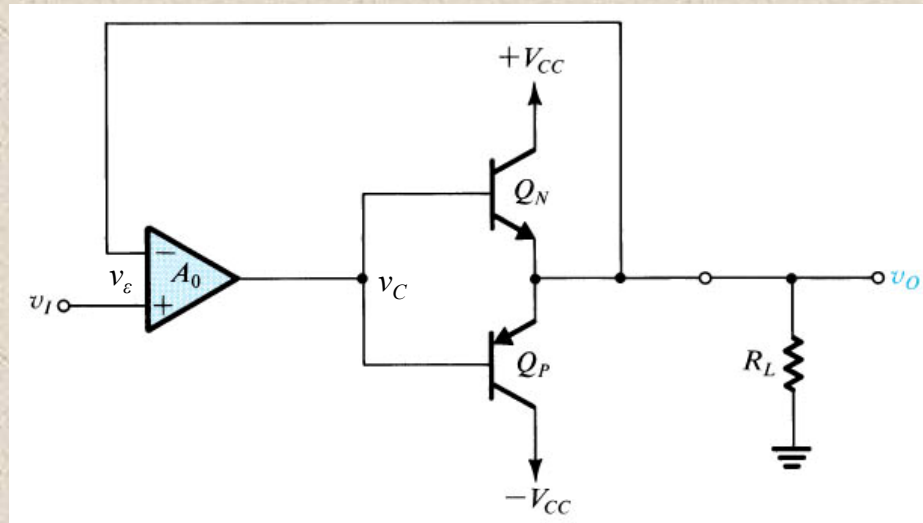
- Els dos transistors es reparteixen la potència que es dissipa:

- $$P_{DNmax} = P_{DPmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$



# Reducció del 'Crossover'

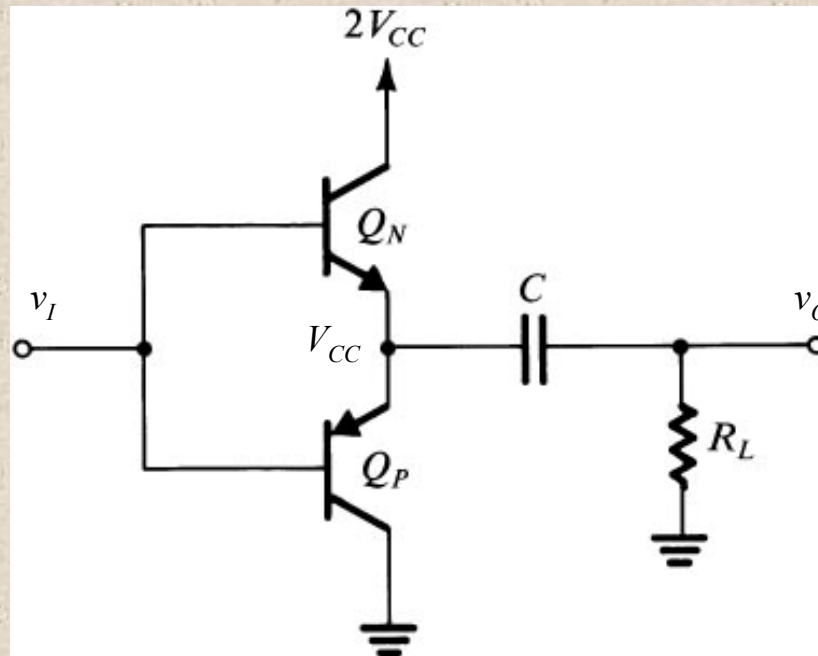
- Una manera possible de reduir el THD consisteix en utilitzar la **realimentació negativa**



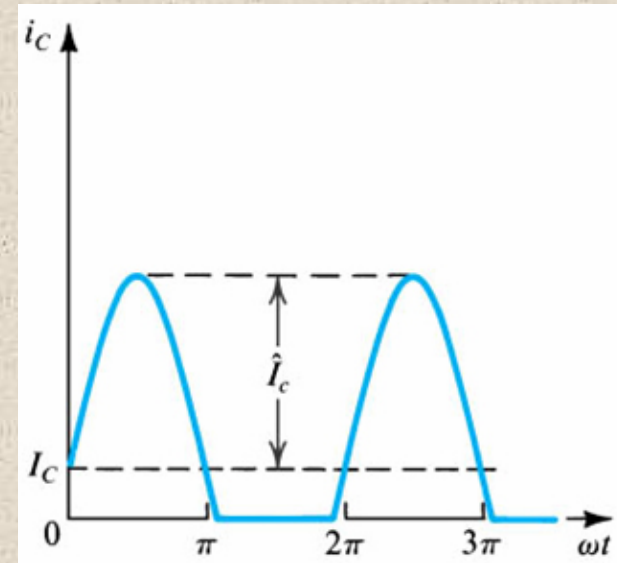
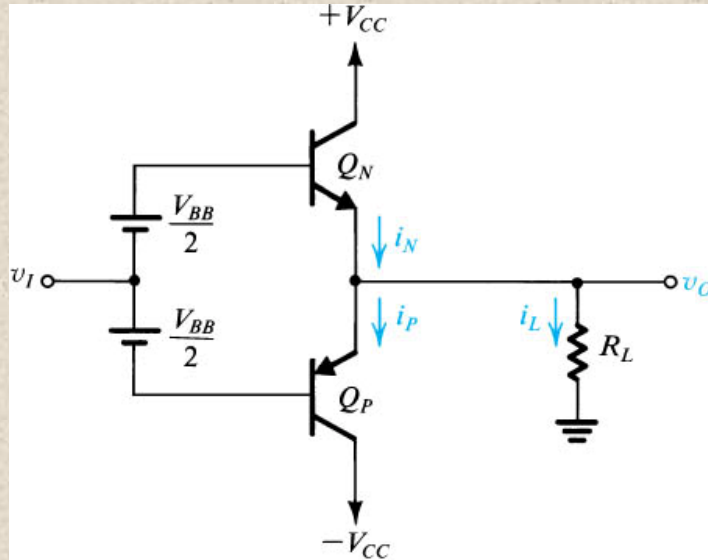
- Com que  $v_{\varepsilon} = v_I - v_O$  i la realimentació fa que  $v_{\varepsilon} = 0$ , llavors  $v_I \approx v_O$
- En la pràctica, és necessari que el **'SR' = ∞**. En cas contrari, la distorsió encara serà perceptible. Per això encara és més **pràctic** utilitzar la classe **AB**

# Alimentació unipolar

- La classe B també es pot utilitzar amb **una única font** d'alimentació, però requereix **condensadors** per desacoblar la component DC present als emissors dels BJTs



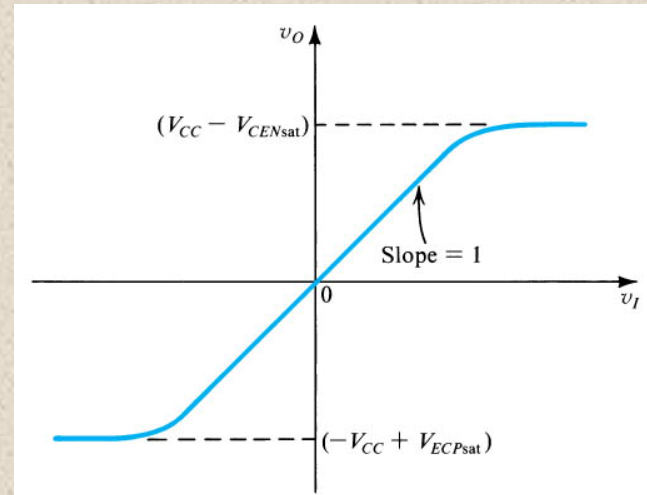
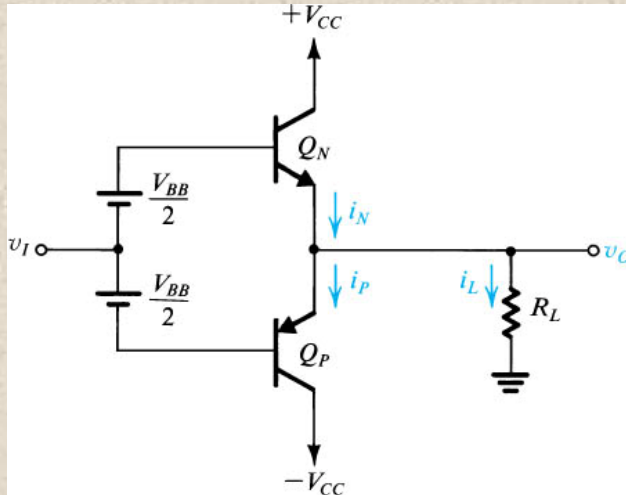
# Classe AB



- **Elimina el *crossover*** polaritzant els dos transistors a un corrent DC  $I_C$  ( $I_Q = I_N = I_P$  petit ( $10\% \hat{I}_C$ )). Per aconseguir-ho s'aplica una **polarització**  $V_{BB}$  en els terminals de base de  $Q_N$  i  $Q_P$
- **Implementació de  $V_{BB}$ :**
  - **Díodes** polaritzats mitjançant fonts de corrent
  - Ús de **multiplicadors de  $V_{BE}$**

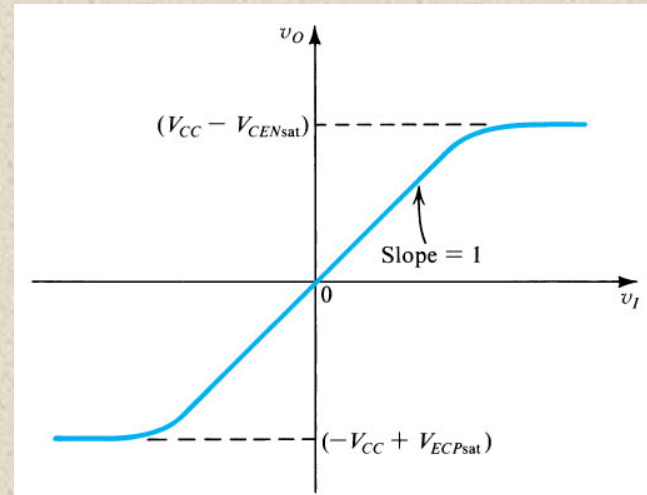
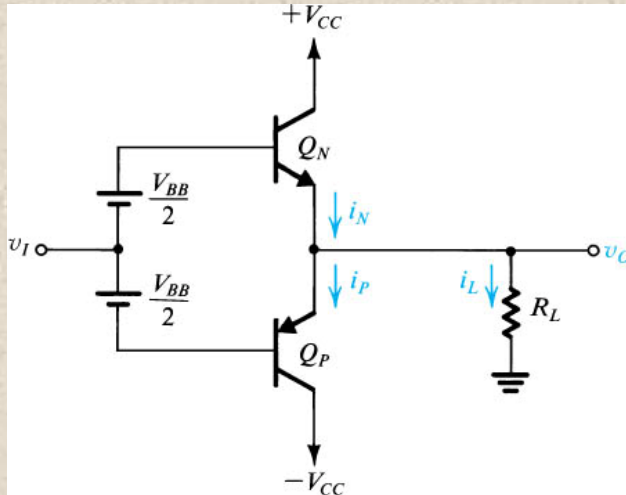


