



# Tema 1.

## Repaso de Teoría de Circuitos

***“esto es lo que hay que saber para empezar”***

### OBJETIVO:

**Saber analizar circuitos lineales- tema aprendido en 1e**  
(= Saber resolver y entender lo que se pide en la hoja  
(AUTOEVALUACIÓN !!).

Bibliografía: Microelectrónica, circuitos y dispositivos. M.H. Hall.



# Repaso de Teoría de Circuitos:

- 1.1) Conceptos preliminares. Concepto de circuito, elementos.
- 1.2) Leyes fundamentales de los circuitos eléctricos: Ley de Ohm, Ley de Kirchhoff.
- 1.3) Principio de Superposición.
- 1.4) Teoremas de reducción de circuitos: Equivalente de Thévenin, Equivalente de Norton.
- 1.5) Divisores de voltaje y corriente.
- 1.6) Característica I-V, función de transferencia, recta de carga.
- 1.7) Método gráfico de resolución de circuitos.
- 1.8) Circuitos RC (1<sup>er</sup> orden). Función de transferencia en el dominio de Laplace.



# Conceptos preliminares

---

**ELECTRÓNICA:** Ciencia que estudia el movimiento de electrones en el vacío o en semiconductores.

**ELECTRÓNICA ANALÓGICA:** trabaja con valores continuos de voltaje como de corriente (infinitos).

**ELECTRÓNICA DIGITAL:** trabaja con valores discretos (finitos).

**CIRCUITO ELÉCTRICO:** modelo simplificado de un sistema eléctrico. Se utiliza para estudiar (análisis) la respuesta de un sistema eléctrico.  
Conceptos importantes: **Señales y función de transferencia.** Aplica métodos lineales y cuasilineales.



# Conceptos preliminares

## SEÑALES:

Las señales son cantidades que varían con el tiempo y proporcionan información (sobre la presión, temperatura, señal acústica, etc.).

Los transductores convierten la señal a su forma eléctrica. Por ejemplo, un termopar es un transductor de temperatura, un micrófono es un transductor de presión...).

La forma matemática de caracterizar las formas de onda periódicas es mediante la descomposición en funciones sinusoidales. Una forma de onda arbitraria siempre puede escribirse como suma de sinusoidales (*Fourier*).

Una señal sinusoidal queda caracterizada con su amplitud y frecuencia ( $f$ ).

$$v(t) = A \sin(\omega t)$$

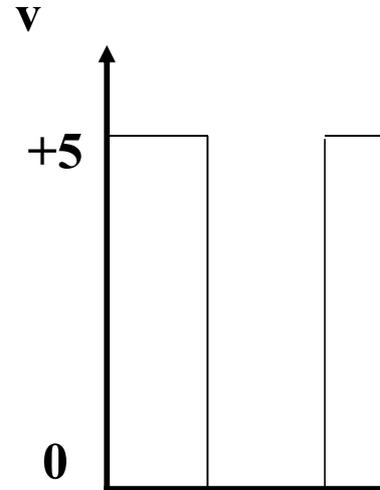
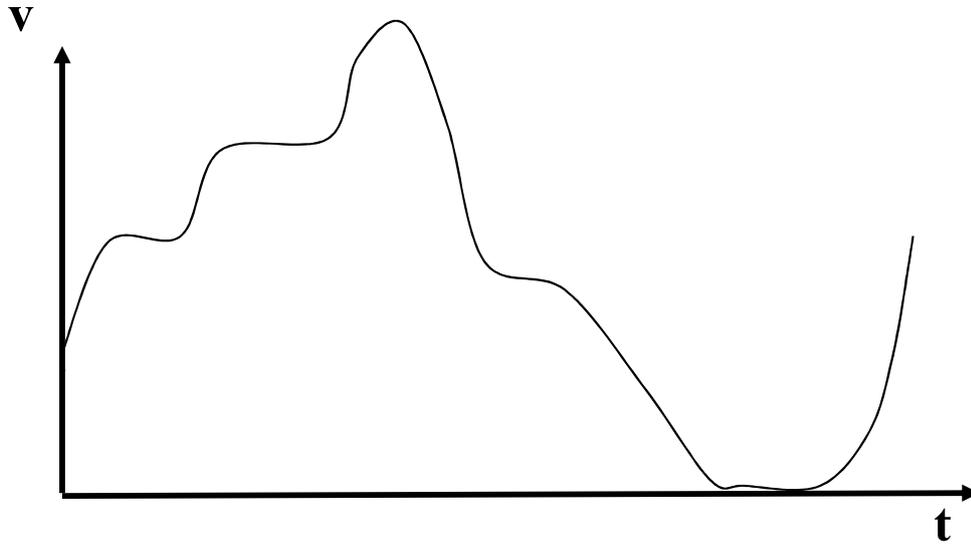


# Conceptos preliminares

Las señales pueden ser **analógicas** y **digitales**

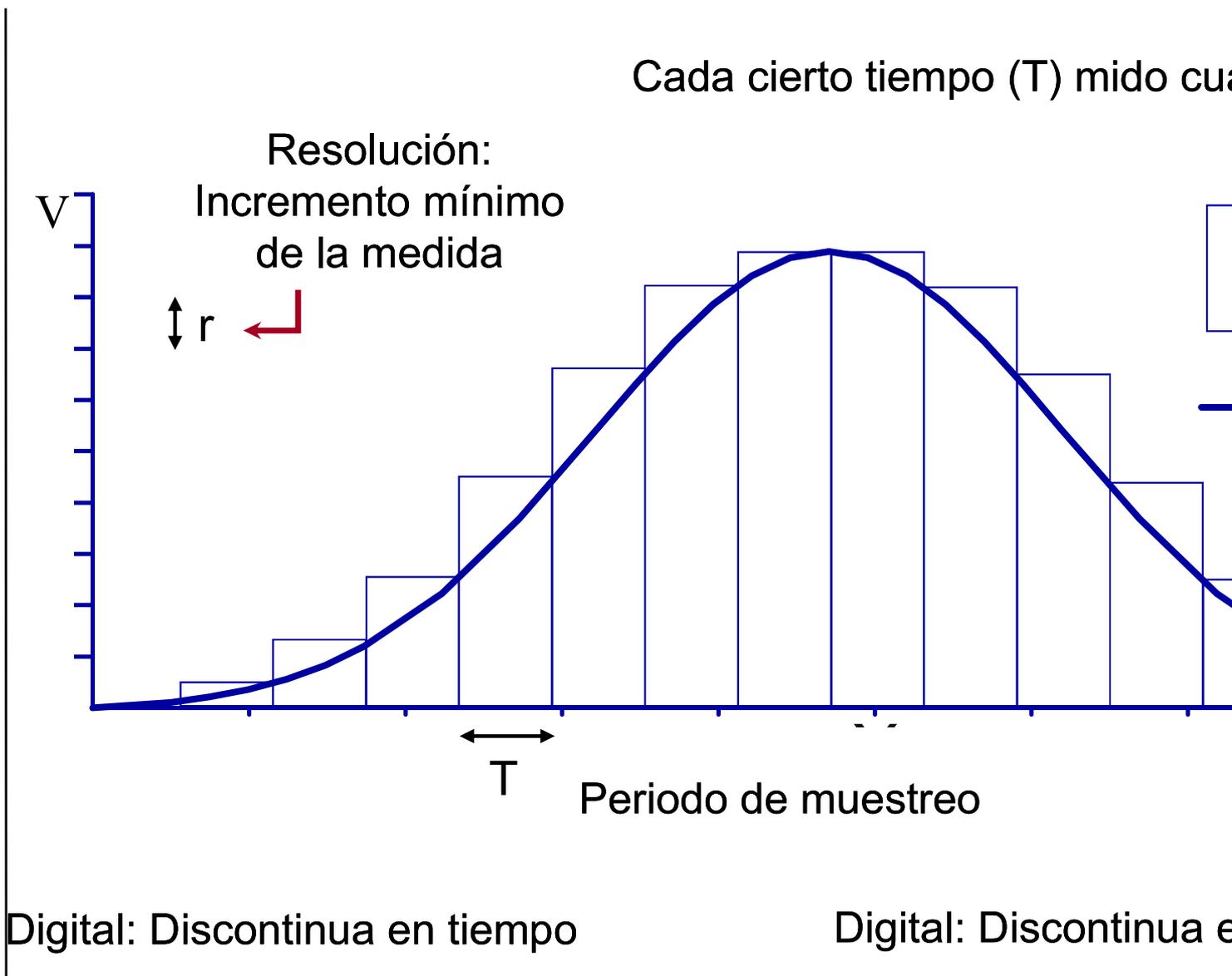
señales analógicas: pueden tomar cualquier valor

señales digitales: solo puede tomar ciertos valores (típicamente)



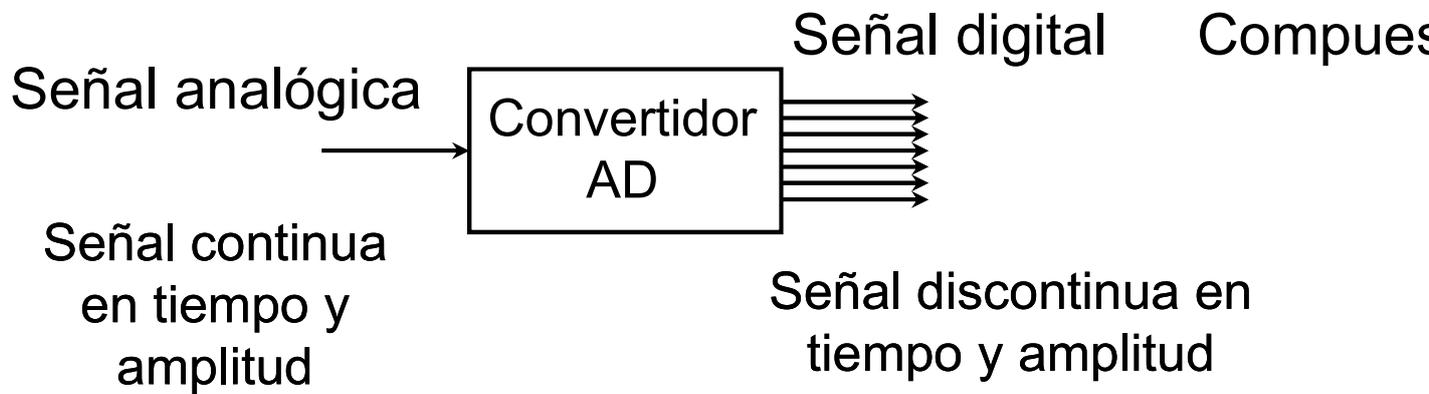


# Conceptos preliminares





# Conceptos preliminares



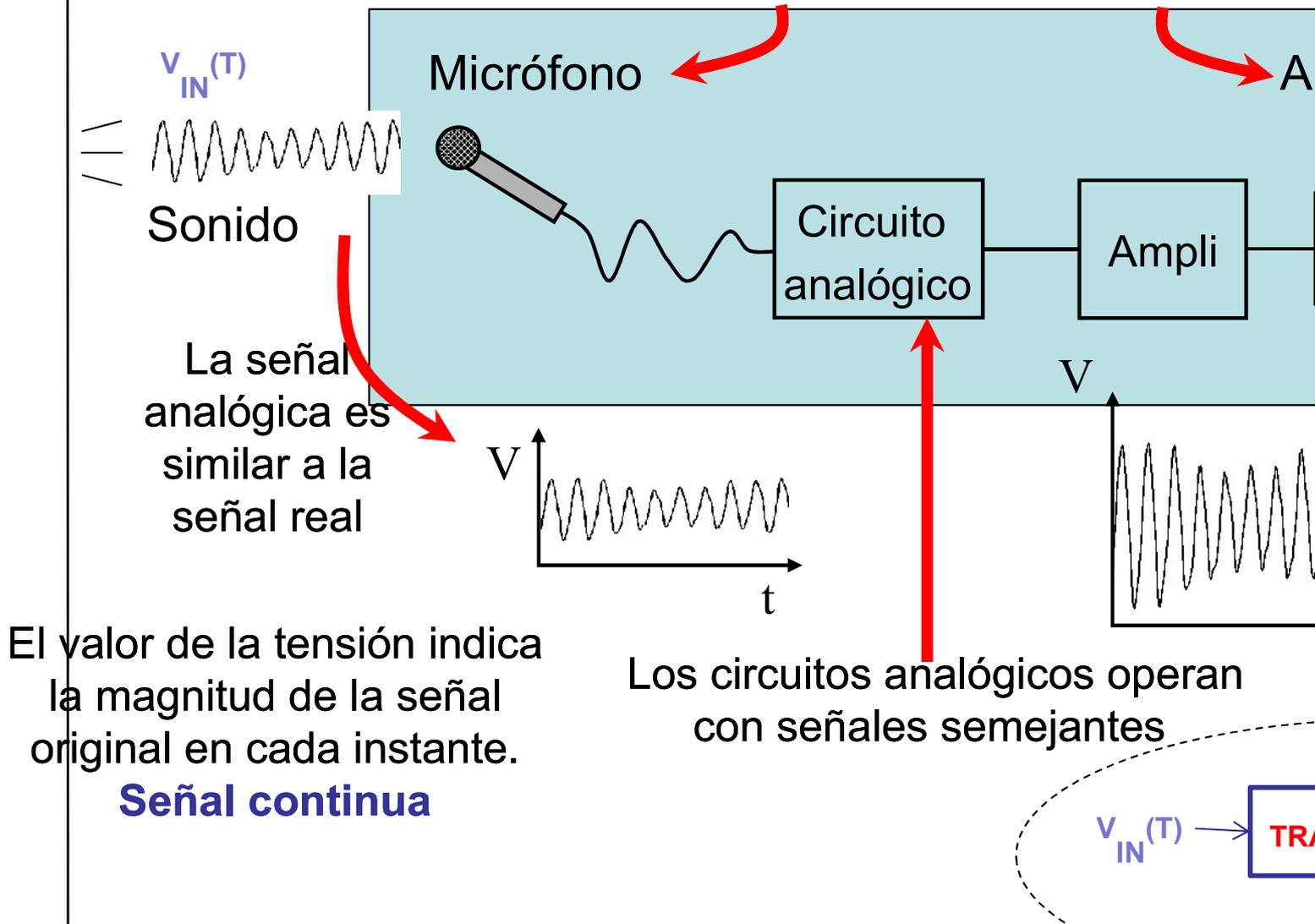
La resolución dependerá de las *divisiones de mi regla* para medir la señal

A más  
nú



# Conceptos preliminares

Sensores y transductores que transforman la señal real en una señal eléctrica





# Conceptos preliminares

---

## **VARIABLES FUNDAMENTALES: I, V y P**

Convenios de signos. Múltiplos y submúltiplos.

## **ELEMENTOS DE UN CIRCUITO:**

Son los modelos matemáticos de los dispositivos físicos de un circuito. Modelos de parámetros concentrados.

Activos: fuente de tensión/corriente - continua/alternas dependientes/independientes.

Pasivos: R,L,C.

Relación entre voltaje y corriente en cada uno de ellos.  
Potencia y energía.



# Conceptos preliminares

## ELEMENTOS DE UN CIRCUITO

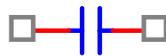
Los elementos pasivos que podemos encontrar en un  
Para señales sinusoidales:  $V=V_o \exp(j\omega t)$ ,  $I=I_o \exp(j\omega t)$

**Resistencia**



$$V = IR$$

**Condensador**



$$I = C \frac{dV}{dt} \Rightarrow Z_c = \frac{V}{I} \Rightarrow$$

**Bobina**



$$V = L \frac{dI}{dt} \Rightarrow Z_L = \frac{V}{I} \Rightarrow$$



## Leyes fundamentales: Leyes de Kirchoff

Ley de conservación de la carga y la energía para describir la corriente en cualquier red, lineal o no:

1ª.- La suma de caídas de voltaje alrededor de cualquier lazo es igual a cero.

2ª.- La suma de todas las corrientes que entren en cualquier nodo es igual a cero.

**Nodo:** Punto donde se conectan tres o más conductores.

**Rama:** Elemento o grupo de elementos con 2 terminales y 2 nudos

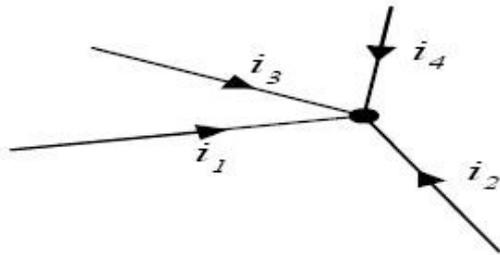
**Malla/lazo:** cualquier camino cerrado que pueda ser definido en el circuito.

**Resolver** un circuito: calcular todas las  $i$  que circulan por el circuito. NO hay una única forma de resolverlo.



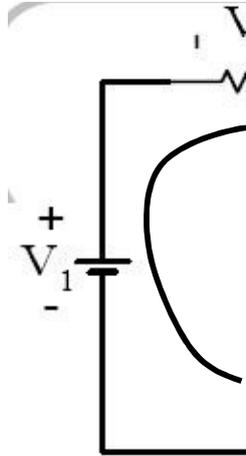
# Leyes fundamentales: Leyes de Kirchoff

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_4 = 0$$



Ejemplo

Regla general: corrientes entrantes positivas y salientes negativas



$$V_1 - V_2$$

Regla general: voltajes positivos y subidos negativos



# Principio de superposición

**ELEMENTO LINEAL:** aquel cuya característica v-i es de la forma

$$v = a \cdot i_1 + b \cdot i_2 \quad \text{ó} \quad i = c \cdot v_1 + d \cdot v_2$$

con a, b, c, d constantes.

En general a, b, c, d pueden ser operadores lineales (de la característica v-i es de la forma:

$$v = a \frac{di_1}{dt} + b \int i_2 dt$$

**PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN:** en todo sistema lineal, la respuesta de un elemento en un circuito debida a una suma de entradas, será igual a la suma de las respuestas de cada una de las entradas aplicadas individualmente.

Notar que podemos aplicar superposición aunque no todas las entradas apliquen en la misma localización.



Ejemplo 1: Determinar la tención  $v_x$  en el circuito  
a) aplicando el principio de superposición y b)

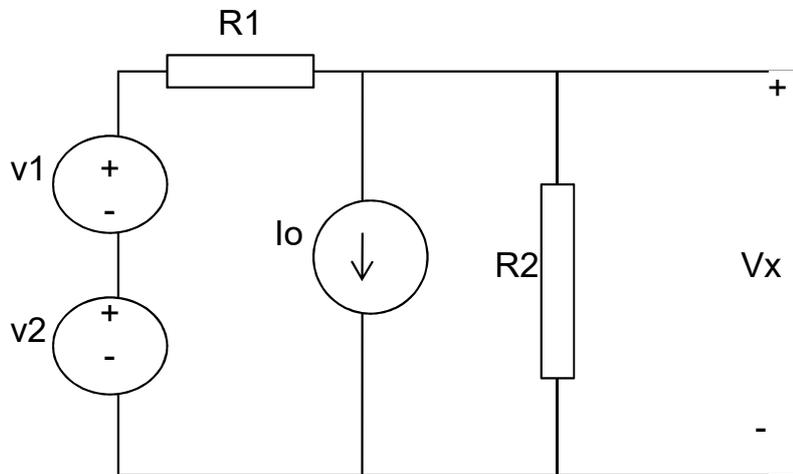


Figura 1

Sol.

$$V_x = (v_1 + v_2) \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) - I_o \left( \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$



# Teoremas de reducción de circuitos

## Equivalente de Thévenin:

Cualquier circuito resistivo (contiene únicamente resistencias) puede ser representado por un circuito más sencillo, formado por una sola fuente de voltaje y una resistencia en serie. Este es el "Equivalente de Thévenin" del circuito original.

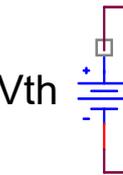
$V_{th}$  representa todas las fuentes.

$R_{th}$  representa todas las resistencias.

Circuito Complejo



Ambos circuitos tienen el mismo comportamiento





# Teoremas de reducción de circuitos

Metodo para calcular el equivalente de théven

$V_{th}$ :

1- Se desconecta la parte no lineal (diodo, tra

2- El voltaje en abierto es  $V_{th} \cdot V_{oc} = V_{th}$

$R_{th}$ : dos formas:

3- Se cortocircuitan los bornes

4- Se halla la corriente de cortocircuito  $i_{sc}$

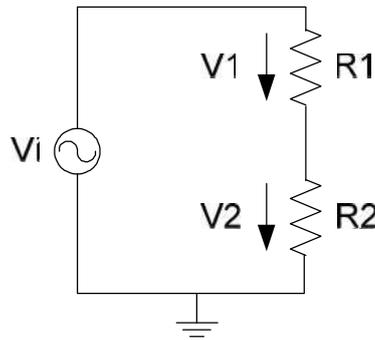
4- Se calcula  $R_{th} = V_{th} / i_{sc}$

Ó se hacen cero las fuentes del circuito y  
resistencia que se ve desde el puerto.

# Divisores de tensión y voltaje

## Divisor de tensión:

Las impedancias son atravesadas por la misma corriente

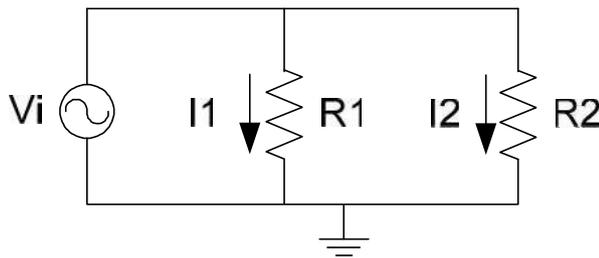


$$I_1 = I_2 = \frac{V_i}{R_1 + R_2}$$

$$V_1 = \frac{R_1 \cdot V_i}{R_1 + R_2};$$

## Divisor de corriente:

Las impedancias están sometidas a la misma tensión



$$I_1 \cdot R_1 = I_2 \cdot R_2; I_i = I_1 + I_2$$

$$I_1 = I_i - I_2 = I_i - \frac{I_i \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$I_1 = \frac{R_2 \cdot I_i}{R_1 + R_2}; I_2 = \frac{R_1 \cdot I_i}{R_1 + R_2}$$



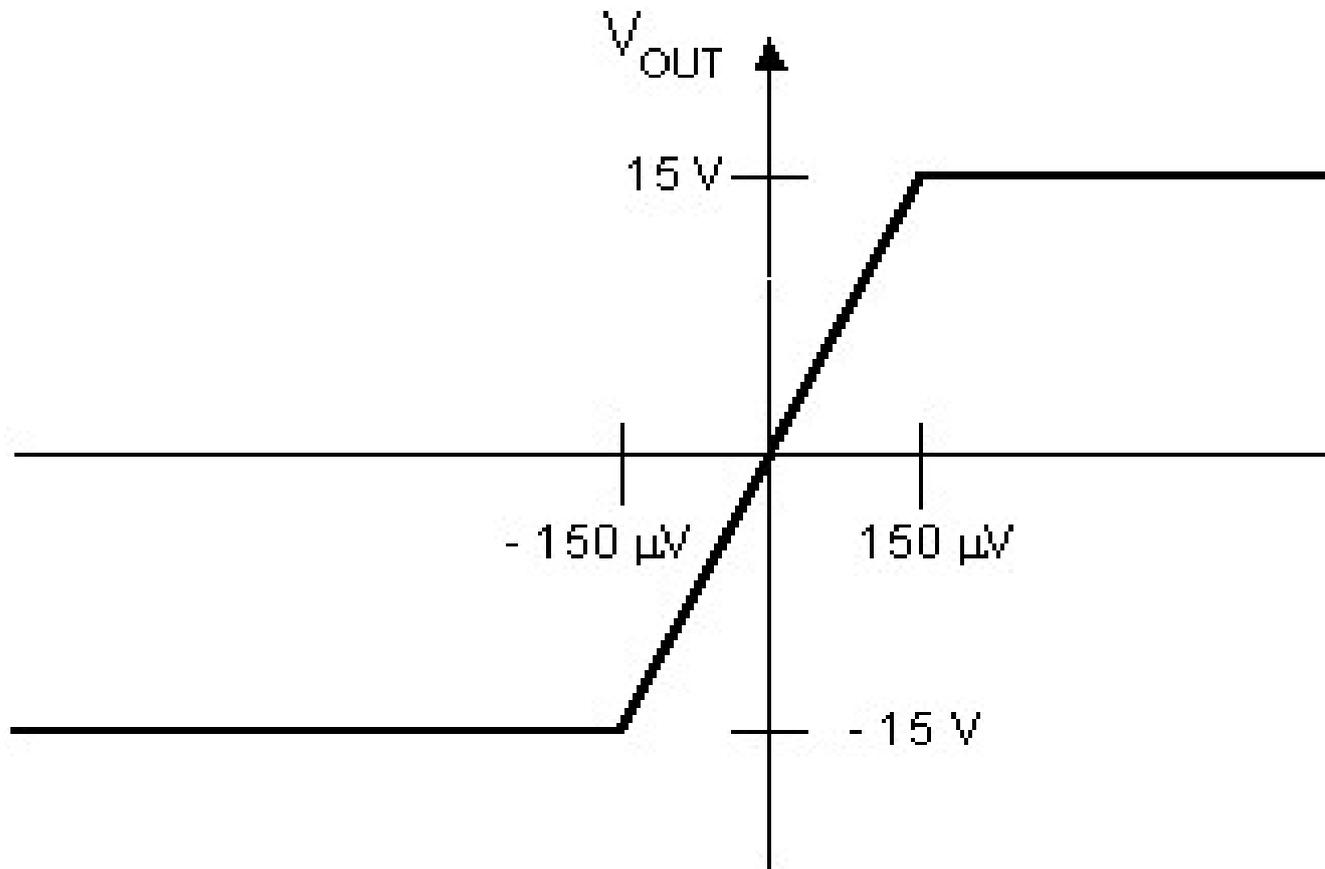
## Característica I-V.

**Característica I-V** de un elemento de un circuito.  
Describe la relación entre la corriente que fluye a través del elemento y el voltaje a través de sus terminales.

Fundamental: entender **qué nos dice** un gráfico I-V.

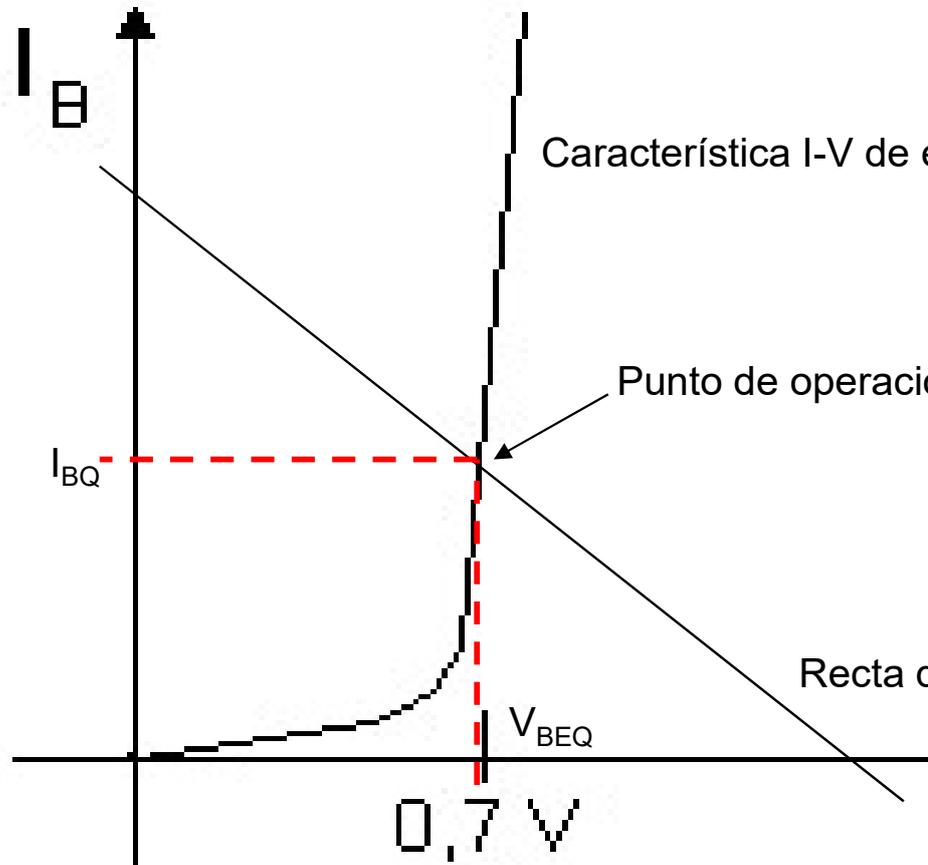


## Ejemplos:

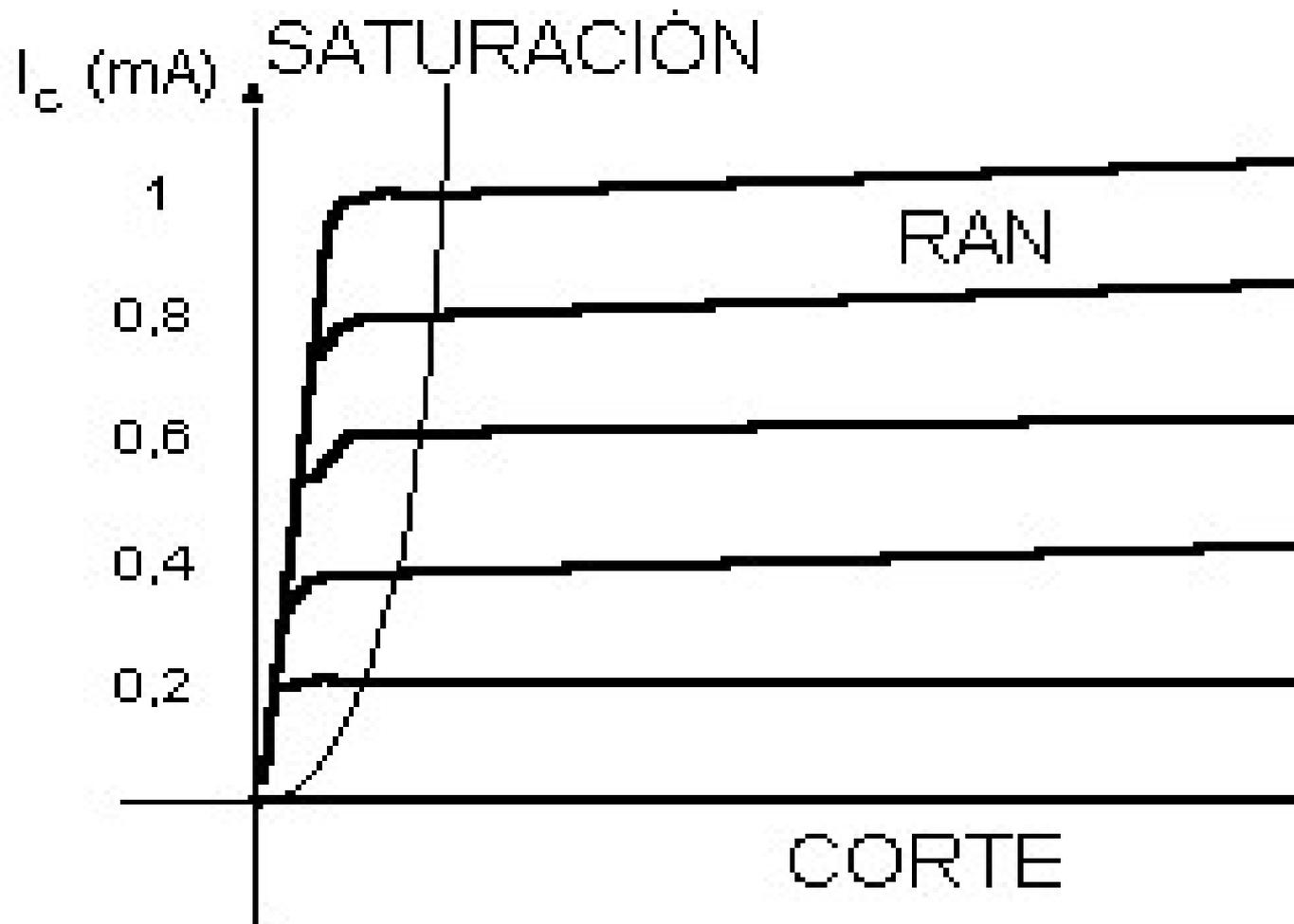




# Ejemplos:



## Ejemplos:





## Recta de carga:

- Característica  $v-i$  de un elemento en un circuito que describe la relación entre la corriente que circula por el elemento y el voltaje a través de sus terminales.
- Gráfica  $I-V$  **determina todos los modos de operación permitidos** por dicho elemento.



Ejemplo: Hallar la característica v-i de los terminales de la figura 1 (transparencia nº 14)

Sistema lineal: característica v-i es una recta  
Con las tres fuentes aplicadas: la recta no pasa por el origen  
Calculo cortes con los ejes:  $V_{oc} = 7V$

$$i_{sc} = 2.1 \text{ mA}$$

$$i_x = (-0.3V_x + 2.1) \text{ mA}$$

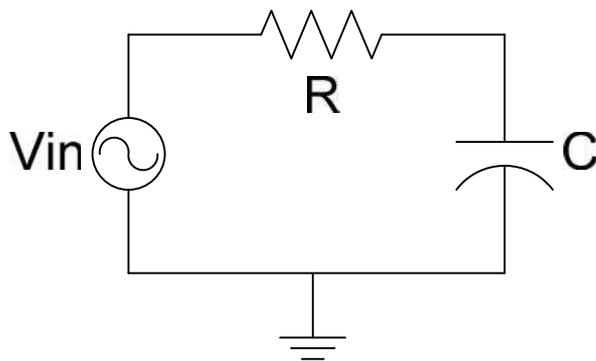
# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

**Circuitos de primer orden:** Son circuitos caracterizado por una ecuación diferencial de primer orden. Cualquier circuito formado por cualquiera de resistencias y fuentes independientes y un almacenador de energía (L ó C) es de 1<sup>er</sup> orden.

**Régimen transitorio:** Solución a la ec.dif. homogénea, que representa el comportamiento natural del sistema.

**Régimen permanente:** Solución a la ec.dif. completa, que representa el comportamiento del sistema forzada por una excitación exterior.

## Ejemplo 1: Circuito RC

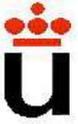


Homogénea:

$$R \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$$

Completa:

$$v_{in}(t) = R \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$$



# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 1: Circuito RC

Solución homogénea:  $R \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt = 0;$

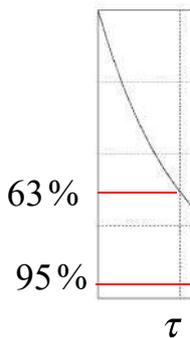
Condiciones iniciales:  $u_C(0) = V_0; v_{in}(t) = 0 \quad i(0) = \frac{V_0}{R}$  }  
Solución tipo:  $i(t) = K \cdot e^{\lambda t}$  }

Tensión en el condensador:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad \left. \begin{array}{l} u_C(t) = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} + Cte \\ u_C(0) = V_0 \end{array} \right\} \Rightarrow Cte$$

Constante de tiempo:

$$\tau = RC; \quad \omega = \frac{1}{\tau} = 2\pi \cdot f$$





# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 1: Circuito RC

Solución completa. Excitación escalón (habitual en electrón)

$$v_{in}(t) = R \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$$

Condiciones iniciales:  $u_C(0) = V_0; v_{in}(t) = V_{in}; i(0) = \frac{V_{in} - V_0}{R}$  }

Solución tipo:  $i(t) = K \cdot e^{\lambda t}$

Tensión en el condensador:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad u_C(t) = (V_0 - V_{in}) \cdot e^{-\frac{t}{RC}} + Cte \quad \Rightarrow \quad u_C(t)$$

Solución genérica a los sistemas de 1<sup>er</sup> orden:

$$f(t) = [f(0) - f_{\infty}(0)] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + f_{\infty}(t)$$





# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 1: Circuito RC

Solución completa. Excitación senoidal. Características de las respuestas senoidales:

- 1.- La respuesta en régimen permanente de un circuito a una excitación senoidal es una función senoidal de igual frecuencia, misma amplitud y la fase puede variar.
- 2.- La suma de funciones senoidales de igual frecuencia es una función senoidal de igual frecuencia. La amplitud y la fase pueden variar.
- 3.- La derivada de una senoide es de forma senoidal, con la misma frecuencia, pero con una fase adelantada  $90^\circ$ .
- 4.- Mediante la descomposición en serie de Fourier, una función periódica puede representarse como una combinación lineal de un número finito de funciones senoidales.
- 5.- Los alternadores generan tensión con forma senoidal, que es la forma de onda fácil de obtener.

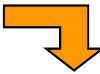


# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

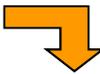
## Ejemplo 1: Circuito RC

Solución analítica a la completa. Excitación senoidal:

$$v_{in}(t) = R \cdot i(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad \text{siendo } v_{in}(t) = V_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi_v)$$

Solución tipo:  $i(t) = I_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i)$  

$$R \cdot I_{in} \cos(\omega t + \varphi_i) + \frac{1}{\omega C} I_{in} \sin(\omega t + \varphi_i) = V_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi_v)$$

Particularizando para:  $\omega t = 0; \omega t = \frac{\pi}{2}$  

$$\left. \begin{aligned} R \cdot I_{in} \cos(\varphi_i) + \frac{1}{\omega C} I_{in} \sin(\varphi_i) &= V_{in} \cdot \cos(\varphi_v) \\ R \cdot I_{in} \sin(\varphi_i) - \frac{1}{\omega C} I_{in} \cos(\varphi_i) &= V_{in} \cdot \sin(\varphi_v) \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_{in}, \varphi_i$$

# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 1: Circuito RC

Resolución vectorialmente.

Módulo:

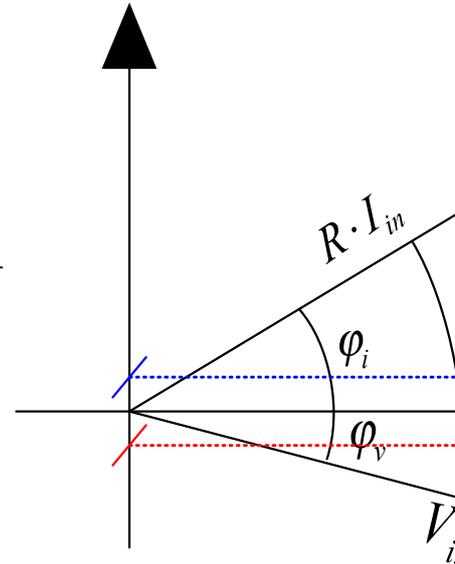
$$V_{in} = \sqrt{R^2 \cdot I_{in}^2 + \frac{I_{in}^2}{(\omega C)^2}} \quad \Rightarrow \quad I_{in} = \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}}$$

Argumento:

$$\varphi_i = \varphi_v - \varphi; \quad \varphi = \arctg \frac{1}{\omega RC}$$

Solución:

$$i(t) = \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}} \cdot \cos(\omega t + \varphi_v - \varphi) \quad \Leftrightarrow \quad u_C(t) = \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}} \cdot \cos(\omega t + \varphi_v)$$



**Método muy laborioso y difícil para circuitos más**



# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 1: Circuito RC

Resolución mediante complejos

$$\begin{aligned} \text{Euler: } e^{j\omega t} &= \cos(\omega t) + j \operatorname{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) &= \operatorname{Re}[e^{j\omega t}] \\ e^{-j\omega t} &= \cos(\omega t) - j \operatorname{sen}(\omega t) & \operatorname{sen}(\omega t) &= \operatorname{Im}[e^{j\omega t}] \end{aligned}$$

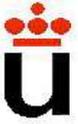
Solución tipo:

$$i(t) = I_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i) = I_{in} \cdot \operatorname{Re}[e^{j(\omega t + \varphi_i)}] = I_{in} \cdot \operatorname{Re}[e^{j\varphi_i}] \cdot e^{j\omega t}$$

Solución para régimen senoidal permanente

$$R \cdot I_{in} e^{j\varphi_i} e^{j\omega t} + \frac{1}{C} \frac{1}{j\omega} I_{in} e^{j\varphi_i} e^{j\omega t} = V_{in} \cdot e^{j\varphi_v} e^{j\omega t}$$

$$I_{in} e^{j\varphi_i} = \frac{V_{in}}{\sqrt{R + \frac{1}{j\omega C}}} \cdot e^{j\varphi_v}; \quad I_{in} e^{j\varphi_i} = \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}} \cdot e^{j(\varphi_v - \varphi)} \quad \Rightarrow \quad I_{in} \operatorname{Re}[e^{j\varphi_i}] =$$



# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

Respuesta de los elementos pasivos básicos al régimen senoidal

$$u(t) = V_{in} \cdot e^{j\varphi_V} e^{j\omega t}; \quad i(t) = I_{in} \cdot e^{j\varphi_i} e^{j\omega t}$$

Resistencia

$$u(t) = R \cdot i(t)$$

$$V_{in} \cdot e^{j\varphi_V} e^{j\omega t} = R \cdot I_{in} \cdot e^{j\varphi_i} e^{j\omega t}$$



$$R = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

$$\varphi_V = \varphi_i$$

Corriente y la tensión en fase

Bobina

$$u(t) = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$V_{in} \cdot e^{j\varphi_V} e^{j\omega t} = j\omega L \cdot I_{in} \cdot e^{j\varphi_i} e^{j\omega t}$$

$$V_{in} \cdot e^{j\varphi_V} = \omega L \cdot I_{in} \cdot e^{j\varphi_i + \pi/2}$$



$$V_{in} = \omega L \cdot I_{in}$$

$$Z_L = j\omega L$$

$$\varphi_V = \varphi_i + \pi/2$$

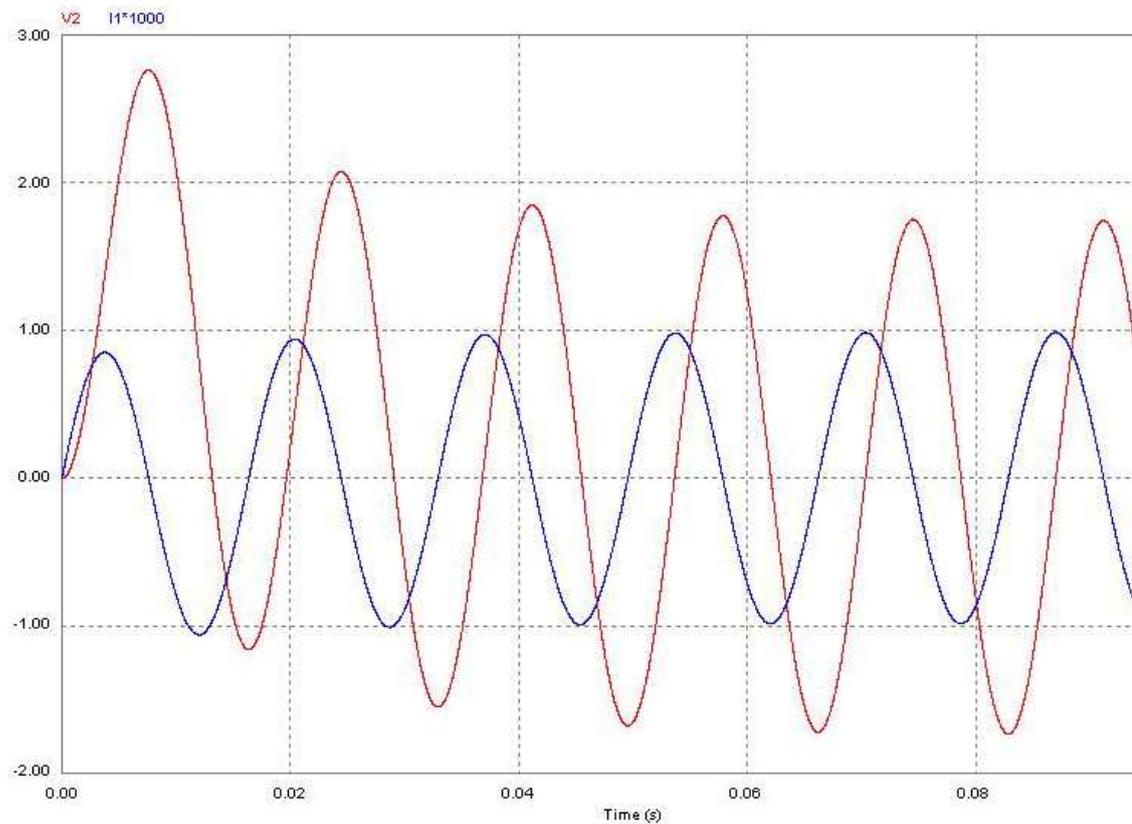
La corriente retrasa 90° a la tensión

La corriente



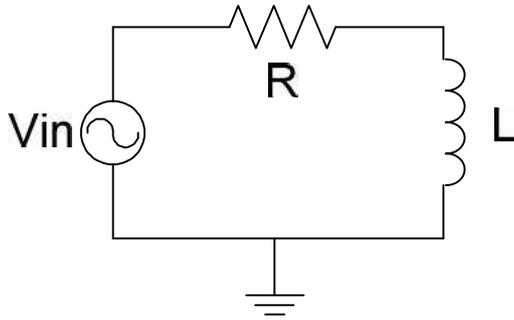
# Circuitos RC: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

**Ejemplo 1: Circuito RC**  $F=60\text{ Hz}$ ;  $R=10\text{K}$ ;  $C=1,5\mu\text{F}$ . Módulo de la función de transferencia.



# Circuitos RL: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 2: Circuito RL



Homogénea:

$$R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt} = 0$$

Completa:

$$v_{in}(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt}$$

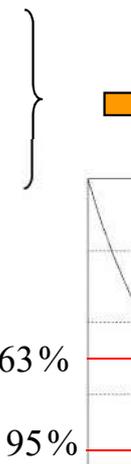
Solución a la homogénea (transitorio):

Condiciones iniciales:  $i(0) = -I_0$ ;  $v_{in}(t) = 0$ ;  $u_L(0) = I_0 \cdot R$

Solución tipo:  $i(t) = K \cdot e^{\lambda t}$

Tensión en la resistencia:  $u_L(t) = L \cdot \frac{di}{dt} = -I_0 R \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t}$

Constante de tiempo:  $\tau = \frac{L}{R}$ ;  $\omega = \frac{1}{\tau} = 2\pi \cdot f$





# Circuitos RL: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 2: Circuito RL

Solución completa. Excitación escalón (habitual en electrón

$$v_{in}(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt}$$

Condiciones iniciales y finales:  $i(0) = I_0$ ;  $v_{in}(t) = V_{in}$ ;  $i(\infty) = \frac{V_{in}}{R}$

Solución genérica a los sistemas de 1<sup>er</sup> orden:  $f(t) = [f(0) - f(\infty)] e^{-\frac{R}{L}t} + f(\infty)$

$$i(t) = \left[ I_0 - \frac{V_{in}}{R} \right] e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_{in}}{R}$$

Tensión en la bobina:

$$u_L(t) = L \frac{di}{dt} \quad u_L(t) = (V_{in} - R \cdot I_{in}) \cdot e^{-\frac{R}{L}t}$$



# Circuitos RL: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 2: Circuito RL

Solución analítica a la completa. Excitación senoidal:

$$v_{in}(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt} \quad \text{siendo } v_{in}(t) = V_{in} \cdot \cos(\omega t)$$

Solución tipo:  $i(t) = I_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi_i)$  

$$R \cdot I_{in} \cos(\omega t + \varphi_i) - \omega L \cdot I_{in} \sin(\omega t + \varphi_i) = V_{in} \cdot \cos(\omega t)$$

Particularizando para:  $\omega t = 0; \omega t = \frac{\pi}{2}$  

$$R \cdot I_{in} \cos(\varphi_i) - \omega L \cdot I_{in} \sin(\varphi_i) = V_{in} \cdot \cos(\varphi_v) \quad \left. \vphantom{R \cdot I_{in} \cos(\varphi_i)} \right\}$$

$$R \cdot I_{in} \sin(\varphi_i) + \omega L \cdot I_{in} \cos(\varphi_i) = V_{in} \cdot \sin(\varphi_v) \quad \left. \vphantom{R \cdot I_{in} \sin(\varphi_i)} \right\}$$

# Circuitos RL: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

## Ejemplo 2: Circuito RL

Resolución vectorialmente.

Módulo:

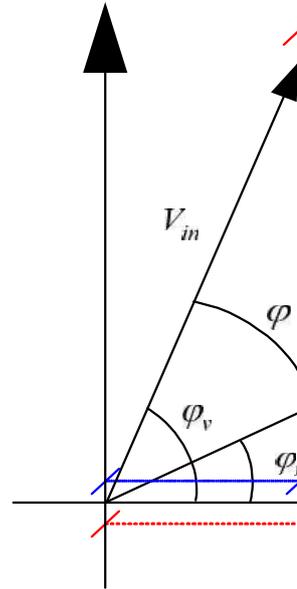
$$V_{in} = \sqrt{R^2 \cdot I_{in}^2 + (\omega L)^2 \cdot I_{in}^2} \quad \Rightarrow \quad I_{in} = \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

Argumento:

$$\varphi_i = \varphi_v - \varphi; \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}$$

Solución:

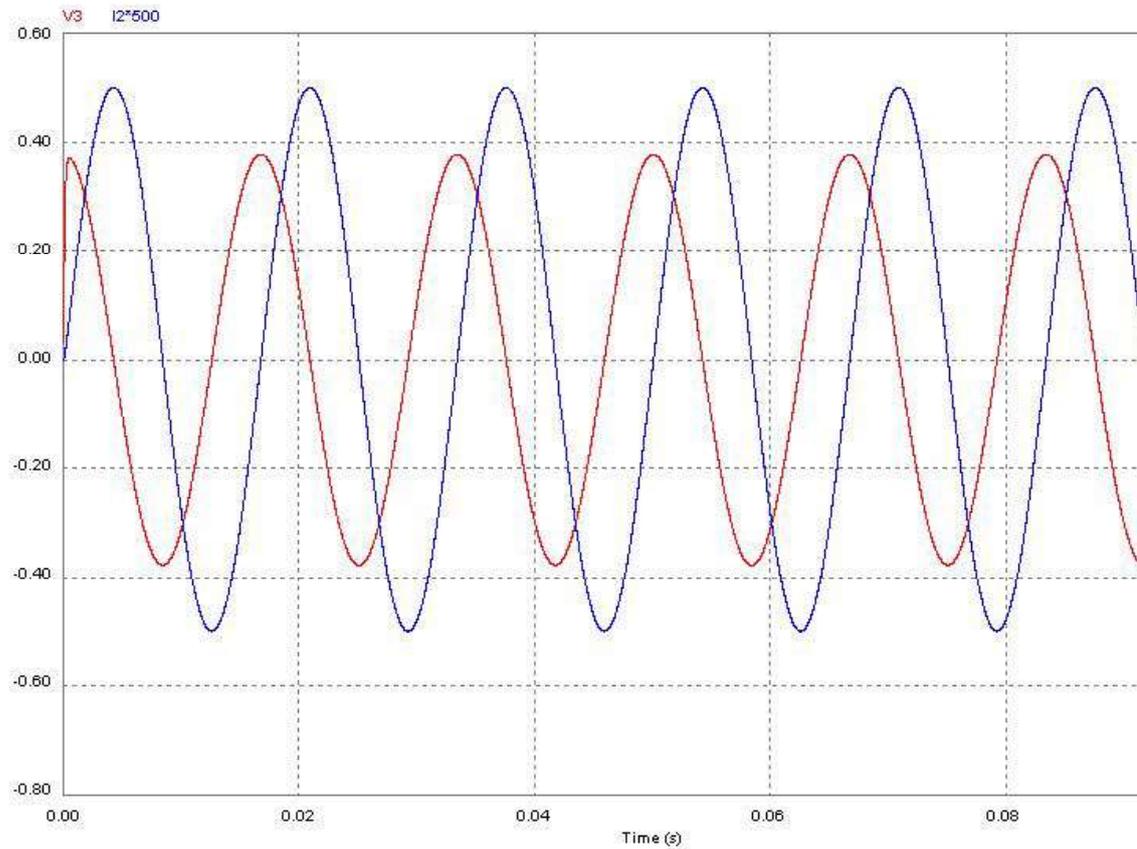
$$i(t) = \frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cdot \cos(\omega t + \varphi_v - \varphi) \quad \Leftrightarrow \quad u_L(t) = -\frac{V_{in}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$





# Circuitos RL: Circuitos de 1<sup>er</sup> orden

Ejemplo 2: Circuito RL  $F=60\text{ Hz}$ ;  $R=10\text{K}$ ;  $L=1,5\text{mH}$





# **Circuitos RC en el régimen sinusoidal permanente: Objetivo**

**Saber la información que da una función de transferencia**

**Ej: hoja 1**



# Uso de simulación de circuitos

- ✓ Herramienta **FUNDAMENTAL** en el diseño de sistemas
- ✓ Te será muy útil en esta y otras asignaturas del grado
- ✓ Usaremos la herramienta “**Cadence OrCAD Capture**”  
de Cadence. ([http://www.cadence.com/products/orcad/orcad\\_capture](http://www.cadence.com/products/orcad/orcad_capture))
- ✓ El paquete completo está instalado en el aula de informática
- ✓ Puedes conseguir una demo (pon “**orcad download**”  
y sigue los pasos)



# Tema 2. Amplificadores Operacionales

2.1) Introducción.

2.2) Modelo simplificado. Modelo Ideal.

2.3) Realimentación negativa y positiva del A.O.

2.4) Realimentación negativa:

Circuitos lineales con A.O.

2.4.1) Amplificador No Inversor

2.4.2) Amplificador Inversor

2.4.3) A.O. Seguidor de tensión

2.4.4) Amplificador diferencial

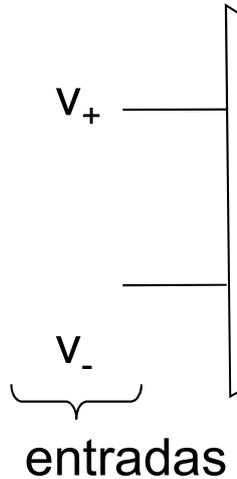
2.4.5) Integrador

2.4.6) Diferenciador

2.5) Realimentación positiva: Circuitos no lineales: Comparador

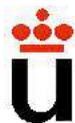
2.6) Propiedades no ideales de los A.O.

2.7) Ecuación de equilibrio de potencias del A.O.



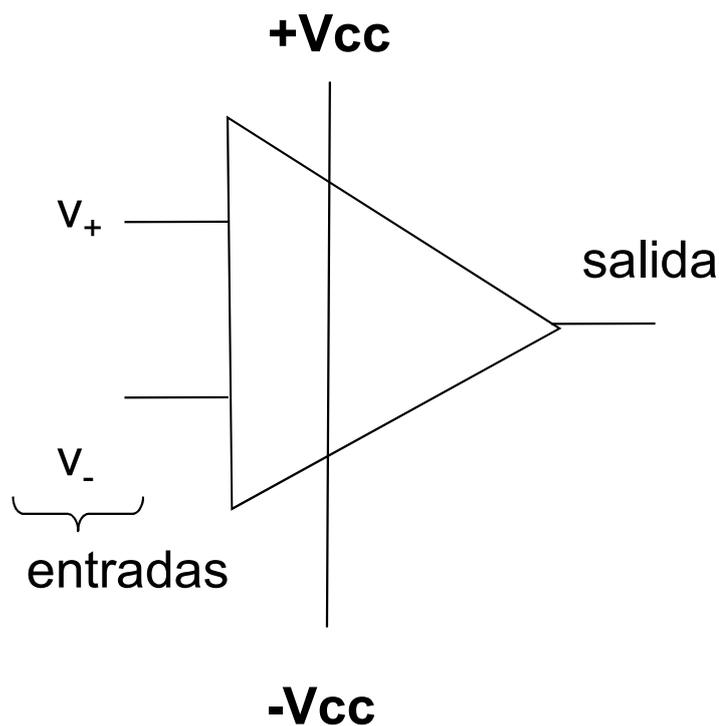


- ➡ **Dispositivo básico en el procesamiento** en los dispositivos electrónicos.
- ➡ Es un componente **no lineal**, aunque algunas ocasiones se comporta como un elemento lineal.
- ➡ Es el ***bloque*** fundamental de la electrónica.
- ➡ Diversidad de funciones en el procesamiento de señales (***amplificación, filtrado, acoplamiento, rectificación, detección de conmutación digital***)



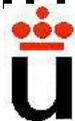
# El amplificador Operacional c

**Símbolo:**

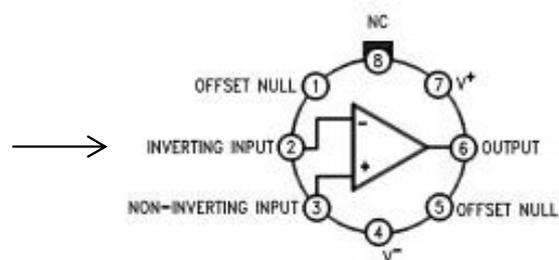
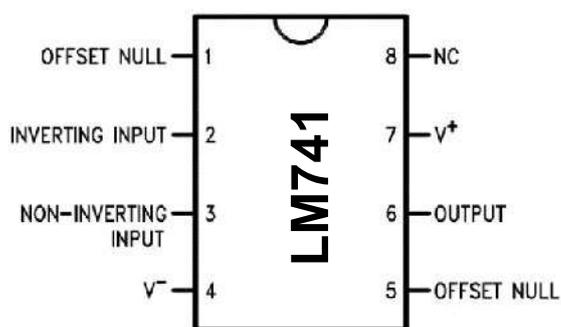


El AO es un dispositivo electrónico con dos entradas a las que se aplica una señal llamada **fuente (source)** y produce una señal de salida con una **ganancia (gain)**, a la señal de entrada. Esta señal de salida se conecta normalmente a otro circuito o elemento, llamado **carga (load)**.

# Introducción a los Amplificadores O



- ➔ Es un Circuito Electrónico Integrado (CI)
- ➔ Es un componente de **ganancia muy alta**





# Amplificación de señales

- ✓ **Transductores:** casi la totalidad de las señales físicas (intensidades débiles ( $\mu\text{V}$ )  $\Rightarrow$  Difícil procesamiento  $\Rightarrow$  **NECESIDAD** de amplificación)
- ✓ **El amplificador ideal es LINEAL:** produce señales SIN distorsión

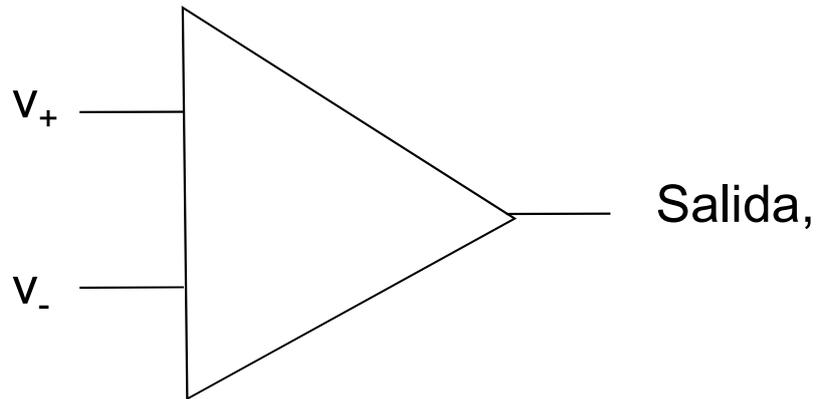
$$V_{\text{out}}(t) = A V_{\text{in}}(t)$$

**Notar:**  
disponer  
su ran

**A = GANANCIA DE Voltaje y de potencia (suministrada)**

- ✓ **Símbolo:**

Entradas,  $v_i = (v_+ - v_-)$ ,  
 $i_i$



# Amplificación de señales



- ✓  $A_v = v_o/v_i = \text{GANANCIA EN V [V/V]}$
- ✓ En un amplificador también hay ganancia en potencia (diferencia de transformador !!)
- ✓  $A_p = (\text{Load Power } (P_L))/(\text{Input power } (P_i)) = (v_o i_o)/(v_i i_i) =$
- ✓  $A_p = A_v A_i$ , unidades:  $[W/W]=[V/V][A/A]$
- ✓ Expresión de la ganancia en decibelios (escala logarítmica)

✓ Notar que  $A_v < 0$  implica que hay un desfase de  $180^\circ$  entre la entrada y de salida, NO que haya atenuación pero,

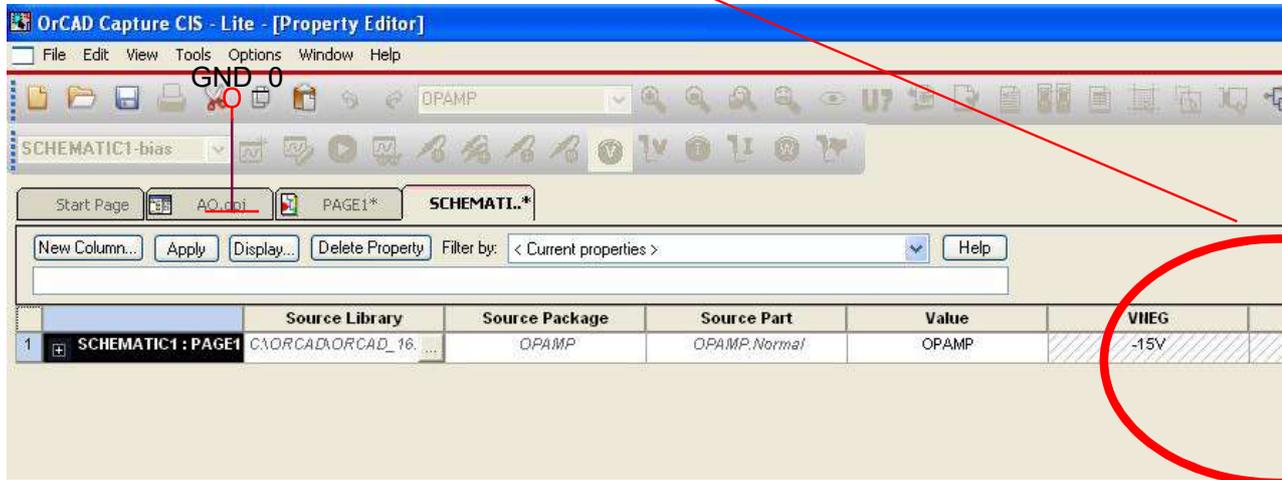
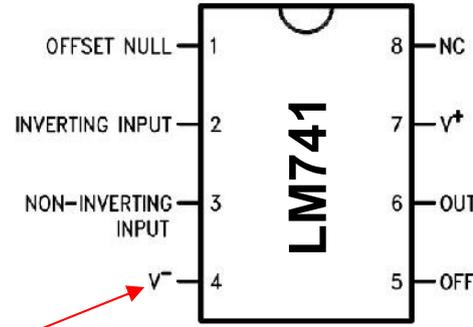
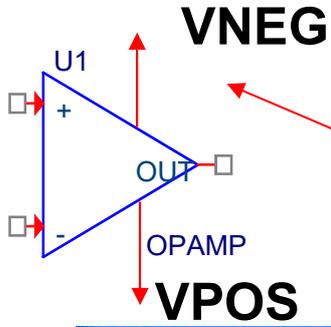
$20\log A_v < 0$  SI es indicativo de atenuación

Ej.:  $20\log A_v = -20 \text{ dB}$ , atenuación en un factor 10,  $A_v = 0.1$

# ¿de dónde sale la energía ad



- ✓ los amplificadores NECESITAN fuentes de alimentación que funcionen:  $V_1$  y  $V_2$





# Equilibrio de potencia en el am

- ✓ la potencia suministrada al amplificador por la alimentaci

$$P_{DC} = V_1 I_1 + V_2 I_2$$

- ✓ La ecuación de equilibrio de potencia será:

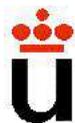
$$P_{DC} + P_I = P_L + P_{dis}$$

$P_I$  : potencia de entrada, típicamente muy

$P_L$  : potencia suministrada a la carga

$P_{dis}$  : potencia disipada en el circuito ampl

- ✓ EFICIENCIA =  $\eta = (P_L/P_{DC}) \times 100$

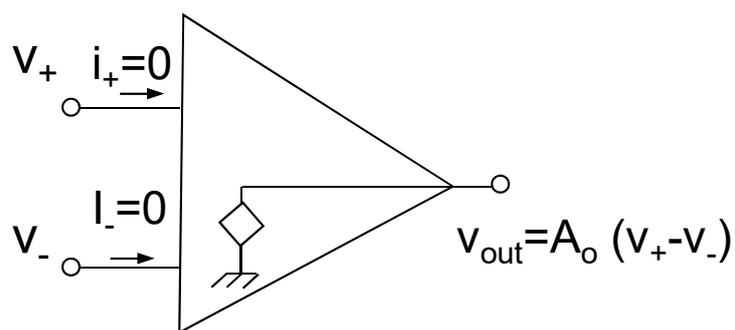


# Modelo Ideal de Amplificador Operacional. Función

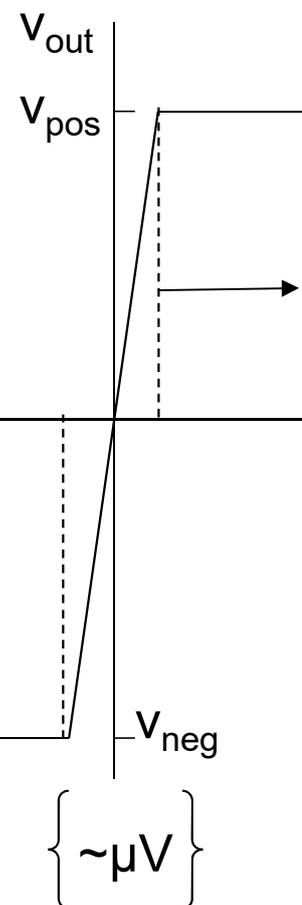
$$V_o = A_o(v_+ - v_-) \text{ si } V_{neg} \leq A_o(v_+ - v_-) \leq V_{pos}$$

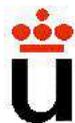
$$v_o = V_{pos} \text{ si } A_o(v_+ - v_-) > V_{pos}$$

$$v_o = V_{neg} \text{ si } A_o(v_+ - v_-) < V_{neg}$$



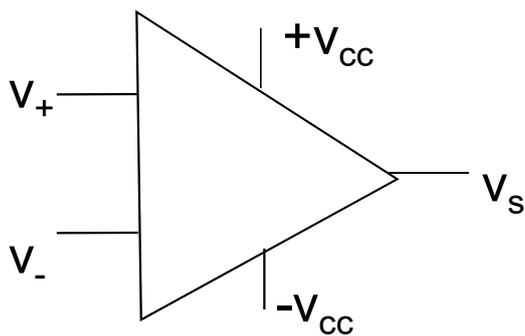
Saturación negativa





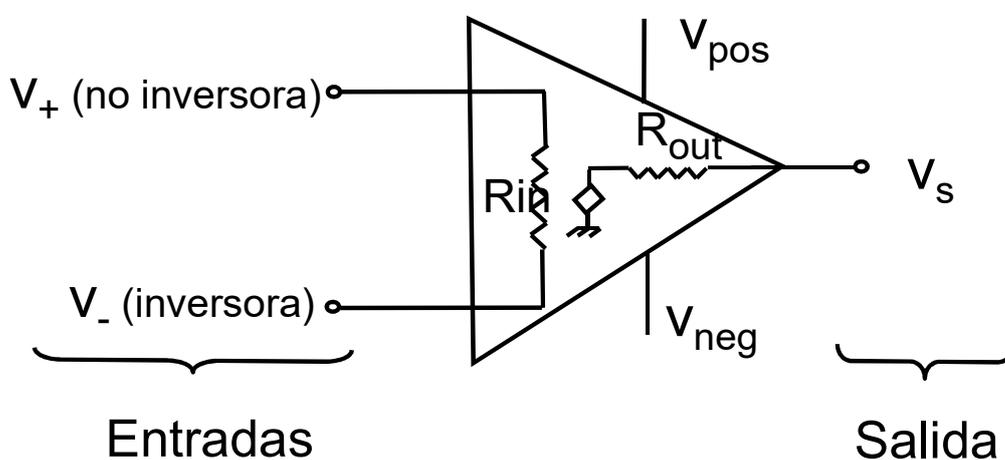
# Modelo Simplificado del Amplificador Operacional

**Símbolo del AO:**



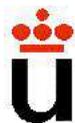
¡¡Todas las  
a una tien

**Modelo simplificado:**

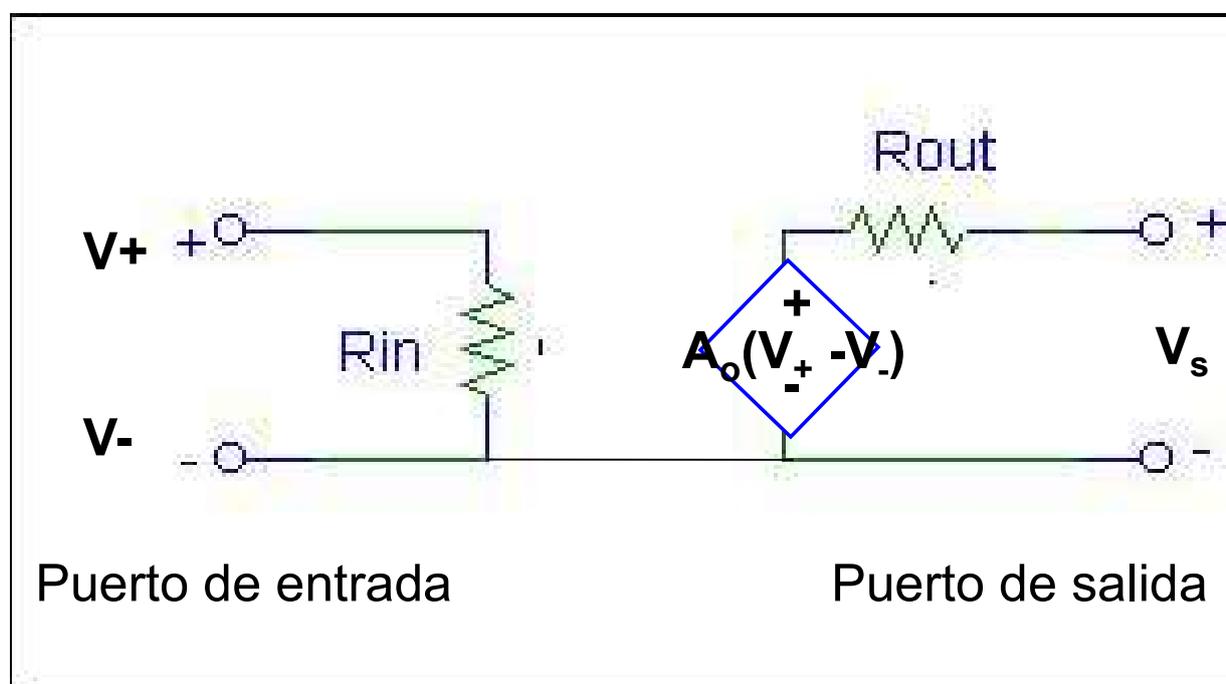


**Ganancia**

$V_s$   
Valores



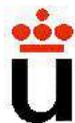
# Modelo Simplificado del Amplificador Operacional



idealmente

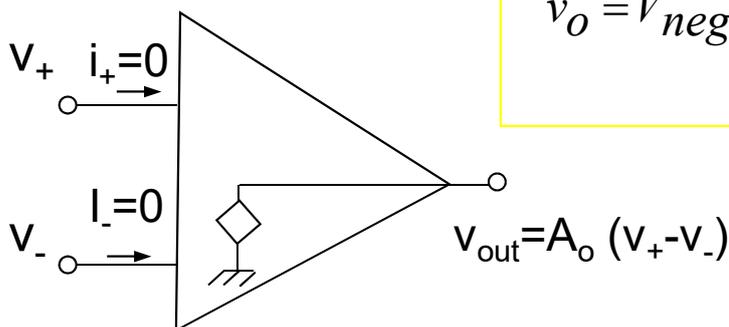
$$\frac{V_s}{V_e} = A_0$$

Con  $V_e = V_+ - V_-$

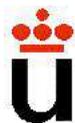


## Modelo Ideal de Amplificador Operacional

- ✓ Los límites para la saturación de la salida son las tensiones de alimentación ( $V_{pos}$  y  $V_{neg}$ )
- ✓ Ganancia muy alta  $A_0$
- ✓  $r_e$  muy alta
- ✓  $r_s$  muy baja



$$V_o = A_0(v_+ - v_-) \text{ si } V_o < V_{pos}$$
$$v_o = V_{pos} \text{ si } A_0(v_+ - v_- > V_{pos}$$
$$v_o = V_{neg} \text{ si } A_0(v_+ - v_- < V_{neg}$$

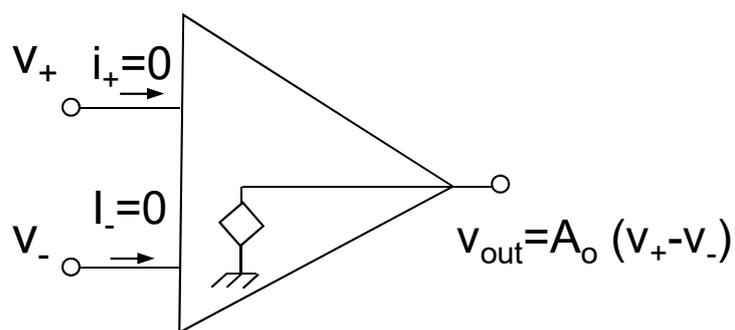


# Modelo Ideal de Amplificador Operacional. Función

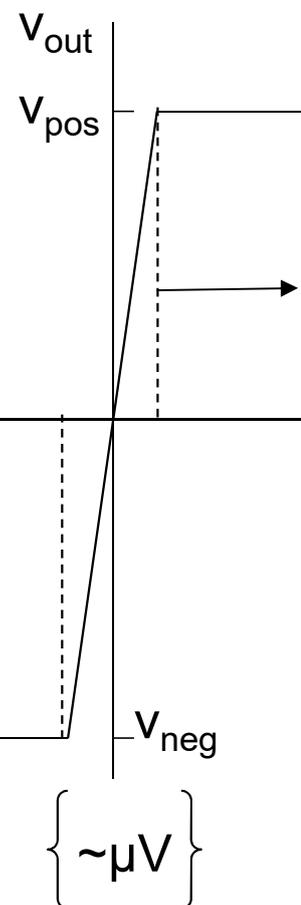
$$V_o = A_o(v_+ - v_-) \text{ si } V_{neg} \leq A_o(v_+ - v_-) \leq V_{pos}$$

$$v_o = V_{pos} \text{ si } A_o(v_+ - v_-) > V_{pos}$$

$$v_o = V_{neg} \text{ si } A_o(v_+ - v_-) < V_{neg}$$



Saturación negativa

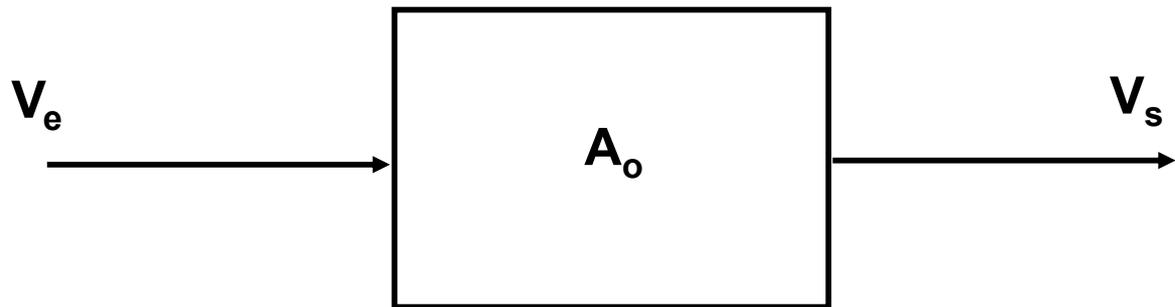




## ¿Qué es realimentar un sistema?

Sistema en Lazo Abierto (sin realimentación): *no controlado*

Ganancia en Lazo Abierto ( $A_o$ )



$$v_s = A_o \cdot v_e$$



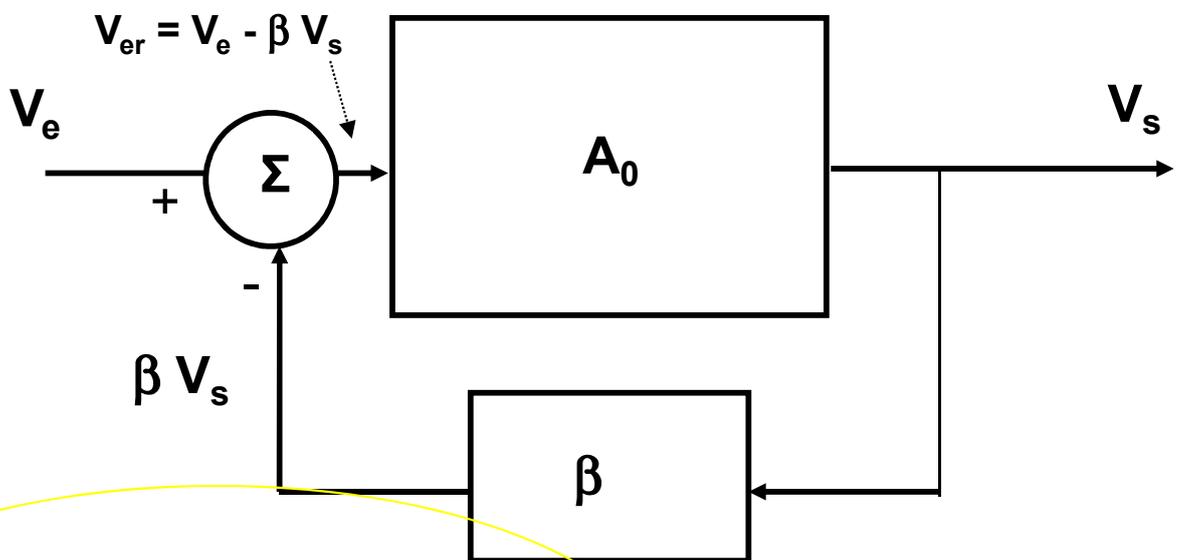
## Sistema realimentado

Sistema en Lazo Cerrado (con realimentación): *controla*

$A_f$  = Ganancia en Lazo Cerrado

$\beta$  = Realimentación (>0, realimentación negativa, <0 realimentación positiva)

$V_{er}$  = Señal de error



$\beta > 0$ , entra por entrada inversora, realimentación Neg.

$\beta < 0$  entra por entrada no inversora, realimentación Pos.



## Realimentación negativa

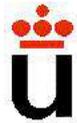
Justificación de la realimentación negativa (Insensibilidad)

Una **perturbación** que cause un cambio en  $A_o$  ( $\Delta A_o$ ) en el sistema Abierto ¿**Qué cambio produce** en  $A_f$  ( $\Delta A_f$ ) en el sistema cerrado?

$$\frac{\Delta A_f}{\Delta A_o} = \frac{\partial A_f}{\partial A_o} = \frac{(1 + \beta A_o) - \beta A_o}{(1 + \beta A_o)^2} = \frac{1}{(1 + \beta A_o)^2} \Rightarrow \Delta A_f = \frac{\Delta A_o}{(1 + \beta A_o)^2}$$

Por tanto:

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{1}{(1 + \beta A_o)} \frac{\Delta A_o}{A_o} \left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \beta < 0, \Delta A_f > \Delta A_o \rightarrow \text{Sistema m...} \\ \text{(Realimen. Pos.)} \\ \text{Si } \beta > 0, \Delta A_f < \Delta A_o \rightarrow \text{Sistema m...} \\ \text{(Realiment. Neg.)} \end{array} \right.$$



## Realimentación negativa

Justificación de la realimentación negativa

Usando un AO ideal:  $A_o \gg 1$ :

$$A_f = \frac{A_o}{(1 + \beta \cdot A_o)} \Rightarrow A_f = \frac{1}{\frac{1}{A_o} + \beta} \xrightarrow{A_o \gg 1} A_f$$

La amplificación en Lazo Cerrado  $A_f$  sólo depende del circuito de realimentación y es independiente de las propiedades internas del AO ( $A_o$ ,  $r_i$ ,  $r_o$ ).



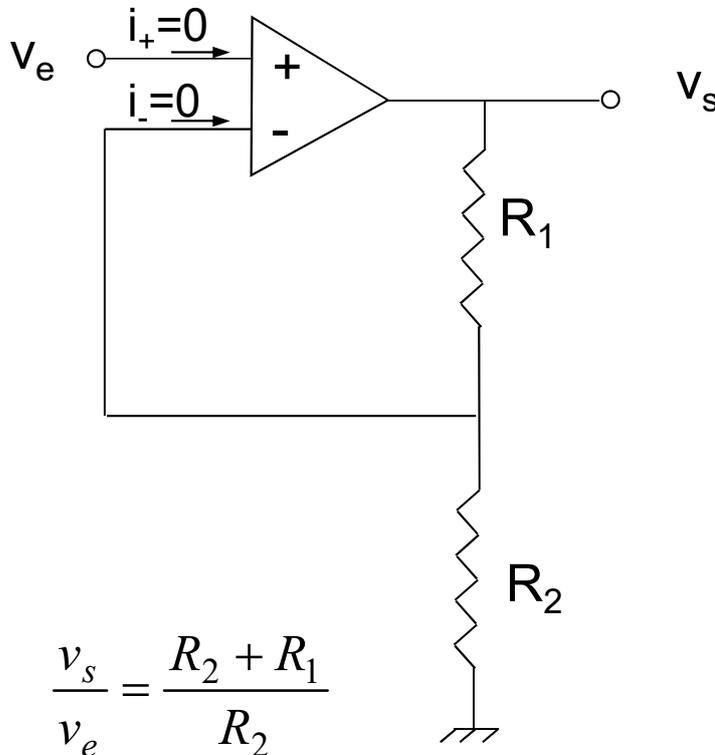
# Circuitos Lineales con Amplificadores C (realimentación negativa)

## Consideraciones iniciales:

- 1) El comportamiento del A.O. Se considera ideal (con "virtual" ( $v_+ \approx v_-$ ), corrientes de entrada *nulas*,  $i_+ \approx i_- \approx 0$ )
- 2) El AO opera en condiciones de **lazo cerrado (realimentación negativa)**
- 2) Como veremos, **las características del circuito dependen de valores externos y no del A.O.**  
**⇒ Los circuitos son independientes de la ganancia del A.O y de  $r_{in}$  y  $r_{out}$**
- 3) La precisión del circuito no depende tanto de los componentes sino de su relación entre ellos (p.e. la derivada)



## Amplificador no inversor



Función de transferencia

$$v_s = A_0 \cdot (v_+ - v_-) = A_0 (v_e - v_-)$$

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0 \cdot \beta}}$$

Función de transferencia

$$A_0 \rightarrow \infty; \quad \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_2 + R_1}{R_2}$$

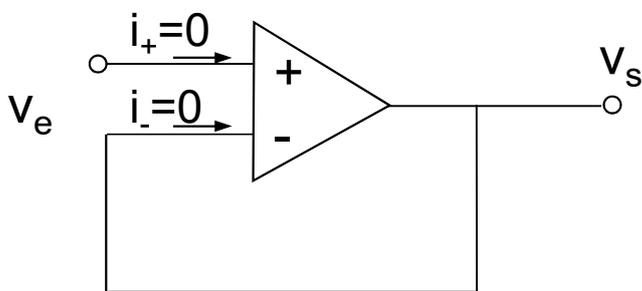
Impedancia de entrada

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = \infty$$

¡¡Corriente de entrada 0!!, la salida



## Seguidor de tensión



Función de transferencia:

No inversora con  $R_1 = 0$  y  $R_2 = \infty$

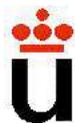
$$\frac{v_s}{v_e} = 1$$

No es un amplificador,  
desacoplador de impedancia

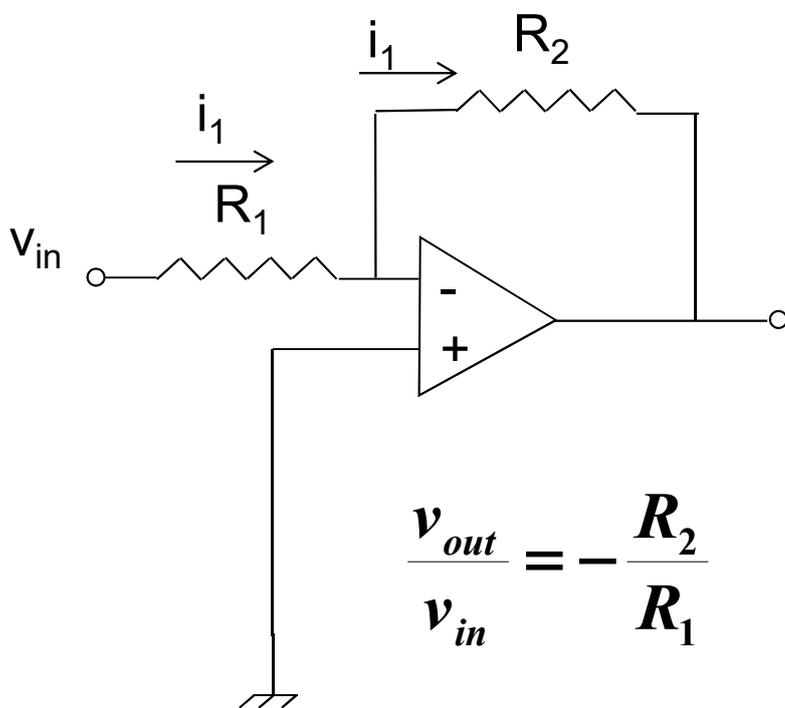
Impedancia de entrada:

¡¡Corriente de entrada 0!!, la salida no

Proporciona a la salida la misma tensión que a la entrada, independientemente de la impedancia de salida que le acopla, que es tanto como decir, independientemente de la intensidad de la señal. Esta configuración es importante en la amplificación de señales que teniendo un buffer de muy baja potencia y por tanto se atenuarían en el caso de conectar una carga con una impedancia mediana o baja impedancia de entrada. buffers.



