

ELECTRÓNICA ANALÓGICA

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática (2022/2023)

©2023 Autoras Belén Arredondo y Beatriz Romero

Algunos derechos reservados

Este documento se distribuye bajo la licencia
“Atribución-Compartir Igual 4.0 Internacional” de Creative Commons,
disponible en <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.es>

Temario

Tema 1. Amplificador Operacional. Amplificación y ganancia. Modelo ideal del amplificación operacional. Circuitos lineales del amplificador operacional. Amplificador en lazo abierto.

Tema 2. Diodo y rectificación. Modelo ideal del diodo en DC. Diodo Zener. Circuitos con combinaciones de diodos, circuitos rectificadores y limitadores.

Tema 3. Transistor. Modelo circuital en DC del Transistor bipolar y Transistor de efecto campo. Punto de trabajo y zonas de funcionamiento. Circuitos de polarización.

Tema 4. Amplificación con transistores. Modelos de pequeña señal del BJT y del FET. Circuitos amplificadores de entrada simple con componentes discretos.

Tema 5. Respuesta en frecuencia. Modelo de pequeña señal del transistor en alta frecuencia. Aproximación polo dominante. Constantes de tiempo.

Tema 1. Amplificador Operacional

Índice

Introducción

Modelo ideal

Límites de funcionamiento

Amplificador operacional sin realimentación

Amplificador operacional realimentado

Montajes lineales con A.O.

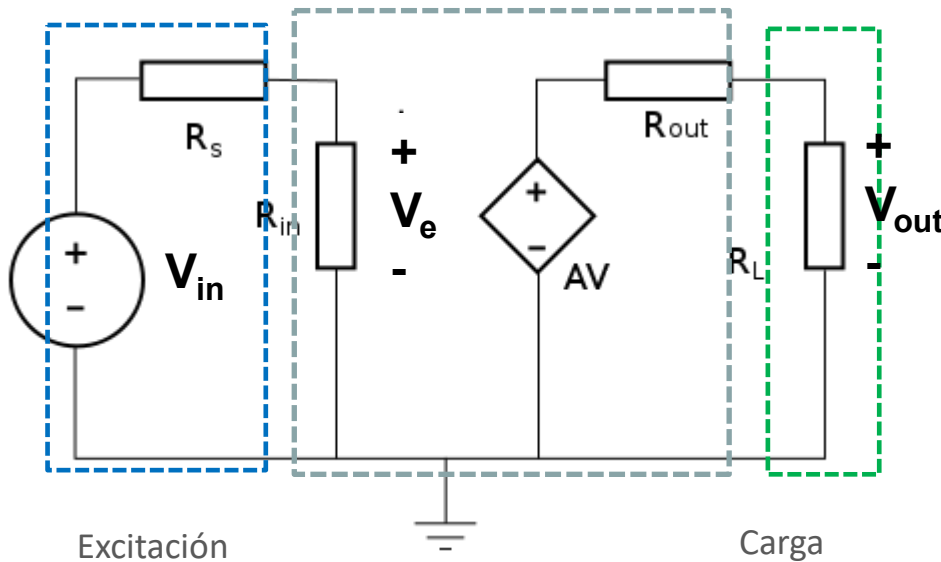
Montajes no lineales con A.O.

- Microelectrónica. Jacob Millman, Arvin Grabel. McGraw Hill.
- Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos. Mark N. Horenstein. Ed. Prentice Hall
- The Art of Electronics. Paul Horowitz. Cambridge University Press.