# Funcionament



- $V_{BB}$ , s'agafa segons el corrent de polarització requerit ( $I_Q$ - quiescent current). Per  $v_I = 0$  i  $v_O = 0$  apareix una tensió  $V_{BB}/2$  apareix en la unió base-emisor de  $Q_N$  i  $Q_P$ 
  - Per calcular  $V_{BB} \longrightarrow i_N = i_P = I_Q = I_S \cdot e^{V_{BB}/2 \cdot V_T}$
- Quan  $v_I = 0$ , moment de canvi de conducció de  $Q_P$  a  $Q_N$ ,  $I_P$  encara és lleugerament superior a zero ( $I_P \geq 0$ )

# Funcionament (cont I)



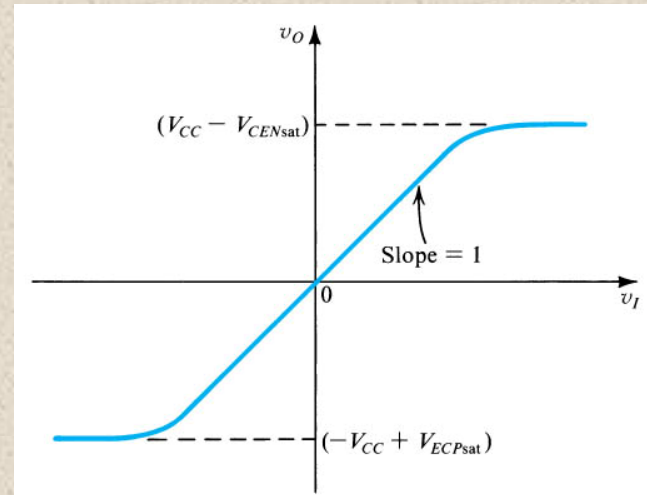
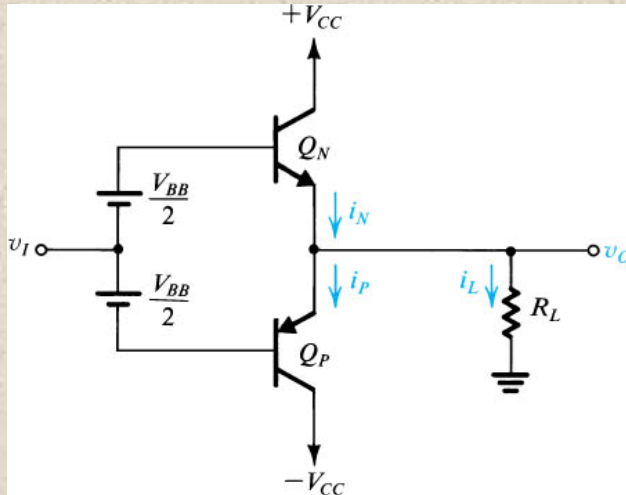
- Quan  $v_I > 0$ , el potencial de base incrementa suficientment com per fer que la sortida segueixi l'entrada

$$v_O = v_I + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN} \equiv v_I$$

- Això provoca una circulació de corrent  $i_L$  i, per tant,  $i_N$  **ha d'augmentar**

$$i_N = i_P + i_L$$

# Funcionament (cont II)



- El increment en  $i_N$  provocarà un augment de  $v_{BEN}$  (per damunt de  $V_{BB}/2$ ), però com que  $V_{BB}$  és un valor fixat, és produeix un **decrement en  $i_P$**

• **Demostració:**  $\rightarrow \begin{cases} v_{BEN} + v_{BEP} = V_{BB} \\ V_T \ln\left(\frac{i_N}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{i_P}{I_S}\right) = 2V_T \ln\left(\frac{I_Q}{I_S}\right) \end{cases} \rightarrow \text{Relació no lineal}$

$i_N i_P = I_Q^2 \rightarrow \text{Producte Constant}$

- L'intercanvi de conducció entre transistors és **suau** i **sincronitzat** per  $V_{BB}$  (El funcionament és anàleg a l'altre semicicle)

# Resum de la classe AB

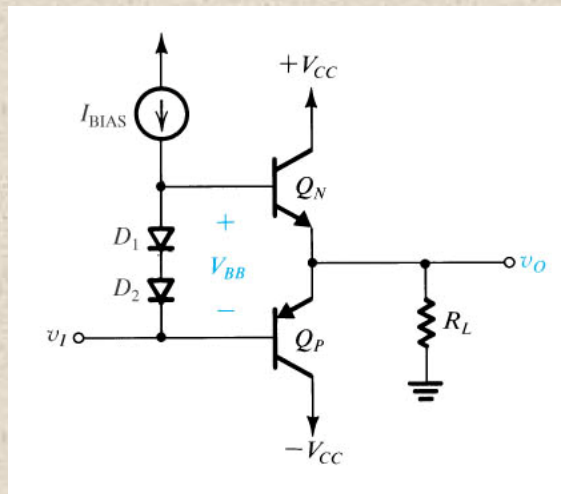
---

- El funcionament de la classe AB és similar a la classe B, amb la diferència de que tots dos transistors treballen en activa per valors petits de  $v_I$  ( $v_I < |v_{BE}|$ )
  - Un dels BJT controla el intercanvi i, com que la transició és suau, el crossover queda eliminat.  $V_{BB}/2 \approx v_{BE}$
- Els aspectes de **potència**, són similars a la classe B:
  - $\eta_{max}$  (classe AB)  $\approx \eta_{max}$  (classe B). La única diferència és que quan  $v_I \approx 0$ , els transistors dissipen una potència  $P_D = V_{CC} \cdot I_Q$
- La impedància de sortida es redueix a mesura que  $I_L$  augmenta
  - Es pot demostrar que: 
$$Z_{OUT} = \frac{V_T}{i_N + i_P}$$



# Implementació de $V_{BB}$ : Díodes polaritzadors

- $V_{BB}$  es genera fent passar un corrent de polarització ( $I_{bias}$ ) a través d'un parell de díodes connectats als transistors



$$V_{BB} = 2 \cdot V_D = v_{BEN} + v_{EBP}$$

$$I_Q = n \cdot I_{bias}$$

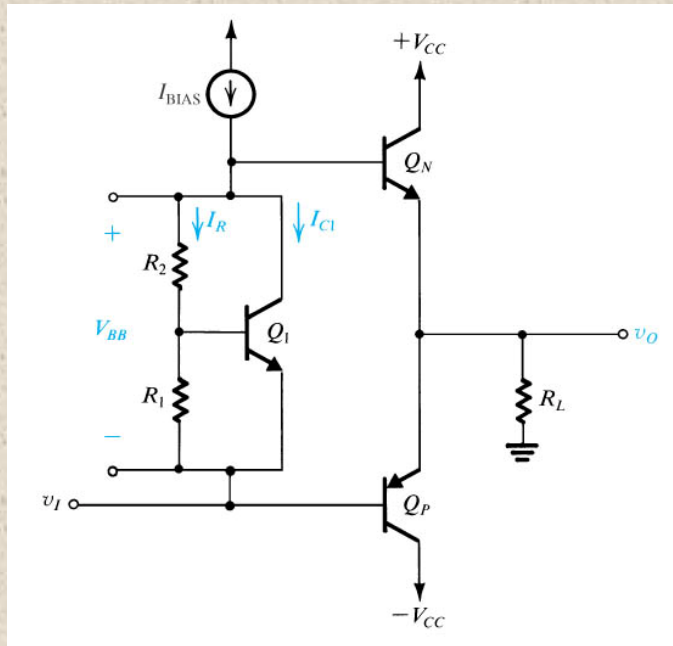
- **$n$ .** - Relació entre l'àrea de la unió d'emisor del BJT i l'àrea de la unió dels díodes (P.e: 1/3)
- **Nota de disseny:** Quan l'etapa injecta corrent a la càrrega l'increment de corrent a la base (de  $I_Q/\beta$  a  $i_L/\beta$ ) ha de ser subministrat per  $I_{bias}$

- **Inconvenients:**

- Interessa que  $n$  sigui el més **petit** possible, però això és difícil d'aconseguir
- **Poca flexibilitat** de disseny per a dispositius discrets
- Si  $v_{BE}$  és constant i es produeix un augment de  $T$ ,  $i_{N(P)}$  augmenta. Això provoca un augment en la dissipació del BJT que el pot destruir (**'thermal runaway'**)

# Implementació de $V_{BB}$ : Multiplicador $V_{BE}$

- BJT alternatiu polaritzat per dues resistències i  $I_{bias}$ , implementa  $V_{BB}$  multiplicant  $V_{BE1}$  per un factor  $K=1+R_2/R_1$



$$I_R = \frac{V_{BE1}}{R_1} \quad V_{BB} = I_R (R_1 + R_2) = V_{BE1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

- $V_{BE1}$  es determina agafant la porció de  $I_{bias}$  que circula pel col·lector de  $Q_1$  ( $I_{C1}$ )

$$I_{C1} = I_{bias} - I_R \quad V_{BE1} = V_T \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_S} \right)$$

- Els principals avantatges d'aquesta configuració són la seva **flexibilitat** i la **poca dependència** de  $V_{BB}$  respecte a variacions de  $I_L$

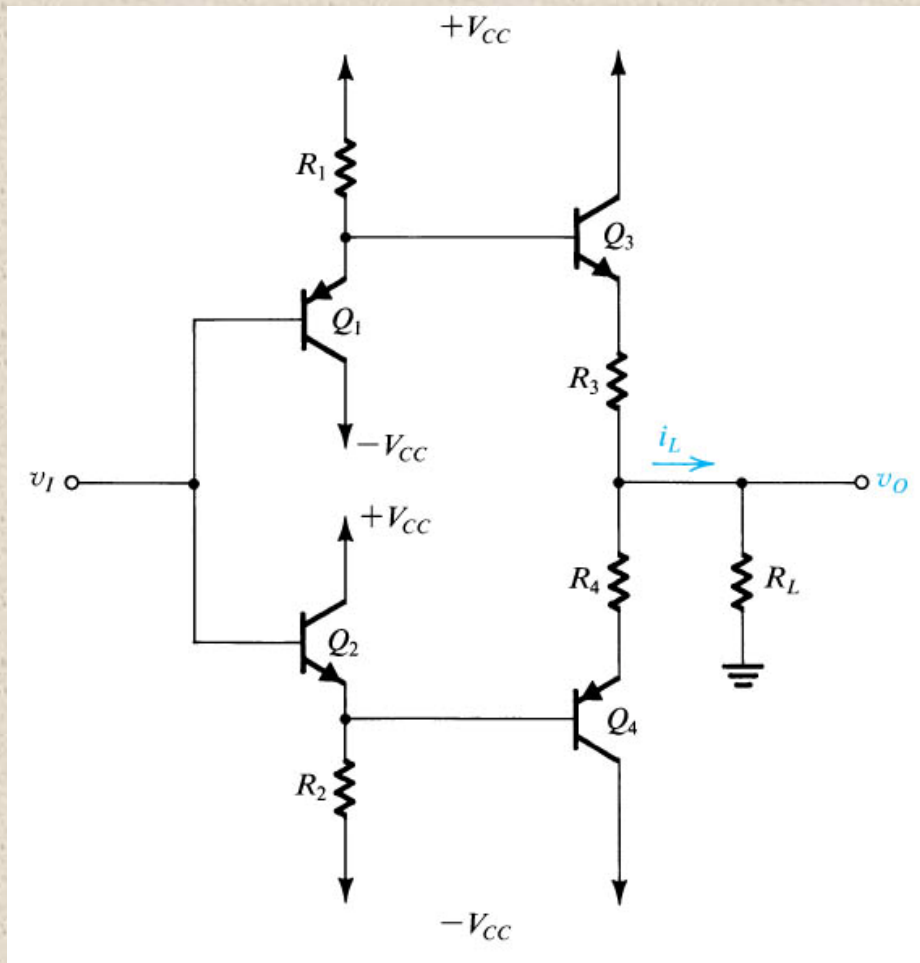
# Variacions en la classe AB

---

- Són tècniques que serveixen per donar més **protecció i millora** a aquesta classe d'amplificadors de potència
  - Seguidor d'emisor
  - *Compound devices*
  - Protecció de curt-circuit
  - Protecció tèrmica (*Thermal Shutdown*)