## Amplificador Inversor



El concepto de “Cortocircuito virtual” simplifica el análisis

Función de transferencia

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

(Para formas de onda una inversión de fase)

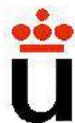
$v_{out}$

Impedancia de entrada

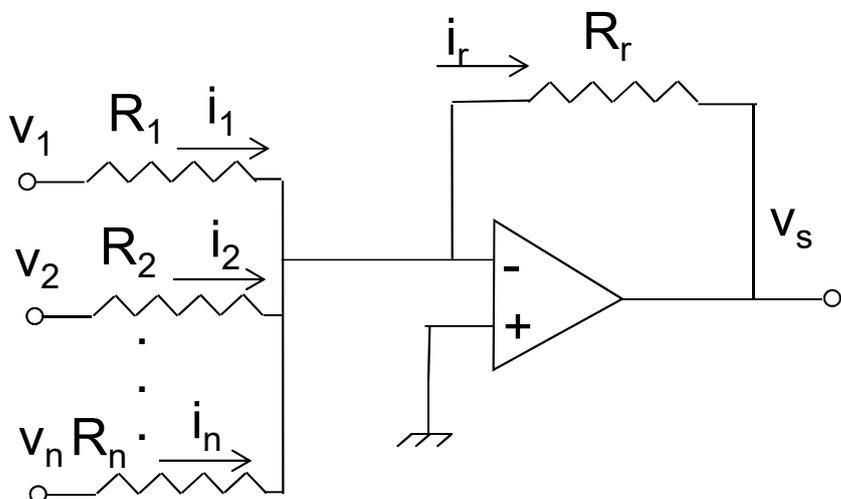
$$R_e = \frac{v_e}{i_e} =$$

La corriente de entrada

La salida puede ser



## Amplificador sumador

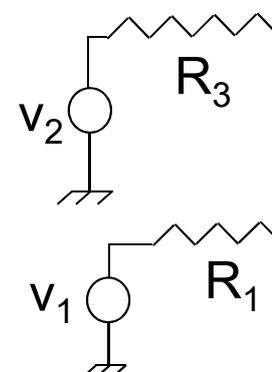


Función de transferencia

$$v_s = -R_f \left( \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n} \right)$$

Utilizado en mezcla de audio

## Amplificac

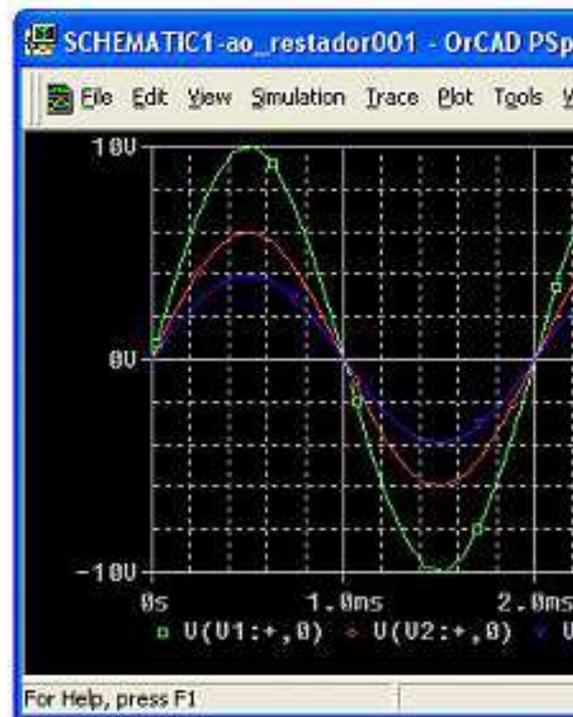
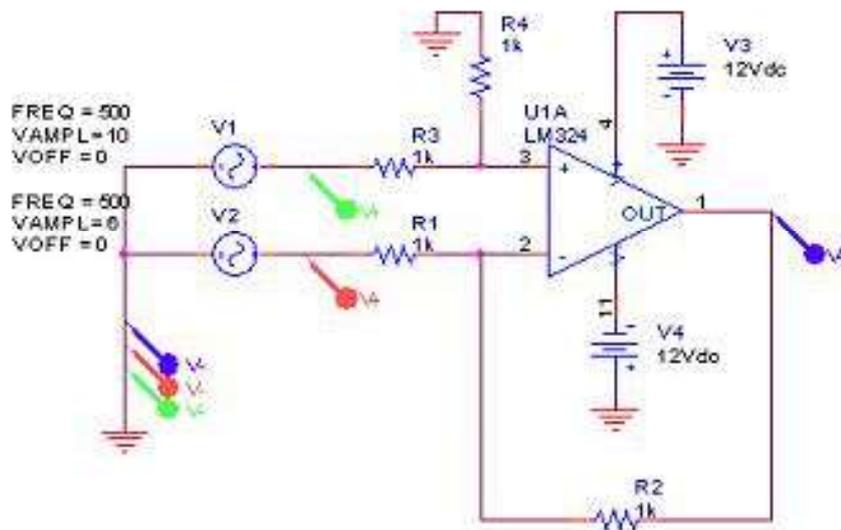


Función de

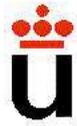
$$v_s = \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( \dots \right)$$

$$\text{Si } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

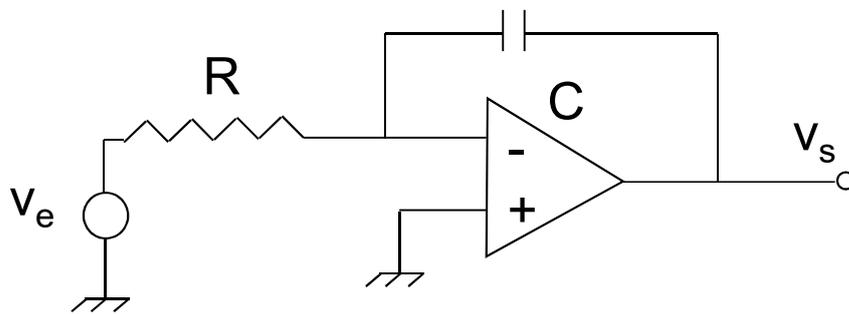
Puente



Bloque I: Circuitos Lineales



## Integrador



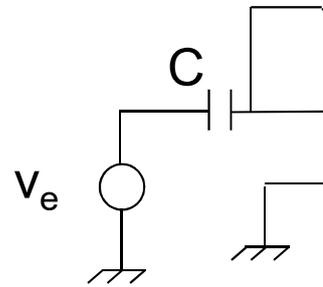
Función de transferencia

$$v_s = \frac{-1}{RC} \int v_e dt$$

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{1}{j\omega R_1 C}$$

Usado en generadores de funciones, filtros activos, CAD y control analógico

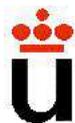
## Diferencial



Función de transferencia

$$v_s = -\frac{R}{C} v_e$$

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{R}{C}$$



## Algunas consideraciones sobre potencia

En un A.O. también hay ganancia en potencia, en la zona

$$A_P = \frac{\text{Load Power}(P_L)}{\text{input Power}(P_I)} = \frac{v_0 i_0}{v_i i_i} = A_v \cdot A_i$$

$$\left[ \frac{W}{W} \right] = \left[ \frac{V}{V} \right] \left[ \frac{A}{A} \right]$$

$$20 \log |A_p| \quad dB$$

En decibelios (escala logarítmica)

$$20 \log |A_i| \quad dB$$

$$10 \log |A_v| \quad dB$$

Ecuación de equilibrio de Potencia:

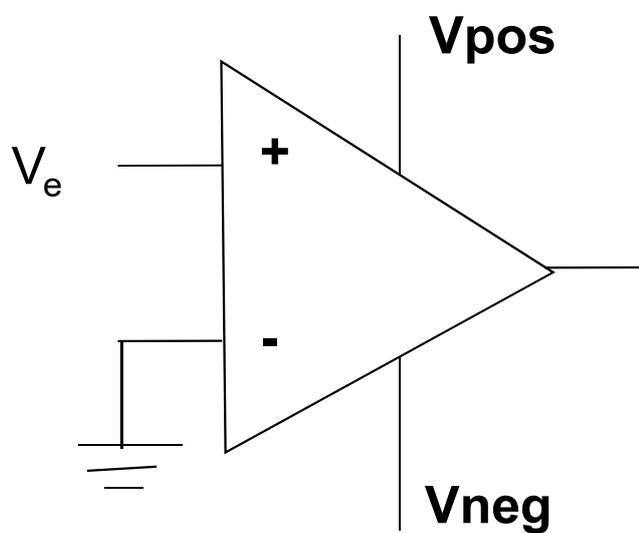
$$P_{dc} + P_I = P_L + P_{dis}$$

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100$$



## Circuitos No Lineales con Amplificadores Operacionales

- ✓ Un AO conectado sin retroalimentación se saturará => ci
- ✓ El AO funciona en su zona no lineal excepto en las transi
- ✓ **Circuito no lineal con muchas aplicaciones en el proce**  
**señales.**

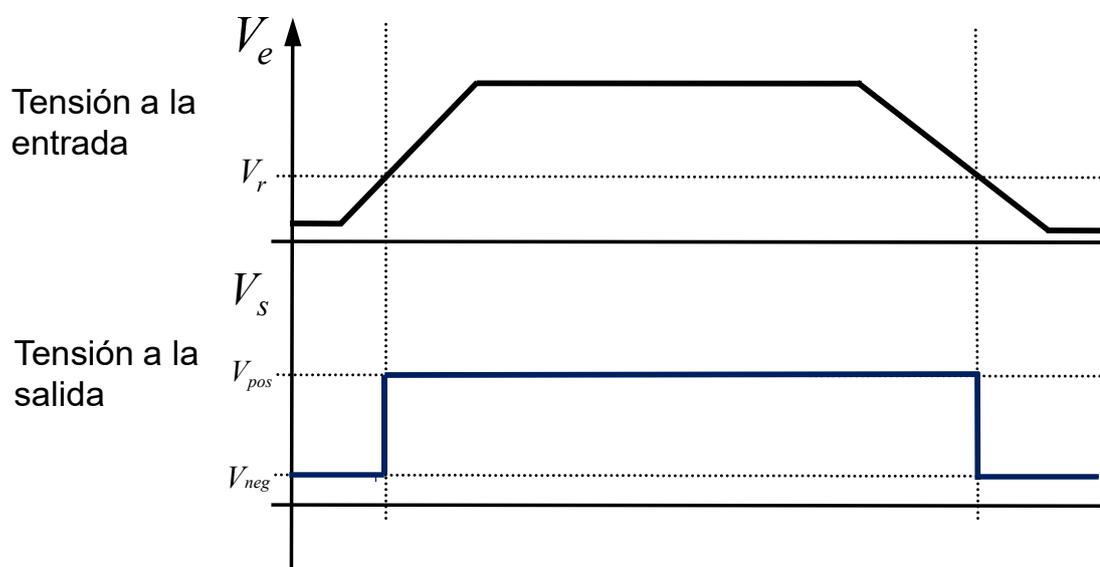
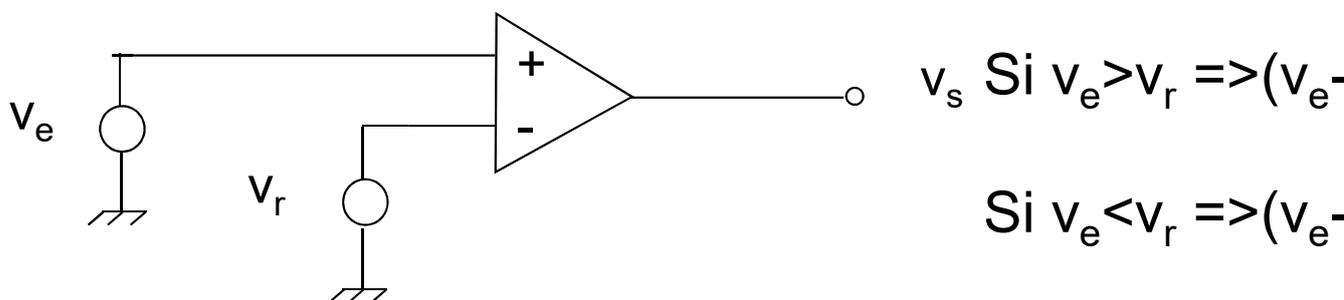


$$v_e \geq 0 \quad =$$

$$v_e \leq 0 \quad =$$



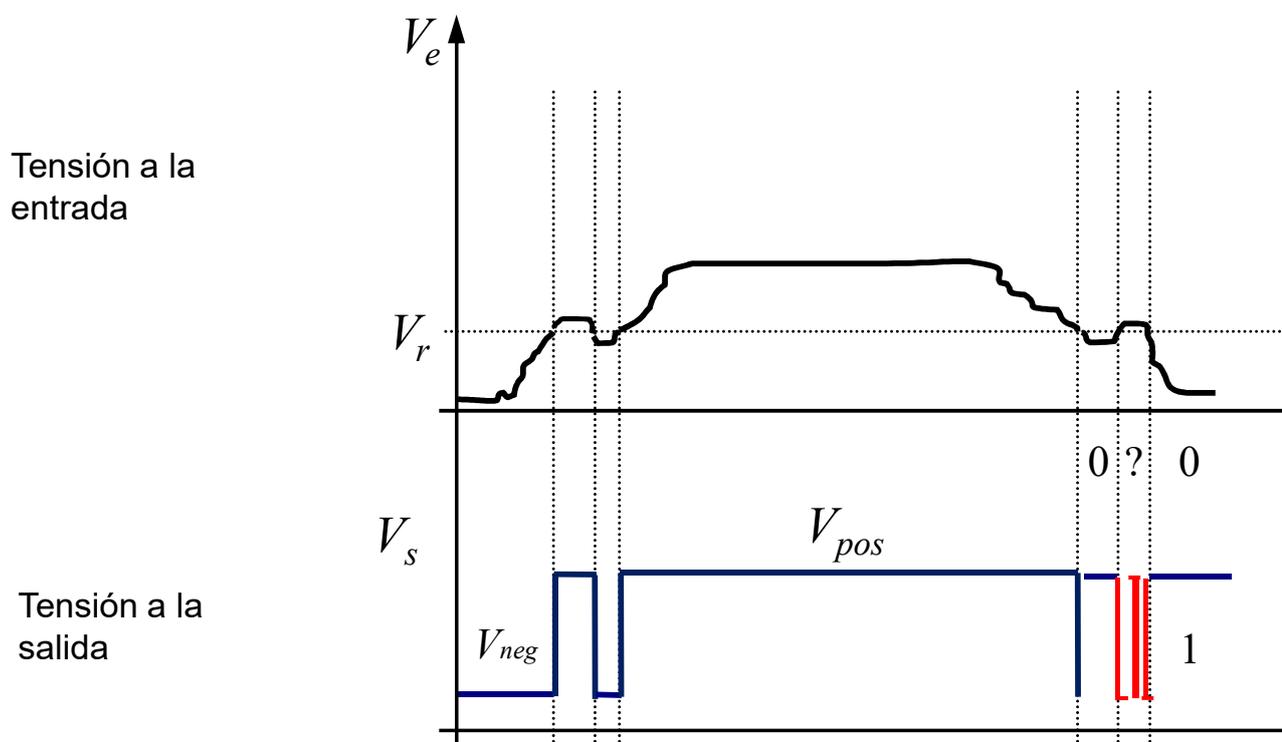
## Comparador e indicador de polaridad en lazo abierto





# Circuitos No Lineales con Amplificadores Operacionales

## Disparador Schmitt (Schmitt Trigger). Realimentación

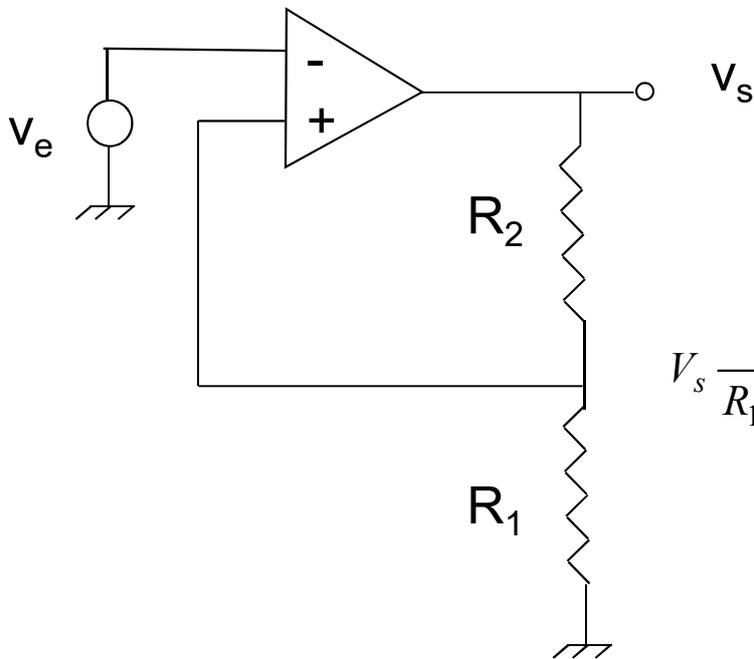


Fluctuaciones de la salida (sin histéresis)

Bloque I: Circuitos Lineales



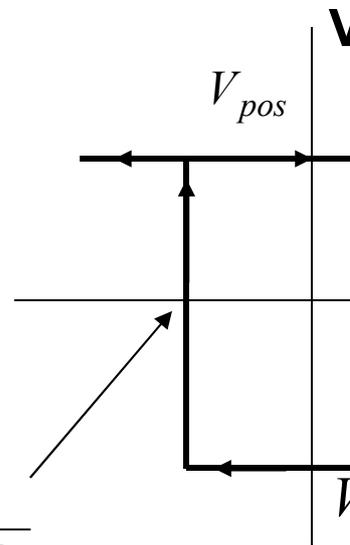
## Disparador Schmitt (Utiliza retroalimentación positiva)



Función de transferencia

$$V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{neg} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$





## Disparador Schmitt (Utiliza retroalimentación positiva)

Para  $v_{in} = 0 \Rightarrow v_{out}$  puede ser  $V_{pos}$  ó  $V_{neg}$ :

$$v_+ = v_s \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

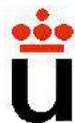
$$\text{Si } v_s = v_{pos} \Rightarrow v_+ = \frac{v_{pos} R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow (v_+ - v_-) > 0 \Rightarrow v_s$$



$$\text{Si } v_e > v_+ \Rightarrow (v_+ - v_-) < 0 \Rightarrow v_s = v_{neg} \Rightarrow v_+ = \frac{v_{neg} R_1}{R_1 + R_2}$$



$V_s$  sólo regresará a  $V_{pos}$  si  $V_e$  se hace más negativa que  $V_{neg}$ .



## Propiedades no lineales de los AO

El AO real no es ideal  $\left\{ \begin{array}{l} A_0 \text{ finita} \\ r_{in} \text{ finita} \\ r_{out} \text{ no nula} \end{array} \right.$

- 1) Niveles de saturación de salida
  - 2) Voltaje de desvío de entrada
  - 3) Voltaje de desvío de salida
  - 4) Corriente de polarización de entrada (Bias current)
  - 5) Corriente de salida (limitada en un AO real)
- $V_{sat \text{ pos}} < V_{pos}$   
 $V_{sat \text{ neg}} < V_{neg}$   
tensiones de offset

$$v_{out} = A_0(v_{in} - v_{10})$$

$$v_{out}(0) = -A_0 v_{10}$$

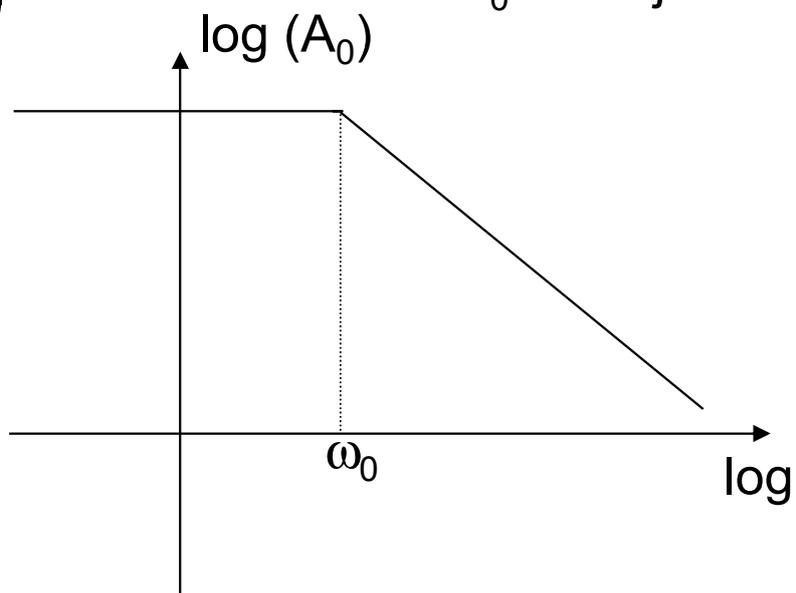
$$I_{pol} = (I_+ + I_-) / 2$$



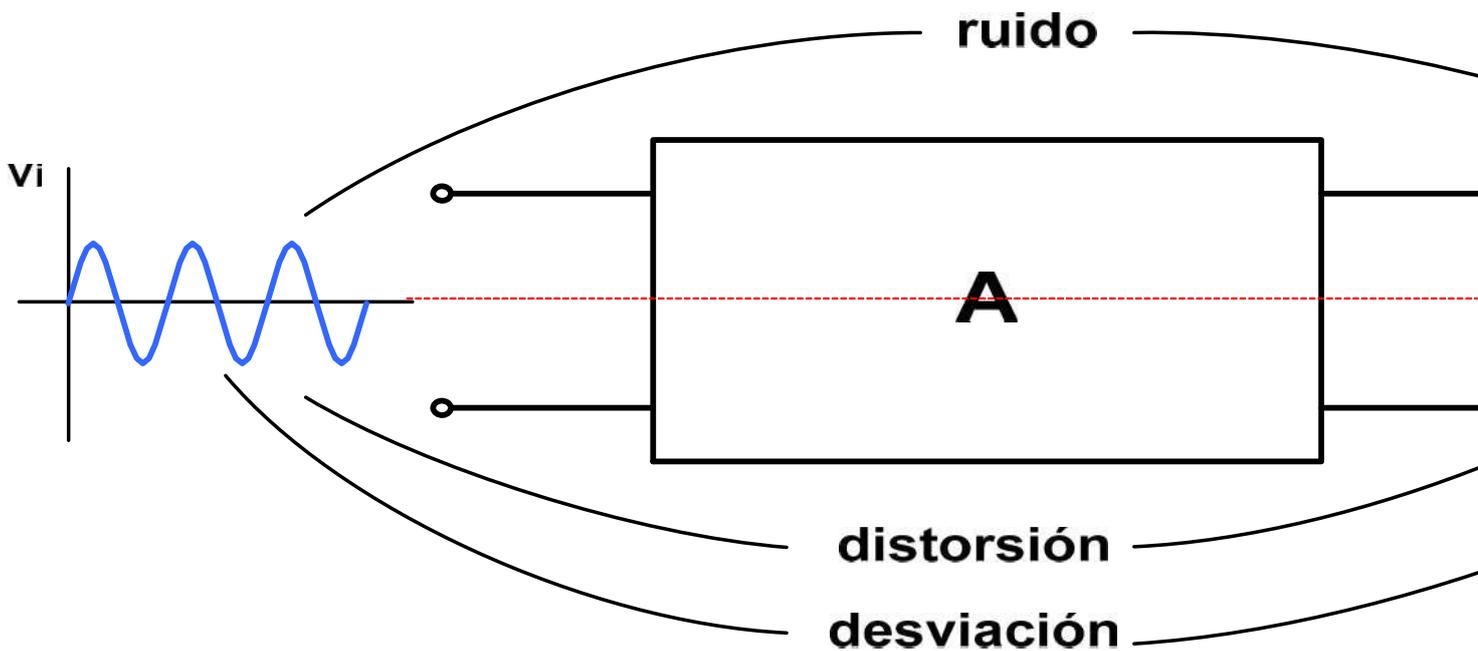
## 6) Respuesta en frecuencia del AO: BW finito

$$A_0(j\omega) = \frac{A_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$

$\omega_0$  es la frecuencia  
frecuencia a la  
 $A_0$  ha bajado en



## No idealidades de los A.O



Los A.O presentan limitaciones de carácter estático y dinámico:

- **Ganancia finita y no lineal**
- **Generación interna de ruido**
- **Errores estáticos producidos por desviaciones**
- **Distorsión armónica y distorsión de fase provocadas por banda limitado.**

**Según el uso final del A.O. se tendrán o no en cuenta es**

**Caso más sencillo: A.O. ideal, es la primera aproximación caracterizado por:**

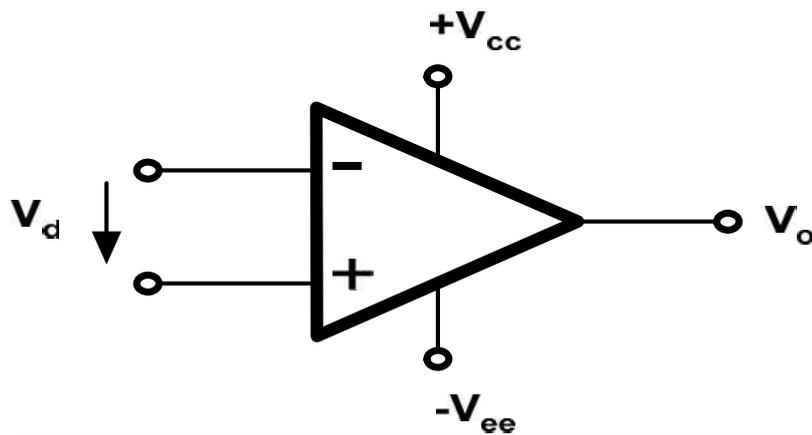
- $A_p$
- $A_v, A_i$ , transresistencia o transconductancia.
- $Z_i$  y  $Z_o$

**En segunda aproximación, habrá que considerar de funcionamiento ideal:**

- efectos de desviación de tensión y corrientes
- ganancia no lineal
- cambios de la ganancia con la frecuencia

**La tercera aproximación para un estudio más completo efectos no deseados como el ruido generado internamente al que poseía la propia señal, empeorando la relación S**

# El amplificador operacional: El A.O.



Gana

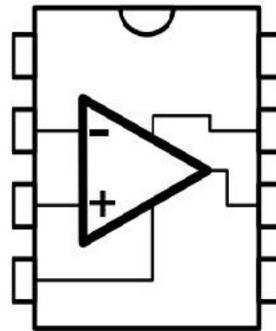
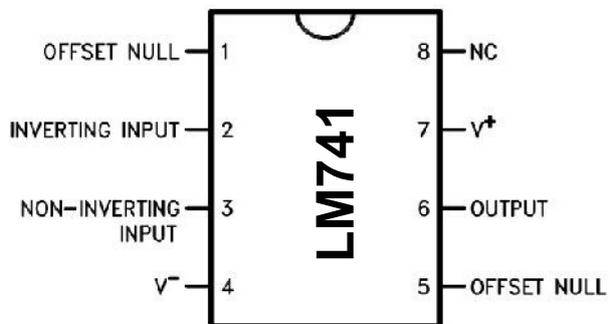
$$V_o = A v_d$$

- $Z_{in}$  infinita
- $Z_o$  cero
- $A_d$  infinita (notar: si  $v_o$  finita entonces  $v_d$  debe ser nula)
- $-V_{ee} \leq v_o \leq +V_{cc}$

Existen muchos circuitos electrónicos para amplificar en componentes discretos: FETs, BJTs.. Sin embargo el dispositivo amplificador “**estrella**”: constituye el fundamental de la Electrónica y la Instrumentación Electrónica. Consiste en varias etapas (cada una formada por varios transistores) que estudiaremos como un solo componente.

# El amplificador operacional real

- ✓ Efectos que dan lugar a errores si no son tenidos en cuenta: términos adicionales no deseados en la salida que pueden ser permanentes, ó distorsión armónica o de fase no deseada.
- ✓ Más importantes cuanto más comparable sea su comportamiento al trabajo.
- ✓ Veremos las limitaciones generales de los A.O reales con el realimentado en tensión con ganancia en tensión. El ejemplo general basado en BJTs.



INV. ○  
NO INV. ○

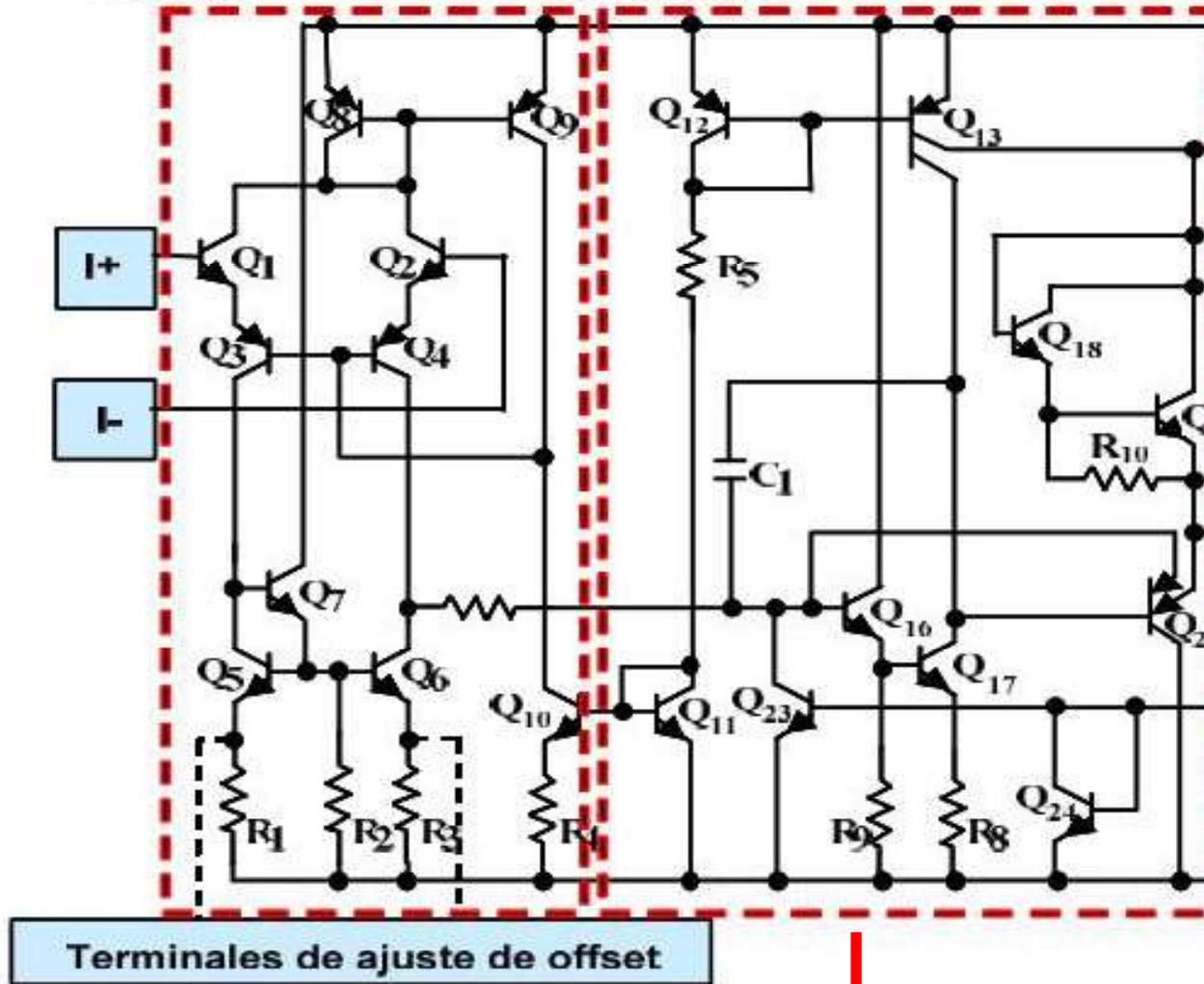
Tipo diferencial, para amplificar.

Da la potencia necesaria e incorpora protecciones

Etapa de entrada

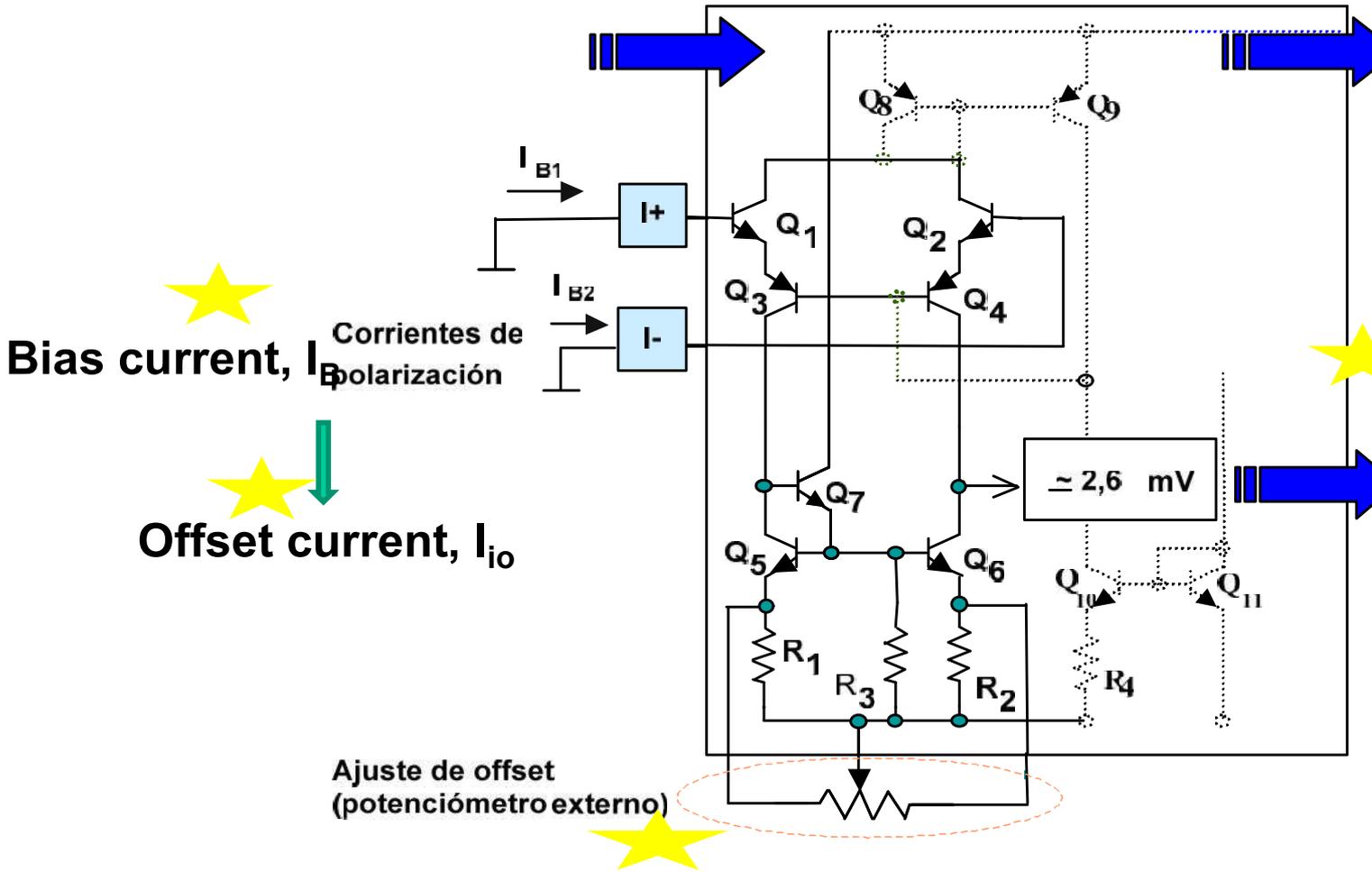
Etapa intermedia

Etapa de salida



Para adaptar los niveles de tensión, el A.O. está acoplado en compensación en frecuencia.  $C_1$  determina el ancho de banda, por lo tanto las propiedades dinámicas del sistema.

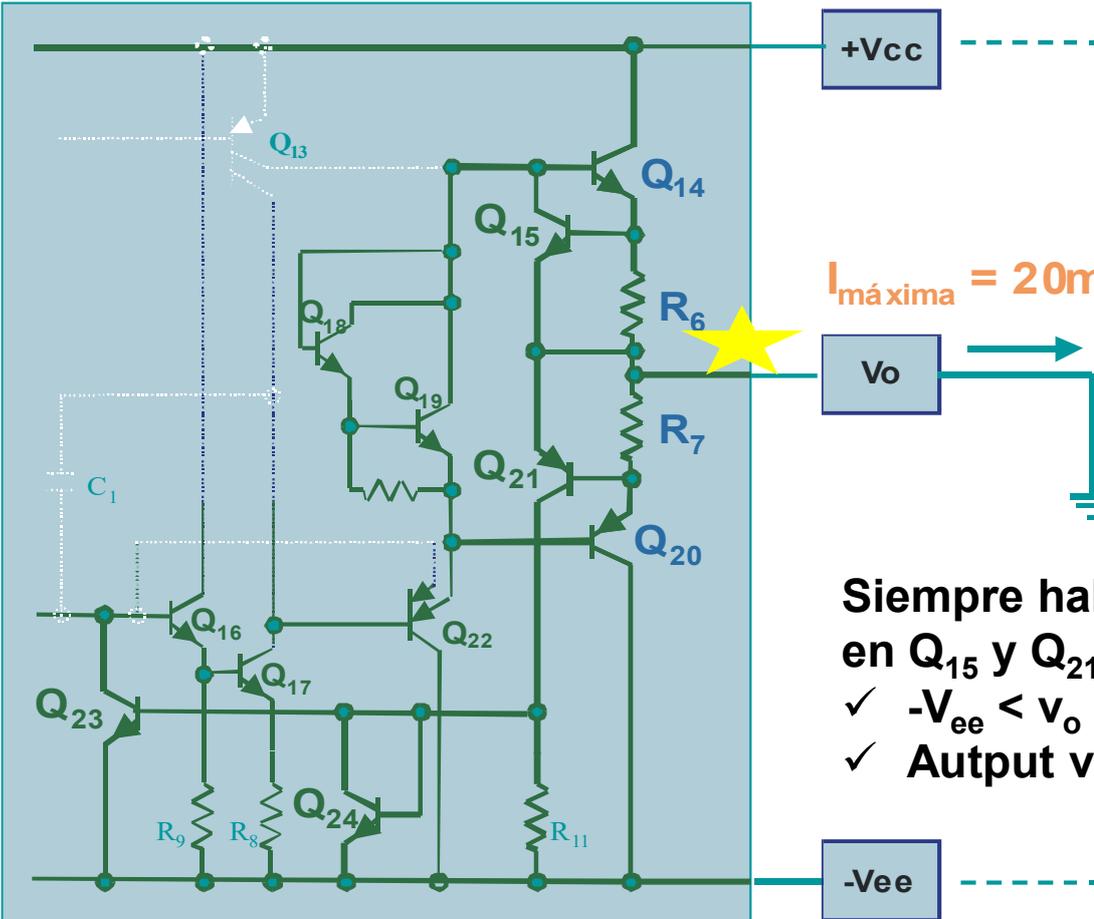
# Etapa de entrada del 741



Puede afectar a las características dinámicas

- ★ Ganancia finita
- ★  $Z_{in}$  grande pero finita

# Etapa de salida del 741



$I_{máxima} = 20mA$

Vo

Siempre ha  
 en Q<sub>15</sub> y Q<sub>21</sub>  
 ✓  $-V_{ee} < v_o$   
 ✓ Output v

★ R<sub>6</sub> y R<sub>7</sub> en serie con la salida, Z<sub>0</sub> no es cero!



# Tema 3. Diodos

- 3.1) Introducción a los elementos de circuitos no lineales.  
Análisis gráfico con un elemento no lineal.
- 3.2) Materiales conductores, aislantes y semiconductores.
- 3.3) Semiconductores. Unión P-N. El diodo. Modelo.  
Característica V-I. Recta de carga.
- 3.4) Diodo rectificador y aplicaciones (¡ APUNTES!).  
Rectificación.  
Corte y limitación.  
Circuito de corte con dos elementos no lineales.  
Rectificadores y limitadores de precisión.
- 3.5) Otros diodos.

Bibliografía básica: Microelectrónica, circuitos  
M.N.Horestein. Prentice Hall.

**Prof. M<sup>a</sup> del Ca**

# Introducción a los elementos de circuitos

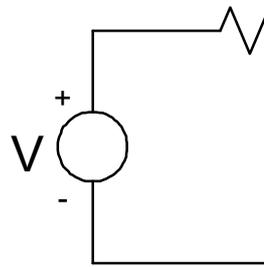
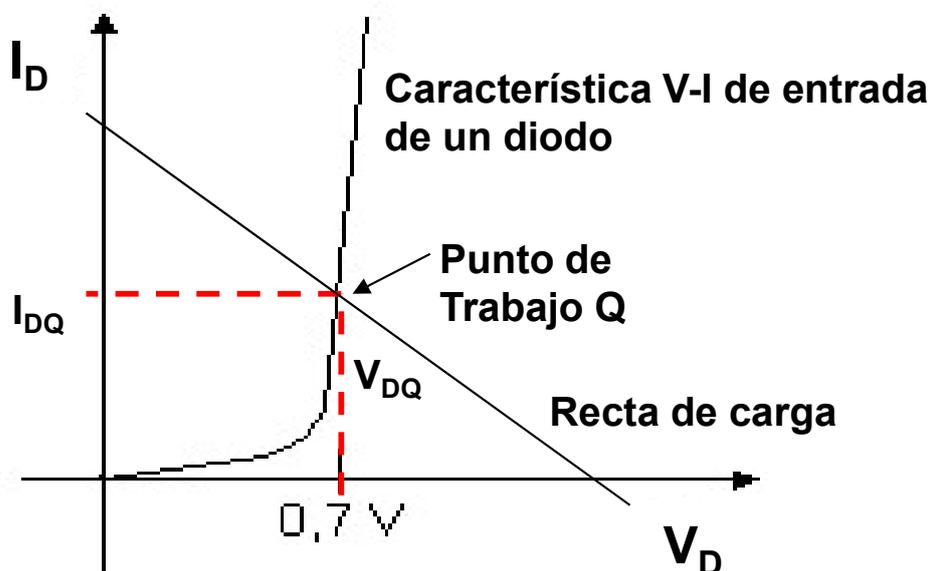
- ✓ Electrónica: basada en dispositivos no lineales ( AO, diodo, ...)
  - La **curva característica V-I** no es lineal (gráfica que muestra la relación entre la corriente que circula por el elemento y la tensión aplicada).
  - No puede ser aplicado el Principio de Superposición.
  - No se puede obtener el equivalente de Thèvenin para un circuito que contenga uno o más elementos no lineales.
- ✓ Circuitos con elementos no lineales: no siempre pueden ser analizados con métodos matemáticos directos:
  - Modelos del dispositivo no lineal: zonas de operación (definidas por **segmentos lineales**).
  - **Método gráfico**. Apto para circuitos con un solo dispositivo no lineal. Los métodos LMK y LNK pueden ser difíciles de aplicar debido a las características V-I de dicho componente no lineal.

# Introducción a los elementos de circuito

## Análisis gráfico de un elemento de circuito no lineal

✓ Método:

- Encontrar la **recta de carga** del circuito lineal (gráfica V-I) y los puntos de operación permitidos de dicho dispositivo en el circuito.
- Punto de trabajo será la intersección de dicha recta con el **V-I** del dispositivo no lineal.

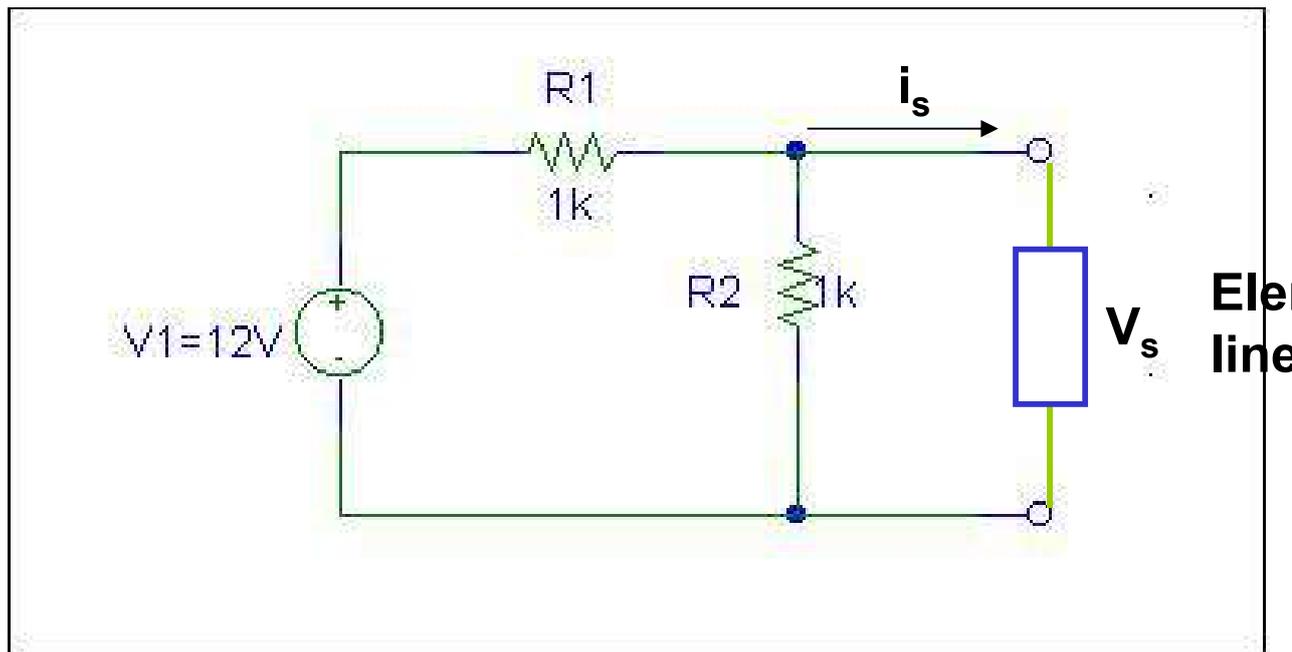


$$\frac{V - V_D}{R} = I_D;$$

## Ejemplo de método gráfico:

Sea un elemento con característica v-i:  $i_s = \begin{cases} A(v_s - V_{TR}) \\ 0 \end{cases}$

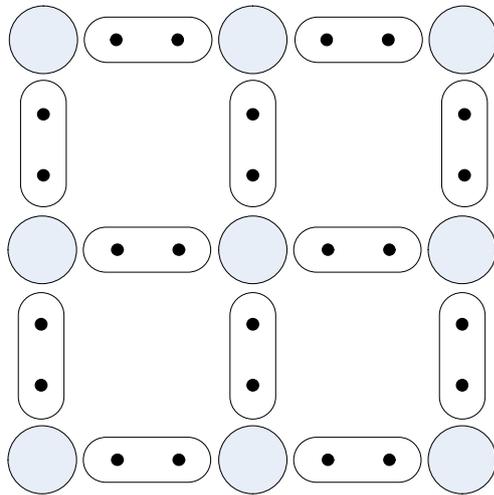
Calcular el punto de operación del elemento no lineal ( $A$ )



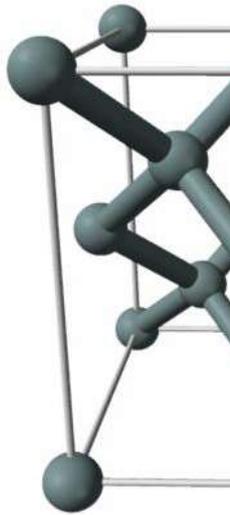
# Materiales conductores, aislantes y semiconductores

## Modelo de Enlaces (cualitativo)

- ✓ Los átomos de un material puro se agrupan y ordenan formando una red cristalina de mínima energía (**redes cristalinas**) en función de sus electrones de valencia.
- ✓ Esta red cristalina se mantiene unida mediante **enlaces** (fuerzas de atracción).
- ✓ El Si y el Ge (4 e<sup>-</sup> de valencia) forman una red estable, cumpliendo la regla del octeto.



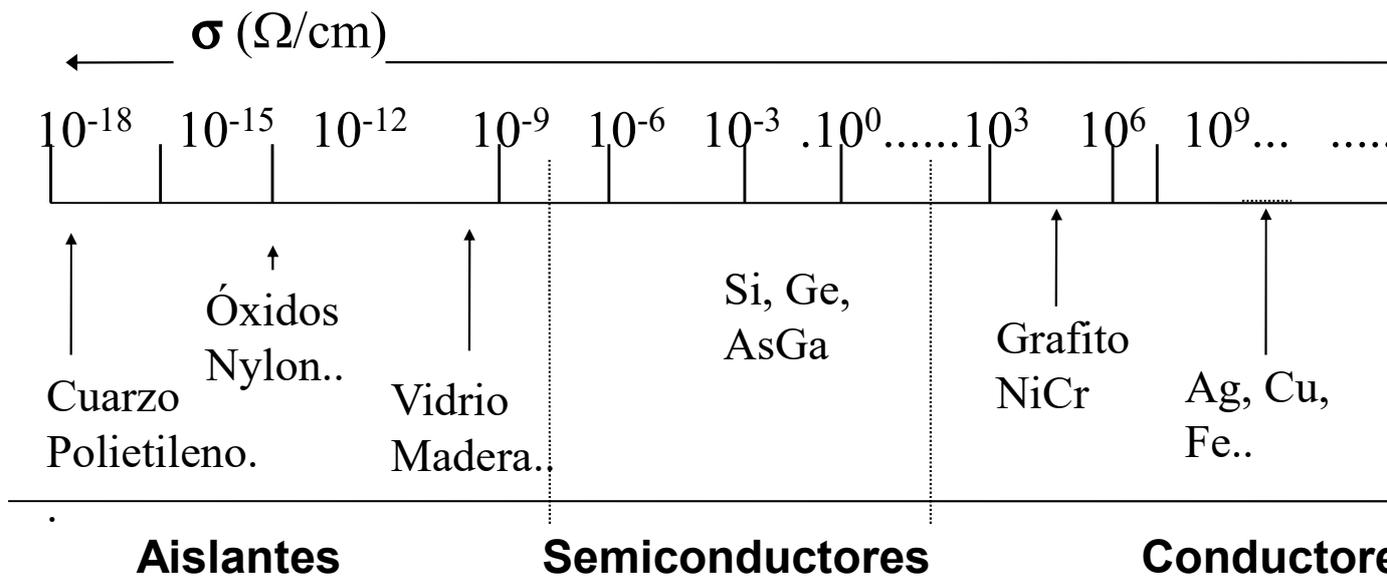
Red cristalina del Silicio (Si)



# Materiales conductores, aislantes y se

## Clasificación de los materiales según su conductividad

- ✓ Los materiales los podemos clasificar en función de la facilidad moverse en la red cristalina (**conductividad**).

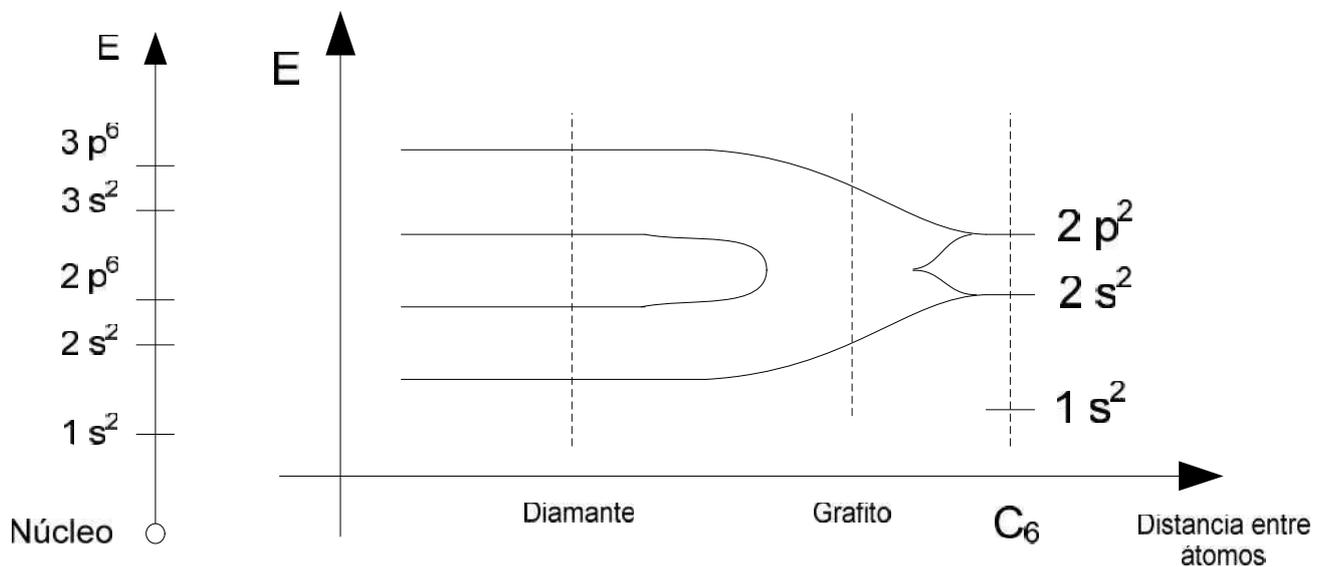


Conductividad de algunos materiales a  $0^\circ\text{K}$

# Materiales conductores, aislantes y semiconductores

## Modelo de Bandas Energéticas

- ✓ En un átomo, los electrones ( $e^-$ ) se distribuyen en capas o niveles de distinta energía, mayor cuanto más lejos del núcleo.
- ✓ Cuando se unen varios átomos, los niveles de energía se convierten en bandas de energía (mecánica cuántica). Para la electrónica tienen importancia tres bandas, la de **valencia (B.V)**, la **prohibida ( $E_g$ )** y la de **conducción**.

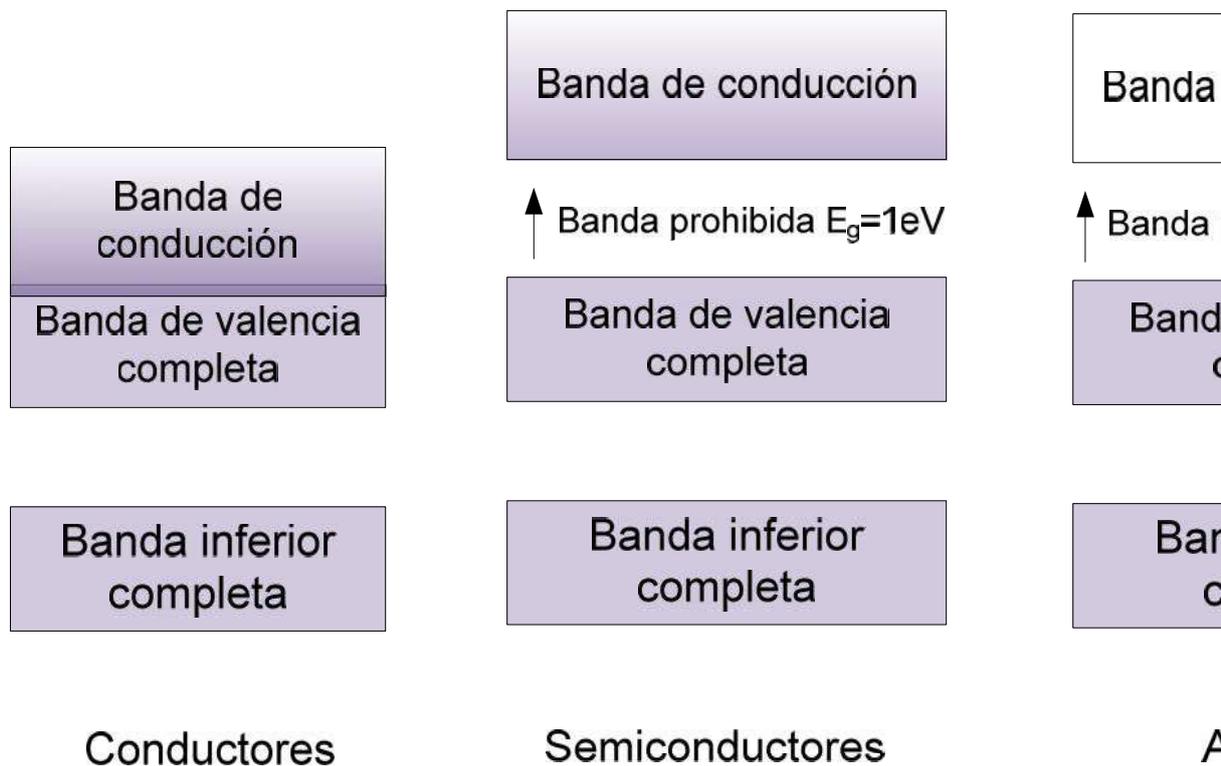


bar

# Materiales conductores, aislantes y semiconductores

## Clasificación de los materiales mediante bandas de energía

- ✓ En función de la **energía** (térmica, campo eléctrico) necesaria para pasar de la banda de valencia a la banda de conducción, clasificamos los materiales en metálicos, aislantes o semiconductores.



# Materiales conductores, aislantes y se

✓ **Conductores:** Poseen un  $e^-$  en la capa de valencia (Cu, Ag, Au) y el núcleo. Las bandas de conducción y valencia están solapadas y la red están unidos mediante un **enlace metálico** y los  $e^-$  están libres de  $e^-$  que se pueden mover libremente cuando se aplica un campo eléctrico al material.

✓ **Aislantes:** Las bandas de conducción y valencia están muy separadas y la energía necesaria para que un  $e^-$  salte la banda prohibida es muy grande.

$$1eV = 1,6 \cdot 10^{-19} J$$

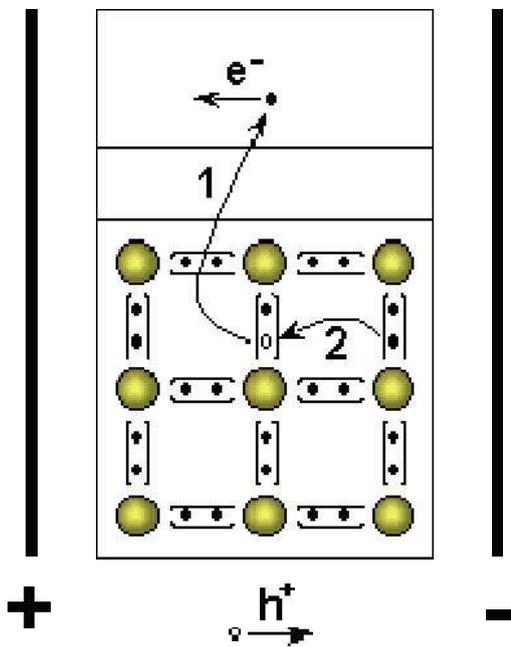
✓ **Semiconductores:** La banda prohibida es “estrecha”. Con suficiente energía  $e^-$  puede saltar dicha banda pasando de la banda de valencia a la de conducción. A alta  $T^a$  son buenos conductores y a baja  $T^a$  son buenos aislantes.

Los elementos estrella de la microelectrónica basada en materiales son los elementos con 4  $e^-$  en su última capa (Si y Ge) que forman enlaces covalentes compartiendo otros 4  $e^-$  con otros 4 átomos alrededor.

# Semiconductores

## Estructura cristalina

- ✓ A baja  $T^a$  los enlaces se encuentran saturados. A  $T^a$  ambiente (●) y los correspondientes huecos (○).
- ✓ **Semiconductor intrínseco:** Semiconductor en estado puro y p cristalizado. (Si y Ge con  $E_g = 1,1$  eV y  $0,6$  eV). Portado



En presencia de un campo eléctrico circulan  $e^-$  en la banda de conducción y “huecos” en la banda de valencia.

$$n_i = p = n$$

$n_i = f(T, E_g) \Rightarrow$  Inconveniente para aplicaciones de potencia. Se busca un comportamiento de semiconductor intrínseco.  
SOLUCIÓN: **DOPAJE.**

<https://www.youtube.com/watch?v=...>

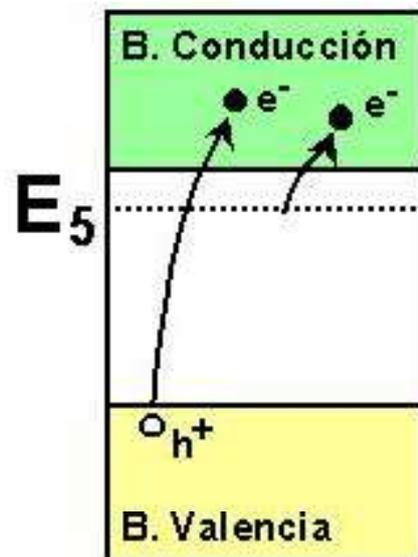
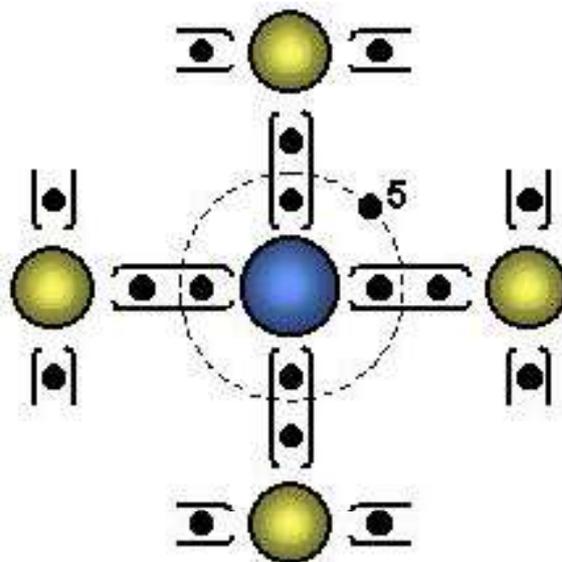
<https://www.youtube.com/watch?v=...>

# Semiconductores

✓ **Semiconductor extrínseco:** Se introducen átomos de diferente del material semiconductor en estado puro. Conducción por impureza

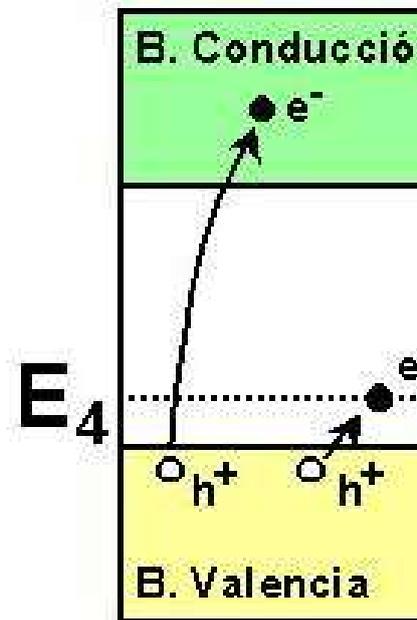
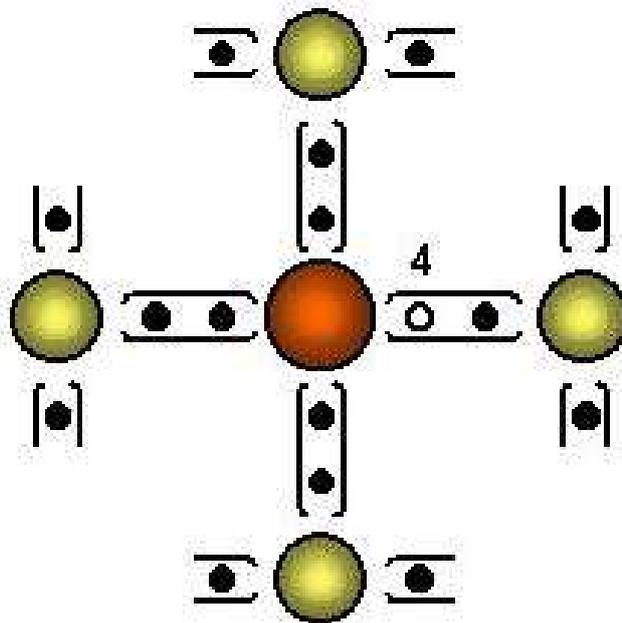
$$N_A + n = N_D + p$$

**Tipo n o donador.** Se introducen átomos con 5 e<sup>-</sup> (P, As ó Sb) menos energía para saltar a la banda de conducción. Los **mayoritarios** y los huecos los **minoritarios**. Queda un **ión positivo**



# Semiconductores

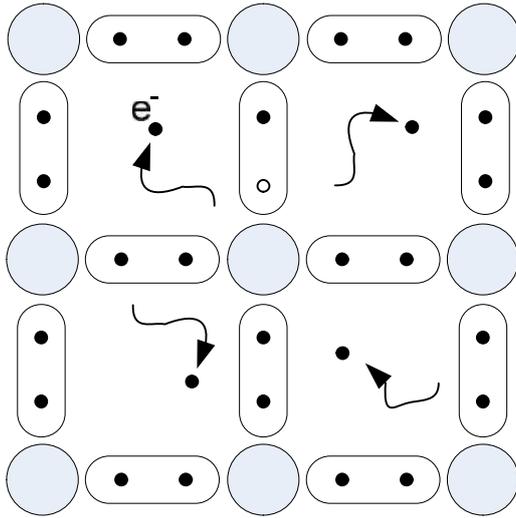
✓ **Semiconductor extrínseco. Tipo p o aceptor.** Se introducen (Ga o In). Los  $e^-$  de la red cristalina necesitan menos energía para ser introducidos que a la banda de conducción y dejan huecos en la banda de valencia. Los huecos son los **portadores mayoritarios** y los  $e^-$  los **minoritarios**. El nivel de energía  $E_4$  es **negativo** anclado a la red.



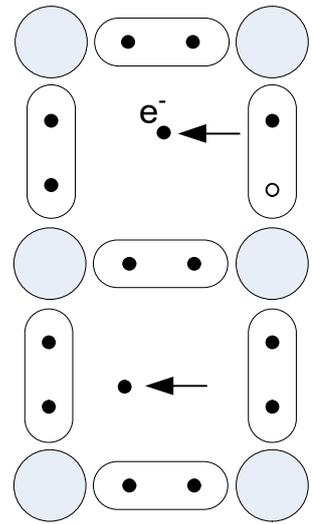
# Semiconductores

Procesos de conducción en un semiconductor: tipos de corriente

✓ Corriente de arrastre.



Movimiento aleatorio de los electrones



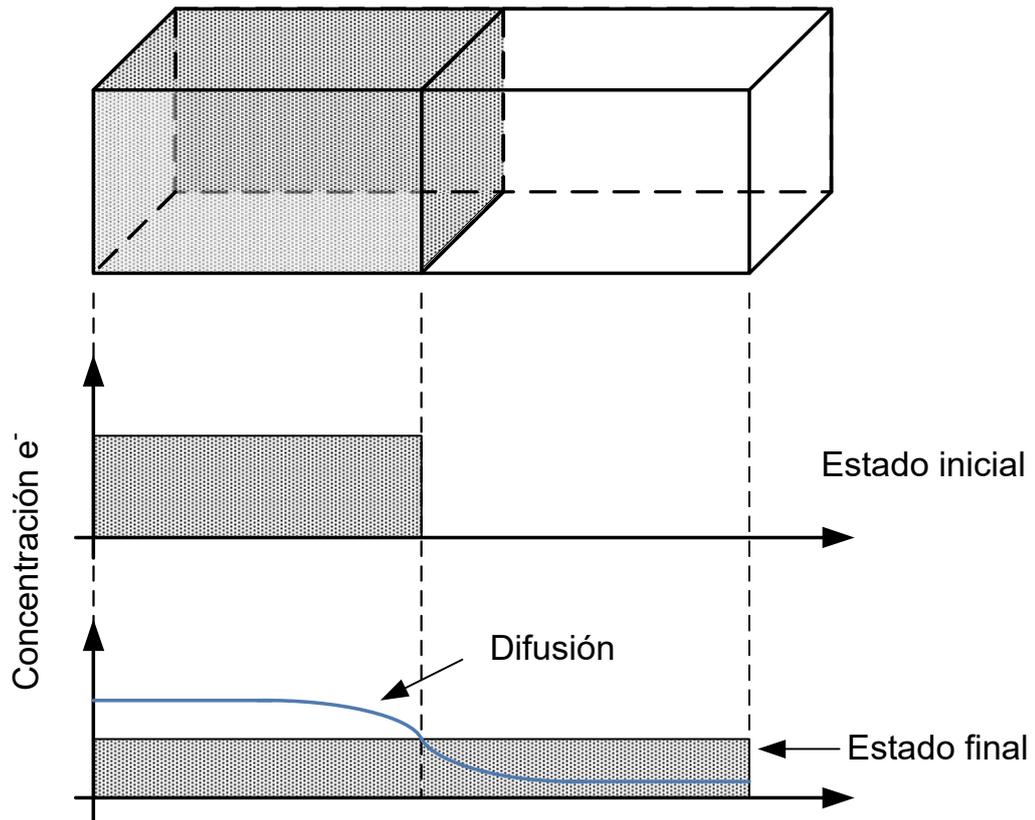
+  $\vec{E}$

Movimiento ordenado de los electrones bajo la acción de un campo eléctrico

# Semiconductores

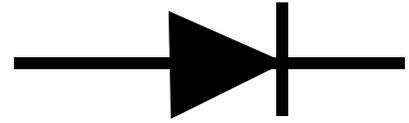
## Procesos de conducción en un semiconductor: tipos de co

### ✓ Corriente de difusión.

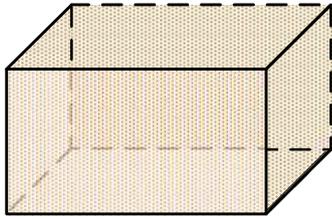


- El exceso de portadores de carga en un semiconductor se desplaza desde las zonas de mayor concentración hacia las zonas de menor concentración, dando lugar a corrientes de difusión.

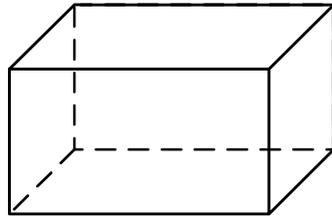
# Unión P-N. Diodo semiconductor



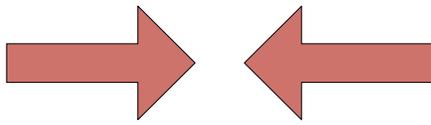
## Unión P-N sin polarización externa



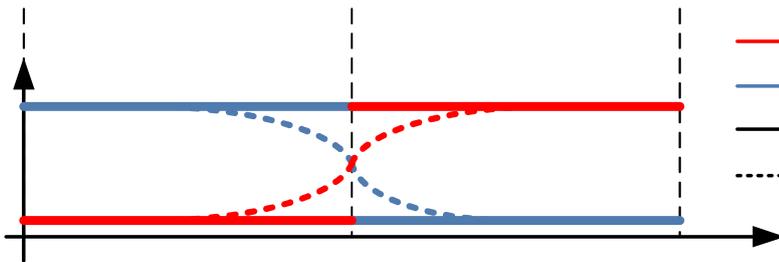
Si dopado p



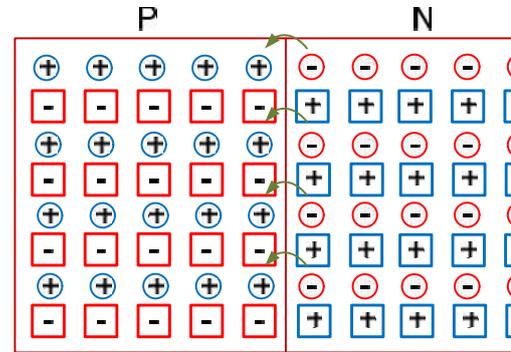
Si dopado n



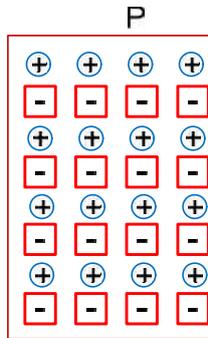
Se unen



- Concentración  $e^-$
- Concentración  $h^+$
- Estado inicial
- - - Estado final



Generación de la región



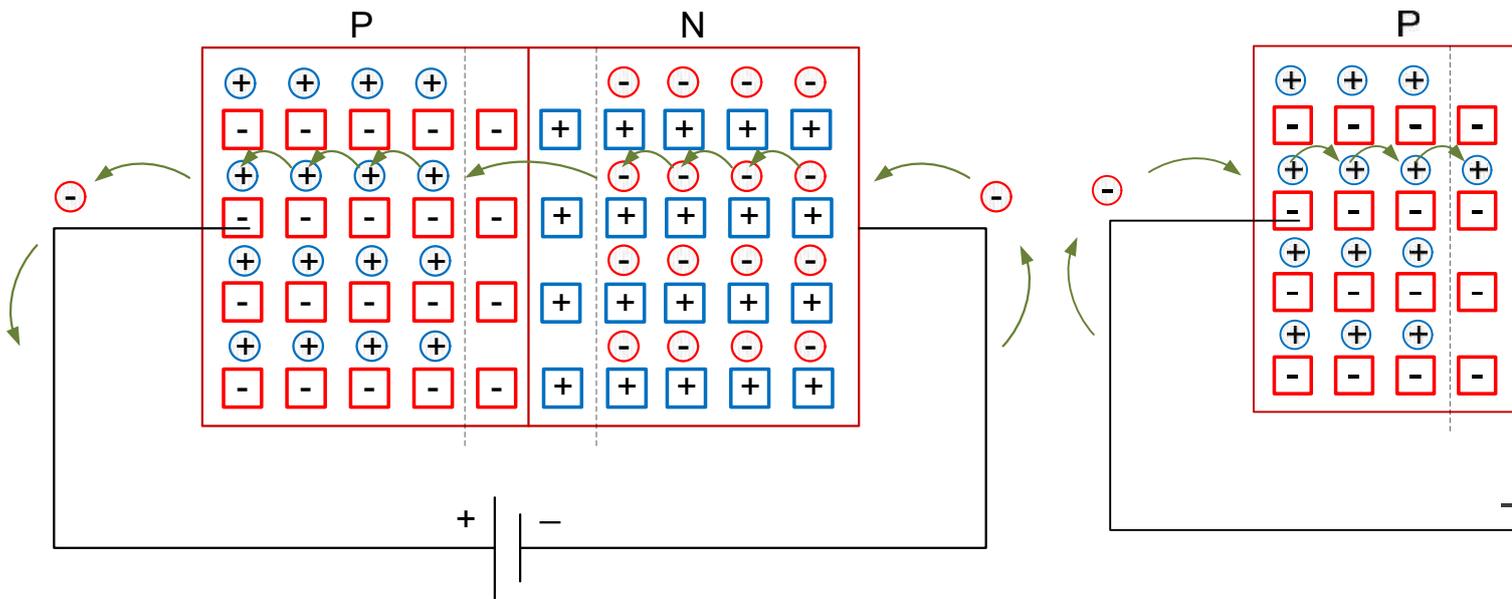
¡Sólo hay corriente en la unión!.  $I_{\text{difusión}} \Rightarrow \text{campo eléctrico} \Rightarrow I_{\text{arrastre}} \Rightarrow e$

# Unión P-N. Diodo semiconductor

## Unión P-N con polarización externa

Polarización directa

Polarización inversa



$$p_n = p_{n0} e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

$$n_n = n_{n0} e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

$$V_T = \frac{KT}{q} \approx 25 \text{ mV} \quad \text{a T ambiente}$$

**Relación de Boltzman que rige la inyección de portadores**

# Notas sobre la región de carga espacial

- En la zona de carga espacial (ZCE) se ha perdido la carga por recombinación de electrones con huecos. Es de portadores, se manifiestan los  $N_d^+$  y  $N_a^-$ .
- La longitud total de la ZCE depende de las concentraciones

$$l = \sqrt{\frac{2\epsilon_s kT}{e} \left( \frac{N_a + N_d}{N_a N_d} \right) \ln\left( \frac{N_a N_d}{n_i^2} \right)}$$

- Como resultado, aparece un campo interno desde la zona constante. En 1ª aprox. Se considerará lineal en cada zona una curvatura cuadrática de las bandas

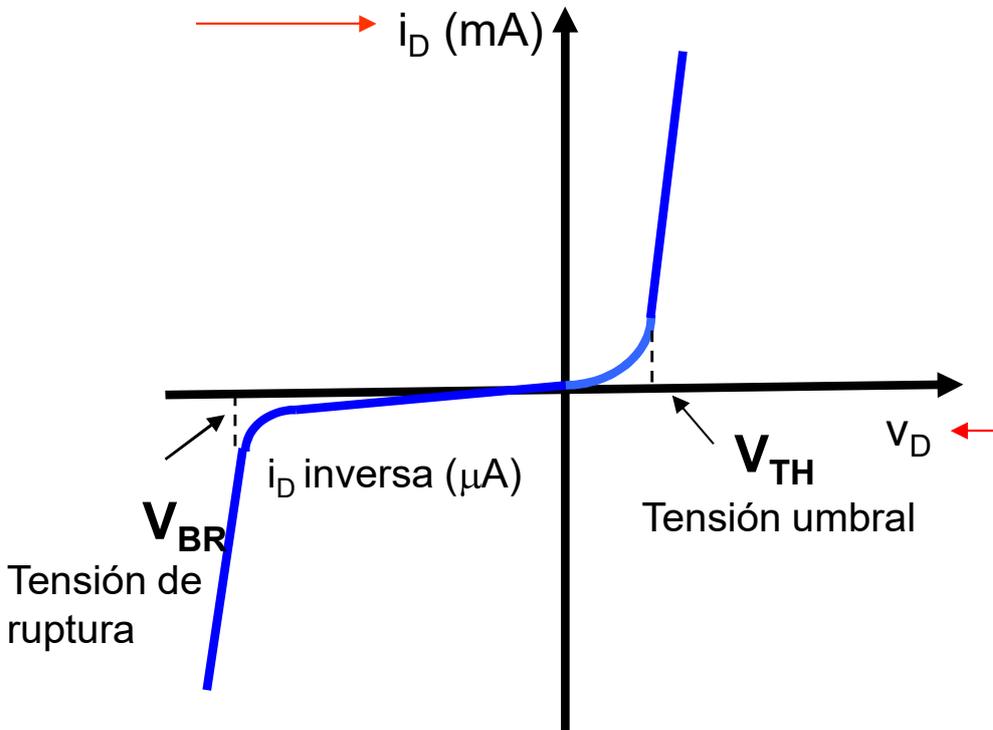
- La ZCE presenta un claro efecto capacitivo, que puede reducirse a:

$$C = \epsilon_s \frac{\text{Sección}}{l_{ZCE}}$$

- Al estar vacía de portadores es una zona muy resistiva las otras regiones de los materiales. Al ser muy resistiva tensión externa.

# Unión P-N. Diodo semiconductor

## Característica V-I de la unión PN



$$i_D = I_S (e^{v_D / \eta V_T} - 1)$$

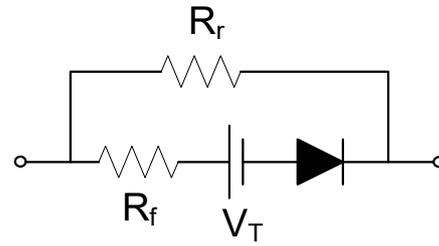
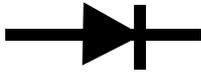
- $v_D$  voltaje aplicado al diodo
- $i_D$  corriente del diodo
- $I_S$  corriente de saturación  
 $f(T, \text{concentración de portadores})$   
 $10^{-8} - 10^{-14}$ : dispositivos de silicio  
 $10^{-16}$ : en un diodo de germanio
- $\eta$  coeficiente de emisión  
 $1$  (C.I. o diodos discretos)  
 $2$  (diodos discretos de silicio)
- $V_{TH}$  voltaje umbral (0.5 V para el Si; 0.2 V para el Ge; 0.3 V para el SiC)

Semiconductor Diode:

<http://www-g.eng.cam.ac.uk/mmg/teaching/linearcircuit/>

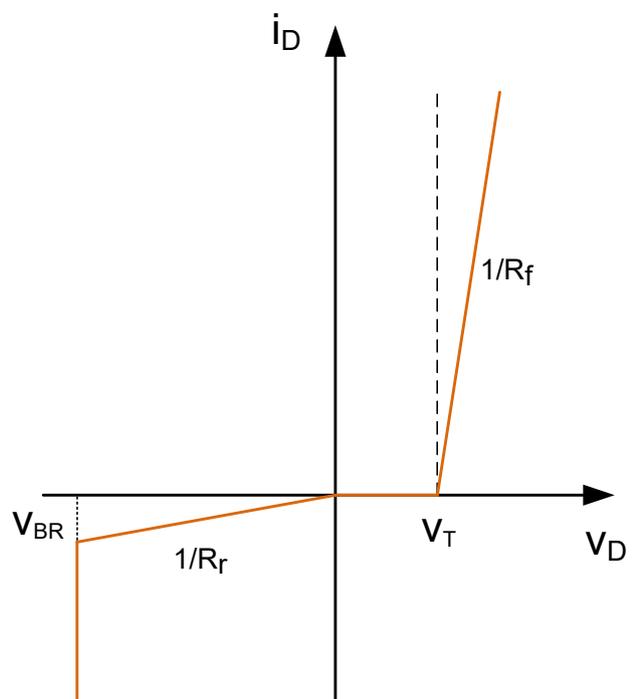
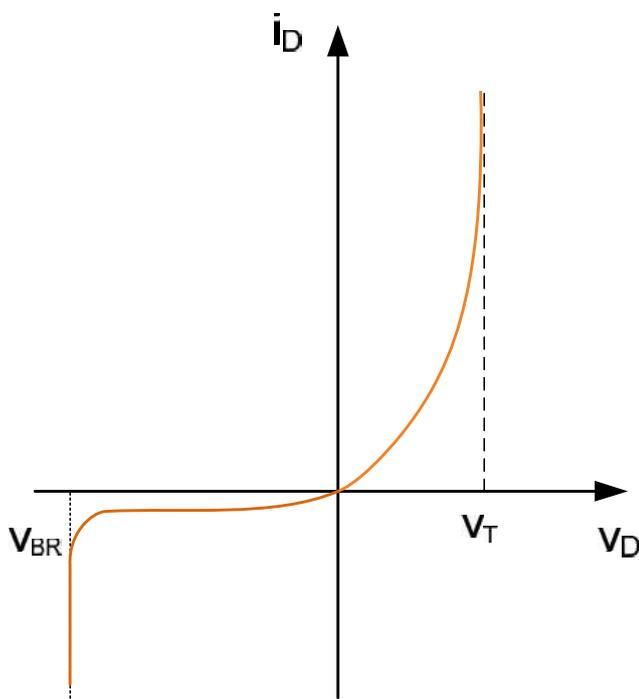
# Unión P-N. Diodo semiconductor

Modelo del diodo para polarización directa: modelo de segmento

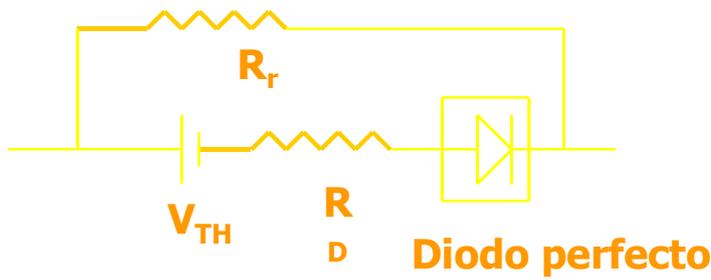
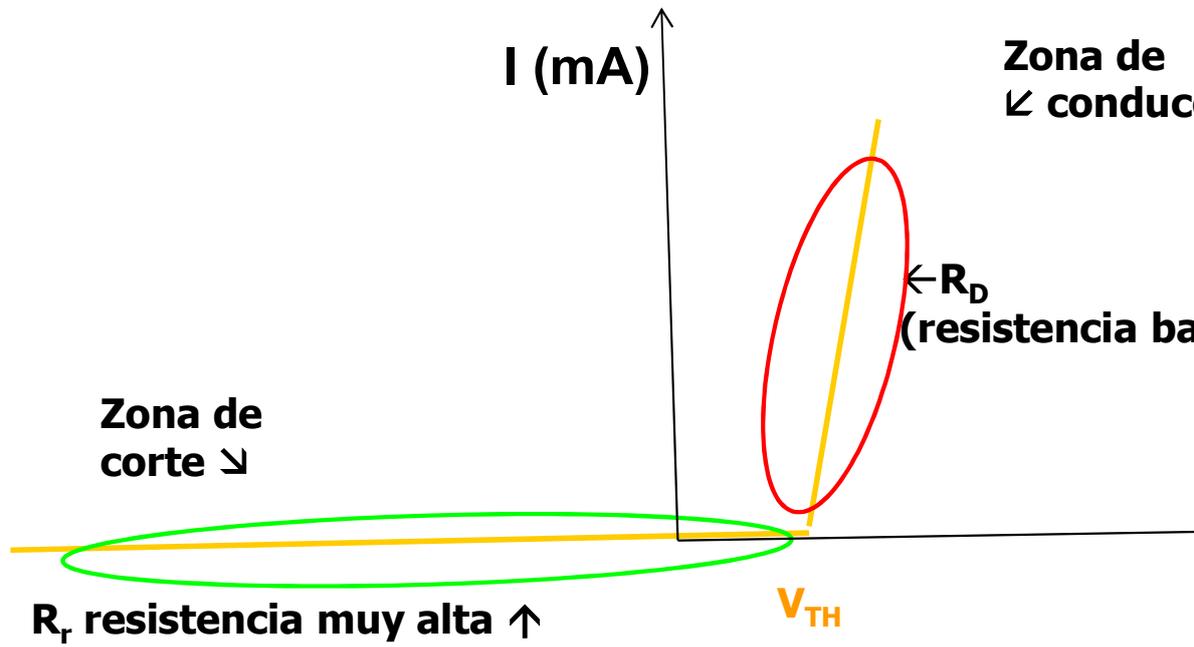


Curva V-I real

Curva V-I aproximada



● Aproximación circuital más utilizada



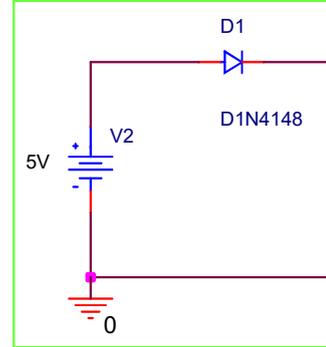
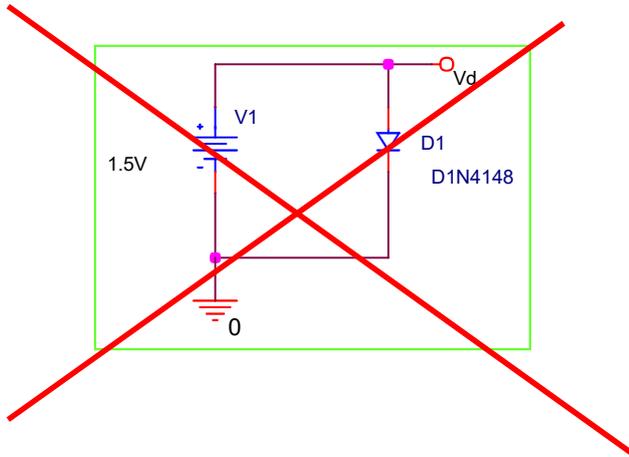
En zona de corte,  $R \approx R_r$   
 En zona de conducción,  $R \approx R_D$

# Otros diodos

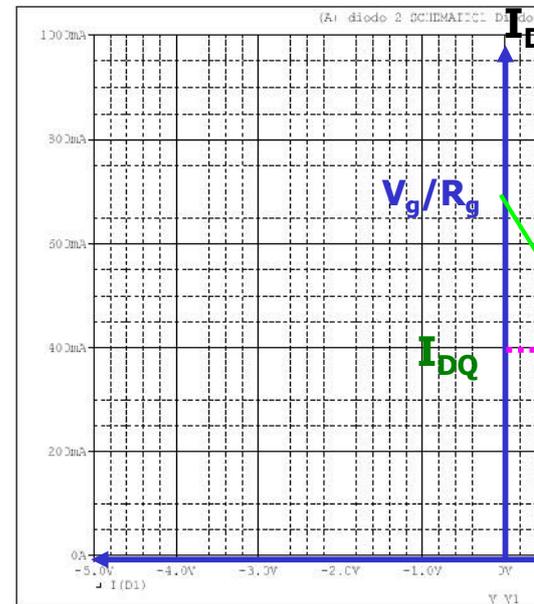
- ✓ **Diodo Zéner**
- ✓ **Diodo Túnel**
- ✓ **Diodo Led / Láser**
- ✓ **Fotodiodos**
- ✓ **Optoacoplador**
- ✓ **Varistor**
- ✓ **Diodo Schottky**

# El diodo en un circuito

- El diodo en continua



¿Cómo determinar  $I_{DQ}$  y  $V_{DQ}$  ? (Pto de trabajo)

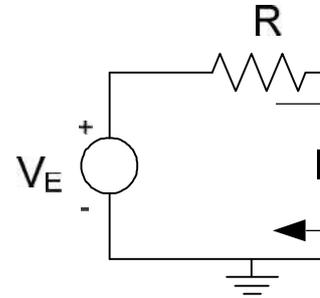
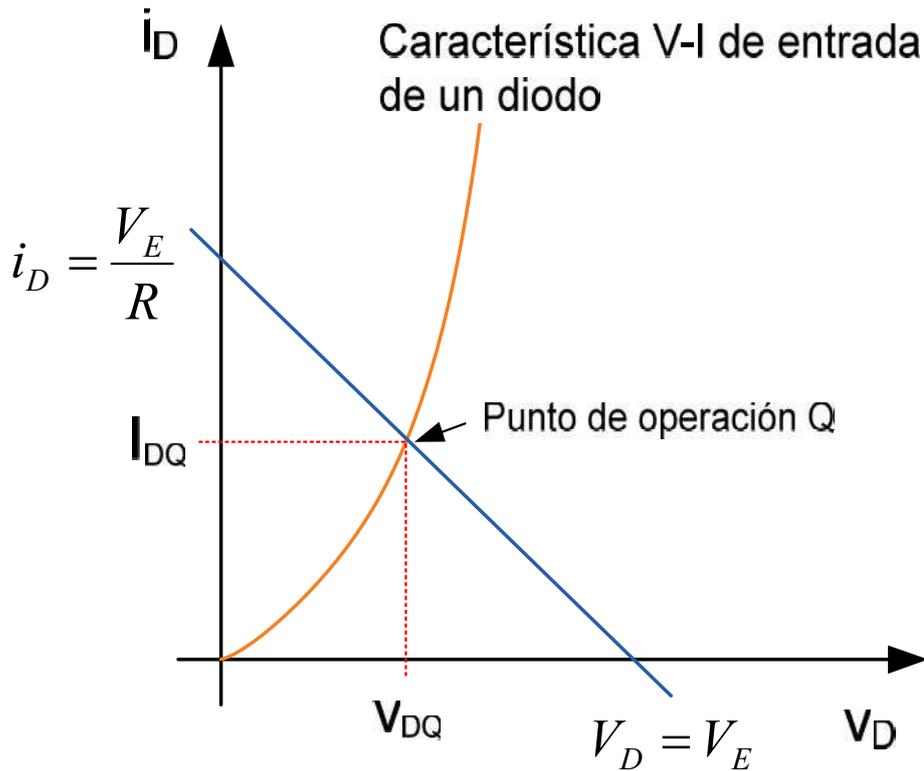


M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

# Diodos en un circuito

## Recta de carga y Pto. De Operación

✓ Obtención del Pto. de Operación.



• Circuito de entrada

$$V_E = i_D \cdot R + V_D$$

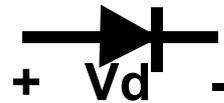
• Recta de carga

$$V_D = 0 \rightarrow$$

$$i_D = 0 \rightarrow$$

• Pto. De Operación  
recta de carga c

# Circuitos con diodos: aplicaciones elementos diodos



## I- RECTIFICACIÓN

$V_d > V_{\text{umbral}}$ , DIODO CONDUCE

$V_d < V_{\text{umbral}}$ , DIODO NO CONDUCE

} Efecto RECT  
"interruptor"

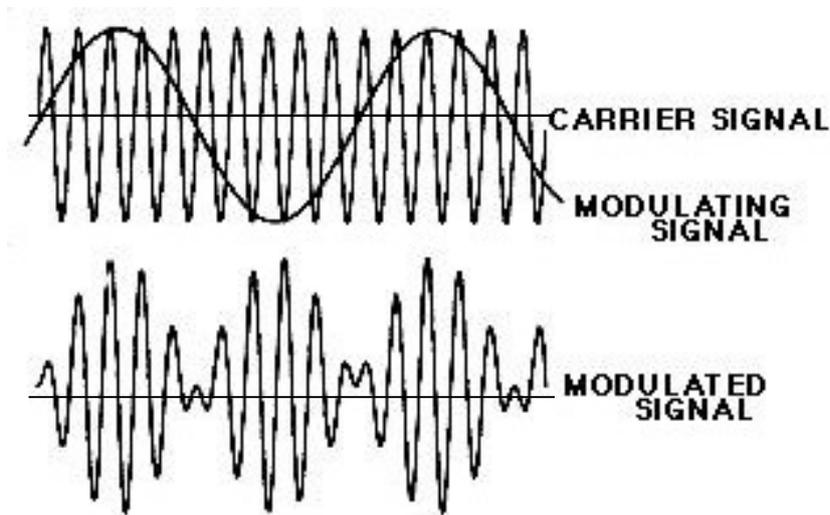
Rectificador: uno o más diodos conectados "en serie" con el

## II- CORTE Y LIMITACIÓN

Circuitos que seleccionan una parte de la entrada que está debajo de un nivel (o niveles) de referencia. Diodos "en paralelo" de salida.

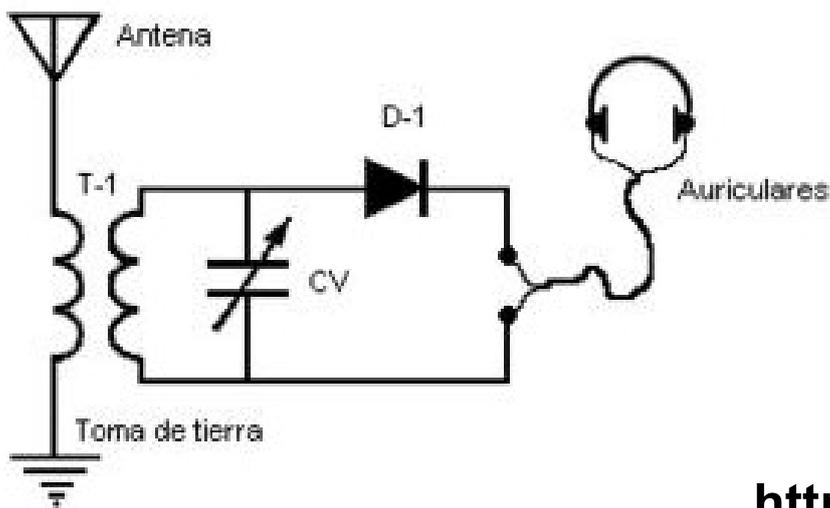
**OBJETIVO DE ESTE TEMA: RESOLVER Y DISEÑAR C  
DIODOS. ¡HOJA DE PROBLEMAS!**

## Aplicaciones: demodulación de ondas de radio AM



- La modulación es un proceso que permite transmitir más eficazmente una señal de baja frecuencia. Para ello se *multiplica* la señal por una onda de alta ( $f_c$ ) o portadora, que sufre poca atenuación. Se dice que la portadora se modula en amplitud a la

<http://williamson->



*Receptor de galena*

Una radio a [galena](#) es un tipo de radio que es un receptor de semiconductores que también llamado receptor de señales de radio. Radio Onda Media (530-1700 kHz), Radio Corta (diferentes frecuencias MHz). Radio Galena se puede construir con un

<http://es.wikipedia.org/v>

Una radio a [galena](#) es un receptor de radio que semiconductor de [sulfuro de plomo](#), también llamado [galena](#) señales de radio en [AM](#) en la banda de Onda Media (530 a 1700 kHz) y Onda Corta (diferentes bandas entre 2 y 26 MHz).

Este receptor de radio, cuyo esquema se muestra en la Figura 1, es bastante simple que se puede construir.

El [diodo](#) detector (D-1) estaba constituido por una pequeña pieza de galena sobre la que hacía contacto un fino hilo metálico al que se le llama *de gato* o "bigote de gato" (catwhisker). Este componente es el sustituto inmediato de los diodos de [germanio](#) o [silicio](#) utilizados a

### Figura 1.- *Receptor de galena*

El funcionamiento de este receptor, solamente apto para ondas de radio, es bastante simple. Las ondas electromagnéticas que se reciben generan en ésta, mediante el fenómeno de la [inducción](#), una fuerza electromotriz que hace recorrer una corriente en el primario del [transformador](#) T-1 y que se induce en el secundario a través de un [condensador](#) variable (CV) en paralelo.

A causa del fenómeno de [resonancia](#) se produce un máximo de frecuencia de resonancia del [circuito paralelo](#) formado por el diodo y el condensador variable.

Precisamente por el hecho de ser variable el condensador CV se puede variar la frecuencia de resonancia del conjunto, haciéndola coincidir con las frecuencias de las emisoras que en cada momento queramos recibir.

El resto es sencillo, al estar las señales moduladas en amplitud la [portadora](#) de alta frecuencia variará en función de la señal [moduladora](#) de baja frecuencia (voz, música, etc) que se transmite, con lo que a la salida del receptor obtendremos una tensión que variará de la misma forma que la tensión de la emisor, tanto reproducción de la baja frecuencia original, con lo que podemos escuchar en los auriculares.

La radio a galena recibe toda la [energía](#) necesaria para la [demodulación](#) de las propias ondas de radio, por lo cual no requiere de una fuente externa de alimentación. Esto lleva, sin embargo, a una baja intensidad de señal que carece de amplificación.

# Materiales conductores, aislantes y semiconductores

Cu, Ag y Au tienen un e- libre en la última capa de valencia, el Cu en la 4s1 y el Ag en la 5s1 y el Au en la 6s1

Grupo	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Período														
1	1 H													
2	3 Li	4 Be											5 B	6 C
3	11 Na	12 Mg											13 Al	14 Si
4	19 K	20 Ca	21 Sc	22 Ti	23 V	24 Cr	25 Mn	26 Fe	27 Co	28 Ni	29 Cu	30 Zn	31 Ga	32 Ge
5	37 Rb	38 Sr	39 Y	40 Zr	41 Nb	42 Mo	43 Tc	44 Ru	45 Rh	46 Pd	47 Ag	48 Cd	49 In	50 Sn
6	55 Cs	56 Ba	71 Lu	72 Hf	73 Ta	74 W	75 Re	76 Os	77 Ir	78 Pt	79 Au	80 Hg	81 Tl	82 Pb
7	87 Fr	88 Ra	103 Lr	104 Rf	105 Db	106 Sg	107 Bh	108 Hs	109 Mt	110 Uun	111 Uuu	112 Uub	113 Uut	114 Uuq
* Lantánidos	*	57 La	58 Ce	59 Pr	60 Nd	61 Pm	62 Sm	63 Eu	64 Gd	65 Tb	66 Dy	67 Ho	68 Er	
** Actínidos	**	89 Ac	90 Th	91 Pa	92 U	93 Np	94 Pu	95 Am	96 Cm	97 Bk	98 Cf	99 Es	100 Fm	



# Bloque temático II: Componentes

## Tema 5. El transistor de efecto

### **Contenidos:**

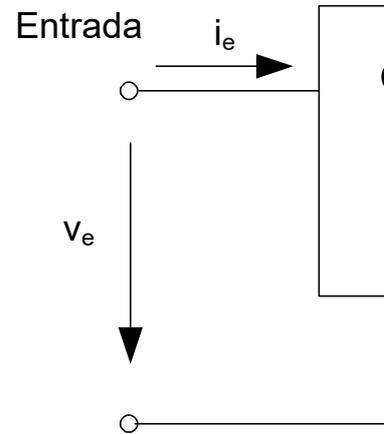
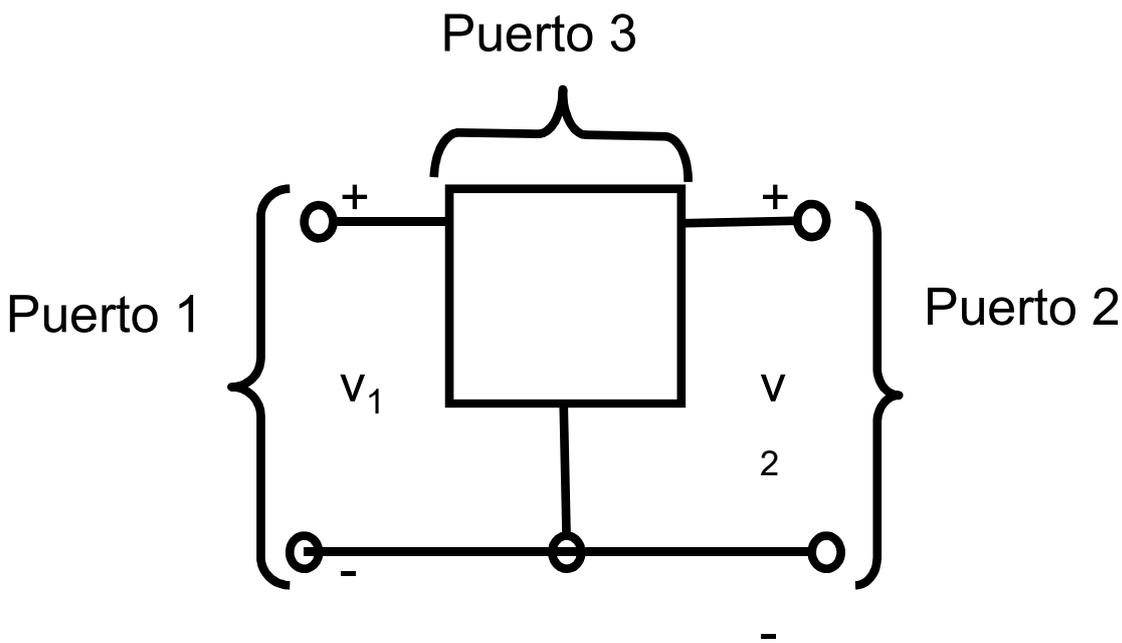
5.1- Características. Tipos y símbolos. Ppo. Operación.