Introducción

Amplificador de tensión

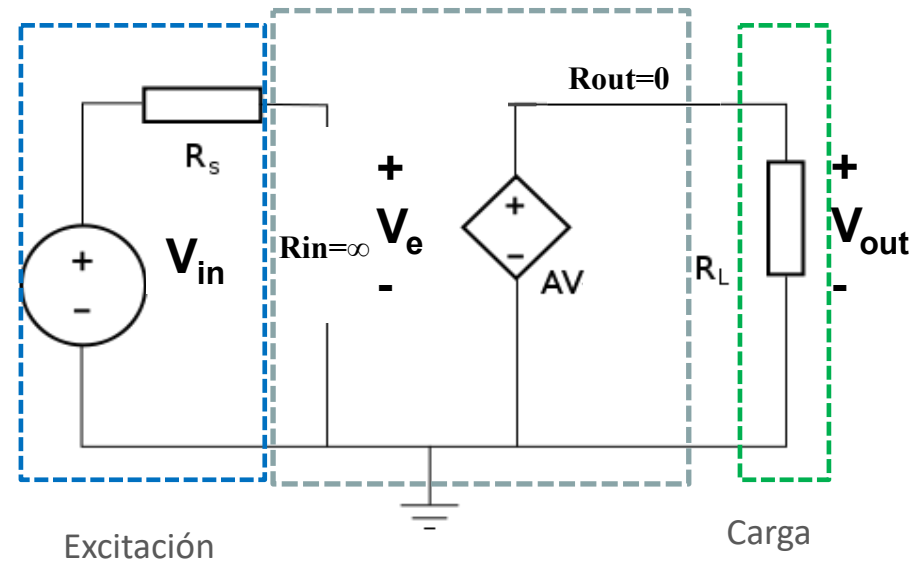
Amplificador real



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} < \frac{V_{out}}{V_e}$$

Ganancia en tensión

Amplificador ideal



$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{out}}{V_e}$$

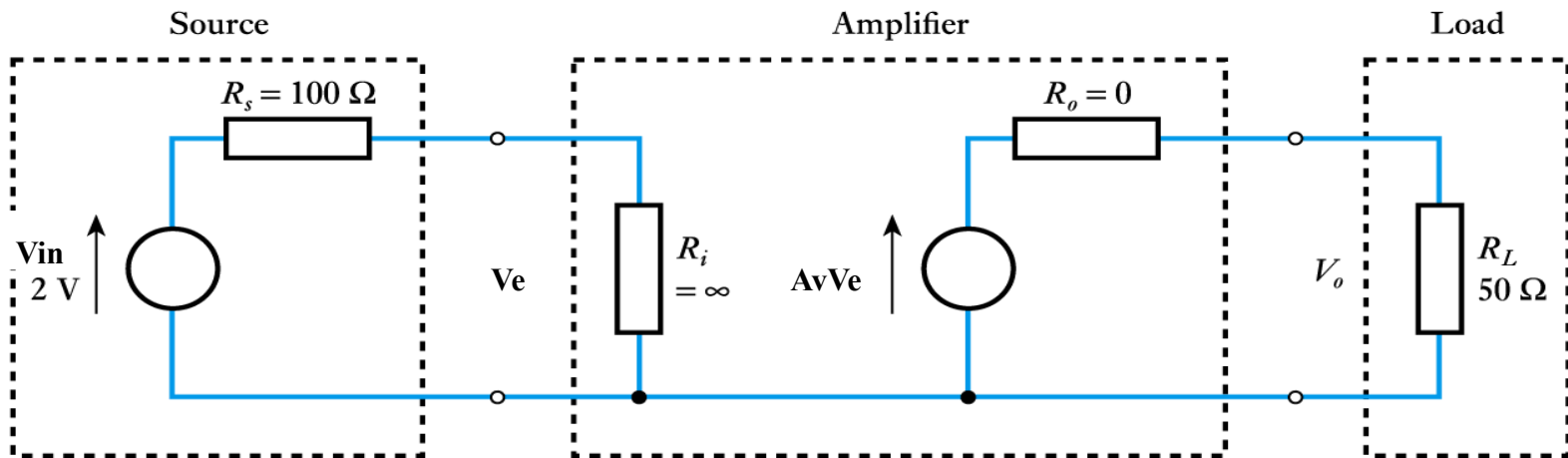
Introducción

Amplificador de tensión

Ejemplo 1

Amplificador ideal con $A_v=10$, $R_i=\infty$ y $R_o=0$.

El amplificador conectado en su entrada con un sensor de 2V de salida y una resistencia de salida de 100Ω . El amplificador conectado a la salida una carga de 50Ω . Calcular la tensión de salida.