# Seguidor d'emisor

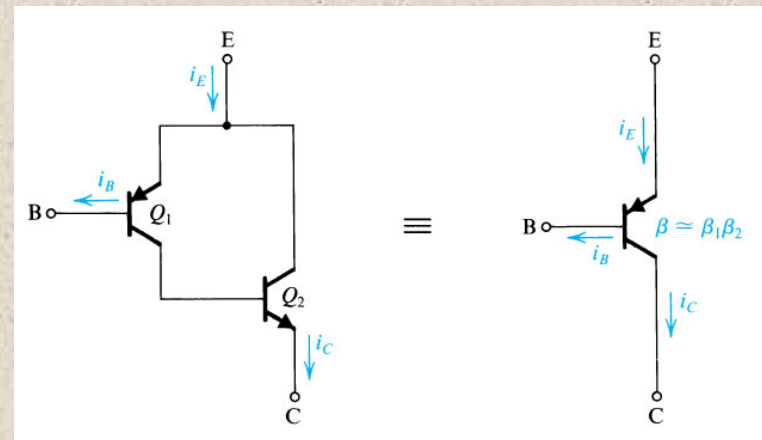
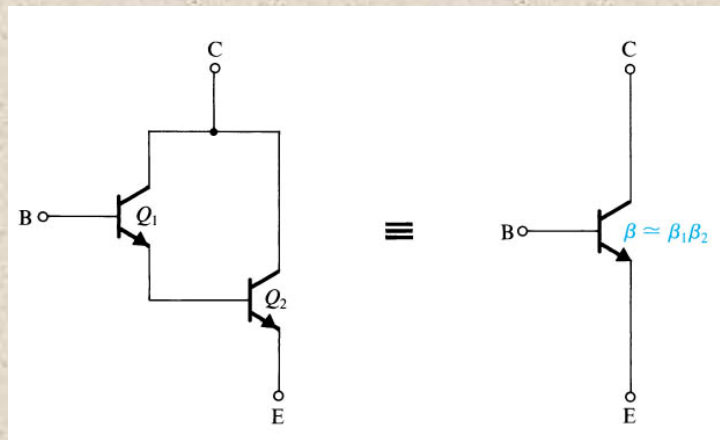


- **Alta impedància d'entrada**
- $Q_1$  i  $Q_2$  són transistors de **petit senyal**
- $R_3$  i  $R_4$  són resistències de **compensació** i donen **protecció tèrmica** (*thermal runaway*)
- Realitzat amb tecnologia de IC's permet implementar **triming** per compensar l'offset de sortida
- Pot implementar-se amb o sense amplificador operacional per millorar driver de sortida



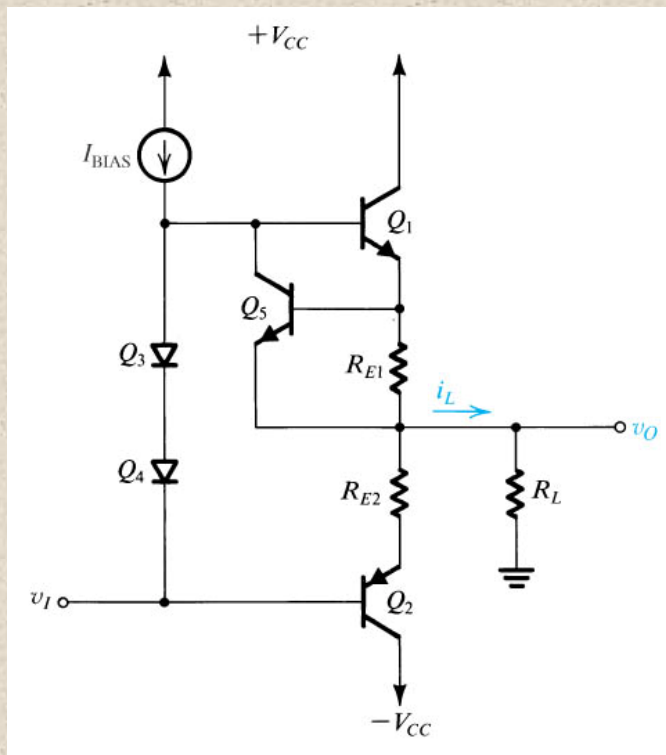
# 'Compound devices'

- **Guany de corrent elevat** (Equivalent a utilitzar un únic BJT amb  $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$ )
- Configuració **nnp** (*Darlingtonton*) i **pnnp** (*Sziklai*)
- Resposta freqüencial **pobre**
- Tendència a **oscil·lar** amb freqüències de treball ( $f_t$ ) elevades



# Short-circuit Protection

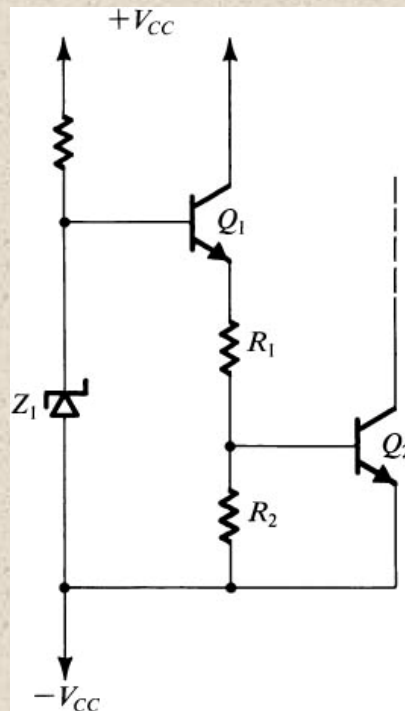
- Protecció davant un event accidental de curt-circuit a la sortida



- Amb funcionament normal,  $Q_5$  està en tall i el corrent circula cap a la càrrega a través de  $Q_1$  i  $R_5$
- Quan  $I_L$  supera un cert valor ( $V_{BE5(act)}/R_{E1}$ )  $Q_5$  passa a activa,  $I_{C5}$  augmenta provocant un decrement en  $I_{B1}$  i, conseqüentment, en  $I_L$
- $I_L$  queda limitada ( $I_{Llim} \approx V_{BE5(act)}/R_{E1}$ ) i, per tant,  $v_{Omax} = I_{Llim} \cdot R_L$
- El principal inconvenient es que la tensió  $V_{RE1,2}$  obliga a **redissenyar**  $V_{BB}$ , però les resistències  $R_{E1,2}$  ofereixen **protecció** davant del *thermal runaway*

# Thermal Shutdown

- Circuit que **sensa** la temperatura i activa un BJT que treballa com interruptor quan s'excedeix un cert valor
- El BJT es connecta de manera que absorbi literalment el corrent  $I_{bias}$



- **Funcionament:**

- $Q_2$  està desactivat (tall) en funcionament normal
- L'efecte combinat del funcionament de  $Z_1$  i  $Q_1$  quan esdevé un augment de la temperatura, provoca un augment en  $I_{C1}$  que augmenta la tensió en la base de  $Q_2$  i el satura
- Connectat el colector de  $Q_2$  a la base del BJT de potència ( $Q_N$ ), el talla evitant la seva destrucció
- **En la classe AB és necessari un  $ThS$  complementari per protegir els dos BJTs**

# BJT's de potència. Consideracions

- Degut al tamany dels BJT de potència, alguns paràmetres d'aquests dispositius varien **significativament** respecte als BJT de petit senyal
  - La relació  $i_C - v_{BE}$  presenta una constant  $n = 2 \rightarrow i_C = I_S e^{v_{BE}/2V_T}$
  - $\beta$  és considerablement petita (**30-80**) però pot arribar fins a **5**
  - Són més **lents**. La seva freqüència de treball ( $f_T$ ) és relativament baixa ja que  $C_\mu$  i  $C_\pi$  augmenten considerablement
  - $I_{CBO}$  i  $BV_{CEO}$  són elevats
  - **Molt baixa impedància d'entrada**  $h_{ie}$  (10-40 $\Omega$ )
- La característica principal ve determinada per un **corrent de col·lector**  $I_{cmax}$  **elevat** (del ordre de 100A) però això obliga a tenir presents les especificacions de **dissipació de calor**



# Dissipació de calor

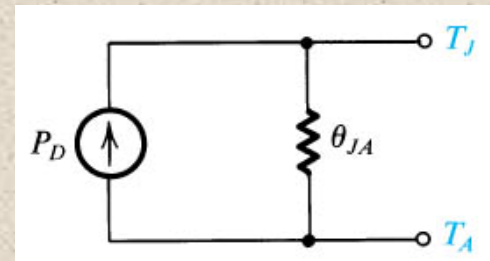
- **Temperatura en la unió ( $T_J$ )**

- Els BJT's de potència dissipen grans quantitats de potència en forma de calor que fan augmentar  $T_J$
- Si  $T_J$  excedeix un valor **crític** ( $150^\circ\text{C} < T_{jmax} < 200^\circ\text{C}$  per als BJT fets de silici) el dispositiu queda danyat de manera permanent i irreversible

- **Resistència tèrmica ( $\theta_{JA}$ )**

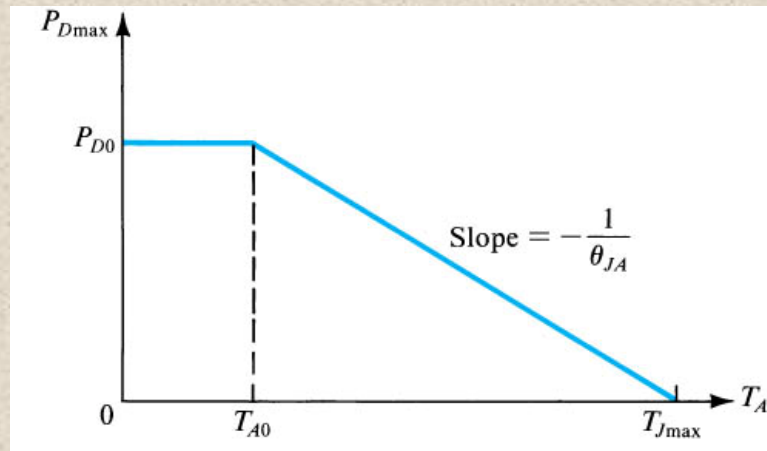
- Expressa l'increment de  $T_J$  per wat de  $P_D$  que es dissipa i que es radia cap a fora del BJT desde la unió a la càpsula (**j**unction-**c**ase) i desde la càpsula al medi ambient (**c**ase-**a**mbient)

$$T_J - T_A = \theta_{JA} \cdot P_D$$



# Potència dissipada vs Temperatura

- Interessa que el valor de  $\theta_{JA}$  sigui el més **petit** possible
- El fabricant del dispositiu normalment especifica  $T_{jmax}$  per a una determinada temperatura ambient ( $T_{A0} \approx 25^\circ\text{C}$ ), la potència dissipada en aquest punt ( $P_{D0}$ ) i la resistència tèrmica ( $\theta_{JA}$ ) treballant al aire lliure (**sense radiadors** incorporats)