5.2- Circuitos elementales con transistores de efecto campo:  
de voltaje. Funciones del BJT: conmutación, resistencia variab

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



## Dispositivos de tres terminales



✓ Tres terminales, uno en común entre los tres puertos.

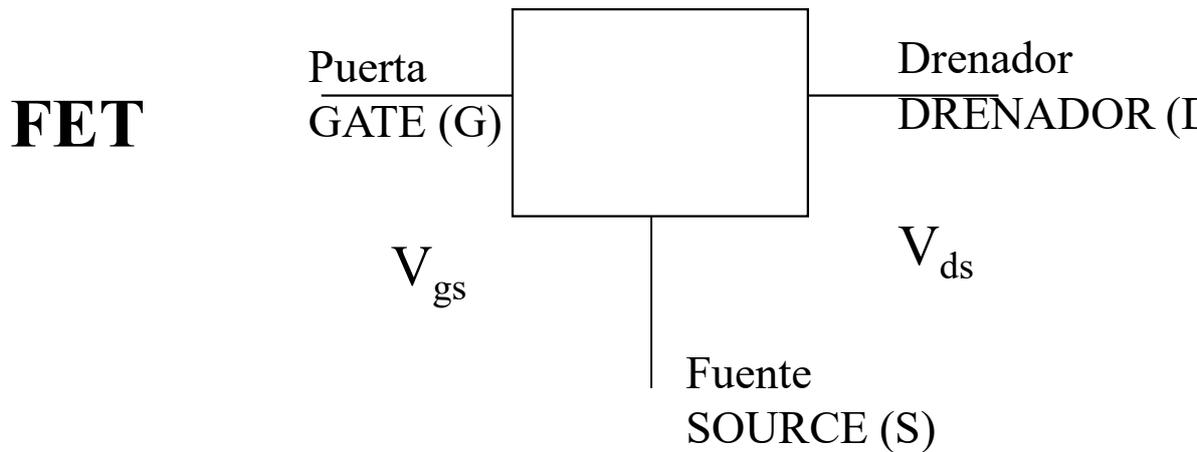
✓ La característica v-i de los dos terminales principales puede manipularse mediante la variable de entrada aplicada al tercer terminal: Podemos describirlo considerando sólo 2 de sus 3 puertos.

✓ Características v-i de los dos puertos ppales de un dispositivo controlado independientes: un puerto es el de ENTRADA O CONTROL Y el otro es el CONTROLADO.

Bloque II: Componentes no lineales



# Transistores de efecto campo “grifo” de corriente controlados por voltaje



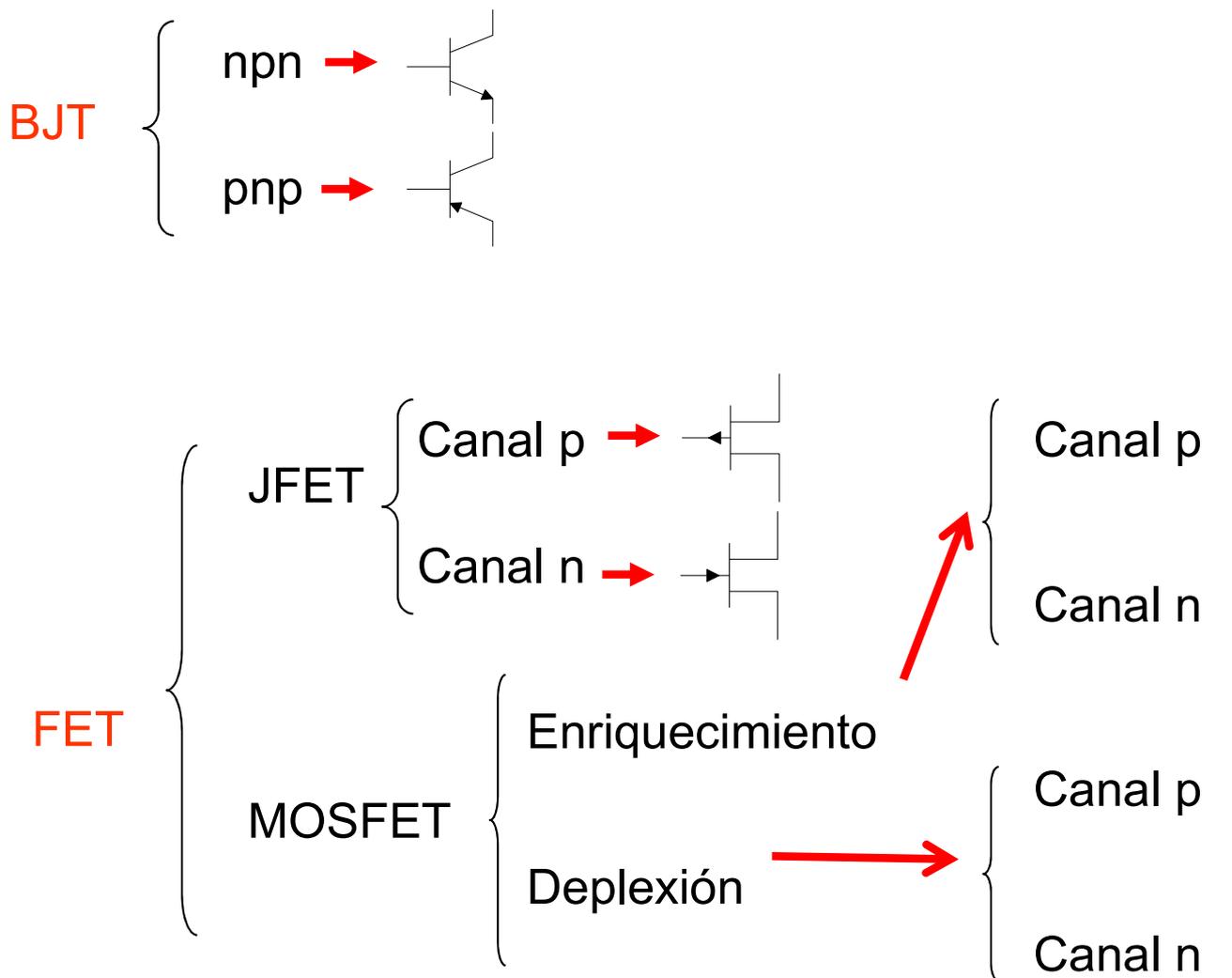
Característica de entrada:  $i_G$  vs  $V_{GS}$   
Característica de salida :  $i_D$  vs,  $V_{DS}$

✓ Aplicaciones en el procesamiento de señal  
*Conmutación y Control.*

Bloque II: Componentes no lineales



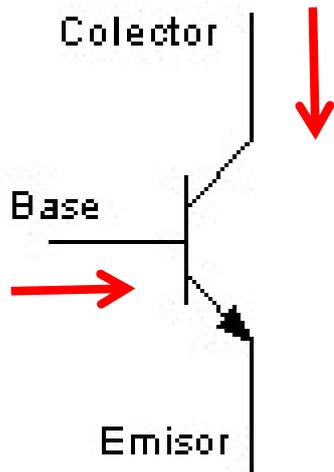
# Clasificación de los transistores



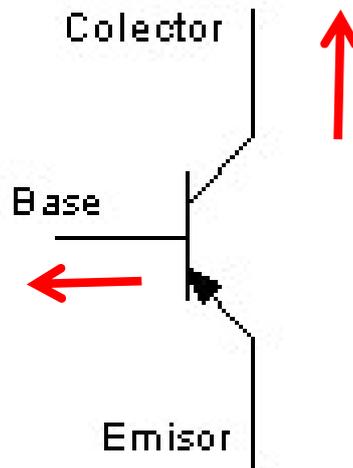
Bloque II: Componentes no lineales

# EL TRANSISTOR BIPOLAR (BJT≡BIPOLAR JUNCTION)

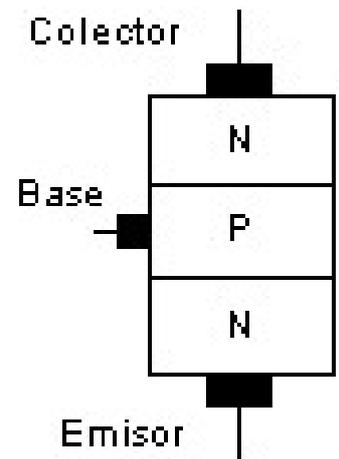
✓ Dispositivo de tres terminales en que la **característica  $v-i$**  está **controlada por** la **corriente del puerto de entrada**.



NPN



PNP



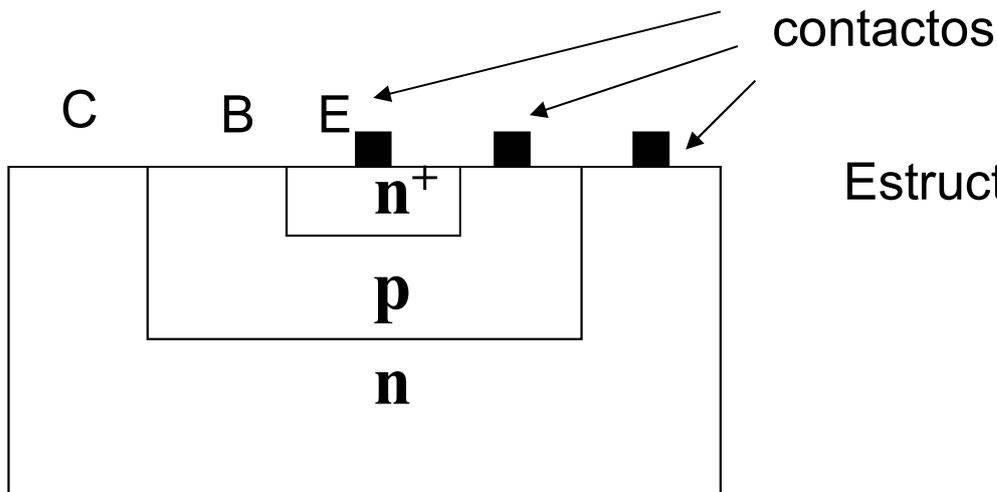
NPN

- ✓ La flecha indica el sentido de corriente en PD del diodo BE.
- ✓ **No** es un dispositivo **simétrico**.



## EL TRANSISTOR DE UNIÓN BIPOLAR (BJT)

- ✓ Formado por 2 uniones p-n con una zona común tipo p (para los pnp).
- ✓ Tres terminales: emisor (E), base (B) y colector (C)
- ✓ No se trata de una estructura simétrica (dopados diferentes en el emisor y colector)
- ✓ La base es la zona común de las dos uniones

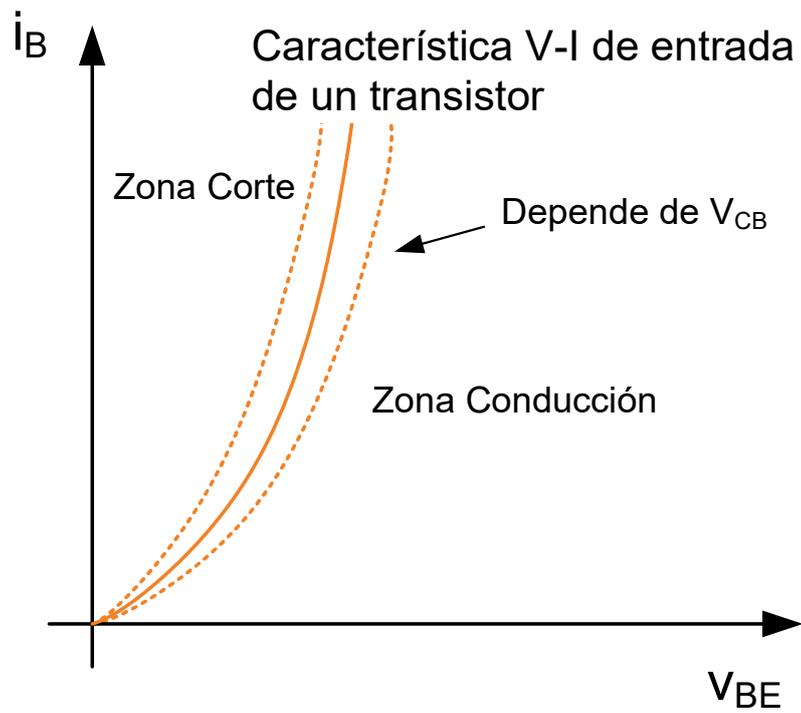


Estructura de un BJT n-p-n



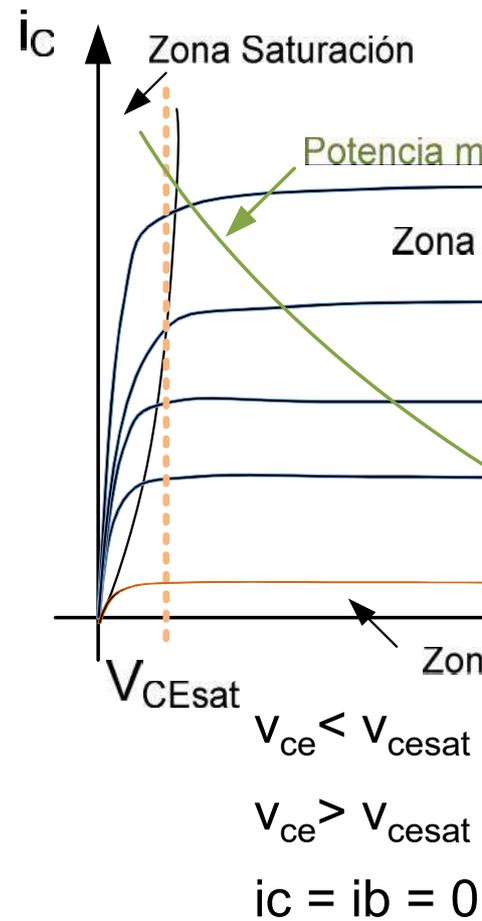
# CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL BJT (emisor común)

## Curva característica V-I de entrada



## Curva característica de salida

Conjunto de curvas de salida para diferentes valores de la corriente de entrada  $I_b$  (Curvas para  $I_b = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 15, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 \mu A$ )



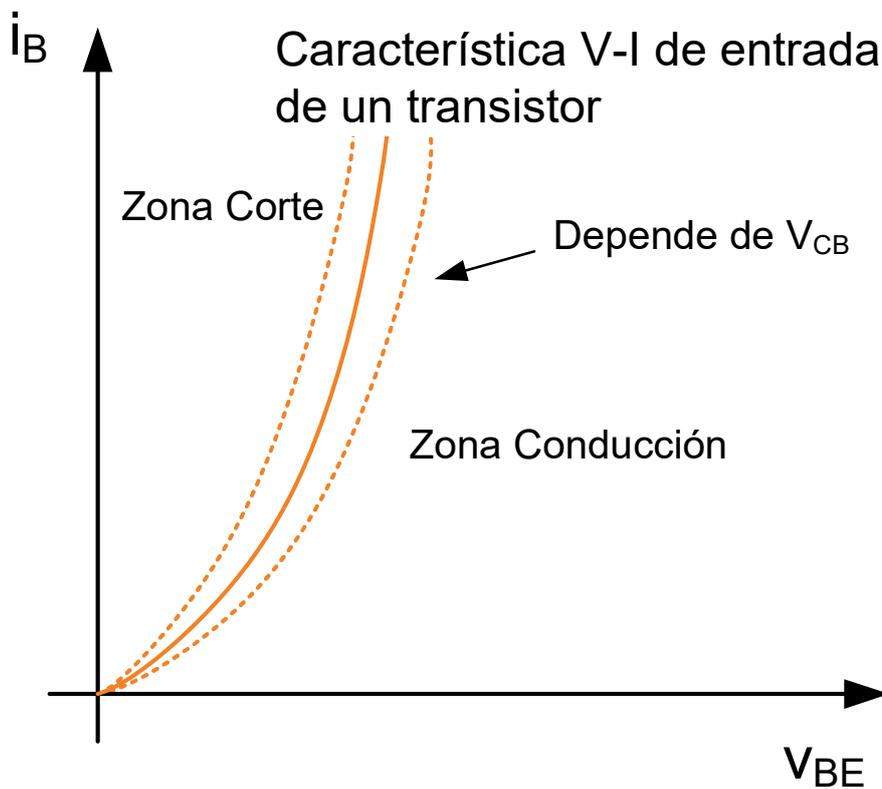
Bloque II: Componentes no lineales



# CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL BJT

## Curvas características V-I (Emisor Común)

### Característica V-I de entrada



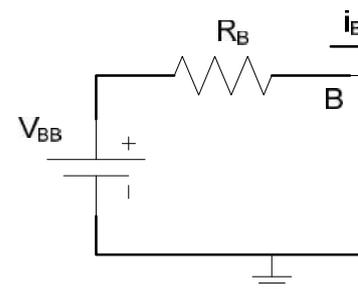
- La Base-Emisor e

$$i_B = I_{BO} (e^{v_{BE}/\eta V_T} - 1)$$

- La tensión mínima directamente la Bas
- Depende del circu

$i_B > 0$ ;  $\rightarrow$  Zona

$i_B = 0$ ;  $\rightarrow$  Zona



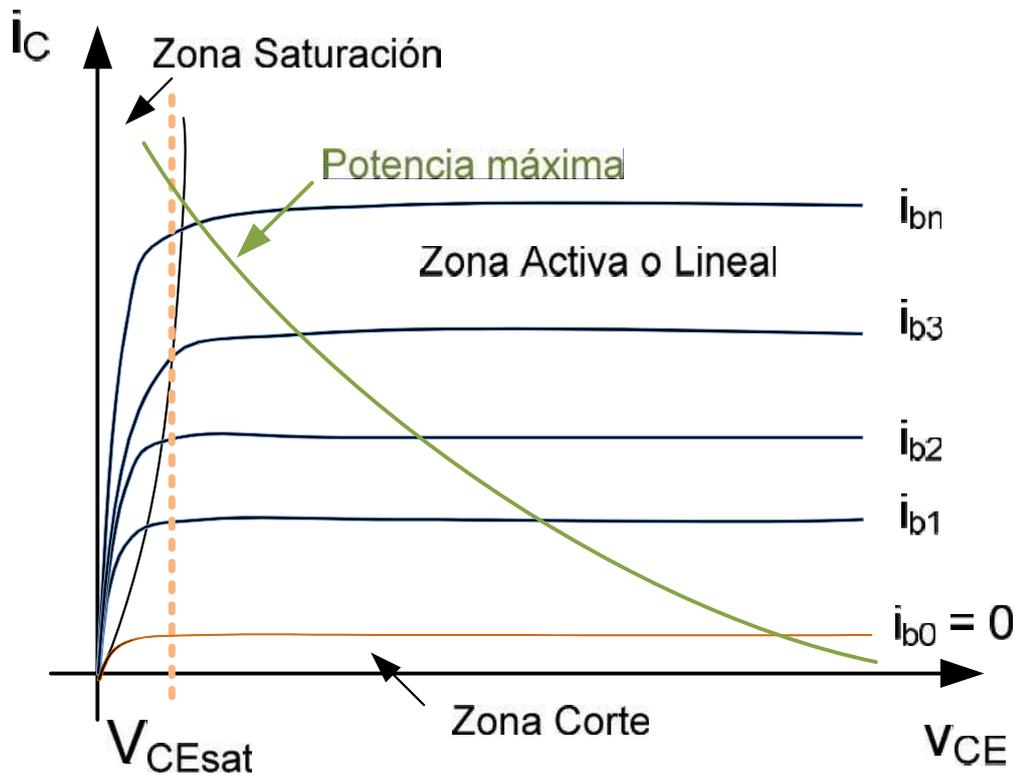
Bloque II: Componentes no lineales



# CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL BJT

## Curvas características V-I (Emisor Común)

### Característica V-I de salida



- La salida depende

$i_B > 0$ ;  $\rightarrow$  Zona Activa

( $i_c$ )

$i_B = 0$ ;  $\rightarrow$  Zona Corte

- La potencia disipada en la zona activa es limitada para una operación segura:

$$P_{BJT} = i_c \cdot v_{CE}$$

- En la zona activa la potencia disipada es constante por lo que se produce una ligera pendiente por "Modulación del ancho de banda" (Early effect).

Bloque II: Componentes no lineales



# Resumen de las zonas de funcionamiento

Unión BE	Unión BC	Estado	valor
Directa	Inversa	<i>Activa</i>	$i_b = 0$
Directa	Directa	<i>Saturación</i>	$i_b = 0$
Inversa	Inversa	<i>Corte</i>	$i_b = 0$
Inversa	Directa	<i>Activa Inversa</i>	

La zona activa es cuando el transistor se comporta como un controlada por corriente  $i_c = \beta i_b$  **AMPLIFICACIÓN!!!**

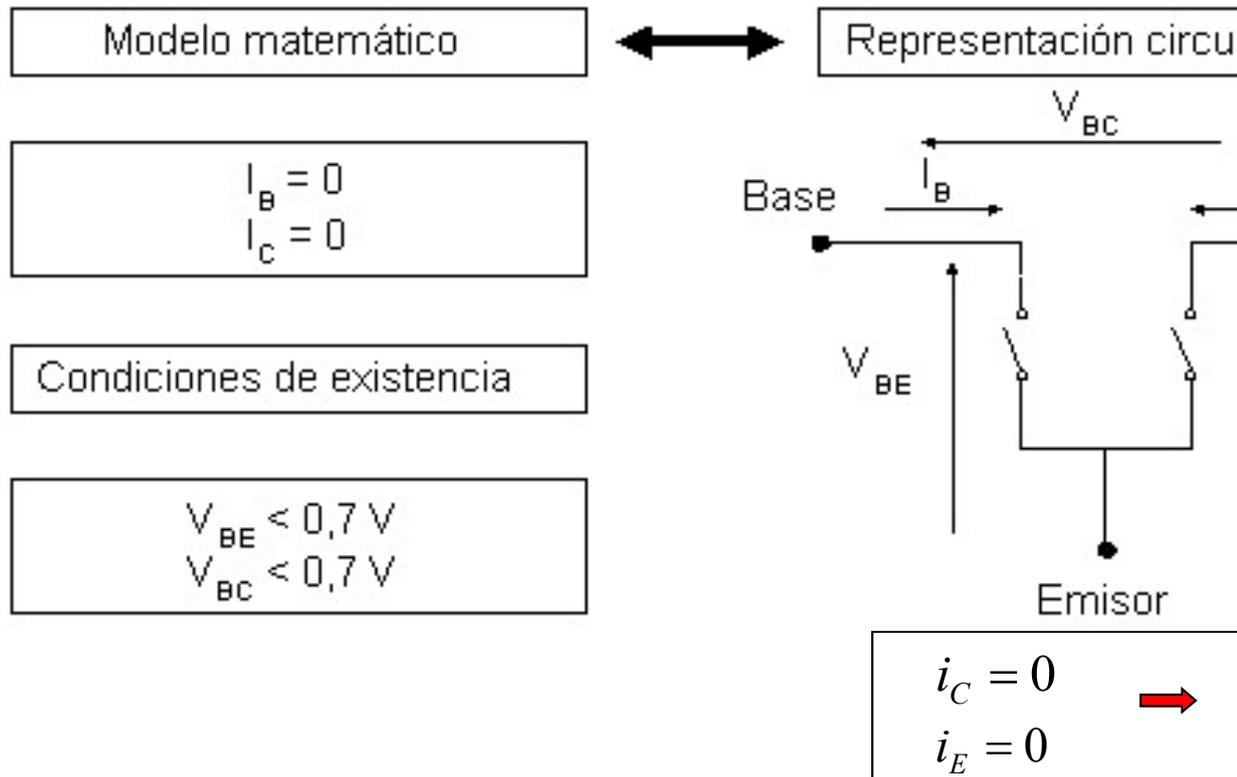
NOTAR: En un transistor hay dos uniones p-n (base-emisor) cada una es un diodo pero al estar en contacto se produce el **efecto "transistor"**. El estado global del transistor depende (directa o inversa) de las dos uniones.

Bloque II: Componentes no lineales

## PPO. OPERACIÓN BJT: REGIÓN DE CORTE

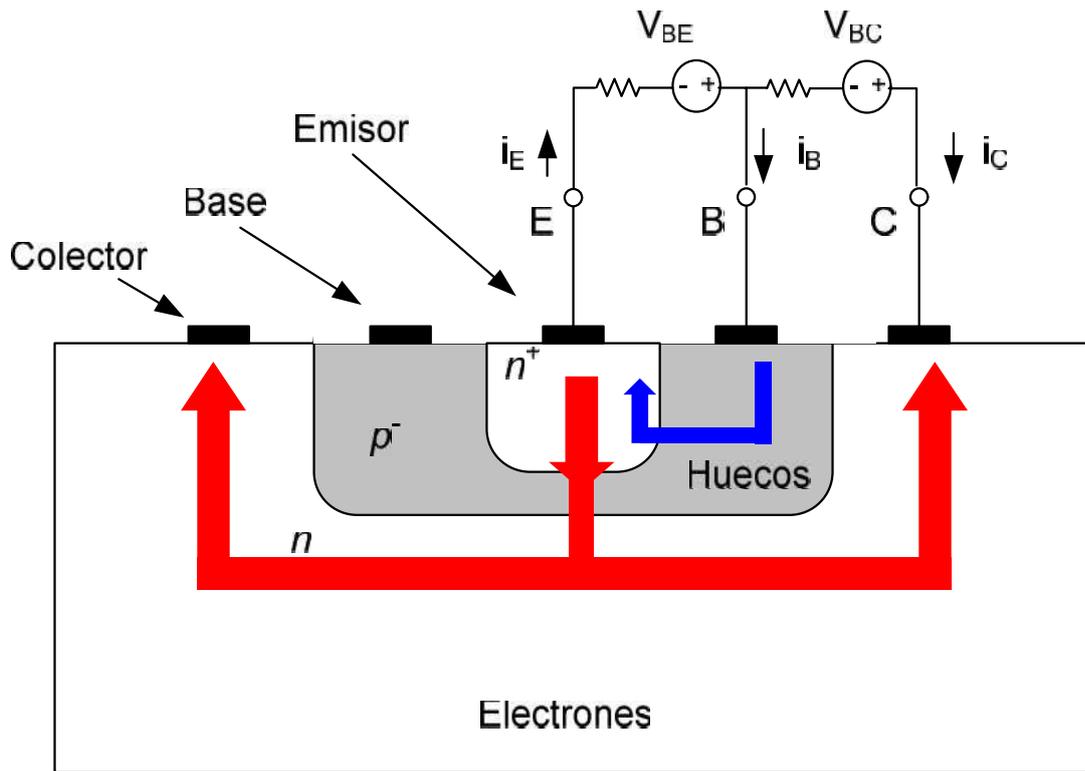
$V_{BE} < 0$  y  $V_{BC} < 0 \Rightarrow$  ambas uniones en inversa  $\Rightarrow$  no hay carga  
hay corriente de mayoritarios.

Corriente de minoritarios muy pequeñas  $\Rightarrow$  a efectos prácticos  
ABIERTO”.



Bloque II: Componentes no lineales

# PPO. OPERACIÓN BJT: REGIÓN ACTIVA NORMAL (RA)



Al igual

$$i_E =$$

Las co

$$i_C = \alpha$$

$$i_E = i_C$$

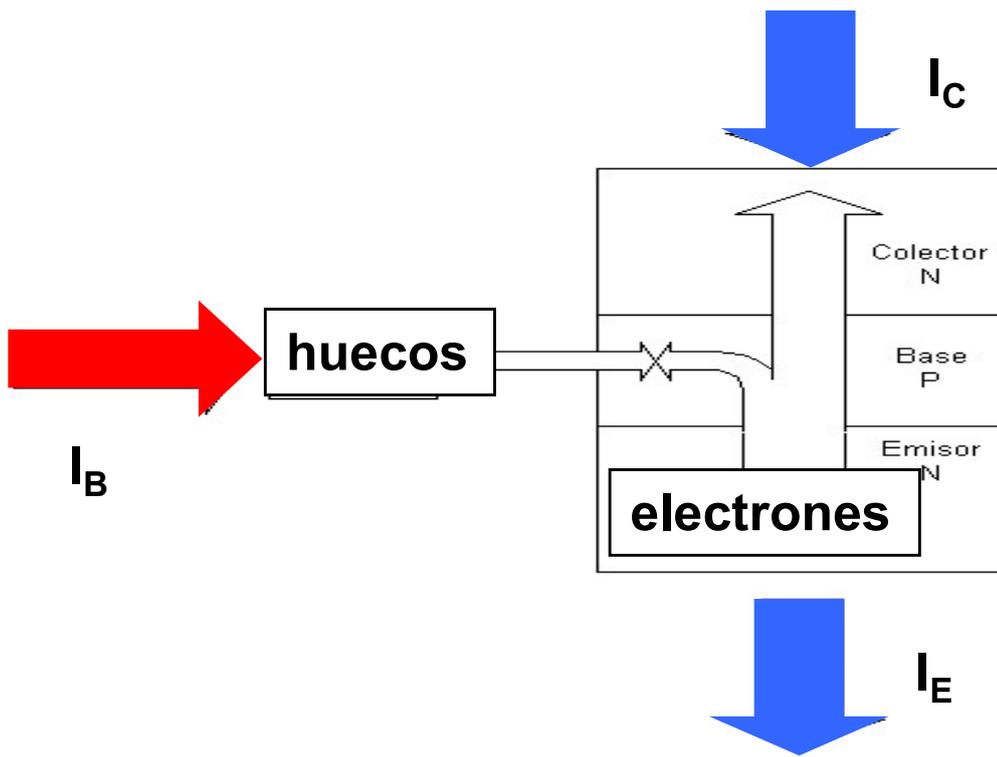
$$\frac{i_C}{i_B} = \beta$$

$$i_C =$$

✓ **Emisor** muy dopado. **Base** muy fina y poco dopada. (NO SI)

Con la unión Base-Emisor polarizada directamente ( $V_{BE} > V_T$ ) los electrones...  
 Colector a través de la Base muy fina. La unión Base-Colector se polariza in...  
 ayuda al movimiento de los electrones provenientes del Emisor (minoritarios en...  
 inversa).

# TRANSISTOR BIPOLAR: REGIÓN ACTIVA NORMAL(RAN)



- ✓ Base menos dopada
- ✓ Fabricación por difusión de  $B$  en  $P$  aprox. 1% de  $N$

Unión BE en PBI y ésta,  $e^-$  en la BE

Dopado base  $< N_B < N_E$   
inyección  $e^- \Rightarrow$   
que se recombinan  
de  $V_B \Rightarrow$  se crea

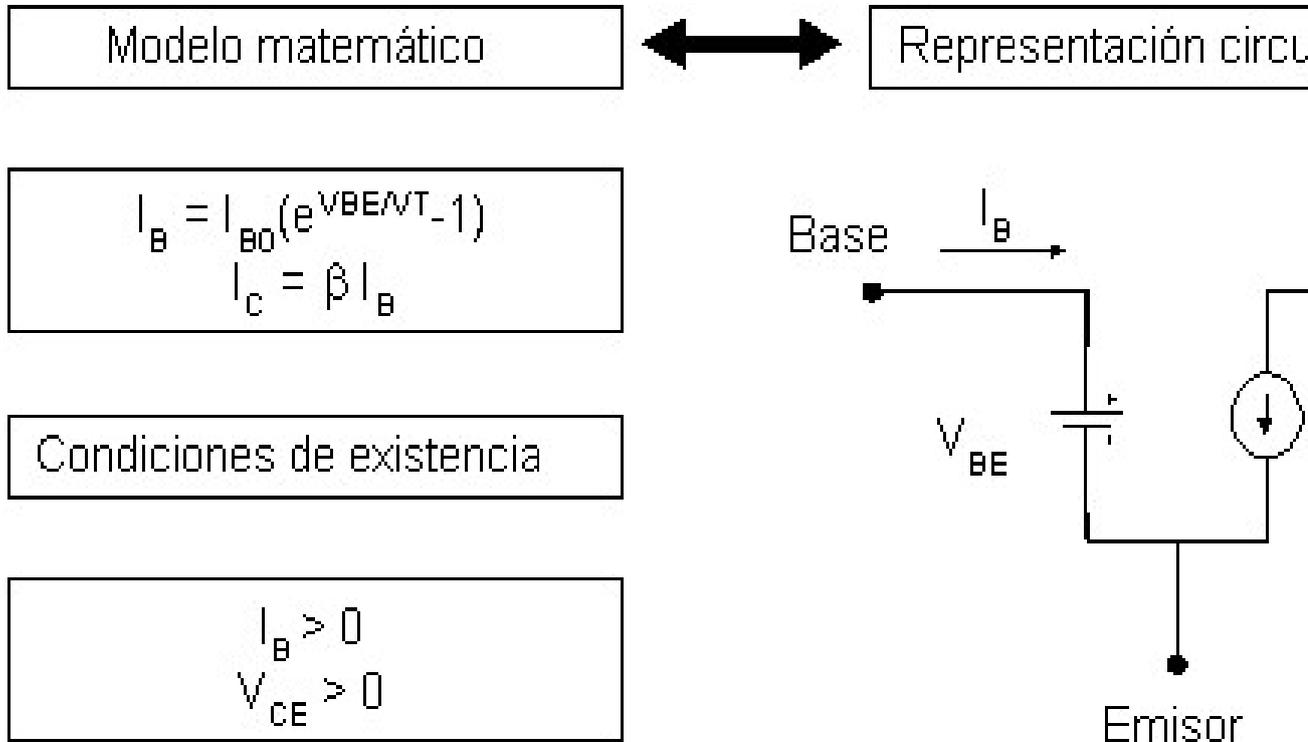
En régimen de  
características  
BC en PI,  $I_B < I_C$

$\beta$  = ganancia directa o estática de corriente

$\alpha$  y  $\beta$  dependen tanto de los valores de dopado como de la geometría del dispositivo.

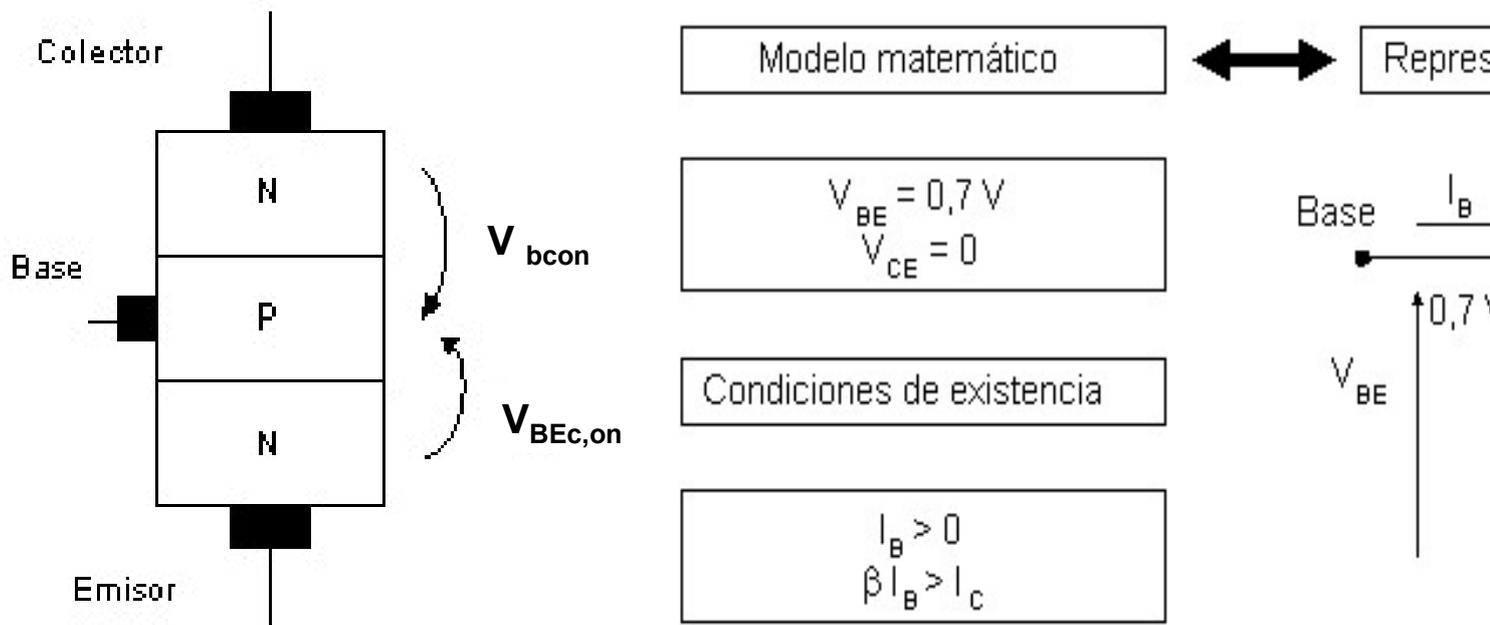
## REGIÓN ACTIVA NORMAL (RAN) : RESUMEN

Transistor Bipolar en RAN  $\Leftrightarrow$  amplificador de corriente



Bloque II: Componentes no lineales

# PPO. OPERACIÓN BJT: REGIÓN DE SATURACIÓN



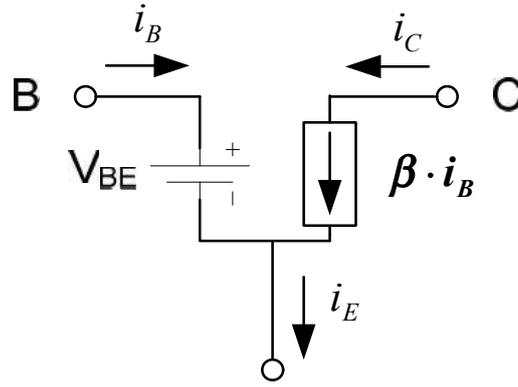
$V_{CE SAT}$  se ha elegido 0 en este modelo, pero puede ser un valor típicamente.

Bloque II: Componentes no lineales

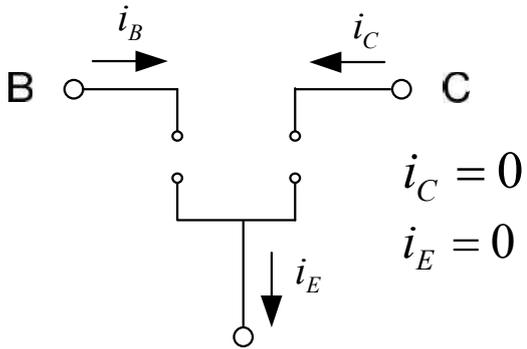


# Resumen zonas operación: modelo circuital para analizar o

✓ **Zona Activa:** Unión Base-Emisor polarizada directamente ( $V_{BE} > V_T$ ), Unión Base-Emisor polarizada inversamente.



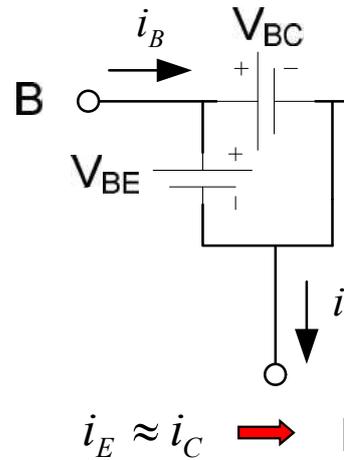
$$i_C = \beta \cdot i_B$$
$$i_E = i_C + i_B$$



➔ **Interruptor abierto**

✓ **Zona de corte:** Unión Base-Emisor polarizada inversamente, Unión Base-Emisor polarizada directamente. Sólo electrones (sólo  $i_E$ ).

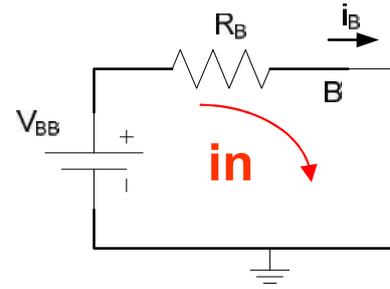
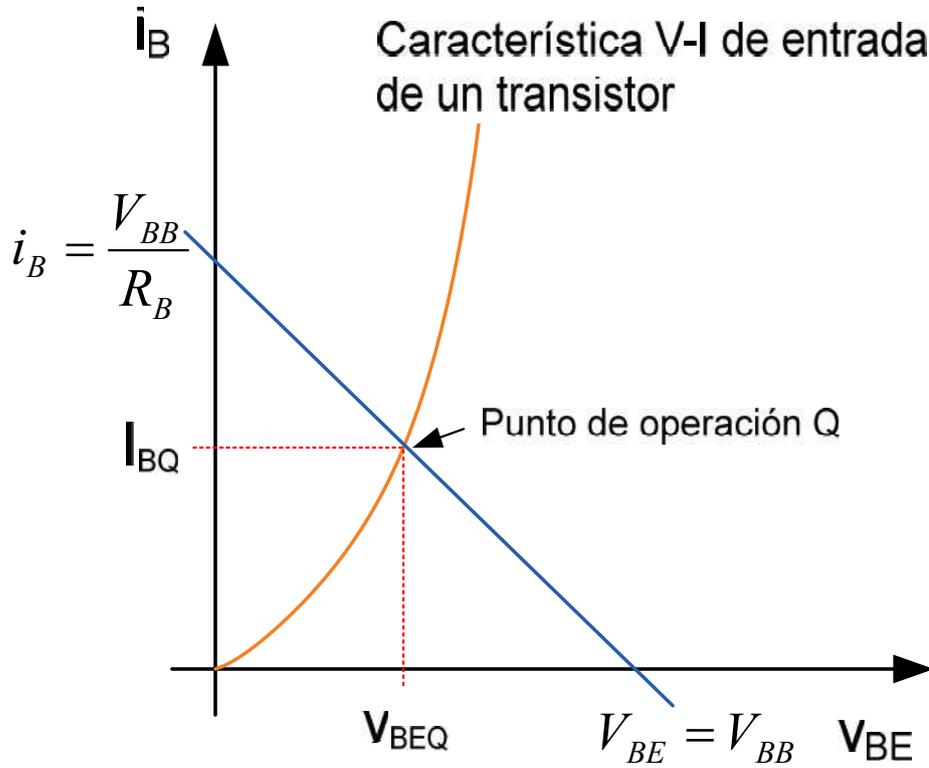
✓ **Zona Saturación:** Unión Base-Emisor polarizada directamente ( $V_{BE} > V_T$ ), Unión Base-Colector polarizada directamente. La polarización directa BC evita que pasen los e<sup>-</sup> provenientes del Emisor. Sin embargo provoca que la tensión CE sea prácticamente nula. La corriente de colector  $i_c$  depende del circuito externo.





# Polarización (Emisor Común)

✓ Obtención del Pto. de Operación.



$$V_{BB} = i_B \cdot R_B + V_{BE}$$

$$V_{BE} = 0 \rightarrow$$

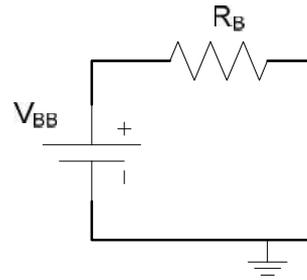
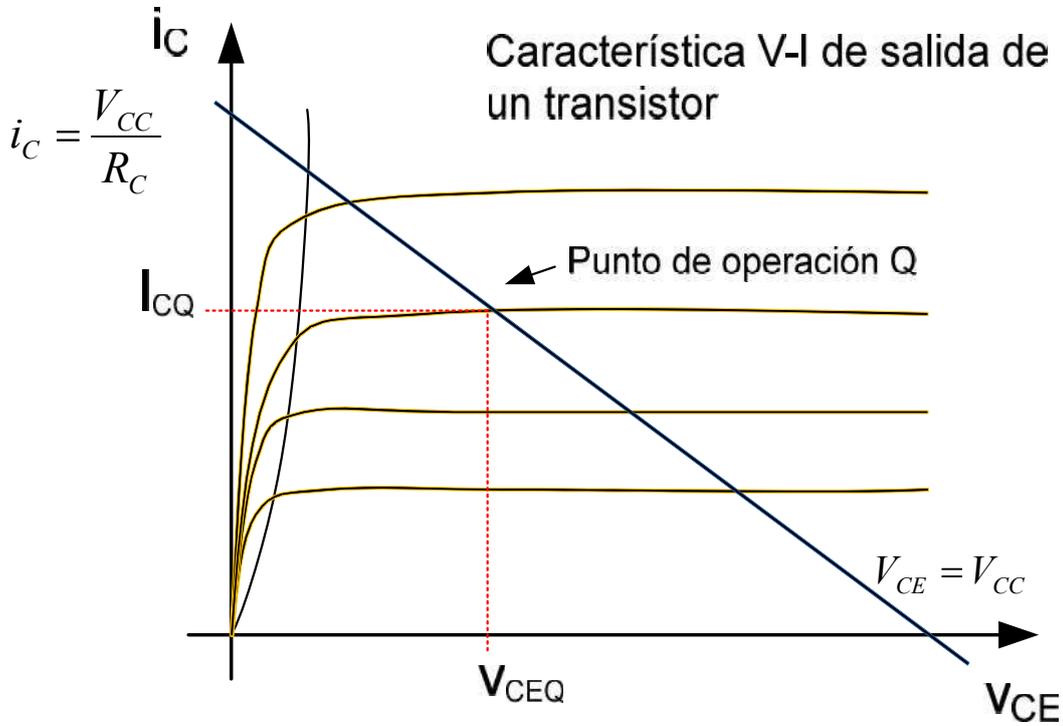
$$i_B = 0 \rightarrow$$

• Pto. De Operación Q  
recta de carga  
de entrada.



# Polarización (Emisor Común)

✓ Obtención del Pto. de Operación.



$$V_{CC} = i_C \cdot R_C + V_{CE}$$

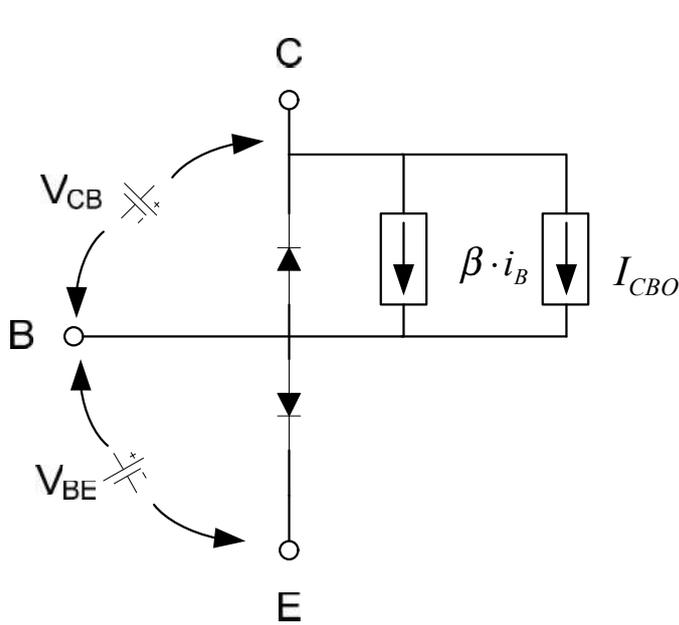
$$V_{CE} = 0 \rightarrow$$

$$i_C = 0 \rightarrow$$

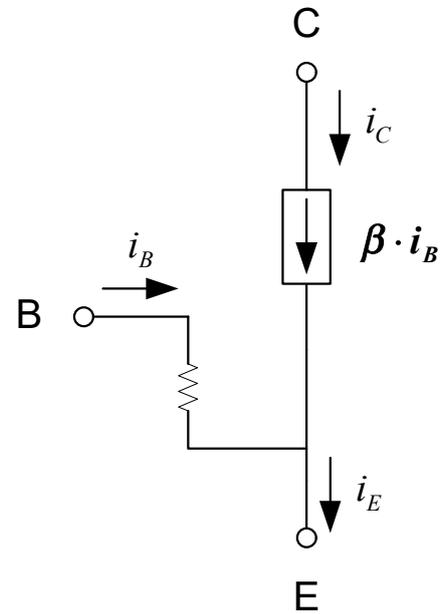
- Pto. De Operación de carga conectado por la característica

Bloque II: Componentes no lineales

✓ Modelo equivalente en zona activa para CC o bajas frecu



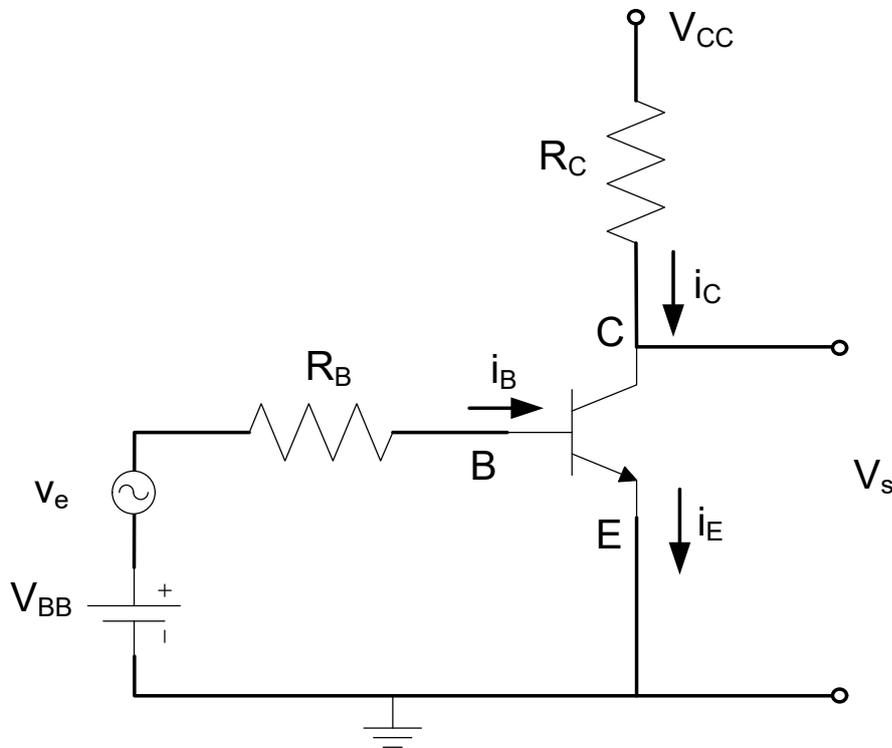
Ebers-Moll



Simplificado

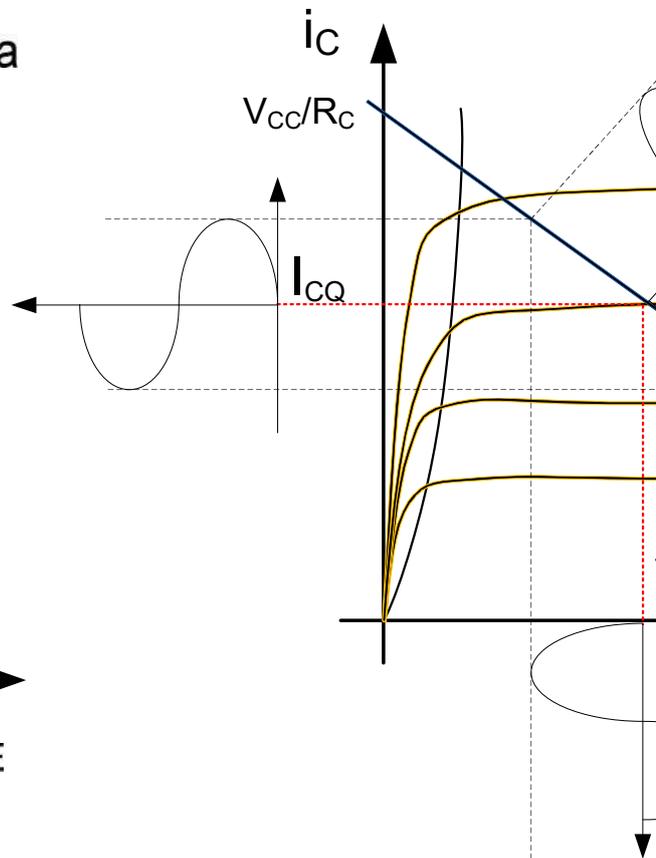
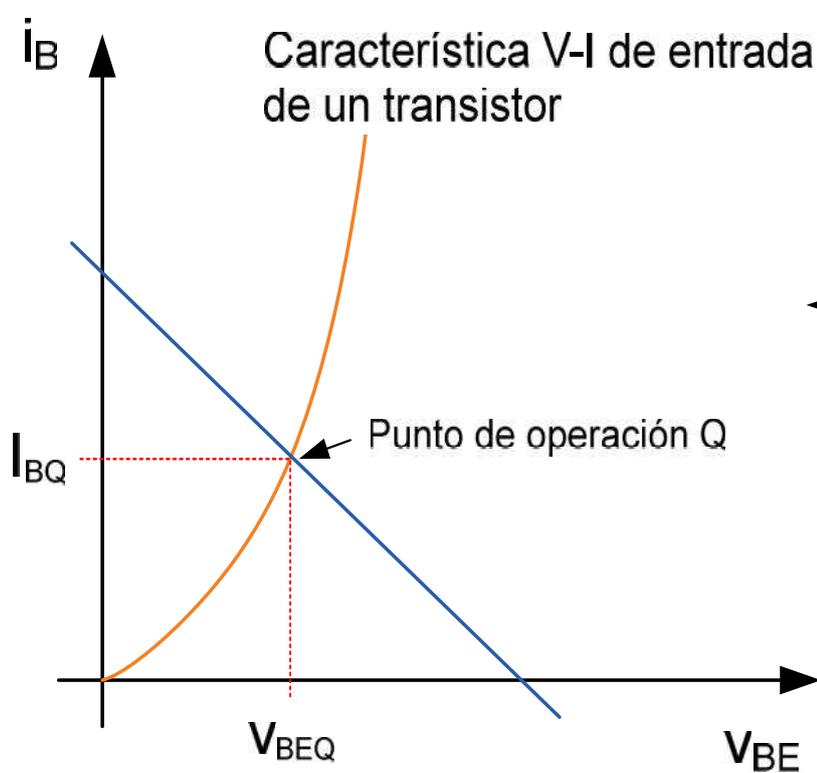
Bloque II: Componentes no lineales

✓ Emisor Común. Amplificador inversor de tensión.



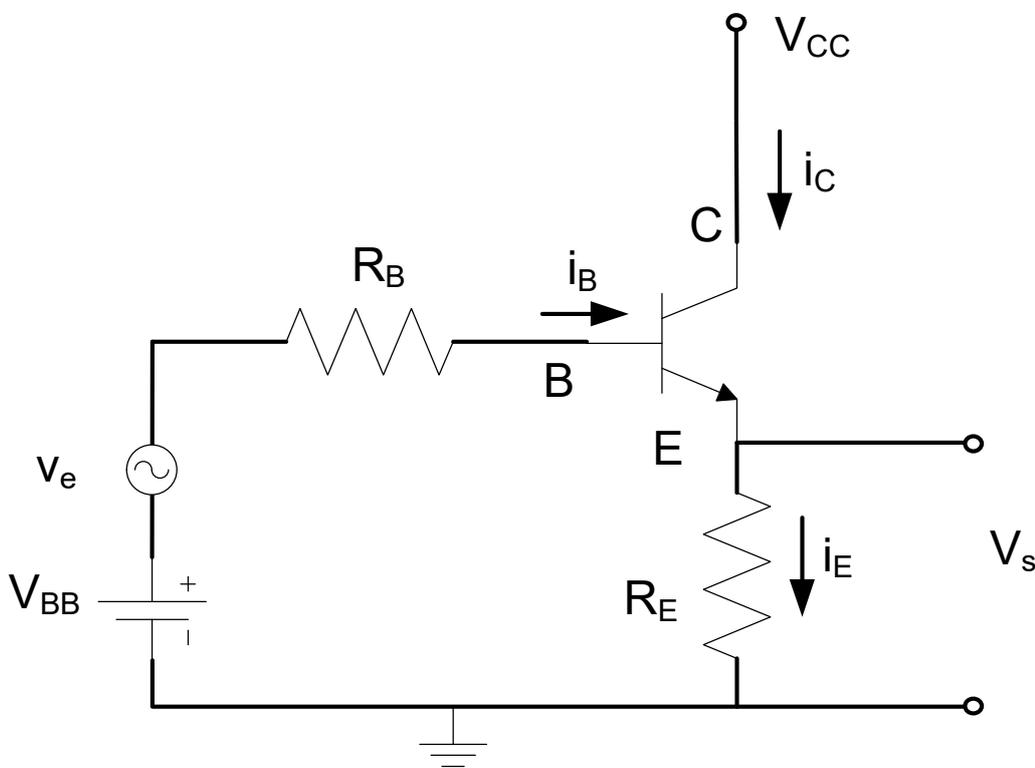
- Polarización CC
- $V_{BB} = i_B \cdot R_B + V_{BE}$
- $V_{CC} = i_C \cdot R_C + V_{CE}$
- Ganancia de tensión
- Alta impedancia de salida
- Amplificación de fase inversa

✓ Emisor Común. Curvas características.



Bloque II: Componentes no lineales

✓ Colector Común. Seguidor de tensión.



$$V_{BB} = i_B \cdot R_B$$

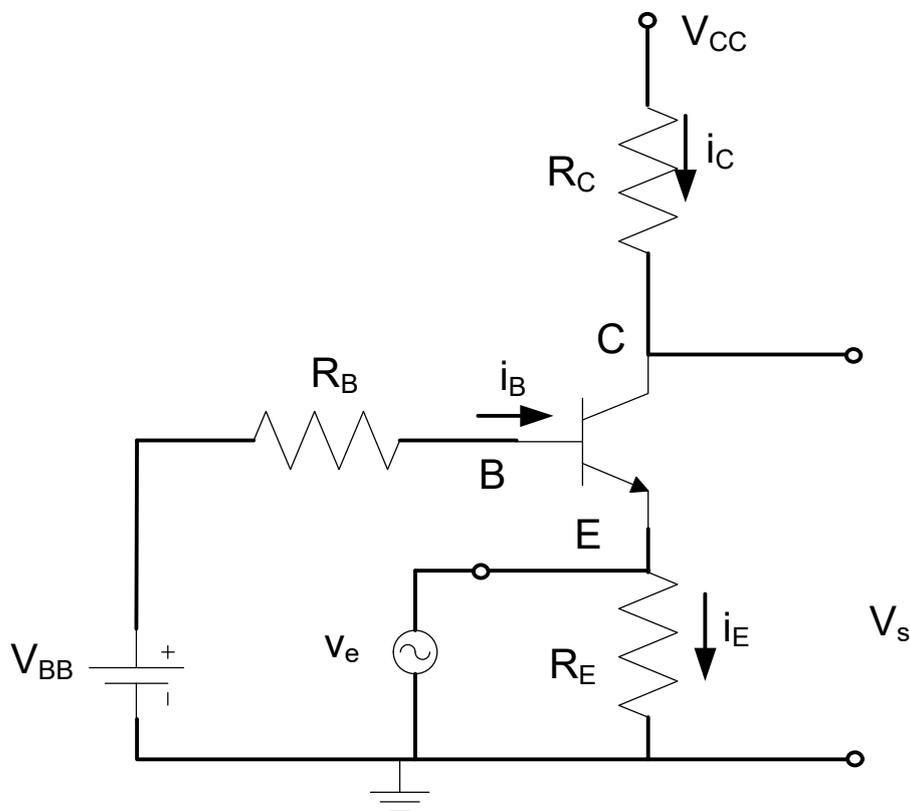
$$V_{CC} = i_E \cdot R_E$$

- Ganancia de  $V_s$
- Ganancia de  $i_s$
- Alta impedancia de salida.
- Amplificación (Etapa de salida)
- Realimentación de tensión de salida a la entrada.



## Configuraciones

✓ Base Común. Amplificador de tensión.



$$V_{BB} = i_B \cdot R_B$$

$$V_{CC} = i_C \cdot R_C$$

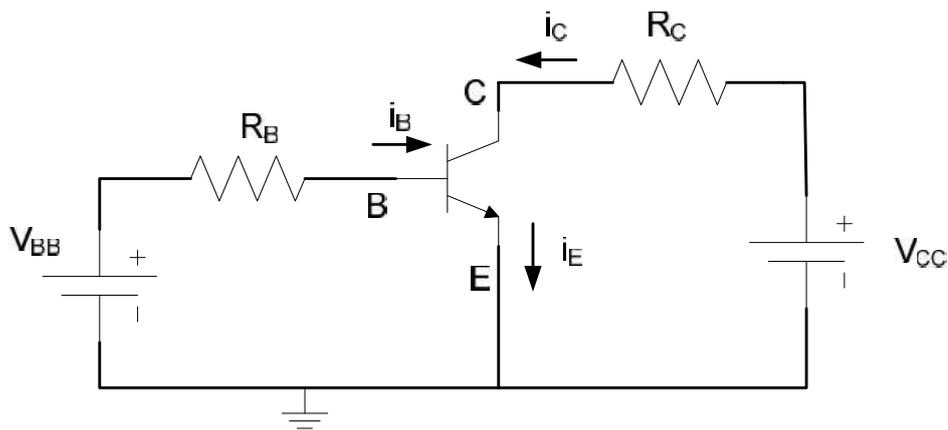
- Baja impedancia de salida.

- Amplificación de tensión.  
Buena respuesta en frecuencia.

Bloque II: Componentes no lineales

✓ Resistencia variable (en CC y Zona Lineal)  $\Rightarrow \frac{V_{CE}}{i_C} =$

✓ Interruptor: Corte y Saturación.



$i_B = 0$ ;  $\Rightarrow$  Zona

$V_{CE} \approx 0$ ;  $\Rightarrow$  Zona

$i_C$

✓ Amplificadores

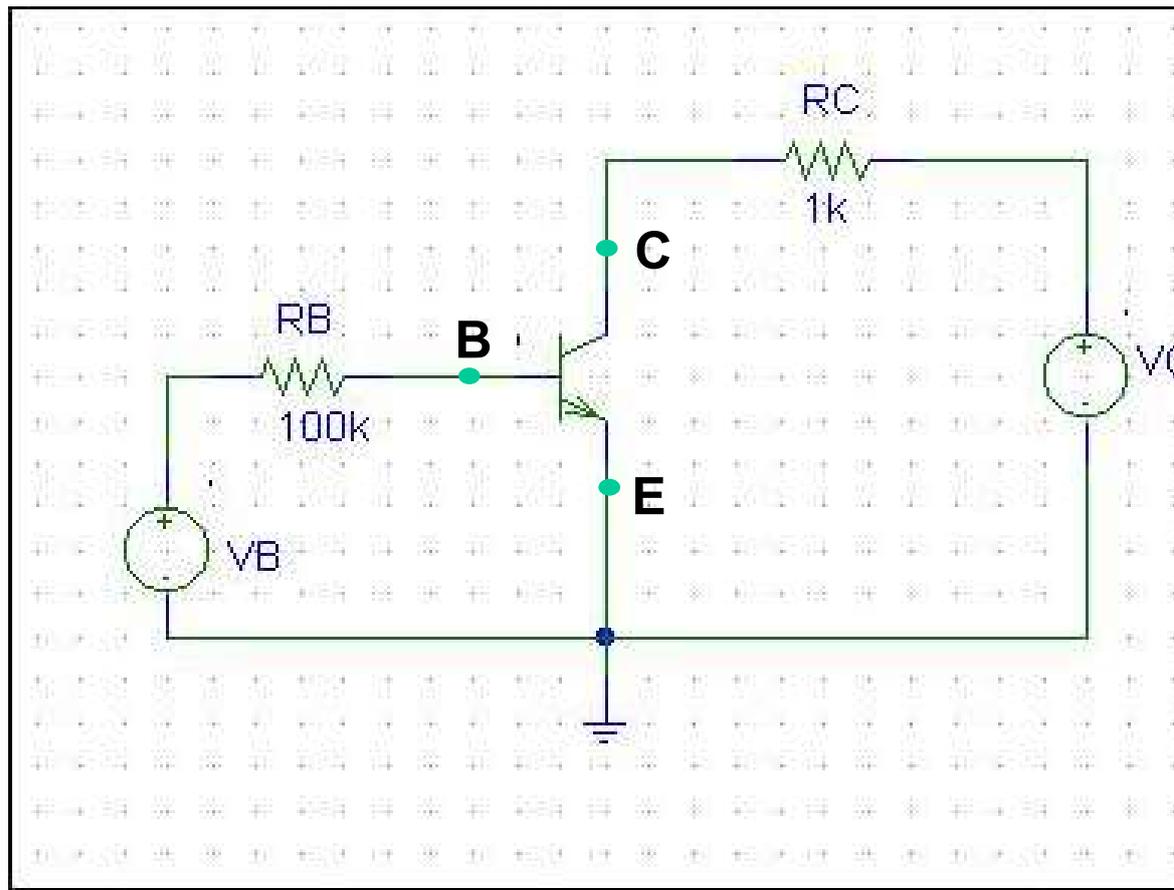


## Transistor BJT real.

- ✓ Sus características varían con la temperatura. En general, un aumento de temperatura produce un aumento de la corriente del transistor, un aumento de las corrientes de fugas y una disminución de la tensión umbral Base-Emisor.
- ✓ La curva característica de salida no es plana en su Zona de Saturación (tiene una ligera pendiente positiva, determinada por el ancho de la base y el ancho de base). Tensión de Early.
- ✓ La tensión máxima que soporta un transistor entre terminales Base-Emisor y Base-Emisor encima de ellas se rompe el componente.
- ✓ La máxima corriente viene limitada por la capacidad de disipación de potencia del componente.
- ✓ La existencia de capacidades y resistencias parásitas hacen que la respuesta del transistor sea limitada.



Ejemplo: Calcular  $I_B$ ,  $I_C$  e  $I_E$  y  $V_{BE}$ ,  $V_{CE}$  y  $V_{CE}$  en el siguiente



Quedan propuestos ejercicios hoja 4!

Bloque II: Componentes no lineales



Al acabar este tema:

Cómo funciona un BJT, esto es, sus curvas de transferencia de operación → modelo circuital en cada zona.

Forma de “afrontar” un circuito con BJT:

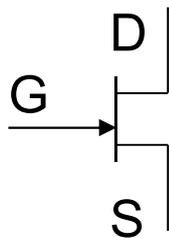
mirar si está en corte o conduciendo,

si no está en corte, suponemos RAN, a  
circuital y comprobamos al final que está  
( $V_{CE,SAT}$ )

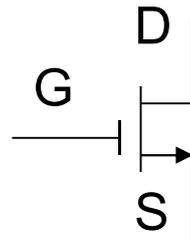
Autoevaluación: ejercicios hoja 4.

## 4.4 EL TRANSISTOR DE EFECTO CAM

- Tres terminales: drenador (D), puerta (G) y fuente (S)
- La corriente principal (de drenador) se controla con la tensión de entrada (tensión entre puerta y fuente)
- Los MOSFET ocupan menos espacio que los JFET (a nivel de integración), además su proceso de fabricación es más simple  $\Rightarrow$  Muy importantes en Electrónica
- Dispositivo simétrico.

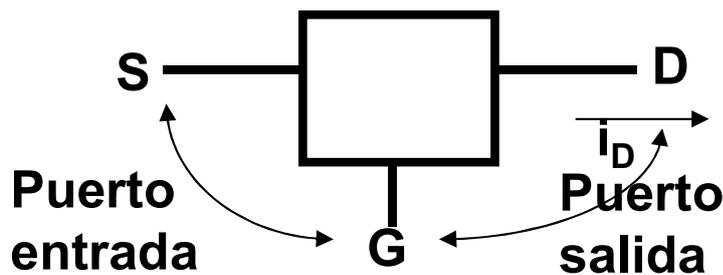


**JFET**



**MOSFET**

- Dispositivo de tres terminales en que la corriente por el drenaje se controla con una tensión. “*Fuente de corriente controlada por tensión*”
- Dispositivo de alta impedancia, no absorbe corriente de control, potencia de control nula. “ $i_{IN} = 0$ ”  $\Rightarrow$  Una tensión puede controlar el dispositivo.
- JFET, MOSFET: características físicas muy distintas pero sus características v-i en puerto de salida similares: Efecto de canal



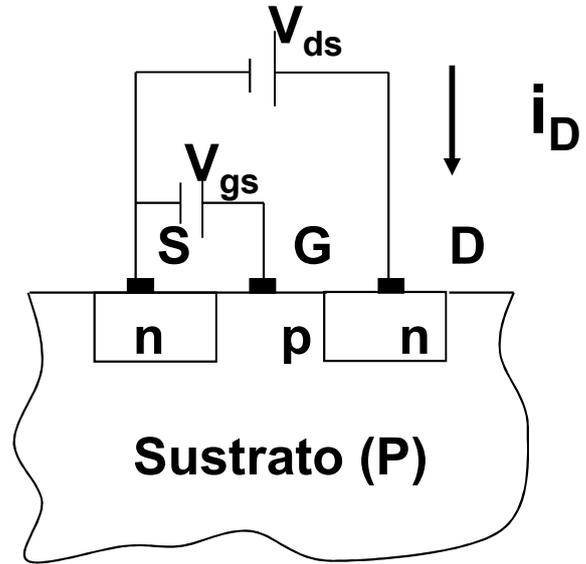
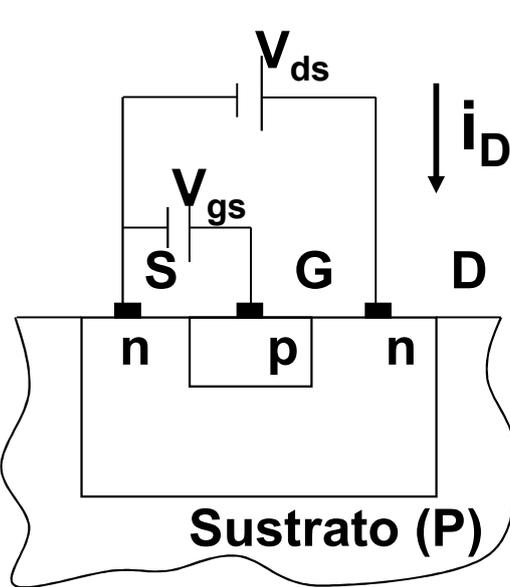
$V_{GS}$  regula  $i_D$  modificando la conductividad del canal y así conecta el D y S

# Esquemas de los diferentes tipos de FET

JFET

MOSFET de acumulación

MOS



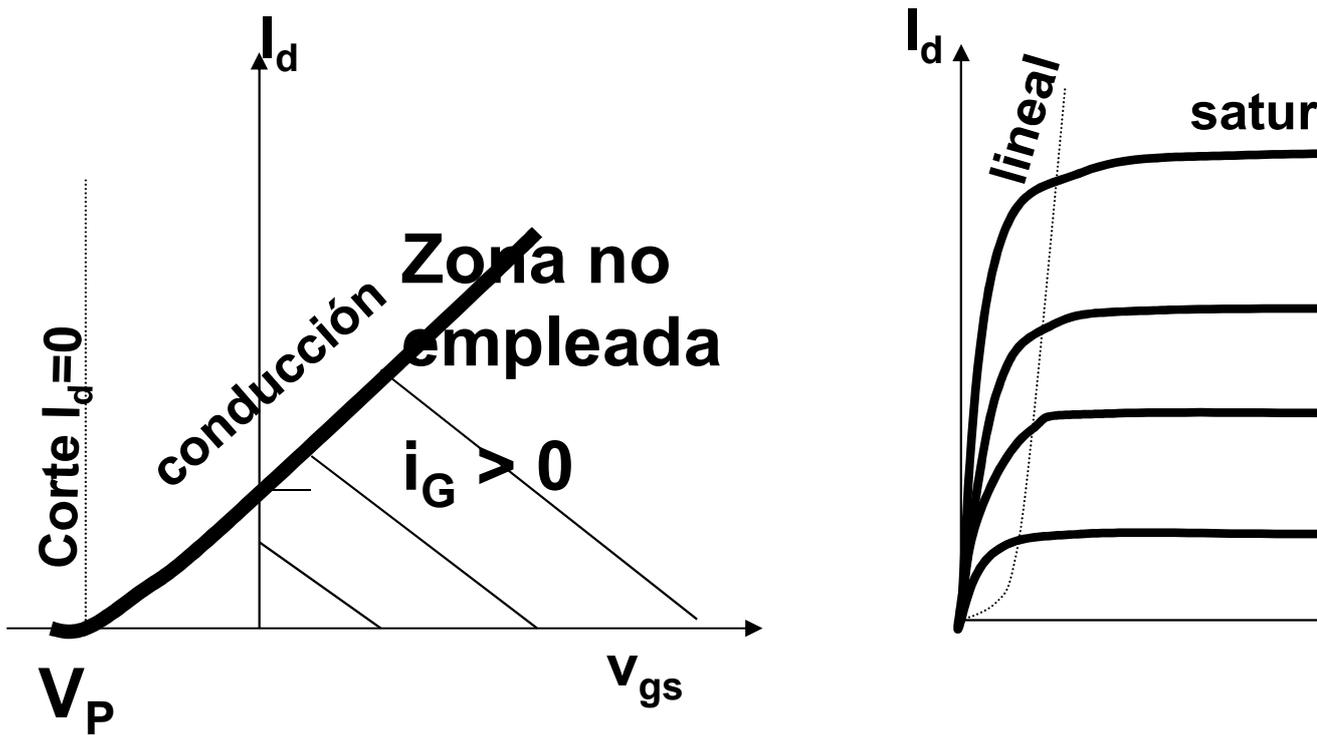
La variable  $V_{gs}$  es la que controla la corriente de  $i_D$   
 El puerto de entrada es G-S y el de salida D-S

*$V_{GS}$  regula  $i_D$  modificando la conductividad del canal  
 conecta el D y S*



## El JFET

Curvas características: a)  $I_d$  vs.  $V_{gs}$  para  
b)  $I_d$  vs.  $V_{ds}$  para  
el JFET trabaja siempre en la zona de  $V_{gs}$



Bloque II: Componentes no lineales



## Resumen Regiones de funcionamiento

a) Región de corte,  $V_{gs} < V_p \Rightarrow I_d = 0$   $V_p$  es el potencial de bloqueo

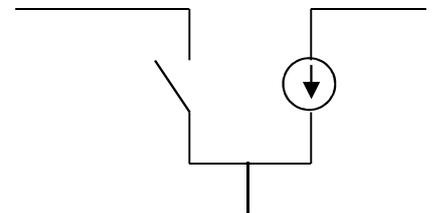
b) Región triodo,  $V_{gs} > V_p$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_p$

$$I_d = 2 \frac{I_{dss}}{V_p^2} (V_{gs} - V_p)^2 \left( 1 - \frac{V_{ds}}{V_{gs} - V_p} \right)$$

c) Región de saturación,  $V_{gs} > V_p$ ,  $V_{ds} > V_{gs} - V_p$

Siempre  $I_g \sim 0$

Circuito equivalente





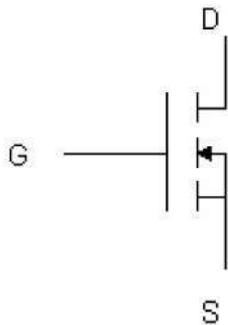
## **El MOSFET (Metal Óxido Semiconductor)**

- **Prestaciones similares a las del JFET, pero con estructura y funcionamiento diferentes.**
- **Dos tipos: de acumulación y de vaciamiento, canal n o canal p.**
- **En el MOSFET de acumulación se debe aplicar un potencial positivo entre puerta y fuente para que haya paso de corriente. En el de vaciamiento, sólo si ese potencial es inferior a un umbral negativo se bloquea el paso de corriente.**

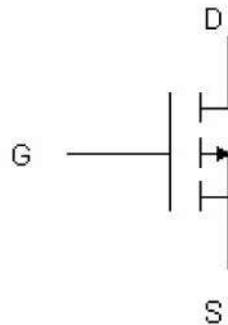


# El MOSFET (Metal Óxido Semiconductor)

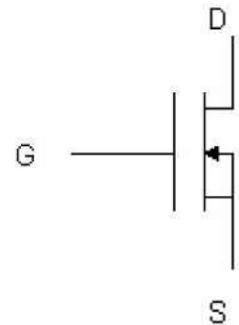
Enriquecimiento canal N



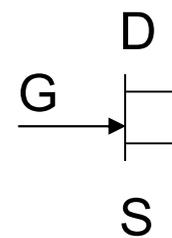
Enriquecimiento canal P



Empobrecimiento canal N



**Nosotros usaremos:  
(canal N)**



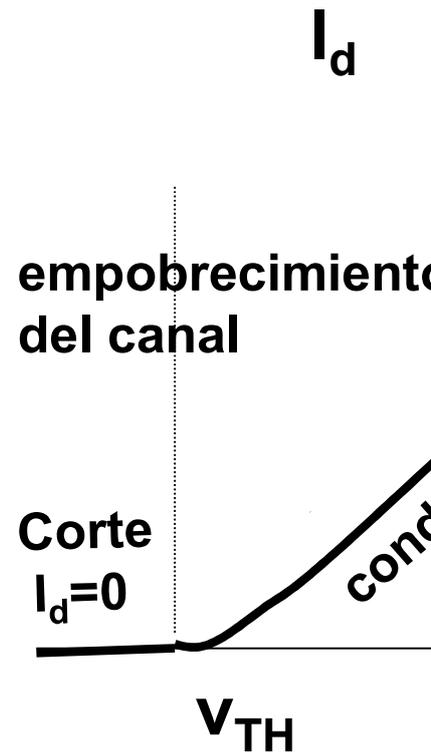
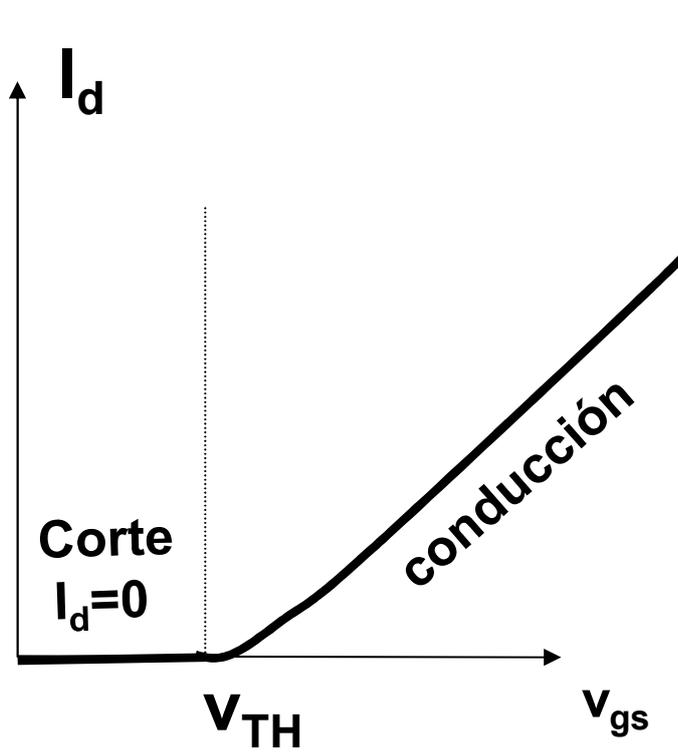
**JFET**



# Curvas características del MOSFET: $V_{ds}$

De acumulación

De vacía

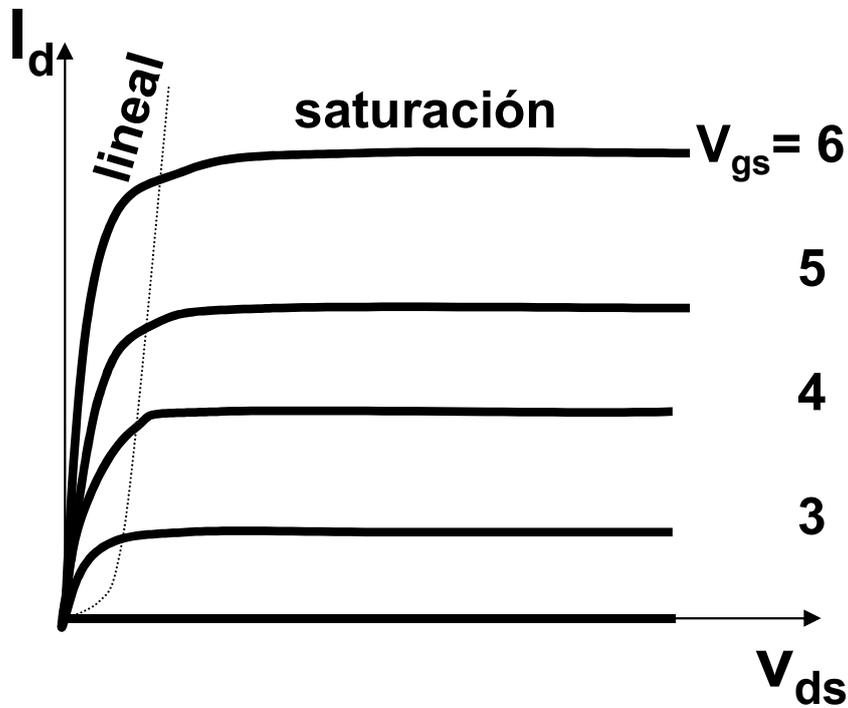


Bloque II: Componentes no lineales

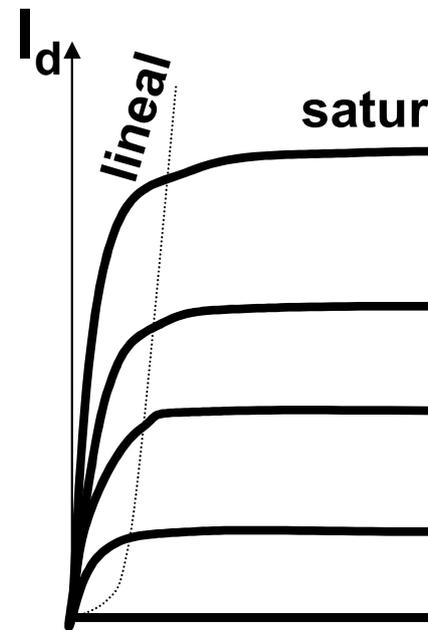


## Curvas características del MOSFET

### De acumulación



De vaci



La diferencia está en el signo del voltaje umbral  
los de acumulación y negativo para los de vaci



## Regiones de funcionamiento

a) Región de corte  $V_{gs} < V_{TH}$ ;  $I_D = 0$       G

b) Región lineal  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_{TH}$

$$I_d = K(2(V_{gs} - V_{tr}) - V_{ds})V_{ds} \text{ con } K = \frac{\mu W}{2L}$$

c) Región de saturación  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} >$

$$I_d = K(V_{gs} - V_{tr})^2$$



# Bloque temático II: Componentes

## Tema 4. El transistor BJT

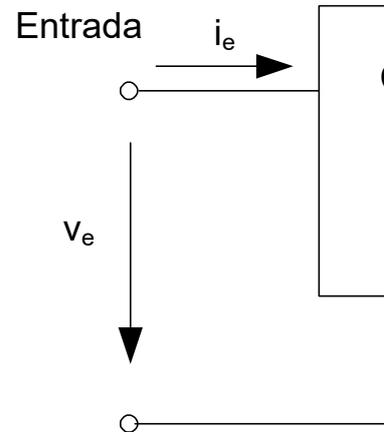
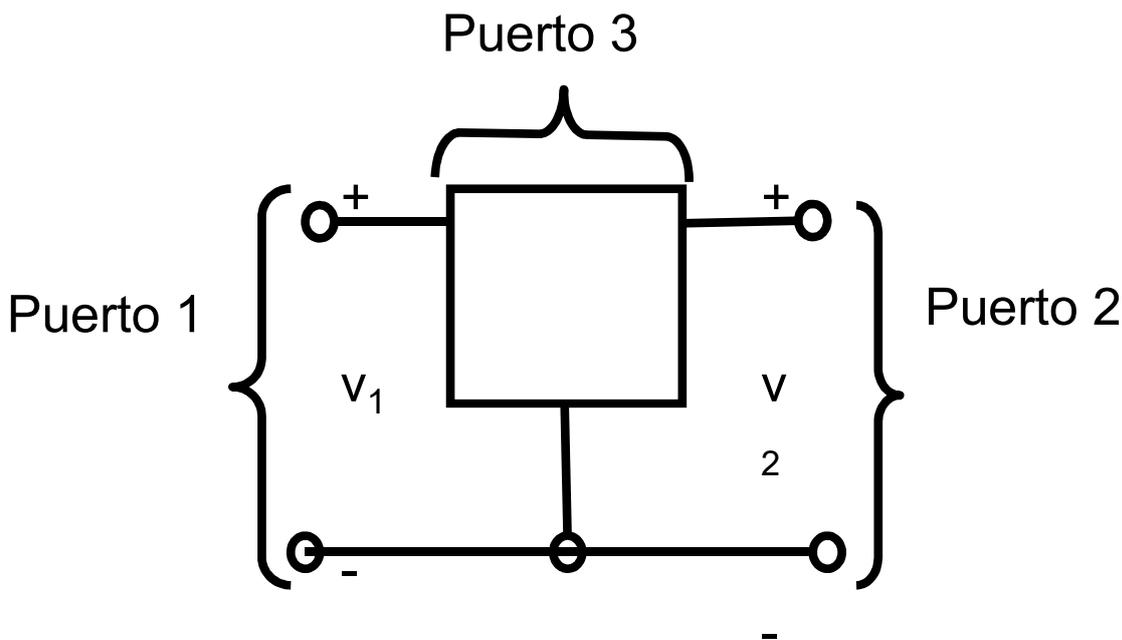
### Contenidos:

4.1- El transistor Bipolar (BJT). Presentación del dispositivo y modos de operación. Formas de operación. Características de entrada-salida.

4.2- Circuitos elementales con transistores BJT: inversor y seguidor de emisor. Funciones del BJT: conmutación, resistencia variable o amplificación.

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

## Dispositivos de tres terminales



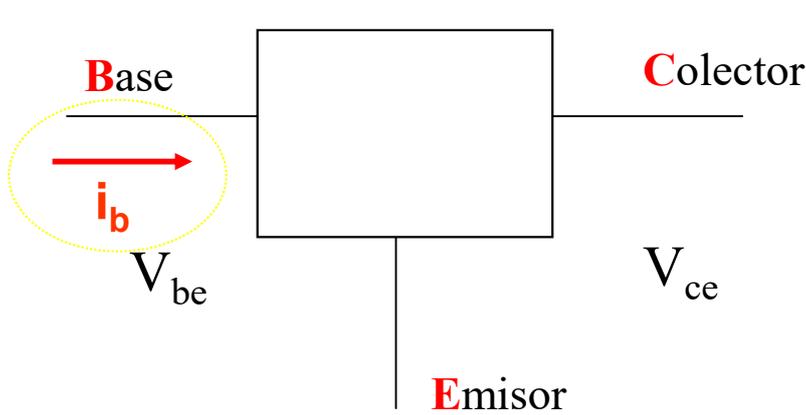
✓ Tres terminales, uno en común entre los tres puertos.

✓ La característica v-i de los dos terminales principales puede manipularse mediante la variable de entrada aplicada al tercer terminal: Podemos describirlo considerando sólo 2 de sus 3 puertos.

✓ Características v-i de los dos puertos ppales de un dispositivo controlado independientes: un puerto es el de **ENTRADA O CONTROL** Y el otro es el **CONTROLADO**.



# Transistores: “grifos” de corriente controlado (BJT) o tensión ( $v_{gs}$ ) (FET)



## BJT

6 variables diferentes

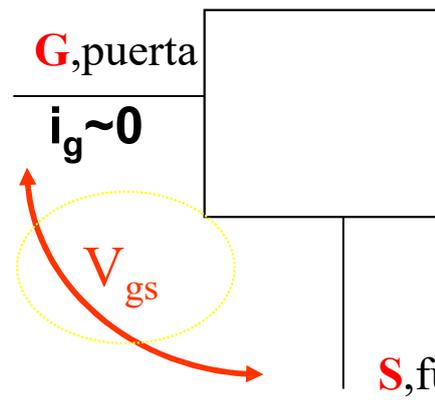
$(i_b, i_c, i_e, V_{be}, V_{ce}, V_{cb})$

4 variables independientes

$i_b, i_c, V_{be}, V_{ce}$

✓ Aplicaciones en el procesamiento de señales

**Conmutación y Control.**



## FET

Definición:  $v_{be} = v_b - v_e$

Característica de entrada

$i_b$  vs  $v_{be}$ , “una sola curva”

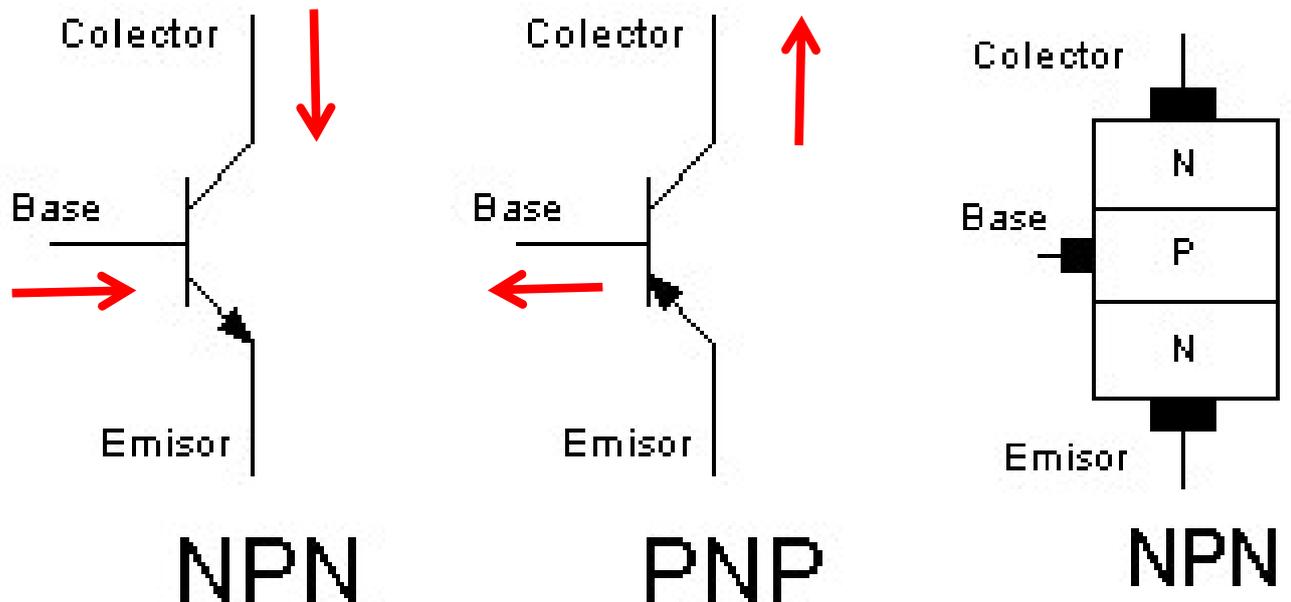
Característica de salida

$i_c$  vs,  $v_{ce}$  “colección de curvas”

para cada valor de  $i_b$ ”

## EL TRANSISTOR BIPOLAR (BJT $\equiv$ BIPOLAR JUNCTION)

- ✓ Dispositivo de tres terminales en que la **característica de salida** está **controlada por** la **corriente del puerto de**



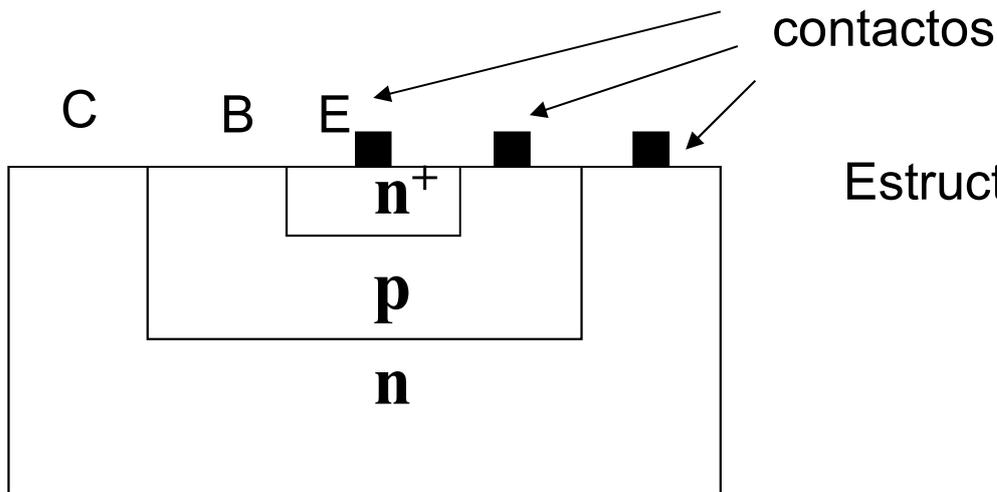
- ✓ La flecha indica el sentido de corriente en polarización directa
- ✓ **No** es un dispositivo **simétrico** (hay que saber cuál es el colector y cuál es el emisor!!).