Introducción

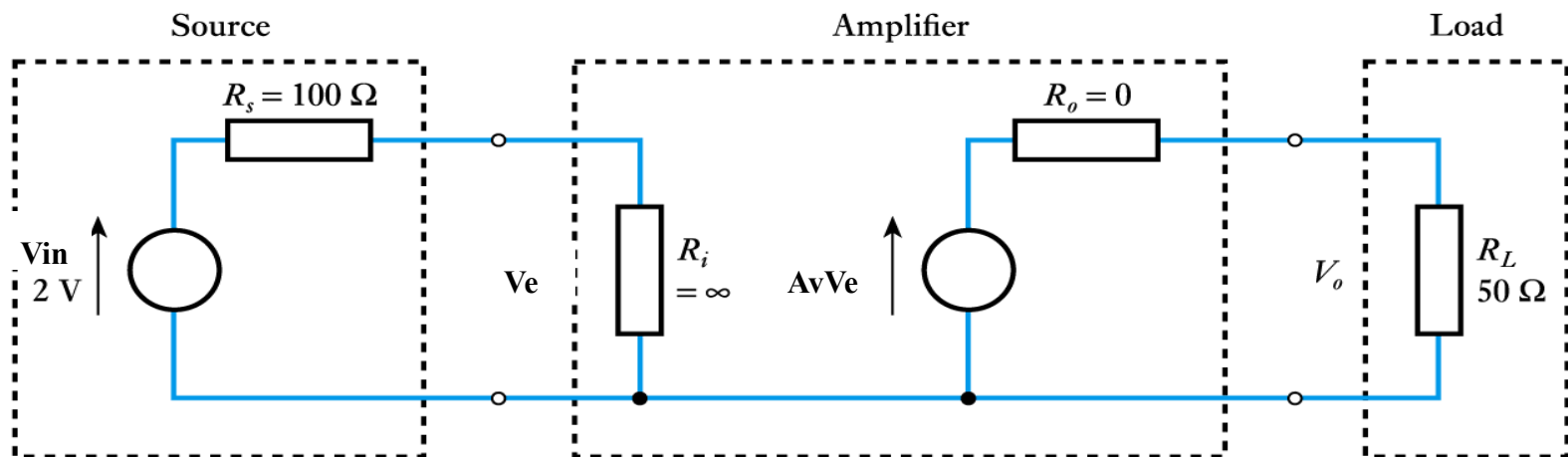
Amplificador de tensión

Solución Ejemplo 1

$$V_e = \frac{R_i}{R_s + R_i} V_{in} \approx V_{in} = V_e = 2 \text{ V}$$

$$V_o = A_v V_e \frac{R_L}{R_o + R_L} = 10 V_e \frac{50 \Omega}{0 \Omega + 50 \Omega} = 10 \times 2 \frac{50 \Omega}{50 \Omega} = 20 \text{ V}$$

$$\text{Voltage gain } (A_v) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{V_e} = \frac{20}{2} = 10$$