- Adicionalment, alguns fabricants proporcionan un gràfic que indica la potència que pot dissipar el dispositiu segons la temperatura ambient a la que està sotmés
- Condicions ambientals hostils ( $T_A$  elevades) **limiten** la potència de dissipació

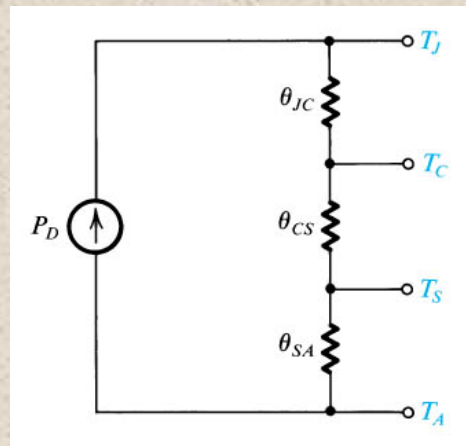
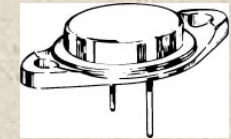
- $\theta_{JA}$  dels BJTs de potència es pot reduir mitjançant **radiadors**

# Radiadors

- $\theta_{JA}$  es pot expressar con una **suma** de resistències tèrmiques en diferents parts del BJT

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA} \longrightarrow \begin{array}{l} \theta_{JC} \text{.- Junction-Case thermal resistance} \\ \theta_{CA} \text{.- Case-Ambient thermal resistance} \end{array}$$

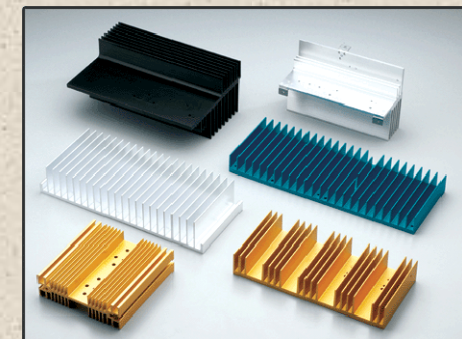
- $\theta_{JC}$  es pot reduir encapsulant el dispositiu en una gran càpsula de metall (encapsulat TO3)
- $\theta_{CA}$  es redueix considerablement utilitzant **radiadors**



$$T_J - T_A = P_D (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

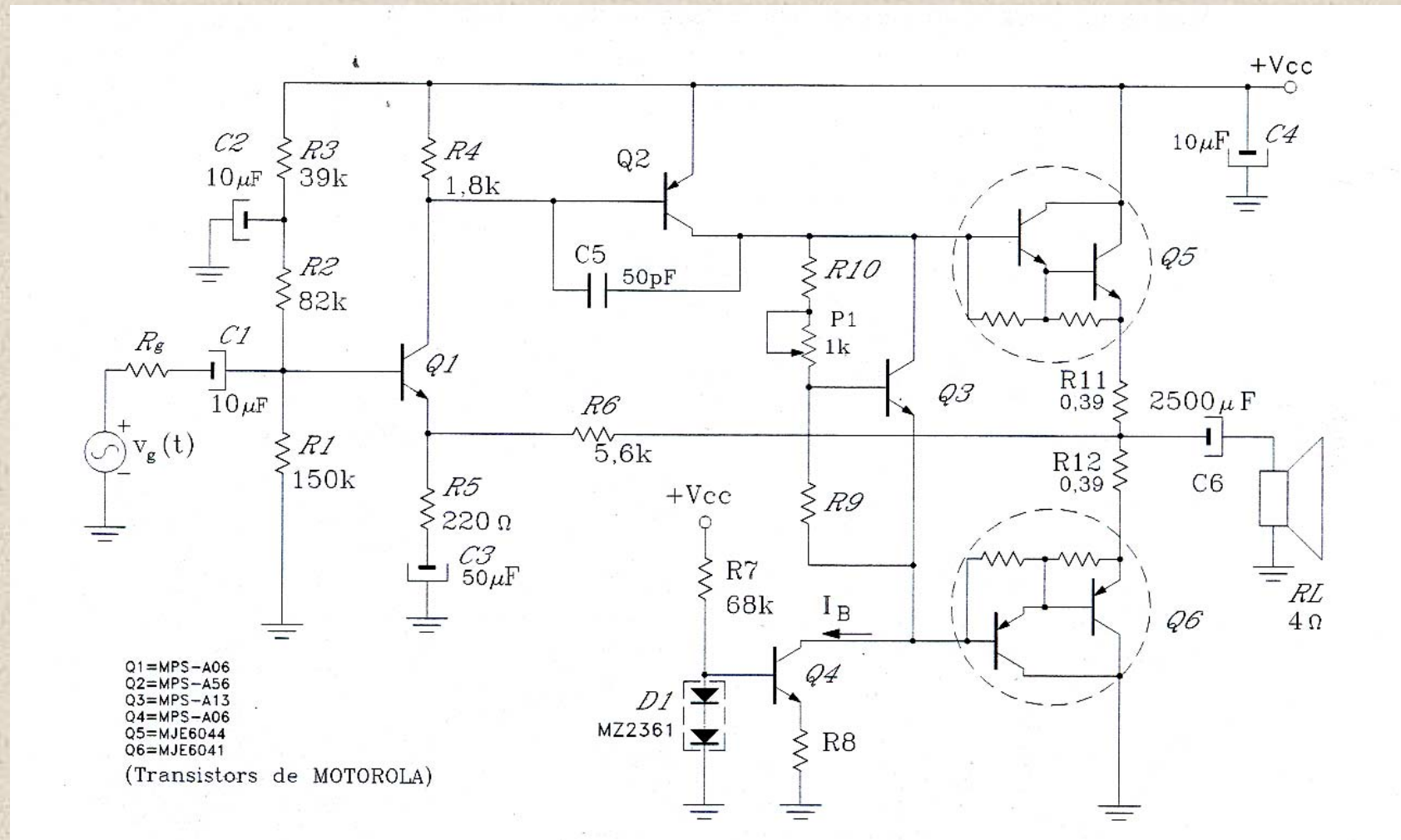
Fabricant de BJT's

Fabricant de radiadors





# Exemple: Amplificador de 90W





# Característiques

---

- Etapa en **classe AB** ( $Q_5$  i  $Q_6$ ) amb reducció de *crossover* mitjançant multiplicador  $V_{BE}$  (*format per*  $Q_3$ )
- **Dues etapes**: previ d'amplificació *format per* un '**emissor comú**' ( $Q_1$ ) connecta amb l'etapa de potència mitjançant un seguidor d'emissor ( $Q_2$ )
- **Altaveu** de  $4\Omega$  que pot suportar una potència  $P_{lef} = 90W$
- $Q_4$  forma una font de corrent ( $I_{bias}$ ) que polaritza el transistor  $Q_2$  i el multiplicador  $V_{BE}$
- $R_5$  i  $R_6$  formen la xarxa  $\beta$  de realimentació (sèrie-shunt) que disminueix el THD degut a la no linealitat dels transistors
- Els **condensadors** tenen diferents funcions

# La funció dels condensadors

---

- $C_1$  **connecta** la font de senyal d'entrada en AC i **desacobla** la seva component DC
- $C_2$  **modifica**  $Z_I$  de l'etapa en emisor comú curtcircuitant  $R_3$  (juntament amb  $C_4$ ) però **permet** que aquesta intervingui en la polarització de  $Q_1$
- $C_3$  **desconnecta**  $R_5$  de la polarització de  $Q_1$  però **habilita** la realimentació juntament amb  $R_6$
- $C_4$  **estabilitza** la tensió d'alimentació tot **derivant** (o **filtrant**) el soroll d'alta freqüència a terra.
- $C_5$  **connecta** la sortida de l'etapa EC a l'entrada de l'etapa de potència
- $C_6$  **desacobla** la component DC ( $V_{CC}/2$ ) que hi ha en els extrems de les resistències de protecció  $R_{11,12}$  tot deixant passar la component en AC

# Dades i consideracions de funcionament

- Dades dels BJTs:

- Transistors de petit senyal:  $\beta_1 = \dots = \beta_4 = 100$ ;  $I_{S1} = \dots = I_{S4} = 20$  fA
- Transistors de potència:  $\beta_5 = (\beta_6) = 50$ ;  $I_{S5} = \dots = I_{S6} = 2$  pA
- Temperatura en la unió:  $T_{Jmax} = 150$  °C
- Resistències tèrmiques:  $\theta_{JC} = 2.08$  °C/W,  $\theta_{CA} = 70$  °C/W

- Radiador:

- Resistències tèrmiques:  $\theta_{CS} = 1.85$  °C/W,  $\theta_{SA} = ??$

- Polarització AB (*Quiscent*):  $I_{Q5} = I_{Q6} = 10\% \hat{I}_O$

- Marge de seguretat de sortida:  $\hat{V}_O = 86\% (V_{CC}/2)$

- Multiplicador  $V_{BE}$ :  $I_{CQ3} = 90\% I_{bias}$ ,  $I_{bias} = 10$  mA

- Díodes:  $V_D = 0.6$  V



# Càlculs de disseny

- Alimentació i sortida:

$$P_L = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L} \rightarrow \left[ \hat{V}_L = \sqrt{2 \cdot P_L \cdot R_L} \approx \underline{27V} \right]$$

$$\hat{V}_L = 86\% \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) \rightarrow \left[ V_{CC} = \frac{2 \cdot \hat{V}_L}{0.86} = \underline{63V} \right]$$

- Polarització  $I_{bias}$

$$V_{BE4} = V_T \ln \left( \frac{I_{bias}}{I_S} \right) = 0.7V$$

$$R_8 = \frac{V_{B4} - V_{BE4}}{I_{bias}} = \underline{50\Omega}$$

- Guany de tensió:  $A_F = v_L / v_I$

$$A_F \approx \frac{1}{\beta} = \frac{R_6 + R_5}{R_5} = \underline{27} \quad R_9 = \frac{V_{BE3}}{I_R} = \underline{700\Omega} \quad V_{BB} = V_{BE3} \left( 1 + \frac{R_{10}}{R_9} \right) \rightarrow R_{10} = \underline{2k6\Omega}$$