Bloque II: Componentes no lineales



## EL TRANSISTOR DE UNIÓN BIPOLAR (BJT)

- ✓ Formado por 2 uniones p-n con una zona común tipo p (para los pnp).
- ✓ Tres terminales: emisor (E), base (B) y colector (C)
- ✓ No se trata de una estructura simétrica (dopados diferentes en el emisor y colector)
- ✓ La base es la zona común de las dos uniones

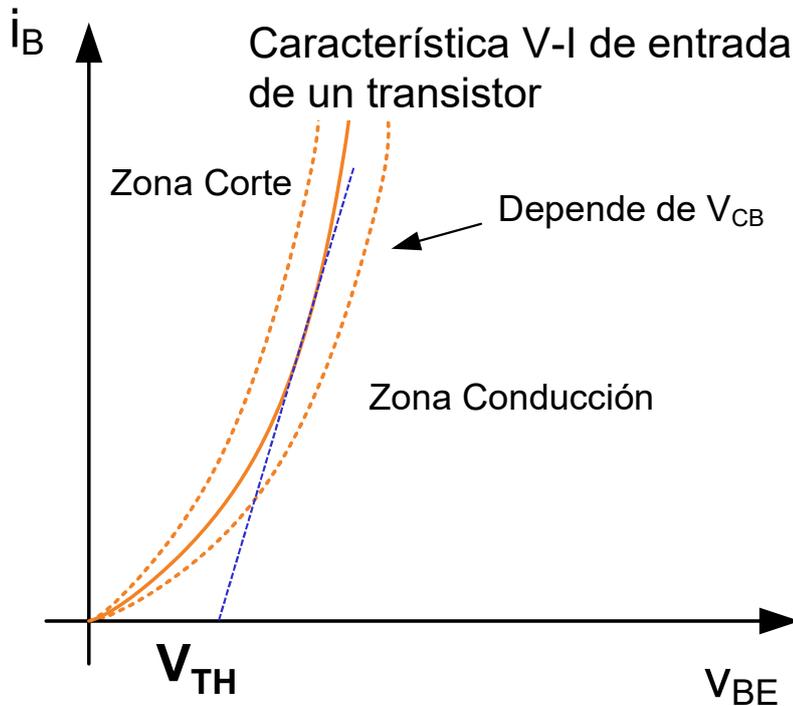


Estructura de un BJT n-p-n



# CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL BJT (emisor común)

## Curva característica V-I de entrada

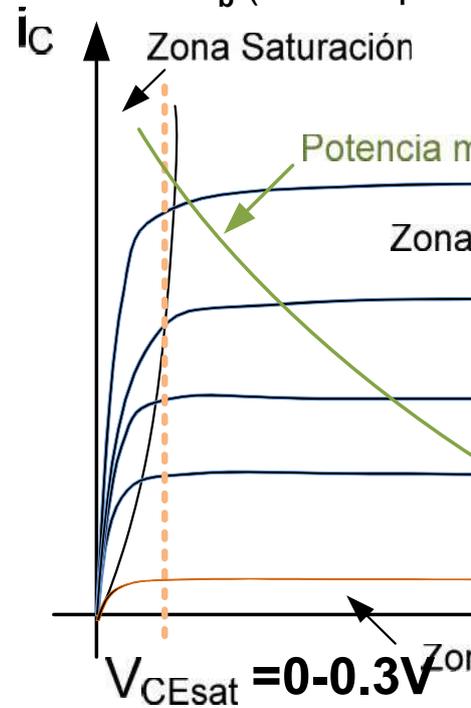


Como la de un diodo semiconductor con un cierto voltaje umbral,  $V_{TH}$

Bloque II: Componentes no lineales

## Curva característica de salida

Conjunto de curvas de salida  $i_C$  para diferentes valores de la corriente de entrada  $i_B$  (Curvas para  $i_B = 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 \mu A$ )

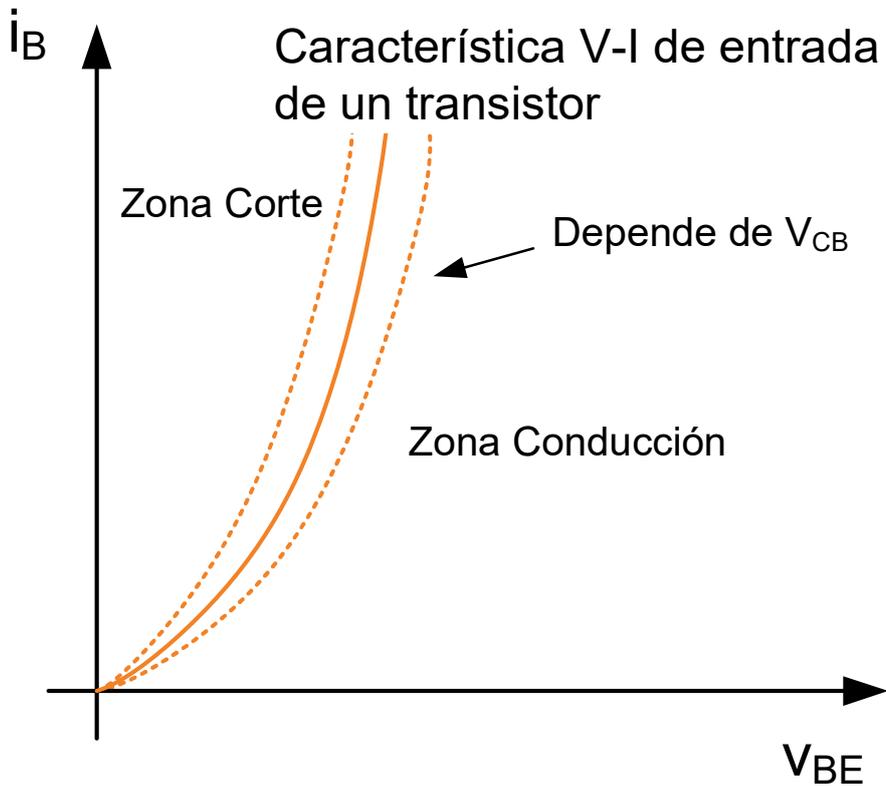


$$V_{ce} < V_{cesat}$$

$$V_{ce} > V_{cesat}$$

$$i_c = i_b = 0$$

### Curvas características V-I (Emisor Común)



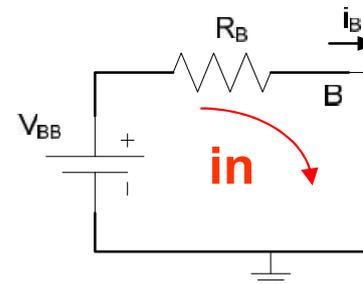
- La Base-Emisor e

$$i_B = I_{BO} (e^{v_{BE}/\eta V_T} - 1)$$

- La tensión mínima directamente la Bas
- Depende del circu

$i_B > 0$ ; ➔ Zona

$i_B = 0$ ; ➔ Zona

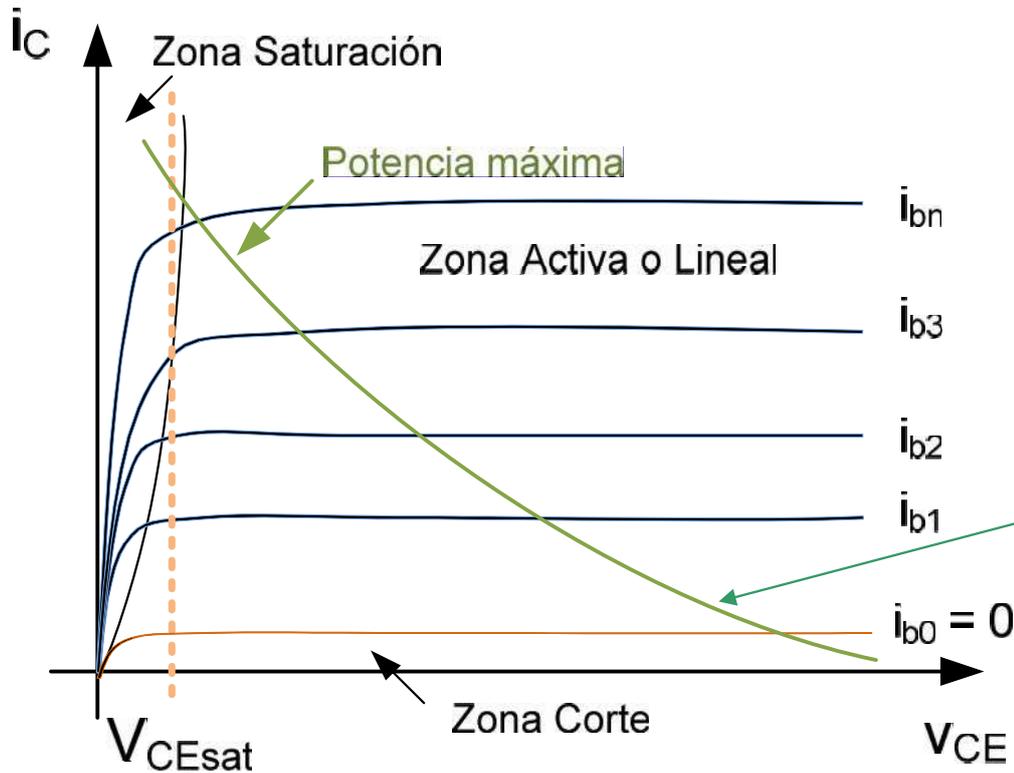
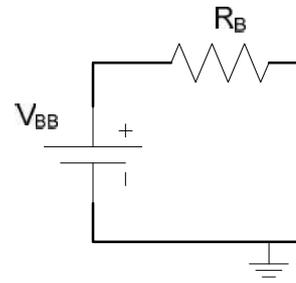




# CURVAS CARACTERÍSTICAS DEL BJT

Característica V-I de salida

## Curvas características V-I (Emisor Común)



• La salida depende

$i_B > 0$ ;  $\rightarrow$  Zona

( $i_C$ )

$i_B = 0$ ;  $\rightarrow$  Zona

• La potencia disipada en la zona activa es limitada para una operación segura:

$$P_{BJT} = i_C \cdot v_{CE}$$

• En la zona activa la potencia disipada es constante por la ligera pendiente por la Modulación del ancho de banda Early.

Bloque II: Componentes no lineales



# Resumen de las zonas de funcionamiento

Unión BE	Unión BC	Estado	valor
Directa	Inversa	<i>Activa (RAN)</i>	$i_b \neq 0$
Directa	Directa	<i>Saturación</i>	$i_b \neq 0$
Inversa	Inversa	<i>Corte</i>	$i_b = 0$
Inversa	Directa	<i>Activa Inversa</i>	

La zona activa es cuando el transistor se comporta como un elemento controlado por corriente  $i_c = \beta i_b$  **AMPLIFICACIÓN!!!**

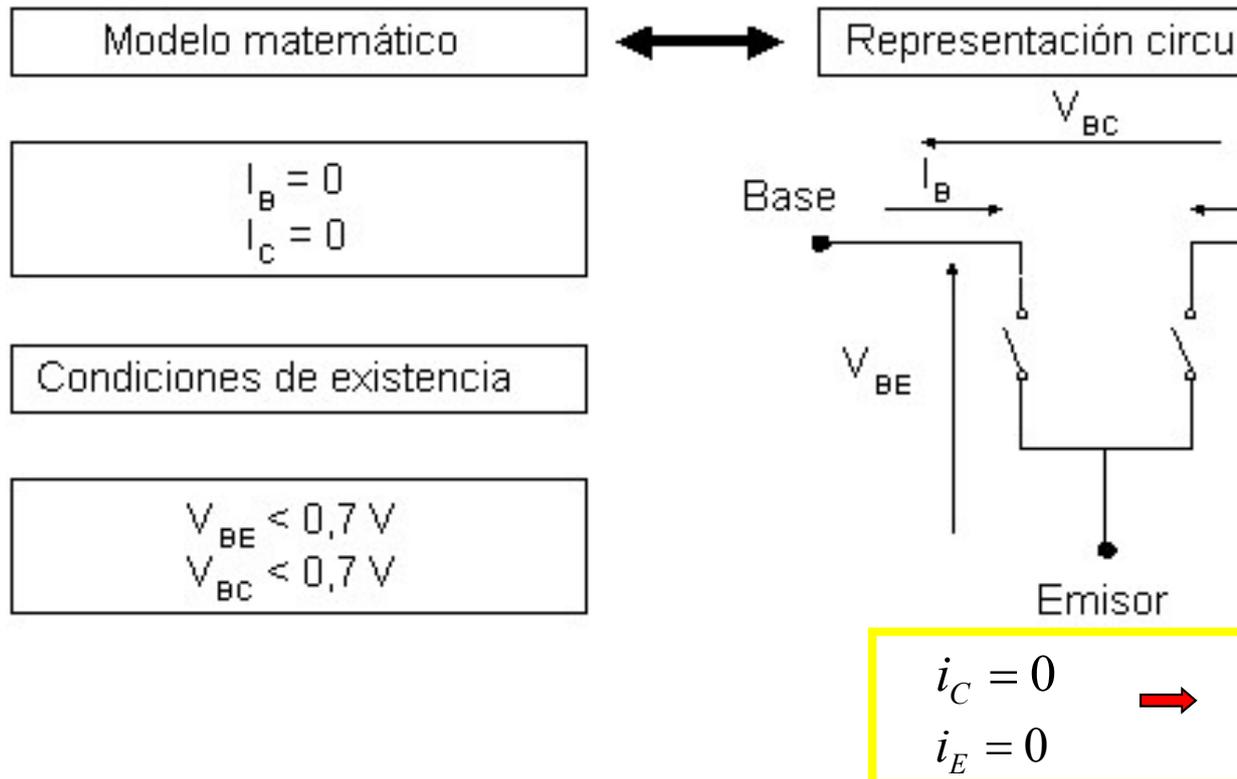
NOTAR: En un transistor hay dos uniones p-n (base-emisor y base-colector) cada una es un diodo pero al estar en contacto se produce el **efecto "transistor"**. El estado global del transistor depende (directa o inversa) de las dos uniones.

Bloque II: Componentes no lineales

## PPO. OPERACIÓN BJT: REGIÓN DE CORTE

$V_{BE} < 0$  y  $V_{BC} < 0 \Rightarrow$  ambas uniones en inversa  $\Rightarrow$  no hay carga  
hay corriente de mayoritarios.

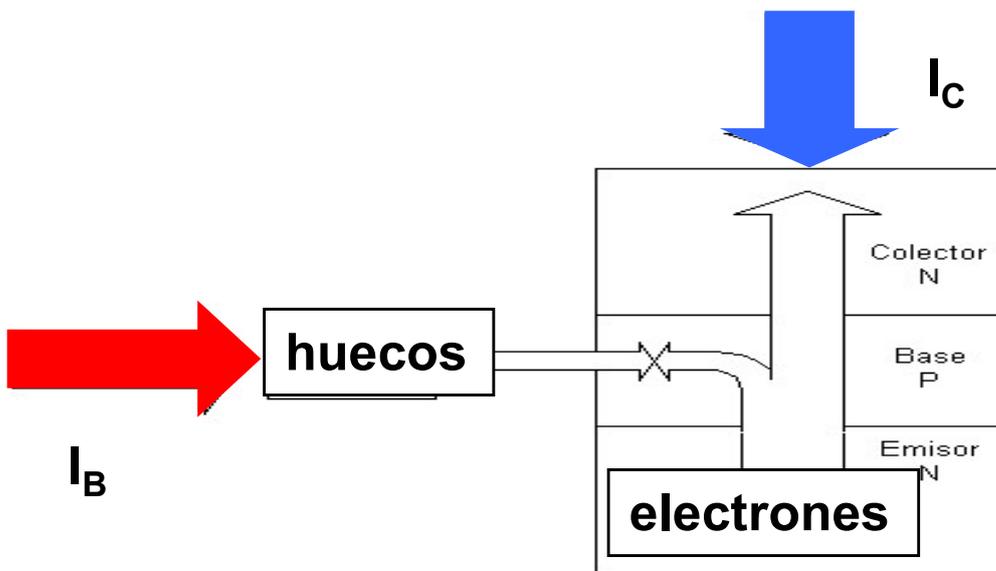
Corriente de minoritarios muy pequeñas  $\Rightarrow$  a efectos prácticos  
ABIERTO”.



Bloque II: Componentes no lineales



# TRANSISTOR BIPOLAR: REGIÓN ACTIVA NORMAL(RAN)



(ley de nodos)  $I_E = I_B + I_C$

Al igual que en los diodos:  $i_E = I_{EO} (e^{v_{BE}/\eta V_T} - 1)$

En régimen RAN, los tres puntos característicos son:  $I_C \neq 0$   
: pese a que unión BC en PI,  $I_B \ll I_C$  e  $I_C = \alpha I_B$

$\beta$  = ganancia directa o estática de corriente

$\alpha$  y  $\beta$  dependen tanto de los valores de dopado como de la geometría del dispositivo.

- ✓ Base menos dopada
- ✓ Fabricación para que de electrones en la base
- ✓ Unión BE en PD  $\Rightarrow$  ésta,  $e^-$  en la P. D inyección  $h^+ \ll$  iny  $e^-$  en la base, que s provienen de  $V_B \Rightarrow$  Emisor polarizada **electrones (mayor a través de la Base Colector se polariza que ayuda al movimiento provenientes del unión p-n polarizada**

Las corrientes en

$$i_C =$$

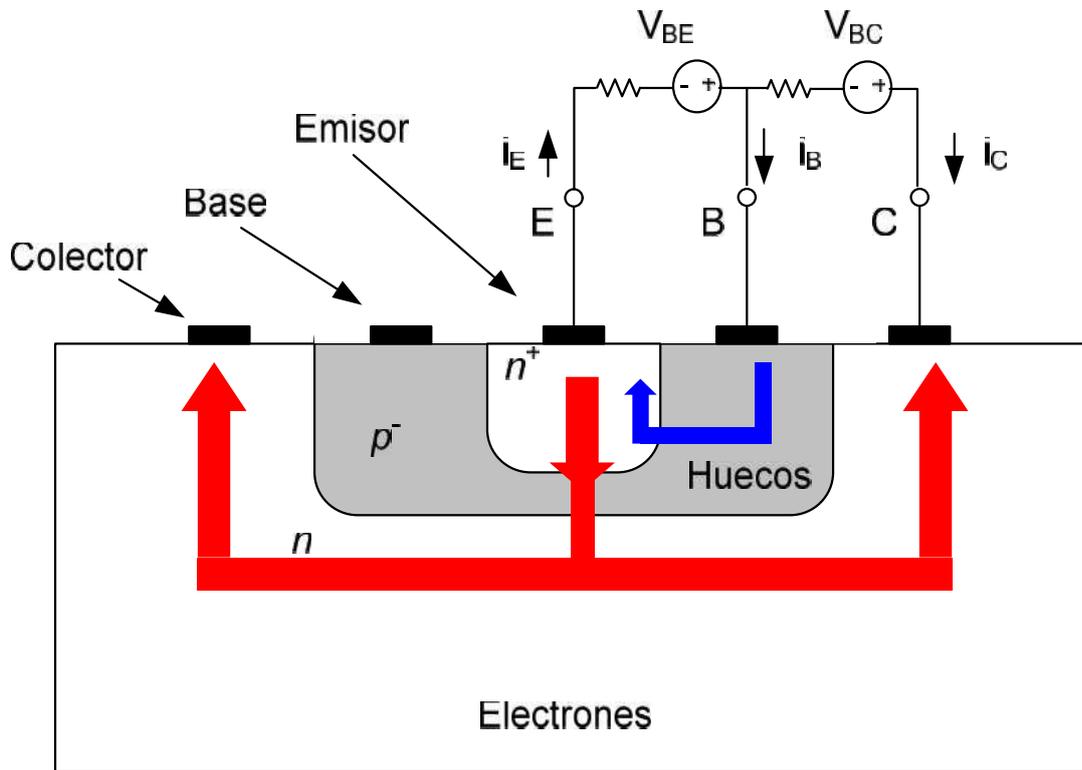
$$i_E =$$

$$\frac{i_C}{i_B} =$$

$$i_C =$$

# PPO. OPERACIÓN BJT: REGIÓN ACTIVA NORMAL (RA)

Puede verse tb en una configuración planar para el BJT:



Al igual

$$i_E =$$

Las cor

$$i_C = \alpha$$

$$i_E = i$$

$$\frac{i_C}{i_B} = \beta$$

$$i_C =$$

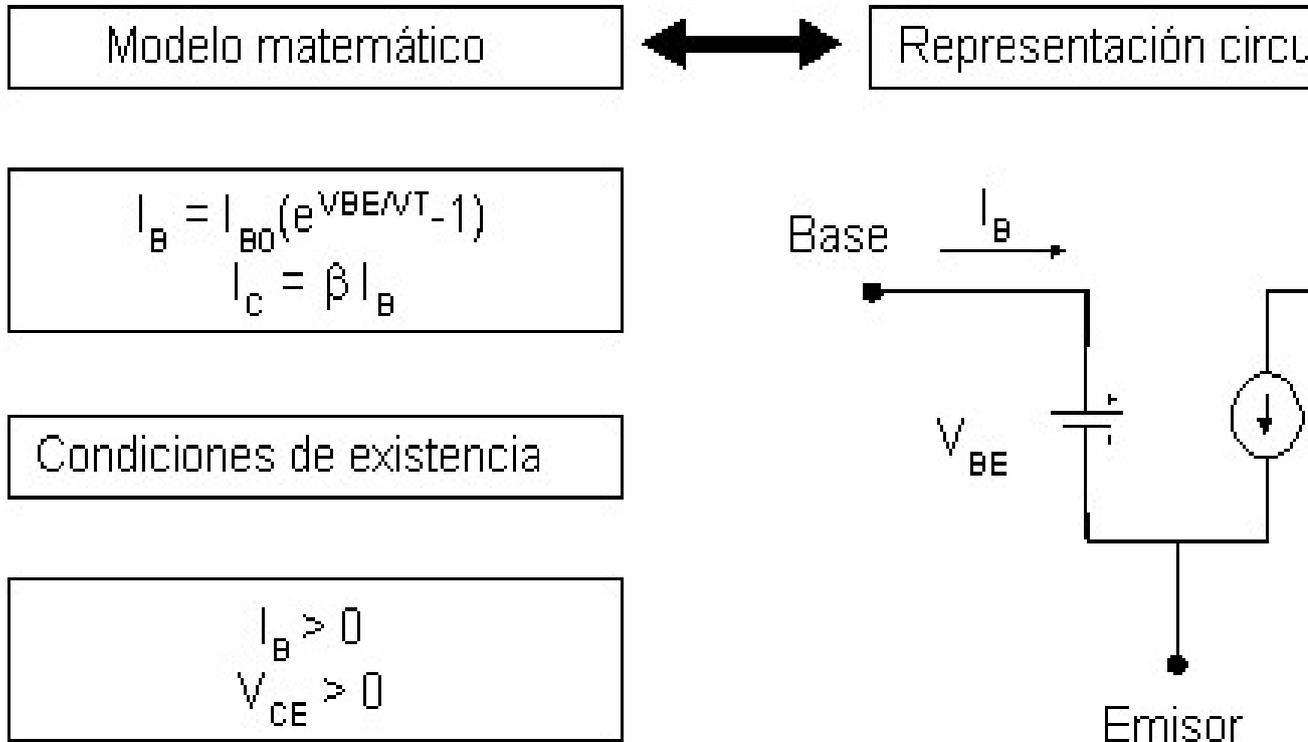
✓ **Emisor** muy dopado. **Base** muy fina y poco dopada. (NO SI)

Con la unión Base-Emisor polarizada directamente ( $V_{BE} > V_T$ ) los electrones...  
 Colector a través de la Base muy fina. La unión Base-Colector se polariza in...  
 ayuda al movimiento de los electrones provenientes del Emisor (minoritarios en...  
 inversa).

Bloque II: Componentes no lineales

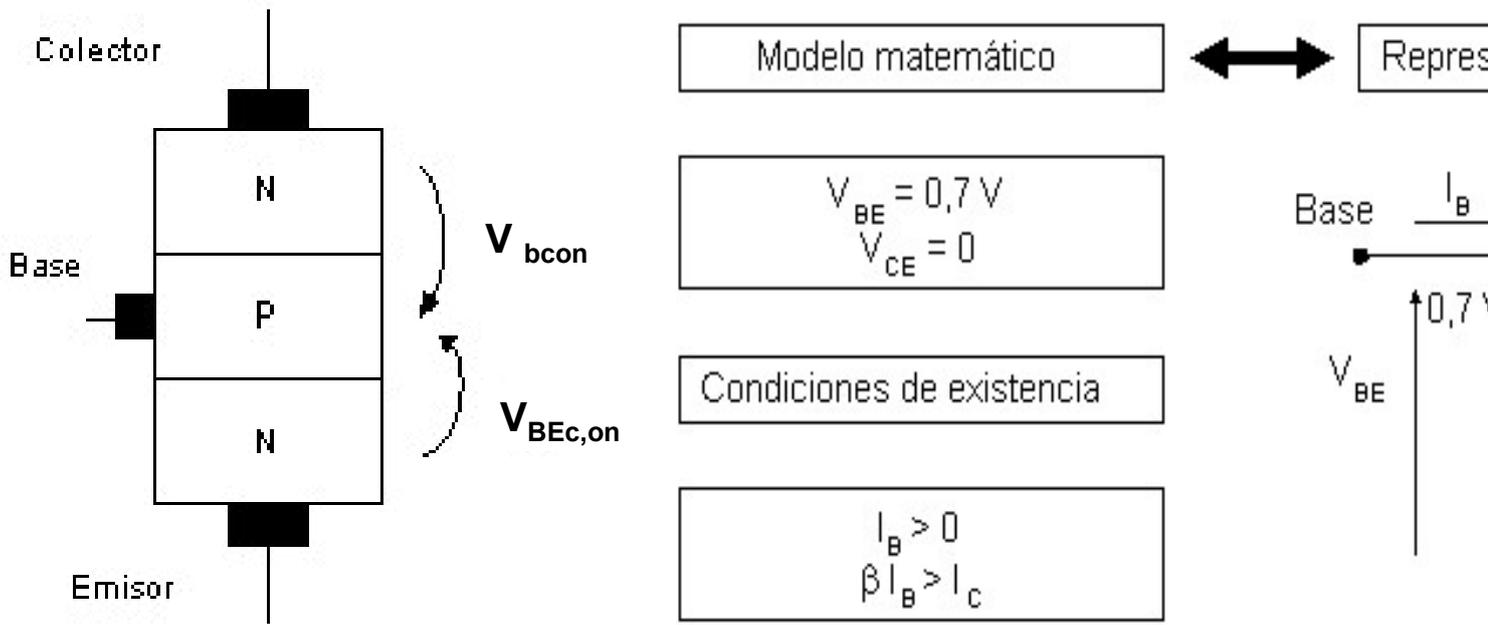
# REGIÓN ACTIVA NORMAL (RAN) : RESUMEN *(lo que usamos p*

**Transistor Bipolar en RAN  $\Leftrightarrow$  amplificador de corriente**



Bloque II: Componentes no lineales

# PPO. OPERACIÓN BJT: REGIÓN DE SATURACIÓN



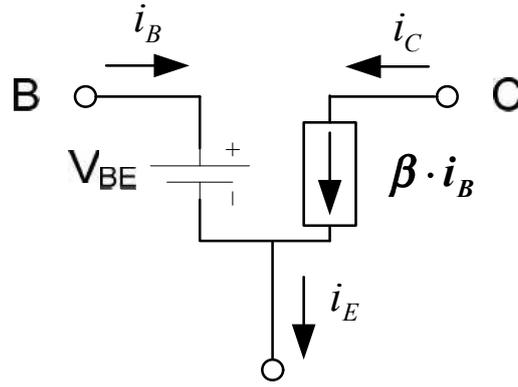
$V_{CE SAT}$  se ha elegido 0 en este modelo, pero puede ser un valor típicamente.

Bloque II: Componentes no lineales

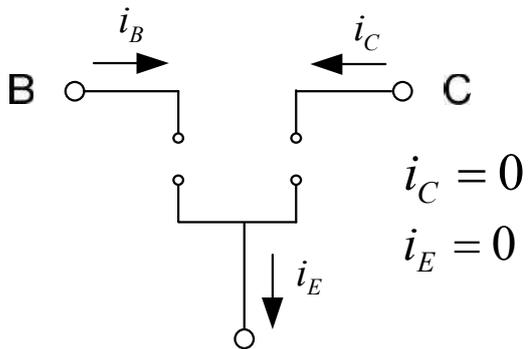


# Resumen zonas operación: modelo circuital para analizar o

✓ **Zona Activa:** Unión Base-Emisor polarizada directamente ( $V_{BE} > V_T$ ), Unión Base-Colector polarizada inversamente.



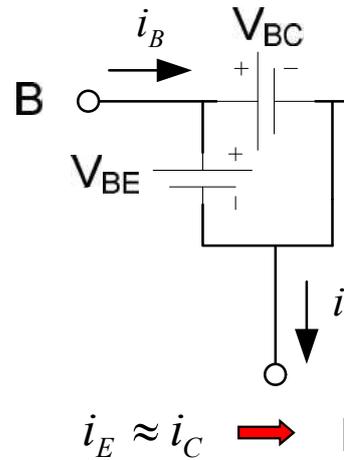
$$i_C = \beta \cdot i_B$$
$$i_E = i_C + i_B$$



$$i_C = 0$$
$$i_E = 0$$

➔ **Interruptor abierto**

✓ **Zona de saturación:** Unión Base-Emisor polarizada directamente ( $V_{BE} > V_T$ ), Unión Base-Colector polarizada directamente. La polarización directa BC evita que pasen los e<sup>-</sup> provenientes del Emisor. Sin embargo provoca que la tensión CE sea prácticamente nula. La corriente de colector  $i_c$  depende del circuito externo.

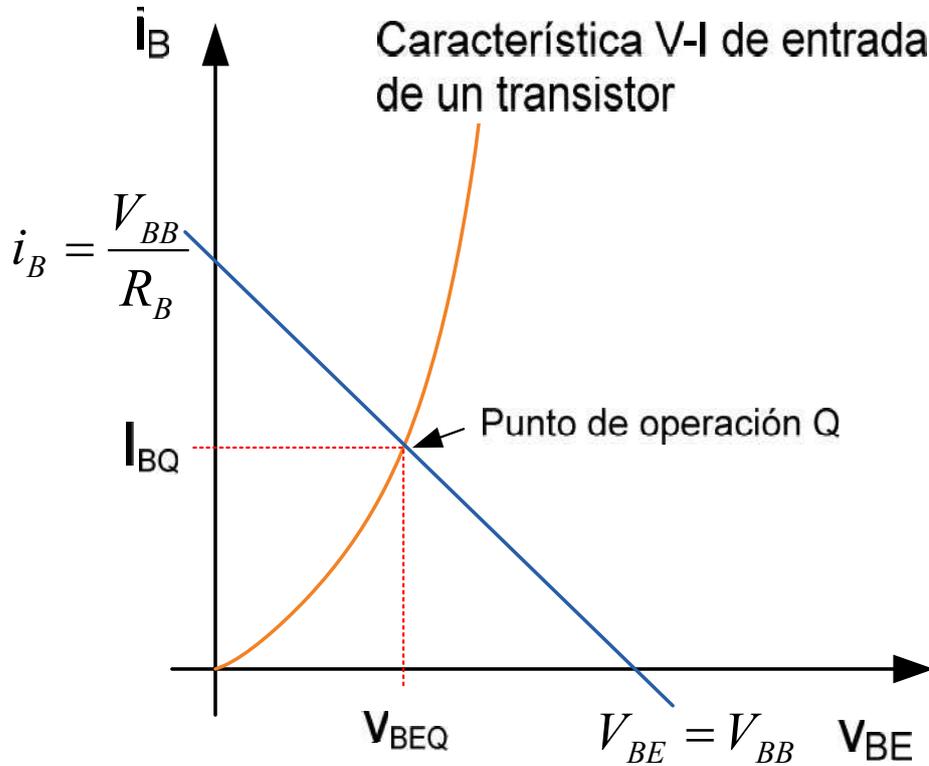
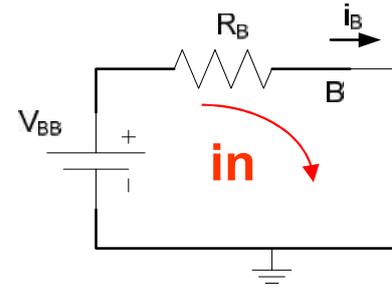


$$i_E \approx i_C \quad \rightarrow$$



## Polarización (Emisor Común)

✓ Obtención del Pto. de Operación.



$$V_{BB} = i_B \cdot R_B$$

$$V_{BE} = 0 \rightarrow$$

$$i_B = 0 \rightarrow$$

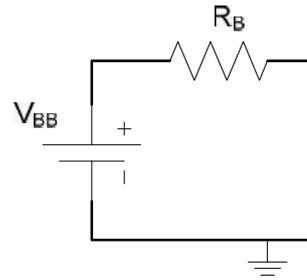
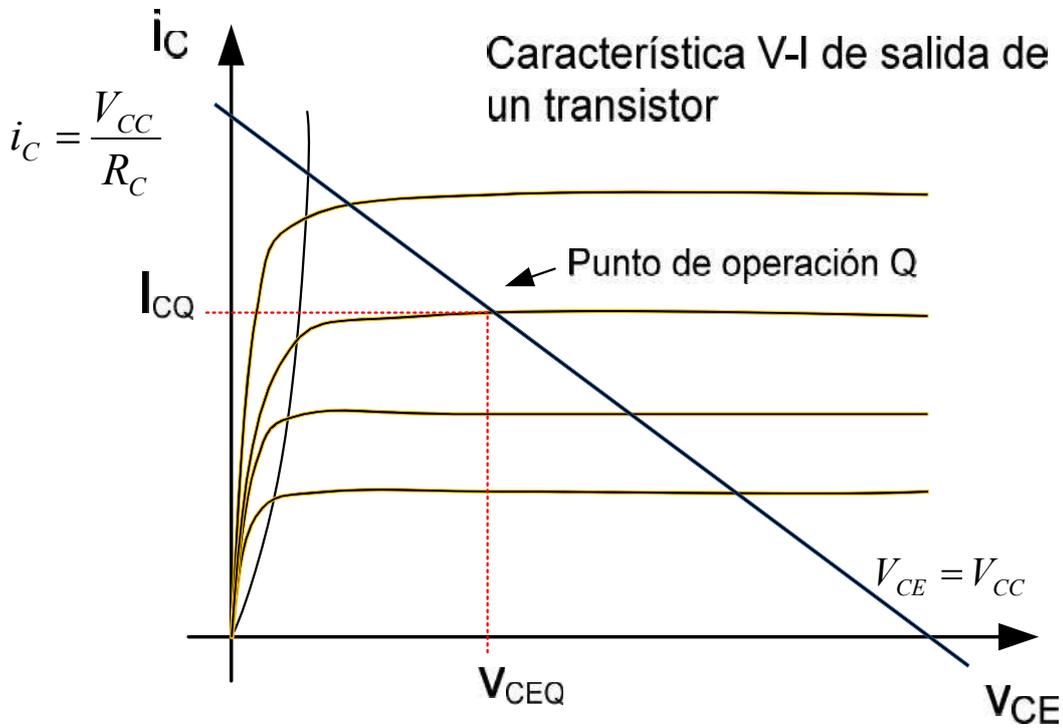
• Pto. De Operación de carga de entrada.

Bloque II: Componentes no lineales



## Polarización (Emisor Común)

✓ Obtención del Pto. de Operación.



$$V_{CC} = i_C \cdot R_C + V_{CE}$$

$$V_{CE} = 0 \rightarrow$$

$$i_C = 0 \rightarrow$$

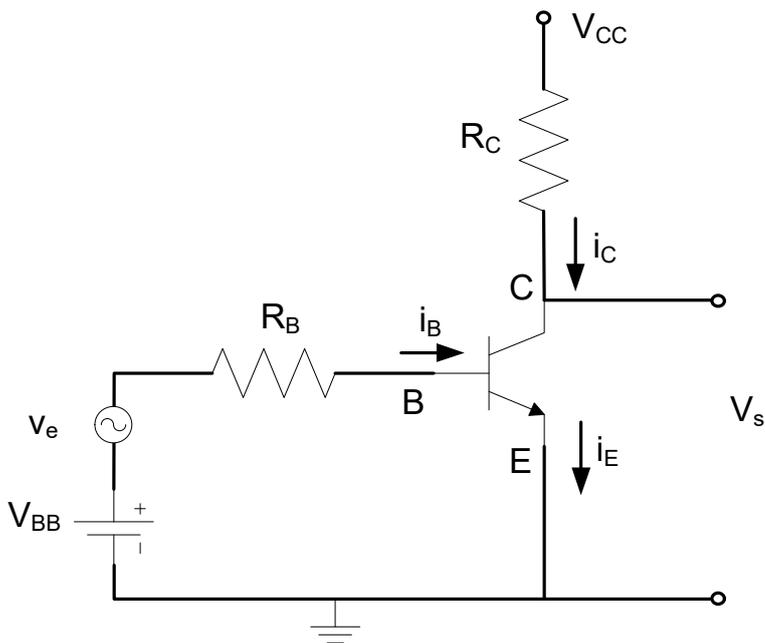
- Pto. De Operación de carga conectado por la característica

Bloque II: Componentes no lineales



# Configuraciones

✓ Emisor Común. Amplificador inversor de tensión.



• Polarización CC (Pt)

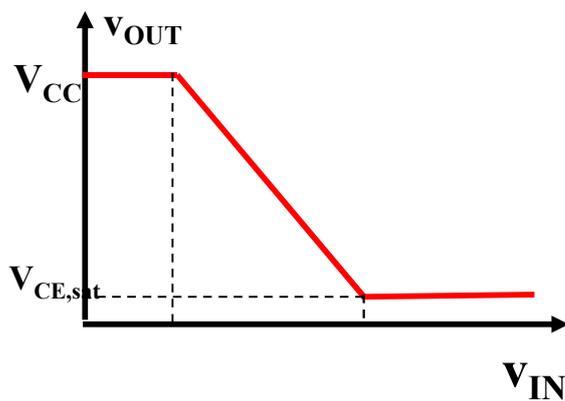
$$V_{BB} = i_B \cdot R_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = i_C \cdot R_C + V_{CE}$$

• Ganancia de tensión

• Alta impedancia de salida

• Amplificación de tensión



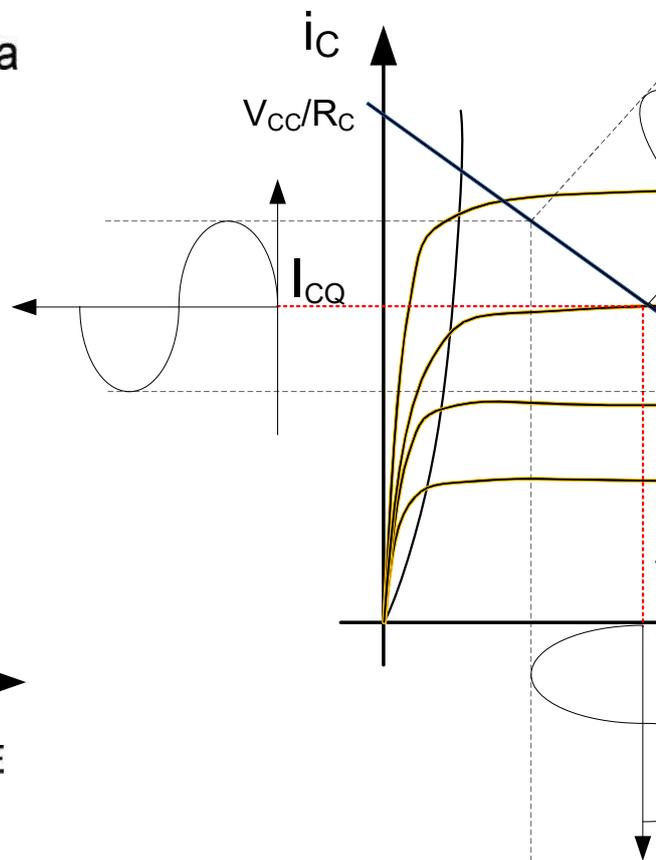
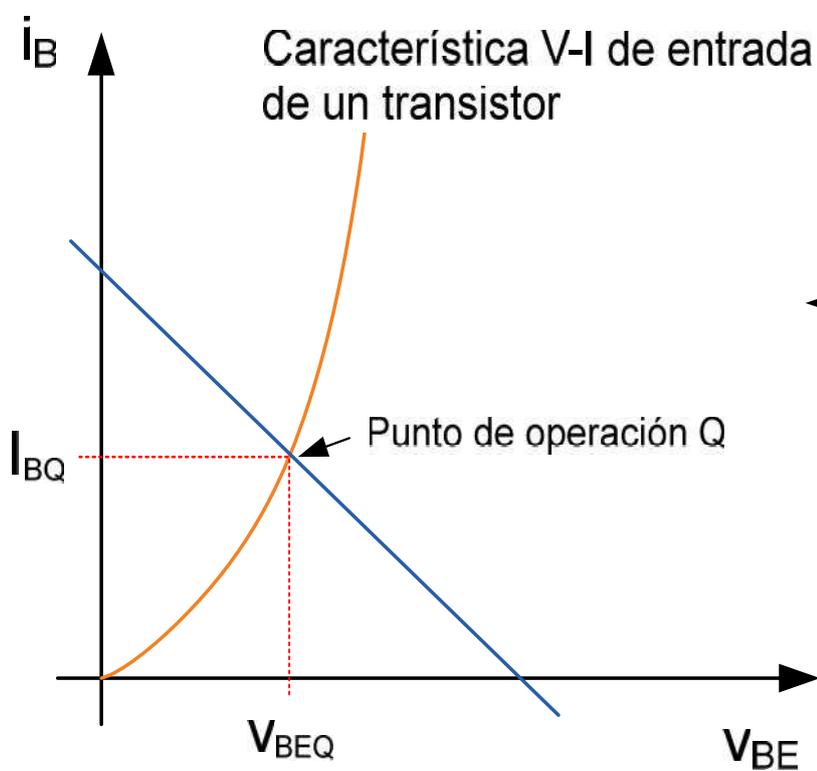
$$v_{OUT} = V_{cc}$$

$$v_{OUT} = V_{cc} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN} - V_f)$$

$$v_{OUT} = V_{SAT}$$

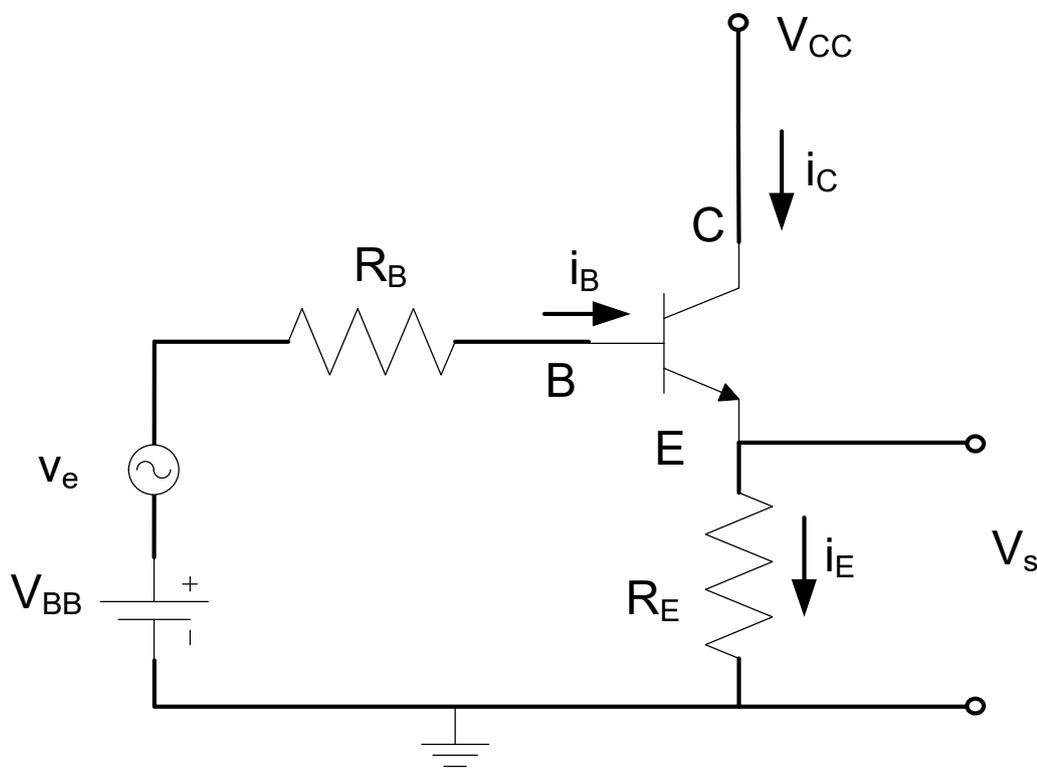
Bloque II: Componentes no lineales

## ✓ Emisor Común. Curvas características.



Bloque II: Componentes no lineales

## ✓ Colector Común. Seguidor de tensión.

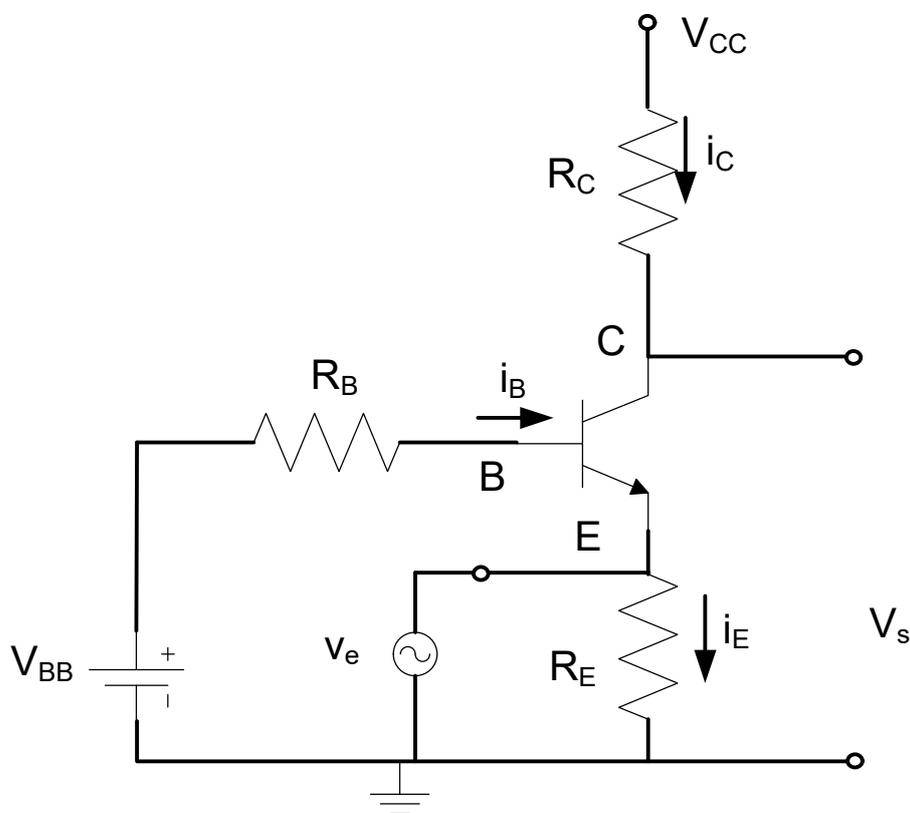


$$V_{BB} = i_B \cdot R_B$$

$$V_{CC} = i_E \cdot R_E$$

- Ganancia de  $V_s$
- Ganancia de  $i_s$
- Alta impedancia de salida.
- Amplificación (Etapa de salida)
- Realimentación de tensión de salida a la entrada.

✓ Base Común. Amplificador de tensión.



$$V_{BB} = i_B \cdot R_B$$

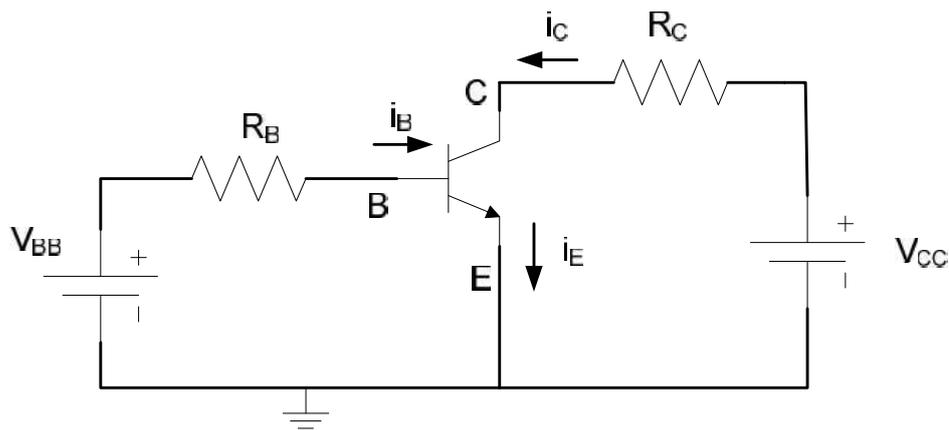
$$V_{CC} = i_C \cdot R_C$$

- Baja impedancia de salida.

- Amplificación de tensión.  
Buena respuesta en frecuencia.

✓ **Resistencia variable** (en CC y Zona Lineal)  $\rightarrow \frac{V_{CE}}{i_C} =$

✓ **Interruptor:** Corte y Saturación.



$i_B = 0$ ;  $\rightarrow$  Zona

$V_{CE} \approx 0$ ;  $\rightarrow$  Zona

$i_C$

✓ **Amplificadores**



## Transistor BJT real.

- ✓ Sus características varían con la temperatura. En general, un aumento de temperatura produce un aumento de la corriente del transistor, un aumento de las corrientes de fugas y una disminución de la tensión umbral Base-Emisor.
- ✓ La curva característica de salida no es plana en su Zona de Saturación (presenta una ligera pendiente positiva, determinada por el ancho de la base y el ancho de base). Tensión de Early.
- ✓ La tensión máxima que soporta un transistor entre terminales Base-Emisor y Base-Emisor encima de ellas se rompe el componente.
- ✓ La máxima corriente viene limitada por la capacidad de disipación de potencia del componente.
- ✓ La existencia de capacidades y resistencias parásitas hacen que la respuesta del transistor sea limitada.



Al acabar este tema:

Cómo funciona un BJT, esto es, sus curvas de transferencia de operación → modelo circuital en cada zona.

Forma de “afrontar” un circuito con BJT:

mirar si está en corte o conduciendo,

si no está en corte, suponemos RAN, a  
circuital y comprobamos al final que está  
( $V_{CE,SAT}$ )

Autoevaluación: ejercicios hoja 4.



# Bloque temático II: Componentes

## Tema 4. El transistor BJT

### Contenidos:

4.1- Introducción a los elementos de circuitos no lineales  
Ejemplo: Análisis gráfico para un MOSFET.

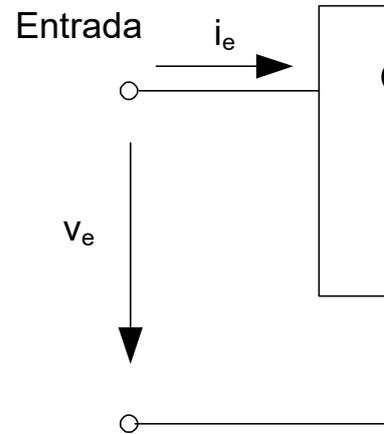
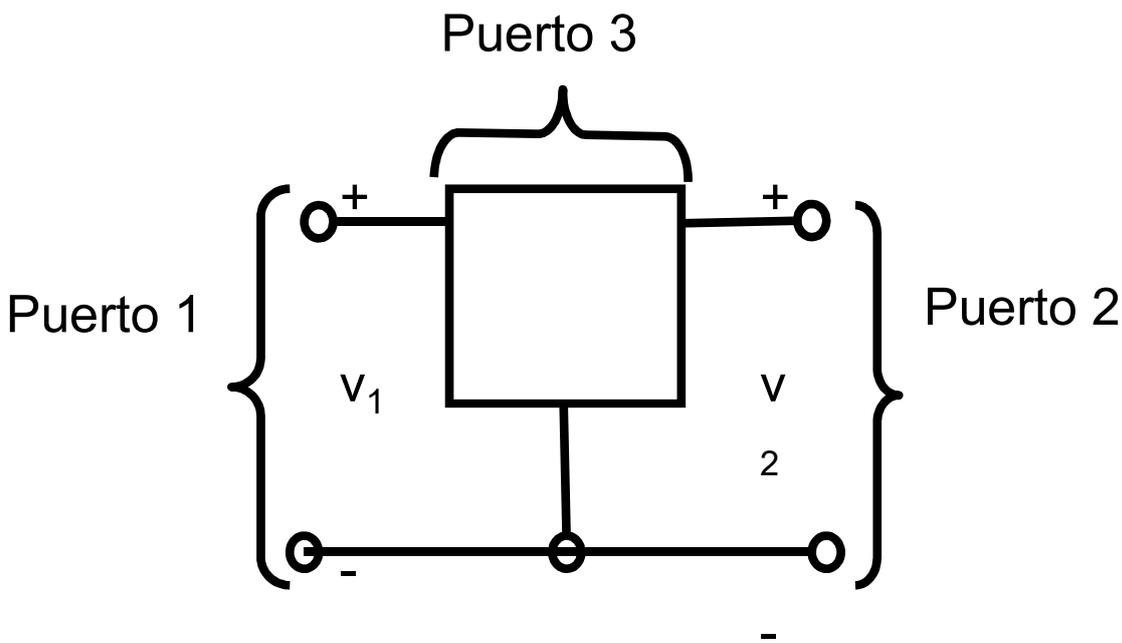
4.2- El transistor Bipolar (BJT). Presentación del dispositivo y modos de operación. Formas de operación. Características de entrada-salida.

4.3- Circuitos elementales con transistores BJT: inversor y seguidor de emisor.  
Funciones del BJT: conmutación, resistencia variable o amplificación.

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



## Dispositivos de tres terminales



✓ Tres terminales, uno en común entre los tres puertos.

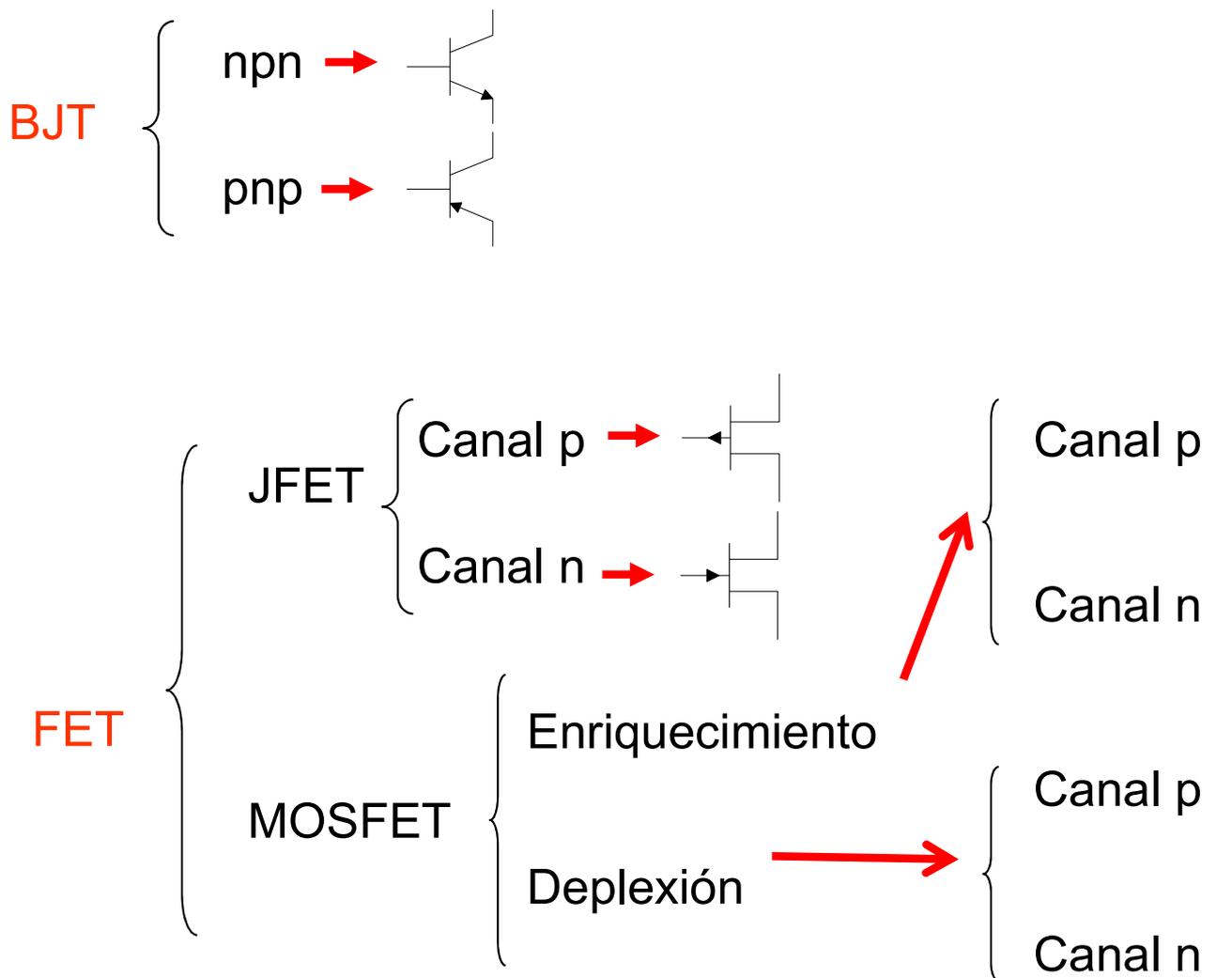
✓ La característica v-i de los dos terminales principales puede manipularse mediante la variable de entrada aplicada al tercer terminal: Podemos describirlo considerando sólo 2 de sus 3 puertos.

✓ Características v-i de los dos puertos ppales de un dispositivo controlado independientes: un puerto es el de ENTRADA O CONTROL Y el otro es el CONTROLADO.

Bloque II: Componentes no lineales



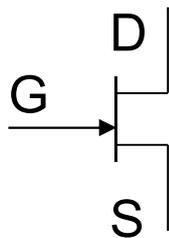
# Clasificación de los transistores



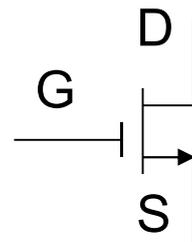
Bloque II: Componentes no lineales

## 4.4 EL TRANSISTOR DE EFECTO CAM

- Tres terminales: drenador (D), puerta (G) y fuente (S)
- La corriente principal (de drenador) se controla con la tensión de entrada (tensión entre puerta y fuente)
- Los MOSFET ocupan menos espacio que los JFET (a nivel de integración), además su proceso de fabricación es más simple  $\Rightarrow$  Muy importantes en Electrónica
- Dispositivo simétrico.

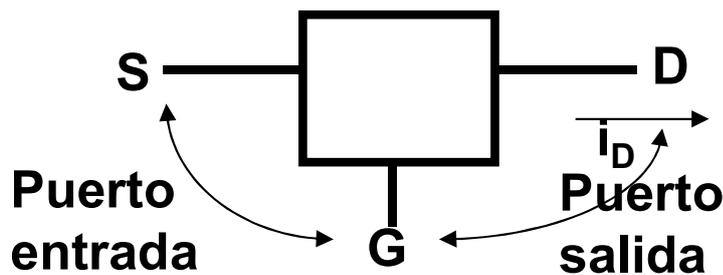


**JFET**



**MOSFET**

- Dispositivo de tres terminales en que la corriente p con una tensión. “**Fuente de corriente controlada po**
- Dispositivo de alta impedancia, no absorbe corriente de control, potencia de control nula. “ $i_{IN} = 0$ ”  $\Rightarrow$  Una puede controlar el dispositivo.
- JFET, MOSFET: características físicas muy distintas características v-i en puerto de salida similares: EFE



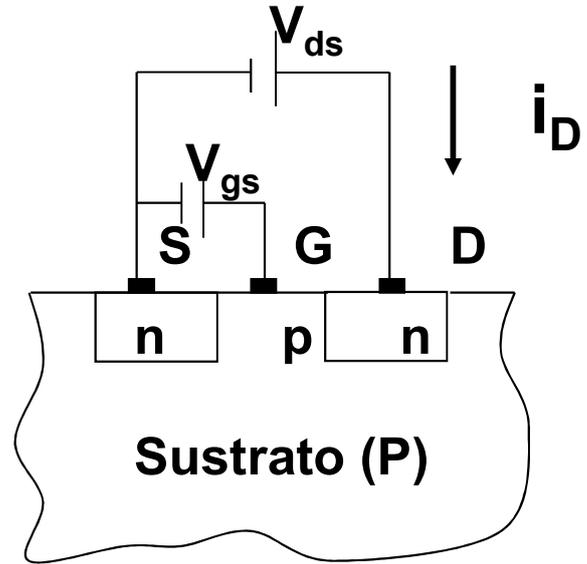
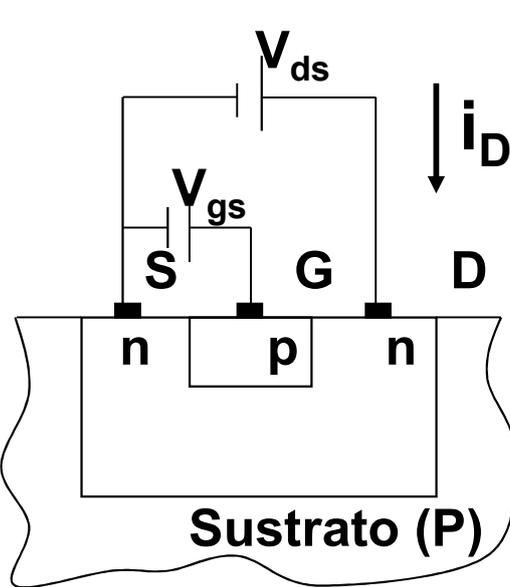
$v_{GS}$  regula  $i_D$  modi  
conductividad del  
conecta el D y S

# Esquemas de los diferentes tipos de FET

JFET

MOSFET de acumulación

MOS



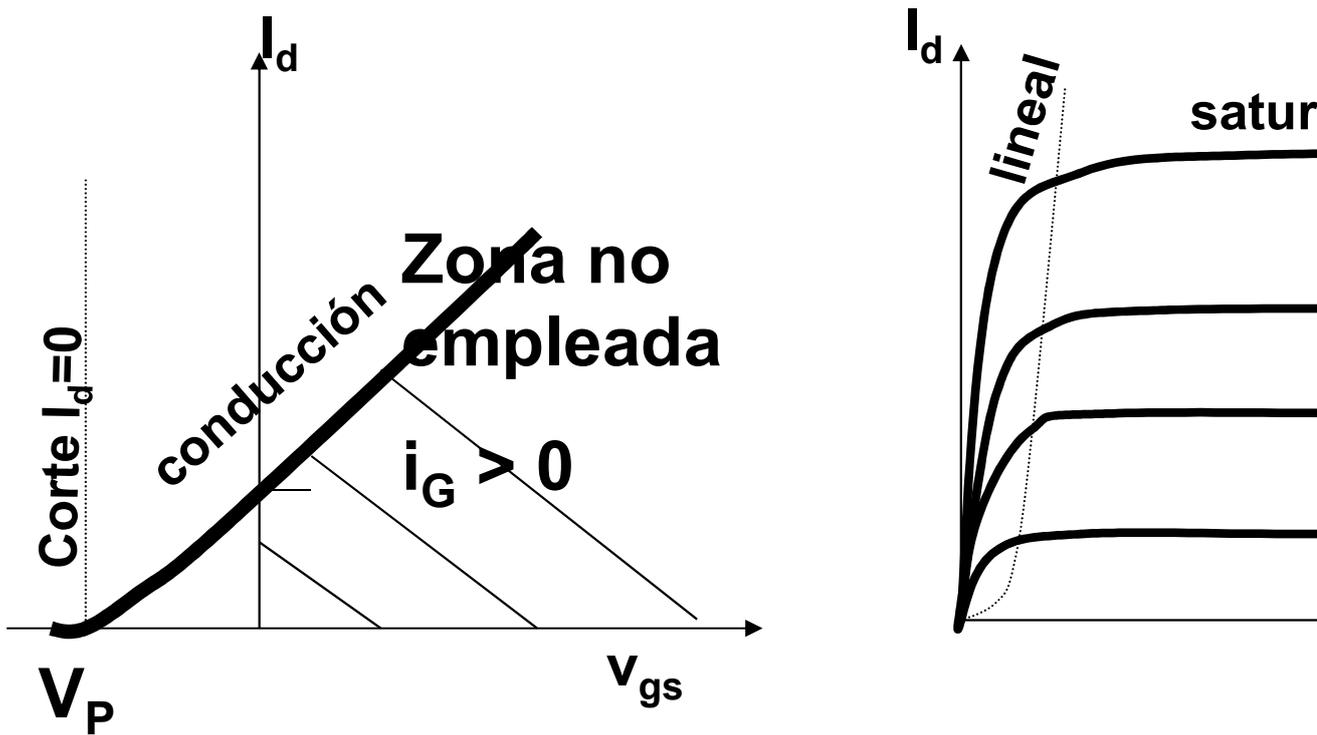
La variable  $V_{gs}$  es la que controla la corriente de  $i_D$   
 El puerto de entrada es G-S y el de salida D-S

*$V_{GS}$  regula  $i_D$  modificando la conductividad del canal  
 conecta el D y S*



## El JFET

Curvas características: a)  $I_d$  vs.  $V_{gs}$  para  
b)  $I_d$  vs.  $V_{ds}$  para  
el JFET trabaja siempre en la zona de  $V_{gs}$



Bloque II: Componentes no lineales



## Resumen Regiones de funcionamiento

a) Región de corte,  $V_{gs} < V_p \Rightarrow I_d = 0$   $V_p$  es el potencial de bloqueo

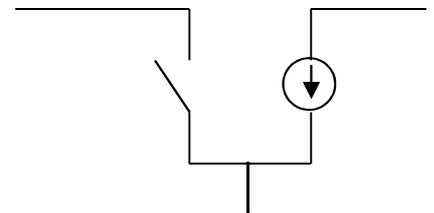
b) Región triodo,  $V_{gs} > V_p$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_p$

$$I_d = 2 \frac{I_{dss}}{V_p^2} (V_{gs} - V_p) V_{ds}$$

c) Región de saturación,  $V_{gs} > V_p$ ,  $V_{ds} > V_{gs} - V_p$

Siempre  $I_g \sim 0$

Circuito equivalente





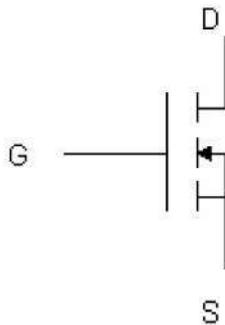
## **El MOSFET (Metal Óxido Semiconductor)**

- **Prestaciones similares a las del JFET, pero con estructura y funcionamiento diferentes.**
- **Dos tipos: de acumulación y de vaciamiento, canal n o canal p.**
- **En el MOSFET de acumulación se debe aplicar un potencial positivo entre puerta y fuente para que haya paso de corriente. En el de vaciamiento, sólo si ese potencial es negativo por debajo de un umbral negativo se bloquea el paso de corriente.**

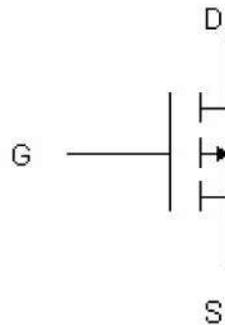


# El MOSFET (Metal Óxido Semiconductor)

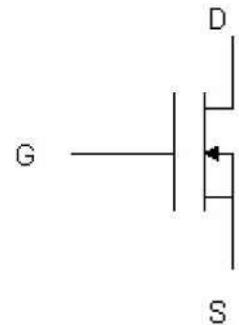
Enriquecimiento canal N



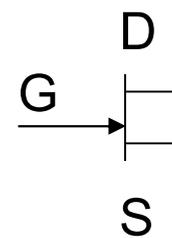
Enriquecimiento canal P



Empobrecimiento canal N



**Nosotros usaremos:  
(canal N)**



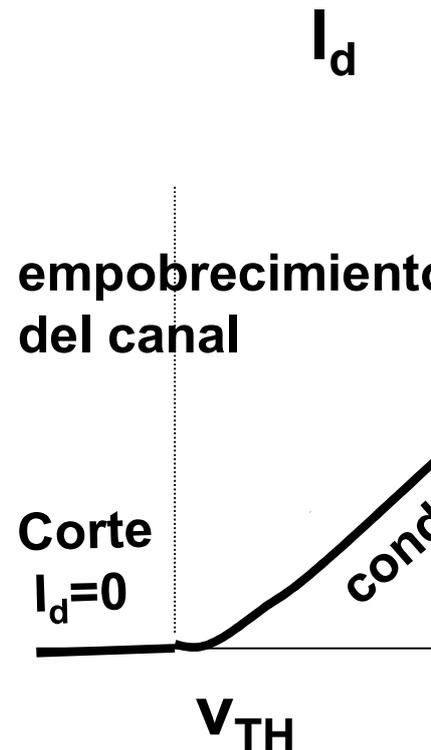
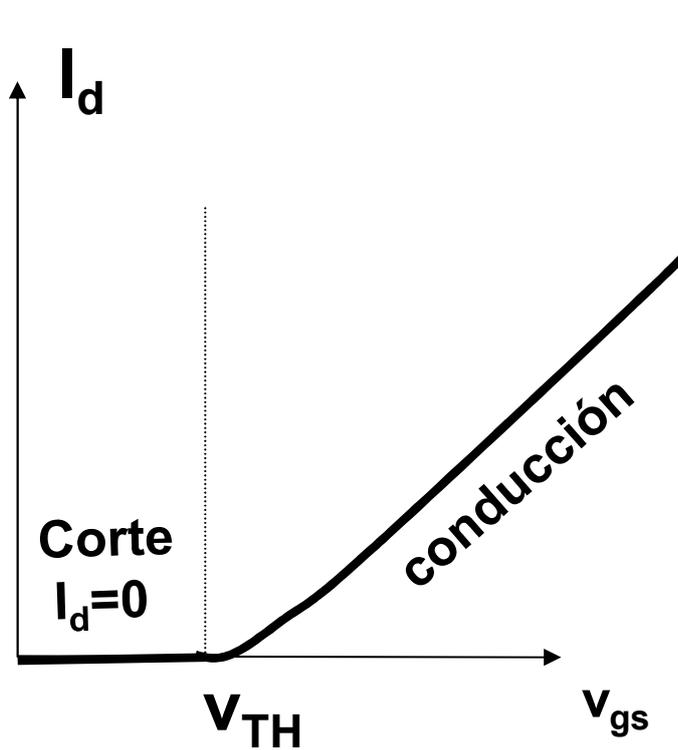
**JFET**



# Curvas características del MOSFET: $V_{ds}$

De acumulación

De vacía

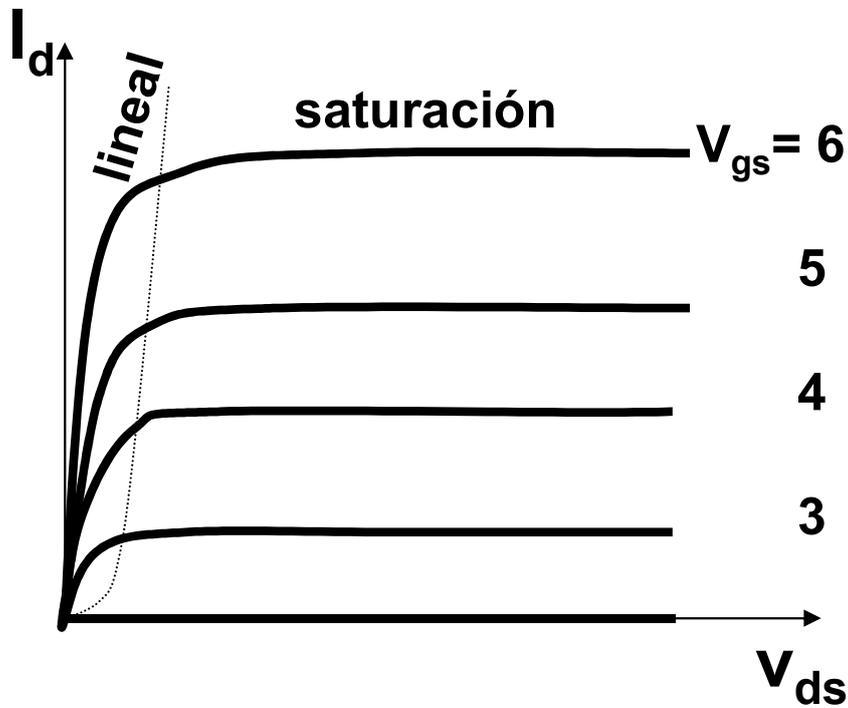


Bloque II: Componentes no lineales

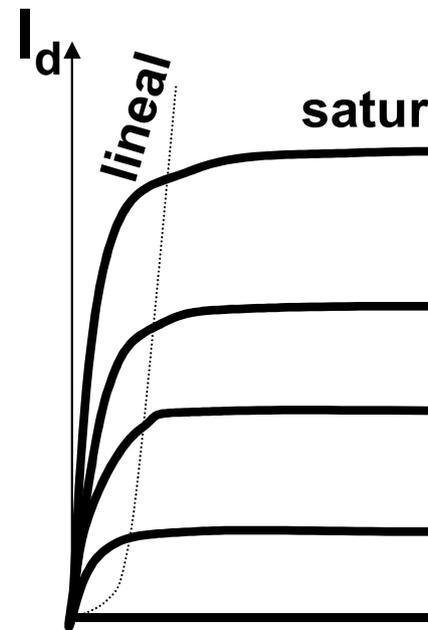


## Curvas características del MOSFET

### De acumulación



De vaci



La diferencia está en el signo del voltaje umbral  
los de acumulación y negativo para los de vaci



## Regiones de funcionamiento

a) Región de corte  $V_{gs} < V_{TH}$ ;  $I_D = 0$       G

b) Región lineal  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_{TH}$

$$I_d = K(2(V_{gs} - V_{tr}) - V_{ds})V_{ds} \text{ con } K = \frac{\mu W}{2L}$$

c) Región de saturación  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} >$

$$I_d = K(V_{gs} - V_{tr})^2$$



# Bloque temático II: Componentes

## Tema 5. El transistor de efecto

### **Contenidos:**

5.1- Características. Tipos y símbolos. Ppo. Operación.

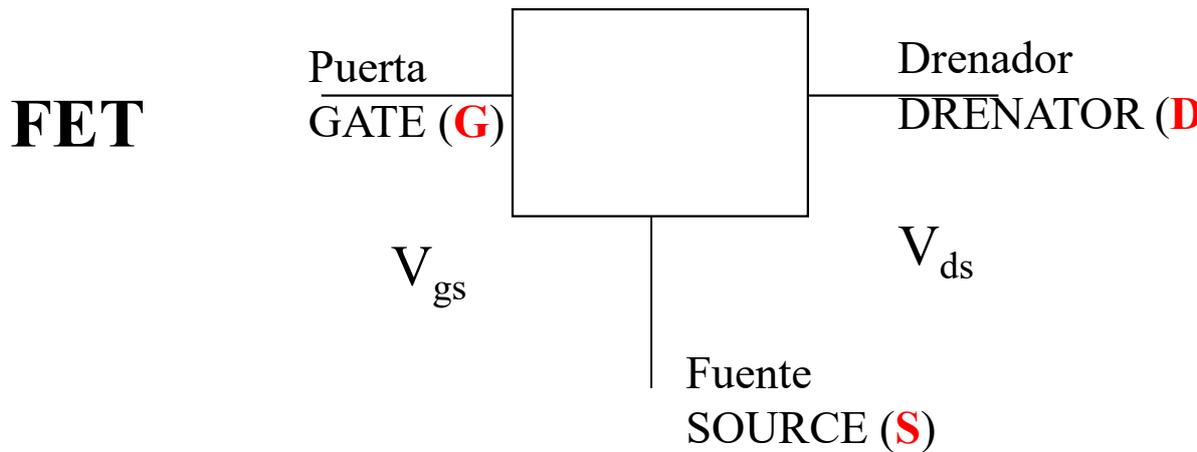
5.2- Circuitos elementales con transistores de efecto campo:  
de voltaje. Funciones: conmutación, resistencia variable o amp

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Transistores de efecto campo

## Fuente de corriente ( $i_D$ ) controlados por tensión



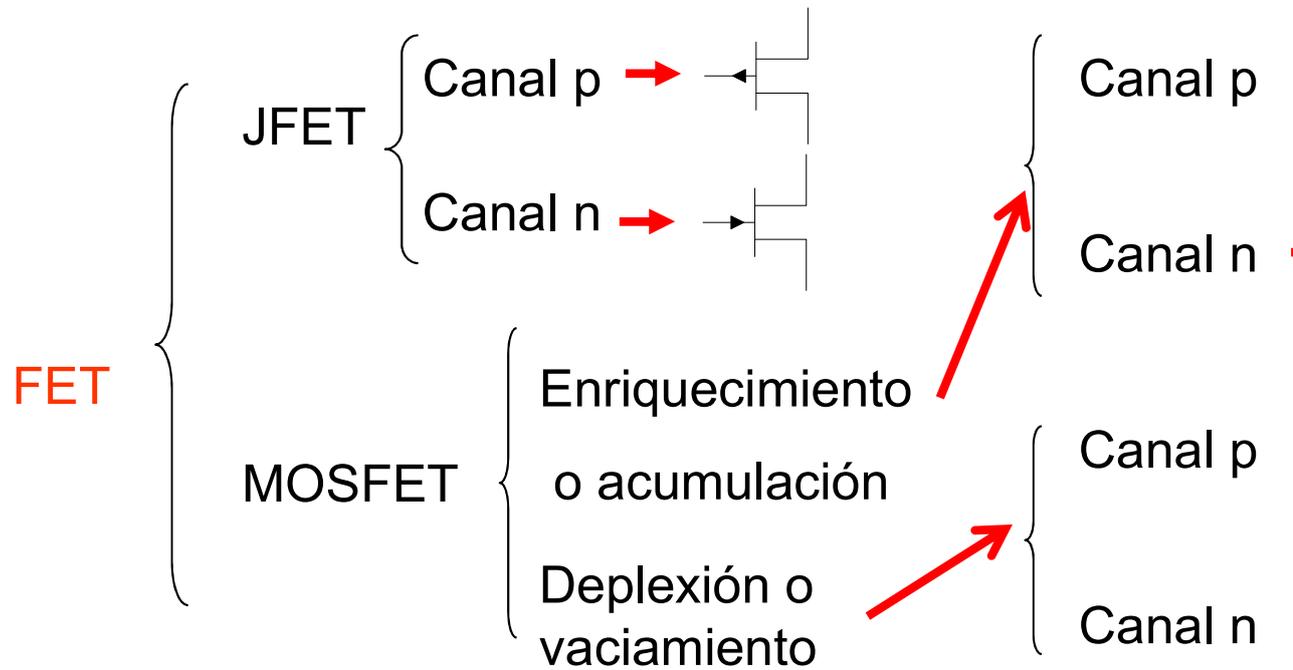
Puerto de “control” → Característica de entrada:  $i_G$   
Puerto “controlado” → Característica de salida:  $i_D$

✓ Aplicaciones en el procesamiento de señal  
*Conmutación y Control.*

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



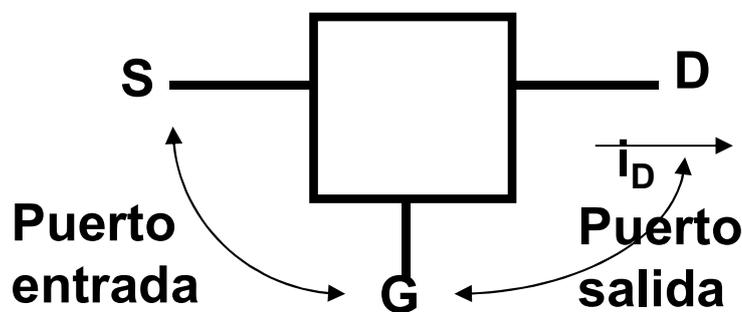
# Clasificación de los transistores de efecto campo



# Transistores de efecto campo

## Fuente de corriente ( $i_D$ ) controlados por o tensión

- ✓ Dispositivo de tres terminales en que la corriente principal es controlada por una tensión. “Fuente de corriente controlada por tensión”.
- ✓ Dispositivo de alta impedancia, no absorbe corriente por el puerto de control, potencia de control nula. “ $i_{IN} = 0$ ”  $\Rightarrow$  Una señal de tensión puede controlar el dispositivo.
- ✓ JFET, MOSFET: características físicas muy distintas pero sus características v-i en puerto de salida similares: EFECTO CROOKER



$V_{GS}$  regula  $i_D$  mediante la conductividad de la canal que conecta el D y S

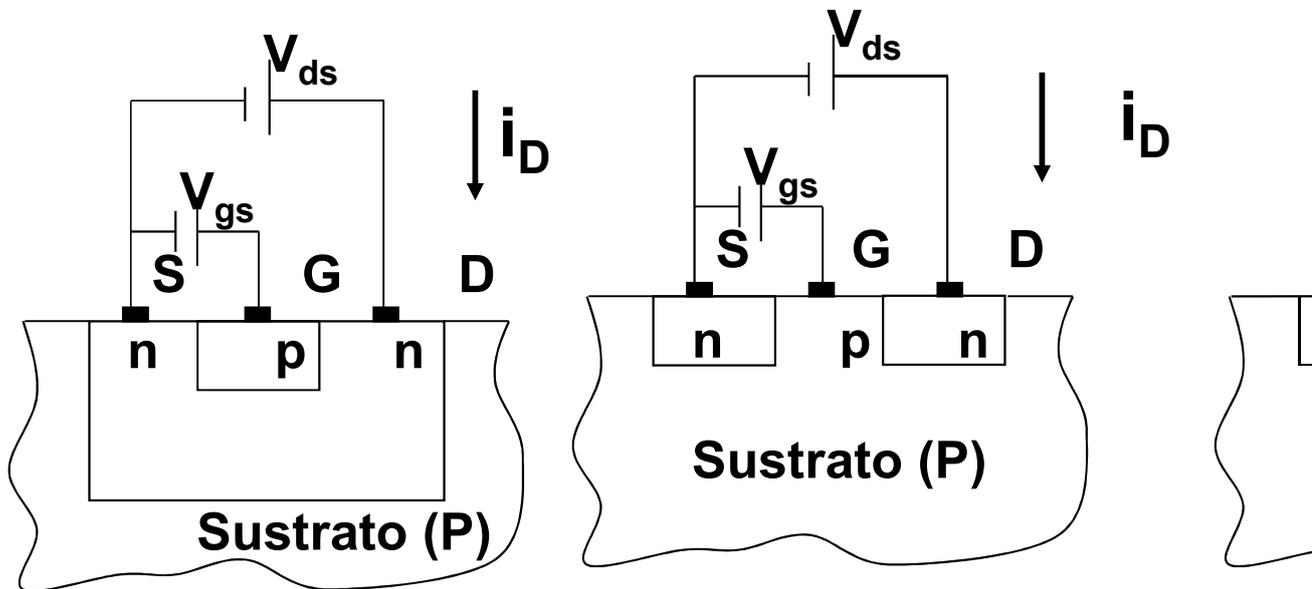
- ✓ Los MOSFET ocupan menos espacio que los BJT (mayor densidad de integración) además su proceso de fabricación es más simple = Electrónica Digital
- ✓ Dispositivo simétrico.

# Esquemas de los diferentes tipos de FET (e

JFET

MOSFET de acumulación

MOSFET de



La variable  $V_{gs}$  es la que controla la corriente de drenador.  
El puerto de entrada es G-S y el de salida D-S

**$V_{GS}$  regula  $i_D$  modificando la conductividad del canal que**

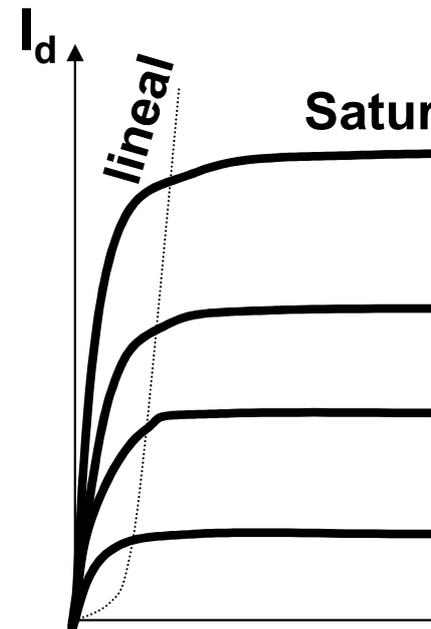
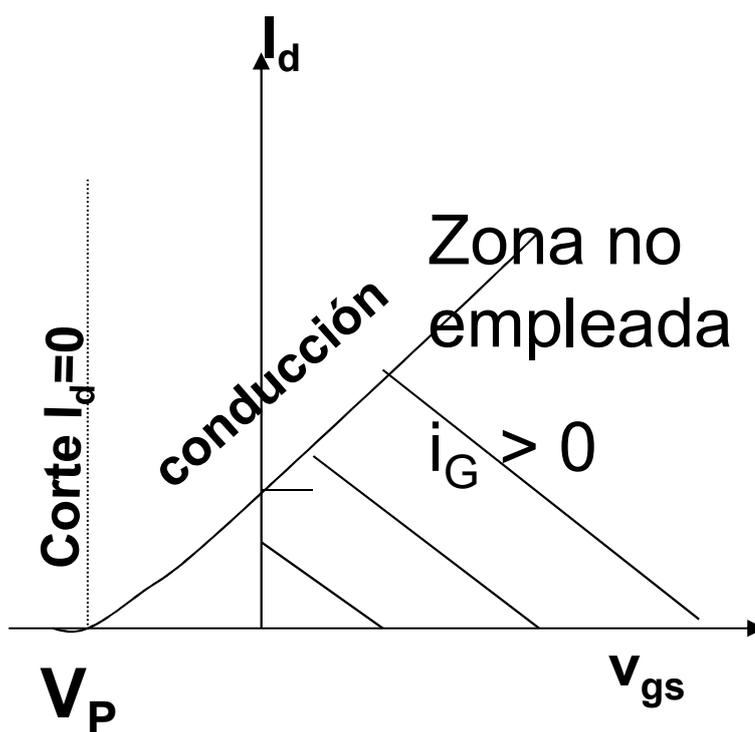
# Transistores de efecto campo: el JFET (*Junction Transistor*)

Para un JFET de canal n:

El JFET trabaja siempre en la zona de  $V_{gs} < 0$ , y siempre  $I_G = 0$

Curvas características:

- a)  $I_d$  vs.  $V_{gs}$  para  $v_{ds}$  constante
- b)  $I_d$  vs.  $V_{ds}$  para  $v_{gs}$  constante



**\*OJO: no confundir con la nomenclatura**

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



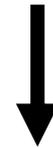
# El JFET de canal n: ppo. de operación: CORTE.

Unión G(P)-Canal(N)  $\Leftrightarrow$  diodo

$V_{gs} < 0 \Rightarrow$  región de agotamiento



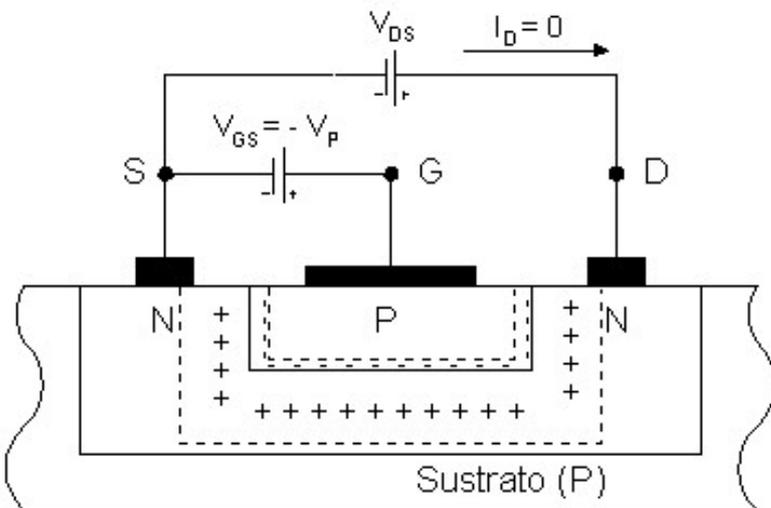
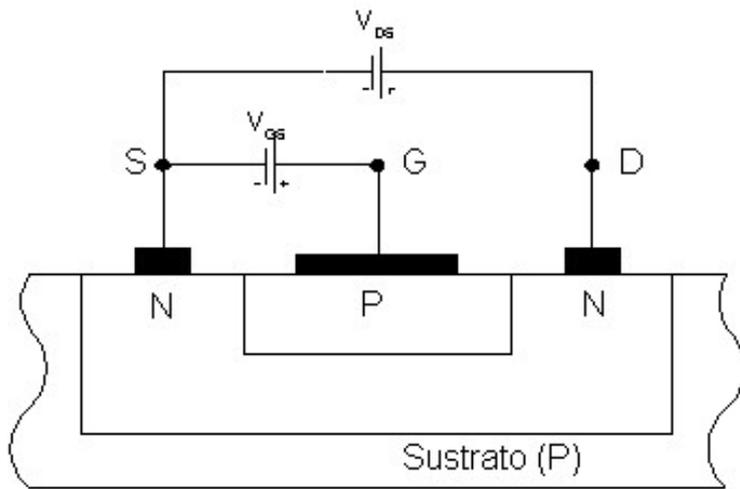
anchura canal de conducción



$V_{gs} = V_p \equiv$  POTENCIAL DE

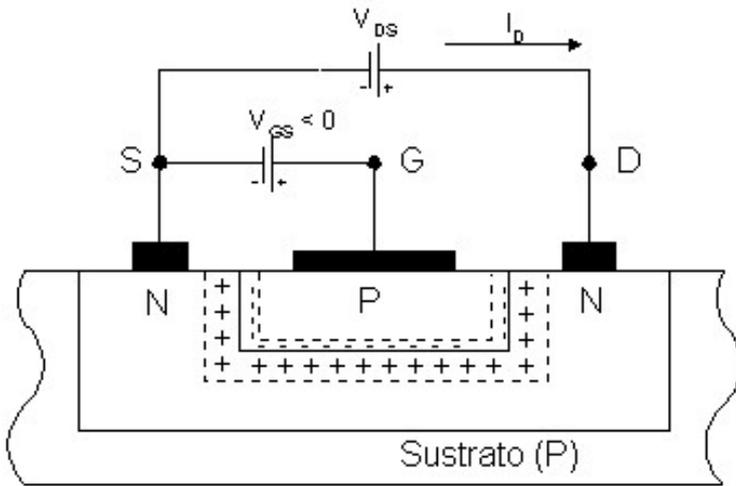
$V_p$  es negativo

$\Rightarrow$  REGIÓN DE CORTE,  $i_D = 0$





# El JFET de canal n: ppo. de operación: LINEAL.



anchura canal  $\propto (V_{gs} - V_p) \propto$

•  $V_{gs} < 0$  y  $V_{DS} > 0$  y PEQUEÑAS

⇓

$$i_D \propto (V_{gs} - V_p)$$

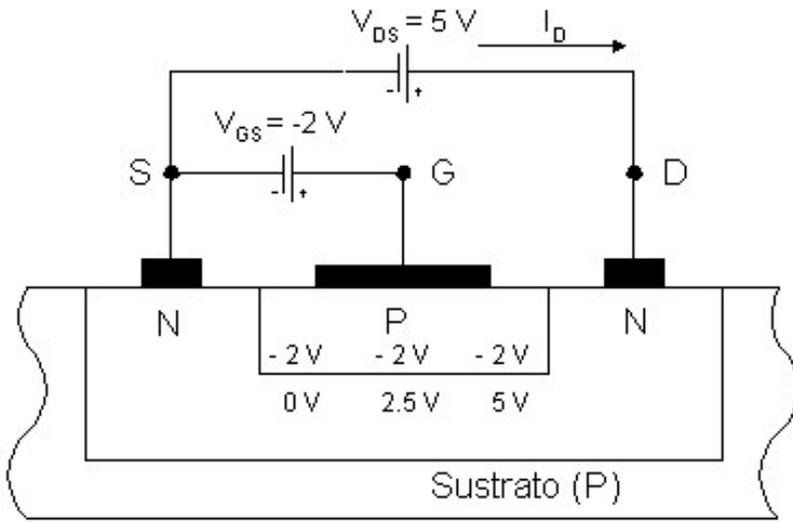
$$i_D \propto V_{DS}$$

$$i_D \approx (V_{gs} - V_p) \cdot V_{DS}$$

⇒ REGIÓN LINEAL,  $i_D = (V_{gs} - V_p) \cdot V_{DS}$ .



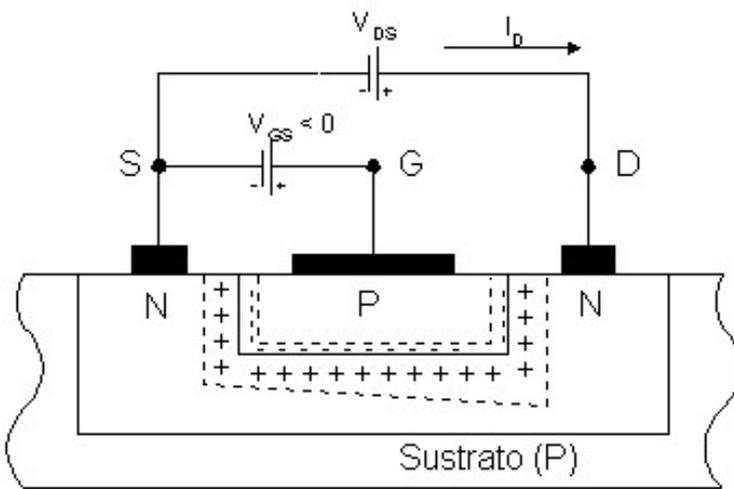
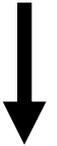
# El JFET de canal n: ppo. de operación: SATURACIÓN o REGIÓN



anchura canal  $\propto (V_{GS} - V_P) \propto$

$\Downarrow$

$V_{GS} < 0$  y  $V_{DS} > 0$  y GRAND



Anchura del canal no es con  
canal no lineal !!