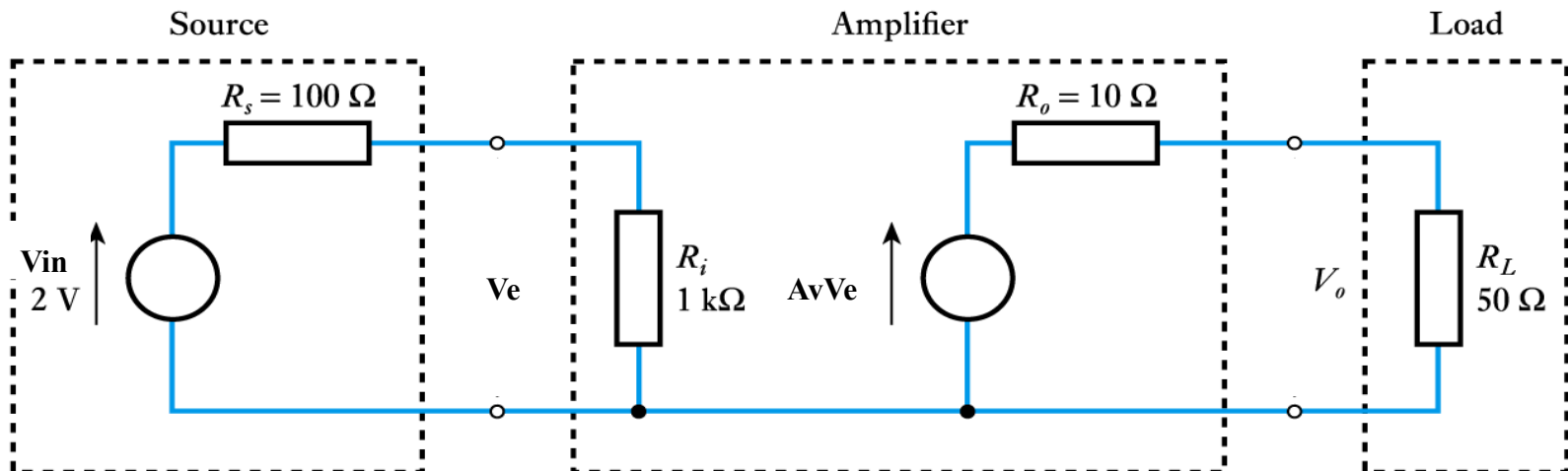
Introducción

Amplificador de tensión

Ejemplo 2

Amplificador real con $A_v=10$, $R_i=1\text{k}\Omega$ y $R_o=10\Omega$.

El amplificador conectado en su entrada con un sensor de 2V de salida y una resistencia de salida de 100Ω . El amplificador conectado a la salida una carga de 50Ω . Calcular la tensión de salida.



Introducción

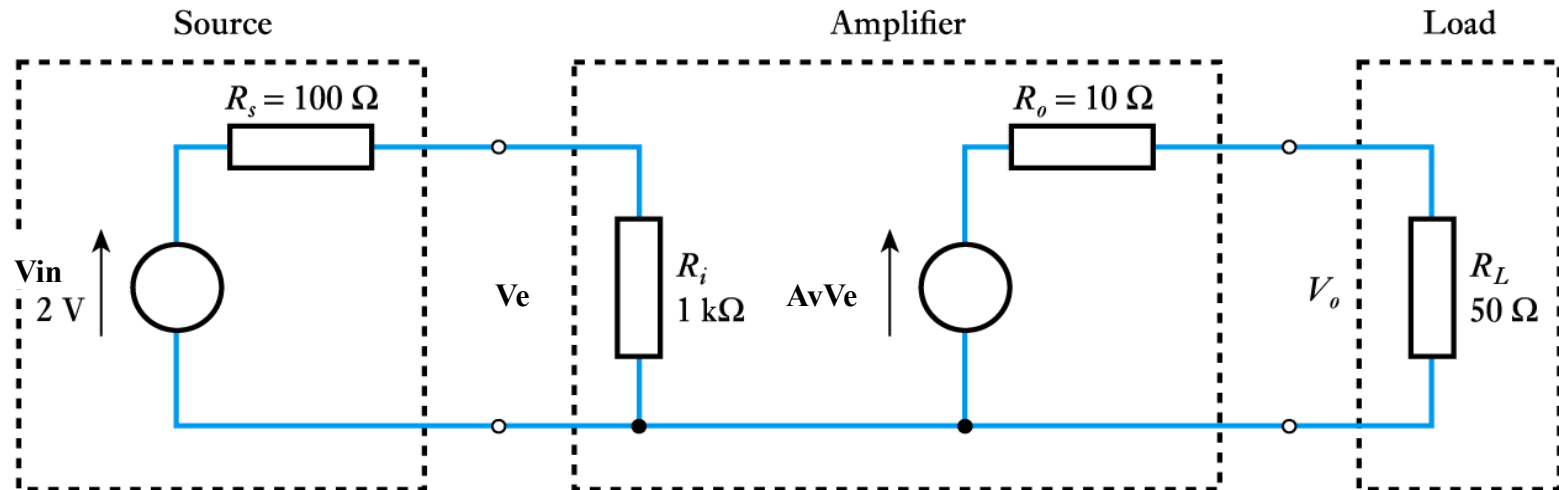
Amplificador de tensión

Solución Ejemplo 2

$$\begin{aligned}
 V_e &= \frac{R_i}{R_s + R_i} V_{in} \\
 &= \frac{1 \text{ k}\Omega}{100 \Omega + 1 \text{ k}\Omega} 2 \text{ V} = 1.82 \text{ V}
 \end{aligned}$$