- Quiescent  $I_Q$  i  $V_{BB}$

$$I_Q = 10\% \cdot \hat{I}_L = 0.1 \cdot \frac{\hat{V}_L}{R_L} = \underline{0.68A}$$

$$V_{BB} = V_{BE5} + 2 \cdot V_{R11,12} + V_{EB6} = \underline{3.3V}$$

$$V_{BE5} = V_{EB6} = 2 \cdot V_T \ln \left( \frac{I_Q}{I_S} \right) = 1.38V$$

$$V_{R11,12} = I_Q \cdot R_{11,12} = 0.27V$$

- Multiplicador  $V_{BE}$

- Quan  $v_I = 0$ ,  $I_{B5,6} = 0$

$$I_{CQ3} = 90\% I_{bias} = 9mA$$

$$V_{BE3} = 0.7V \quad I_R = 1mA$$



# Balanç energètic

---

- Consum de corrent

$$I_{CC} = \frac{\hat{I}_L}{\pi} = 2.15 A$$

- Rendiment:

Alimentació

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} = 136W$$

$$\eta = 67\%$$

Sortida

$$P_L = 90W$$

- Pèrdues per calor:

$$P_D = \underline{46W}$$

$$P_{Q5,6} = \underline{23W}$$

# Radiadors

- Potència màxima dissipada pels BJTs de potència

$$P_{DQ5,6\max} = \frac{T_{J\max} - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CA}} = 1.6W \Big|_{T_A=35^\circ C}$$

$$P_{DQ5,6} = 23W > P_{DQ5,6\max} \longrightarrow \text{Destrució dels BJTs!!}$$

- Radiador necessari

$$\frac{T_{J\max} - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}} \geq P_{DQ5,6} \rightarrow \theta_{SA} \leq \underline{1.07^\circ C / W}$$

- Balanç de temperatures amb radiador  $\theta_{SA} = 0.5^\circ C/W$

$$T_S = P_{DQ5,6} \cdot \theta_{SA} + T_A = 46.5^\circ C$$

$$T_C = P_{DQ5,6} \cdot \theta_{CS} + T_S = 89^\circ C$$

$$T_J = P_{DQ5,6} \cdot \theta_{JC} + T_C = \underline{137^\circ C}$$

***Módul 2:***  
***Oscil·ladors i generadors de***  
***senyal***

Professor:  
**José Antonio Soria Pérez**

Assignatura: **Laboratori de Circuits  
Electrònics (LCIR)**



# Objectius

---

- *Al final d'aquest mòdul:*
  - Compreneu la utilitat dels oscil·ladors en molts dels sistemes electrònics industrials
  - Sabreu dissenyar els oscil·ladors per les vostres aplicacions específiques
  - Haureu implementat un generador de senyals, un temporitzador i un multivibrador



# Per què els circuits oscil·ladors

---

- Serveixen per generar senyals estàndar: *sinusoide, quadrada, pols, etc.*
- Aquest senyals s'utilitzen en funcions complexes d'aplicacions industrials tant pel que respecta a l'electrònica *analògica* com *digital*:
  - Portadores de sistemes de comunicació
  - Circuits temporitzadors
  - Sistemes de test i mesura, tant per caracteritzar dispositius electrònics com la impedància de materials i teixit.
- Dos grups de generadors. Segons *forma d'ona* de sortida o *tecnologia de dispositius*.

# Classificació. Formes d'ona

---

- Dos grups principals
  - **Generadors sinusoidals** (Dos mecanismes de funcionament)
    - **Oscil·ladors resonants.**- Utilitzen una **realimentació positiva** amb un amplificador, una xarxa RC (o bé LC) **selectora de freqüència** i un mecanisme de **control d'amplitud no lineal**
    - **Waveform shaping.**- Utilitzen **filtres** per generar senyals sinusoidal a partir d'ones pulsants
  - **Generadors d'ona pulsant**
    - **Cristalls de Quarz**
    - **Multivibradors:** *Astable, Monoestable i Biestable*
    - **Waveform shaping.**- Rectificadors d'ona, detectors de pic, etc.
- Els generadors sinusoidals tenen com especificacions importants l'**amplitud** i **freqüència** mentre que en els pulsants, el **duty cycle**

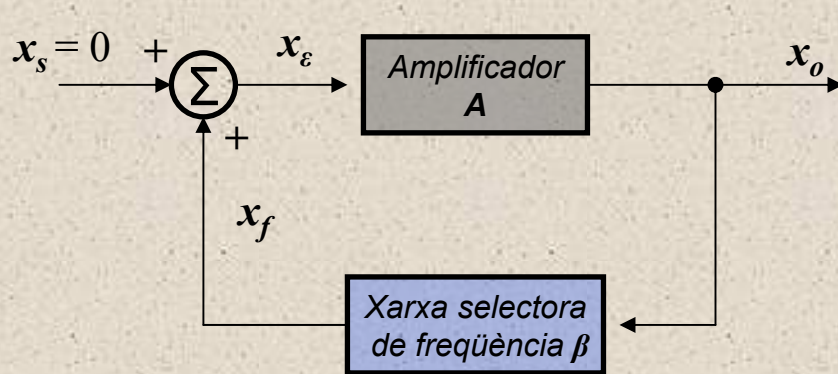
# Classificació. Tecnologia de dispositiu

---

- Circuits integrats específics: 555, *Phased Locked Loop*, etc.
- Amb **amplificadors operacionals**
  - **Resonants:**
    - Pont de *Wien* (WBO.- *Wien-Bridge Oscilator*)
    - Desplaçament de fase (PSO.- *Phase Shift Oscilator*)
    - Per **quatatura** (*Quadrature Oscilator*)
  - **Waveform shaping**
    - Amb filtres sintonitzats (AFTO.- *Active-Filter Tuned Oscilator*)
    - Multivibradors biestable i astable
- **Transistoritzats** (amb BJT i/o JFET)
  - **Resonants**
    - Oscil·ladors LC: **Colpitts**, **Hartley** i **Clap**
- **Cristalls de quarz**

# Oscil·ladors resonants. Introducció

- El criteri de **Barhausen** (o criteri d'oscil·lació)



$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)}$$

Guany de llaç:  $T(s) = A(s)\beta(s)$

- Per a que un determinat sistema esdevingui un oscil·lador ( $A_f \rightarrow \infty$ ) a una freqüència  $f_0$  el **guany de llaç** ha de ser **unitari** i la seva **fase nul·la**

$$T(j\omega_0) \equiv A(j\omega_0)\beta(j\omega_0) = 1 \angle 0^\circ$$

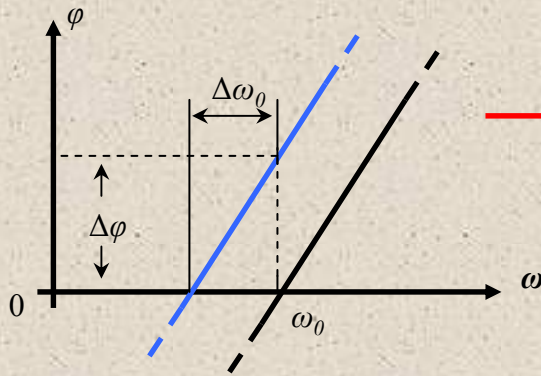


*Condicció per que hi hagi sortida finita amb entrada nul·la*



# Criteri d'estabilitat de l'oscil·lació

- La freqüència d'oscil·lació ( $\omega_0$ ) està determinada per les característiques de **fase** del llaç de realimentació ( $T(s)$ ). Llaços on  $\varphi(\omega)$  té característiques de '**grao**' tindrà una oscil·lació  $\omega_0$  **més estable** que no pas un llaç amb una fase més lineal

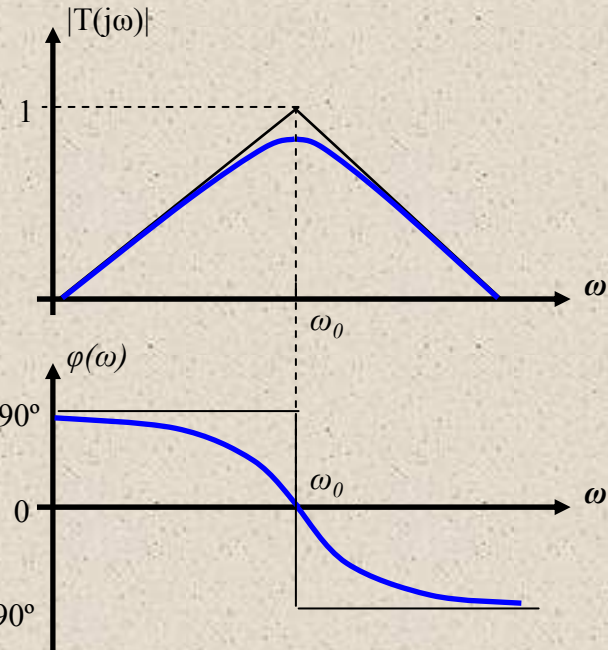


$$\Delta\omega_0 = \frac{\Delta\varphi}{d\varphi/d\omega}$$

Si  $d\varphi/d\omega$  és **elevat**, un canvi de  $\Delta\varphi$  degut als components no suposarà un gran canvi en  $\omega_0$

- Per una **oscil·lació continuada** a  $\omega_0$ , les arrels de l'equació característica han de tenir la forma  **$s = \pm j\omega_0$**