$V_{DS} \uparrow$  t.q. "estrangulamiento"

$\Rightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_P \Leftrightarrow V_{GD} < V_P$

$\Rightarrow$  **Región de SATURACIÓN**

**N-channel FET operation** (<http://www-g.eng.cam.ac.uk/mmg/teaching/linearcircuit>)

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

## Resumen Regiones de funcionamiento

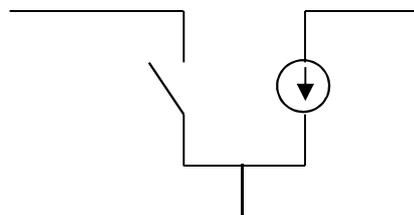
a) Región de corte,  $V_p$  es el potencial de bloqueo:

$$V_{gs} < V_p \Rightarrow I_d = 0$$

b) Región lineal o triodo,  $V_{gs} > V_p$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_p$

$$I_d = 2 \frac{I_{dss}}{V_p^2} \left( V_{gs} - V_p - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds}$$

c) Región de saturación,  $V_{gs} > V_p$ ,  $V_{ds} > V_{gs} - V_p$   $I_d =$

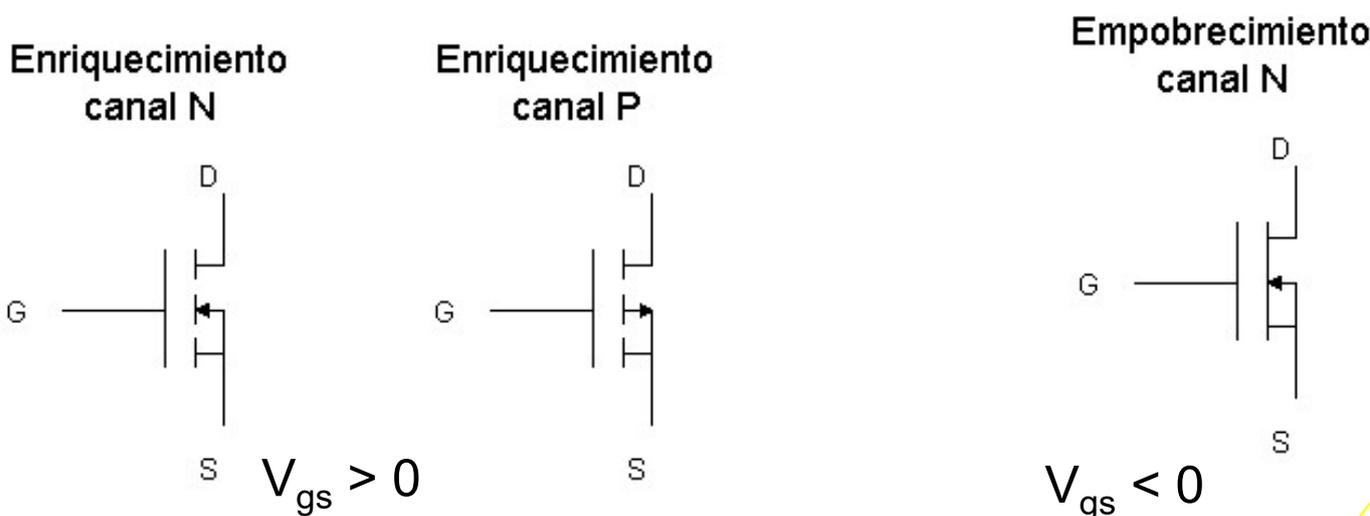


**Siempre  $I_g \sim 0$**

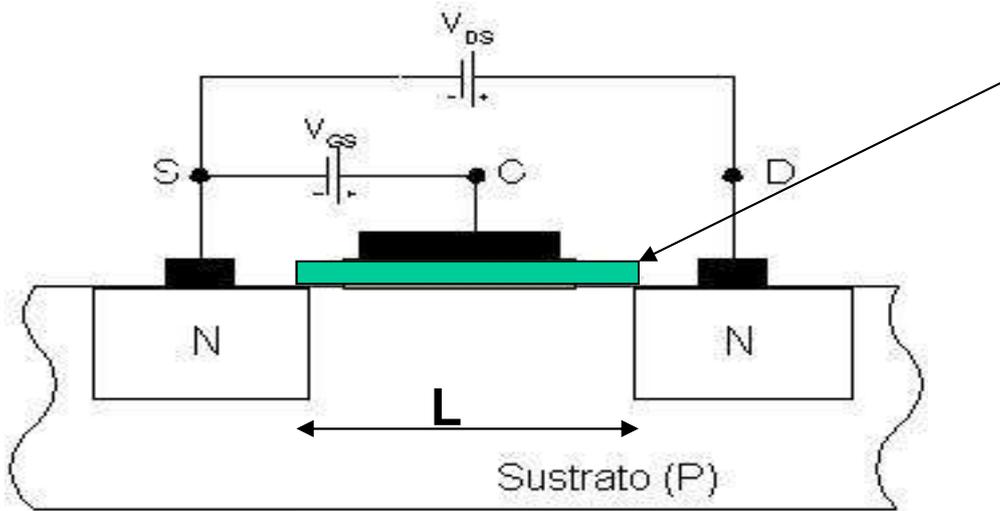
## Transistores de efecto campo: el MOSFET

(*Metal-oxide-semiconductor-field effect transistor*)

- ✓ Prestaciones similares a las del JFET *aunque* estructuras diferentes.
- ✓ Dos tipos: de acumulación o enriquecimiento o empobrecimiento, de canal n o canal p.
- ✓ En el MOSFET de acumulación se debe aplicar un potencial a la puerta y fuente ( $V_{gs} > 0$ ) para que haya paso de corriente sólo si ese potencial es menor que un umbral negativo corriente.



# NMOS de acumulación: principio de operación



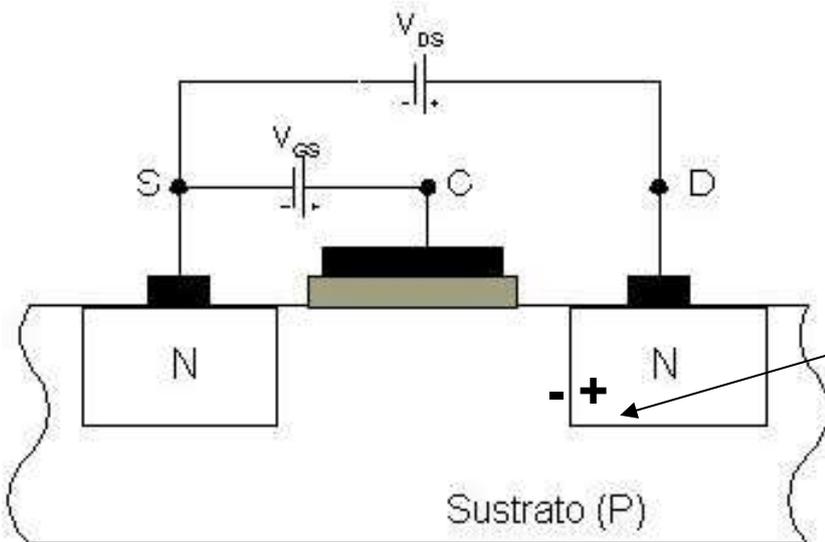
aislante ( $\text{SiO}_2$ ),

$W$ : largo

$L$ : longitud canal

$V_{SB} \neq 0$  en C.I.afe  
comportamiento de

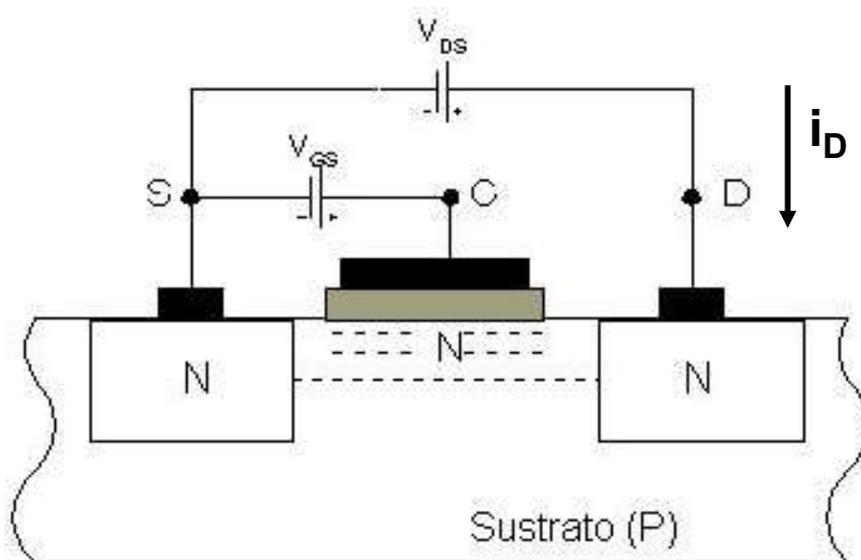
$V_{SB} = 0$  en dispos  
discretos. (Para n



En inversa: región de a

$$V_{gs} = 0 \text{ y } V_{ds} > 0 \Rightarrow i_D = 0$$

## NMOS de acumulación: principio de operación



$V_{gs} > 0$  y  $V_{ds}$

$V_{gs} \Rightarrow$  en e

zona de inve

$\Rightarrow$  creación del canal de conducción para  $V_{gs} \geq V_{TH}$

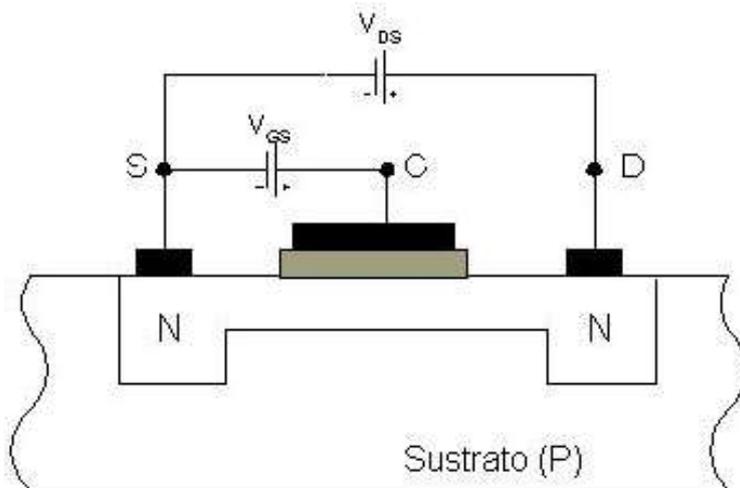
Región de conducción LINEAL:  $i_D \propto V_{ds}$

•  $V_{gs} \geq V_{TH}$  y aumentando  $\Rightarrow (V_{gs} - V_{ds}) \downarrow$

$\Rightarrow$  estrangulamiento del canal en D

$\Rightarrow$  Región  $i_D$  no lineal con  $V_{ds}$ : SATURACIÓN.

# NMOS de vaciamiento: principio de operación



Canal ya creado:

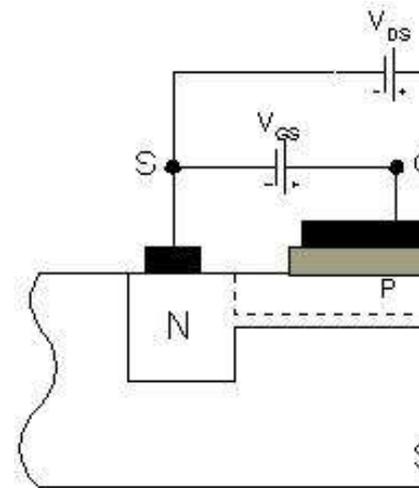
$V_{gs} = 0$  y  $V_{ds} > 0 \Rightarrow i_D$

$V_{gs} < V_{TH} \Rightarrow$  **CORTE:**  
**canal**".

$V_{ds} \gg V_{gs} \Rightarrow$

$i_D$  independiente de  $V_{ds}$

N-channel enhancement MOSFET

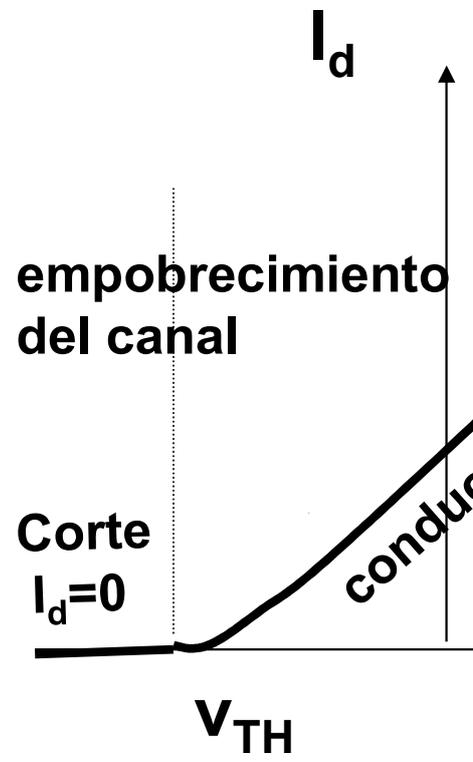
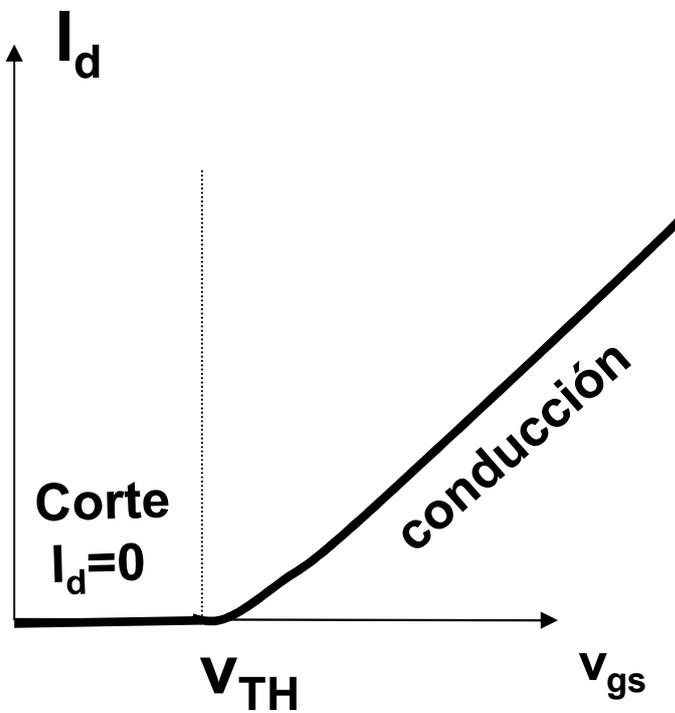




# Curvas características del MOSFET: transconductancia

De acumulación o incremental

De vaciamiento o de

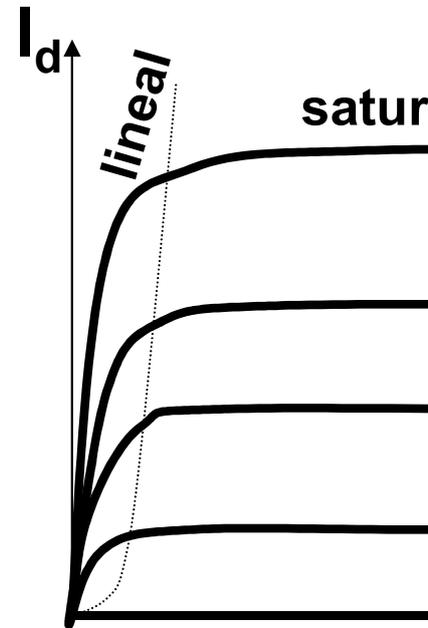
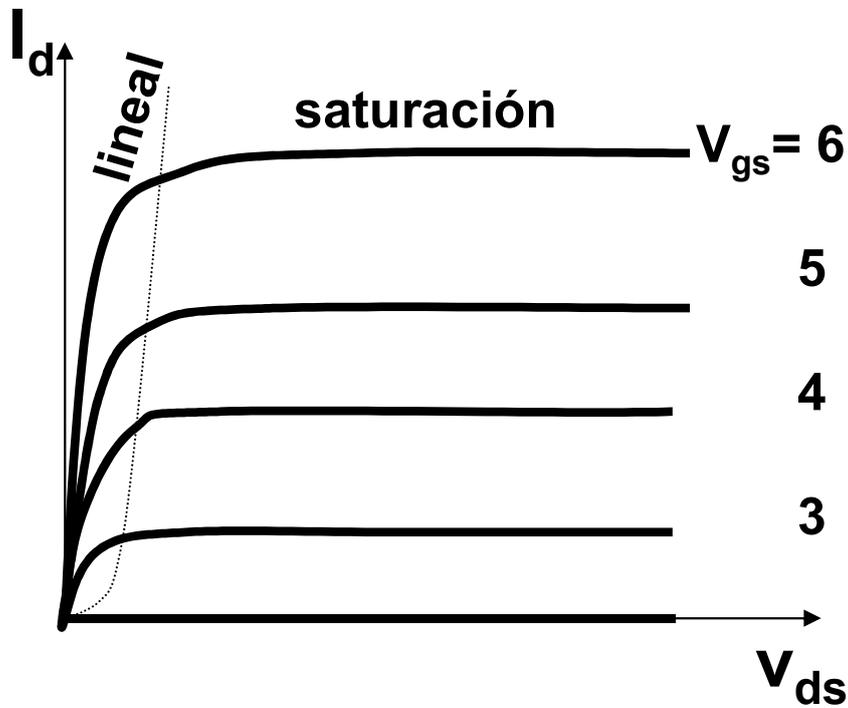


Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

# Curvas características del MOSFET: salida para V

De acumulación o incremental

De vaciamiento o de



La diferencia está en el signo del voltaje umbral (positivo para los de acumulación y negativo para los de vaciamiento)



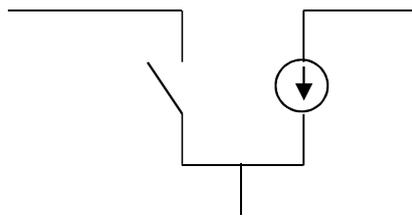
## Resumen Regiones de funcionamiento: Modelo m

a) Región de corte  $V_{gs} < V_{TH}$ ;  $I_D = 0$

b) Región lineal o triodo,  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_{TH}$

$$I_d = K(2(V_{gs} - V_{tr}) - V_{ds})V_{ds} \text{ con } K = \frac{\mu w}{2L} C$$

c) Región de saturación,  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} > V_{gs} - V_{TH}$



$$I_d = K(V_{gs} - V_{TH})^2$$

**Siempre  $I_g \sim 0$**

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



## Resumen útil: signos en la región de corriente

Tipo de dispositivo	$V_{TR}$	$K$	$v_{GS}$	$v_{DS}$	
Canal n					
MOSFET incremental	Pos.	Pos.	Pos.	Pos.	P
MOSFET decremental	Neg.	Pos.	Pos. o Neg.*	Pos.	P
JFET	Neg.	Pos.	Neg.	Pos.	P
Canal P					
MOSFET incremental	Neg.	Neg.	Neg.	Neg.	N
MOSFET decremental	Pos.	Neg.	Neg. o Pos.**	Neg.	N
JFET	Pos.	Neg.	Pos.	Neg.	N

\*  $|i_D|$  aumenta con  $v_{GS}$  más positivo

\*\*  $|i_D|$  aumenta con  $v_{GS}$  más negativo

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Resumen Regiones de funcionamiento: Modelo m

## MOSFET

## FET

Región de corte  $V_{gs} < V_{TH}$ ;  $I_D = 0$

Región de corte,  $V_p$

Región lineal o triodo,  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} < V_{gs} - V_{TH}$

Región lineal o triod

$$I_d = K(2(V_{gs} - V_{tr}) - V_{ds})V_{ds} \text{ con } K = \frac{\mu W}{2L} C$$

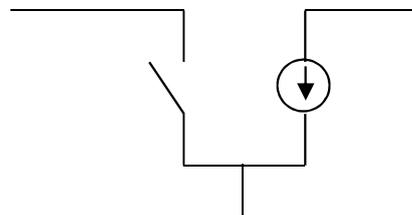
$$I_d = 2 \frac{I_{dss}}{V_p^2} (V_{gs} - V_p)^2$$

Región de saturación,  $V_{gs} > V_{TH}$ ,  $V_{ds} > V_{gs} - V_{TH}$

Región de saturación

$$I_d = K(V_{gs} - V_{tr})^2$$

$$I_d =$$



**Siempre  $I_g \sim 0$**

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



## Objetivo: analizar circuitos con transistores. Cálculo de polarización y funciones de transferencia

- ✓ Aunque el efecto físico es muy distinto, la forma de trabajar a la hora de analizar circuitos con transistores es la misma.
- ✓ Hay que entender/saber curvas características y modelo matemático (para cada región). NOTAR que es el mismo para todos los transistores de un tipo (pero que tener cuidado con los signos (polaridad) para cada tipo de transistor).
- ✓ Procedemos igual que con los BJT:
  - ✓ Siempre se trabaja con  $i_G = 0$
  - ✓ Si vemos que NO está en corte: suponemos que está en su región de operación (amplificación),

$$I_d = K(V_{gs} - V_{tr})^2$$

- ✓ Sacamos la  $v_{GS}$  del circuito
- ✓ Sacamos  $v_{DS}$  del circuito y COMPROBAMOS la condición de operación (última columna tabla anterior)

Si no se cumple: expresión de  $I_d$  en región de saturación.



## FET vs BJT: ventajas

- ✓ Son dispositivos sensibles a la tensión con alta impedancia de entrada.
- ✓ Como esta impedancia de entrada es considerablemente mayor, se prefieren los FET a los BJT para la etapa de entrada de un amplificador.
- ✓ Los FET generan un nivel de ruido menor que los BJT.
- ✓ Los FET son más estables con la temperatura que los BJT.
- ✓ Los FET son, en general, más fáciles de fabricar que los BJT por los pocos pasos de enmascaramiento y difusiones. Es posible fabricar un mayor número de dispositivos en un circuito integrado (es decir, puede obtener una densidad de empaquetado mayor).
- ✓ Los FET se comportan como resistores variables controlados por una pequeña tensión de drenaje a fuente.
- ✓ La alta impedancia de entrada de los FET les permite almacenar carga para permitir su utilización como elementos de almacenamiento.
- ✓ Los FET de potencia pueden disipar una potencia mayor y conmutar corrientes mayores.

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



## FET vs BJT: desventajas

Existen varias desventajas que limitan la utilización de los FET en a

- Los FET exhiben una respuesta en frecuencia pobre debido a la entrada.
- Algunos tipos de FET presentan una linealidad muy pobre.
- Los FET se pueden dañar al manejarlos debido a la electricidad

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Bloque temático II: Componentes no CONFIGURACIONES BÁSICAS CON DIS TRES TERMINALES

- ✓ Utilizaremos los BJT y FET estudiados para co  
ELECTRÓNICOS ACTIVOS, capaces de desarrollar  
amplificación, procesamiento de señales, inversión lógic
- ✓ Bloques fundamentales para circuitos más avanzados
- ✓ Tres Topologías básicas de circuito:
  - El inversor
  - El seguidor de voltaje
  - El seguidor de corriente

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Configuración de inversor

- ✓ Importante tanto en aplicaciones analógicas como digitales.
- ✓ Utilizado en: amplificador de voltaje, amplificador diferencial, operacional.
- ✓ Puede ser implementado de forma práctica con cualquier número de terminales.
- ✓ *Definición:* **INVERSOR**: circuito de procesamiento de voltaje en el que los voltajes de salida se miden en relación a una tierra común.

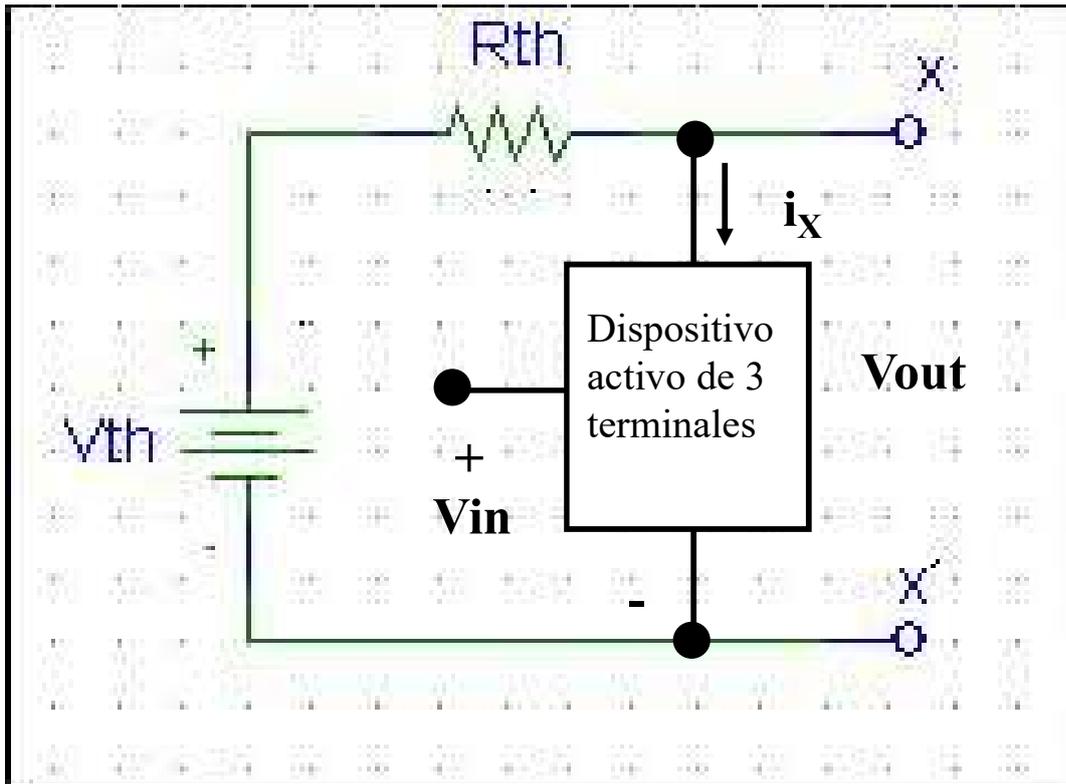
$$\text{Si } \Delta V_{in} > 0 \Rightarrow \Delta V_{out} < 0$$

- ✓ Puede proporcionar **GANANCIA**  $\Rightarrow$  Circuito activo (caracterizado por un factor de ganancia mayor que 1)

## Inversor simple: circuito de Thévenin de t

✓Clave del inversor: propiedades del circuito de Thévenin en serie:

$$V_{out} = V_{th} - i_X R_{th} \rightarrow i_X \text{ aumenta} \Rightarrow V_{out} \text{ disminuye}$$



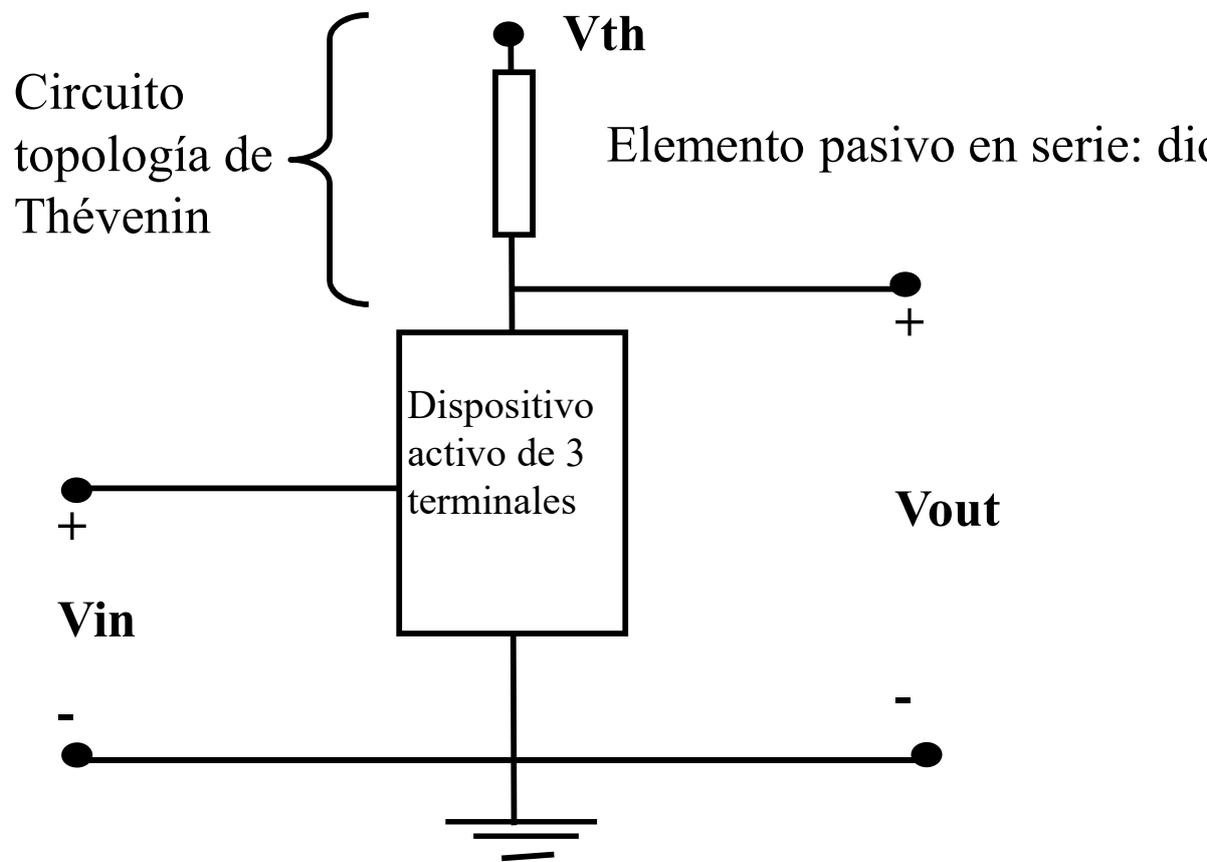
$(V_{out})_{MÁX}$

$(V_{out})_{MÍN}$   
 $V_{th}/R_{th}$

Nunca p  
 cierta ca



# Topología general de inversor, elemento en serie pasivo

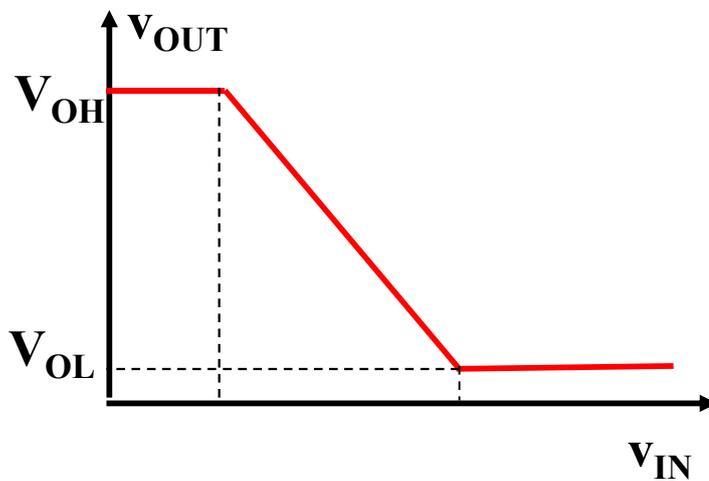


Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Inversor BJT.

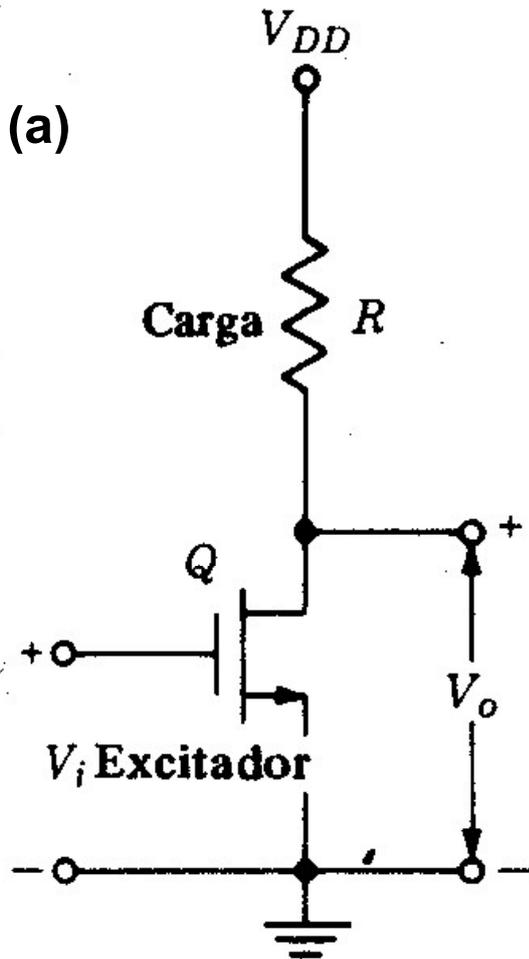
$$v_{OUT} = \begin{cases} v_{OUT} = V_{cc} & v_{IN} < V_F \text{ (corte)} \\ v_{OUT} = V_{cc} - \beta \frac{R_C}{R_B} (v_{IN} - V_f) & V_F < v_{IN} < v_{IN-SAT} \\ v_{OUT} = V_{SAT} & v_{IN-SAT} < v_{IN} \end{cases}$$



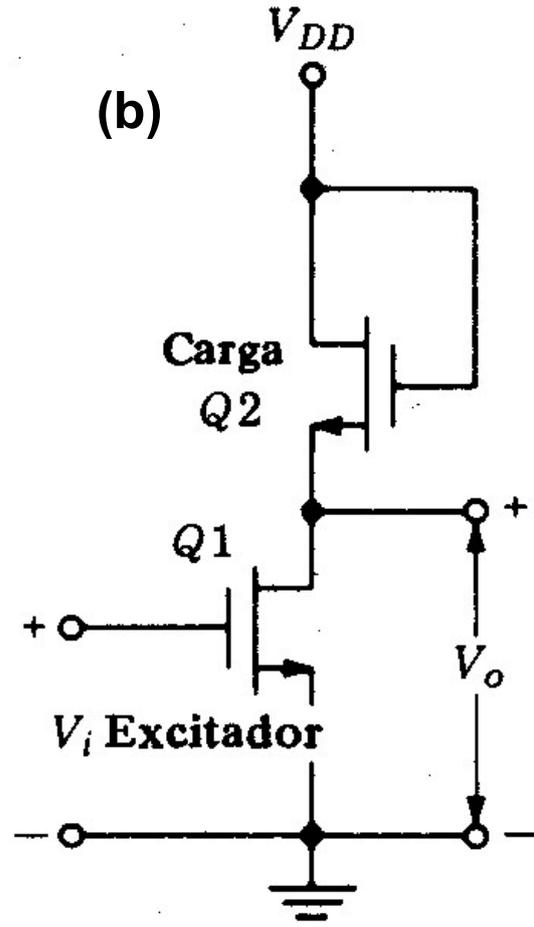
Operación digital  
lento, n

mejoras  $\Rightarrow$  FAMILIA

# Inversor MOSFET: (a) carga resistiva, (b) carga no saturada



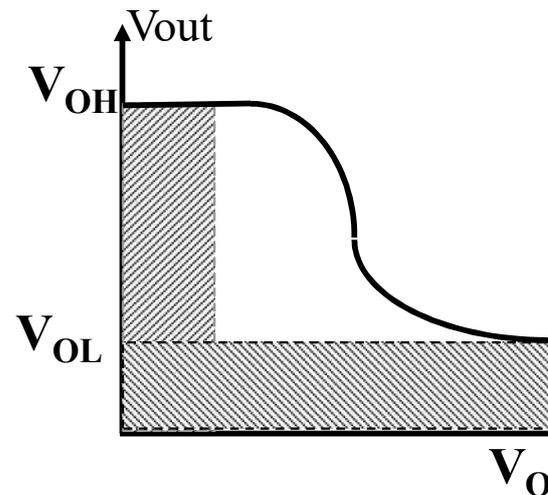
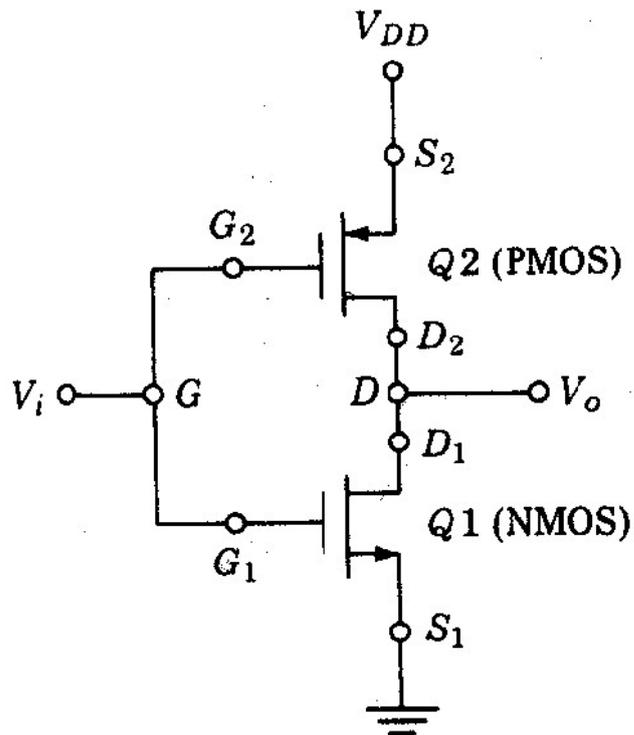
$V_i$	$V_o$
0	$V_{DD}$
$V_{DD}$	$V_{DD} - IR$



$V_i$	$V_o$
0	$V_{DD} - V_T$
$V_{DD}$	$V_{ON}$

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

# Inversor CMOS



Forma básica de la característica real

Solo hay consumo en las transiciones!

La configuración denominada **MOSFET complementario**, abre una extensa aplicación en el diseño digital.

La impedancia relativamente alta, rápidas velocidades de conmutación y niveles operativos de energía de la configuración CMOS originan las ventajas de CMOS.

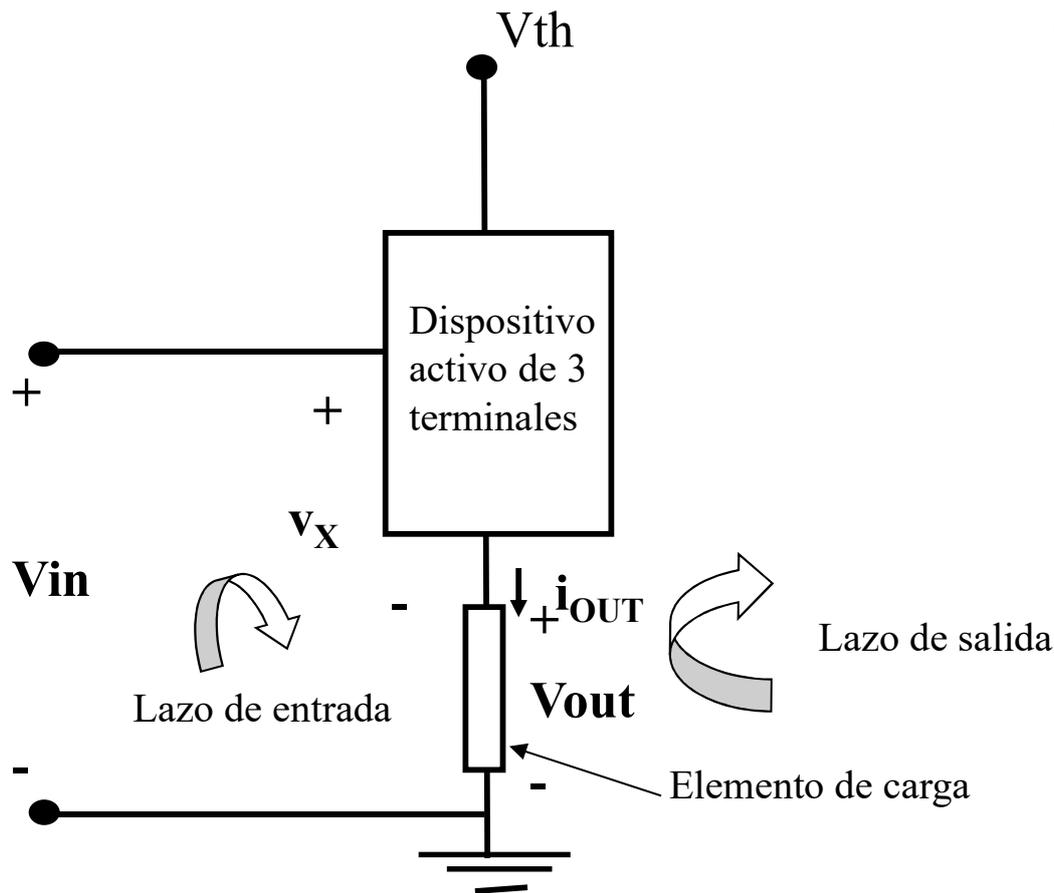
Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Configuración de seguidor de voltaje

Definición: SEGUIDOR DE VOLTAJE  $\equiv$  ACLOPADOR:

Capacidad del dispositivo para reproducir el voltaje de entrada en la carga con una corriente alta, al mismo tiempo que utiliza una parte de la fuente de la señal de entrada.



$$v_x \neq V_{in}$$

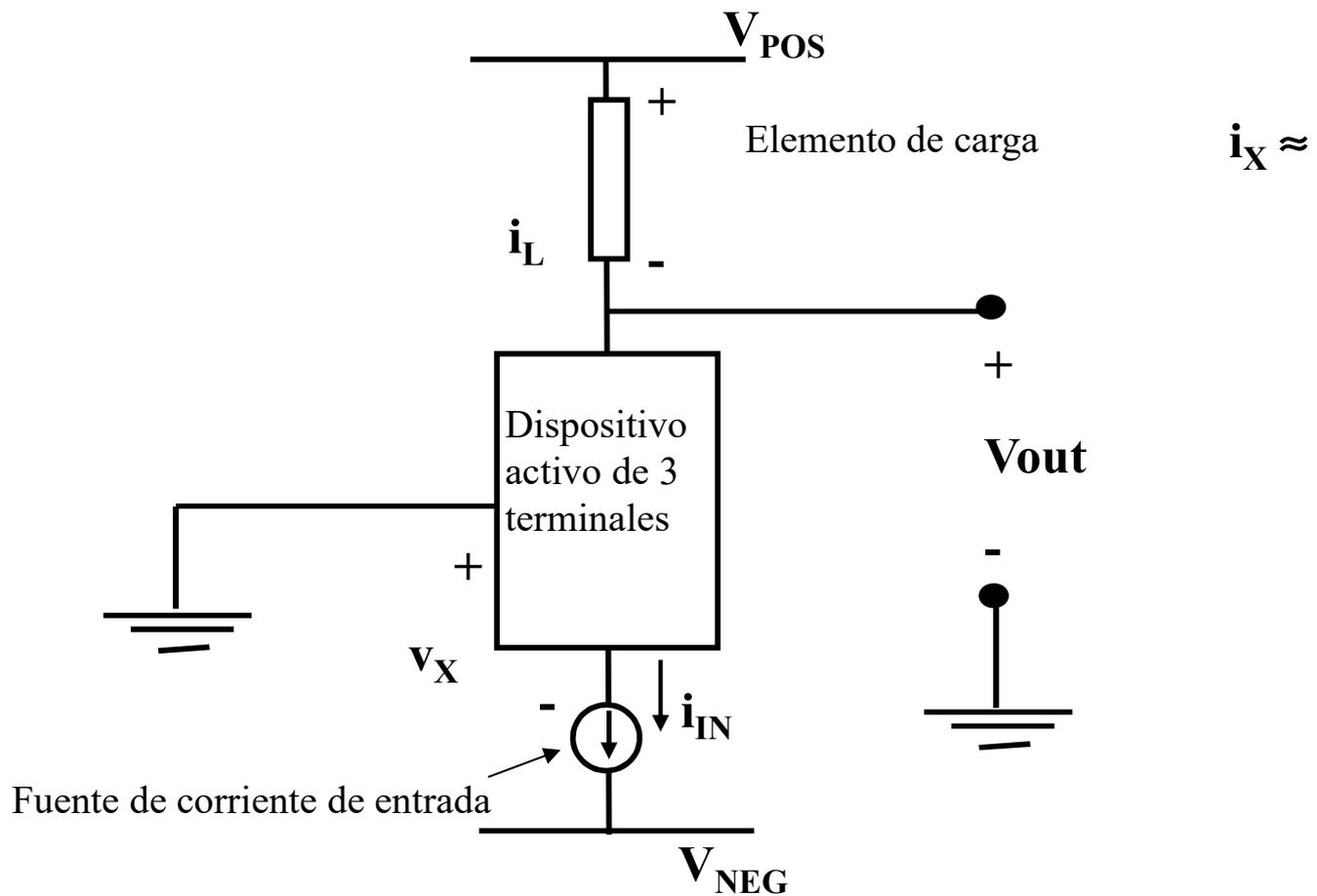
$$V_{in} - v_x = V_{out} \Rightarrow$$

$V_{out}$  determined by the  $v-i$  characteristic of the active device.

$i_{OUT}$  determined by the  $v-i$  characteristic of the load element.

acoplamiento

# Configuración de seguidor de corriente





# TEMA 7: AMPLIFICACIÓN ANALÓGICA

## OBJETIVO:

- ✓ Utilizaremos las Topologías básicas vistas para diseñar circuitos capaces de AMPLIFICAR.
- ✓ **AMPLIFICADOR**: reproduce cambios en la señal de entrada como cambios proporcionalmente más grandes en la señal de salida.
- ✓ Sólo los circuitos **ACTIVOS** pueden reproducir una señal de entrada con **GANANCIA DE POTENCIA**.



# Índice

- ✓ Introducción. Polarización.
- ✓ Polarización del BJT: por retroalimentación.
- ✓ Polarización para MOSFET Y JFET.
  - FET en la configuración de retroalimentación.
  - Polarización de un transistor NMOS.
- ✓ Modelado en pequeña señal de circuitos analógicos. Señal incremental.
- ✓ El BJT como amplificador. Modelo Híbrido para pequeñas señales para el BJT.
  - Expresiones generales modelo híbrido pequeña señal.
  - Circuito equivalente del BJT.
  - Ejemplo de amplificación: El amplificador de señal.
- ✓ Polarización a través de la base: logros e inconvenientes.
- ✓ El condensador de acoplamiento.
- ✓ Ganancia y resistencia de entrada de un amplificador.
  - Método de Cálculo. Ejemplo.
  - Etapas de amplificación estabilizadas.

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# CONCEPTOS PRELIMINARES

✓ Correcta operación de un dispositivo de tres terminales  $\Rightarrow$  de CD a los voltajes y componentes de entrada (Ej.:  $V_{BB}$ , constituyen información de la señal pasando a través del circ

✓ **SEÑAL**: Fluctuaciones del voltaje y corriente que transmiten

✓ **COMPONENTE DE POLARIZACIÓN**: cualquier nivel de C superpuestas dichas señales. Ej.:  $V_{BB}$ .

✓ VALOR TOTAL del voltaje o corriente: señal + polarización.

✓ NOTACIÓN:

$$V_{IN} = V_{BB} + v_s$$

$$v_s \propto \text{sen } \omega t.$$

✓ POTENCIA SEÑAL:

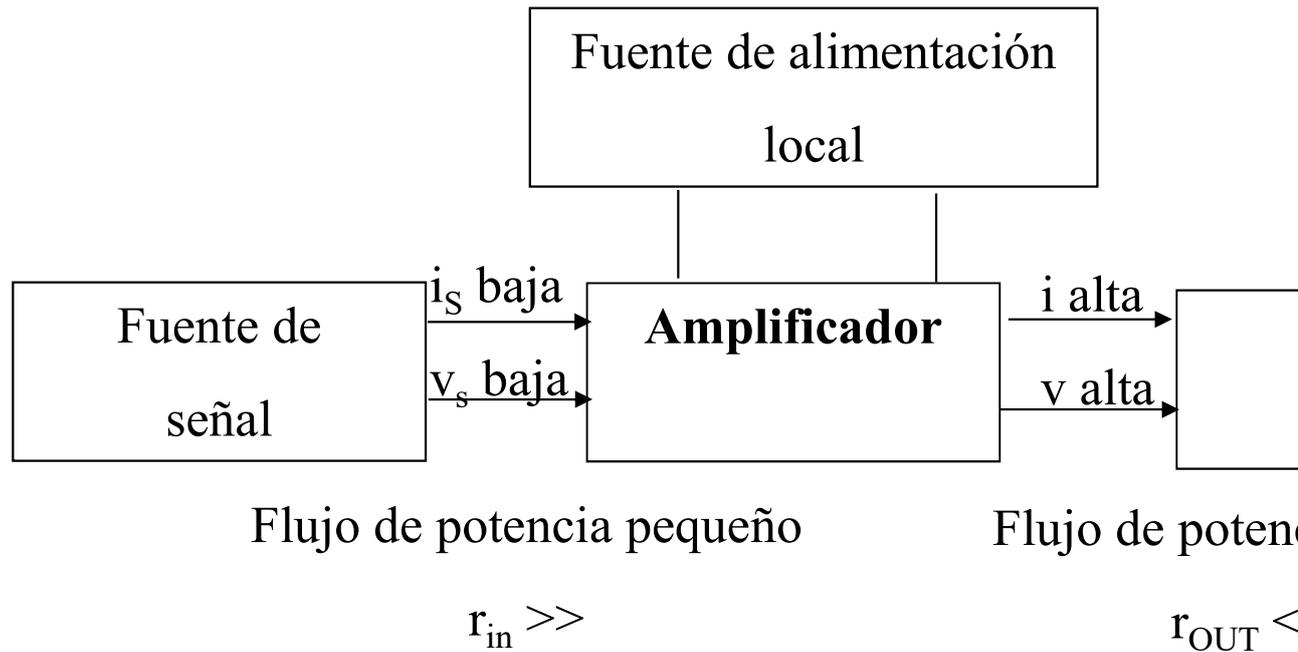
$$\int_0^t v_s \cdot i_s dt$$

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



✓ GANANCIA DE POTENCIA =  $\frac{\text{Potencia de señal entregada a l}}{\text{Potencia de señal extraída de la}}$

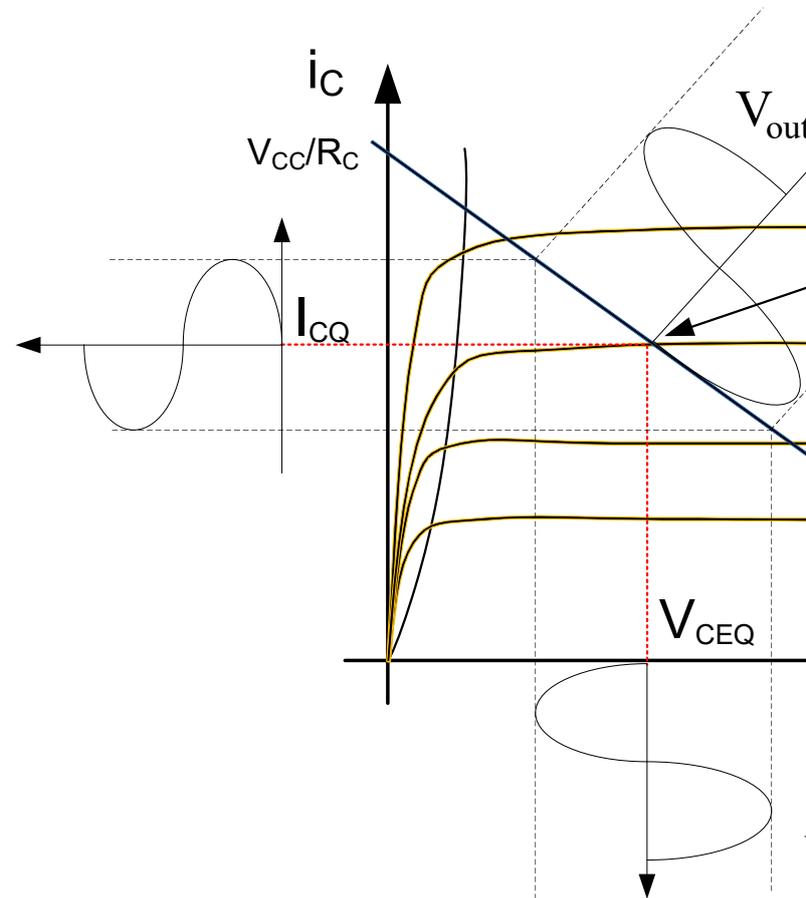
✓ Ejemplo circuito activo: micrófono.



Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

# POLARIZACIÓN

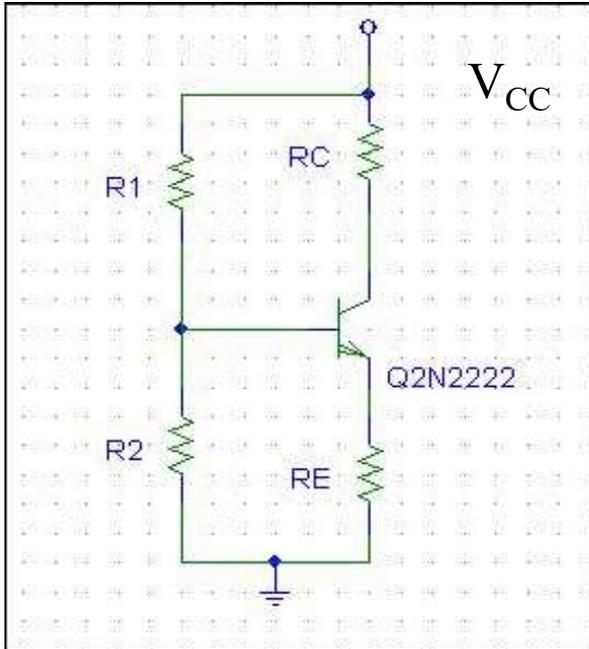
- ✓ Técnica para confinar al transistor en un punto de trabajo Q.
- ✓ La polarización hace que elementos no lineales (diodo, transistor) se comporten como elementos lineales, aumentando mucho su utilidad.
- ✓ Ejemplo: transistor BJT



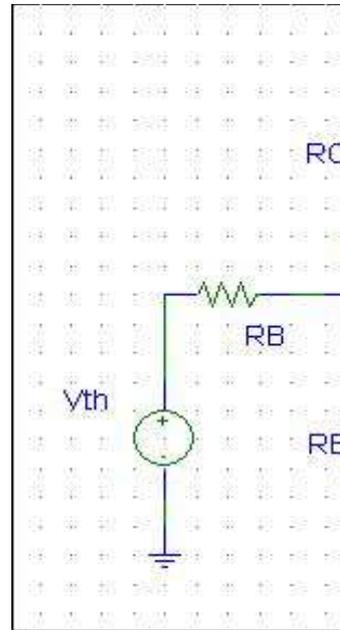
Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

# Polarización del BJT: por retroalimentación

- Esquema de polarización



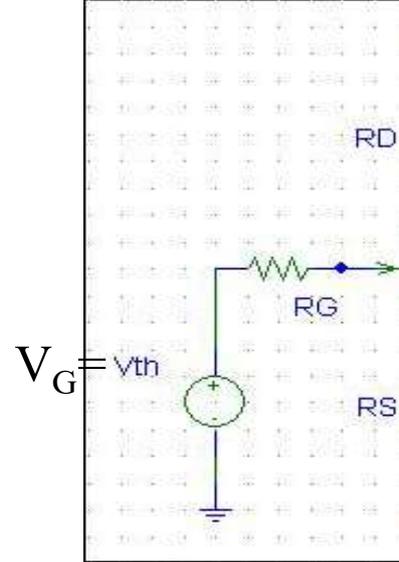
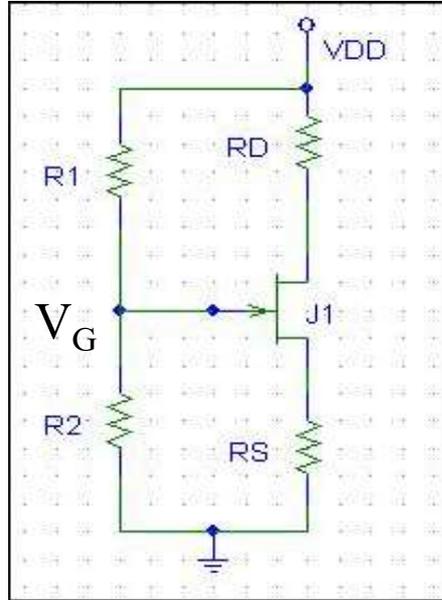
- Circuito eq



- ✓  $I_C$  independiente de  $\beta$  al polarizar por retroalimentación.
- ✓ CLAVE:  $R_E \Rightarrow I_B(\beta+1) R_E$  está tanto en el lazo de salida como en el lazo de entrada.
  - $\Rightarrow I_B(\beta+1) R_E \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow$  en el lazo de entrada.
  - $\Rightarrow$  Niveles de polarización del transistor estabilizados frente a variaciones de  $\beta$ .

Nos interesa polarizar al transistor en la mitad de su constante, para asegurar una “**máxima excursión de señal**”

## FET en configuración de retroalimentación



- ✓ Muy adecuada ya que  $I_G = 0 \Rightarrow V_G$  fijo y sin aproximación
- ✓ Este mecanismo de polarización estabiliza el valor de  $I_D$
- ✓  $R_S = 0$   $\Rightarrow I_D = K(V_G - V_{TR})^2$        $R_S \gg 1$   $\Rightarrow I_D = (V_G - V_{TR})/R_S$ ,  $i_D$

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

Según vimos, en “inversor NMOS”:

$$v_{OUT} = V_{DD} - \sqrt{\frac{k_1}{k_2}} (V_{GG} - V_{TR1}) - V_{TR2}$$

$$\frac{dv_{OUT}}{dv_{IN}} = -\sqrt{\frac{k_1}{k_2}} \Rightarrow \text{así se ajusta la ganancia !!}$$



# MODELADO EN PEQUEÑA SEÑAL DE C ANALÓGICOS. SEÑAL INCREME

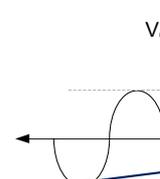
- ✓ Procesado de información → pequeñas señales (información) →
  - (a) sin distorsión ,
  - (b) la energía absorbida de la fuente que emite *versus* la que se absorbe de ser mínima → el circuito amplificador necesita una fuente de energía
- ✓ Comportamiento amplificadores puede ser estudiado mediante técnicas de modelado
- ✓ **Modelado en pequeña señal** → simplifica mucho la tarea → **Forma de onda**
- ✓ Basado en modelo de segmentos lineales: modela la característica de transferencia por una recta tangente a un punto de operación determinado. Este principio se aplica a circuitos de tres terminales, agregando una fuente dependiente ( $\Leftrightarrow$  *dependencia por control*)
- ✓ Circuitos no lineales se modelan como redes lineales de dos puertos: Thévenin, superposición...
- ✓ **Pequeña señal**  $\equiv$  señal incremental: fluctuación de voltaje o corriente  
*Cuando su magnitud es pequeña frente a la de polarización*
- ✓ La **información está en la señal** y NO en la polarización. Ej.: BJT.

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Expresiones generales de pequeña señal para e

- ✓ Hipótesis:- BJT polarizado en RAN, consideramos el caso de
  - Oscilaciones de baja amplitud y baja frecuencia.
  - Característica  $i_C$ - $v_{CE}$  ideal (rectas horizontales en



Sea el punto de trabajo,  $Q=f(V_{CE}, I_B, I_C, V_{BE})$ .

Si nos “*movemos poco*” de esta posición (superpuesta componente de señal,  $i_c, v_{be}$ ):

Para el puerto “IN”

$$V_{BE} = f_1(I_B, V_{CE})$$

$$I_C = f_2(I_B, V_{CE})$$

Para el puerto “OUT”

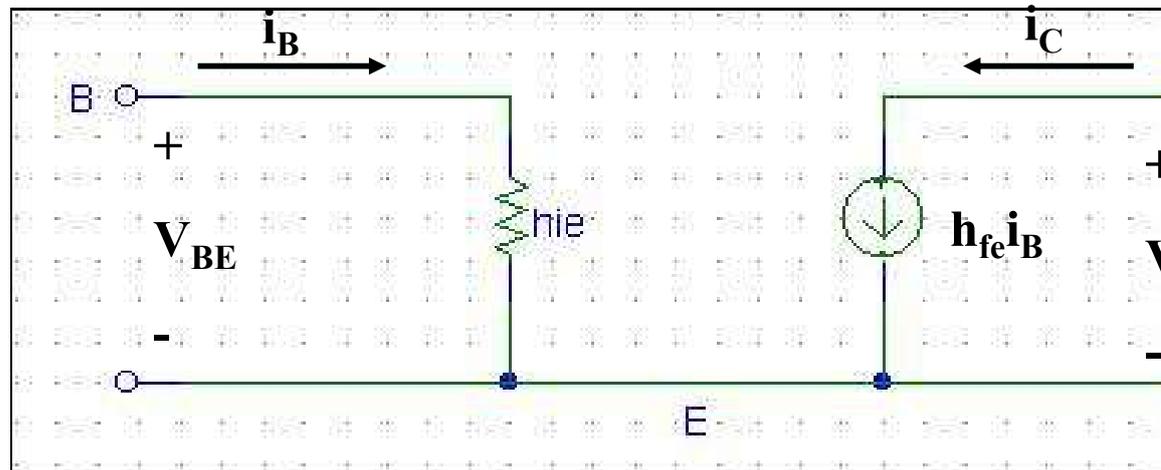
$$\Delta V_{BE} = \left( \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right)_Q \Delta I_B + \left( \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \right)_Q \Delta V_{CE}$$

$$\Delta I_C = \left( \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right)_Q \Delta I_B + \left( \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right)_Q \Delta V_{CE}$$

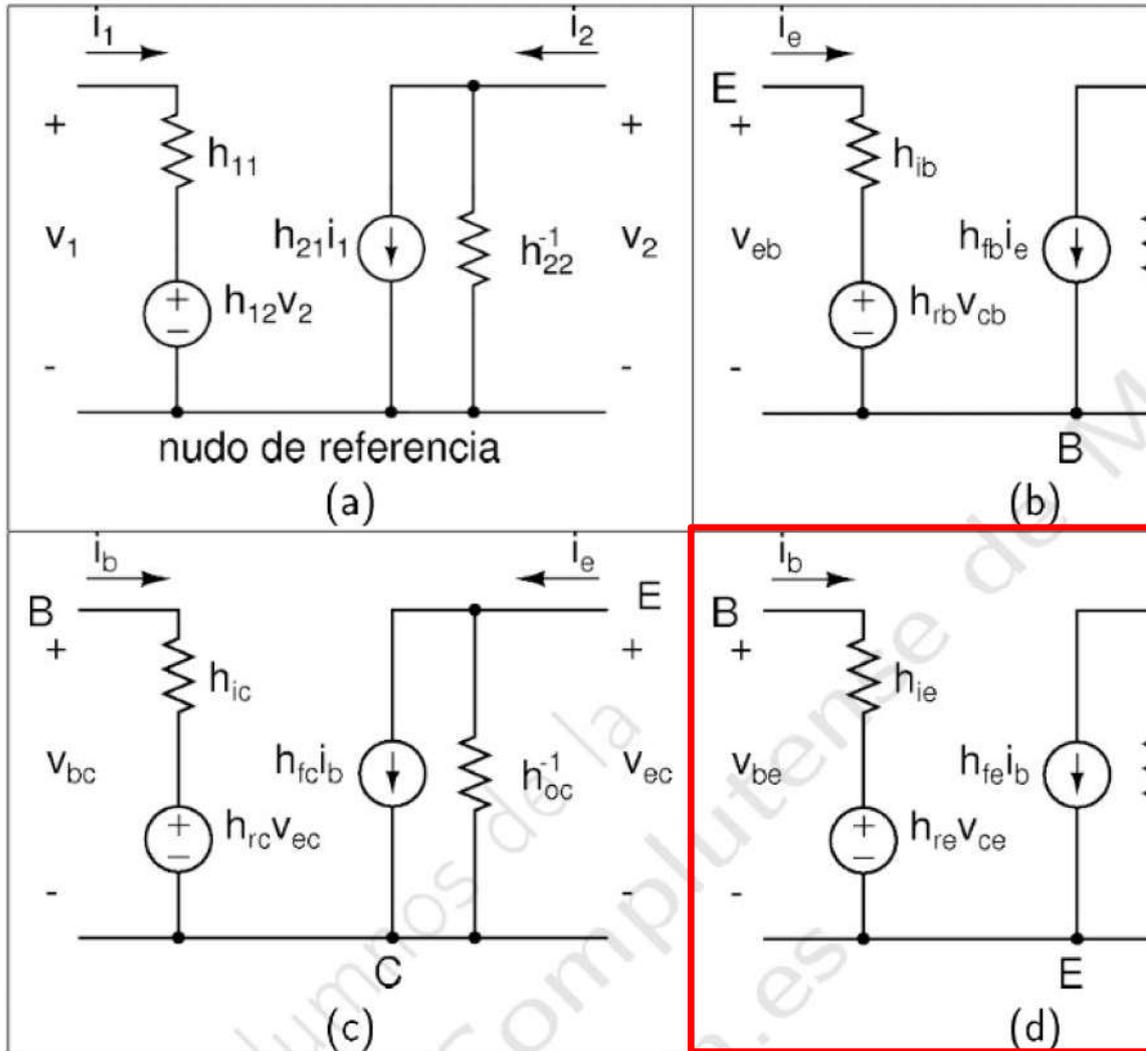
Suponiendo  $i_c$ - $V_{CE}$  ideal, “Modelo h para emisor común”

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \\ \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \end{pmatrix} \mathbf{h}_{ie} \equiv \text{impedancia de entrada} = \frac{\eta V_T}{I_{BQ}} = \beta \begin{pmatrix} \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \\ \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \end{pmatrix} \mathbf{h}_{re} \equiv \text{ganancia} \\ \mathbf{h}_{fe} \equiv \text{ganancia directa de corriente} = \beta \begin{pmatrix} \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \\ \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \end{pmatrix} \mathbf{h}_{oe} \equiv \text{admitancia}$$

- Representación gráfica del modelo, circuito equivalente

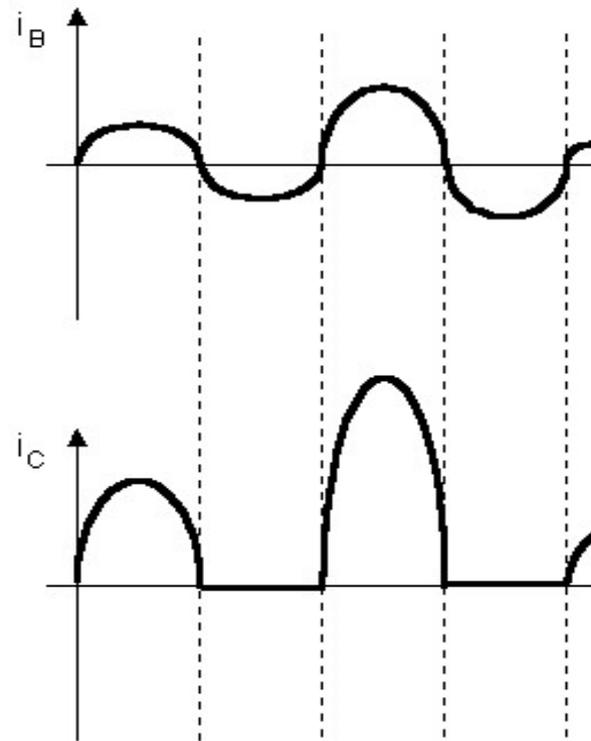
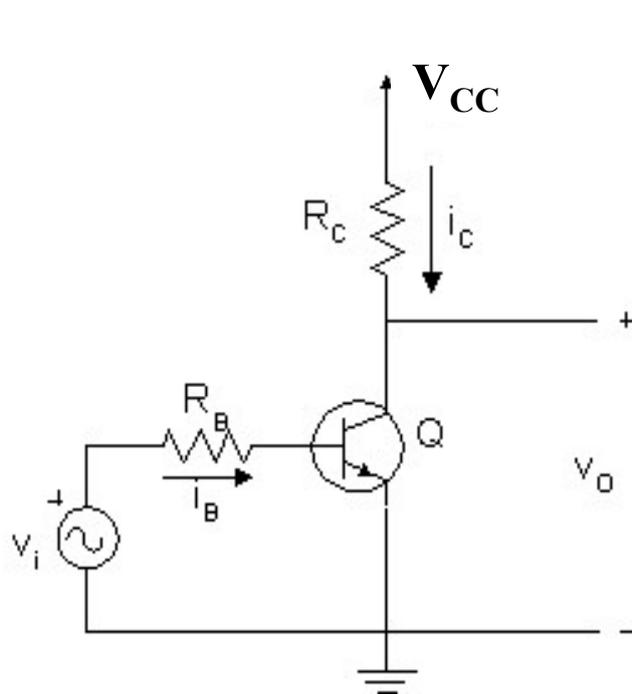


Nombre	Base Común	Colector Común	Emisor
$h_{11}$	$h_{ib}$	$h_{ic}$	$h_{ie}$
$h_{12}$	$h_{rb}$	$h_{rc}$	$h_{re}$
$h_{21}$	$h_{fb}$	$h_{fc}$	$h_{fe}$
$h_{22}$	$h_{ob}$	$h_{oc}$	$h_{oe}$



## Ejemplo de amplificación: el amplificador de señ

- El BJT en configuración de inversor: el esquema más sencillo para amplificar señales.

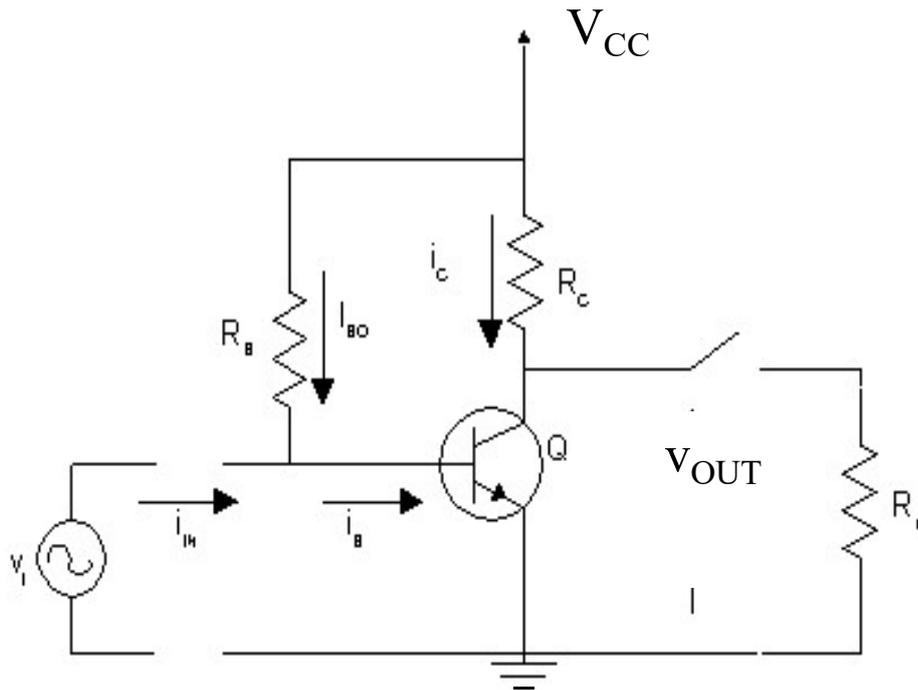


✓  $i_C = \beta i_B$ : amplificador de corriente, pero este amplificador solo funciona con señales positivas mayores de  $0.7\text{ V} \Rightarrow$  no es capaz de amplificar señales de alterna.

**Mejora: polarización a través de la base**

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

## Polarización a través de la base: logros e inconvenientes



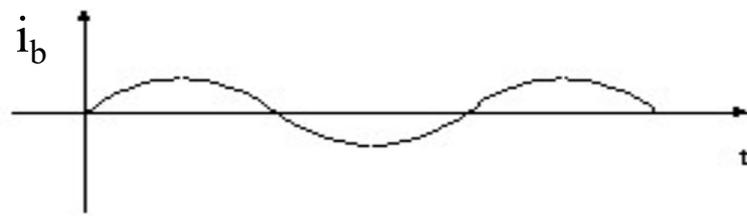
- Novedad:  $R_B$  : ahora polariza por  $V_{CC}$  y

$$i_{in} + I_{BQ}$$

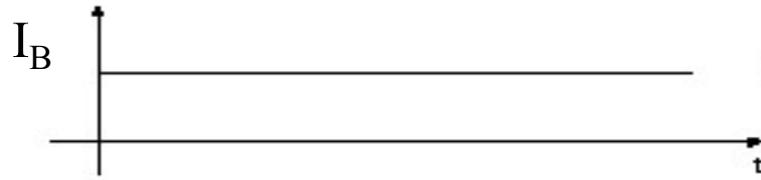
$$i_C = \beta i_B = \beta i_{in} + \beta I_{BQ} =$$

$$v_{OUT} = V_{CC} - i_C R_C = V_{CC} -$$

⇒ señal de salida proporcional a la entrada pero con una componente (desplazamiento eje y) introducida por  $V_{CC}$ .

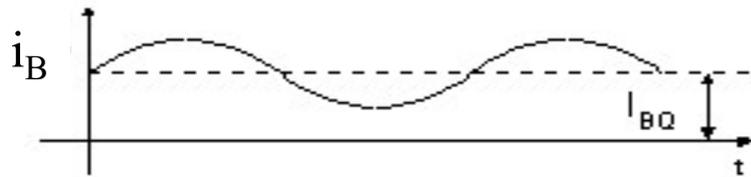


Corriente alterna de e



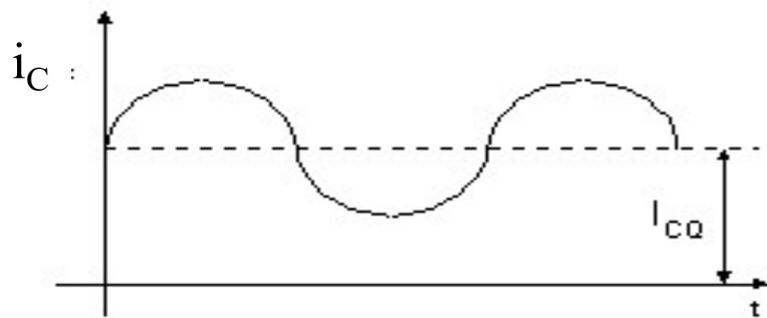
Corriente continua de p

$$I_{BQ} = \frac{E_c - 0,7V}{R_B}$$



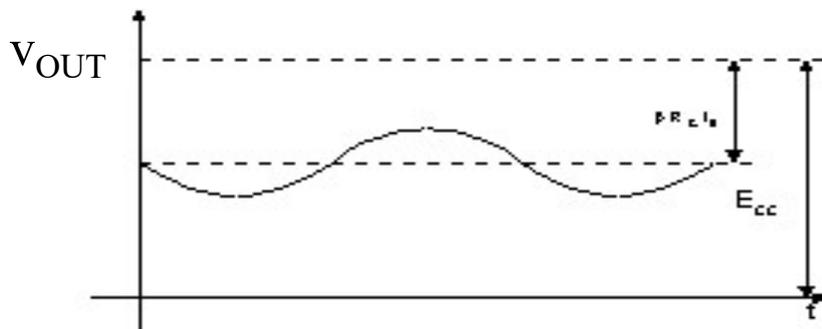
Corriente de base

$$i_B = i_{in} + I_{BQ}$$



Corriente de co

$$i_C = \beta \cdot i_{in} + \beta \cdot I_{BQ} =$$



Tensión de sa

$$V_{OUT} = E_c -$$

$$V_{OUT} = E_c - R_c \beta \cdot I_{BQ}$$

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



## Polarización a través de la base: logros e inconvenientes

### • LOGROS:

- Se amplifica también la parte negativa de la señal.
- $v_{in}$  puede ser pequeña, ya que ahora el transistor se polariza a través de una polarización ajena a  $v_{in}$  ( $V_{CC}$ ).
- En la salida se dispone de una señal de tensión gracias a  $R_C$  que
  - 1- transforma  $i_C$  en una tensión  $i_C R_C$ .
  - 2- Junto  $R_B$ , lleva el BJT a operar en RAN.

### • INCONVENIENTES:

- Al conectar directamente el generador de  $v_s$  a la entrada,  $I_B$  iría a través del generador puede dañarse.
  - Al conectar directamente la salida a la carga,  $I_C$  iría a tierra a través de la carga.
- ⇒ Necesitamos **aislar la corriente continua de polarización**, del generador de  $v_s$  y de la carga, del interior del dispositivo amplificador ⇒ **NECESITAMOS CONDENSADORES**



## El condensador de acoplamiento.

✓ **CONDENSADOR**: componente que se comporta como corriente continua → aísla tanto la entrada como la salida de polarización.

✓ Respuesta en frecuencias del amplificador limitada por condensadores.

✓ El valor de C se elige de forma que el condensador se cortocircuito para las señales de alterna que se quieren amplificar.

$$Z_C = (1/C\omega) \rightarrow 0$$

⇒ C tal que el efecto del condensador sobre la señal  $v_{in}$  entrada del amplificador pueda despreciarse!!.

$V_{in}$ : señal de entrada (pequeña señal de AC).

$i_{in}$ : corriente de entrada, que se absorbe del generador de señal de

$V_{out}$ : señal de salida (AC).

$I_{BQ}, I_{CQ}$ : corrientes de polarización del transistor (DC).

$R_B, R_C$ : resistencias de polarización del transistor.

$R_L$ : carga sobre la que se aplica la tensión de salida.

$C_1, C_2$ : aísla la entrada y la salida de la polarización en continua



## Parámetros más importantes del amplificador:

Para comparar las características de todos los amplificadores se definen dos parámetros de AC:

- **$A_v \equiv \text{GANANCIA EN TENSION} \equiv (V_{out}/V_{in})$** 
  - Amplitudes de las señales AC (NO los valores instantáneos).
  - En general  $A_v = f(R_L)$ .
  - NO mide distorsión, sólo cuantifica la amplificación (si el circuito respeta las formas de onda).
- **$r_{in} \equiv \text{RESISTENCIA DE ENTRADA} = (V_{in}/i_{in})$** 
  - Cantidad de corriente que absorbe la fuente de señal que se quiere amplificar.
  - $r_{in} \rightarrow \infty$  ideal, ya que interesa absorber poca energía.
  - Amplitudes de señales alternas.

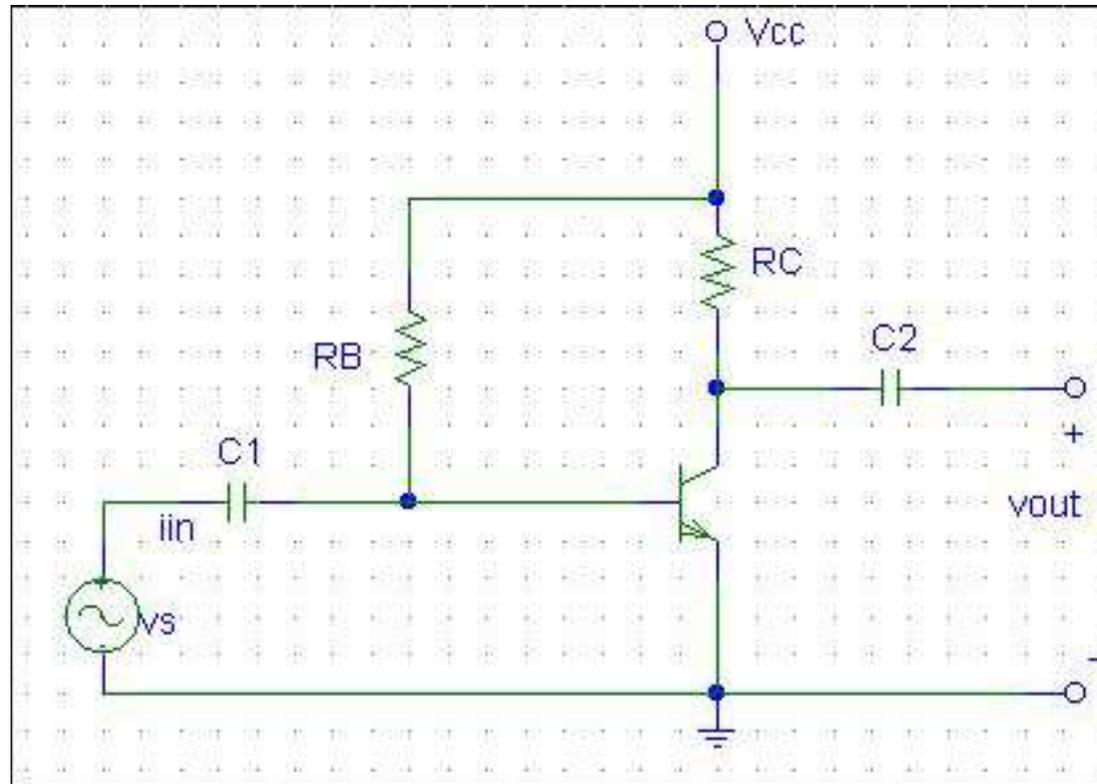


# MÉTODO DE CÁLCULO: MODELADO EN PEQUEÑAS SEÑALES

## CIRCUITOS ANALÓGICOS: BJT

- 1. Cálculo del punto de operación de cada BJT del circuito.**
  - Se sustituyen los condensadores por circuito abierto.
  - Modelo CD del transistor en RAN.
- 2. Determinación del modelo AC del transistor.**
  - Se utilizan los valores de las corrientes de polarización para determinar cada uno de los parámetros del modelo de pequeña señal.
- 3. Estudio del circuito en AC: representación en pequeña señal.**
  - Las componentes de continua no afectan a la relación de las ondas AC  $\Rightarrow$  pueden cortocircuitarse las fuentes de alimentación (para un análisis correcto).
  - Los condensadores se comportan como cortocircuitos (para un análisis correcto).
  - Resolver utilizando métodos de circuitos lineales.
  - Superponer la señal de salida a sus valores de polarización para obtener el valor total.

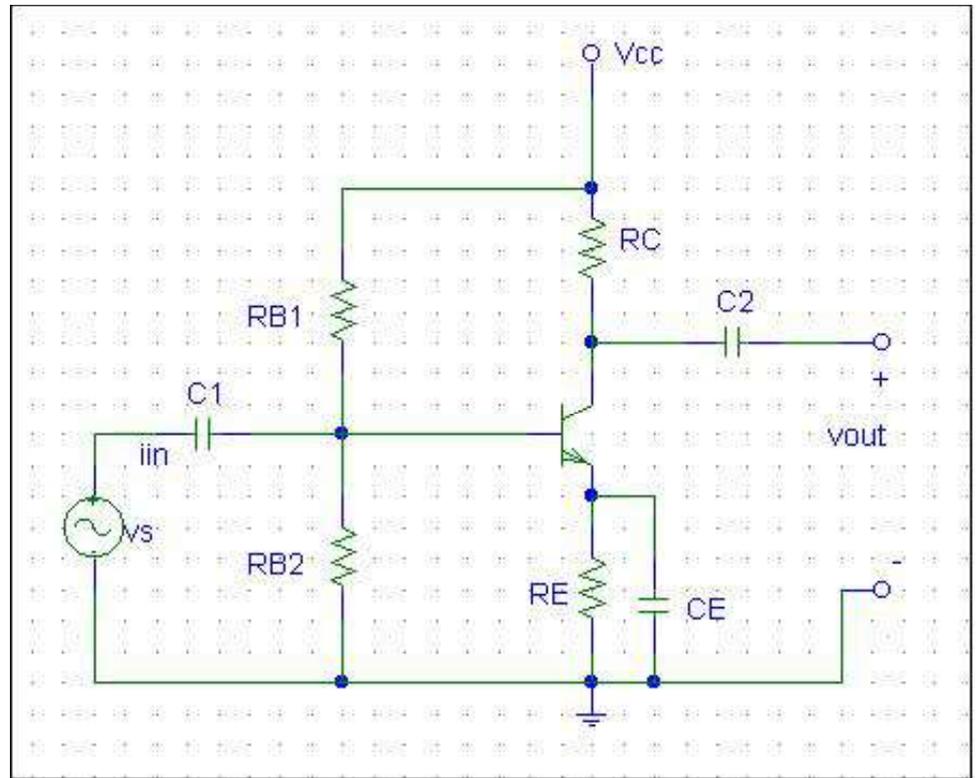
Ejemplo: aplicar el procedimiento anterior al cálculo de  $A_v$  y  $r_{in}$  amplificadores de las transparencias 20-23.



Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

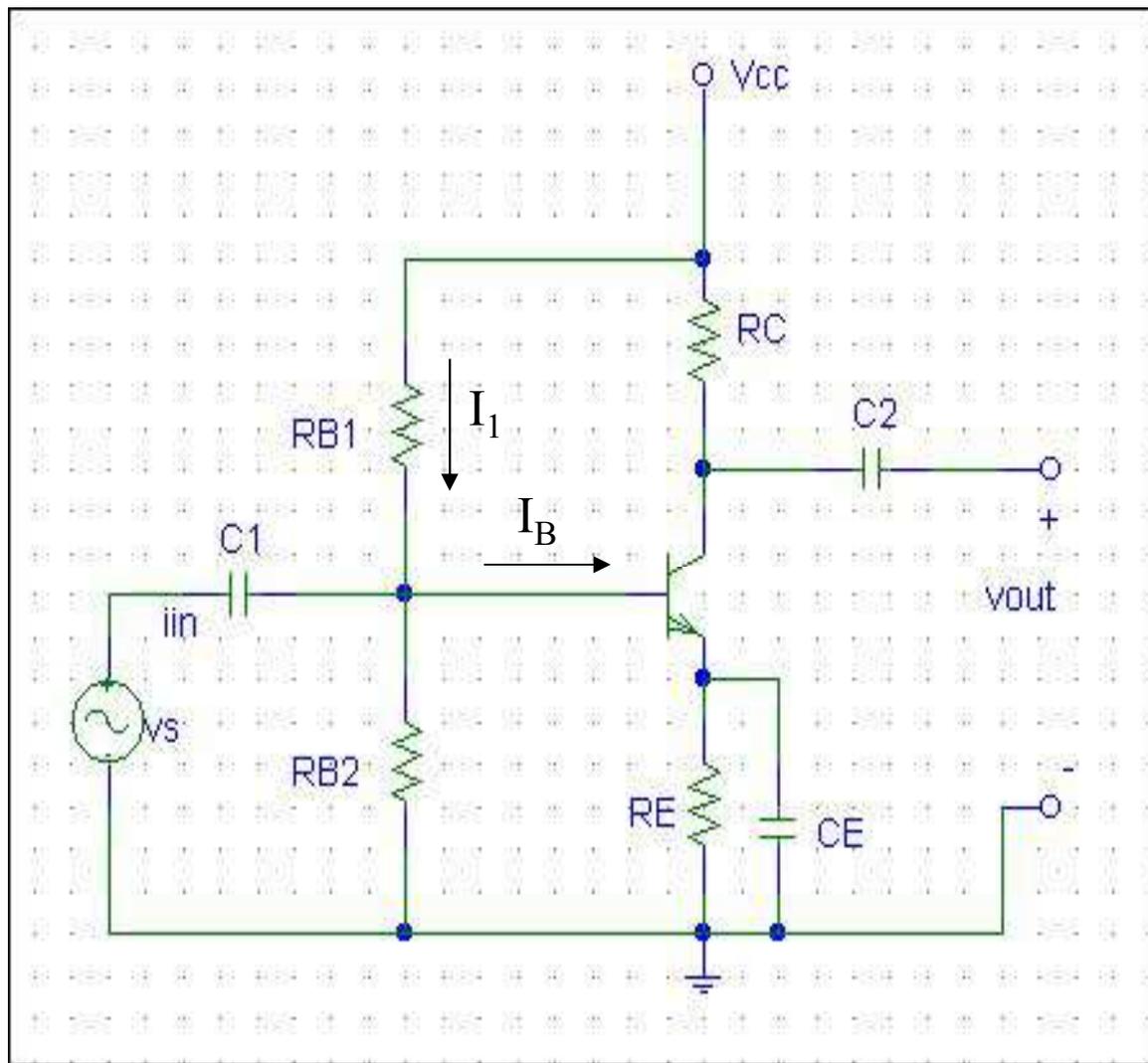
**PROBLEMAS** encontrados: La tensión de la base depende  
 → cualquier variación (ej.: temperatura) en  $R_B$  o  $\beta \Rightarrow$  cambio

**MEJORAS:** Polarización de B por retroalimentación.



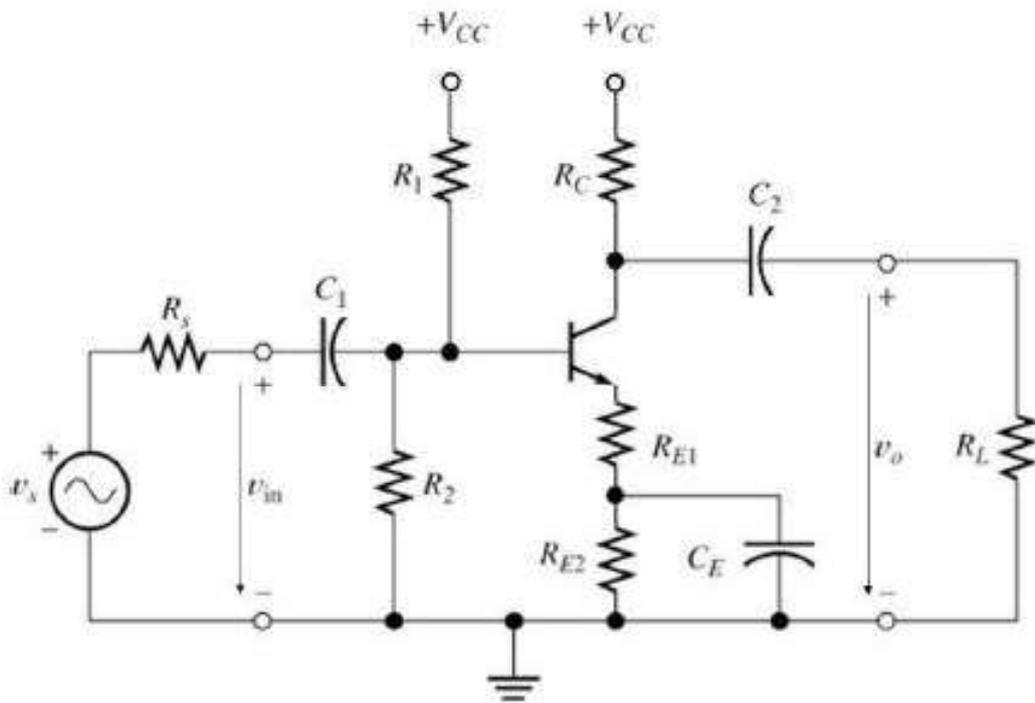
⇒ **Etapas de amplificación estabilizadas**

# Etapas de amplificación estabilizadas



- ✓  $R_{B1}$  fijada
- ✓  $R_E$ :  $I_C$ .
- ✓  $C_E$  cortoc en alt

## Etapas de amplificación estabilizadas

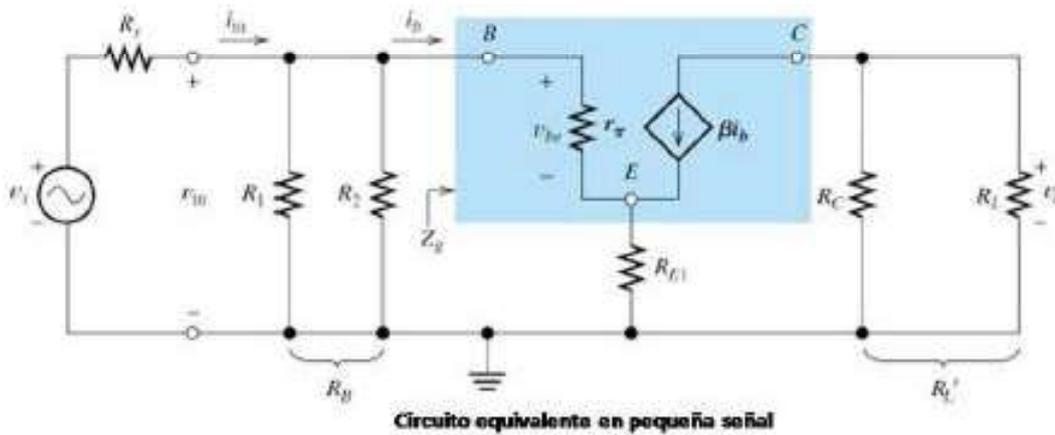


✓ Para de  
equivalente p  
realizan los si

✓ Determinar  
polarización  
todos los cor  
continua. Cal  
modelo de pe

✓ Análisis AC:  
de tensión  
condensadore  
sus equivalen  
calculados an

✓ Se aplican l



Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

## MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL FET

- Hipótesis: - FET polarizado en región de corriente constante
  - Oscilaciones de baja amplitud y baja frecuencia
  - Característica  $i_D$ - $v_{DS}$  ideal (rectas horizontales e
- Se puede deducir del modelo de segmentos lineales compo dispositivo:
  - Puerto de entrada del FET:  $I_G = 0 \Leftrightarrow$  circuito abie
  - Puerto de salida del FET:  $\left\{ \begin{array}{l} \text{fuente de } I_D \\ \text{fuente dependiente, } \end{array} \right.$

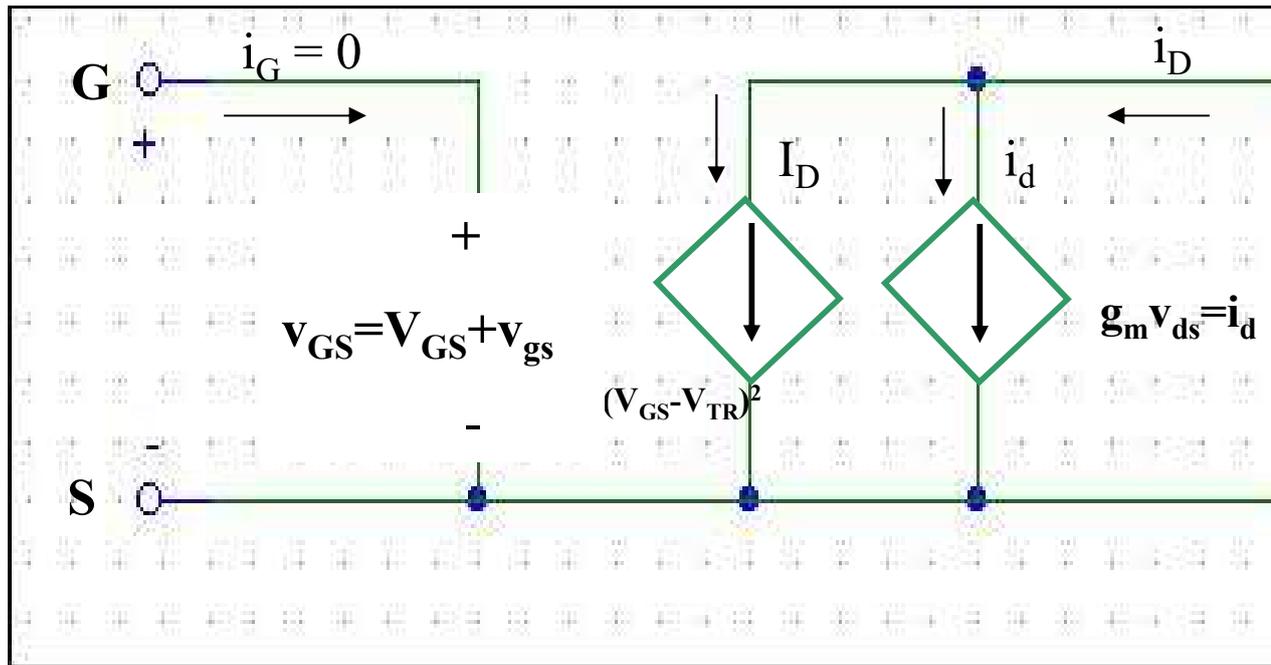
$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs} \rightarrow i_D = I_D + i_d$$

$$\Delta i_D = \left[ \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right]_Q \Delta v_{GS} \rightarrow i_d = g_m v_{gs}$$

*Transconductancia* del FET

# MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL FET

Modelo de segmentos lineales para el FET:



Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

## 1. Calculo del punto de operación del FET.

Se hace  $v_S$  igual a cero y se calcula el parámetro de señal.