$$\text{Voltage gain } (A_v) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{15.2}{2} = 7.6$$

$$\begin{aligned}
 V_o &= A_v V_e \frac{R_L}{R_o + R_L} \\
 &= 10 V_e \frac{50 \Omega}{10 \Omega + 50 \Omega} \\
 &= 10 \times 1.82 \frac{50 \Omega}{10 \Omega + 50 \Omega} = 15.2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

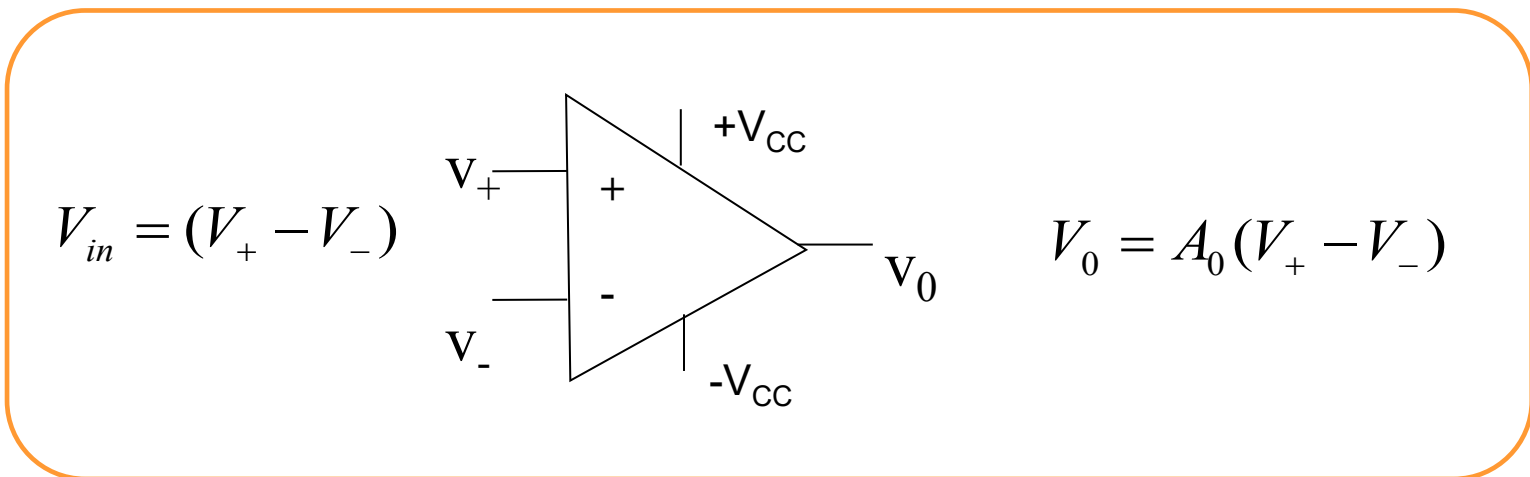


Introducción

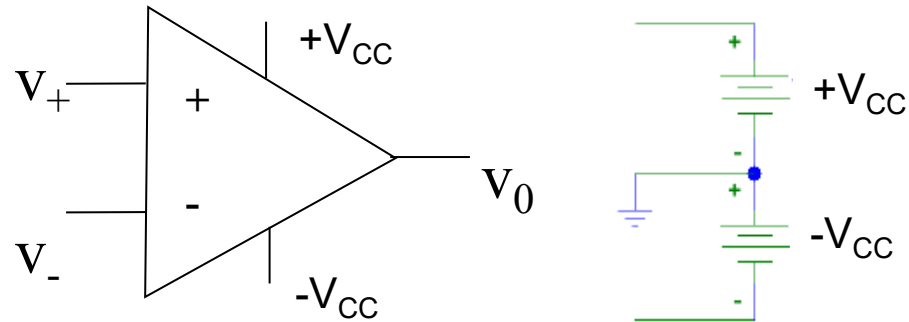
El A.O. es un amplificador de tensión de ganancia muy alta.