$$1 - T(s) = s^2 + \omega_0^2$$



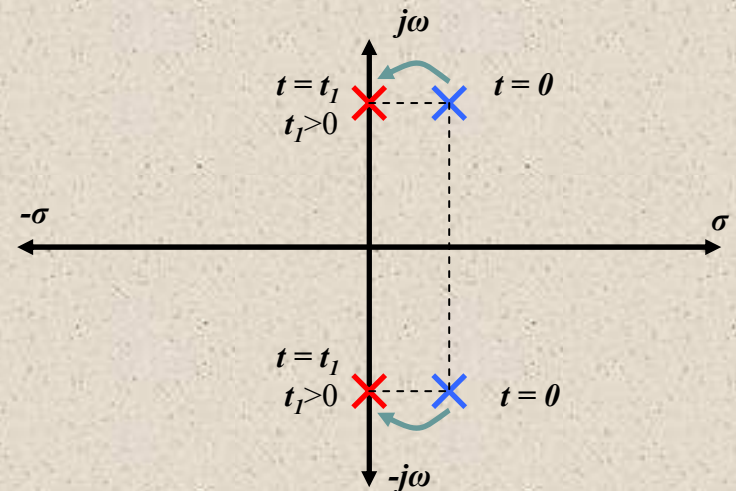
# Altres necessitats

---

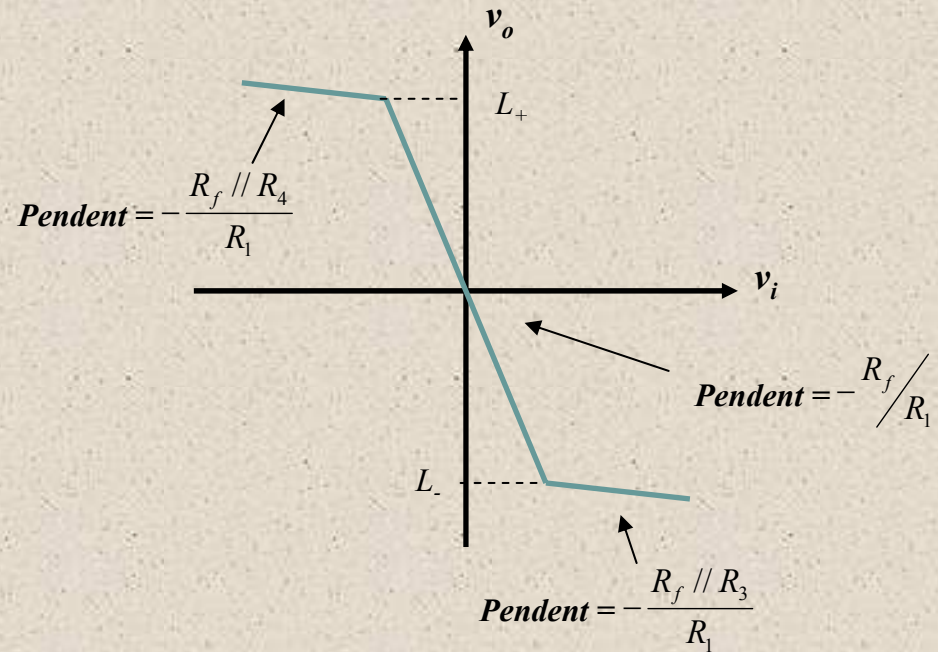
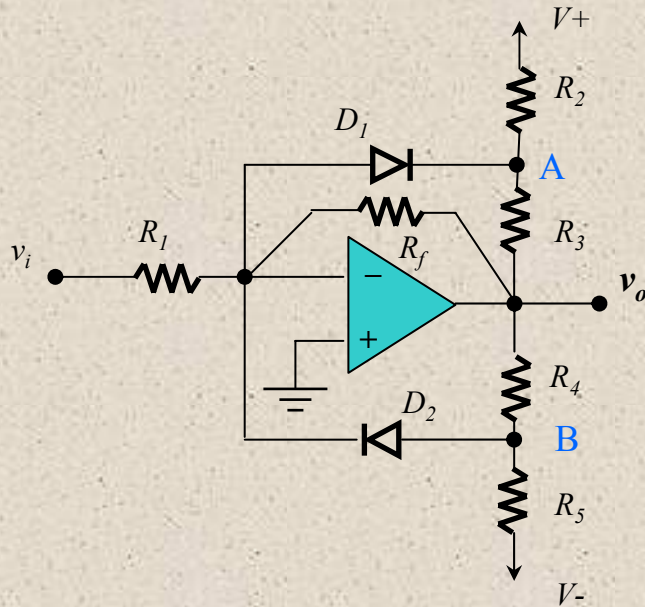
- El criteri de Barkhausen només garanteix oscil·lacions constants desde un punt de vista *matemàtic* (**teòric**). A la pràctica és bastant difícil aconseguir una  $A \cdot \beta = 1$ , **clavat!!!**
  - *Tolerància de components, temperatura*, ... provoquen que  $A \cdot \beta \neq 1$  amb una sortida del sistema **nul·la** (pols en el semiplà esquerre) o bé **inestable** (pols en el semiplà dret), però mai situada a l'eix
- A més de la freqüència, l'**amplitut** és un altre especificació important

# Control no lineal de l'amplitut

- Mecanisme que **força** a que  $A \cdot \beta$  es mantingui a **1** amb l'amplitut dessoritjada.
- Control del valor de **A** segons el següent procés:
  - **1.- Arrancada.**  $A \cdot \beta > 1$  (pols al semiplà dret) fins que la sortida arriba al **nivell d'amplitut dessoritjat**
  - **2.- Manteniment.** La xarxa no lineal provoca **canvis de guany** que fan que  $A \cdot \beta = 1$  (pols a l'eix imaginari,  $s = \pm j\omega$ ) de manera permanent
- **Dos** mètodes d'implementació
  - **Circuits limitadors.**
  - Per **variació de resistència.**



# Circuits limitadors. Un apunt breu



- Dades importants:

- *Limit inferior:*  $v_A = V \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} + v_o \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} = -V_D \rightarrow$

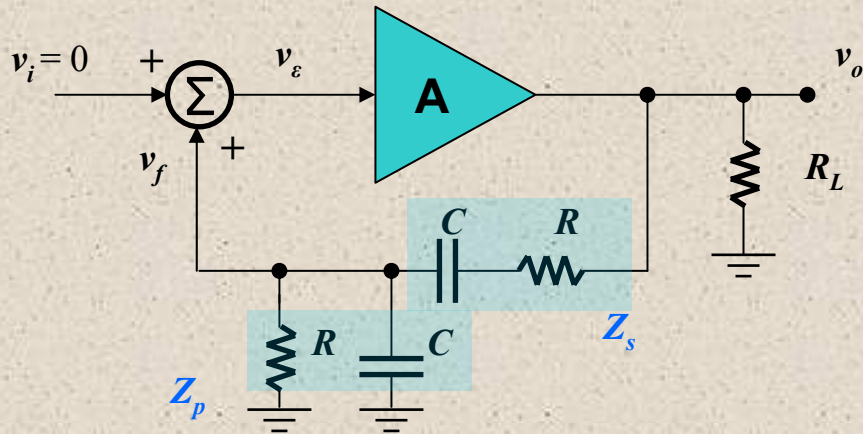
- *Limit superior*  $v_B = V \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_5} + v_o \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_5} = V_D \rightarrow$

$$L_- = -V \cdot \frac{R_3}{R_2} - V_D \cdot \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right)$$

$$L_+ = V \cdot \frac{R_4}{R_5} + V_D \cdot \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right)$$



# Pont de Wien



**Criteri Barkhausen:**

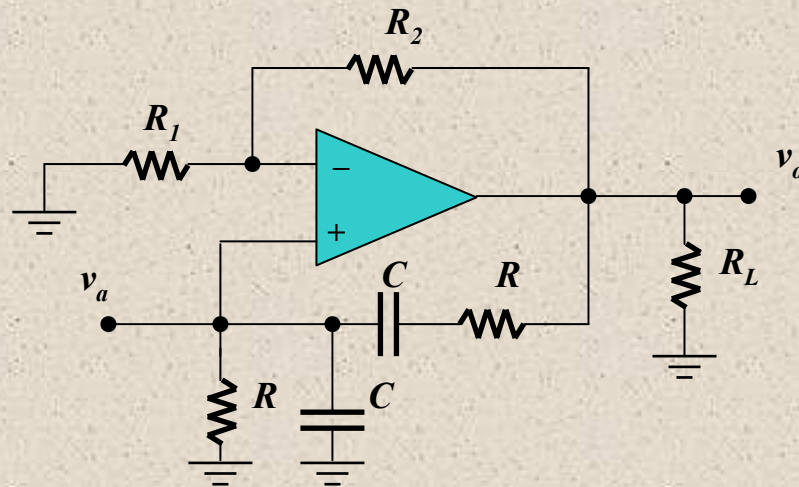
$$T(s) = A \cdot \beta = A \cdot \frac{Z_p(s)}{Z_p(s) + Z_s(s)} = A \cdot \frac{s/RC}{s^2 + (3/RC)s + 1} = 1$$

**Freqüència d'oscil·lació:**      **Condició de disseny:**

$$\omega_0 = 1/RC$$

$$\frac{3-A}{RC} = 0 \rightarrow A = 3$$

- Disseny amb *amplificador no inversor*

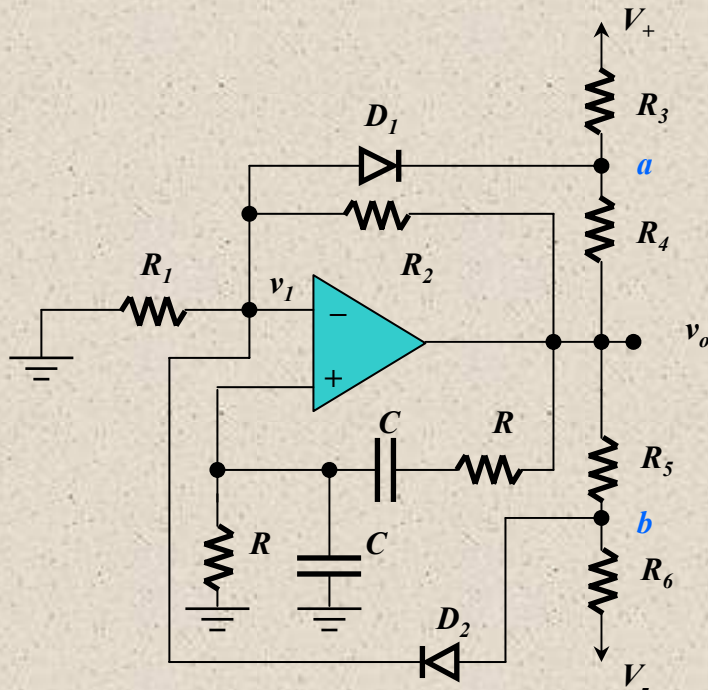


**Condició de disseny:**

$$\frac{R_2}{R_1} = 2$$

*Amplitud ??*

# Control d'amplitut



## • Valors màxims de sortida

$$\frac{v_o - v_b}{R_5} = \frac{v_b + V}{R_6} \longrightarrow v_{o\max} = \frac{3[R_5(V_D + V) + R_6 V_D]}{2R_6 - R_5}$$

$$\frac{V - v_a}{R_3} = \frac{v_a - v_o}{R_4} \longrightarrow v_{o\min} = -\frac{3[R_4(V_D + V) + R_3 V_D]}{2R_3 - R_4}$$

## • Funcionament:

- $R_2$  i  $R_1$  es dissenyen de manera que el guany del circuit no inversor provoqui que el sistema sigui *inestable*. Pols conjugats al semiplà dret però molt aprop de l'eix d'ordenades  **$A > 3$**  (P.e.  **$A = 3.03$** )
- Quan  $v_o$  arriba al seu valor màxim, la tensió en  $b$  excedeix el valor que hi ha a  $v_1$  que depèn de la sortida:

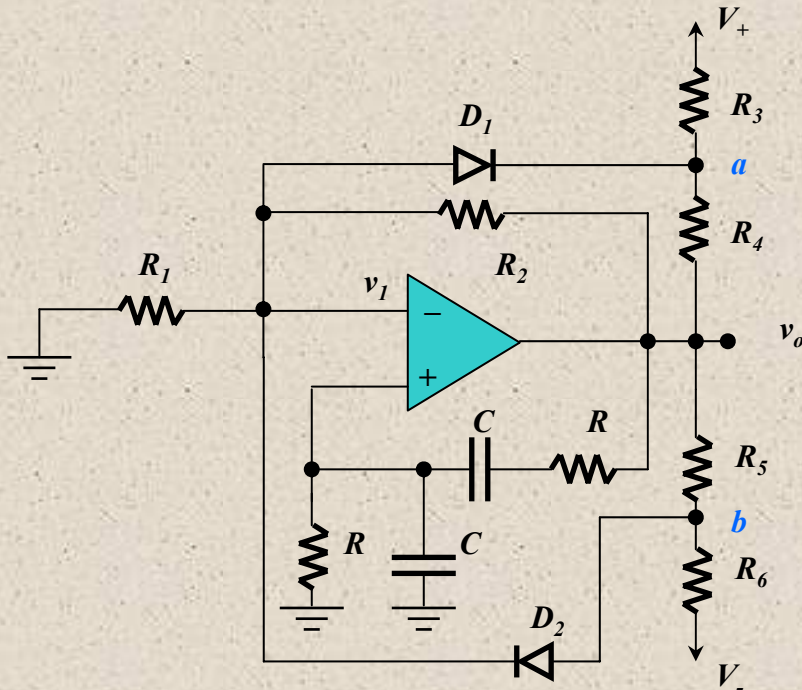
$$v_b = v_1 + V_{D2} = \frac{1}{3}v_o + V_{D2}$$