## 2. Determinación del modelo AC del transistor. Se hace por su modelo de segmentos lineales.

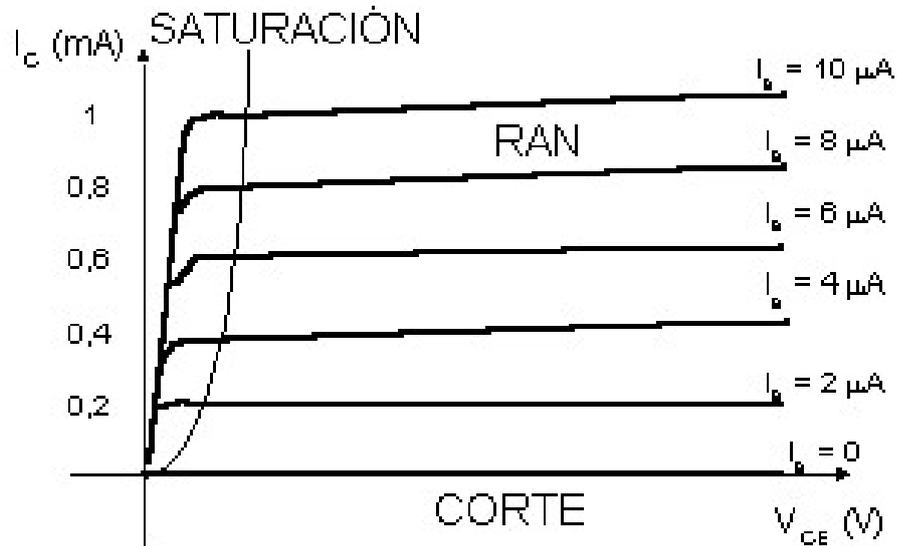
Se hacen cero todas las fuentes de cd, incluyendo la que depende sólo de  $V_{GS}$ , en el modelo de segmentos lineales del FET.

## 3. Estudio del circuito en AC: representación en pequeño del circuito.

Se resuelve en función de la variable de salida deseada utilizando métodos de circuitos lineales.

Superponer la señal de salida a sus valores de polarización para obtener el valor total.

- Característica real: pendiente =  $1/r$ ;  $r$  = ADMITANCIA DE



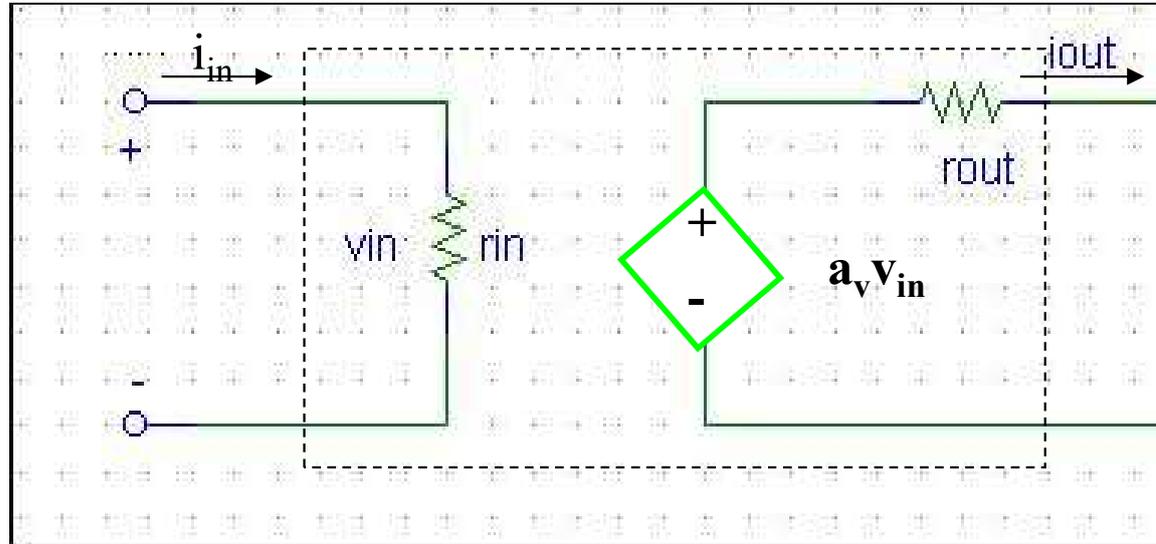
$$r_{ce} = \left[ \right.$$

$$r_{ds} = \left[ \right.$$

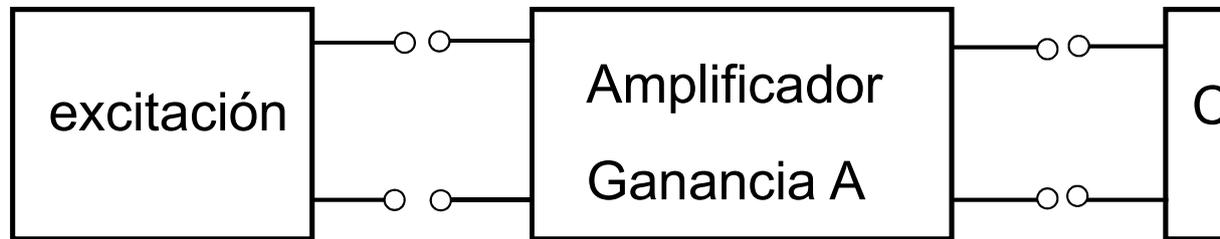
- Modelo de pequeña señal  $\Rightarrow$  agregar resistencia en par...  
dependiente del puerto de salida  $\equiv$  circuito equivalente N

## Representación de Amplificador en dos puertos

- Cada puerto del amplificador: su equivalente Thévenin



Amplificador de ganancia A



Interesa:

- Rango amplio de señales de entrada y de salida
- Ganancia
  - Constante con la frecuencia
  - Independiente del nivel de excitación
  - Estable con el tiempo



# Diseño de amplificadores

La excitación puede ser:

✓ En **tensión**:

equivalente Thévenin de la fuente de excitación

✓ En **corriente**:

equivalente Norton de la fuente de excitación

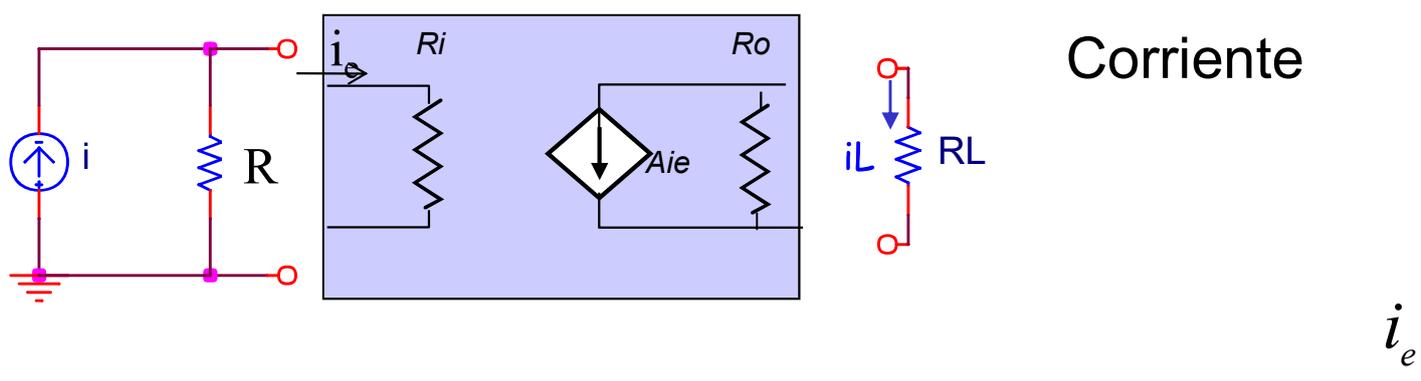
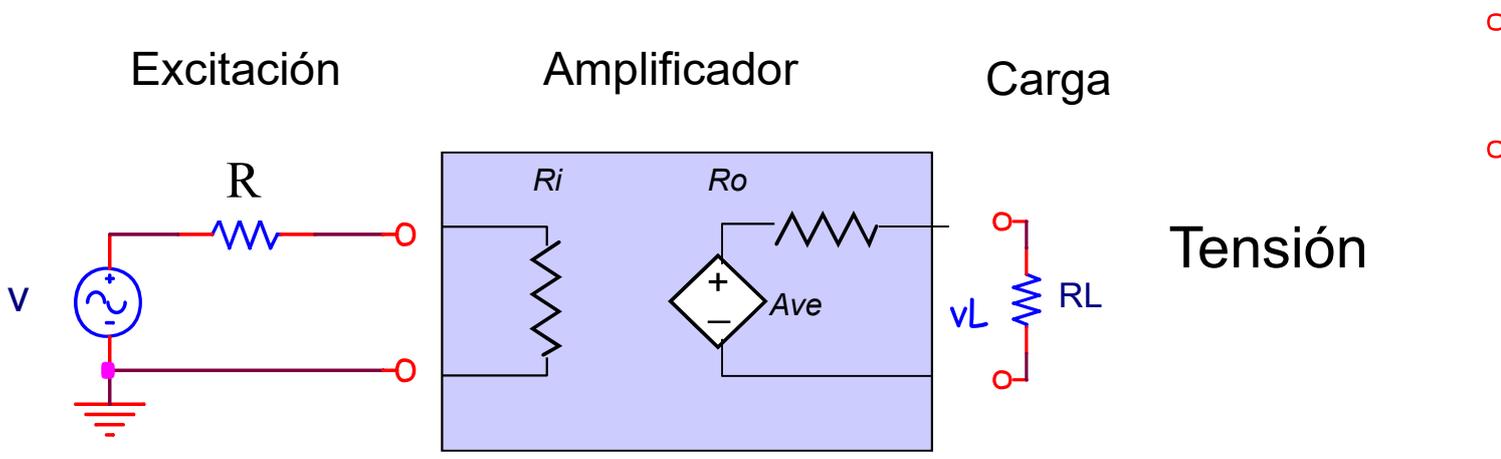
Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga

# Diseño de amplificadores

	Entra	Sale	$[A_{vo}]$	$R_i$	$R_o$	
Tensión	V	V	$A_V = V/V$	$\infty$	0	
Corriente	I	I	$A_I = I/I$	0	$\infty$	
Trans-conductancia	V	I	$A_G = I/V$	$\infty$	$\infty$	
Trans-impedancia	I	V	$A_Z = V/I$	0	0	

# Diseño de amplificadores: Sistema

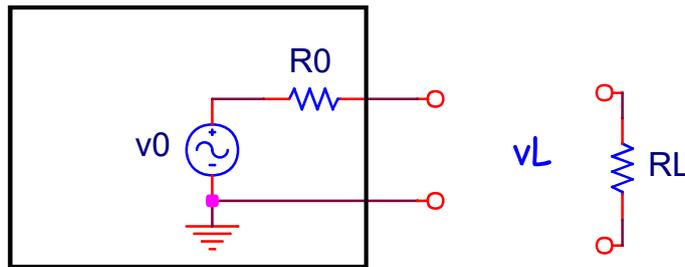
Característica de entrada del amplificador: impedancia equivalente



# Diseño de amplificadores: Sistemas

Característica de salida: impedancia equivalente de salida,

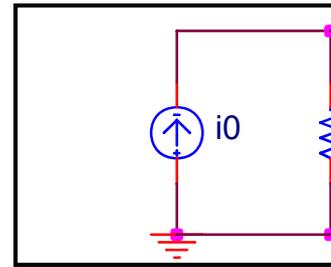
Generador de tensión



$$v_L = v_0 \frac{R_L}{R_0 + R_L} \leq v_0$$

Interesa  $R_0 \ll R_L$   
idealmente  $R_0 = 0$

Generador de

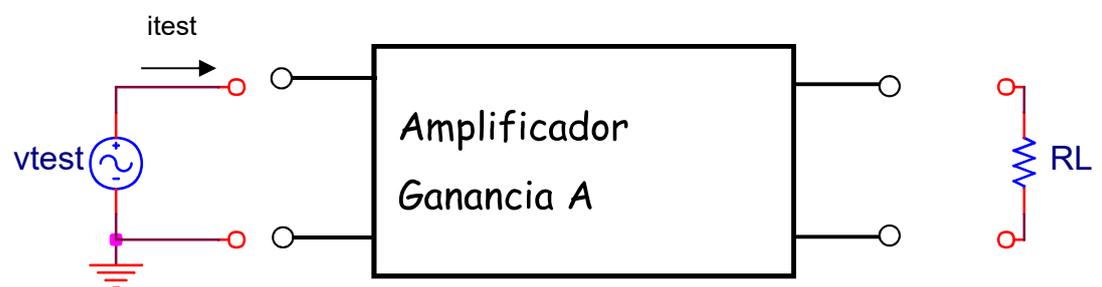


$$i_L = i_0 \frac{R_0}{R_0 + R_L}$$

Interesa  $R_0$   
idealmente

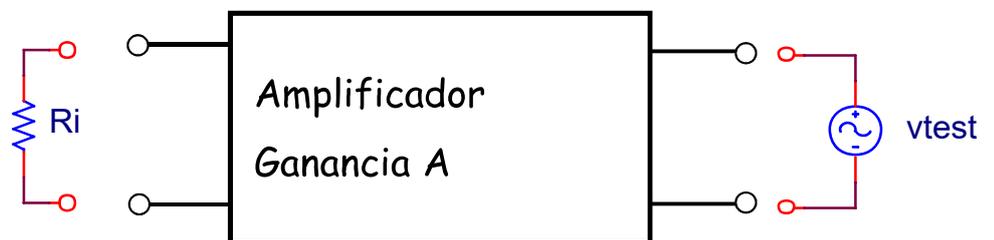
# Diseño de amplificadores: cálculo d

- Sustituir a la entrada del amplificador la excitación tensión de prueba ( $v_{test}$ )
- Calcular  $v_{test}/i_{test} = Z_{in}$



# Diseño de amplificadores: cálculo d

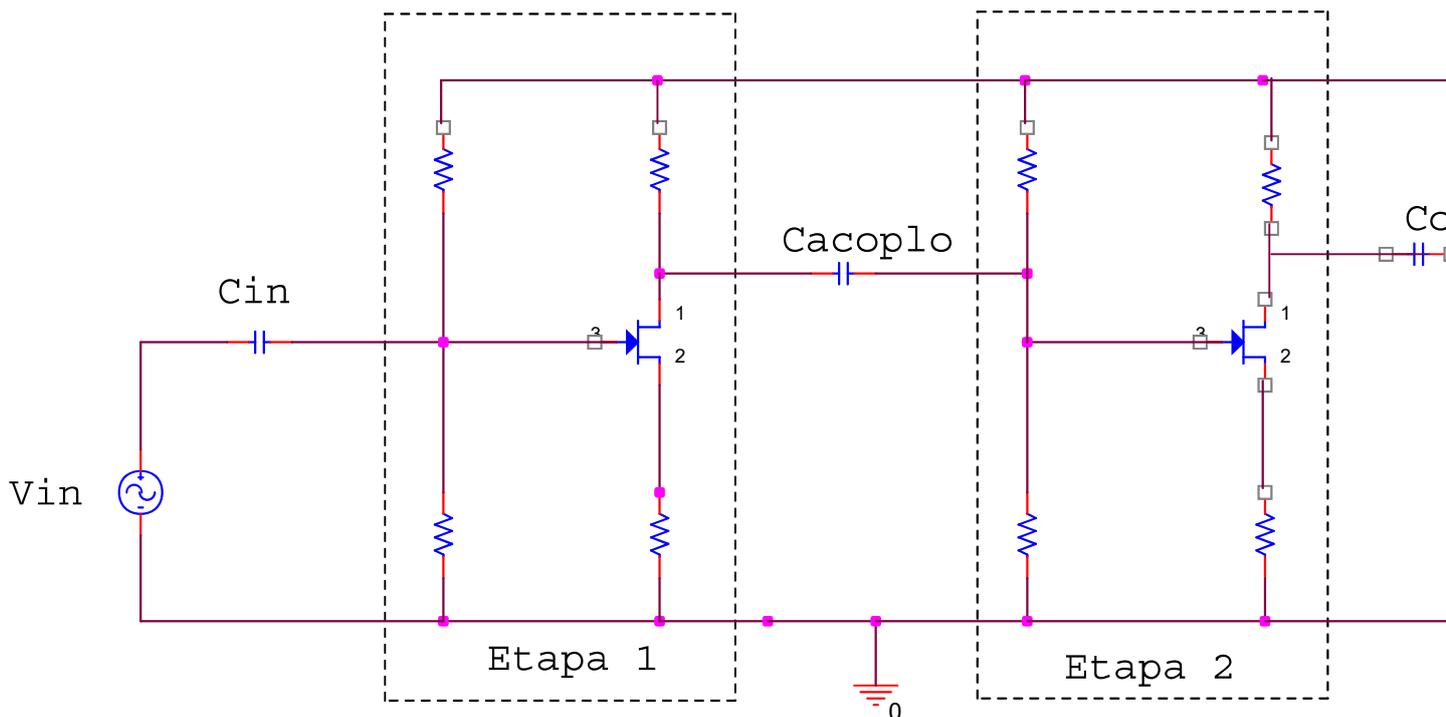
- Anular las fuentes independientes (tensión  $\rightarrow$  c.c., c
- Conectar la fuente de prueba a la salida del amplifi
- Calcular  $v_{\text{test}}/i_{\text{test}} = Z_{\text{out}}$





# Diseño de amplificadores: acoplamiento

Hemos visto que en la configuración ideal de un amplificador, el acoplamiento juega un papel importante. Además, en la conexión también se realiza mediante condensadores.



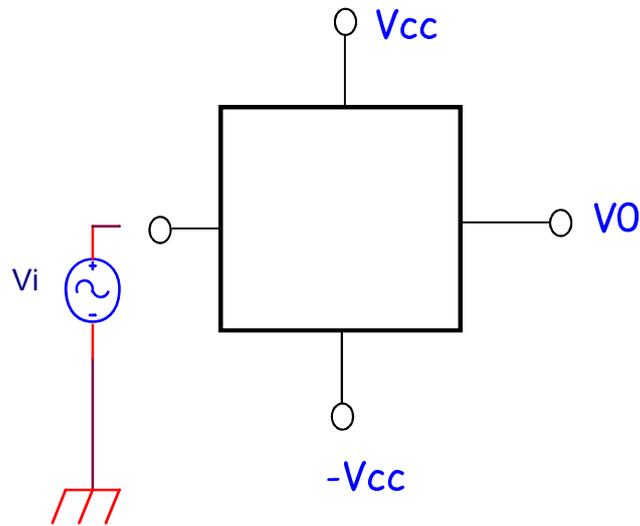
Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Diseño de amplificadores: acoplamiento

Otra opción es el acoplamiento directo, pero requiere un diseño

Ejemplo: Amplificador Operacional utiliza alimentación simétrica cuando  $V_i = 0$



Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Diseño de amplificadores: acoplamiento

Sabemos que:

- ✓ El **punto de trabajo NO puede cambiar** al conectar: la carga o dos etapas entre sí.
- ✓ Usamos C para acoplar etapas, la señal de entrada y la resistencia de salida.
- ✓ En el análisis de continua (DC) los condensadores se sustituyen por cortocircuitos y se obtendrá el punto de trabajo de los transistores.
- ✓ En el análisis de alterna (AC) los condensadores se sustituyen por circuitos abiertos.

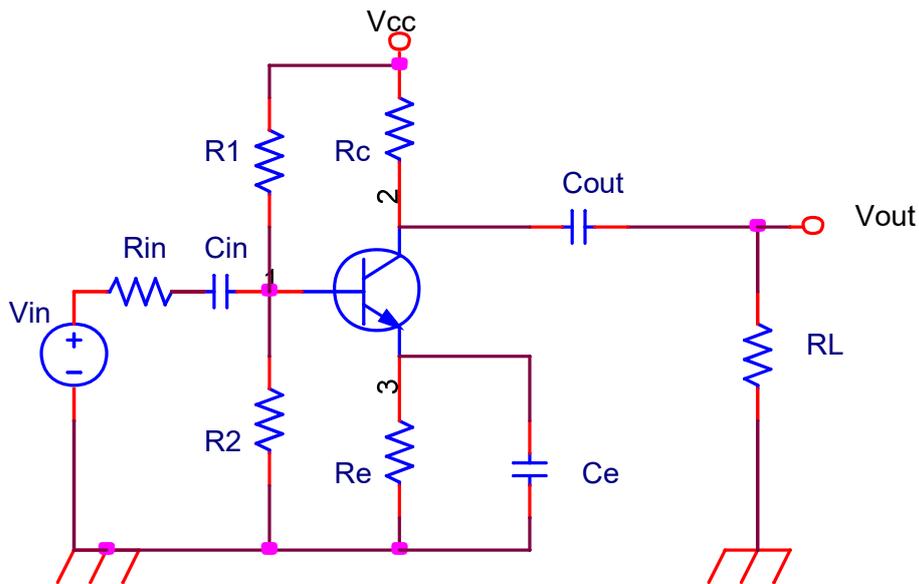
Otros usos:

Además, el condensador de desacoplo (bypass capacitor) en paralelo con una R permite “eliminarla” en el circuito de pequeña señal.

Ejemplo. Resistencia de fuente o de emisor

# Diseño de amplificadores: amplificador una etapa

De emisor común:



$$Z_{in} = \frac{R_p h_{ie}}{R_p + h_{ie}}$$

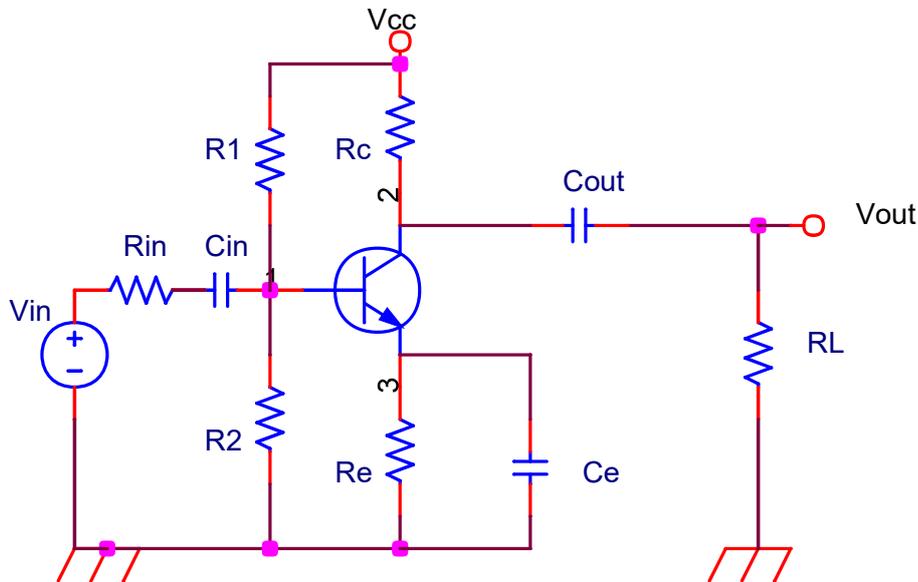
$$Z_{out} = R_C // r_o =$$

$$A_V = \frac{v_o}{v_b} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_{in}} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

# Diseño de amplificadores: amplificador una etapa

Efecto del condensador de desacoplo



Si no hay  $C_e$   
 $R_e$  adicional  
circuito:

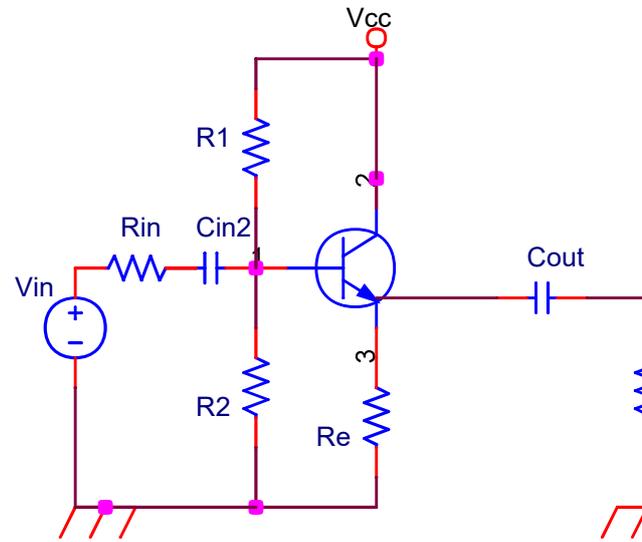
- ✓ Con menor  $g_m$
- ✓ Mayor estabilidad
- ✓ Mayor ancho de banda
- ✓ Mayor impedancia de salida

# Diseño de amplificadores: amplifica una etapa

## De colector común

$$A_V = \frac{v_0}{v_b} = \frac{h_{fe} + 1}{h_{ie} + R_L(h_{fe} + 1)} R_L$$

$$A_I = \frac{i_0}{i_{in}} = \frac{R_L(h_{fe} + 1)R_p}{R_p + h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_L}$$



Emisor común:

$$Z_{in} = \frac{R_p h_{ie}}{R_p + h_{ie}}$$

$$Z_{out} = R_C // r_o = R_C \text{ (si se desprecia } r_o \text{)}$$

$$Z_{in} = R_p // V$$

$$Z_{out} = R_E / h$$



# Diseño de amplificadores: amplifica una etapa

## RESUMEN

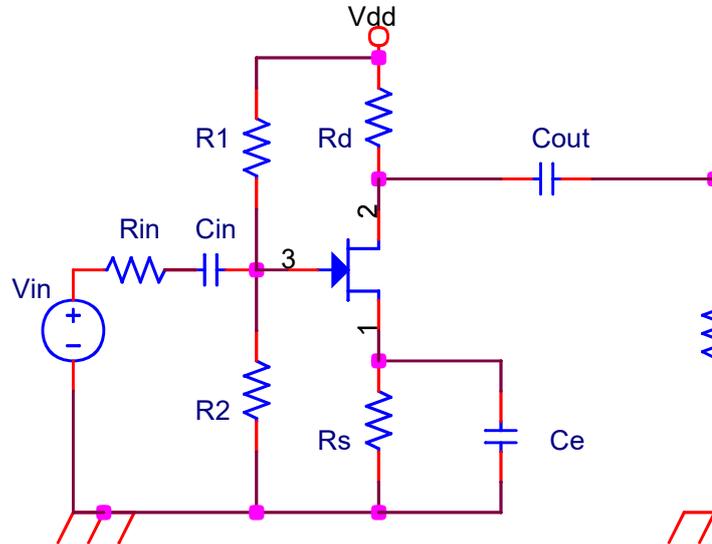
- ✓ La configuración en Emisor Común es la más adecuada para obtener la ganancia requerida en un amplificador.
- ✓ Incluir una  $R_e$  adicional (sin condensador) provee a cambio el costo de reducir la ganancia, como es la estabilidad de la polarización.
- ✓ La configuración en Colector Común tiene un bajo nivel de amortiguador del voltaje, para conectar una fuente de carga de baja resistencia y como etapa de salida común en cascada de varias etapas.

# Diseño de amplificadores: amplificador una etapa

## De fuente común

$$A_V = \frac{v_0}{v_g} = -g_m \frac{R_d R_L}{R_d + R_L}$$

$$A_I = \frac{i_0}{i_{in}} = -g_m \frac{R_d R_p}{R_d + R_L}$$



$$Z_{in} = R_p$$

$$Z_{out} = R_d$$

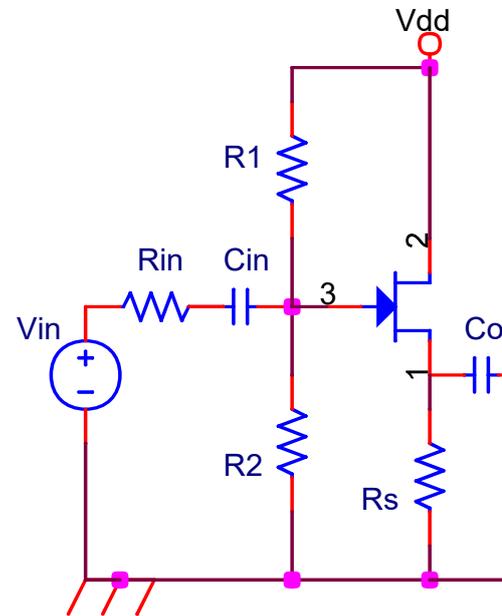
# Diseño de amplificadores: amplificador de una etapa

## De drenador común

$$A_V = \frac{v_0}{v_g} = \frac{g_m (R_s // R_L)}{1 + g_m (R_s // R_L)} \leq 1$$

$$A_V \geq 0$$

$$A_I = \frac{i_0}{i_{in}} = A_V \frac{R_p}{R_L}$$



$$Z_{in} = R_p$$

$$Z_{out} = R_s // \frac{1}{g_m}$$



# Diseño de amplificadores: amplificación en una etapa

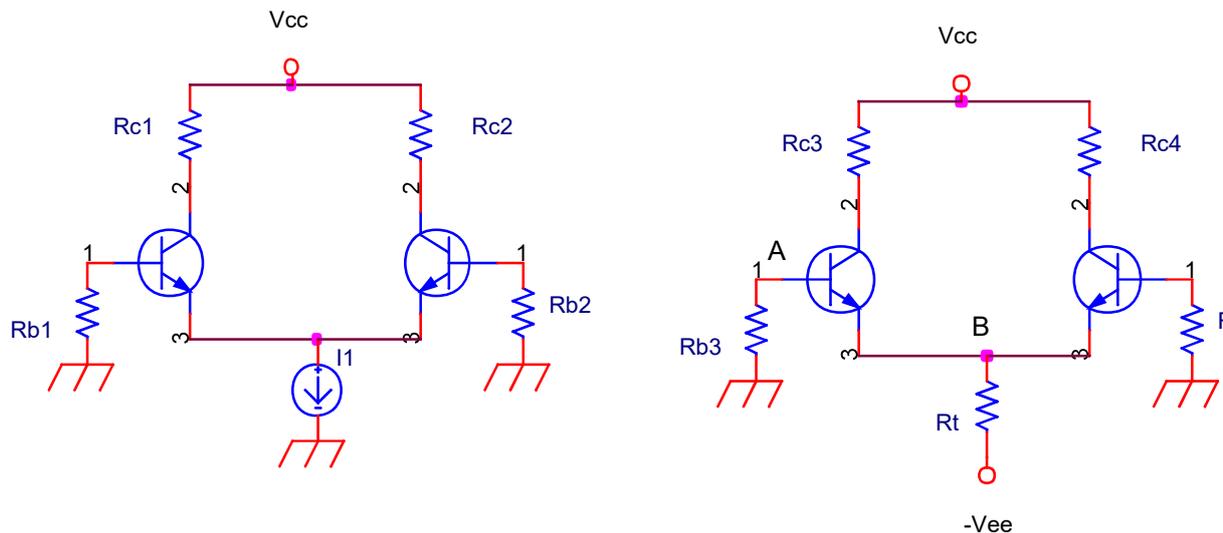
## RESUMEN

- ✓ La configuración en Fuente Común es la más adecuada para producir la ganancia requerida en un amplificador.
- ✓ Incluir una  $R_S$  adicional (sin condensador) mejora la ganancia a costa de reducir la ganancia.
- ✓ La configuración en Drenador Común tiene un efecto de amortiguador del voltaje, para conectar una fuente de alimentación a una carga de baja resistencia y como etapa de amplificador de varias etapas.

# Diseño de amplificadores: el amplificador diferencial

Primera etapa de un A.O.

Consta de, al menos, dos dispositivos activos (transistor)



El A. D. ideal es completamente simétrico, con idénticos.

Para hacer el análisis se sustituye la fuente de corriente por una fuente de tensión y una resistencia

# Diseño de amplificadores: el amplificador diferencial

Amplificación diferencial permite que los circuitos sean inmunes al ruido e interferencias.



Si las entradas  $V^+$  y  $V^-$  tienen componentes de ruido que se anulan a la salida .

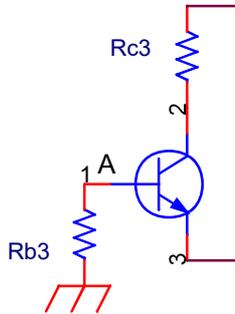
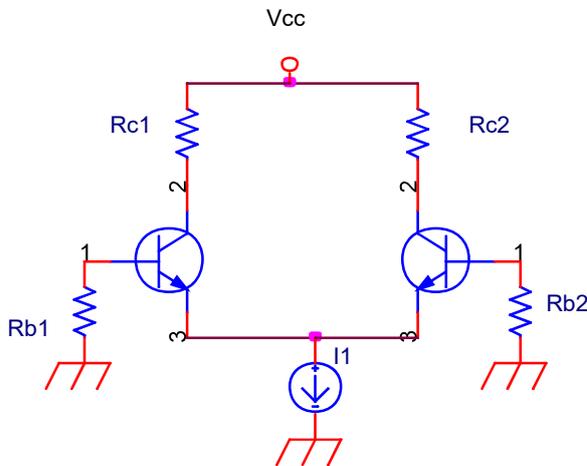
El AD permite etapas directamente acopladas sin necesidad de condensador .

Sin condensadores de acoplo estos circuitos permiten trabajar a bajas frecuencias .

AD empleados en instrumentación

# Diseño de amplificadores: el amplificador diferencial

## Análisis DC



Despreciando las corrientes de base:

$$V_A = 0 \text{ V}$$

$$V_B = -0.7 \text{ V}$$

$$V_{RT} = |V_{EE}| - 0.7$$

$$I_T = (|V_{EE}| - 0.7) / R_T$$

Si es simétrico la mitad de  $I_T$  circularía por cada uno de

$$\rightarrow I_T = 2I_E$$

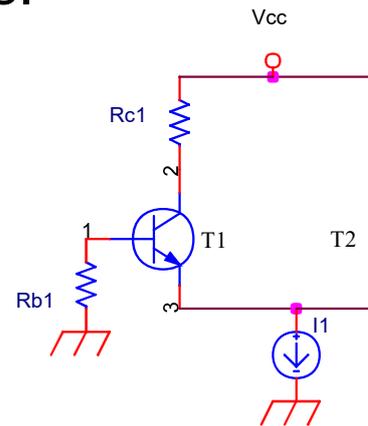
# Diseño de amplificadores: el amplificador diferencial

A.D. reales

En los A.D. reales no todos los elementos son idénticos (variaciones TRT...), esto da lugar a variaciones entre corrientes que idealmente serían idénticas.

Ej.

$$\text{Si } I_{b1} \neq I_{b2} \rightarrow I_{c1} \neq I_{c2} \rightarrow V_{c1} \neq V_{c2}$$



- ✓ **Corriente de Offset:** Diferencia entre las corrientes de colector.
- ✓ **Tensión de Offset de salida:** Diferencia entre las corrientes de salida.
- ✓ **Tensión de Offset de entrada:** Es la tensión en DC a las bases para compensar la tensión de offset de salida.

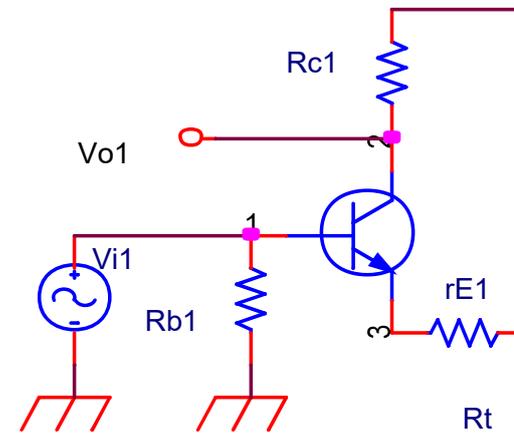
# Diseño de amplificadores: el amplificador diferencial

## Análisis en AC

El circuito más general tiene dos entradas y dos salidas.

Existen diferentes configuraciones dependiendo de cómo se defina la entrada y la salida:

- 1-Entrada diferencial y salida diferencial
- 2-Entrada diferencial y salida asimétrica (es la más habitual)



- 3-Entrada asimétrica y salida diferencial
- 4-Entrada asimétrica y salida asimétrica

Como el A.D. se puede aproximar a un circuito lineal, usa superposición



# Diseño de amplificadores: el amp diferencial

Respuesta a  $v_{i1}$  ( $v_{i2} = 0$ )

Para hacer el análisis en alterna sustituimos el trt. por su m  
pequeña señal y anulamos la fuente de continua

$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_{i1}}$$

desfase de  $180^\circ$  de la salida 1 respecto de la entrada 1.

Análogamente:

$$A_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{i1}} = \frac{R_{c2}}{2(r_e + r_E)}$$

Al ser el circuito simétrico, se obtendrán resultados similares  
fuente  $v_{i2}$ . Si la entrada es asimétrica (solo hay  $v_{i1}$ ) y la s  
=  $v_{o2} - v_{o1}$  la ganancia es:

$$A_v = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{i1}} = \frac{R_c}{2(r_e + r_E)} - \frac{R_c}{2(r_e + r_E)}$$

Prof. M<sup>a</sup> del Carmen Coya Párraga



# Diseño de amplificadores: el amp diferencial

Casos especiales

a) Entradas iguales (en fase y amplitud),  $v_{i1} = v_{i2}$

$$v_{c1} = v_{i1}(-A_v) + v_{i2}(A_v) = A_v(v_{i1} - v_{i2}) = 0$$

$$v_{c2} = 0$$

De la misma forma  $v_{c1} = 2A_v v_{i2}$

b) Entradas iguales desfasadas  $180^\circ$ ,  $v_{i1} = -v_{i2}$

El A. D. suprime las señales en fase e intensifica las señales desfasadas.

Rechazo en modo común. Las señales en modo común son las que aparecen en las salidas de un A.D. ideal suprime estas señales, la ganancia en modo común es cero. Un A.D. real presenta ganancia en modo común  $\neq 0$  debido a la tolerancia en los parámetros. La igualdad de los parámetros de los trt.



# TEMA 8: ANÁLISIS EN FRECUENCIA LOS AMPLIFICADORES

## CONTENIDOS

- a) Una descripción **panorámica** de la **respuesta en frecuencia** de los **amplificadores** (sus distintas ganancias e impedancias) e **incapíe** en su **relación con la función de transferencia**.
  - b) Los **diagramas de Bode**.
  - c) Las **estrategias y aproximaciones** para analizar de **frecuencias de corte alta y baja**.
  - d) Métodos (como el de las constantes de tiempo) y aproximaciones (como el de Miller) que permiten diseñar respuestas en **especificaciones**.
-



# TEMA 8: ANÁLISIS EN FRECUENCIA LOS AMPLIFICADORES

## INDICE

- ✓ Conceptos básicos
- ✓ Representación de funciones de transferencia (Diagrama de Bode)
- ✓ Respuesta en baja frecuencia.
- ✓ Respuesta en alta frecuencia:
  - ✓ Modelo de alta frecuencia del BJT
  - ✓ Modelo de alta frecuencia del FET

## OBJETIVO:

- ✓ Comprender dónde radican las limitaciones de los transistores en baja frecuencia. Y de los amplificadores acoplados capacitivamente en alta frecuencia.
  - ✓ Ser capaz de diseñar y construir amplificadores con especificaciones de banda de frecuencia.
-



# Análisis en frecuencia de amplificador

**En el tema 1:** se han trabajado los conceptos referentes a los circuitos de respuesta temporal (transitoria y en régimen senoidal). Así como la función de transferencia.

**Temas 4-7:** aquí se ha trabajado con el transistor bipolar y de efecto campo. Se ha tomado contacto con el concepto de “pequeña señal”, los modelos de cada dispositivo, y el concepto de **amplificador**.

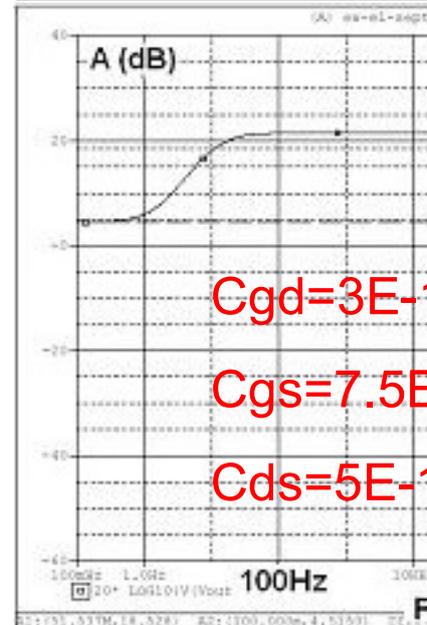
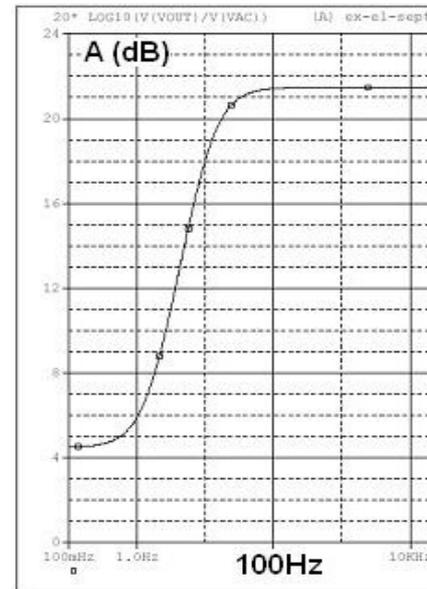
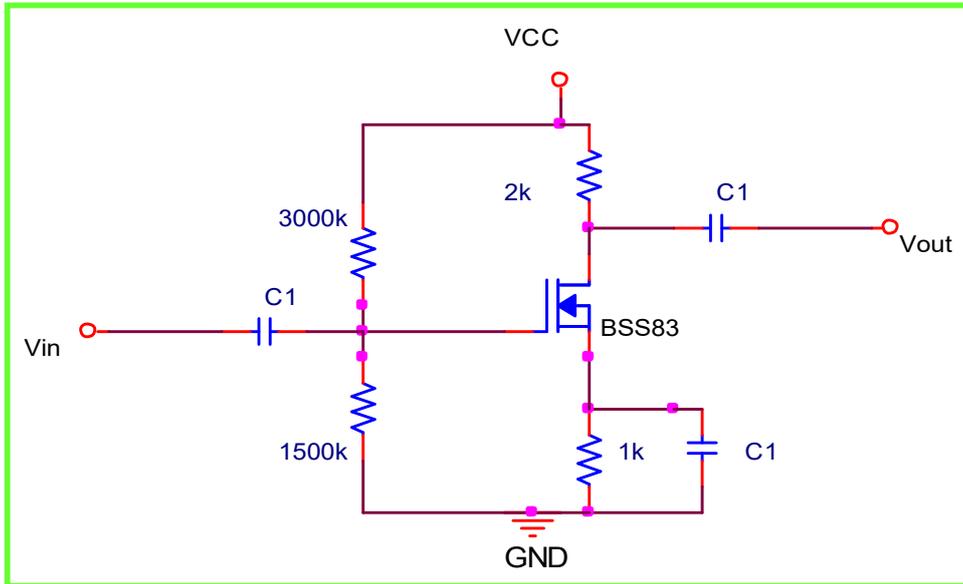
Nuestras **herramientas** entonces son que conocemos:

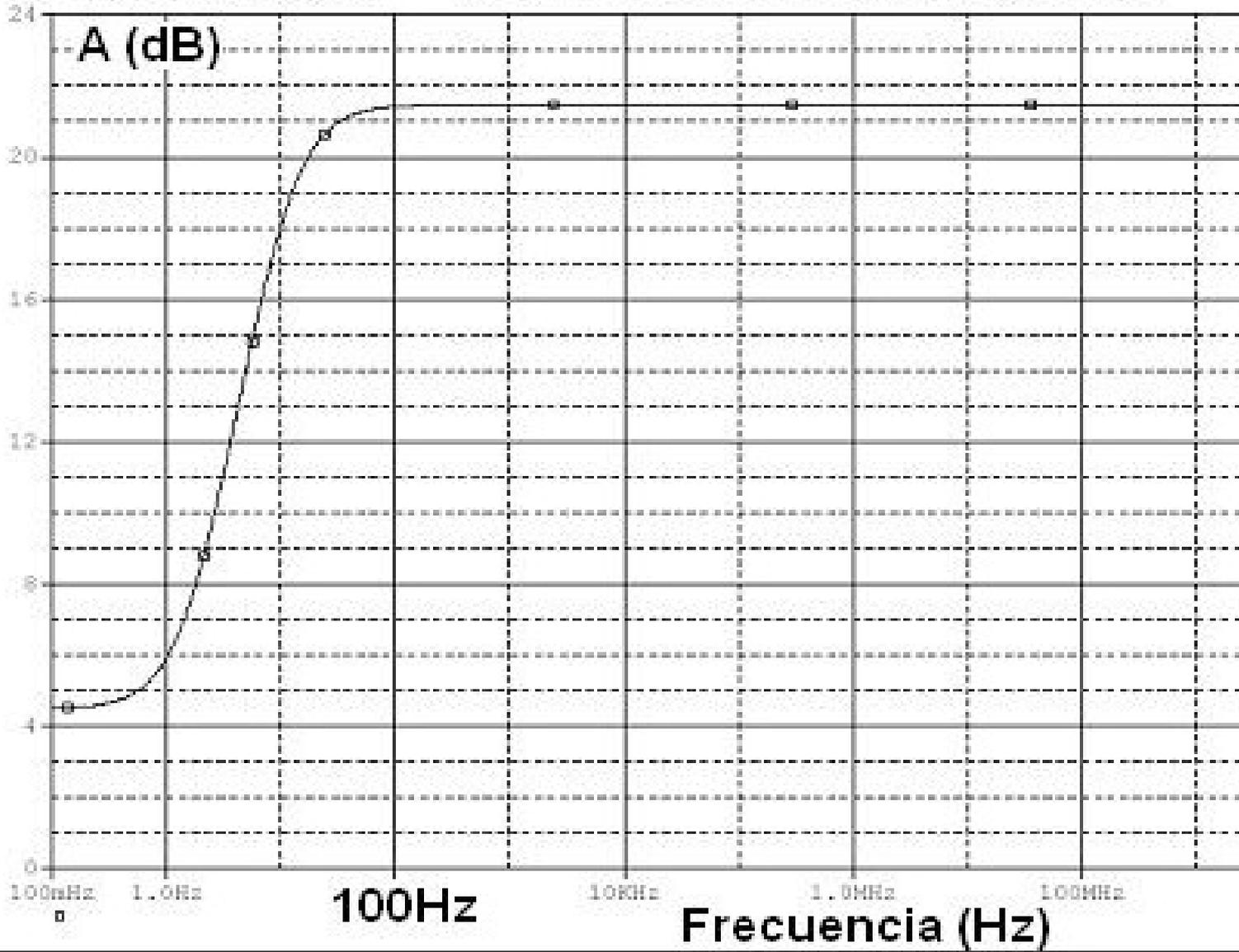
- El comportamiento de los componentes lineales (condensadores, bobinas, resistencias) en régimen sinusoidal, junto con el concepto de impedancia.
  - Las diferencias entre transistor bipolar y FET. El cálculo de los parámetros de trns. Bipolares y FETs.
  - El concepto de pequeña señal y los elementos asociados a un modelo de pequeña señal: impedancias de entrada y salida. El concepto de amplificación en cascada. La finalidad del acoplamiento capacitivo.
-



# Análisis en frecuencia de amplificador

## Un amplificador monoetapa con MOSFET.

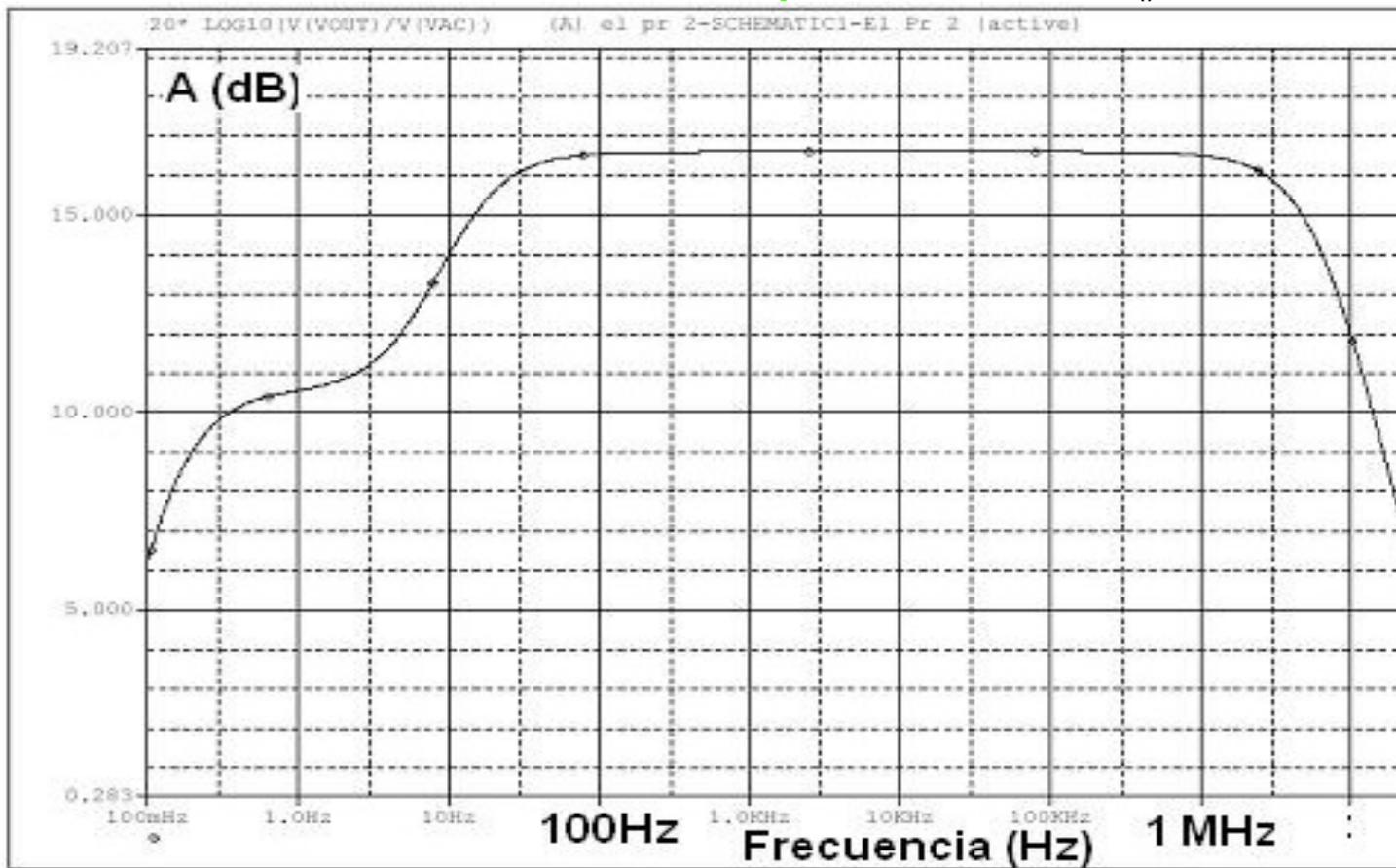
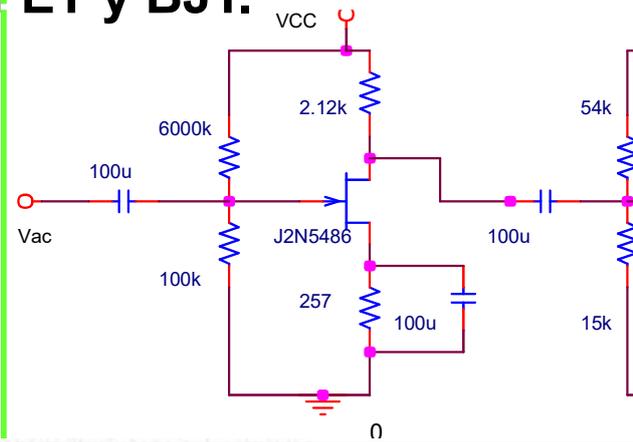






# Análisis en frecuencia de amplificador

Un amplificador multietapa con JFET y BJT.



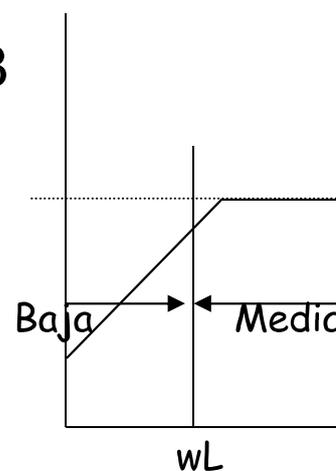
$H(j\omega)$  ó  $T(j\omega)$  es la función de transferencia del amplificador

Modulo:  $|H(j\omega)| = A_{out}/A_{in}$ , **respuesta en amplitud**

Fase:  $\phi(\omega) = \phi_{out} - \phi_{in}$  (desfase entre  $v_{out}$  y  $v_{in}$ ), **respuesta en**

$A(j\omega)$  función compleja que depende de la f. (Notación  $A(j\omega) \rightarrow A(s); s=j\omega$ )

$|A(j\omega)|_{dB}$



$\omega$  se convierte en un parámetro de diseño

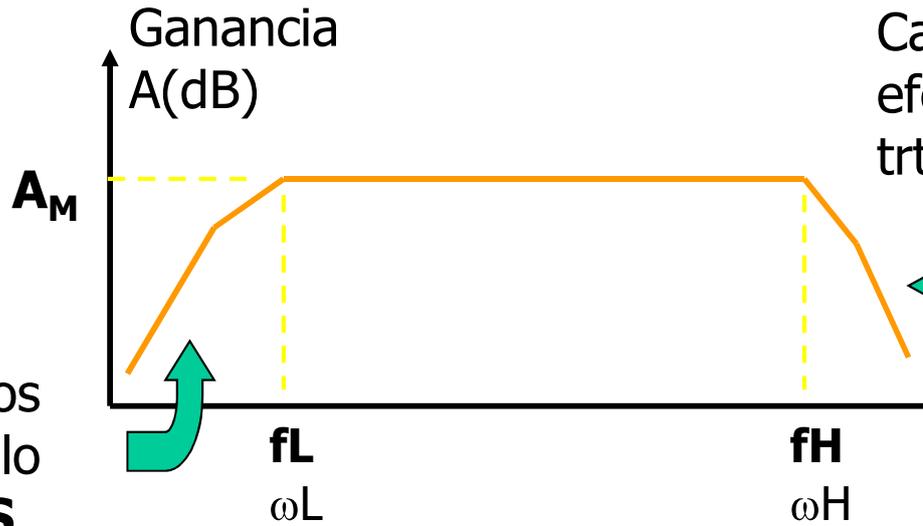
---



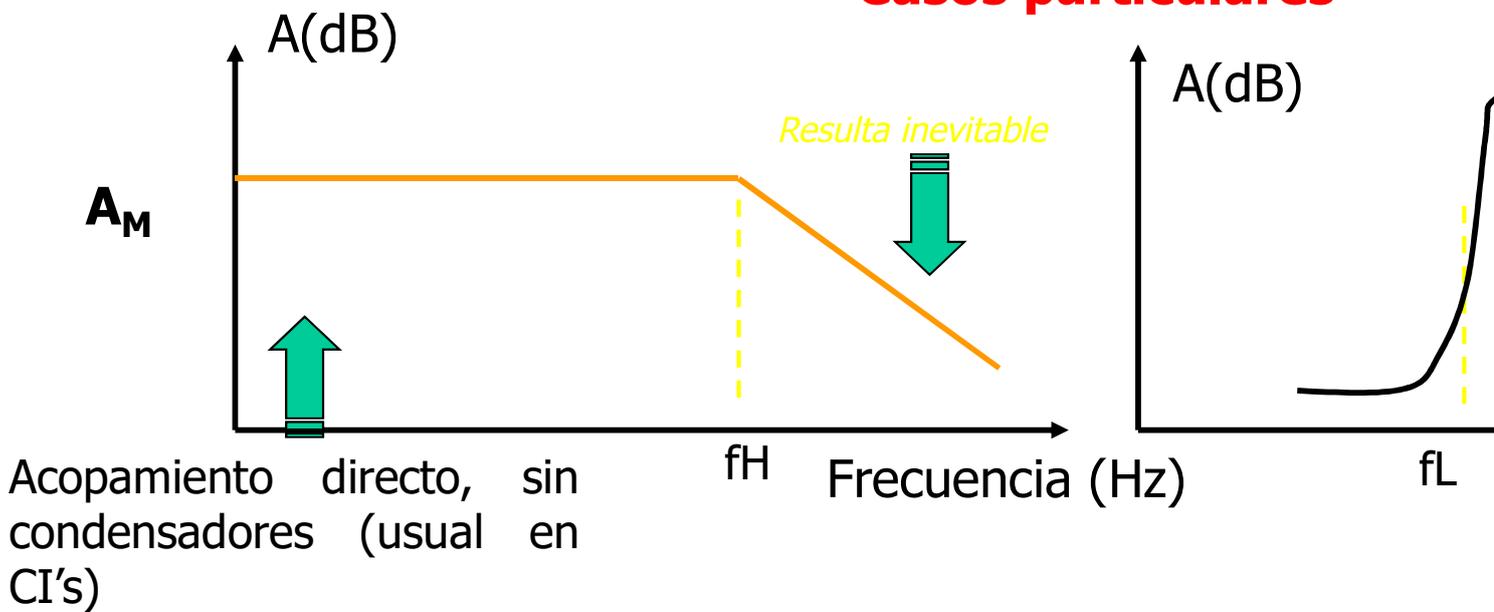
# Respuesta general en frecuencia del am

Ganancia a frecuencias medias ←

Caída debida a los condensadores de acoplo y desacoplo **EXTERNOS**



## Casos particulares

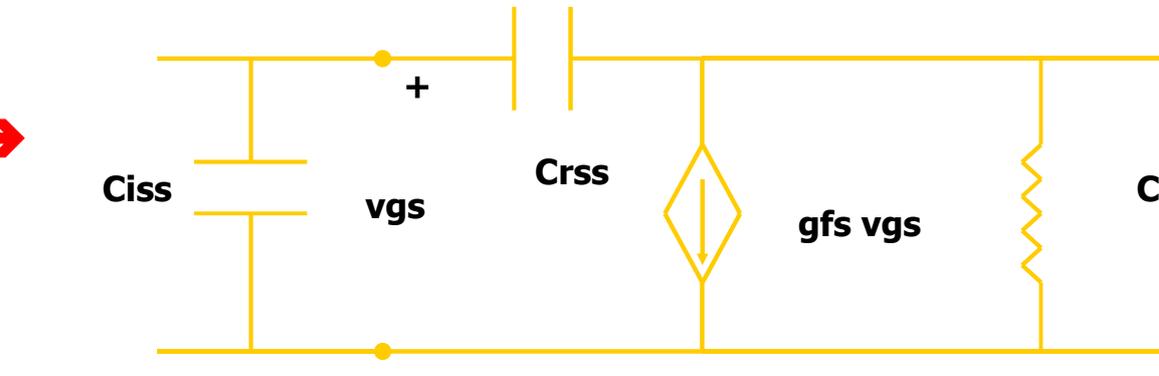




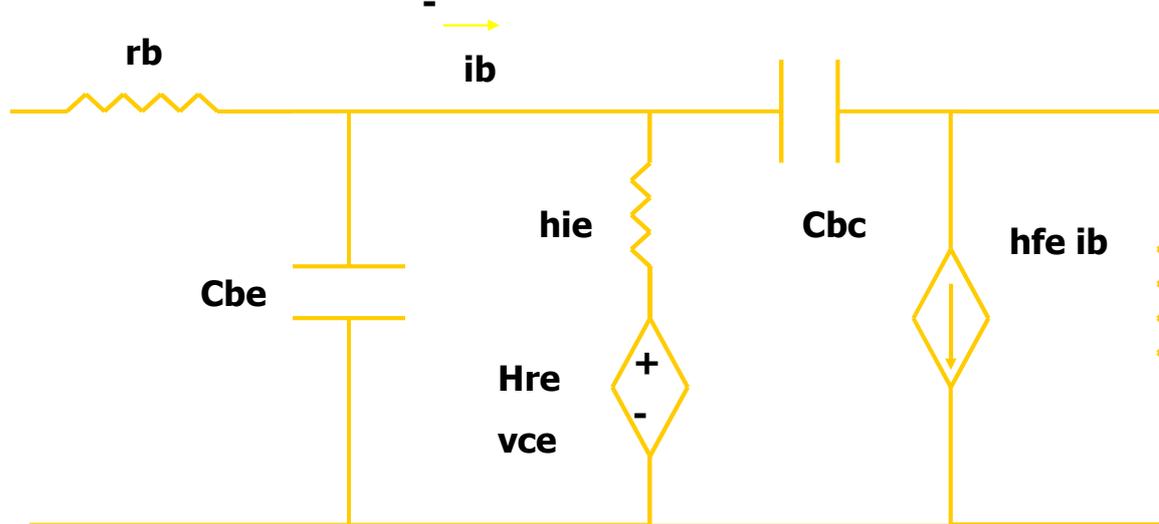
# Respuesta general en frecuencia del amplificador

¿Qué tipo de efectos INTERNOS muestran los transistores en función de la frecuencia? Son efectos capacitivos y resistivos, añadidos a una pequeña señal y por tanto INEVITABLES.

FETs →



BJTs →





# Respuesta general en frecuencia del an

✓ **Def.: Ancho de banda del amplificador (BW, de “bandwidth”)**

$$BW = f_H - f_L$$

Como, en general,  $f_H \gg f_L \rightarrow BW \approx f_H$

✓ **Figura de mérito del amplificador:**

**Producto ganancia × ancho de banda:  $GB = A_M \cdot \omega_H$**

**Nota:**

Sera posible canjear ganancia por ancho de banda

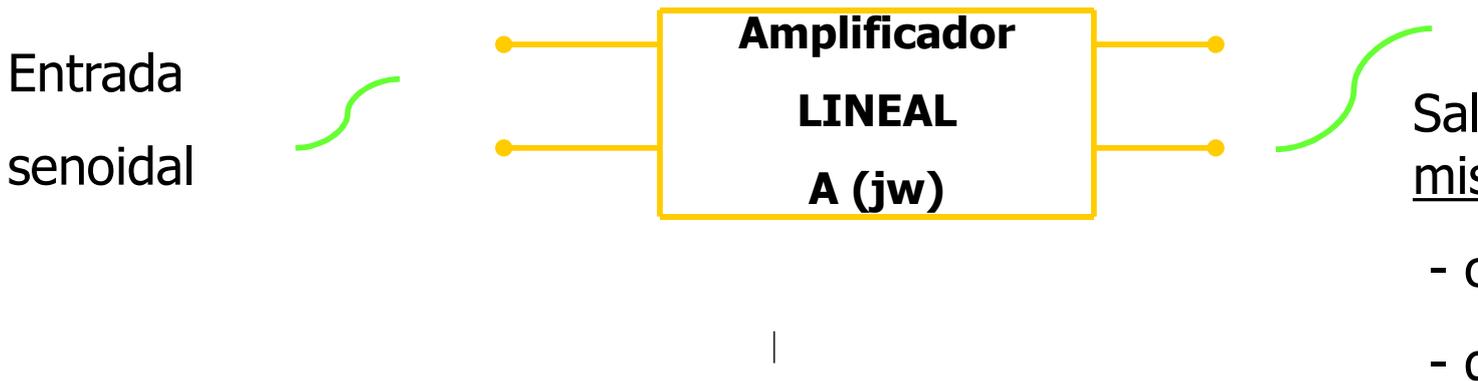
---



# Respuesta general en frecuencia del ampl

- ✓ **Def. Amplificador lineal:** Cuando todos sus elementos p... representarse por componentes lineales.

Amplificador de Banda Ancha:



**Nota:**

No tiene por qué amplificar todas las frecuencias por igual, puede introducir distorsión en ondas que no sean senoidales.

---



# Respuesta general en frecuencia del amp

- ✓ Toda señal → componentes sinusoidales, ej:
    - ✓ Señales audio: 20 Hz-20KHz
    - ✓ Electrocardiogramas: 0.05 Hz-100 Hz
    - ✓ Vídeo: valor de continua y 4.5 MHz...
  
  - ✓ Para amplificar una señal sin distorsión el valor de la constante en todo el rango de frecuencia de trabajo → Si gráfica de la ganancia-frecuencia podemos verlo o oscilaciones..) → **diagrama de Bode**.
-



# Respuesta general en frecuencia del am

✓ **Def.: Función de transferencia:**

$$T(j\omega) = H(j\omega) = \frac{F_{out}}{G_{in}}$$

↙  $F_{out}$   
domini

↑      ↑  
Funciones compleja

## Notar:

$j\omega$  procede de la IMPEDANCIA de condensadores ( $1/j\omega C$ ) y b presenta bajo esa forma (y sus productos).

No utilizaremos la teoría de la Transformada de Laplace, terminología, haremos  $j\omega \rightarrow s$ .

La magnitud de la ganancia se expresa en decibelios (lo sumas...).

Utilizaremos escala logarítmica para las frecuencias: década, o

---



# Respuesta general en frecuencia del an

✓ **Def.: Decibelio:** Son las unidades sin dimensiones de la función 2

Nótese que no es un concepto absoluto, sino *relativo*. Cuando decimos "de  $-3\text{dBs}$ " nos referimos a:  $(A_M(\text{dB}) - 3)$

**Nota:**  $20 \cdot \text{Log}_{10} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \approx -3$  Es decir, cuando restamos  $A_M$  la salida es 0.7 veces la

✓ **Def.: Frecuencias de corte superior e inferior ( $f_H$  y  $f_L$ ):**

Son aquellas en que la ganancia se sitúa en el valor:  $A_M$

es decir,  $0.707 \cdot A_M$ . Esto equivale a una caída de 3 dBs respecto

## ¿Por qué ese factor?

- Cuando la potencia decae a la mitad  $P_{\text{out}}/P_{\text{in}}=1/2$ , las amplitudes se reducen como la raíz cuadrada de ese valor. Veremos que para un condensador de valor  $C$ , la frecuencia de corte (superior o inferior) es  $\omega_{L(H)} = 1/(R_{\text{eq}} \cdot C)$ , donde  $R_{\text{eq}}$  es la que ve el condensador. Y en esas frecuencias que la ganancia  $V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$  se reduce en un factor:  $\sqrt{2}$

---



# Respuesta general en frecuencia del am

- Forma general de una función de transferencia en amplificadores

$$T(s) = \frac{A_{out} e^{\Phi_{out}}}{A_{in} e^{\Phi_{in}}} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots}$$

Al ser  $T(s)$  compleja, necesitamos DOS representaciones:

**Nota:** Se podría escoger  $\text{Re}(T)$  e  $\text{Im}(T)$  (*cartesianas*) pero tiene más sentido fase  $\Phi(T)$  (*polares*).

Pero, por conveniencia, para operar pasaremos constantemente de un sistema a

**Representaremos:**  $|T(s)| = A_{out}/A_{in}$  ← respuesta en ampli

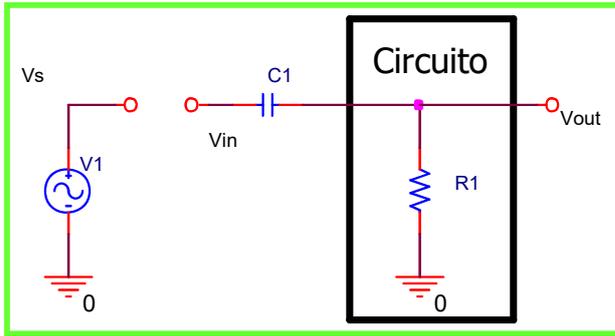
$\Phi(T) = \Phi_{out} - \Phi_{in}$  ← respuesta en fase

**Notas:** Operando con impedancias se obtiene la forma polinómica. La fase, generalmente en grados sexagesimales. En general NO se representa en decibelios

$$A(\text{dB}) = 20 \cdot \text{Log}_{10} (|T(s)|)$$

# Respuesta general en frecuencia del am

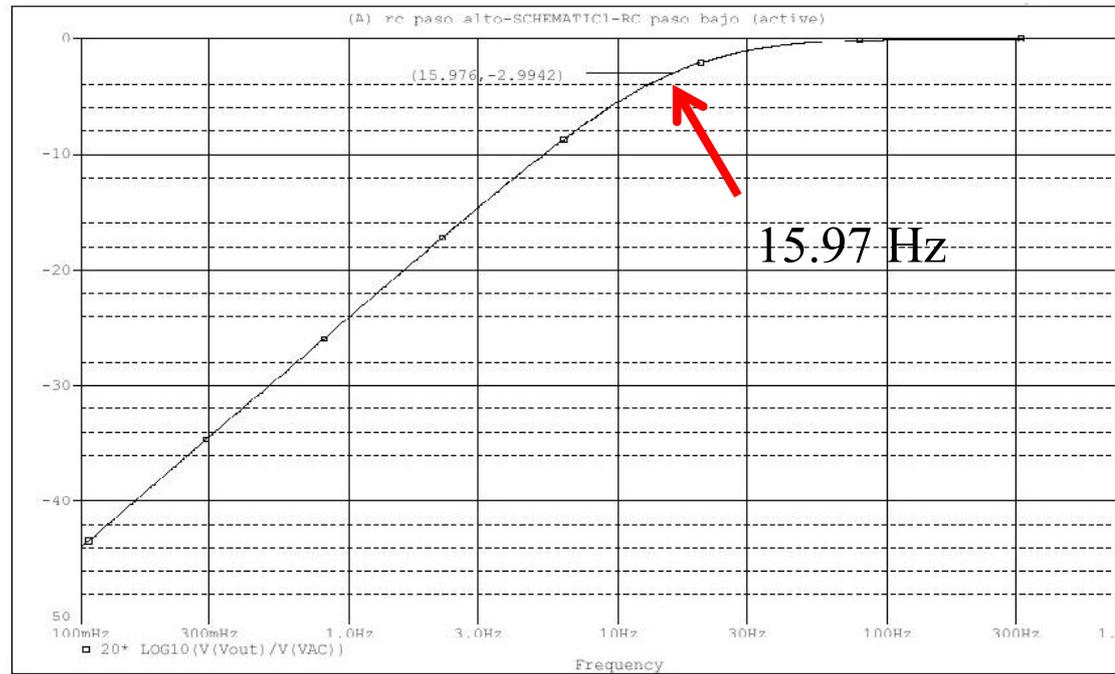
- Ejemplos: Polo en  $z_1$ , efecto del acoplamiento capacitivo.



Se puede considerar acoplamiento con R1

**Ganancia en tensión:**

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = T(s) =$$

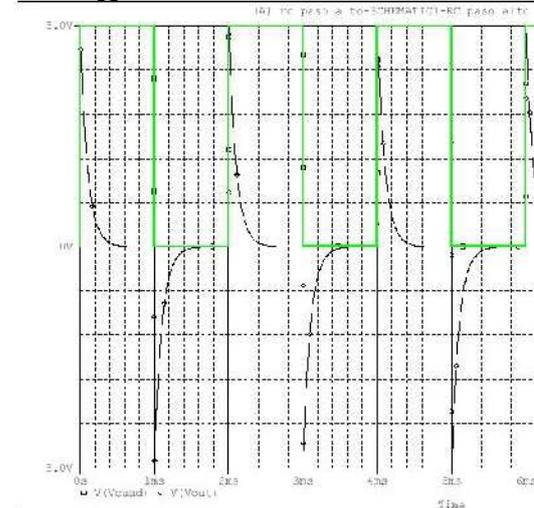
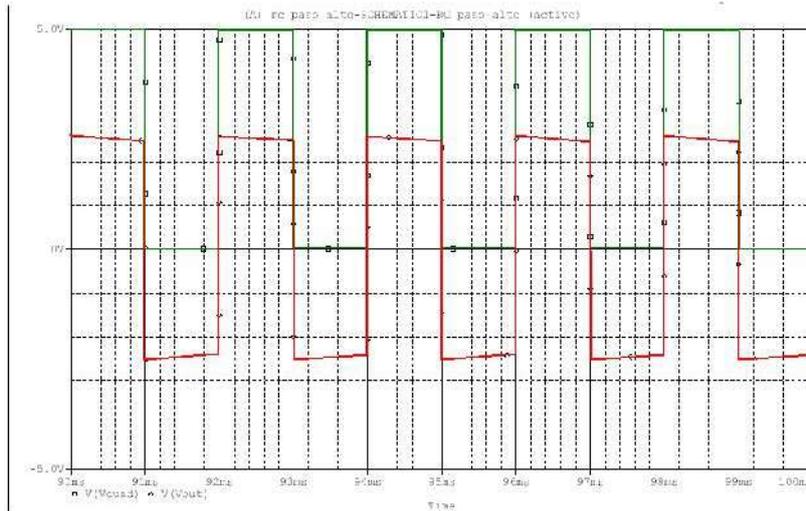


# Respuesta general en frecuencia del am

- ¿qué hace el circuito anterior con señales de frecuencia por de

Filtra las frecuencias bajas. Una señal senoidal de frecuencia deja de serlo, aunque se desfasa respecto a  $V_s$  y se reduce

Una señal cuadrada se deforma de la siguiente manera:



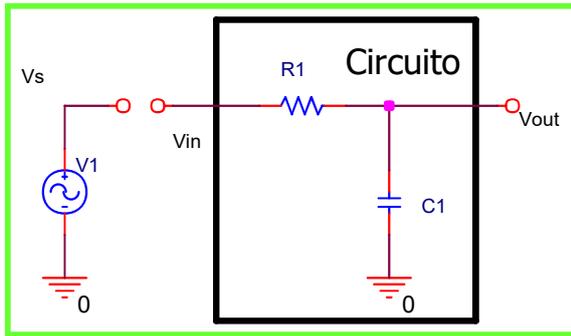
## Conclusión:

- ✓ Conviene que el condensador de acoplo sea lo más grande posible y así situar el polo  $z_1$  a la frecuencia más baja.
- ✓ Esto no se puede lograr en CIs → circuitos de acoplamiento directo
- ✓ Este efecto filtra los bajos en aplicaciones de audio.



# Respuesta general en frecuencia del am

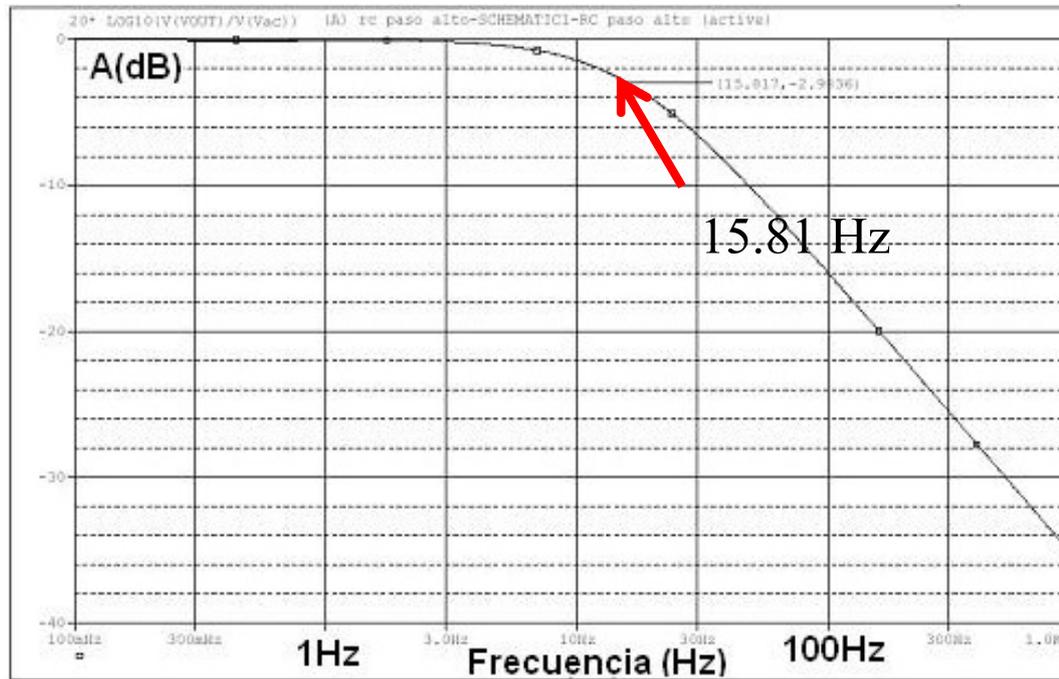
- Ejemplos: efectos a alta  $\omega$  de los condensadores internos



Se puede considerar acoplamiento capacitivo de  $V_s$  con  $R_1$

**Ganancia en tensión:**

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = T(s) = \dots$$

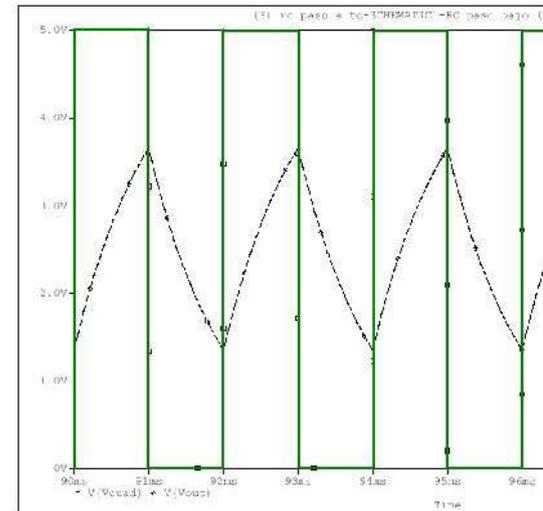
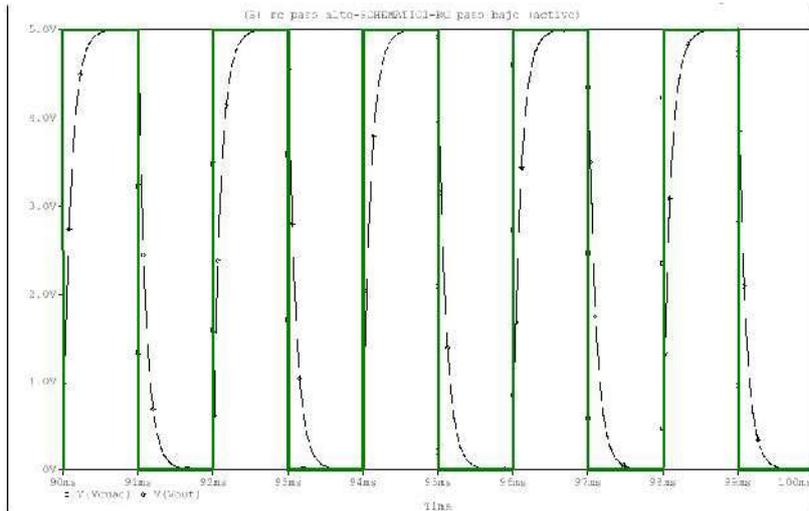


# Respuesta general en frecuencia del am

- ¿qué hace el circuito anterior con señales de frecuencia demas

Filtra las frecuencias altas. Una señal senoidal de frecuencia deja de serlo, aunque se desfasa respecto a  $V_s$  y se reduce

Una señal cuadrada se deforma de la siguiente manera:



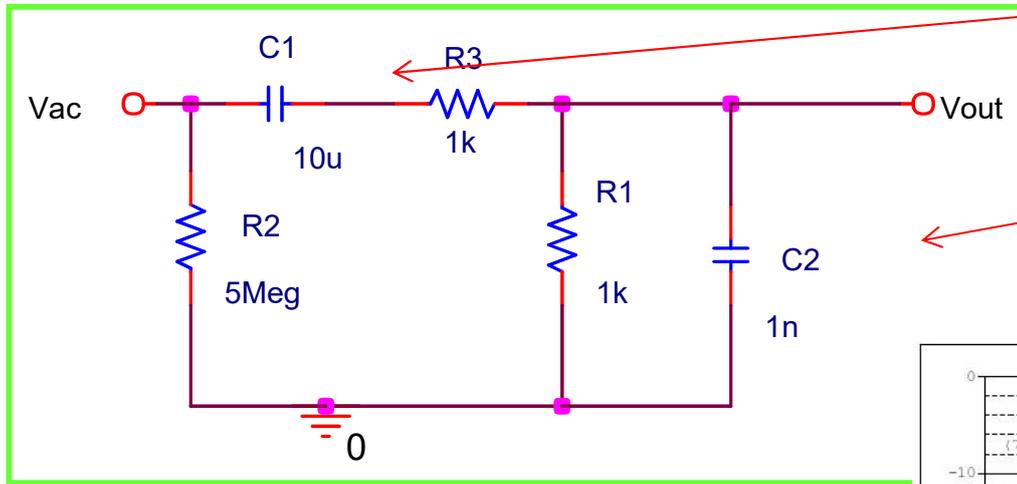
## Conclusión:

- ✓ Cuanto más pequeño sea el efecto capacitivo (valores típicos de frecuencia de corte.
- ✓ Este efecto marca la batalla en la electrónica de alta frecuencia.

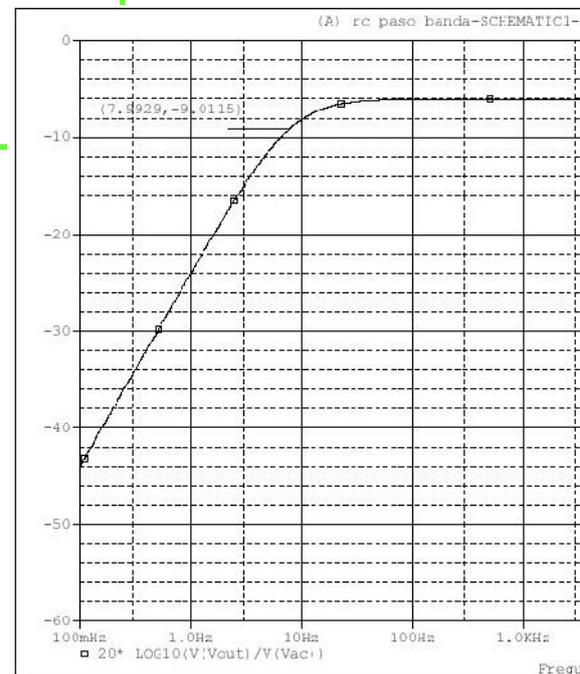


# Respuesta general en frecuencia del am

Un circuito simple que incorpora los dos efectos: condensador y condensador  $c2(nF)$  que emula los efectos capacitivos amplificador :



Los externos capacitivos aparecerán en esta posición



Forma aproximada de representar funciones de transferencia  
frecuencia  $\omega$ : diagramas de Bode.

$$T(s) = \frac{A_{out} e^{\Phi_{out}}}{A_{in} e^{\Phi_{in}}} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots b_1 s + b_0}$$

**Def: Diagramas de Bode.**

Consiste en representar la función de transferencia sinusoidal  $T(s)$ , uno para la magnitud y otro para la fase, ambos frente a la frecuencia  $\omega$  en escala logarítmica.

(con  $|T(s)| = A_{out}/A_{in}$ , tal que si es  $F_{out}/F_{in}$  coincide con una *ganancia*)

$\Phi(T) = \Phi_{out} - \Phi_{in}$  ← respuesta en fase

**Nota:**

Representaremos:  $A(\text{dB}) = 20 \cdot \text{Log}_{10} (|T(s)|)$

La fase  $\Phi(T)$  se representará tal cual, generalmente en grados

---

## Notar:

- Operando con impedancias se obtiene  $T(s)$  en forma polinomial
- Hay dos razones para representar la *amplitud en decibelios*

Variaciones de ganancia de varios órdenes representan mejor en escala logarítmica.

Además, dado que con logaritmos los productos se convierten en sumas, será más fácil hacer cálculos en escala logarítmica que en lineal.

---

## Notar:

- Operando con impedancias se obtiene  $T(s)$  en forma polinomial.
- Hay dos razones para representar la *amplitud en decibelios*.

Variaciones de ganancia de varios órdenes representan mejor en escala logarítmica.

Además, dado que con logaritmos los productos se convierten en sumas, será más fácil hacer cálculos en escala logarítmica que en lineal.

---



## Diagramas de Bode

Es una estimación de la curva de respuesta en frecuencia ganancia en dB con la frecuencia. No es una representación aproximación asintótica.

$A(s)$  se puede factorizar de dos maneras equivalentes:

$$A(s) = \frac{Ks^q (s + z_1) \dots (s + z_m)}{(s + p_1) \dots (s + p_n)} = K_p s^q \frac{(1 + s/z_1) \dots (1 + s/z_m)}{(1 + s/p_1) \dots (1 + s/p_n)}$$

La ganancia en dB será:

$$|A(s)_{dB}| = 20 \log |K_p| + 20q \log |s| + \sum 20 \log \left| \frac{s}{z_i} + 1 \right| - \sum 20 \log \left| \frac{s}{p_i} + 1 \right|$$

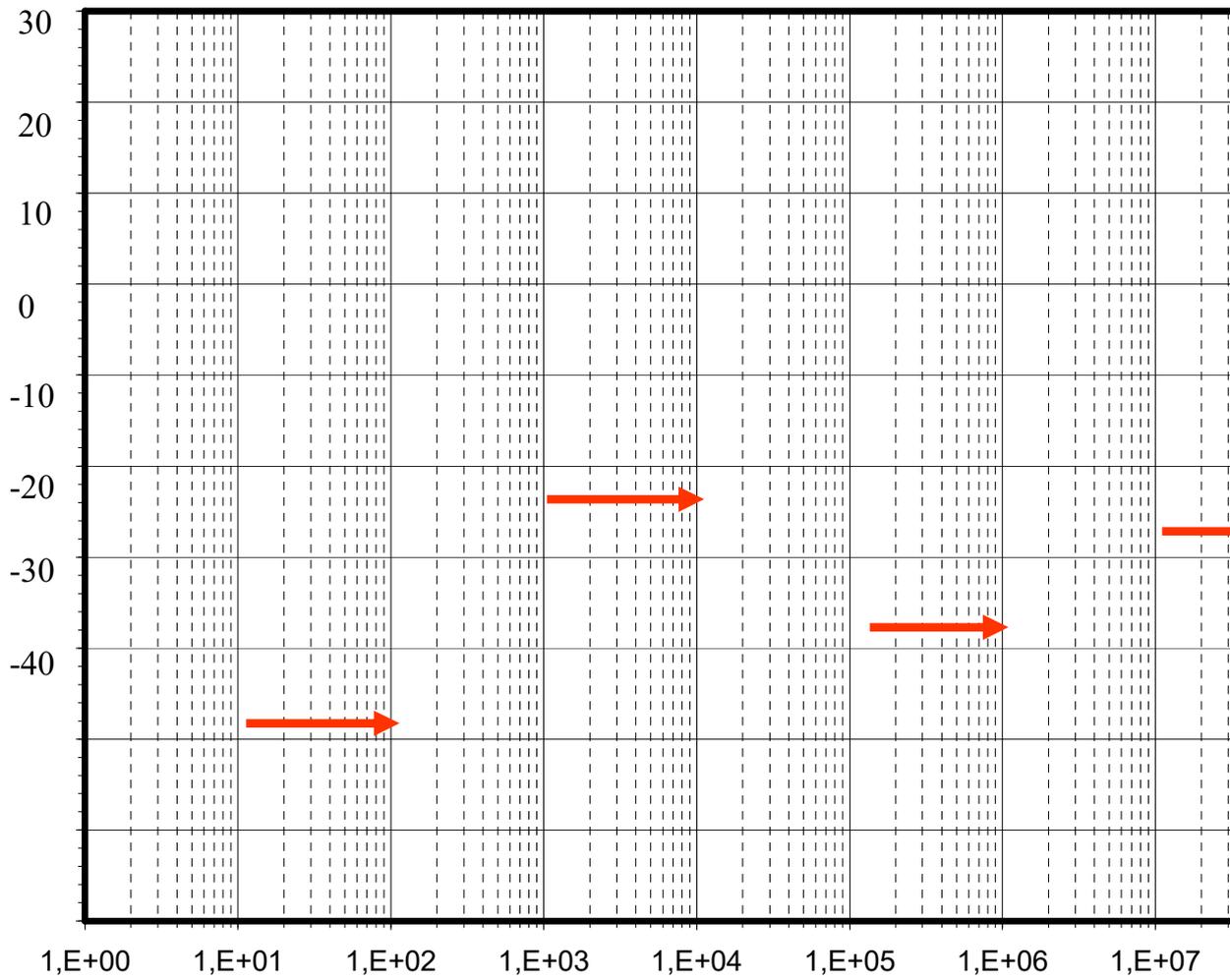
$A(s)_{dB}$  se puede expresar como suma de funciones elementales

---



# Diagramas de Bode

$|A(s)|_{dB}$



*décadas*

---

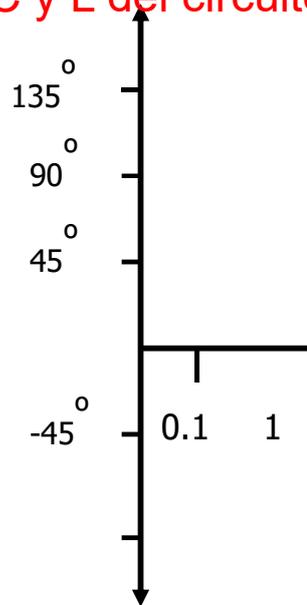
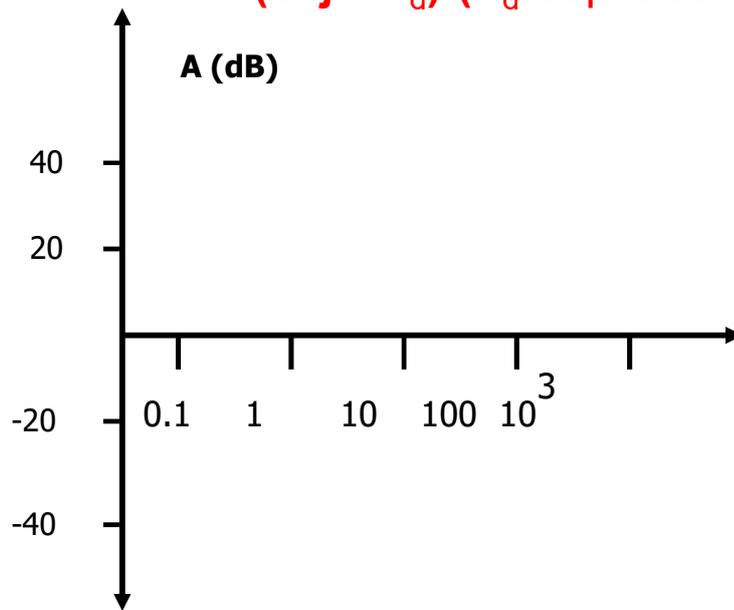


# Diagramas de Bode

Una vez factorizada la  $T(j\omega)$  nos aparecen sólo 3 tipos distintos (si  $z_i$  y  $p_i$  son reales negativos):

$$T(s) = \frac{A_{out} e^{\Phi_{out}}}{A_{in} e^{\Phi_{in}}} = \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdots (s - p_n)} = K \frac{s^p \cdot (1 + \dots)}{(1 + \dots)}$$

- $K$  (una constante)
- $(s - r_i)$   $\rightarrow j\omega$ , cero en el origen
- $(1 + j\omega/\omega_d)$  ( $\omega_d$  depende de los R, C y L del circuito)



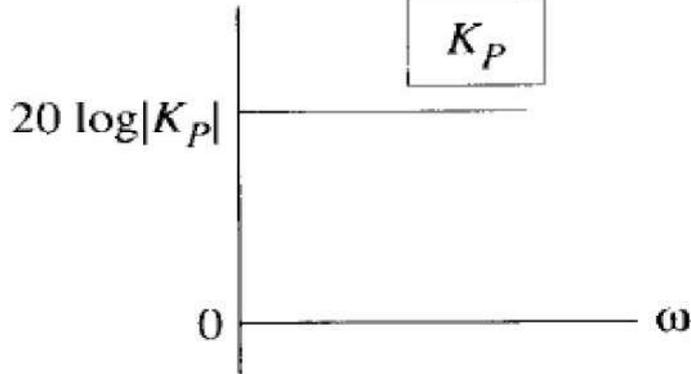


# Diagramas de Bode

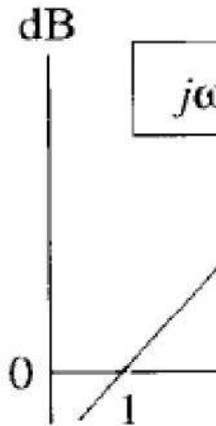
✓ Para representar el diagrama de Bode de una función basta con en AMPLITUD y FASE de cada uno de los tres términos básicos:

## AMPLITUD

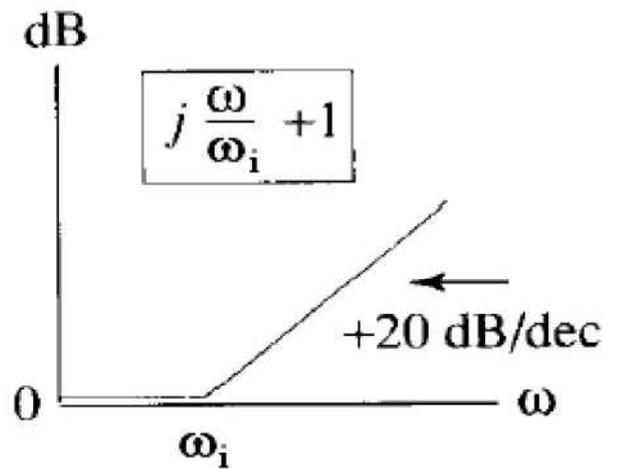
**K (constante)** dB



**$j\omega$**



**$(1+j\omega/\omega_d)$**

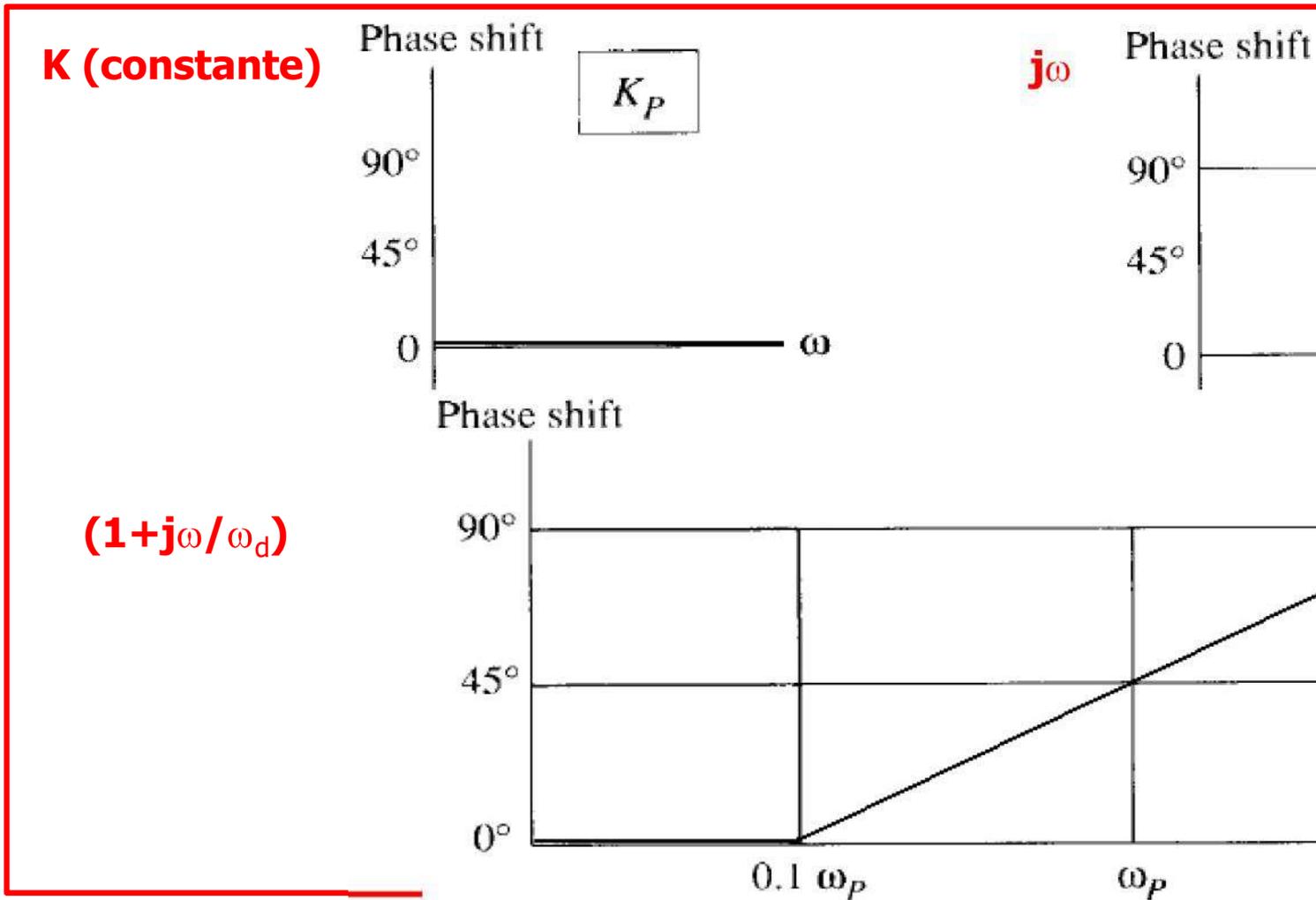




# Diagramas de Bode

✓ Para representar el diagrama de Bode de una función basta con en AMPLITUD y FASE de cada uno de los tres términos básicos:

## FASE





# Diagramas de Bode

**La fase** se opera aditivamente, pues la fase del producto (resta) de fases.

**La amplitud en dBs** también se opera aditivamente, ya productos (cocientes) es la suma (resta) de los logaritmos.

## **Conclusión para representar diagramas de Bode:**

- Se trata de conocer el diagrama de amplitud y fase de los términos.
  - Luego se reduce la función de transferencia a este tipo de términos.
  - Se pinta cada término por separado y se suman gráficamente.
-

**Ejemplo:** representar el diagrama de Bode de ampli-  
transferecia:

$$A(s) = \frac{8 \cdot 10^{13} s(s + 20)}{(s + 30)(s + 400)(s + 10.000)(s + 100000)}$$

Sustituimos  $s=j\omega$  y factorizamos en polos y ceros:

$$A(j\omega) = \frac{8 \cdot 10^{13} \cdot 20}{30 \cdot 400 \cdot 10^4 \cdot 10^5} \frac{j\omega(j\omega/20 - 1)}{(j\omega/30 + 1)(j\omega/400 + 1)(j\omega/10000 + 1)(j\omega/100000 + 1)}$$

$$K = 133.3, 20\log(K) = 42,5 \text{ dB.}$$

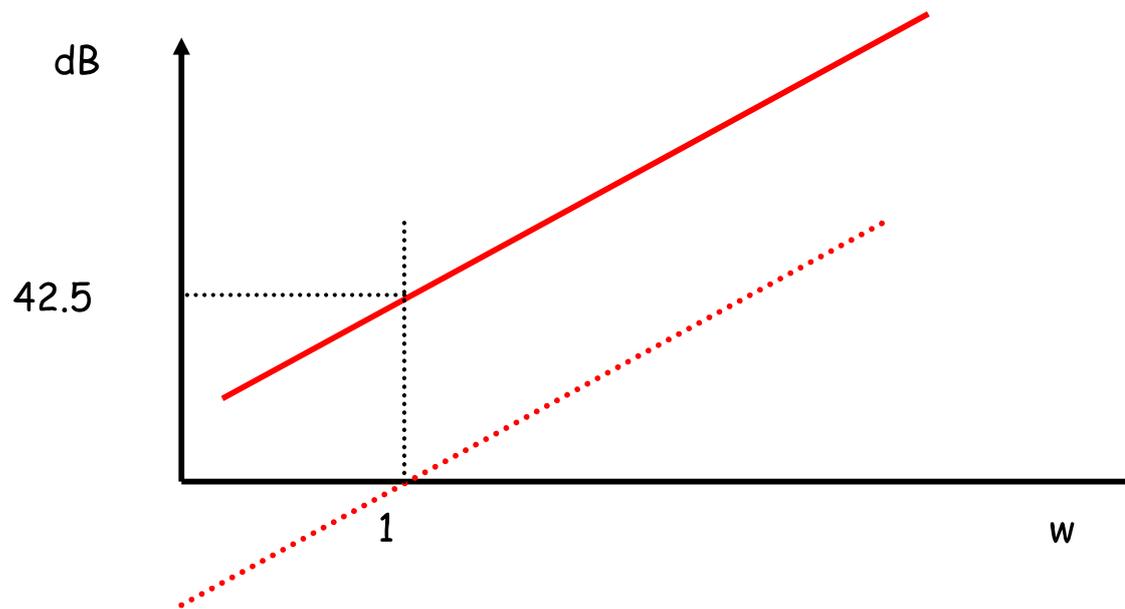

---

# Diagramas de Bode

**Ejemplo:** Representación de  $K j\omega$

En dB queda:  $20 \log(kj\omega) = 20 \log(k) + 20 \log(j\omega) = 42,5 + 20 \log \omega$

Sumarle 42,5 a la recta que tiene 20 dB/dec y que pasaba por





# Diagramas de Bode

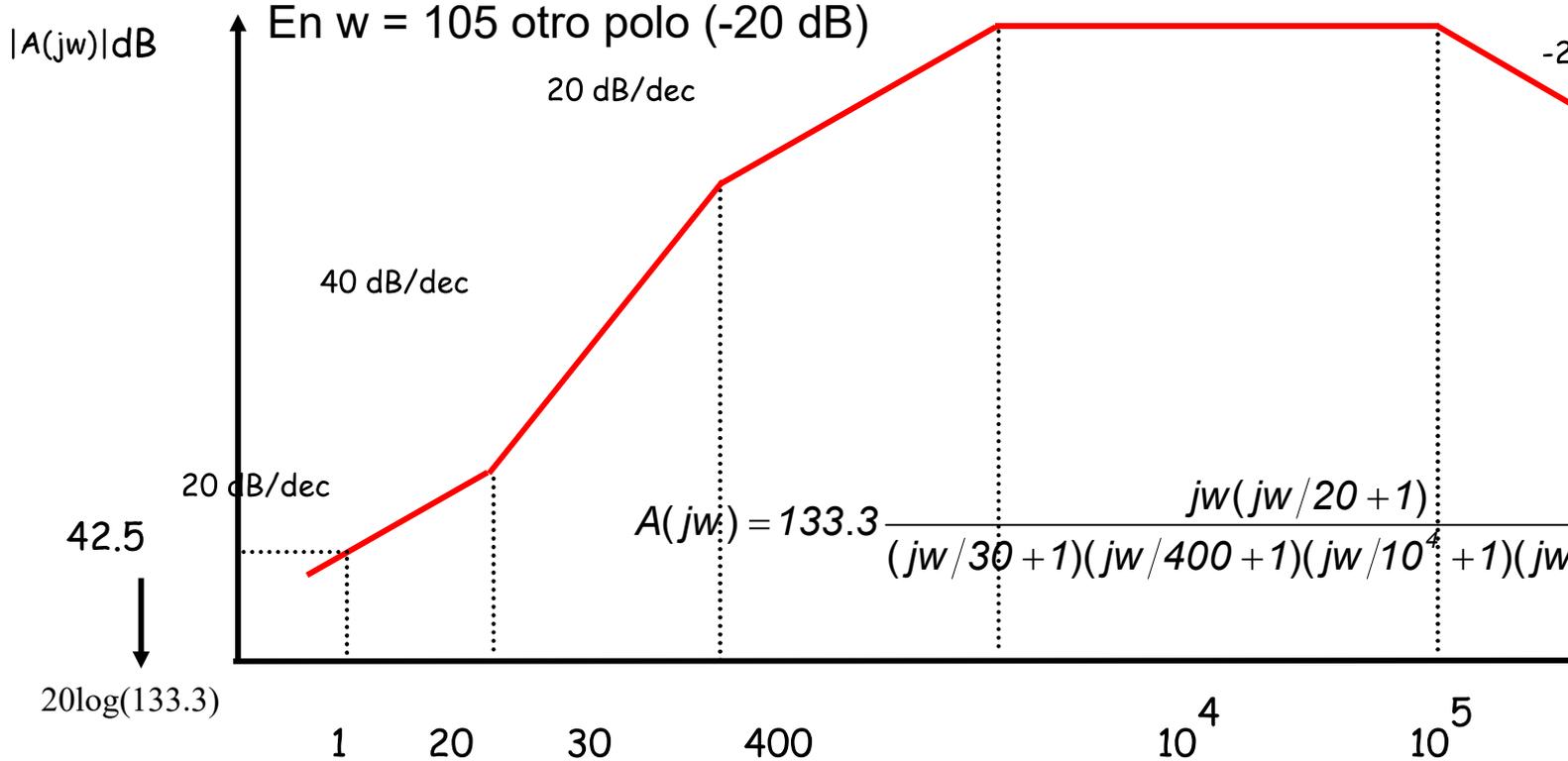
El siguiente punto está en  $\omega = 20$  y se trata de un cero (+20 dB)

El siguiente está en  $\omega = 30$ , polo (-20 dB)

En  $\omega = 400$  otro polo (-20 dB)

En  $\omega = 104$  otro polo (-20 dB)

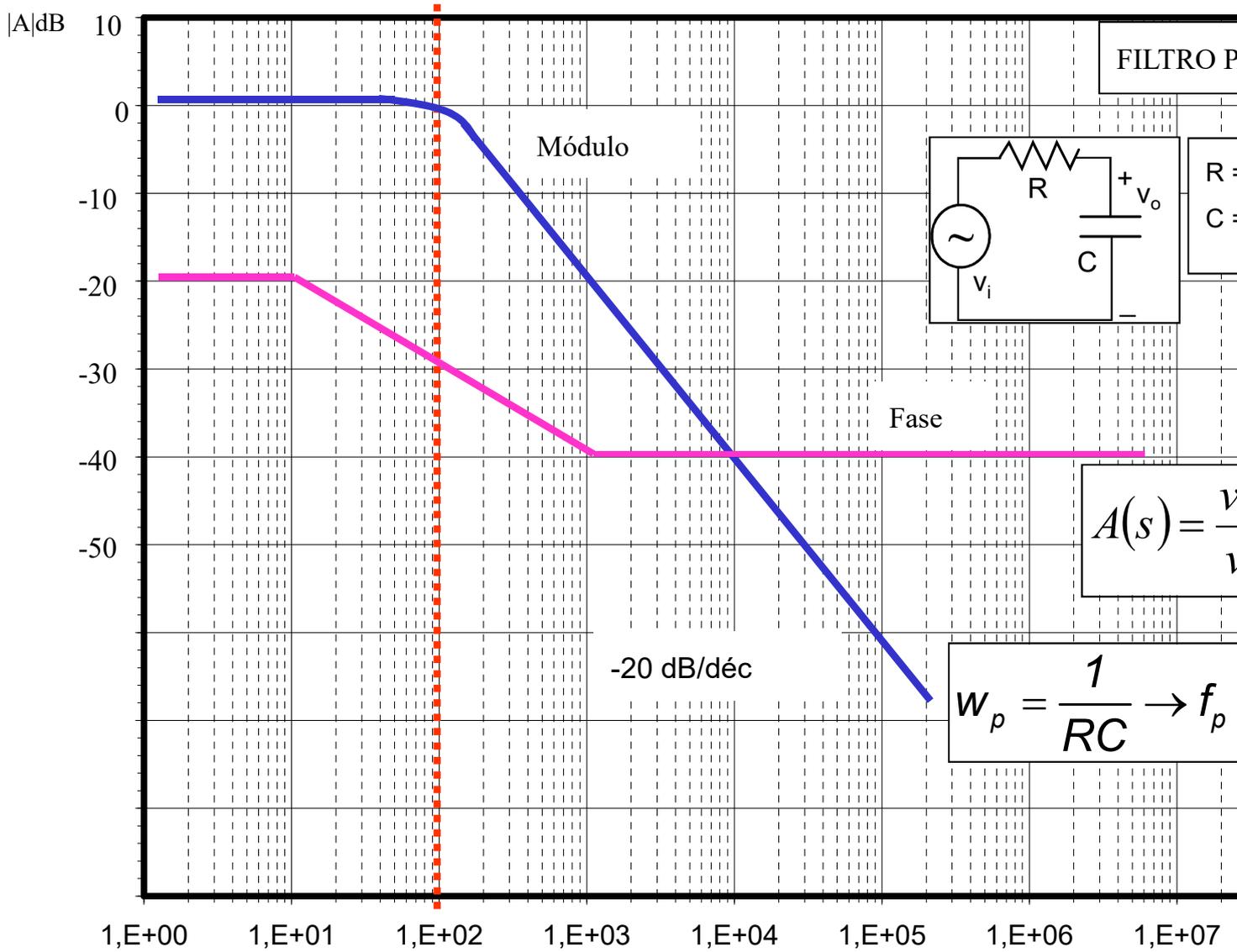
En  $\omega = 105$  otro polo (-20 dB)





# Diagramas de Bode

## Ejemplo: filtro paso bajo





# Estudio de la ganancia compleja del amplificador

✓ Propiedades de la función de transferencia  $V_{out}/V_{in}$  del amplificador

$$T(s) = \frac{A_{out} e^{\Phi_{out}}}{A_{in} e^{\Phi_{in}}} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots b_1 s + b_0}$$

i) En circuitos equivalentes con bobinas y condensadores,  $a_i$  y  $b_i$  son reales

ii) Siempre  $n \geq m$ .

iii) Los polinomios en  $s$  con coeficientes reales SIEMPRE serán factORIZABLES. Sus raíces serán reales o complejas.

$$T(s) = \frac{A_{out} e^{\Phi_{out}}}{A_{in} e^{\Phi_{in}}} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots b_1 s + b_0} = \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2) \cdot \dots \cdot (s - z_m)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdot \dots \cdot (s - p_n)}$$

✓ Def.: **Polos y ceros:**

Los  $z_i$  serán los “ceros” de la  $T(s)$ , ya que si ocurriera  $s = z_i$  se anularía el numerador (las raíces del numerador).

Los  $p_i$  serán los “polos” de la  $T(s)$ , ya que si ocurriera  $s = p_i$  se anularía el denominador (las raíces del denominador).

---

## Estudio de la ganancia compleja del an

$$T(s) = \frac{A_{\text{out}} e^{\Phi_{\text{out}}}}{A_{\text{in}} e^{\Phi_{\text{in}}}} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots b_1 s + b_0} = \frac{(s - z_1) \dots (s - z_m)}{(s - p_1) \dots (s - p_n)}$$

**iv)** El nº de polos de una función de transferencia es igual al nº de ceros. Los polos y ceros deben ser independientes de almacenaje de energía (C o L) en el circuito.

“Independientes” significa que no puedan ser asociados en se

**v)** El nº de ceros se deduce “por inspección”, de la siguiente manera:

Cuando  $\omega \rightarrow \infty \Rightarrow s \rightarrow \infty$  y entonces  $T(s) \rightarrow a_m/s^{n-m}$ .

A la vista de esta expresión, se inspecciona cuántos elementos de almacenamiento de energía hay en el circuito. El valor de  $(n-m)$  es el número de elementos de almacenamiento de energía. La  $V_{\text{out}}$  al hacer  $\omega \rightarrow \infty$ . Y ese será el valor de  $(n-m)$ . De ahí se deduce el nº de ceros.

**vi)** Veremos que en nuestros amplificadores monoetapa los  $z_i$  y  $p_i$  son reales y negativos. Pero no se puede generalizar: cuando realimentemos el sistema saldrán complejos. O también si se introducen bobinas (L)...

---



# Estudio de la ganancia compleja del an

**vii) Los polos  $p_i$  heredan los mismos valores  $r_i$  del polinomio que gobierna la respuesta temporal con términos**

Es decir: si hay un polo con parte real positiva, la respuesta temporal crece con el tiempo: INESTABILIDAD.

La parte compleja de un polo se traducirá simplemente en un carácter oscilatorio de la respuesta temporal del circuito.

## **Notas:**

Si la parte real del polo es negativa, tendremos que la respuesta transitoria del circuito a los cambios presentará siempre un comportamiento amortiguado. Pero si la parte real del polo es positiva, la respuesta crecerá gradualmente hasta llegar al límite.

Así, el ruido oscilatorio de alta frecuencia observable en el sistema puede deberse a bucles de realimentación imprevistos, combinados con elementos capacitivos.

---

# Estudio de la ganancia compleja del an

¿Qué utilidad sacamos de lo dicho para estudiar la respuesta de un amplificador con la frecuencia?

$$T(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots b_1 s + b_0} = A_M \cdot F_L(s) \cdot F_H(s)$$

**Desglosaremos el estudio en tres partes:**

**El estudio de  $A_M$**

Es el cálculo ya visto de la ganancia a frecuencias medias, ignorando los condensadores: suponer los condensadores de desacoplo como "cortocircuitos" ( $C \rightarrow \infty$ ) y los condensadores de acoplamiento como abiertos ( $C \rightarrow 0$ ).

**El estudio de la respuesta  $F_L(s)$  a baja frecuencia.**

La parte de la ganancia a frecuencias bajas ( $\omega \ll \omega_H$ ), ignorando los condensadores internos: suponiéndolos como abiertos ( $C \rightarrow 0$ ).

**El estudio de la respuesta  $F_H(s)$  a alta frecuencia.**

La parte de la función de transferencia a frecuencias altas ( $\omega \gg \omega_H$ ), ignorando los condensadores externos: suponiéndolos como "cortocircuitos" ( $C \rightarrow \infty$ ).

---



# Análisis de funciones de transferencia f

## Análisis de la $F_L(s)$ .

$$F_L(s) = \frac{(s + \omega_{z1}) \cdot (s + \omega_{z2}) \cdots (s + \omega_{zn})}{(s + \omega_{p1}) \cdot (s + \omega_{p2}) \cdots (s + \omega_{pn})}$$

Donde *conocemos*:  $\omega_{zi}$  reales positivos, neg

$\omega_{pi}$  reales positivos.

**Nota:**

Observar que si  $s \rightarrow \infty \Rightarrow F_L(s) \rightarrow 1$ .

La frecuencia de corte baja,  $\omega_L$ , se encontrará haciendo:

$$|F_L(j\omega_L)|^2 = 1/2 \quad (\text{y se despeja } \omega)$$

Resolviendo para  $n=2, 3$ , etc, se infiere esta solución aproximada

$$\omega_L \approx \sqrt{\sum_i \omega_{pi}^2 - 2 \sum_i \omega_{zi}^2}$$

---



# Análisis de funciones de transferencia fact

## ✓ Análisis de la $F_H(s)$ .

$$F_H(s) = \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

Donde *conocemos*:  $\omega_{zi}$  reales positivos, negativos (

$\omega_{pi}$  reales positivos.

**Nota:**

Observar que si  $s \rightarrow 0 \Rightarrow F_H(s) \rightarrow 1$ .

No debe haber polos o ceros nulos.

La frecuencia de corte alta,  $\omega_H$ , se encontrará haciendo:

$$|F_H(j\omega_H)|^2 = 1/2 \quad (\text{y se despeja } \omega_H)$$

Resolviendo para  $n=2, 3$ , etc, se infiere esta solución aproximada:  $\omega_H \approx \omega_{p1}$

---



# Análisis de funciones de transferencia fact

## Criterio del "polo dominante" .

✓ Si analizamos la expresión:

$$\omega_L \approx \sqrt{\sum_i \omega_{pi}^2 - 2 \sum_i \omega_{zi}^2}$$

Observamos que si la frecuencia del polo mayor (sea  $\omega_p$ ) estuviera s  
cero más cercanos al menos 2 octavas (un factor 4), entonces

$$\omega_L \approx \omega_p \text{ (con un error tolerable)}$$

✓ Si analizamos la expresión:

$$\omega_H \approx \frac{1}{\sqrt{\sum_i \frac{1}{\omega_{pi}^2} - 2}}$$

Observamos que si la frecuencia del polo menor (sea  $\omega_p$ ) estuviera s  
cero más cercanos al menos 2 octavas (un factor 4), entonces

$$\omega_H \approx \omega_p \text{ (con un error tolerable)}$$

---

## Método de las "constantes de tiempo".

Gray & Searle demostraron que SI HAY UN POLO DOMINANTE:

- **En la zona de bajas frecuencias:**

$$\omega_p \approx \sum_{i=1}^n \frac{1}{C_i R_{eqi}} \Rightarrow \omega_L$$

Donde  $R_{eqi}$  es la que "ve" el condensador  $C_i$  entre sus terminales, considerando los demás condensadores en cortocircuito (como si  $C \rightarrow \infty$ )

- **En la zona de altas frecuencias:**

$$\frac{1}{\omega_p} \approx \sum_{i=1}^n C_i R_{eqi} \Rightarrow \omega_H \approx \frac{1}{\sum_{i=1}^n C_i R_{eqi}}$$

Donde  $R_{eqi}$  es la que "ve" el condensador  $C_i$  entre sus terminales, considerando los demás condensadores en circuito abierto (como si  $C \rightarrow 0$ )

---



# Método de las constantes de tiempo

## Resumen del método de "las constantes de tiempo" .

- i Se aplica a las zonas de baja y alta frecuencias por separado
- Es una aproximación para estimar analíticamente las frecuencias de corte inferior. Es, por tanto, útil para diseñadores.
- La estimación es TANTO MÁS EXACTA CUANTO MÁS EXISTA UN

### **Nota:**

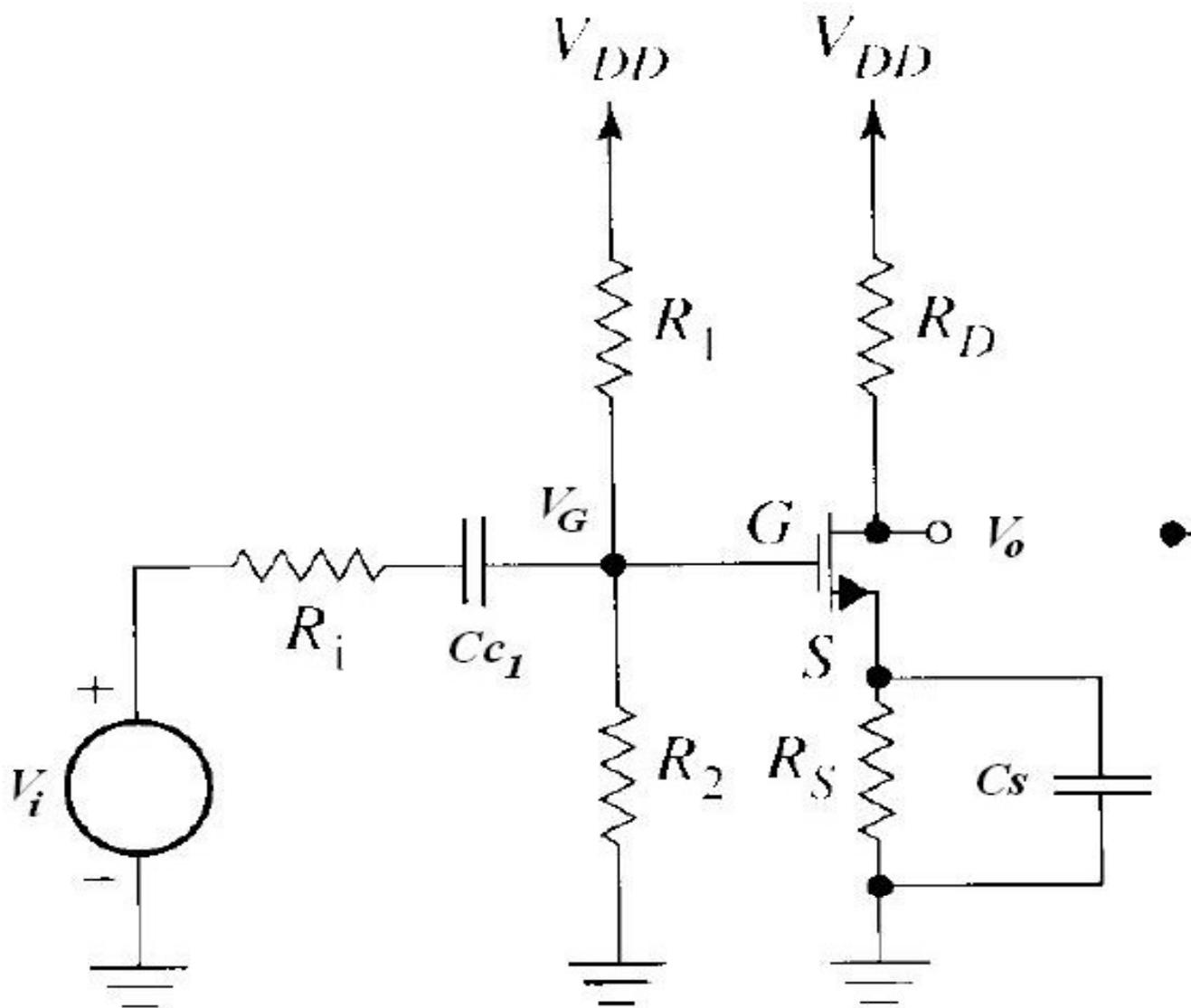
Los efectos capacitivos del transistor a alta frecuencia destruyen la existencia de un polo dominante en amplificación de una etapa.

En baja frecuencia, los condensadores se fijan a cero, lo que garantiza que la condición de polo dominante puede ser utilizada en el diseño.

- Especialmente en el caso de alta frecuencia, y debido a la "realimentación", este método requiere álgebra laboriosa. Para este caso se aplica el teorema de Miller y la aproximación de Miller.
-

# Diseño de la frecuencia de corte baja en

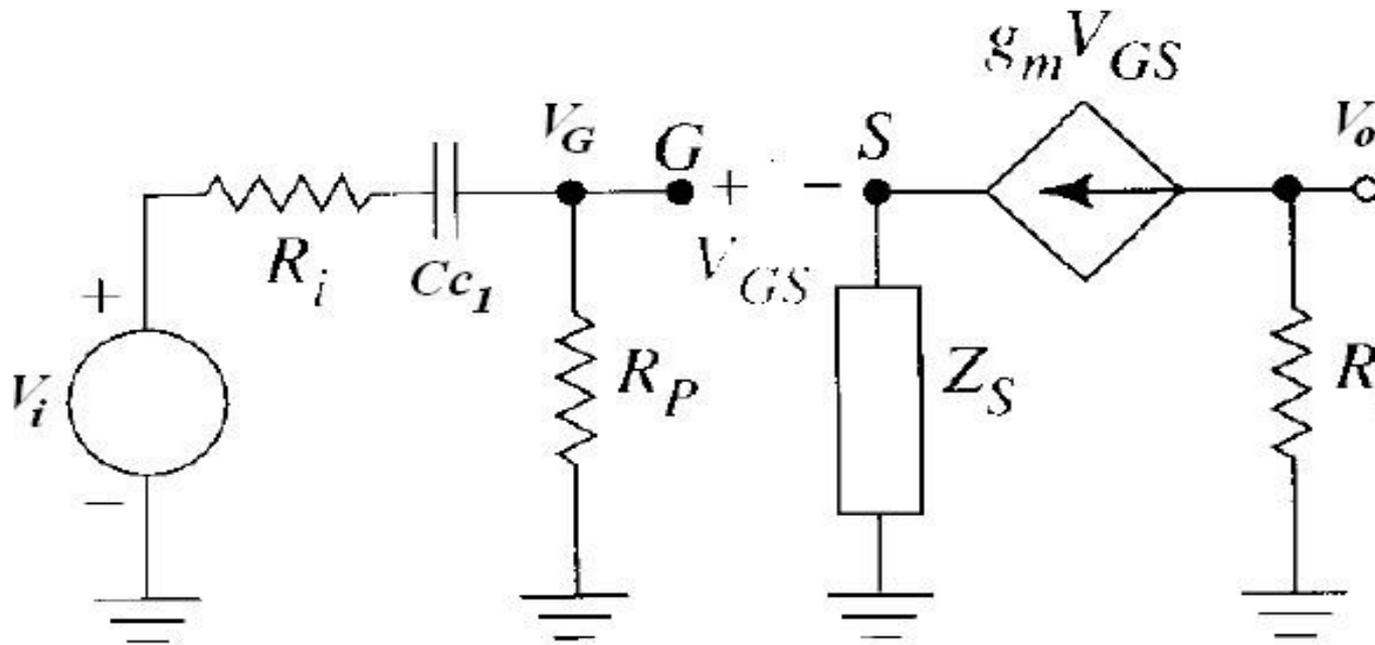
## Efecto que introducen los condensadores de acoplo y c





# Diseño de la frecuencia de corte baja en

En la ganancia, analizamos los términos:



$$\frac{V'_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_G} \frac{V_G}{V_i} \frac{V'_o}{V_o}$$

Incluye el efecto de  $Z_S$

Incluye el efecto de  $C_{c1}$

Incluye de  $C_{c2}$





## Diseño de la frecuencia de corte baja en

En la ganancia, analizamos los términos:

- Cc1 introduce un cero a  $\omega=0$  y un polo  $\omega_{p1}$

$$\omega_{p1} = \frac{1}{(R_p + R_1) \cdot C_{C1}}$$

- Cs introduce un cero  $\omega_{zs}$  y un polo  $\omega_{ps}$ , tal que siempre  $\omega_{ps}$

$$\omega_{zs} = \frac{1}{R_s \cdot C_s}$$

$$\omega_{ps}$$

- Cc2 introduce un cero a  $\omega=0$  y un polo  $\omega_{p2}$

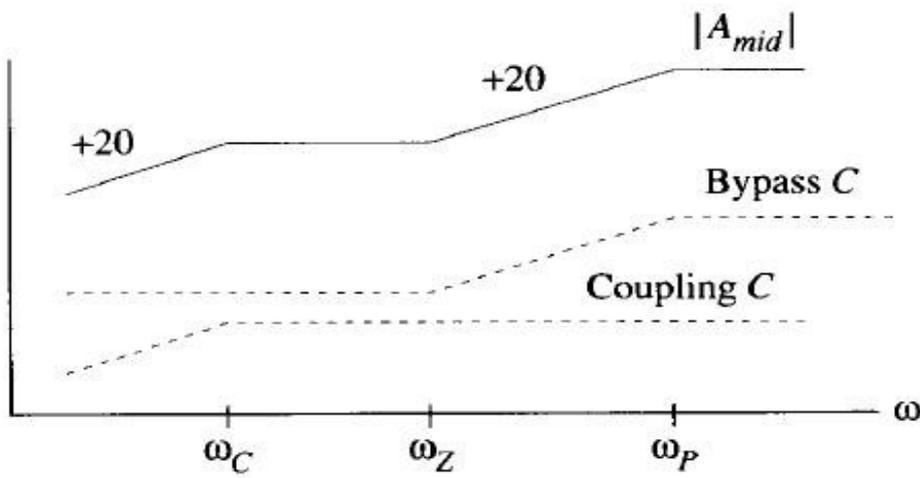
$$\omega_{p2} = \frac{1}{(R_D + R_L) \cdot C_{C2}}$$

---

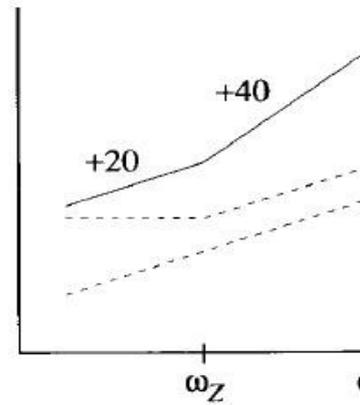


# Diseño de la frecuencia de corte baja en

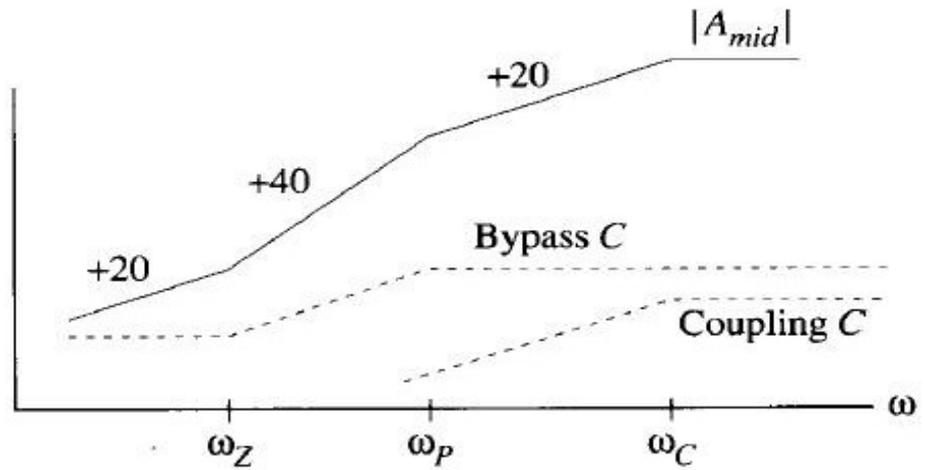
## Representación gráfica de los polos y ceros debidos al CS y Co



CS introduce el polo dominante



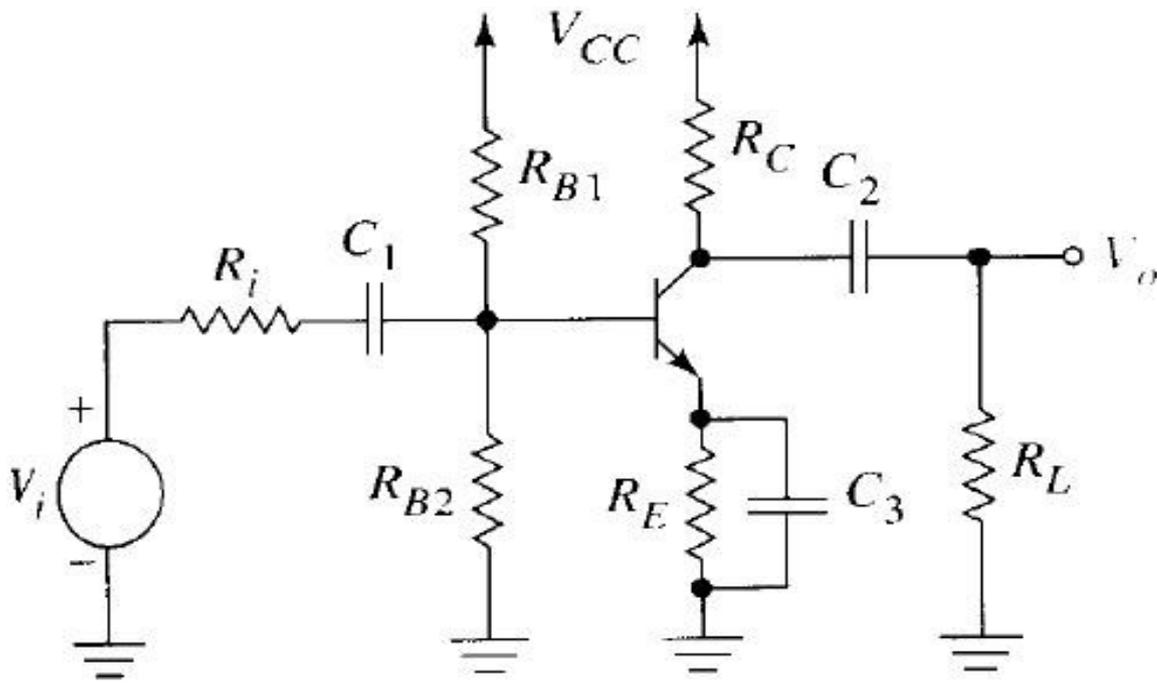
CS introduce el polo



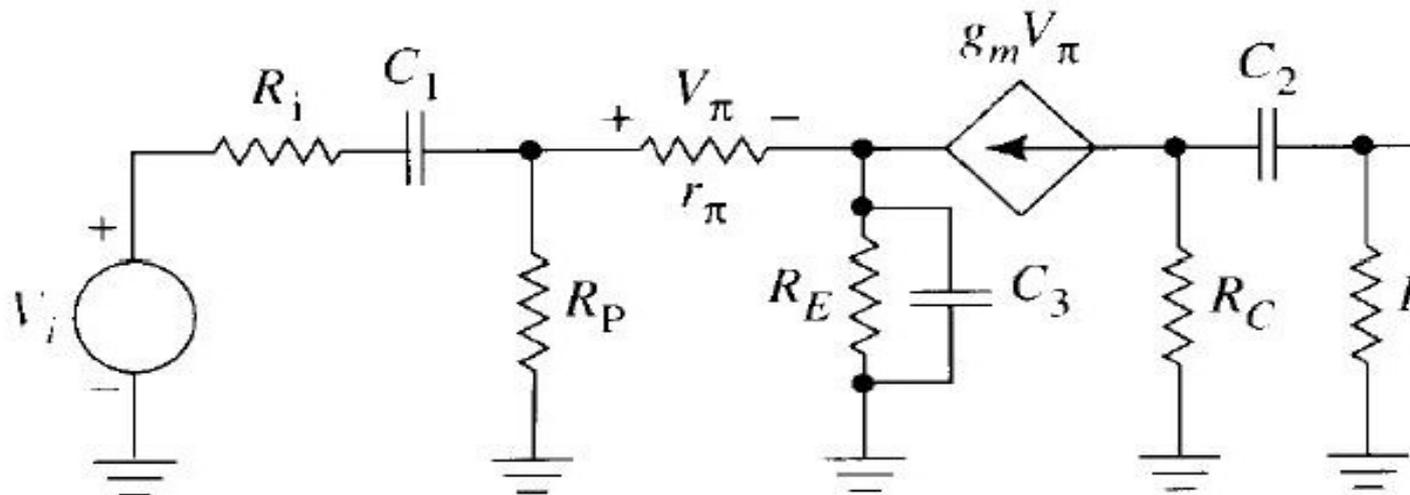
CC1 introduce el polo dominante



# Diseño de la frecuencia de corte baja en



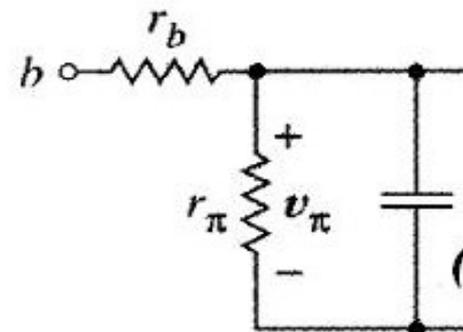
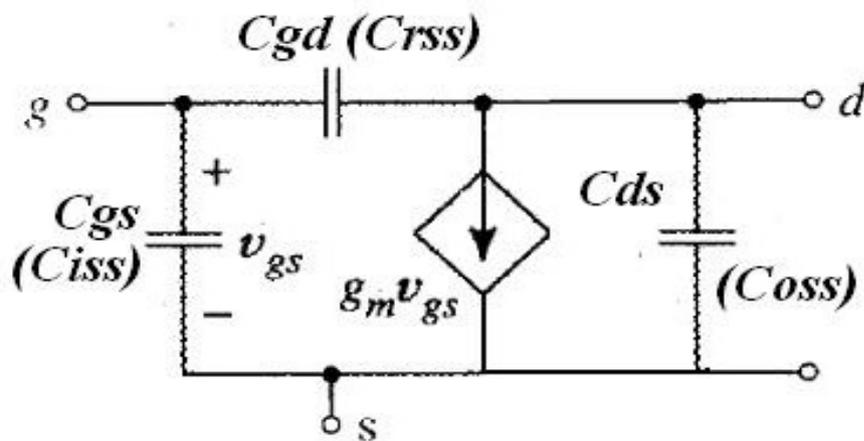
- La resistencia de emisor complica el análisis de los efectos de derivación y desacoplo.



# Diseño de la frecuencia de corte alta

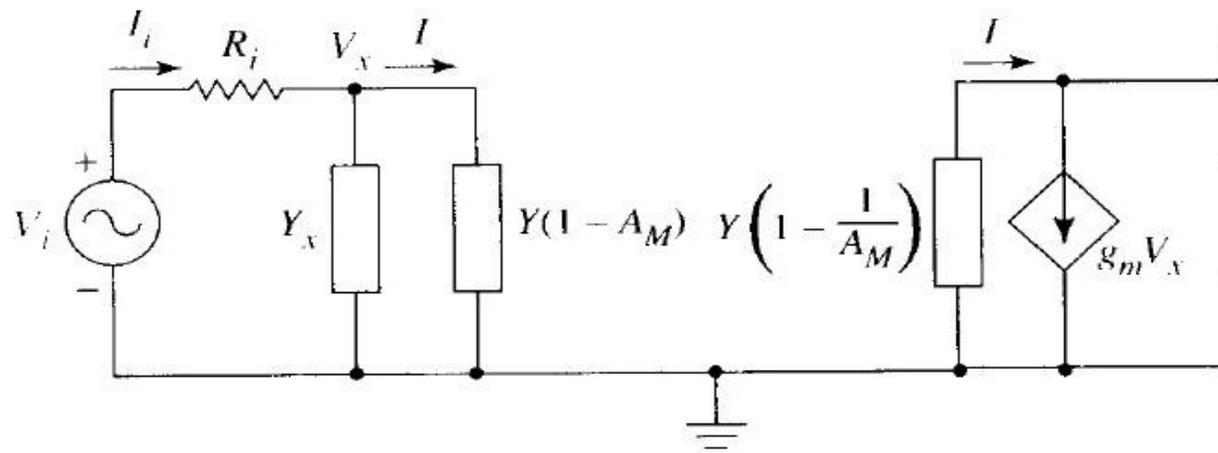
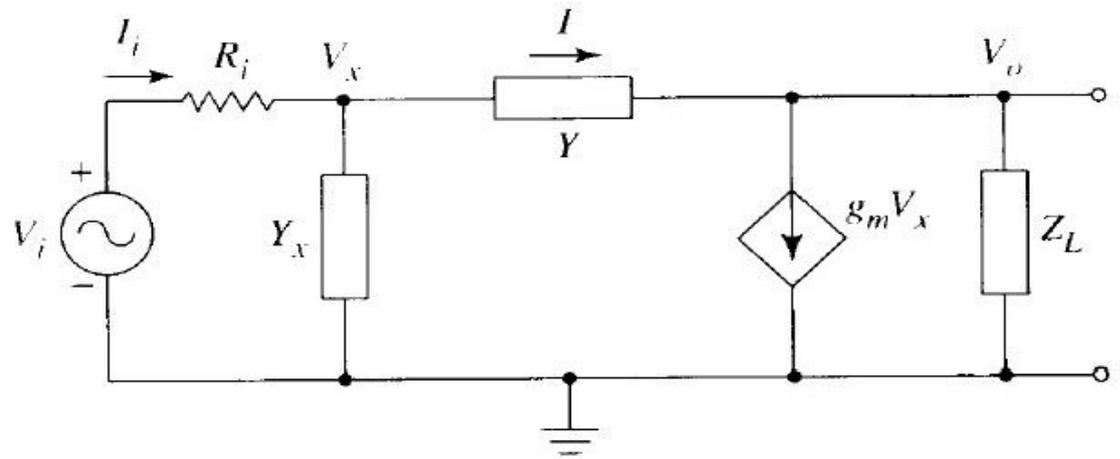
- Modelo de alta frecuencia de los transistores FET y BJT:

Los condensadores de "realimentación" complican los cálculos.



$r_b$  : resistencia a base

## Teorema de Miller (teoría cuádrupolar) :



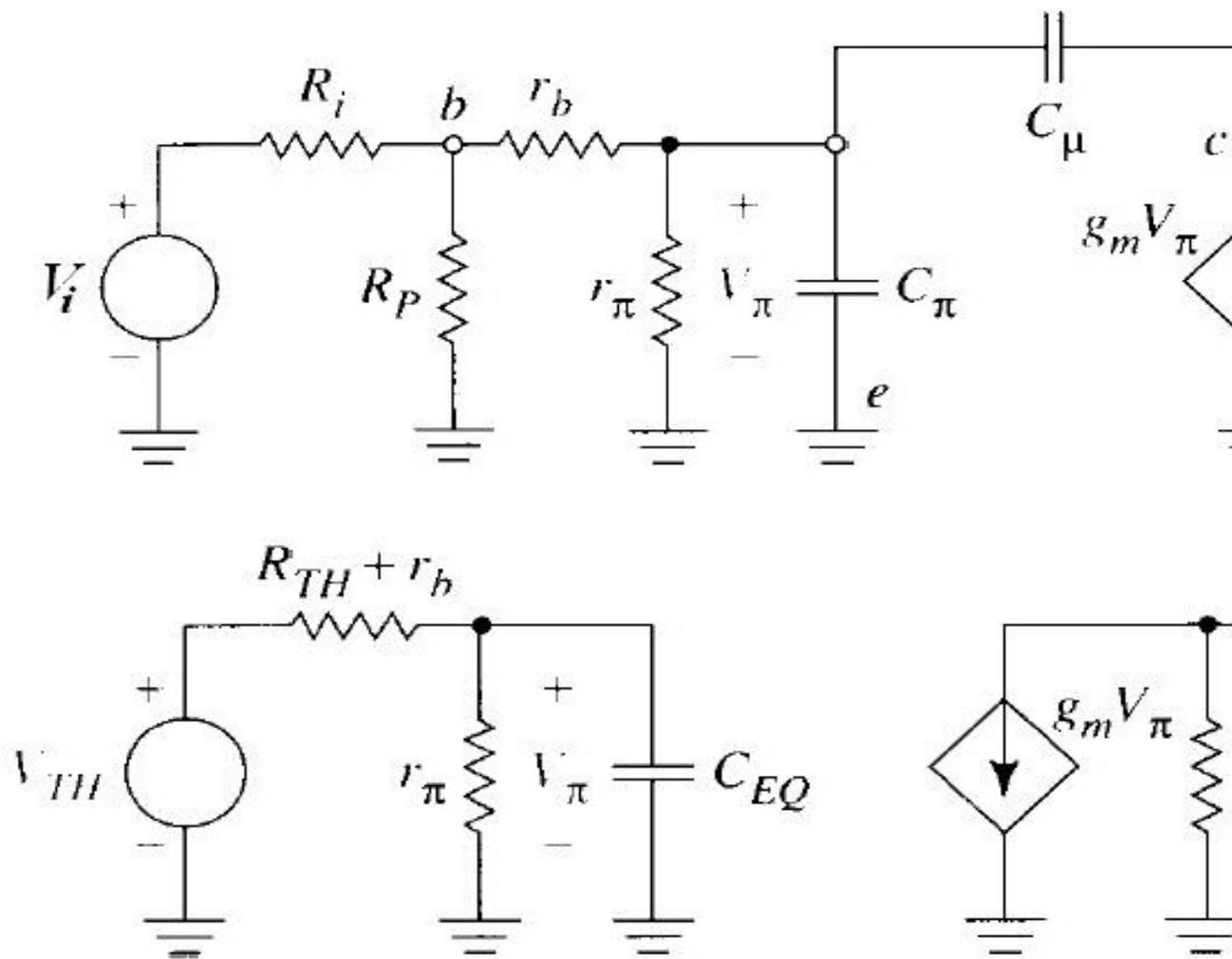
**Aproximación de Miller:  $A_M \approx$  la ganancia a frecuencia**

---



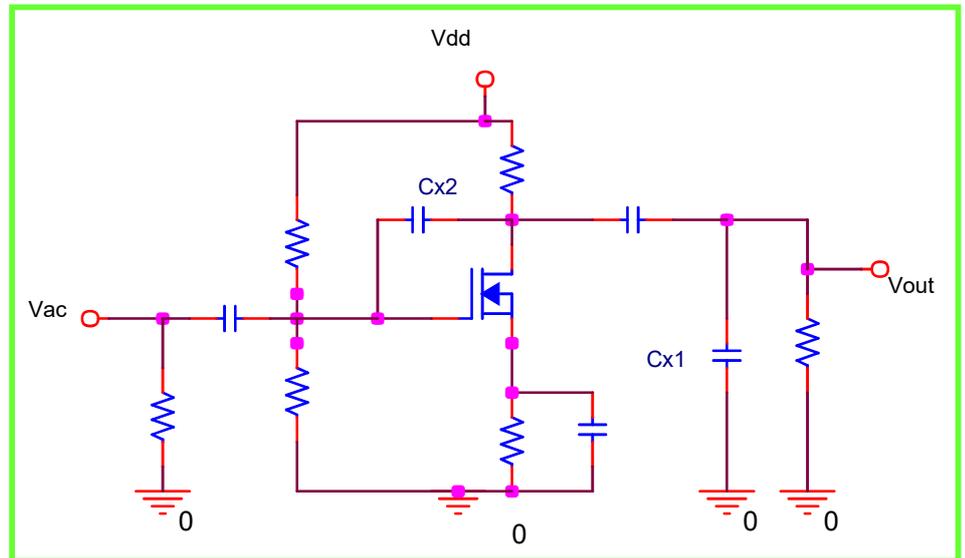
# Diseño de la frecuencia de corte alta

Aplicación del modelo de Miller :



## Otra aplicación de la aproximación de Miller :

### Reducción controlada del ancho de banda



### Nota:

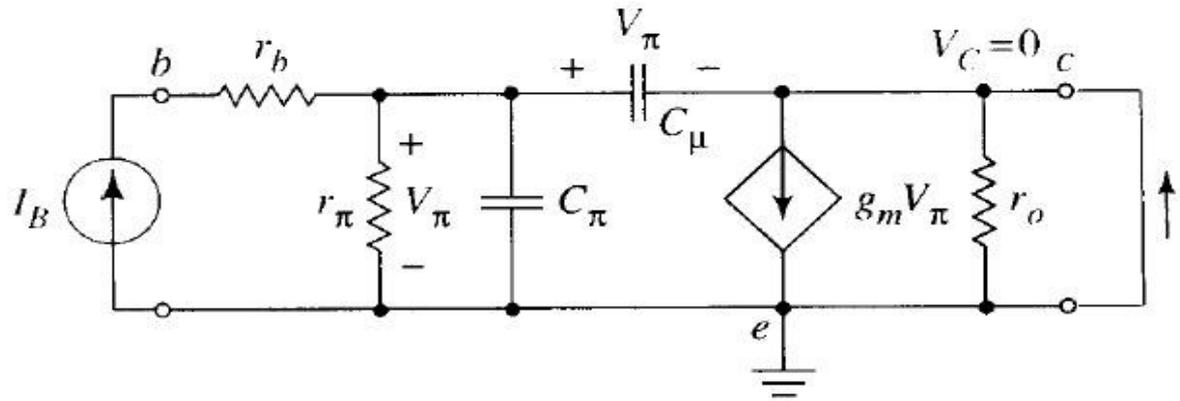
$C_{x2}$  se superpone a  $C_{gd}$  ( $C_{bc}$  en bipolares) que provoca, por efecto Miller, un efecto más intenso de reducción del ancho de banda.

---



# Influencia de la frecuencia sobre otros par

¿Cómo afecta la frecuencia a la ganancia en corriente?:



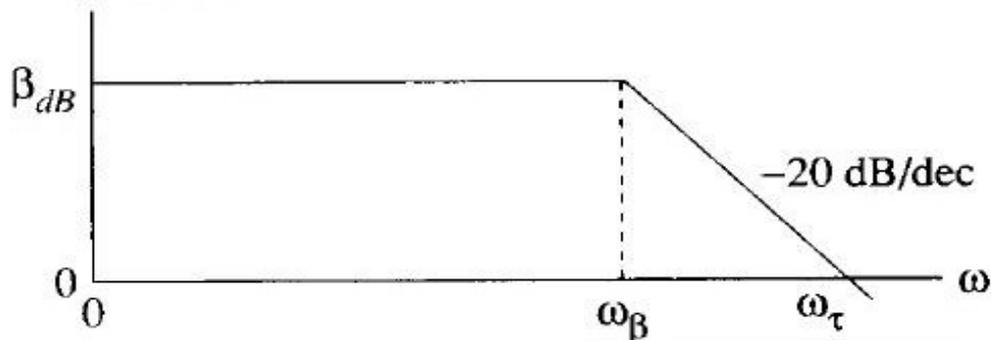
$$G_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} \approx \beta \rightarrow \beta(\omega) = \frac{\beta}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}$$

Se suele aproximar por un polo, donde:

$$\omega_\beta =$$

✓ **Def.:** **Frecuencia de transición ( $f_T$ ,  $\omega_T$ ):** La frecuencia a la que la ganancia en corriente se reduce a la unidad.

$$20 \log |\beta(\omega)|$$



**Nota:**

Para frecuencias

$G_I$

En el extremo

# Influencia de la frecuencia sobre otros par

## ¿Cómo estudiamos la influencia de la frecuencia en la impedancia

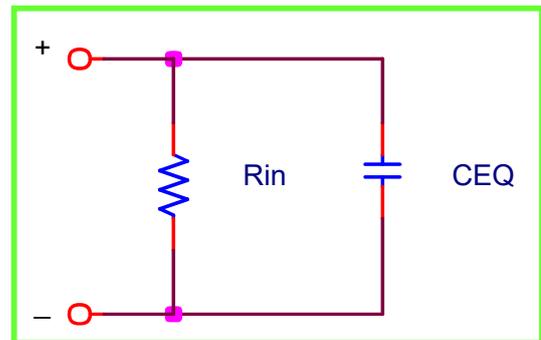
### - A baja frecuencia:

La caída de la ganancia es interpretable como un aumento de las impedancias de acoplo/desacoplo.

- Al aumentar CC1 se transfiere menos tensión al amplificador
- Al aumentar CC2 se transfiere menos tensión a la salida
- Al aumentar Cs aumenta la Zs y esto hace crecer la impedancia de entrada (el mismo efecto que se observa al aumentar Re)

### - A alta frecuencia:

Tras aplicar el teorema de Miller se llega a la situación:



Donde  
 $CEQ = Cg$   
 $CEQ = Cb$

$$Z_{in} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega R_{in} C_{EQ}} \quad \leftarrow Z_{in} \text{ en}$$

## Cuestiones específicas

*Al terminar el tema 9 el alumno debería ser capaz de responder:*

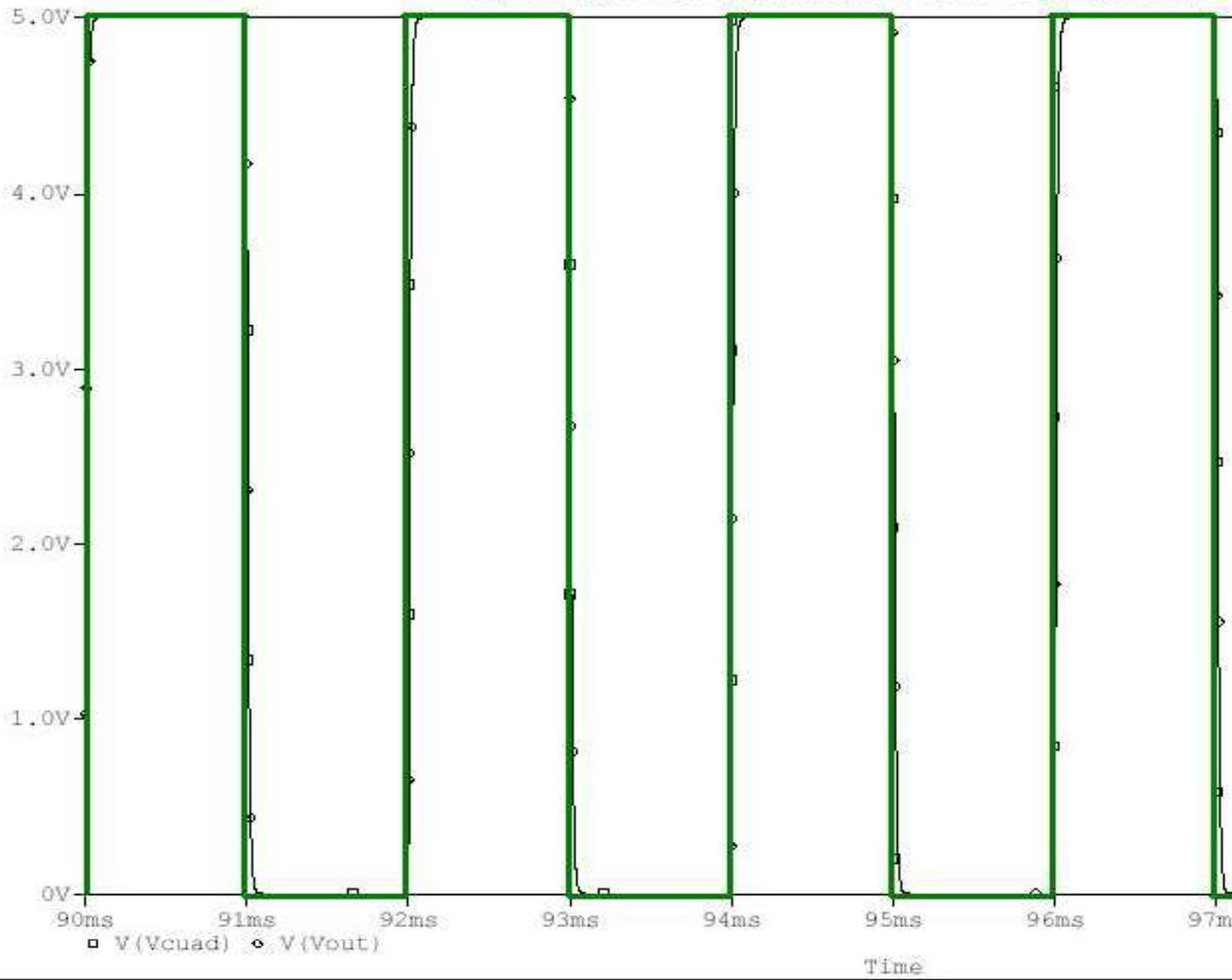
- ¿A qué se debe la caída de ganancia observable en todo amplificador al aumentar la frecuencia?
- ¿Cómo se integran en el modelo de pequeña señal de un transistor los efectos de las capacitancias de hoja de características?
- ¿Qué puede motivar una posible caída de ganancia a frecuencias bajas?
- Si el amplificador trabaja en régimen perfectamente lineal, ¿por qué se producen distorsiones en un sistema común de audio?
- ¿De dónde vienen los nombres "octava" y "década"?
- En los diagramas de Bode, ¿por qué no representar directamente el módulo de la ganancia en dB,  $20\text{Log}(V_{\text{out}}/V_{\text{in}})$ ?
- ¿A qué intervalo se llama "frecuencias medias"? ¿Por qué las frecuencias de corte superior e inferior se llaman así?

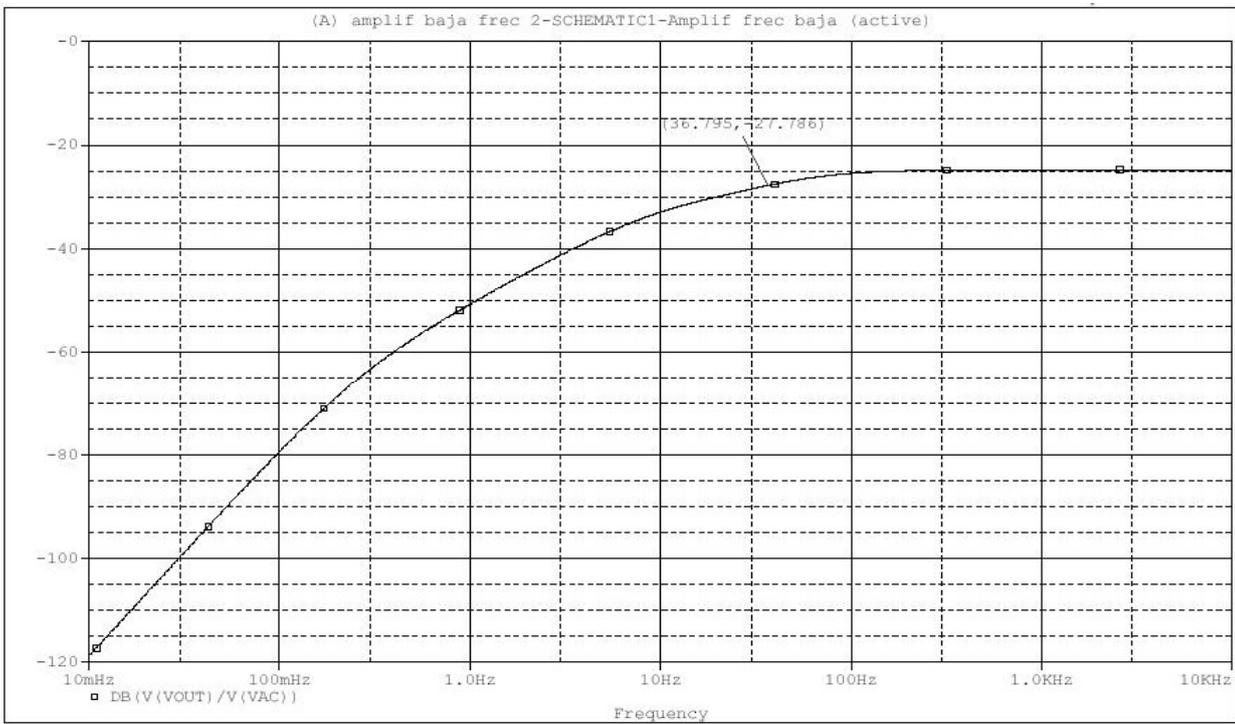
## Cuestiones específicas

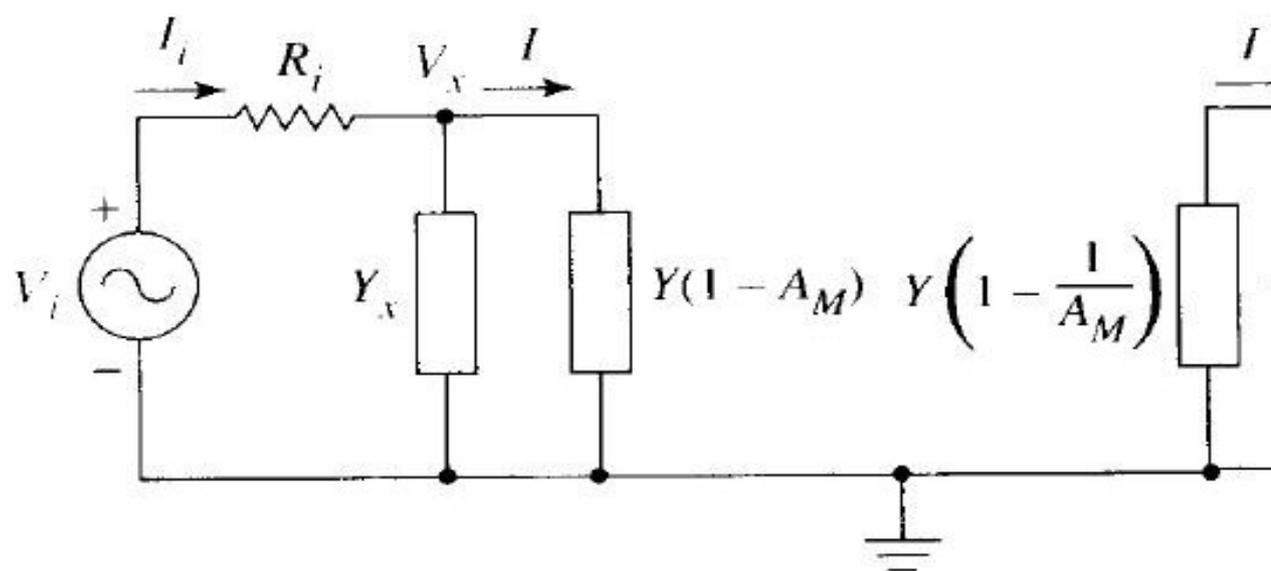
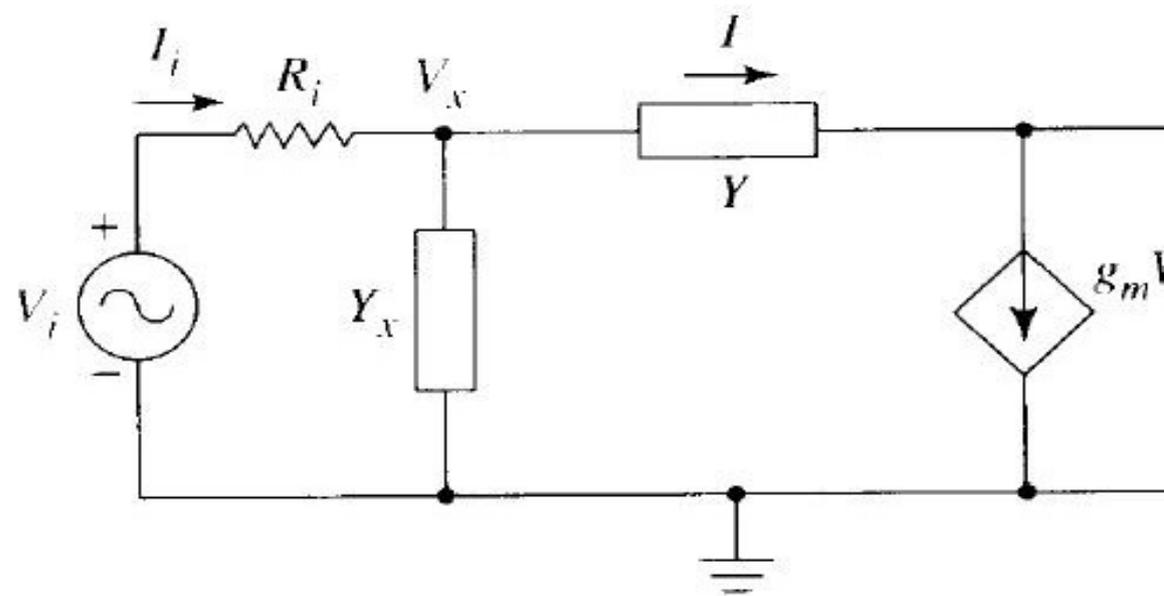
*Al terminar el tema 9 el alumno debería ser capaz de responder:*

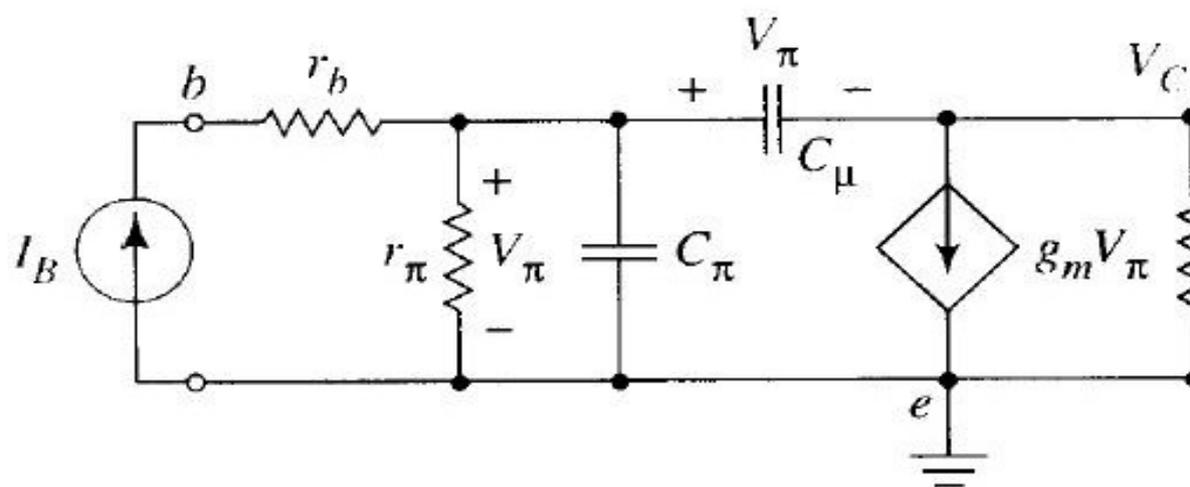
- ¿Cómo combinar cierto par de componentes para crear un filtro paso alto o rechazo de amplitud con la frecuencia? ¿Y la fase?
- ¿Podemos diseñar la frecuencia baja de corte en un amplificador? ¿Qué método analítico?
- ¿Qué grado de manipulación poseemos ante la frecuencia alta de corte del amplificador?
- ¿En qué nos ayuda el teorema de Miller?
- En un amplificador típico con ganancia en corriente, ¿Qué importancia tiene la frecuencia de corte de la unidad?
- Explica cómo evoluciona la impedancia de entrada al aumentar la frecuencia

(D) rc paso alto-SCHEMATIC1-RC paso bajo (active)

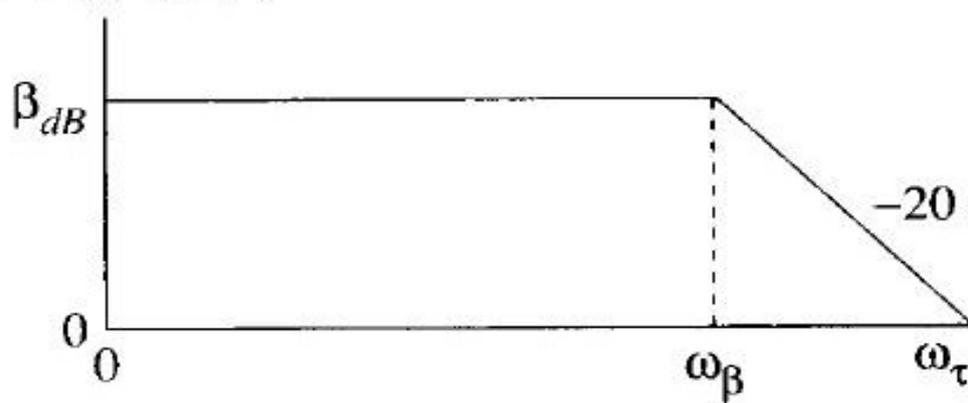








$20 \log |\beta(\omega)|$



### Análisis con OrCAD PSPICE

- Conectar como fuente de entrada el tipo *VAC* de la librería *SOURCE*. En su amplitud con el parámetro *ACMAG*. Lo más cómodo sería *ACMAG=* excesiva, se reduce por un factor apropiado (*f*).
- En el menú PSPICE → EDIT SIMULATION SETTINGS, seleccionar la modalidad, seleccionar el tipo *Logarithmic* e introducir los valores de inicio y fin en puntos.
- Simular el circuito. Por defecto, el PSPICE A/D no mostrará ningún gráfico. En el menú AXIS SETTINGS, configurar el eje X en escala logarítmica. El eje Y se deja en escala lineal.
- En el menú TRACE → ADD TRACE, se disponen "Trace expression" con las siguientes expresiones:

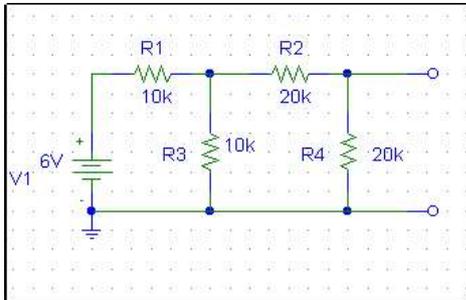
PARA AMPLITUD:  $DB(V(Vout)/V(VAC))$

*equivalente a  $20*LOG10(ABS(V(Vout)/V(VAC)))$*

PARA FASE:  $P(V(Vout))$

**HOJA DE EJERCICIOS DEL TEMA 1 (CIRCUITOS LINEALES)**

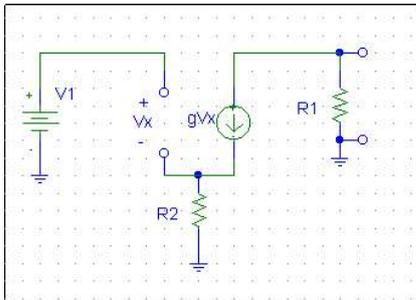
**Problema 1.** Utilizando las leyes de Kirchoff determinar el voltaje que cae en la resistencia R<sub>3</sub>.



**Solución 1.**

$$V_3 = V_1 \cdot \frac{R_3 \cdot (R_2 + R_4)}{R_1 + \frac{R_3 \cdot (R_2 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4}} = 2,67V$$

**Problema 2.** Con ayuda de las leyes de Kirchoff determinad el voltaje que cae en la resistencia R<sub>1</sub> en función de R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>, g y V<sub>1</sub>. Hallar el circuito de thévenin entre R<sub>1</sub>.

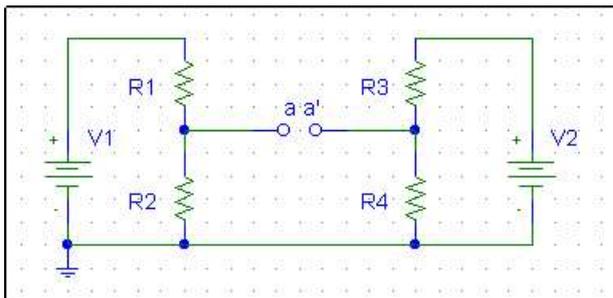


**Solución 2.**

$$V_{R1} = -g \cdot \frac{R_1 \cdot V_1}{1 + g \cdot R_2} = V_{TH}$$

$$R_{TH} = R_1$$

**Problema 3.** Determinad el voltaje de circuito abierto V<sub>A</sub>, medido entre las terminales a-a'. Hallad la corriente de corto circuito medida entre estas terminales. V<sub>1</sub>=12V, V<sub>2</sub>=5V, R=10k.

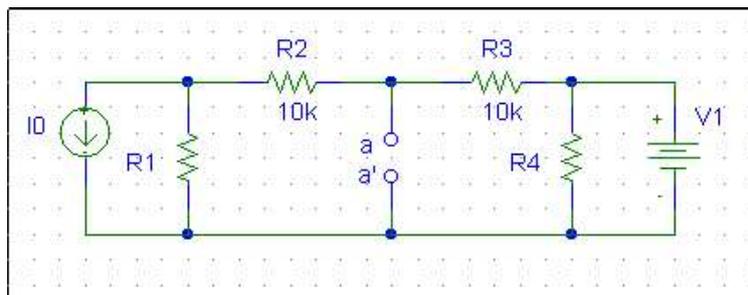


**Solución 3.**

$$V_A = V_1 - V_2 = V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_2 \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 3,5V$$

$$I_{cc} = 0,35mA$$

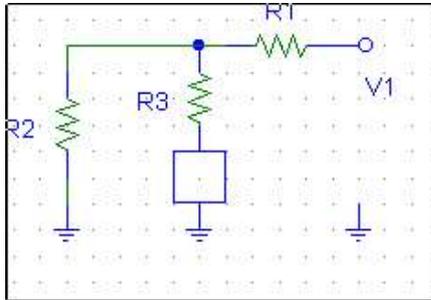
**Problema 4.** Aplicando el principio de superposición hallad la caída de potencia entre los terminales a-a'.



**Solución 4.**

$$V_{aa'} = \frac{V_1 \cdot (R_1 + R_2) + I_0 \cdot (R_1 \cdot R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

**Problema 5.** El circuito de la figura contiene un elemento desconocido (no lineal). Determinad el equivalente Thévenin de todo lo conectado a dicho elemento si  $V_1=10V$ ,  $R_1 = 6k\Omega$ ,  $R_2 = 4k\Omega$  y  $R_3 = 0.9 k\Omega$

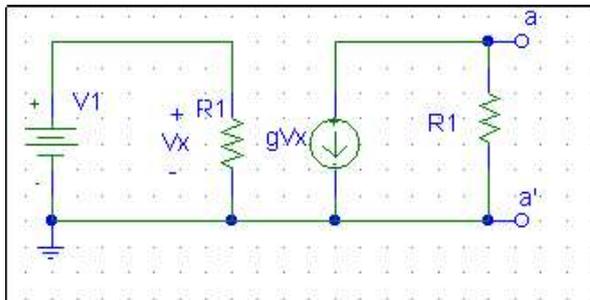


**Solución 5.**

$$V_{th} = V_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} + R_3$$

**Problema 6.** Hallar el circuito equivalente de Thévenin entre a y a', siendo  $V_x$  la tensión que cae en  $R_1$ . Suponer una resistencia serie,  $R_s$ , asociada a la fuente  $V_1$ .

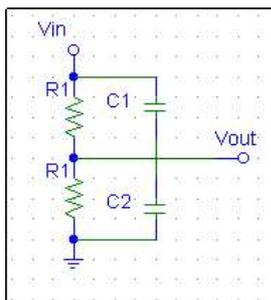


**Solución 6.**

$$V_{th} = -g \cdot \frac{R_1^2 V_1}{R_s + R_1}$$

$$R_{th} = R_1$$

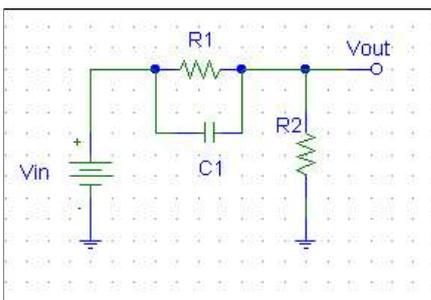
**Problema 8.** Encontrar la condición para la cual la relación  $v_{out}/v_{in}$  resulta independiente de la frecuencia. ¿Cuál es dicha relación bajo esta condición?



**Solución 8.**

$$\frac{1 + j\omega R_2 C_2}{1 + j\omega R_1 C_1} = Cte \Rightarrow R_1 C_1 = R_2 C_2$$

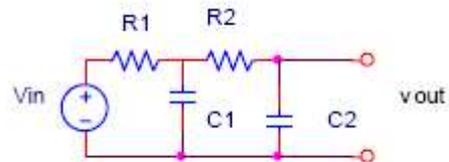
**Problema 9.** Hallar la relación entre  $V_{out}$  y  $V_{in}$  del circuito de la figura sabiendo que el voltaje de entrada es sinusoidal



**Solución 9.**

$$V_{out} = \frac{R_2 + j\omega C_1 R_1 R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C_1 R_1 R_2} V_{in}$$

**Problema 10.** Hallar la función de transferencia del circuito de la figura, siendo  $V_{in}$  una fuente de tensión sinusoidal de frecuencia  $\omega$ .



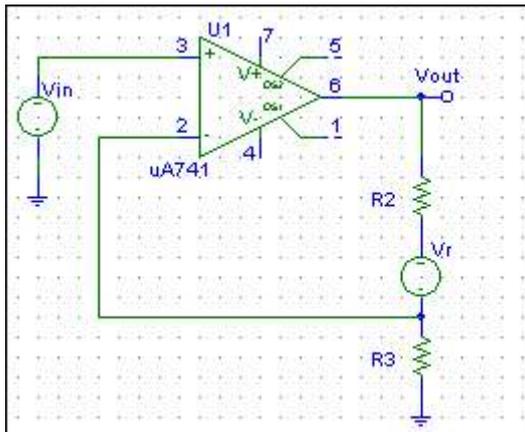
**Solución 10.**

$$V_{out} = \frac{1}{1 - R_1 R_2 \omega^2 C_2 (C_1 - C_2) + j\omega (R_1 C_1 + R_2 C_2)} V_{in}$$

## HOJA DE EJERCICIOS DEL TEMA 2 (AMPLIFICADORES OPERACIONALES)

### Problema 1.

Una fuente de referencia  $V_r$ , está conectada en serie con el resistor de retroalimentación  $R_2$  en el circuito de la figura. Suponiendo que  $R_2 = 5R_3$  determinar una expresión para  $V_{out}$  en función de  $V_{in}$  y de  $V_r$ , suponiendo que el AO trabaja en su zona lineal.

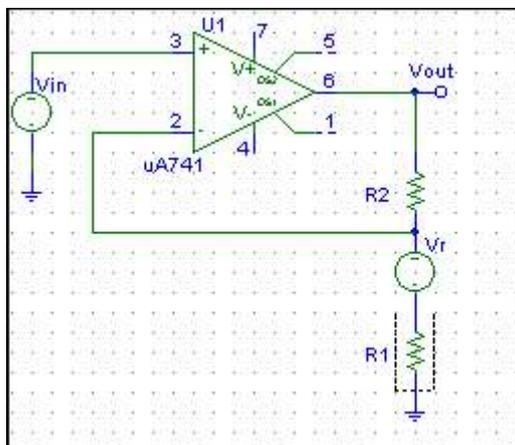


**Solución:**  $V_{out} = 6V_{in} + V_r$

**Problema 2.** Considerar un amplificador operacional que opera con dos fuentes DC de  $\pm 10$  V. Si  $V_{in} = 1$  V<sub>pp</sub> y  $V_{out} = 9$  V<sub>pp</sub>,  $R_L = 1$  k $\Omega$ ,  $I_{DC1} = I_{DC2} = 9,5$  mA, calcular: amplificación en voltaje  $A_V$ , amplificación en corriente  $A_I$ , potencia suministrada al amplificador  $P_{DC}$ , potencia disipada en el circuito amplificador  $P_{DIS}$  y eficiencia del amplificador.

**Solución:**  $A_V = 19.1$  dB,  $A_I = 29.1$  dB,  $A_P = 810$  W/W,  $P_{DC} = 190$  mW,  $P_{dis} = 149.6$  mW,  $P_I = 0.05$  mW,  $P_L = 40.5$  mW y eficiencia del 21.3%.

**Problema 3.** Una fuente de referencia  $V_r$ , está conectada en serie con el resistor de retroalimentación  $R_2$  en el circuito de la figura. Suponiendo que  $R_2 = 5R_1$  determinar una expresión para  $V_{out}$  en función de  $V_{in}$  y de  $V_r$ , suponiendo que el AO trabaja en su zona lineal.

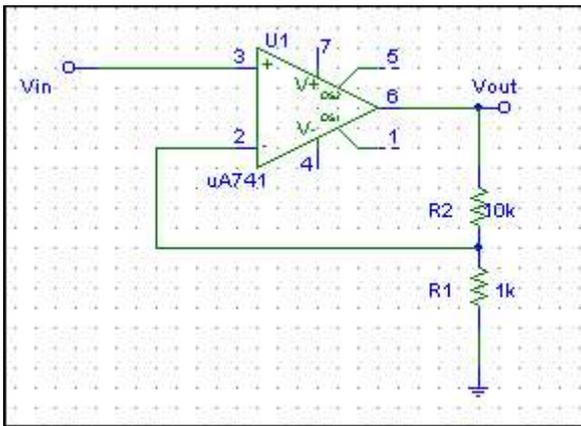


**Solución:**  $V_{out} = 5V_{in} - 4V_r$

**Problema 4.** Un amplificador operacional, con voltajes de alimentación de  $\pm 10V$ , en configuración de seguidor de voltaje con una ganancia en lazo abierto de  $2 \cdot 10^5$  alimenta una carga de  $10\text{ k}\Omega$ . Si  $V_{in} = 3\text{ V}$ , ¿Cuál es el valor de  $(v_+ - v_-)$ ?, ¿Cuál es la corriente que va a la carga?

**Solución:** para  $V_{in} = 3$  el A.O está en su región lineal.  
 $I_{out} = 0.3\text{ mA}$  y  $(v_+ - v_-) = 1.5 \cdot 10^{-5}\text{ V}$ .

**Problema 5.** En el AO no inversor de la figura con voltajes de alimentación de  $\pm 10V$ , calcular el factor de amplificación y la señal de salida correspondiente a una  $V_{in} = 1\text{ V}$ . Comparar con el seguidor de voltaje.



**Solución:** para  $V_{in} = 1$  el A.O está en su región lineal.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) = 11 \quad V_{out} = 11\text{ V}$$

**Problema 6.** Para un AO no inversor con  $R_1 = 1\text{ k}$  y  $R_2 = 10\text{ k}$ ,  $V_{POS} = 10\text{ V}$  y  $V_{NEG} = -10\text{ V}$ . a) calcular la función de transferencia en la región lineal, b) determinar los valores máximos positivos y máximos negativos que puede tener la entrada antes de que la salida se sature y c) dibujar la característica de transferencia del circuito.

**Solución:**

En su región lineal:  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1} \right) = 11$ , para  $V_{in}$  entre  $\pm 0.9\text{ V}$ ,  $V_{out} = 10\text{ V}$  para  $V_{in} > 0.9\text{ V}$  y  $V_{out} = -10\text{ V}$  para  $V_{in} < -0.9\text{ V}$ .

**Problema 7.** Para un AO inversor con  $R_1 = 1\text{ k}$  y  $R_2 = 10\text{ k}$ ,  $V_{POS} = +15\text{ V}$  y  $V_{NEG} = -10\text{ V}$ , a) calcular la función de transferencia en la región lineal, b) valores máximos que puede tener la entrada para que la salida no se sature, c) la corriente de entrada para  $V_{IN} = 0.5\text{ V}$  y d) corriente de entrada para  $V_{IN} = 2\text{ V}$ .

**Solución:**

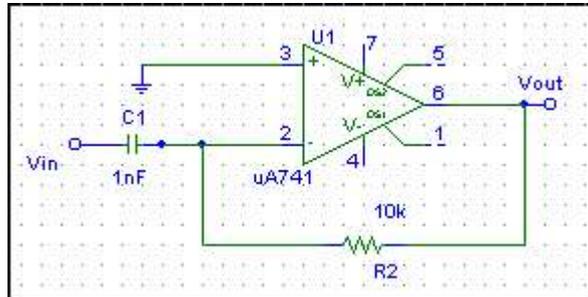
En su región lineal:  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$ , para  $V_{in}$  entre  $-1.5\text{ V}$  y  $1\text{ V}$ ,  $V_{out} = 15\text{ V}$  para  $V_{in} > 1\text{ V}$  y  $V_{out} = -10\text{ V}$  para  $V_{in} < -1.5\text{ V}$ . (Notar: pendiente negativa)

Para  $V_{in} = 0.5\text{ V}$  está en el rango lineal, luego  $I_{in} = V_{in}/R_1 = 0.5\text{ mA}$

Para  $V_{in} = 2\text{ V}$ , el A.O está saturado, fuera de su régimen lineal, no se cumple la condición de

corto virtual,  $i_{in} = \frac{v_{in} - v_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{2\text{ V} - (-10\text{ V})}{11} = 1.09\text{ mA}$

**Problema 8.** Para el AO diferenciador de la figura, dibujar el voltaje de salida para una señal de entrada triangular, de 6 V de amplitud pico a pico y periodo 20 ms.



**Solución:**

En su región lineal:  $v_{OUT} = -R_2 C \frac{dv_{IN}}{dt}$ , luego la salida es un pulso cuadrado de altura  $\pm 0.6R_2C$

(V), del mismo periodo como el de la figura 2. (Entrada en fig.1)

Fig. 1.

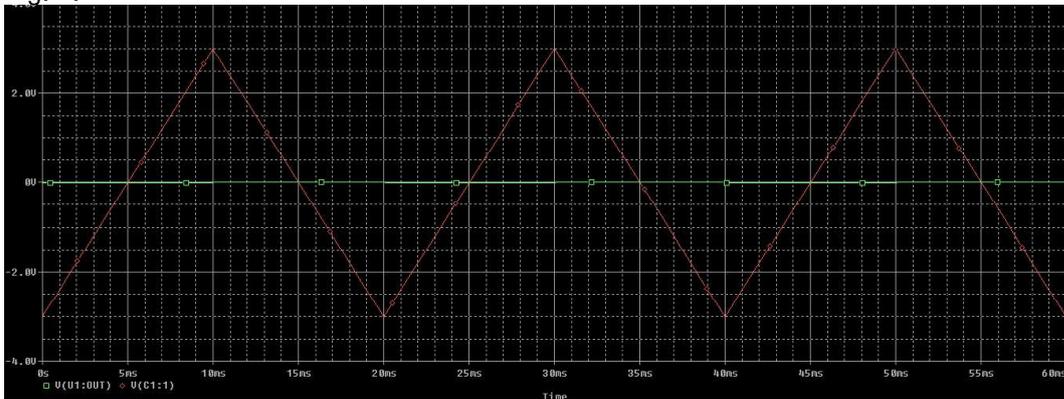
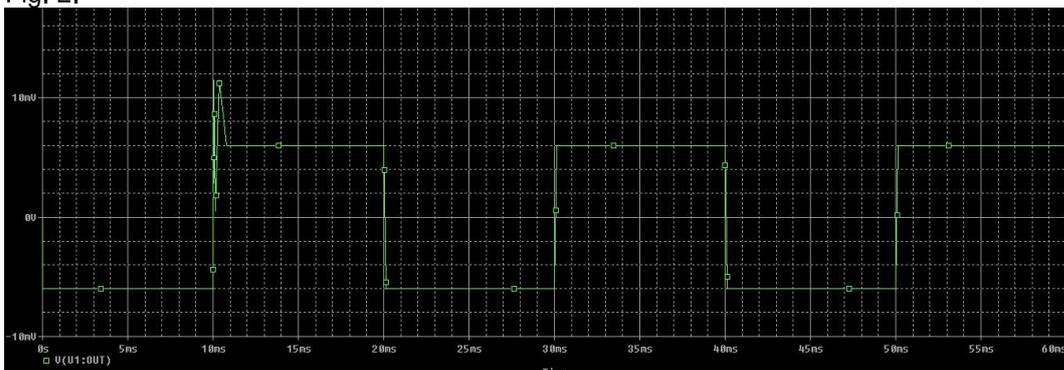


Fig. 2.

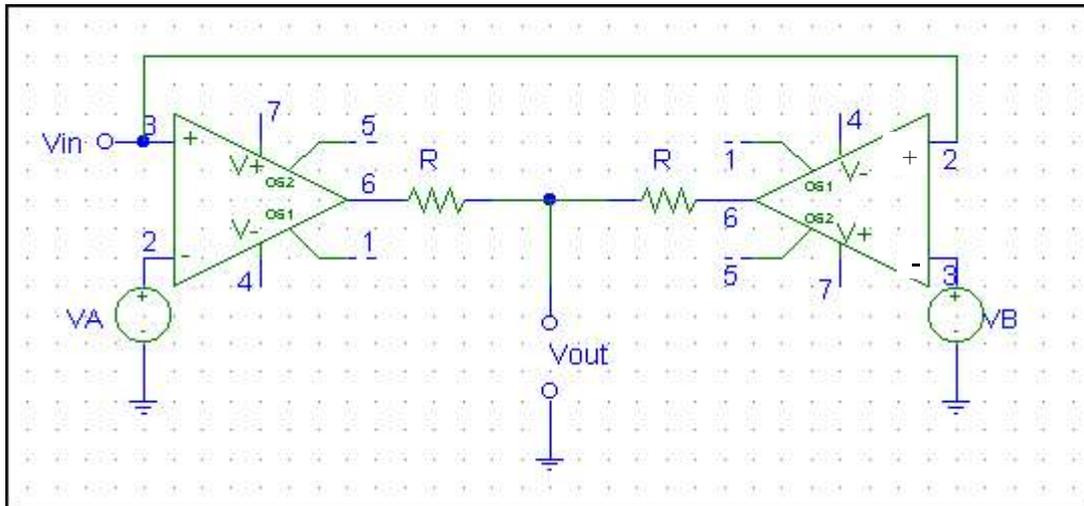


**Problema 9.** Si  $V_{in}$  es un pulso rectangular, 4 V de amplitud y 10 ms, encontrar el voltaje de salida para un AO integrador con  $C = 1 \mu F$  y  $R_1 = 5 k\Omega$ .