- $D_2$  es posa a ON i la sortida queda limitada a un valor determinat per  $R_5$  i  $R_6$  al mateix temps que els pols es mouen cap a l'eix d'ordenades

$$A = 1 + \frac{R_2 // R_5}{R_1} \longrightarrow \textit{Semiplà esquerre}$$

- El funcionament és anàleg per al límit negatiu

# Activitat TEO 1a

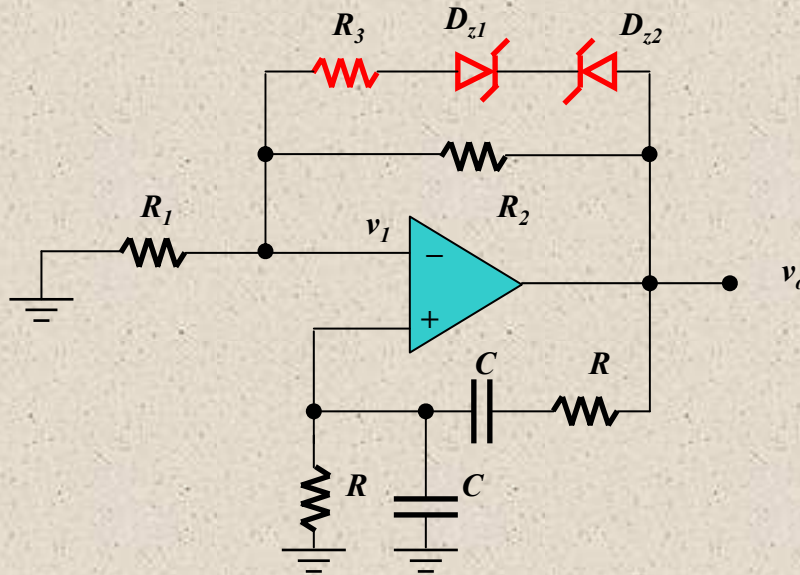


- **Valors:**

- $C = 16\text{nF}$
- $R = 10\text{k}\Omega$
- $R_1 = 10\text{k}\Omega$
- $R_2 = 20.3\text{k}\Omega$
- $R_3 = R_6 = 3\text{k}\Omega$
- $R_4 = R_5 = 1\text{k}\Omega$

- Determineu els **pols** del llaç ( $A\beta$ ), la **freqüència d'oscil·lació** ( $f_0$ ) i l'**amplitud** de sortida pic-a-pic ( $v_{op-p}$ )

# Activitat TEO 1b



- Amb el que heu après, dissenyeu l'oscil·lador i el control d'amplitud ( $R_3$  i tensió dels diodes zener) per tal de tenir una freqüència d'oscil·lació  $f_0 = 1\text{KH}_z$  i una amplitud de sortida  $v_{omax} = \pm 10\text{V}$



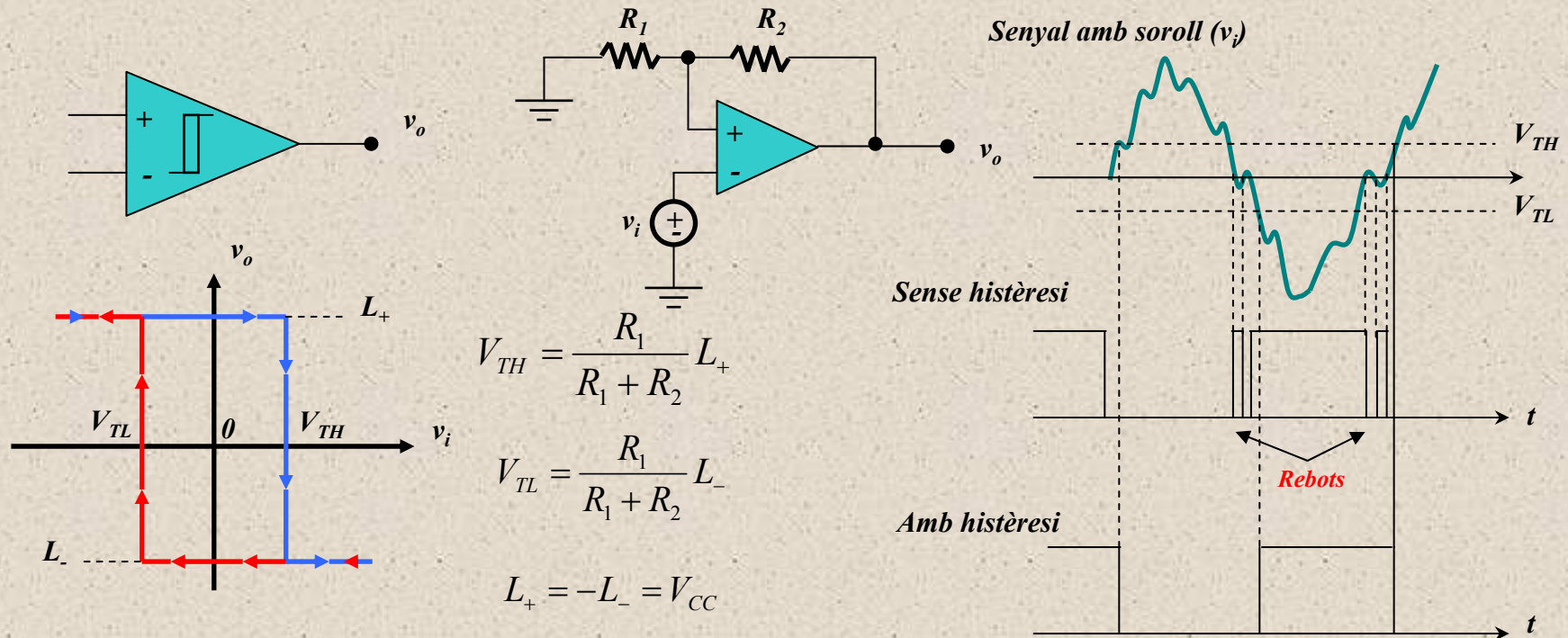
# Multivibradors

---

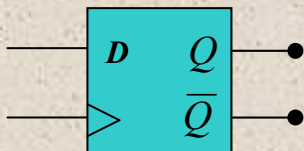
- Circuit que genera una ona **quadrada** de nivells digitals, o bé modulada en amplitut (PWM.- **Pulse Width Modulation**)
- Dos grups:
  - De funcionament **continu** (o **oscil·lació lliure**).- L'ona quadrada es genera a partir de la pròpia font d'alimentació
    - **Astable**
  - De funcionament **excitat**.- Un senyal extern fa sortir al sistema del seu estat de repòs
    - **Biestable**.- **Dos** estats de repòs (0 i 1)
    - **Monoestable**.- **Un** estat de repòs (0 ó 1)
- Paràmetres:  $f_0$  i **amplada de pols** (DT.- **Duty Cycle**)

# Exemples de biestable

- **Comparador amb histèresi.**- Per evitar **rebots** i '**glitches**'

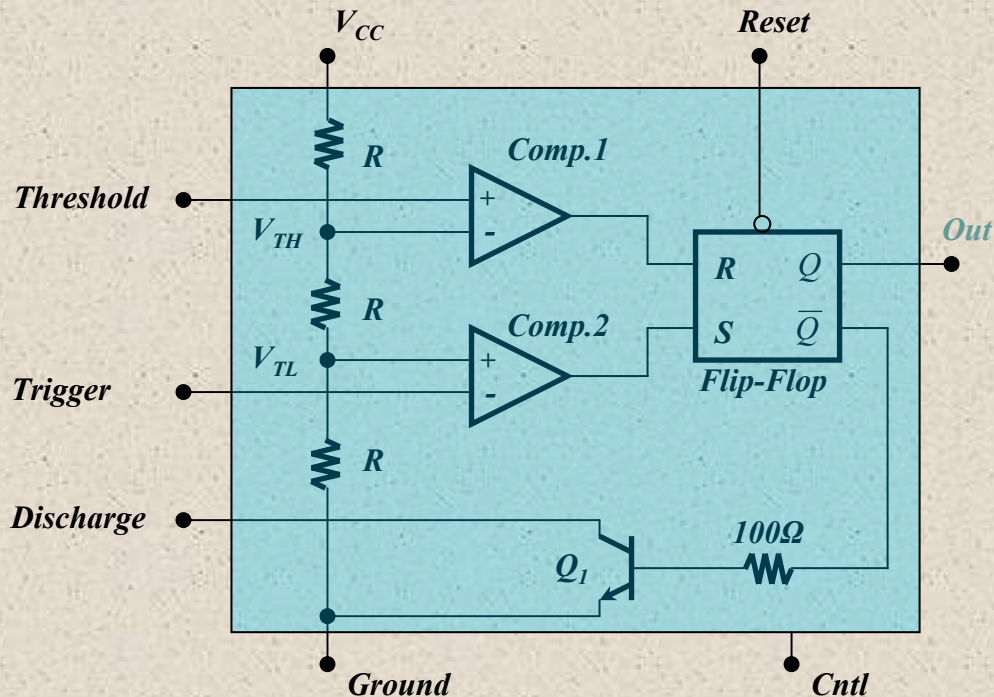


- **Dispositius seqüencials** (Flip-Flop, memòries, etc)