**Solución:**

En su región lineal:  $v_{OUT} = -\frac{1}{R_1 C} \int v_{IN}$ , luego la salida ahora es un pulso triangular

**Problema 10.** El circuito de la figura funciona como un circuito de detección de rango de voltaje. Si  $V_A = 8 V$  y  $V_B = -4 V$ , determinar  $v_{out}$  en función de  $v_{in}$  sobre el rango  $-15 V < v_{in} < 15 V$ . La alimentación del A.O es de  $\pm 15 V$ .

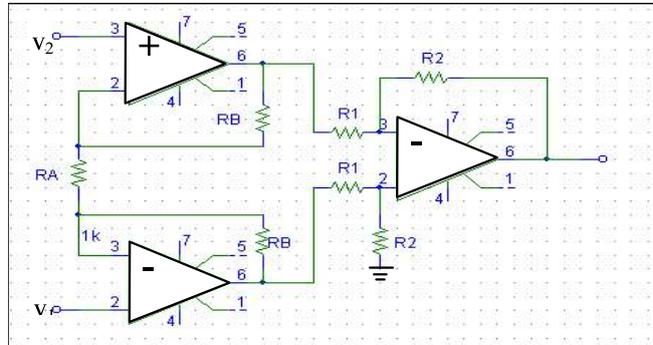


**Solución:** Los amplificadores NO tienen realimentación negativa, de modo que siempre estarán saturados y la salida de cada uno es:  $V_{POS}$  o  $V_{NEG}$  dependiendo de si  $v_+$  es mayor o menor que  $v_-$ . Hay que fijarse en qué entra en cada amplificador, hacer un barrido en  $V_{IN}$  y examinar la salida en cada rango. Se trata de un detector de rango de voltaje. La salida es:

$$V_{OUT} = \begin{cases} 0V & \text{si } v_m < -4V \\ 15V & \text{si } -4V < v_m < 8V \\ 0V & \text{si } v_m > 8V \end{cases}$$

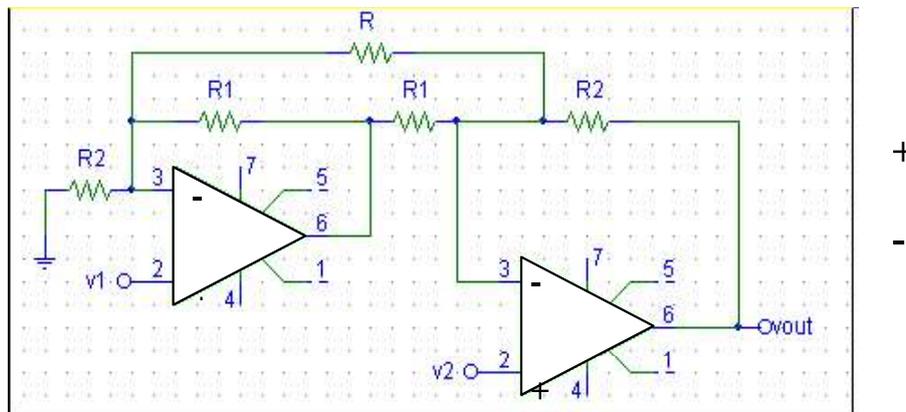
Es un *detector de rango de voltaje*, detecta si la señal está en el intervalo (-4V, 8V)

**Problema 11.** El circuito de la figura es lo que se conoce como un “amplificador de instrumentación”. Analizarlo para encontrar la expresión del voltaje de salida en función de  $v_1$  y  $v_2$ . ¿Que ventajas tiene esta configuración frente al A.O. restador?



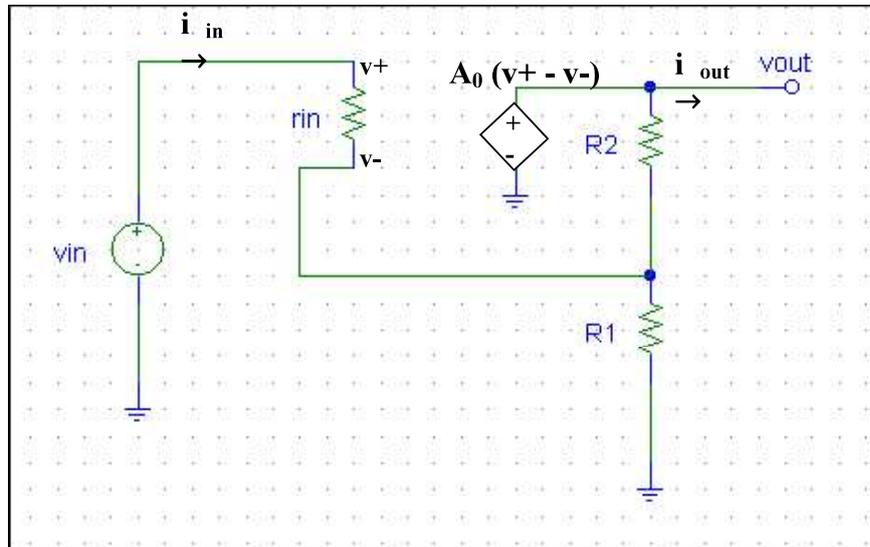
**Solución:** 
$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{2R_B + R_A}{R_A} (V_1 - V_2)$$

**Problema 12.** En el circuito de la figura y suponiendo los A.O ideales, hallar  $v_{out}$  en función de  $v_1$  y  $v_2$ .



**Solución:** 
$$V_{out} = -\frac{1}{R_1 R} ((R_2 R_1 R + R_2 R + 2R_1 R_2) V_1 - (R_2 R + R_1 R + 2R_1 R_2) V_2)$$

**Problema 13** Considerar el circuito de la figura, un A.O no ideal, conectado en una configuración no inversora. Dar  $v_-$  en función de  $v_{in}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y los parámetros internos del A.O, demostrar que  $v_- = v_{in}$  cuando  $A_0 \rightarrow \infty$ . Encontrar  $v_{out}$  en función de  $(v_+ - v_-)$ , ver que recuperamos la salida de un amplificador no inversor ideal cuando  $A_0 \rightarrow \infty$ .

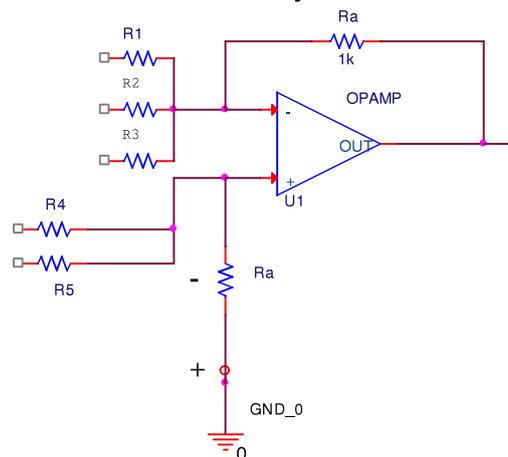


$$v_- = v_{in} \frac{R_1(R_2 + A_0 r_{in})}{A_0 r_{in} R_1 + R_1 r_{in} + R_1 R_2 + R_1 r_{in}}$$

**Solución:**  $\lim_{A_0 \rightarrow \infty} v_- \rightarrow v_- \approx v_{in} \text{ c.q.d.}$

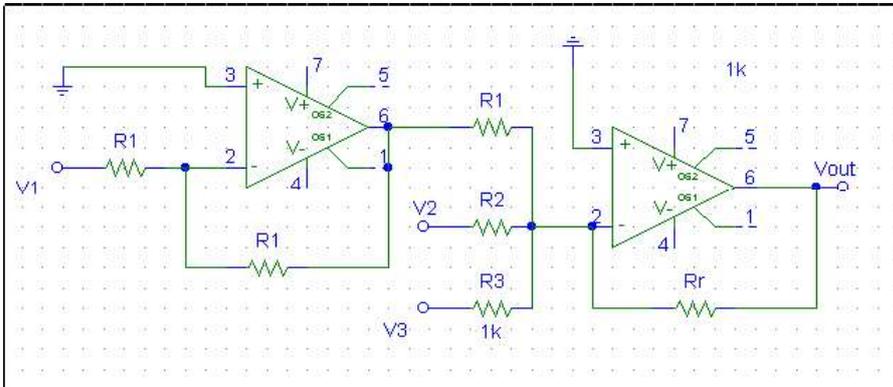
$$v_{out} = A_0(v_- - v_+) = A_0 i_{in} r_{in} \xrightarrow{A_0 \rightarrow \infty} v_{out} = v_{in} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

**Problema 14** Encontrar una expresión para  $v_{out}$  en función de las entradas  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$ ,  $v_4$  y  $v_5$  y de las dos resistencias  $R_1$  y  $R_A$ , tomando  $R_2=R_3=R_4=R_5=R_1$



**Solución:** 
$$v_{out} = -\frac{R_a}{R_1} (V_1 + V_2 + V_3) - (V_4 + V_5) \left( \frac{R_a R_1}{R_1 + 2R_a} + 1 \right)$$

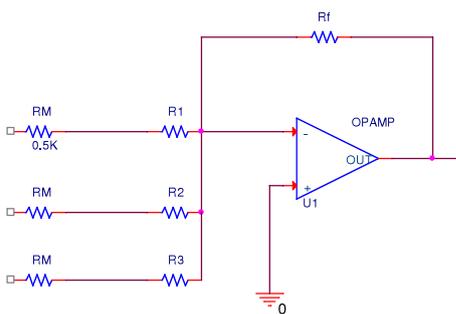
**Problema 15** Obtend una expresión del voltaje de salida en función de las resistencias del circuito y de los voltajes de entrada,  $v_1$ ,  $v_2$  y  $v_3$ .



**Solución:**  $V_{out} = -Rr \left( \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} - \frac{V_1}{R_1} \right)$

**Problema 16.** Uno grupo musical tiene un vocalista y dos de fondo. Cada uno canta en un micrófono distinto, produciendo una señal eléctrica de magnitud máxima 10 mV. Utilizando un AO sumador, diseñar un AO que mezcle las tres señales y las alimente a una salida común. La señal del vocalista ha de ser amplificada dos veces más. El circuito no debe saturarse, aunque reciba una señal de pico máxima de los tres micrófonos.  $V_{POS} = 15V$ ,  $V_{NEG} = -15V$ , La ganancia de cualquier entrada no debe exceder de 100 en magnitud. (La bobina magnética de cada micrófono contribuye con  $R_M = 500 \Omega$  en serie).

**Solución:** Este circuito se hace de forma sencilla con un un AO en configuración de inversor, como el de la figura, donde cada entrada representa el cantante y los dos coristas. Por este motivo, la ganancia de cada una de las entradas,  $A_1$ ,  $A_2$  y  $A_3$ , ha de ser fijada de forma independiente.



$$V_{out} = - \left( \frac{R_f}{R_1 + R_M} V_1 + \frac{R_f}{R_2 + R_M} V_2 + \frac{R_f}{R_3 + R_M} V_3 \right) = -(A_1 V_1 + A_2 V_2 + A_3 V_3)$$

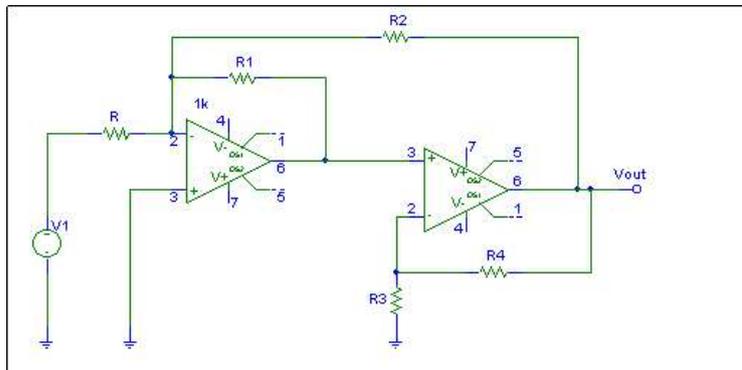
Para que trabaje en su región lineal:  
 $(A_1 + A_2 + A_3)(10mV) \leq 15V \Rightarrow A_1 + A_2 + A_3 \leq 1500$

Además las condiciones son:

$$\begin{cases} A_i \leq 100 \\ A_3 = 2A_1 = 2A_2 \end{cases}$$

Estas condiciones pueden cumplirse de muchas formas, por ejemplo con  $A_1=A_2=50$  y  $A_3=100$  lo que da un valor para las resistencias de 1,5k, 1,5k y 500 k para  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$ .

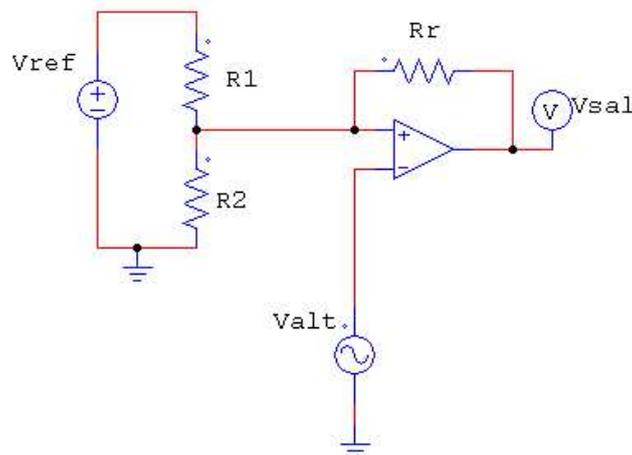
**Problema 17** Hallar la función de transferencia ( $V_{out}/V_{in}$ ) del circuito de la figura en función de las resistencias del mismo ( $R, R_1, R_2, R_3$  y  $R_4$ ).



**Solución:**

$$V_{OUT} = -V_1 \frac{R_1 R_2 (R_4 + R_5)}{R(R_3 R_2 + R_1 R_4 + R_1 R_3)}$$

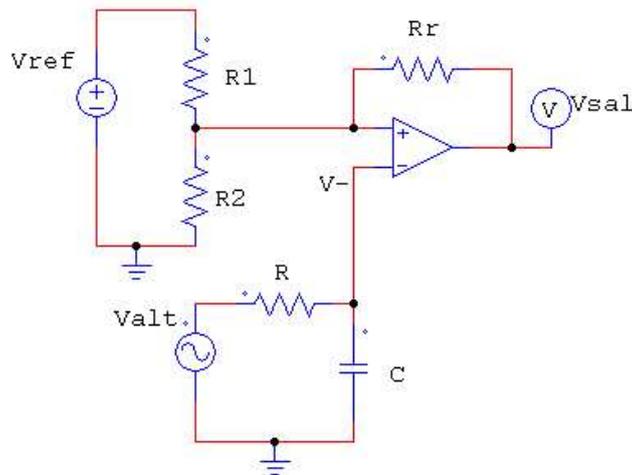
**Problema 18.** Dado el circuito de la figura donde todos los componentes se suponen ideales y en el que el Amplificador Operacional está alimentado con  $V_{pos}$  en la alimentación positiva y  $V_{neg}$  en la negativa:  
Define qué función realiza el circuito y dibuja la tensión de salida  $V_{sal}$  teniendo en cuenta que  $V_{ref}$  es una tensión continua y  $V_{alt}$  es un señal alterna.



**Solución:** Está realimentado positivamente, pero notar que no es un disparador de Schmitt. Si asumimos que  $V_{alt}$  es sinusoidal o triangular por ejemplo, la salida será un pulso cuadrado cuya amplitud está modulada por los valores de  $V_{ref}$ , y  $R_1/(R_1+R_2)$

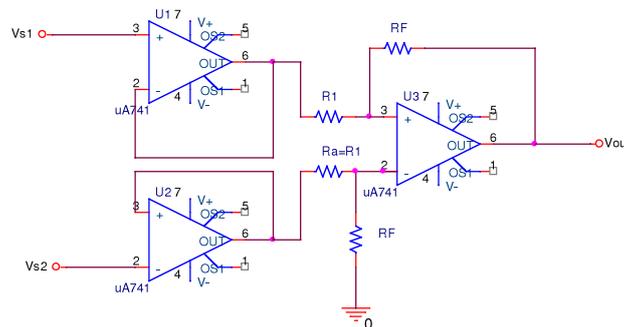
$$V_{sal} = \begin{cases} V_{pos} & \text{si } V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} > V_{alt} \\ V_{neg} & \text{si } V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} < V_{alt} \end{cases}$$

**Problema 19.** Si se coloca un circuito RC como el de la figura siguiente. Calcular  $V_{-}$ . ¿Qué efecto tiene en  $V_{sal}$  la variación de la frecuencia de  $V_{alt}$ ? Define qué función realiza el circuito y dibuja la tensión de salida  $V_{sal}$  teniendo en cuenta que  $V_{ref}$  es una tensión continua y  $V_{alt}$  es un señal alterna.



Solución: ahora se ha colocado un *filtro paso bajo*, con frecuencia de corte  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$  (Hz), de modo que el efecto en la salida será que tendremos pulsos cuadrados con frecuencias  $< \omega_c$ .

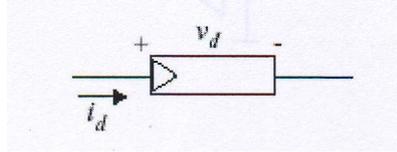
**Problema 20.** Considerar el circuito de la figura. Obtener la función de salida  $V_{out}$  en función de  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$ ,  $R_1$  y  $R_f$ . (considerar todos los operacionales están realimentados negativamente).



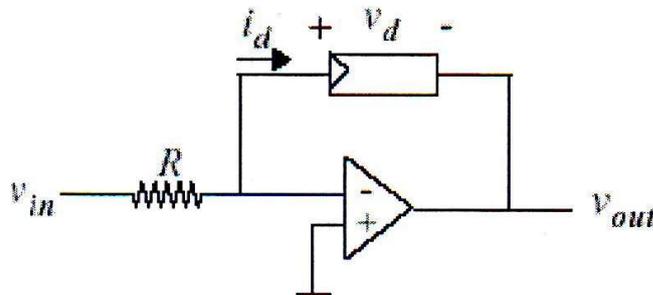
**Solución:** 
$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_1} (V_{s2} - V_{s1})$$

**Problemas avanzados (después de tema 3)**

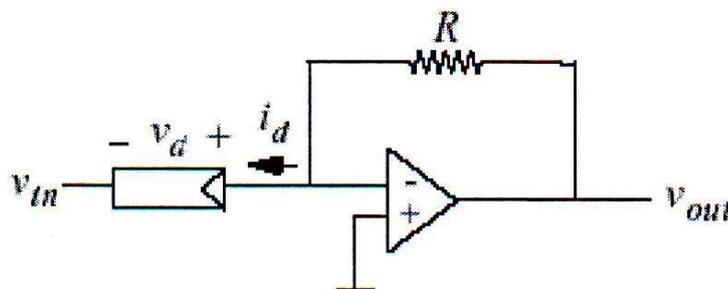
**Problema 21.** Un dispositivo no lineal con tensión  $V_d$  y corriente  $i_d$  tiene una característica determinada por:  $i_d = I_0 e^{\alpha V_d}$  donde  $V_d > 0$  e  $i_d > 0$ .



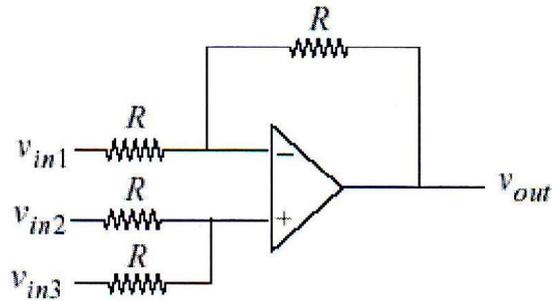
Suponga, para todos los apartados de este problema, que los amplificadores operacionales son ideales, que funcionan en la región activa y que el dispositivo no lineal funciona con valores positivos de  $V_d$  e  $i_d$ . Para el elemento no lineal conectado como se indica a continuación, halle una expresión que relacione la salida con la entrada.



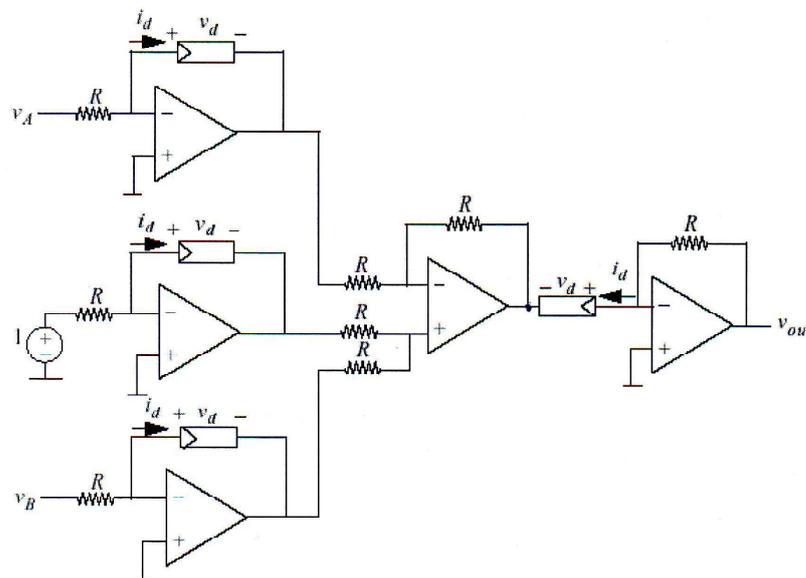
**Problema 21.** Para el elemento no lineal del problema anterior conectado como se indica a continuación, halle una expresión que relacione la salida con la entrada.



**Problema 22.** Para el amplificador operacional del circuito que se indica a continuación, halle una expresión que relacione la salida con las entradas.



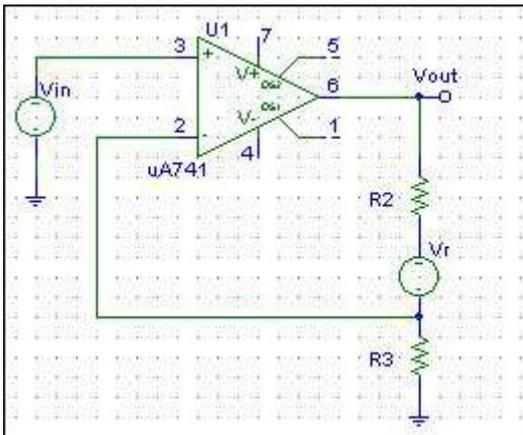
**Problema 23.** Utilizar los resultados anteriores (problemas 21 al 22) para demostrar que en la salida se obtiene la expresión  $V_B/V_A$ .



## HOJA DE EJERCICIOS DEL TEMA 2 (AMPLIFICADORES OPERACIONALES)

### Problema 1.

Una fuente de referencia  $V_r$ , está conectada en serie con el resistor de retroalimentación  $R_2$  en el circuito de la figura. Suponiendo que  $R_2 = 5R_3$  determinar una expresión para  $V_{out}$  en función de  $V_{in}$  y de  $V_r$ , suponiendo que el AO trabaja en su zona lineal.

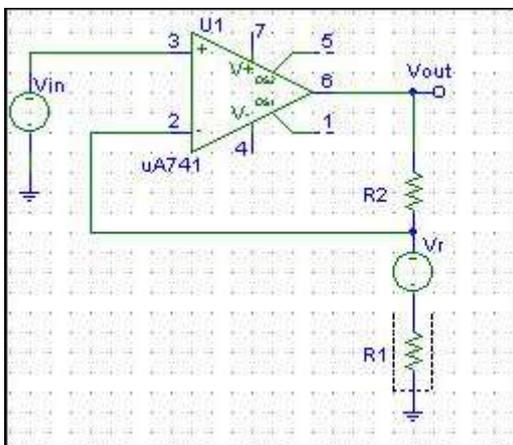


**Solución:**  $V_{out} = 6V_{in} + V_r$

**Problema 2.** Considerar un amplificador operacional que opera con dos fuentes DC de  $\pm 10$  V. Si  $V_{in} = 1$  V<sub>pp</sub>,  $i_{in} = 0.1$  mA<sub>pp</sub> y  $V_{out} = 9$  V<sub>pp</sub>,  $R_L = 1$  k $\Omega$ ,  $I_{DC1} = I_{DC2} = 9.5$  mA, calcular: amplificación en voltaje  $A_V$ , amplificación en corriente  $A_I$ , potencia suministrada al amplificador  $P_{DC}$ , potencia disipada en el circuito amplificador  $P_{DIS}$  y eficiencia del amplificador.

**Solución:**  $A_V = 19.1$  dB,  $A_I = 29.1$  dB,  $A_P = 810$  W/W,  $P_{DC} = 190$  mW,  $P_{dis} = 149.6$  mW,  $P_I = 0.05$  mW,  $P_L = 40.5$  mW y eficiencia del 21.3%.

**Problema 3.** Una fuente de referencia  $V_r$ , está conectada en serie con el resistor de retroalimentación  $R_2$  en el circuito de la figura. Suponiendo que  $R_2 = 5R_1$  determinar una expresión para  $V_{out}$  en función de  $V_{in}$  y de  $V_r$ , suponiendo que el AO trabaja en su zona lineal.

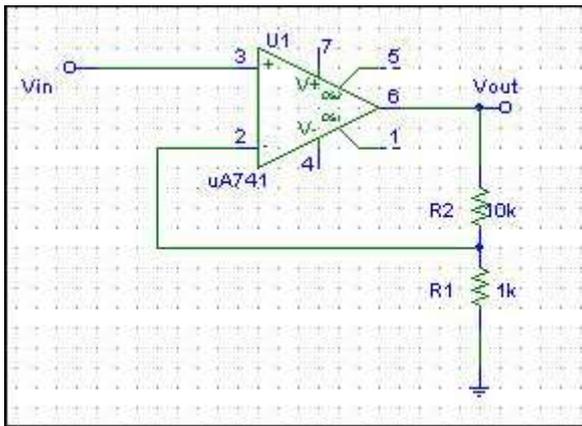


**Solución:**  $V_{out} = 6V_{in} - 5V_r$

**Problema 4.** Un amplificador operacional, con voltajes de alimentación de  $\pm 10V$ , en configuración de seguidor de voltaje con una ganancia en lazo abierto de  $2 \cdot 10^5$  alimenta una carga de  $10\text{ k}\Omega$ . Si  $V_{in} = 3\text{ V}$ , ¿Cuál es el valor de  $(v_+ - v_-)$ ?, ¿Cuál es la corriente que va a la carga?

**Solución:** para  $V_{in} = 3$  el A.O está en su región lineal.  
 $I_{out} = 0.3\text{ mA}$  y  $(v_+ - v_-) = 1.5 \cdot 10^{-5}\text{ V}$ .

**Problema 5.** En el AO no inversor de la figura con voltajes de alimentación de  $\pm 10V$ , calcular el factor de amplificación y la señal de salida correspondiente a una  $V_{in} = 1\text{ V}$ . Comparar con el seguidor de voltaje.



**Solución:** para  $V_{in} = 1$  el A.O no está en su región lineal, está saturado y la salida son  $10V$ .

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1}\right) = 11 \quad \text{para } v_{in} \text{ entre } -0.9 \text{ y } 0.9\text{ V}$$

**Problema 6.** Para un AO no inversor con  $R_1 = 1\text{ k}$  y  $R_2 = 10\text{ k}$ ,  $V_{POS} = 10\text{ V}$  y  $V_{NEG} = -10\text{ V}$ . a) calcular la función de transferencia en la región lineal, b) determinar los valores máximos positivos y máximos negativos que puede tener la entrada antes de que la salida se sature y c) dibujar la característica de transferencia del circuito.

**Solución:**

En su región lineal:  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_2 + R_1}{R_1}\right) = 11$ , para  $V_{in}$  entre  $\pm 0.9V$ ,  $V_{out} = 10\text{ V}$  para  $V_{in} > 0.9\text{ V}$  y  $V_{out} = -10V$  para  $V_{in} < -0.9V$ .

**Problema 7.** Para un AO inversor con  $R_1 = 1\text{ k}$  y  $R_2 = 10\text{ k}$ ,  $V_{POS} = +15\text{ V}$  y  $V_{NEG} = -10\text{ V}$ , a) calcular la función de transferencia en la región lineal, b) valores máximos que puede tener la entrada para que la salida no se sature, c) la corriente de entrada para  $V_{IN} = 0.5\text{ V}$  y d) corriente de entrada para  $V_{IN} = 2V$ .

**Solución:**

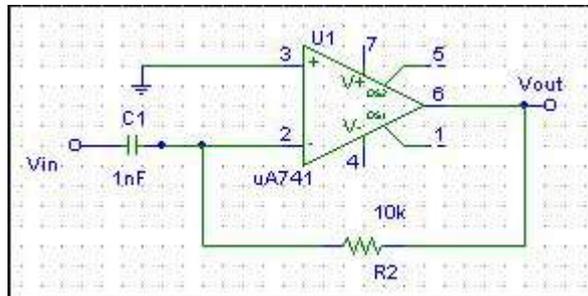
En su región lineal:  $\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$ , para  $V_{in}$  entre  $-1.5V$  y  $1V$ ,  $V_{out} = 15\text{ V}$  para  $V_{in} > 1\text{ V}$  y  $V_{out} = -10V$  para  $V_{in} < -1.5V$ . (Notar: pendiente negativa)

Para  $V_{in} = 0.5\text{ V}$  está en el rango lineal, luego  $I_{in} = V_{in}/R_1 = 0.5\text{ mA}$

Para  $V_{in} = 2\text{ V}$ , el A.O está saturado, fuera de su régimen lineal, no se cumple la condición de

corto virtual, 
$$I_{in} = \frac{v_{in} - v_{out}}{R_1 + R_2} = \frac{2V - (-10V)}{11} = 1.09\text{ mA}$$

**Problema 8.** Para el AO diferenciador de la figura, dibujar el voltaje de salida para una señal de entrada triangular, de 6 V de amplitud pico a pico y periodo 20 ms.



**Solución:**

En su región lineal:  $v_{OUT} = -R_2 C \frac{dv_{IN}}{dt}$ , luego la salida es un pulso cuadrado de altura  $\pm 0.6R_2C$

(V), del mismo periodo como el de la figura 2. (Entrada en fig.1)

Fig. 1.

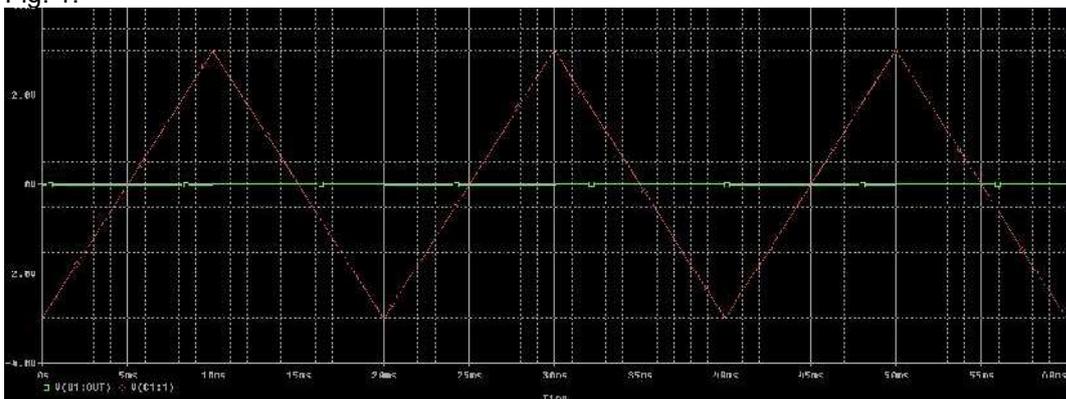
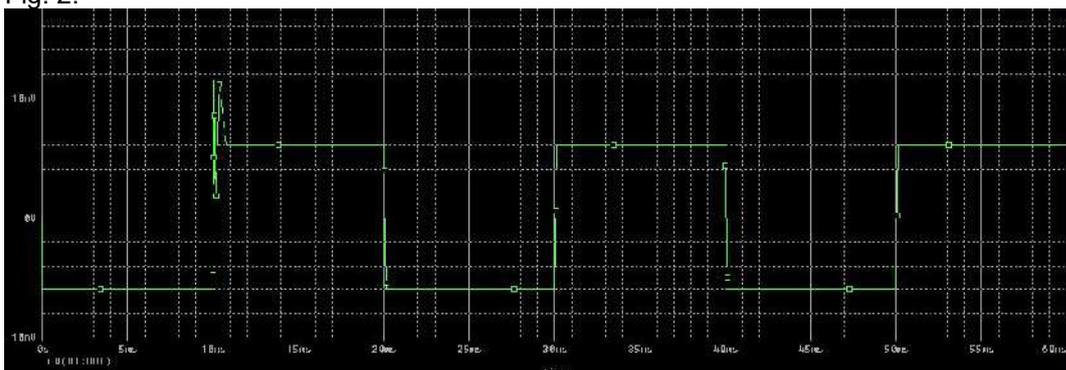


Fig. 2.



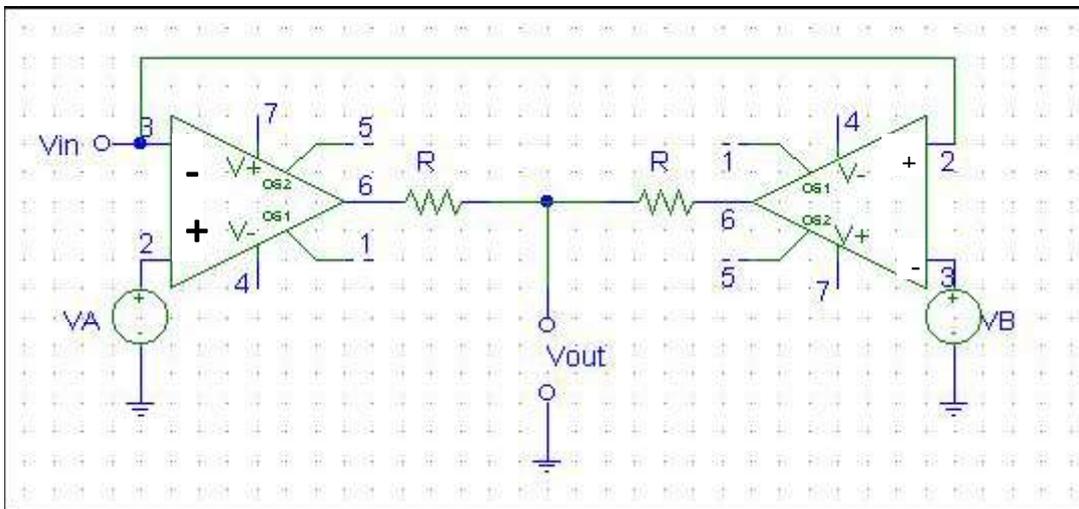
**Problema 9.** Si  $V_{in}$  es un pulso rectangular, 4 V de amplitud y 10 ms, encontrar el voltaje de salida para un AO integrador con  $C = 1 \mu F$  y  $R_1 = 5 k\Omega$ .

**Solución:**

En su región lineal:  $v_{OUT} = -\frac{1}{R_1 C} \int v_{IN}$ , luego la salida ahora es un pulso triangular, pero

cuidado, la entrada está fuera de su rango lineal, que corresponde a valores de  $v_{in}$  entre -50 y 50 mV.

**Problema 10.** El circuito de la figura funciona como un circuito de detección de rango de voltaje. Si  $V_A = 8 V$  y  $V_B = -4 V$ , determinar  $v_{out}$  en función de  $v_{in}$  sobre el rango  $-15 V < v_{in} < 15 V$ . La alimentación del A.O es de  $\pm 15 V$ .

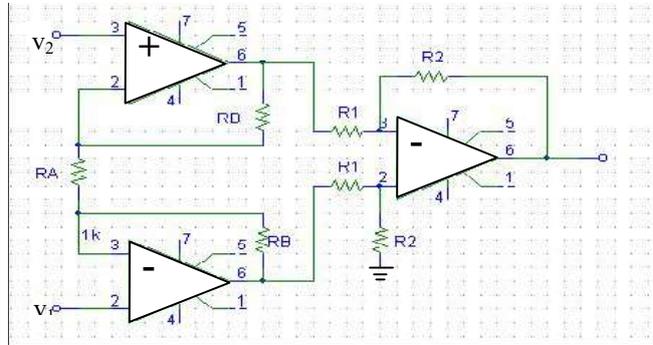


**Solución:** Los amplificadores NO tienen realimentación negativa, de modo que siempre estarán saturados y la salida de cada uno es:  $V_{POS}$  o  $V_{NEG}$  dependiendo de si  $v_+$  es mayor o menor que  $v_-$ . Hay que fijarse en qué entra en cada amplificador, hacer un barrido en  $v_{IN}$  y examinar la salida en cada rango. Se trata de un detector de rango de voltaje. La salida es:

$$V_{OUT} = \begin{cases} 0V & \text{si } v_{in} < -4V \\ 15V & \text{si } -4V < v_{in} < 8V \\ 0V & \text{si } v_{in} > 8V \end{cases}$$

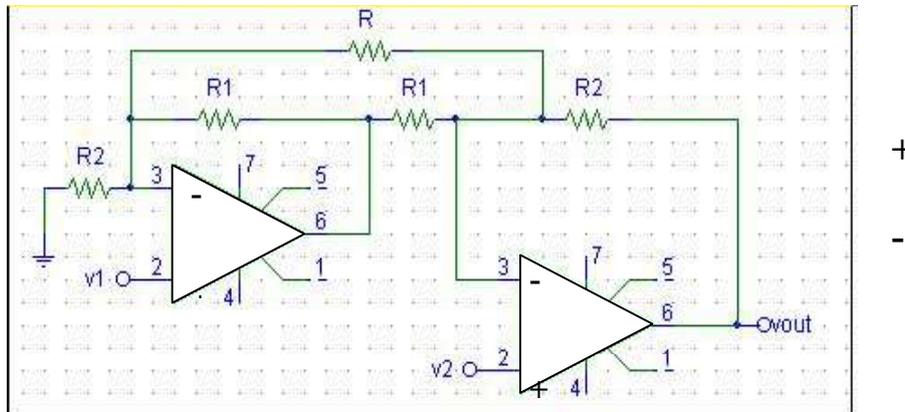
Es un *detector de rango de voltage*, detecta si la señal está en el intervalo (-4V, 8V)

**Problema 11.** El circuito de la figura es lo que se conoce como un “amplificador de instrumentación”. Analizarlo para encontrar la expresión del voltaje de salida en función de  $v_1$  y  $v_2$ . ¿Que ventajas tiene esta configuración frente al A.O. restador?



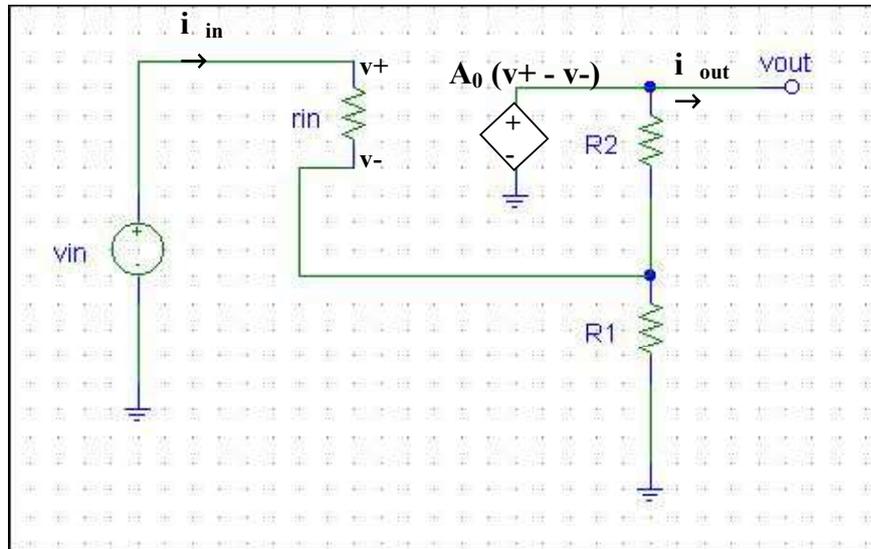
**Solución:** 
$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{2R_B + R_A}{R_A} (V_1 - V_2)$$

**Problema 12.** En el circuito de la figura y suponiendo los A.O ideales, hallar  $v_{out}$  en función de  $v_1$  y  $v_2$ .



**Solución:** 
$$V_{out} = \frac{1}{R_1 R} ((R_2 R + R_1 R + 2R_1 R_2)V_1 - (R_2 R - R_1 R + 2R_1 R_2)V_2)$$

**Problema 13** Considerar el circuito de la figura, un A.O no ideal, conectado en una configuración no inversora. Dar  $v_-$  en función de  $v_{in}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y los parámetros internos del A.O, demostrar que  $v_- = v_{in}$  cuando  $A_0 \rightarrow \infty$ . Encontrar  $v_{out}$  en función de  $(v_+ - v_-)$ , ver que recuperamos la salida de un amplificador no inversor ideal cuando  $A_0 \rightarrow \infty$ .

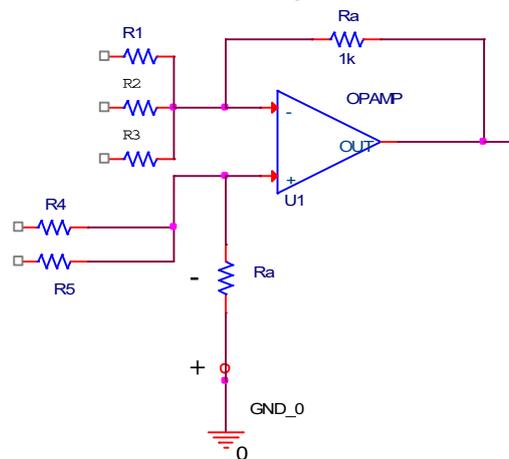


$$v_- = v_{in} \frac{R_1(R_2 + A_0 r_{in})}{A_0 r_{in} R_1 + R_1 r_{in} + R_1 R_2 + R_1 r_{in}};$$

**Solución:**  $\lim_{A_0 \rightarrow \infty} v_- \rightarrow v_- \approx v_{in} \text{ c.q.d.}$

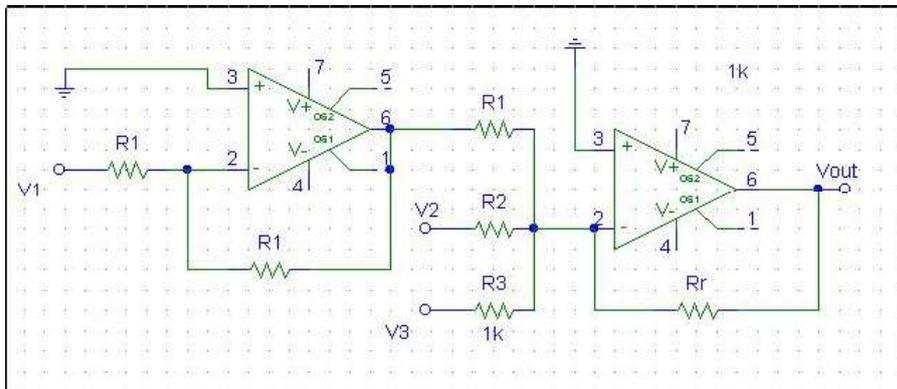
$$v_{out} = A_0(v_- - v_+) = A_0 i_{in} r_{in} \xrightarrow{A_0 \rightarrow \infty} v_{out} = v_{in} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

**Problema 14** Encontrar una expresión para  $v_{out}$  en función de las entradas  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$ ,  $v_4$  y  $v_5$  y de las dos resistencias  $R_1$  y  $R_A$ , tomando  $R_2=R_3=R_4=R_5=R_1$



**Solución:** 
$$v_{out} = -\frac{R_a}{R_1} (V_1 + V_2 + V_3) - (V_4 + V_5) \left( \frac{R_a R_1}{R_1 + 2R_a} + 1 \right)$$

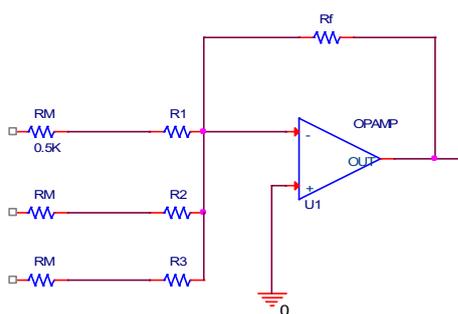
**Problema 15** Obtend una expresión del voltaje de salida en función de las resistencias del circuito y de los voltajes de entrada,  $V_1$ ,  $V_2$  y  $V_3$ .



**Solución:**  $V_{out} = -Rr \left( \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} - \frac{V_1}{R_1} \right)$

**Problema 16.** Uno grupo musical tiene un vocalista y dos de fondo. Cada uno canta en un micrófono distinto, produciendo una señal eléctrica de magnitud máxima 10 mV. Utilizando un AO sumador, diseñar un AO que mezcle las tres señales y las alimente a una salida común. La señal del vocalista ha de ser amplificada dos veces más. El circuito no debe saturarse, aunque reciba una señal de pico máxima de los tres micrófonos.  $V_{POS} = 15V$ ,  $V_{NEG} = -15V$ , La ganancia de cualquier entrada no debe exceder de 100 en magnitud. (La bobina magnética de cada micrófono contribuye con  $R_M = 500 \Omega$  en serie).

**Solución:** Este circuito se hace de forma sencilla con un un AO en configuración de inversor, como el de la figura, donde cada entrada representa el cantante y los dos coristas. Por este motivo, la ganancia de cada una de las entradas,  $A_1$ ,  $A_2$  y  $A_3$ , ha de ser fijada de forma independiente.



$$V_{out} = - \left( \frac{R_f}{R_1 + R_M} V_1 + \frac{R_f}{R_2 + R_M} V_2 + \frac{R_f}{R_3 + R_M} V_3 \right) = -(A_1 V_1 + A_2 V_2 + A_3 V_3)$$

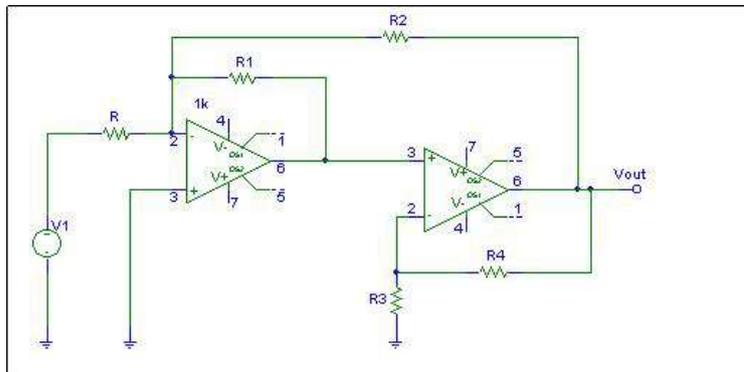
Para que trabaje en su región lineal:  
 $(A_1 + A_2 + A_3)(10mV) \leq 15V \Rightarrow A_1 + A_2 + A_3 \leq 1500$

Además las condiciones son:

$$\begin{cases} A_i \leq 100 \\ A_3 = 2A_1 = 2A_2 \end{cases}$$

Estas condiciones pueden cumplirse de muchas formas, por ejemplo con  $A_1 = A_2 = 50$  y  $A_3 = 100$  lo que da un valor para las resistencias de 1,5k, 1,5k y 500 k para  $R_1$ ,  $R_2$  y  $R_3$ .

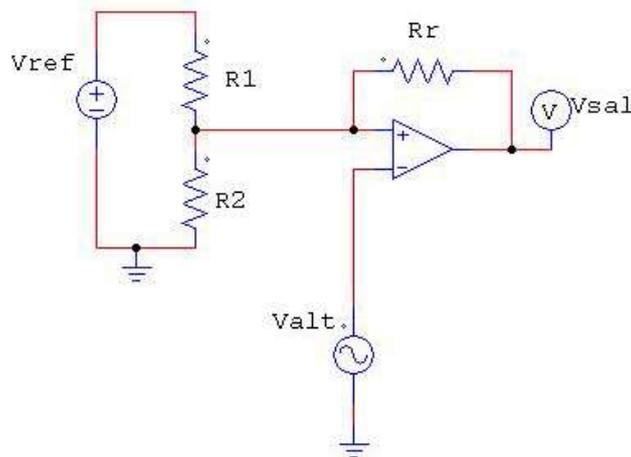
**Problema 17** Hallar la función de transferencia ( $V_{out}/V_{in}$ ) del circuito de la figura en función de las resistencias del mismo ( $R, R_1, R_2, R_3$  y  $R_4$ ).



**Solución:**

$$V_{OUT} = -V_1 \frac{R_1 R_2 (R_4 + R_5)}{R(R_3 R_2 + R_1 R_4 + R_1 R_3)}$$

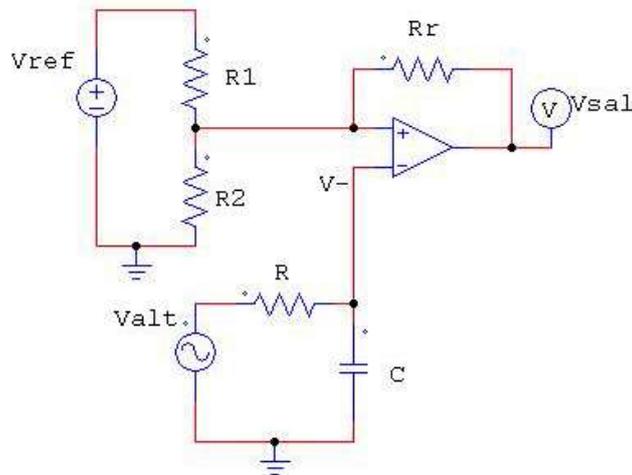
**Problema 18.** Dado el circuito de la figura donde todos los componentes se suponen ideales y en el que el Amplificador Operacional está alimentado con  $V_{pos}$  en la alimentación positiva y  $V_{neg}$  en la negativa:  
Define qué función realiza el circuito y dibuja la tensión de salida  $V_{sal}$  teniendo en cuenta que  $V_{ref}$  es una tensión continua y  $V_{alt}$  es un señal alterna.



**Solución:** Está realimentado positivamente, pero notar que no es un disparador de Schmitt. Si asumimos que  $V_{alt}$  es sinusoidal o triangular por ejemplo, la salida será un pulso cuadrado cuya amplitud está modulada por los valores de  $V_{ref}$ , y  $R_1/(R_1+R_2)$

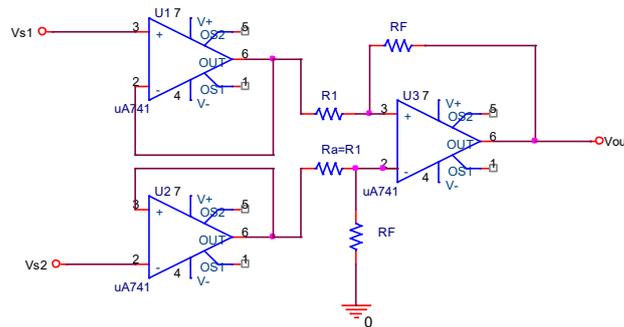
$$V_{sal} = \begin{cases} V_{pos} & \text{si } V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} > V_{alt} \\ V_{neg} & \text{si } V_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2} < V_{alt} \end{cases}$$

**Problema 19.** Si se coloca un circuito RC como el de la figura siguiente. Calcular  $V_{-}$ . ¿Qué efecto tiene en  $V_{sal}$  la variación de la frecuencia de  $V_{alt}$ ? Define qué función realiza el circuito y dibuja la tensión de salida  $V_{sal}$  teniendo en cuenta que  $V_{ref}$  es una tensión continua y  $V_{alt}$  es un señal alterna.



Solución: ahora se ha colocado un *filtro paso bajo*, con frecuencia de corte  $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$  (Hz), de modo que el efecto en la salida será que tendremos pulsos cuadrados con frecuencias  $< \omega_c$ .

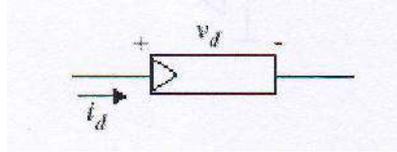
**Problema 20.** Considerar el circuito de la figura. Obtener la función de salida  $V_{out}$  en función de  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$ ,  $R_1$  y  $R_f$ . (considerar todos los operacionales están realimentados negativamente).



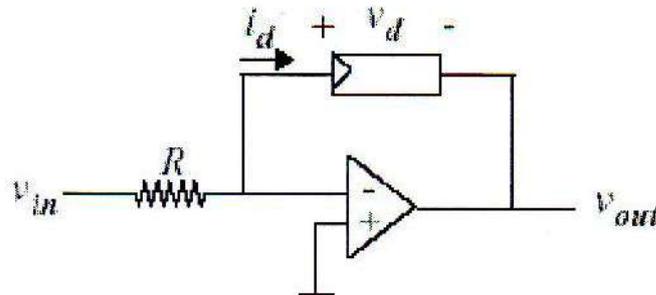
**Solución:** 
$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_1}(V_{s2} - V_{s1})$$

**Problemas avanzados (después de tema 3)**

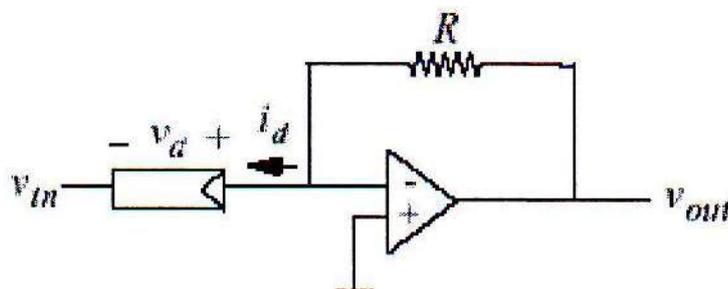
**Problema 21.** Un dispositivo no lineal con tensión  $V_d$  y corriente  $i_d$  tiene una característica determinada por:  $i_d = I_0 e^{aV_d}$  donde  $V_d > 0$  e  $i_d > 0$ .



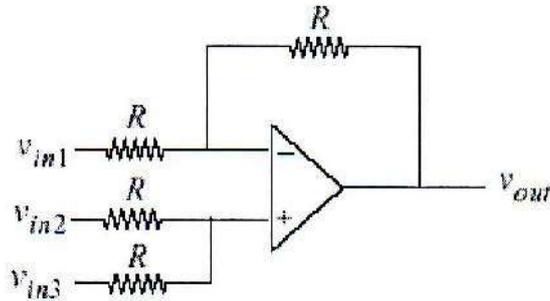
Suponga, para todos los apartados de este problema, que los amplificadores operacionales son ideales, que funcionan en la región activa y que el dispositivo no lineal funciona con valores positivos de  $V_d$  e  $i_d$ . Para el elemento no lineal conectado como se indica a continuación, halle una expresión que relacione la salida con la entrada.



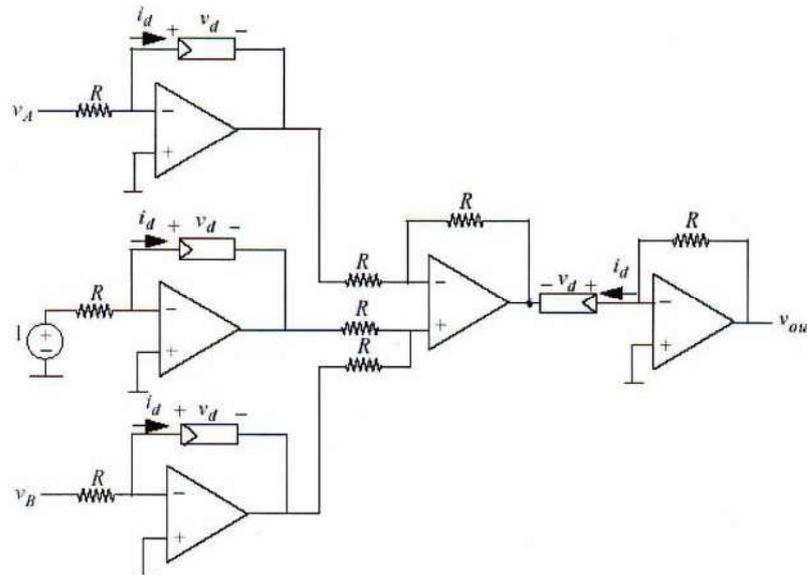
**Problema 21.** Para el elemento no lineal del problema anterior conectado como se indica a continuación, halle una expresión que relacione la salida con la entrada.



**Problema 22.** Para el amplificador operacional del circuito que se indica a continuación, halle una expresión que relacione la salida con las entradas.



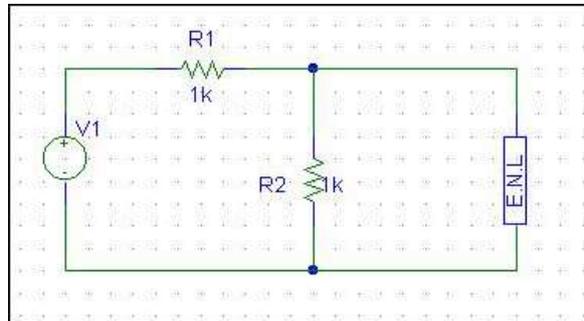
**Problema 23.** Utilizar los resultados anteriores (problemas 21 al 22) para demostrar que en la salida se obtiene la expresión  $V_B/V_A$ .



## 2HOJA DE EJERCICIOS DEL TEMA 3 (CIRCUITOS CON DIODOS)<sup>1</sup>

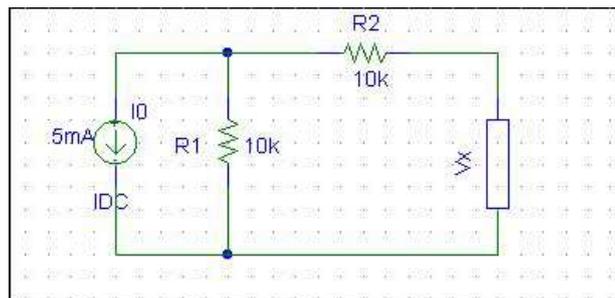
**Problema 1.** Calcular gráficamente el punto de operación del circuito de la figura. El elemento no lineal tiene la característica v-i cuadrática dada con  $A = 1 \text{ mA/V}^2$  y  $V_{tr} = 0$ .

$$i_s = \begin{cases} A(v_s - V_{tr})^2 & \text{si } v_s \geq V_{tr} \\ 0 & \text{si } v_s < V_{tr} \end{cases}$$



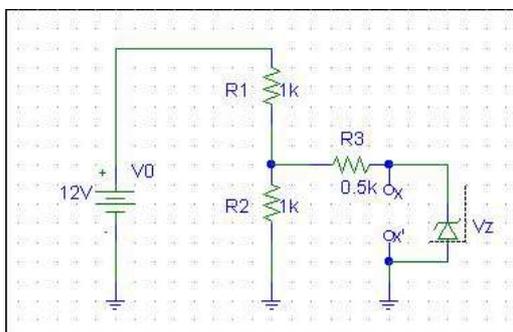
**Solución:** . ( $v_s = 2.6 \text{ V}$ ;  $i_s = 2.6^2 \text{ mA}$ )

**Problema 2.** Encontrar la recta de carga presentada por el circuito al elemento no lineal desconocido del dispositivo del circuito de la figura:



**Solución:**  $i_x = -0.05v_x - 2.5$

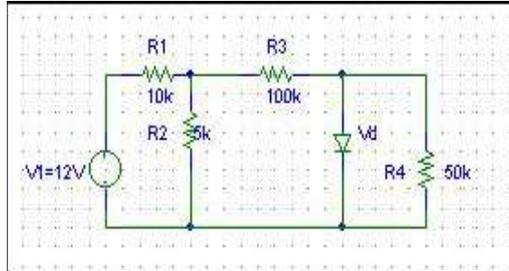
**Problema 3.** Sea el diodo Zéner ( $V_{zk} = 3\text{V}$ ) de la figura, conectado a un circuito resistivo. Determinar con la característica i-v, el punto de operación del dispositivo.



**Solución:** . punto de operación  $Q = (-3 \text{ mA}, -3\text{V})$ .

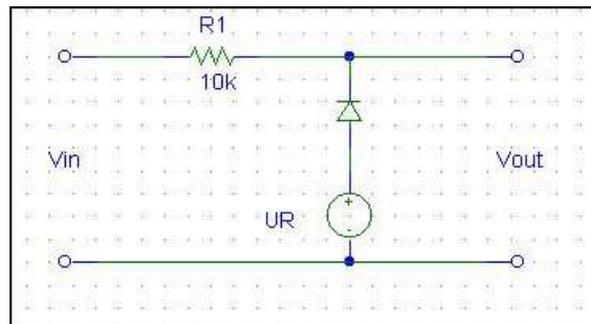
<sup>1</sup> A no ser que se especifique, todos los diodos son normales, de Si, con potencial umbral de 0,7 V.

**Problema 4.** Encontrar el punto de operación del diodo para el circuito de la figura. El voltaje umbral del diodo es 0.6 V y  $r_d \approx 0$  omhs.



**Problema 5.** Calcular  $V_{out}$ ,  $i_D$ ,  $v_D$ , para un rectificador de media onda con  $V_f = 0.7$  V y  $\eta = 1$ . (diodo lineal operando en un rango de corriente de 1 a 10 mA). La señal de entrada es una onda triangular simétrica de 10 V pico-pico.

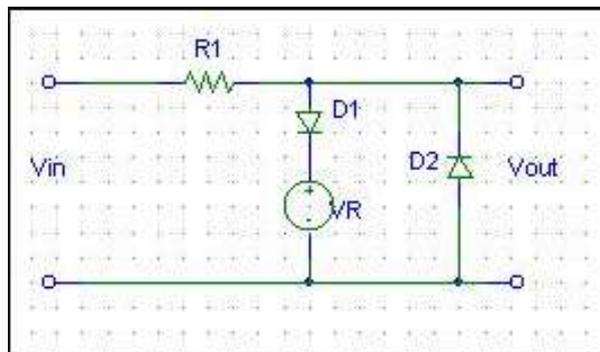
**Problema 6.** Dibujar la característica de transferencia en el rango  $-10$  V  $< V_{in} < 10$  V del circuito de la figura, con  $V_f = 0.7$  V y  $U_R = 3$  V.



**Problema 7.** Determinar el punto de operación de un diodo Schottky con voltaje de activación de 0,3 V y que tiene una polarización directa mediante un circuito Thévenin con  $V_{th} = 5$  V y  $R_{th} = 0,5$  k $\Omega$ .

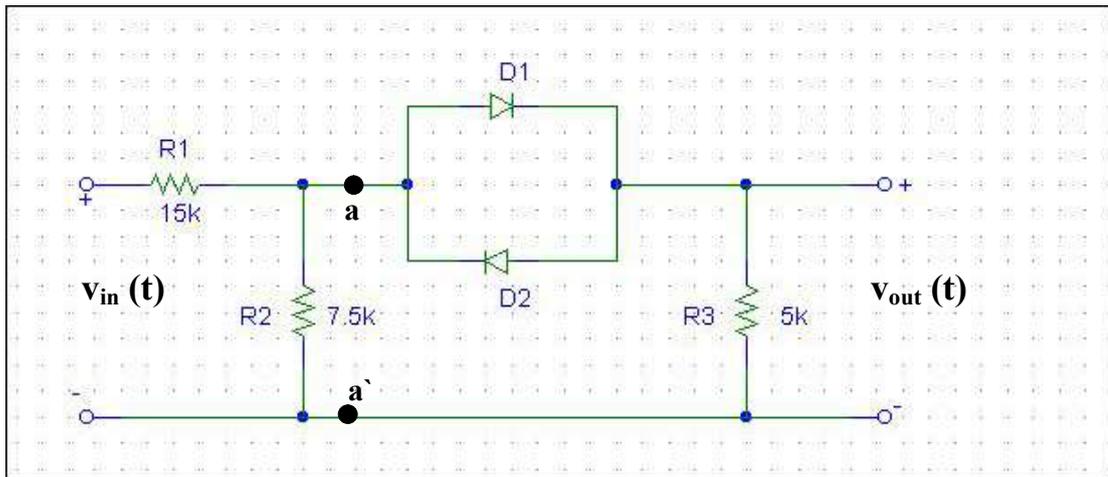
**Problema 8.** Considerando el circuito de la figura con  $V_R = 5$  V y  $R_1 = 1$  k $\Omega$ , determinar la corriente que pasa por cada uno de los diodos D1 y D2 si:

- a-  $V_{in} = 10$  V.
- b-  $V_{in} = -10$  V.

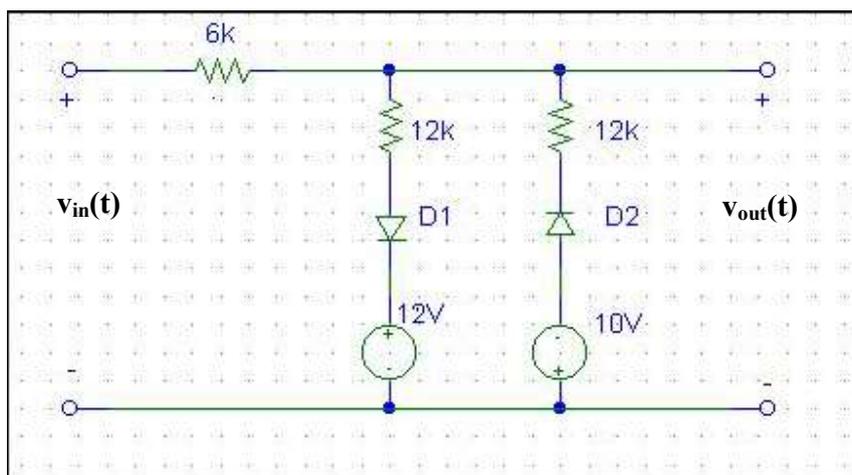


**Problema 9.** Considerar el circuito de la figura, donde los dos diodos son idénticos con voltaje umbral,  $V_\gamma = 0.6 \text{ V}$  y  $r_f = 0$ .

- Obtener el equivalente de Thévenin entre a y a'.
- Obtener la expresión del voltaje de salida en función de  $v_{in}$ .
- Dibujar la característica de transferencia del circuito ( $v_{out}-v_{in}$ )

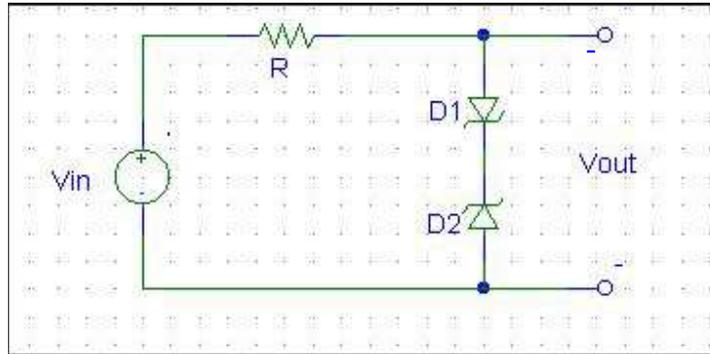


**Problema 10.** En el circuito de la figura: Obtener y dibujar la característica de transferencia de tensión del circuito ( $v_{out} - v_{in}$ ) suponiendo los dos diodos ideales con  $V_d = 0.7 \text{ V}$  y  $r_d = 0$ .

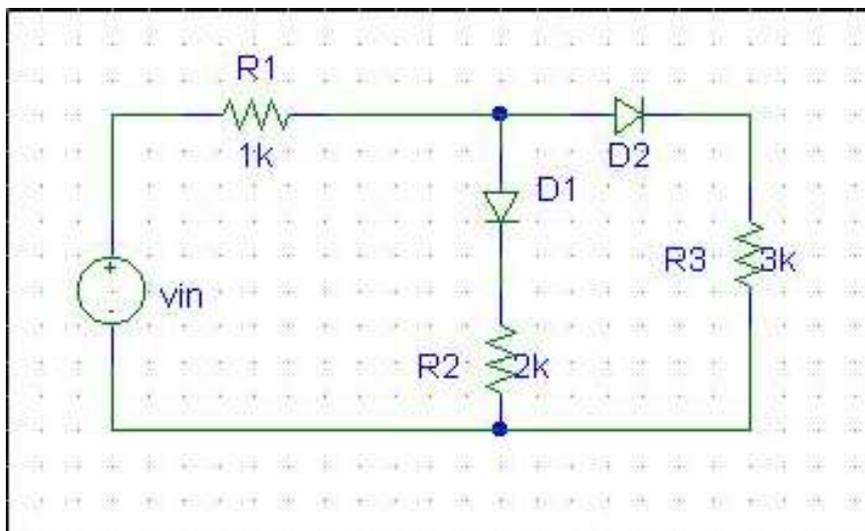


**Problema 11.** Considerar el circuito con dos diodos Zener de la figura: Obtener y dibujar la función de transferencia del circuito suponiendo que los dos diodos son idénticos, en función de  $V_Z$  y  $V_\gamma$ . Obtener y dibujar la función de transferencia para el caso  $V_{Z2} = 5\text{ V}$ ,  $V_{Z2} = 10\text{ V}$  y  $V_\gamma = 0.6\text{ V}$ .

Nota: Ambos diodos son ideales con  $r_d \approx 0\ \Omega$ .

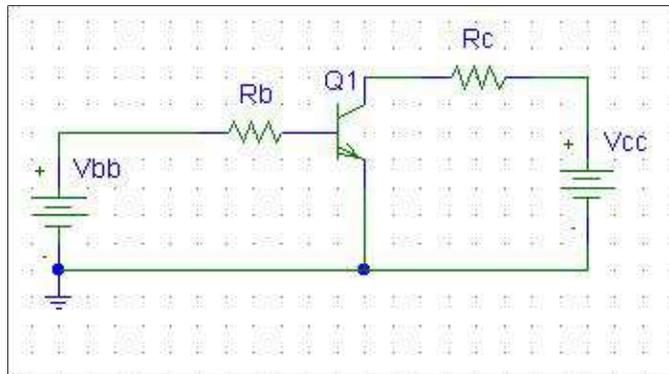


**Problema 12.** Calcular que condición ha de cumplir  $v_{in}$ , para que D1D2 estén en (OFF OFF), (OFF ON), (ON OFF) y (ON, ON). Calcular la caída de potencial en  $R_3$  en cada uno de los casos.

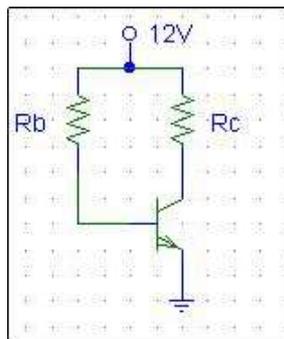


**PROBLEMAS TEMAS 4 Y 5: TRANSISTORES BJT Y FET**

- 1) Hallar el punto de polarización del circuito de la figura (obtener  $i_c$  y  $V_{ce}$ ) si  $V_{cc}=10\text{ V}$ ,  $R_c=1\text{ k}\Omega$ ,  $R_b=100\text{ k}\Omega$ ,  $V_{bb}=5\text{ V}$  y los parámetros del transistor son:  $\beta_f=100$  y  $V_f=0,7\text{ V}$

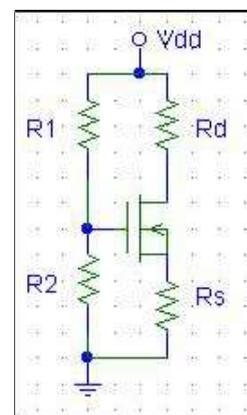
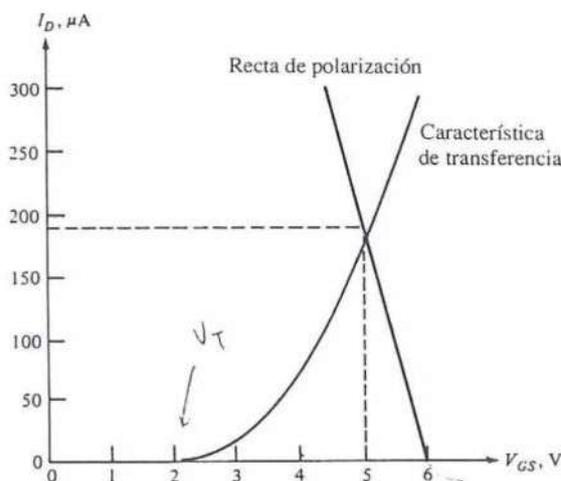


- 2) Calcular  $R_b$  y  $R_c$  para que el transistor de la figura opere en el punto Q definido por  $i_b = 10\ \mu\text{A}$ ,  $i_c = 1\text{ mA}$  y  $V_{ce} = 7\text{ V}$ .

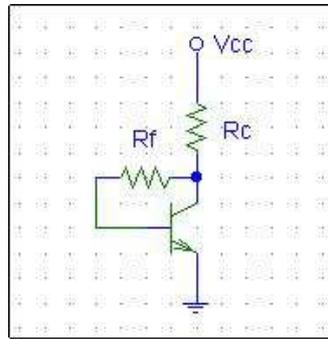


- 3) En el ejercicio anterior, si  $V_{cc}=20\text{ V}$  (en vez de  $12\text{ V}$ ), y  $R_c$  vale  $5\text{ k}\Omega$ , cuanto tiene que valer  $R_b$  para que el punto de operación sea el punto medio de la recta de carga? ( $\beta_f=100$ )

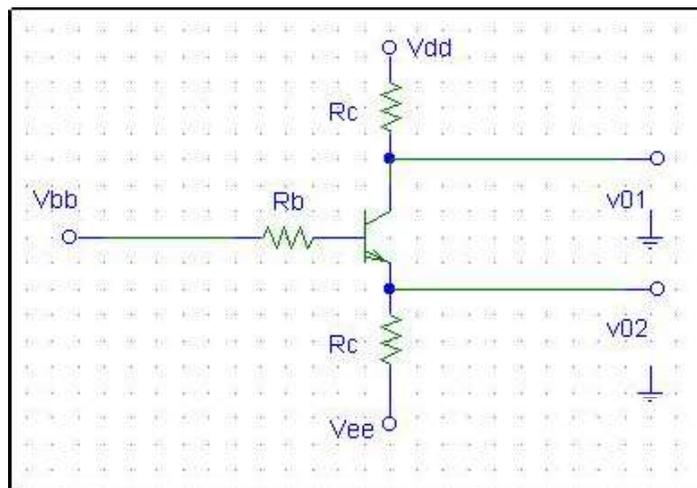
- 4) Calculad el punto de operación del MOSFET de la figura. Los datos son  $R_1 = 150\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100\text{ k}\Omega$ ,  $R_d = 40\text{ k}\Omega$ ,  $R_s = 5\text{ k}\Omega$ , y  $V_{dd}=15\text{ V}$ . Dato: se da la característica de transferencia y recta de polarización del transistor de efecto campo.



- 5) En el circuito de la figura se emplea un transistor con  $\beta_f = 99$ . Los valores son  $V_{cc} = 10\text{ V}$ ,  $R_c = 2,7\text{ k}\Omega$ , y  $R_f = 180\text{ k}\Omega$ . Hallad los valores de  $V_{ce}$  e  $I_c$ . (pto de polarización).

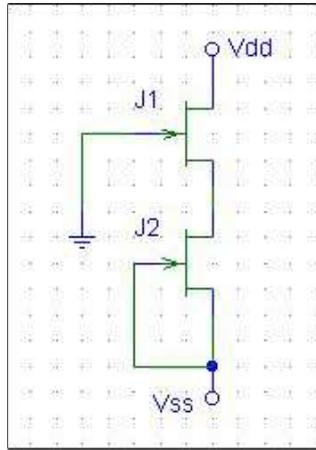


- 6) En el mismo circuito anterior se desea que  $V_{ce}$  sea  $5\text{ V}$  e  $I_c = 5\text{ mA}$ , siendo  $V_{cc} = 9\text{ V}$ . Determinad  $R_c$  y  $R_f$ .
- 7) En el circuito de la figura se emplea un transistor con  $\beta_f = 100$  y los parámetros son  $R_c = 0,5\text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_b = 44\text{ k}\Omega$ ,  $V_{dd} = 15\text{ V}$ ,  $V_{ee} = -15\text{ V}$ ,  $V_{bb} = 0\text{ V}$  y  $V_f = 0,7\text{ V}$ . Determinad  $V_{01}$  y  $V_{02}$ .

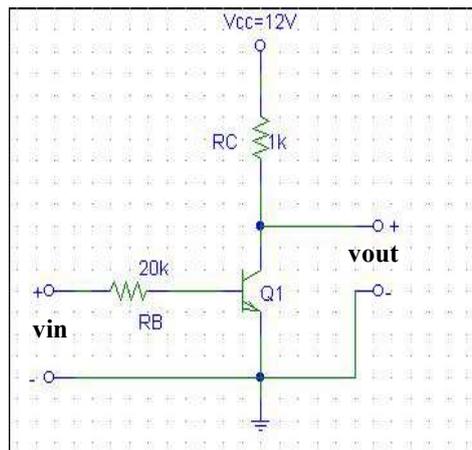


- 8) Un MOSFET de vaciamiento de canal n que opera con  $V_{gs} = 0$  en la región de corriente constante, tiene una corriente de drenador,  $i_d = 8\text{ mA}$ . Si se cambia a  $V_{gs} = -1\text{ V}$ ,  $i_d$  cambia a  $3\text{ mA}$ . ¿Cuales son los valores de  $K$  y de  $V_{th}$  para este dispositivo?
- 9) Un MOSFET de vaciamiento de parámetros  $K = 0,5\text{ mA/V}^2$  y  $V_{th} = -3\text{ V}$  tiene su fuente y su puerta conectadas a tierra. Su drenador está conectado a un canal de voltaje de valor  $V_{dd}$  via un resistor en serie  $R_d$  de  $5\text{ k}\Omega$ . ¿ Para qué valor de  $V_{dd}$  hará el punto de operación del MOSFET la transición de operación en la región de corriente constante a operación en la región lineal?

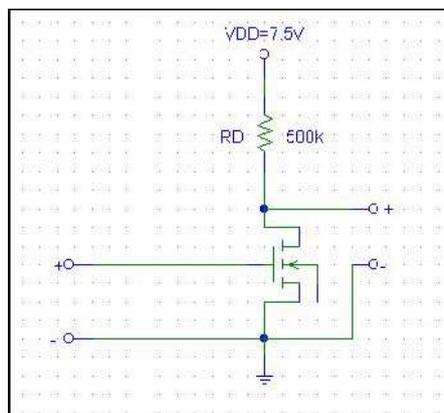
10) En el circuito de la figura los JFET tienen los parámetros  $I_{dss} = 4 \text{ mA}$  y  $V_p = -2\text{V}$ . Determinad la corriente  $i_d$  y el voltaje  $V_{gs1}$ .  $V_{dd} = 10 \text{ V}$  y  $V_{ss} = -10 \text{ V}$ .



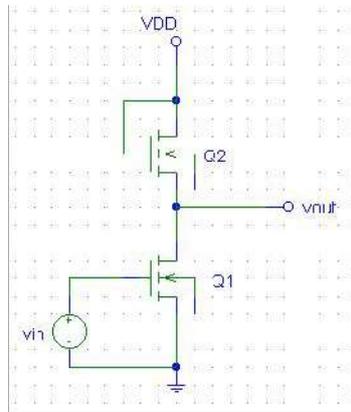
11) En el circuito de la figura, determinar la característica de transferencia entrada – salida y representarla. ¿Cuál es  $v_{out}$  para  $v_{in} = 1\text{V}$ ?, ¿el cambio en  $v_{out}$  cuando  $v_{in}$  aumenta a  $1.5\text{V}$ ?, ¿Qué función realiza el circuito?.  $V_f=0.7\text{V}$ ,  $\beta=100$  y  $V_{CE,SAT}=0.3\text{V}$ .



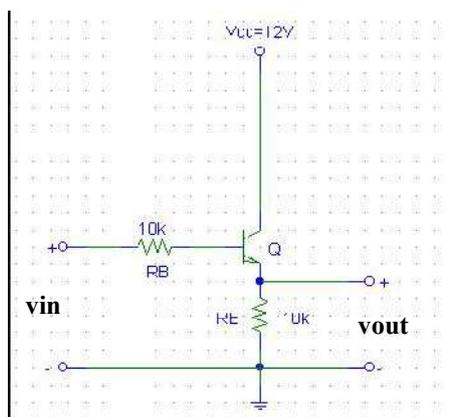
12) Calcular el cambio en  $v_{out}$  cuando  $v_{in}$  pasa de  $3\text{V}$  a  $4\text{V}$ . Calcular y dibujar la característica de transferencia. ¿Qué función realiza el circuito?. Los parámetros del MOSFET incremental de canal n son:  $K = 1 \text{ mA/V}^2$  y  $V_{TR} = 2\text{V}$ . Utilizar el método gráfico.



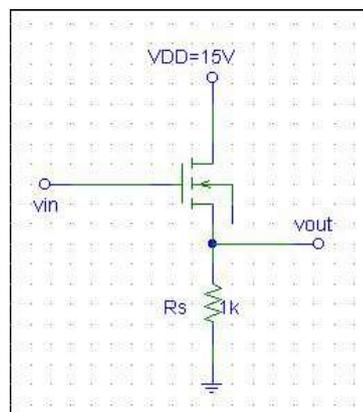
13) Hallar la característica de transferencia del inversor. Suponer que los voltajes umbrales son iguales.



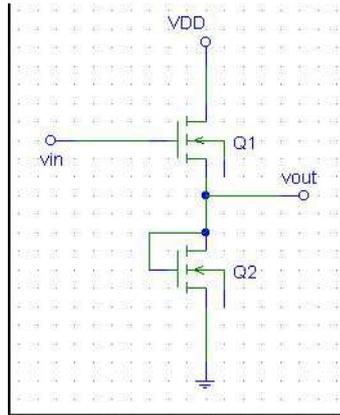
14) Obtener la característica de transferencia  $v_{in} - v_{out}$  y dibujarla para el seguidor de voltaje BJT de la figura, incluyendo regiones de corte y saturación.  $V_f = 0.7V$ ,  $\beta = 100$  y  $V_{SAT} = 0.3 V$ .



15) Utilizando métodos gráficos, hallar  $v_{out}$  para un seguidor de voltaje MOSFET incremental con carga resistiva como el de la figura.  $v_{in} = 8V$ ,  $K = 0.05 \text{ mA/V}^2$ ,  $V_{TR} = 2V$ ,  $V_{DD} = 15 V$  y  $R_S = 1 \text{ k}\Omega$ .



16) Considerar el mismo circuito (seguidor de voltaje) de antes con carga MOSFET, en vez de resistiva. Obtener analíticamente  $v_{out}$ . ¿Qué valor toma el cociente  $K_1/K_2$  si  $v_{out} = 0.3V$ ,  $v_{in} = 8V$  y los voltajes umbrales son iguales a  $2V$ ?



**SOLUCIONES.**

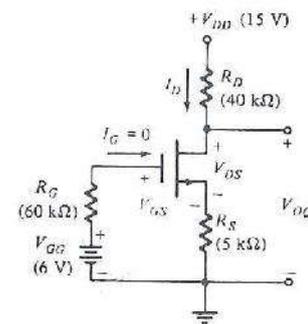
1 -  $i_c = 4.3 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 5.7 \text{ V}$ .

2 -  $R_B = 1130 \text{ K}$ ,  $R_C = 5 \text{ K}$ .

3 -  $R_B = 1206 \text{ K}$

4 - Se calcula el equivalente de Thévenin del circuito de polarización de puerta ( $V_{DD}$ ,  $R_1$  y  $R_2$ ) y se sustituye por su equivalente de Thévenin  $V_{GG}$  y  $R_G$  ver figura ). La recta de polarización queda:  $I_d = -V_{GS}/5 + 6/5$ , que superpuesta a la característica de transferencia da:  $I_D = 190 \mu\text{A}$  y  $V_{GS} = 5\text{V}$ .

De la recta de carga de salida:  $V_{DS} = 6,45 \text{ V}$ .



5 -  $i_c = 2.046 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 4.42 \text{ V}$ .

6 -  $R_C = 0.8 \text{ K}$ ,  $R_f = 86 \text{ K}$ .

7 -  $V_{01} = 10.1 \text{ V}$ ,  $V_{02} = -5 \text{ V}$ .

8 -

9 -  $V_{DD} = 25.5 \text{ V}$

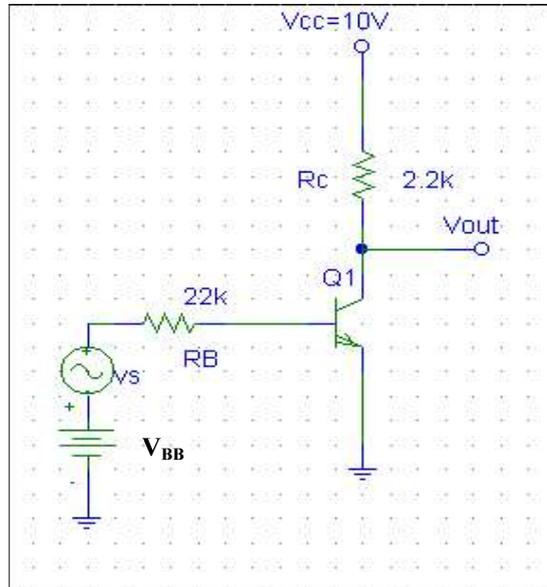
10 -  $i_d = 4 \text{ mA}$ ,  $V_{GS1} = 0 \text{ V}$

11 -

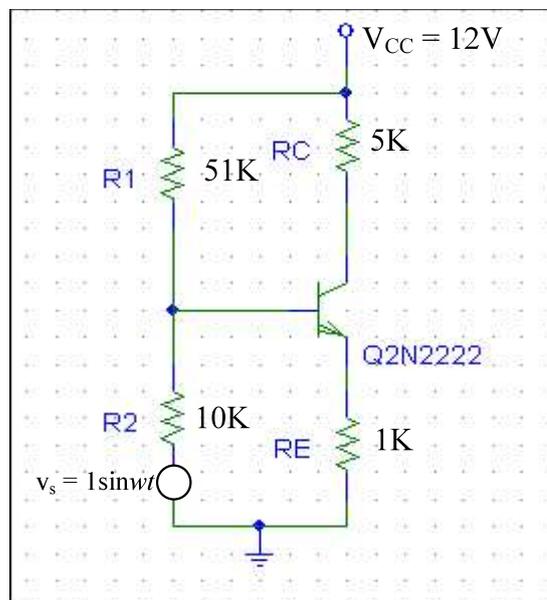
$$v_{OUT} = \begin{cases} V_{cc} - \beta \frac{R_c}{R_b} (v_{in} - 0.7) & v_{in} < 0.7\text{V} & \text{CORTE} \\ V_{cc} - \beta \frac{R_c}{R_b} (v_{in} - 0.7) & 0.7\text{V} < v_{in} < \frac{R_b}{R_c \beta} ((V_{cc} - V_{ce, sat}) + 0.7) & \text{RAN} \\ V_{ce, sat} & v_{in} > \frac{R_b}{R_c \beta} ((V_{cc} - V_{ce, sat}) + 0.7) & \text{SATURACIÓN} \end{cases}$$

**PROBLEMAS TEMA 7: AMPLIFICACIÓN ANALÓGICA-PEQUEÑA SEÑAL**

- 1) En el inversor BJT de la figura, y siendo la señal de entrada simétrica, calcular el voltaje de polarización  $V_{BB}$  tal que la señal más grande posible pueda ser amplificada sin llevar al inversor a corte.  $V_f = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta = 100$  y  $V_{SAT} = 0.2 \text{ V}$ .

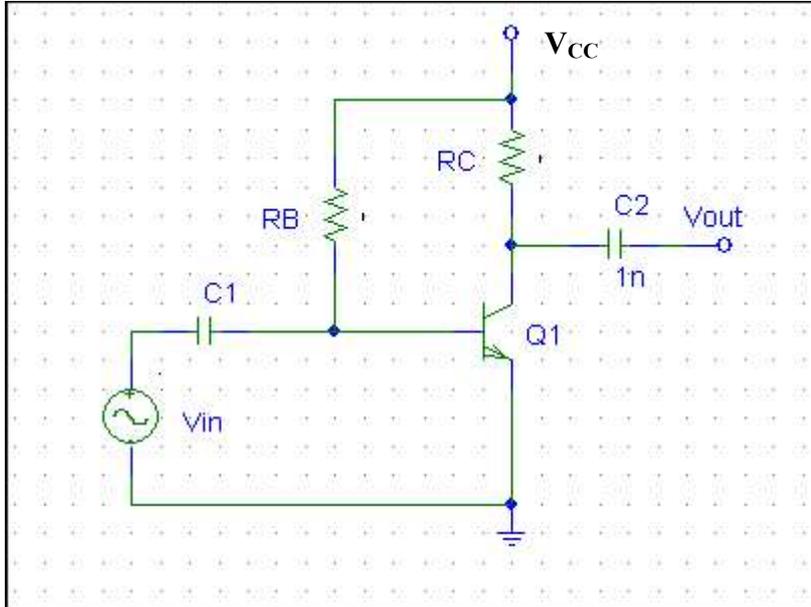


- 2) Sea un inversor MOSFET con carga resistiva,  $R_D = 5 \text{ k}\Omega$ . Sus parámetros son  $k = 0.5 \text{ mA/V}^2$ , y  $V_{TR} = 2 \text{ V}$ . Está alimentado con  $V_{DD} = 10 \text{ V}$ . Encontrar el valor de  $V_{GG}$  para que esté polarizado en la mitad de su región de corriente constante. Encontrar los valores límite que podría tomar una señal  $v_s$  superpuesta a  $V_{GG}$ . Se sabe que el transistor entra en la región triodo para  $I_D = 1.6 \text{ mA}$  y  $v_{GS} = 3.8 \text{ V}$ . Se aconseja representar gráficamente la característica de salida del transistor.
- 3) En el circuito de la figura, encontrar los voltajes totales (señal + polarización) medidos a partir de las terminales  $v_C$  y  $v_E$  respecto a tierra. (La conexión de  $v_s$  no corresponde a un diseño estándar de amplificador, pues requiere que una corriente de cd fluya a través de  $v_s$ ).  $\beta_F = 100$ ,  $\eta = 1$  y  $V_f = 0.7 \text{ V}$ .



4) En el circuito de la figura, se pide:

- Calcular el punto de polarización.
- Determinar el modelo AC para pequeñas señales.
- Calcular la ganancia en tensión y la resistencia de entrada del amplificador.



5) En el circuito amplificador del ejercicio 4, se sabe:  $R_B = 765 \text{ K}$ ,  $R_C = 4\text{K}$ ,  $V_{CC} = 16 \text{ V}$  y  $\beta_F = 120$ . Determinar:

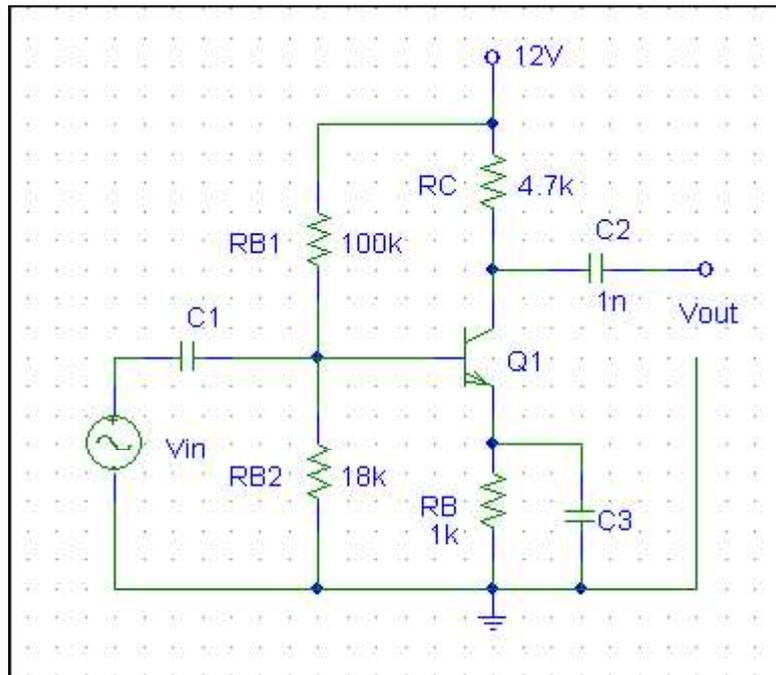
- El punto de polarización DC.
- Determinar el modelo AC de pequeñas señales.
- Calcular  $A_V$  y  $r_{in}$  del dispositivo.
- Si se conecta la salida a una  $R_L = 3\text{K}$  y  $v_{in} = 20 \sin \omega t$ , calcular la tensión de salida del circuito.

6) Calcular  $R_B$  y  $R_C$  en el circuito del ejercicio 5 de la figura para que  $V_{CEQ} = 5 \text{ V}$  e  $I_{CQ} = 1\text{mA}$ .

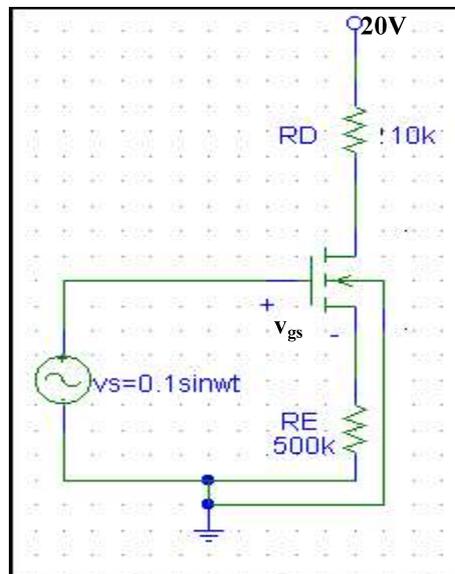
7) Para el amplificador de la figura (amplificador de etapas estabilizadas), calcular:

- Punto de operación DC.
- Circuito equivalente AC.

- $A_v$  y  $r_{in}$ .



- 8) Encontrar el componente de señal de  $v_{OUT}$  en el inversor MOSFET con carga resistiva de la figura.  $V_{IN}$  es  $v_s = 0.1 \sin \omega t$ . El FET opera en la región de corriente constante con  $k = 0.2 \text{ mA/V}^2$  y  $V_{TR} = -3 \text{ V}$ . Determinar el equivalente de Thévenin de pequeña señal que observa entre la terminal de  $v_{OUT}$  y tierra.



- 9) Determinar la ganancia en tensión del inversor MOSFET con carga MOSFET de la figura. Hallar también  $v_{OUT}$  si  $v_{in}$  está alimentado por una fuente  $v_s = 0.5\sin\omega t$  V.  $K_1 \neq K_2$ .