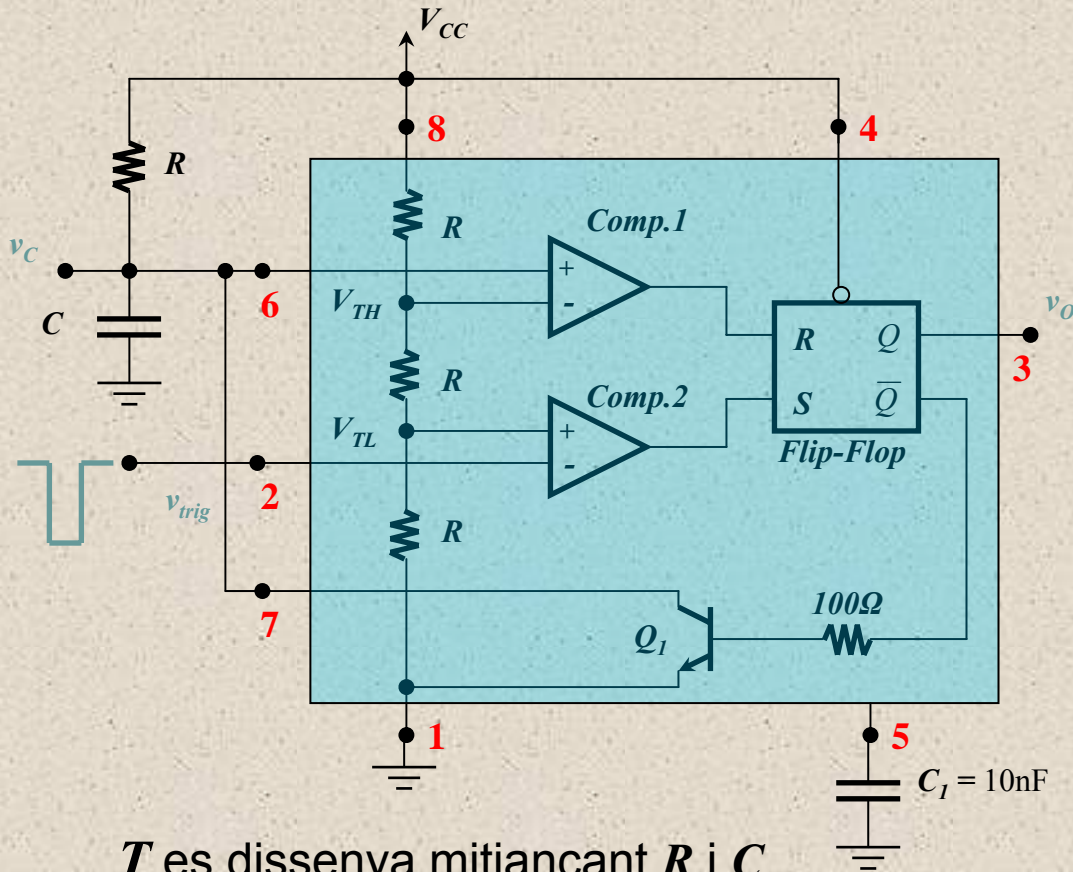
# El circuit integrat 555

- Dispositiu integrat que serveix per implementar aplicacions basades en multivibradors *astables* i *monoestables*
  - Versàtil
  - Dos **comparadors**, un **flip-flop**, un **BJT** que funciona com a interruptor



# Exemple de multivibrador monoestable

- Temporització amb 555



$T$  es dissenya mitjançant  $R$  i  $C$

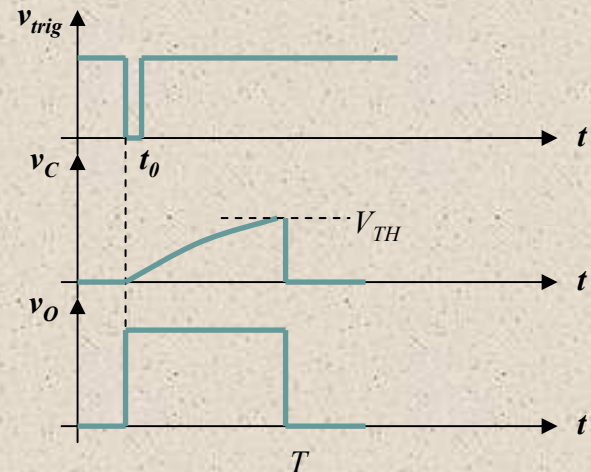
Càrrega de  $C$  a partir de  $t = t_0$

$$v_C = V_{CC} \left( 1 - e^{-t/RC} \right)$$

En  $t=T$ ,  $v_C = V_{TH} = 2/3 V_{CC}$

$$T = RC \cdot \ln(3) = 1.1 \cdot RC$$

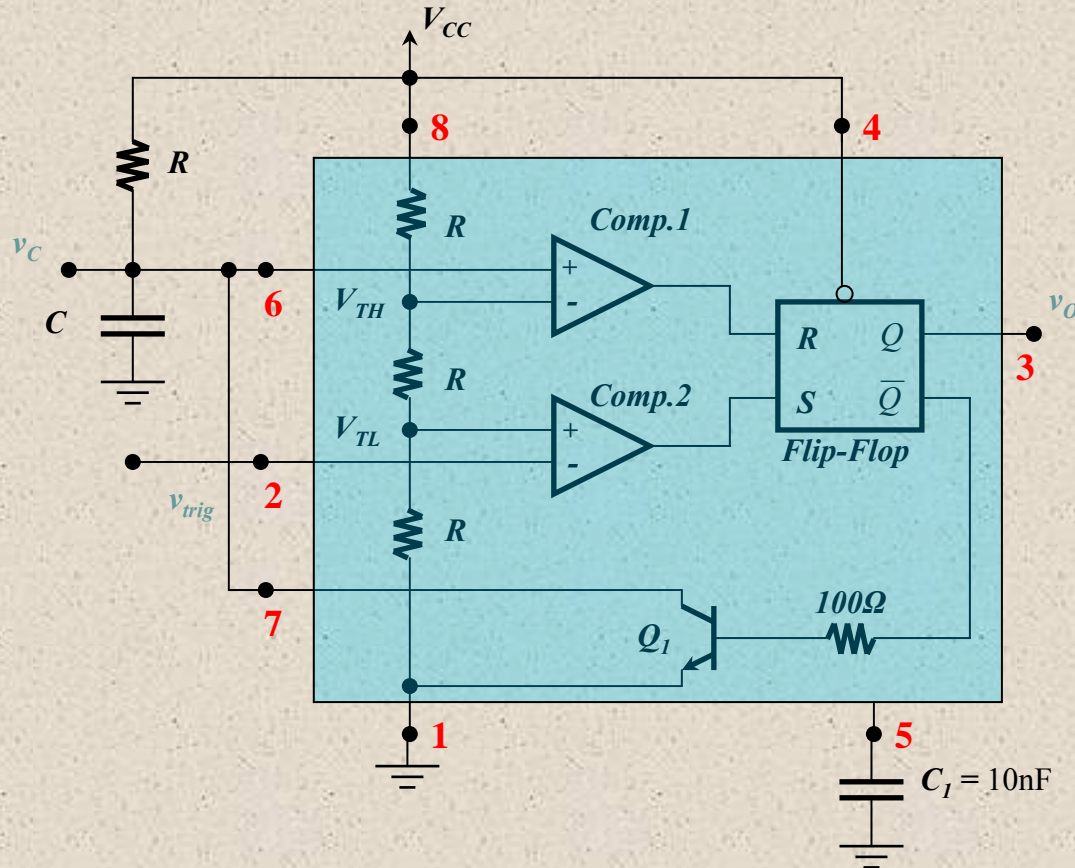
Desactivació en  $t = T$



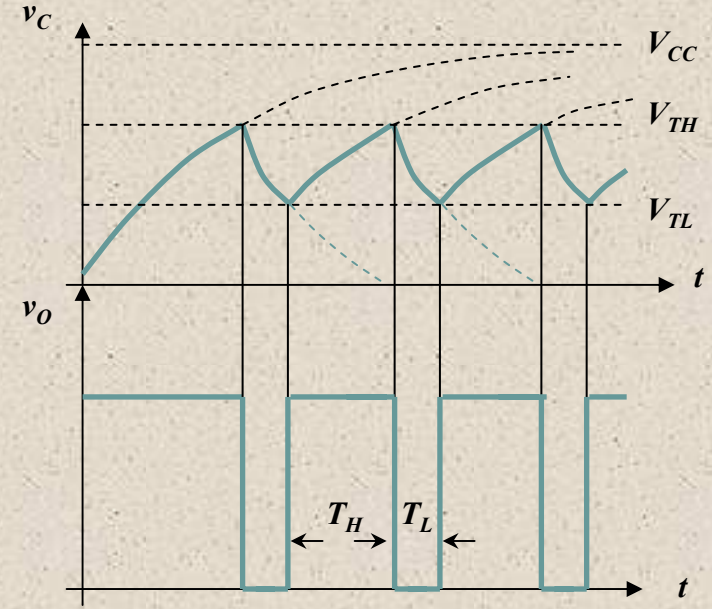
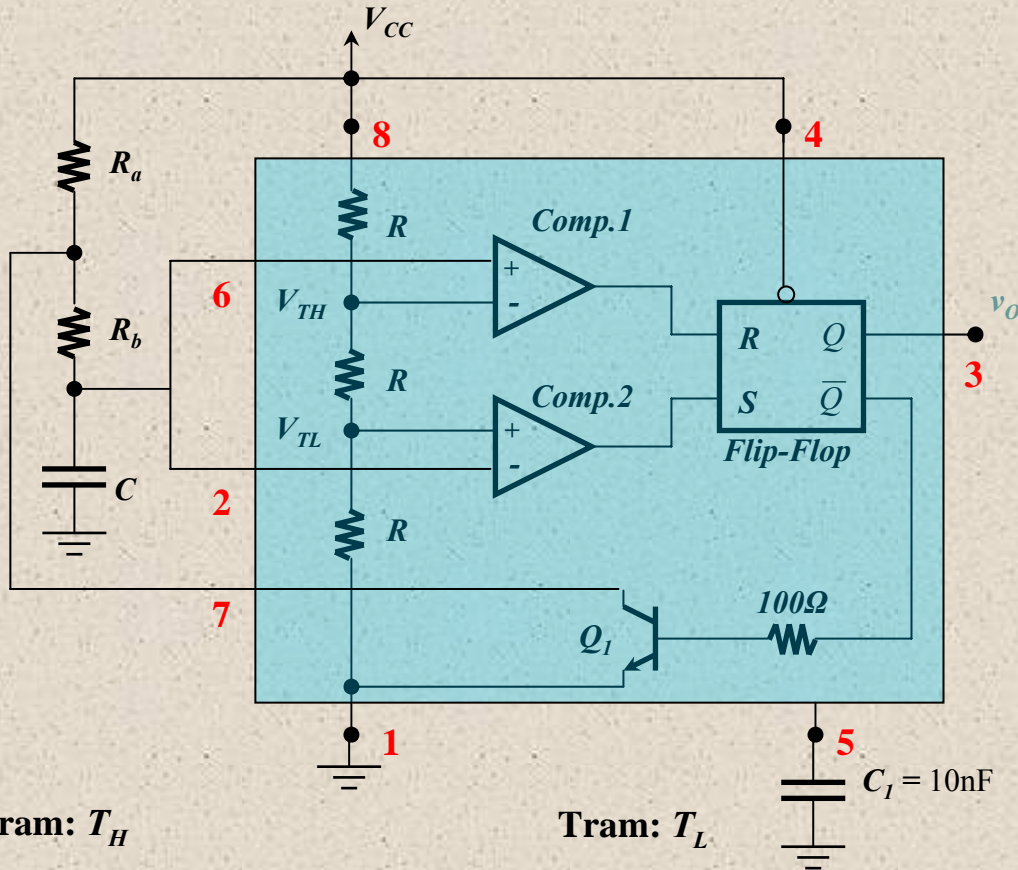


# TEO 2a.- Disseny d'un temporitzador

- Dissenyem el sistema per una temporització  **$T = 10$  seg**



# Exemple de multivibrador astable



$$v_C = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL}) \cdot e^{-t/(R_a + R_b)C}$$

$$T_H = C(R_a + R_b) \cdot \ln(2) = 0.69 \cdot (R_a + R_b) \cdot C$$

$$v_C = V_{TH} \cdot e^{-t/(R_a + R_b)C}$$

$$T_L = C \cdot R_b \cdot \ln(2) = 0.69 \cdot R_b \cdot C$$

$$f_o = \frac{1}{T_L + T_H}$$

$$DT = \frac{T_H}{T_L + T_H}$$

# TEO2b.- Disseny d'un generador d'ona quadrada

- Dissenyem un generador de polsos.  $f_o = 5\text{KHz}$ ,  $DT = 0.4$