Numerosas aplicaciones en electrónica analógica: amplificación, filtrado analógico, acoplamiento, rectificación, detección de umbrales, operaciones analógicas, etc.

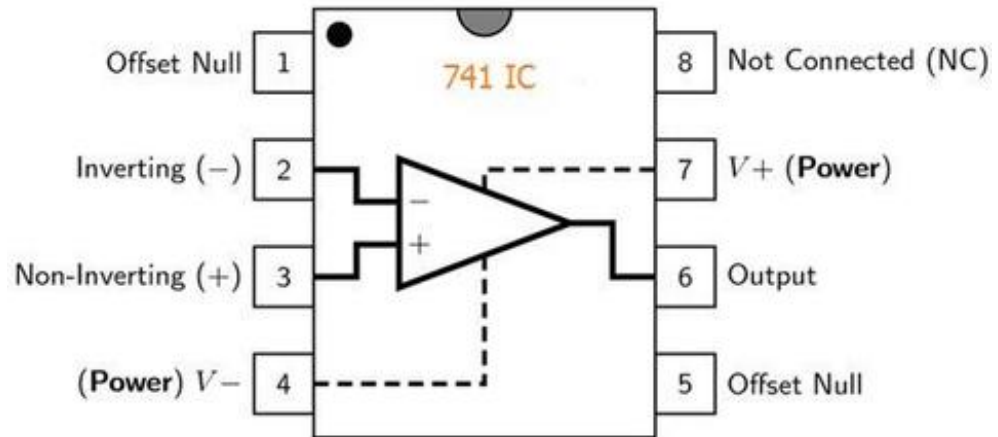
Símbolo circuital del AO:



Introducción



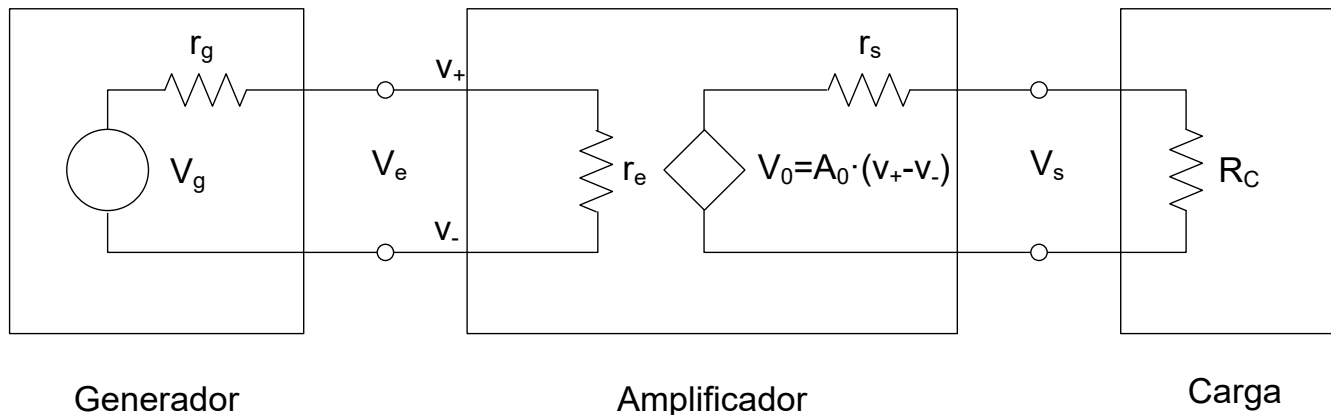
El AO es un Circuito Integrado



741 Op-Amp IC

Modelo simplificado A.O.

Dispositivo electrónico con dos entradas a las cuales se conecta una señal llamada **fente (source)** y produce una señal de salida proporcional, **ganancia (gain)**, a la señal de entrada. Esta señal de salida se conecta normalmente a otro circuito o elemento, llamado **carga (load)**.



$$A_0 = \frac{V_0}{V_e} = \frac{V_0}{V_+ - V_-}$$

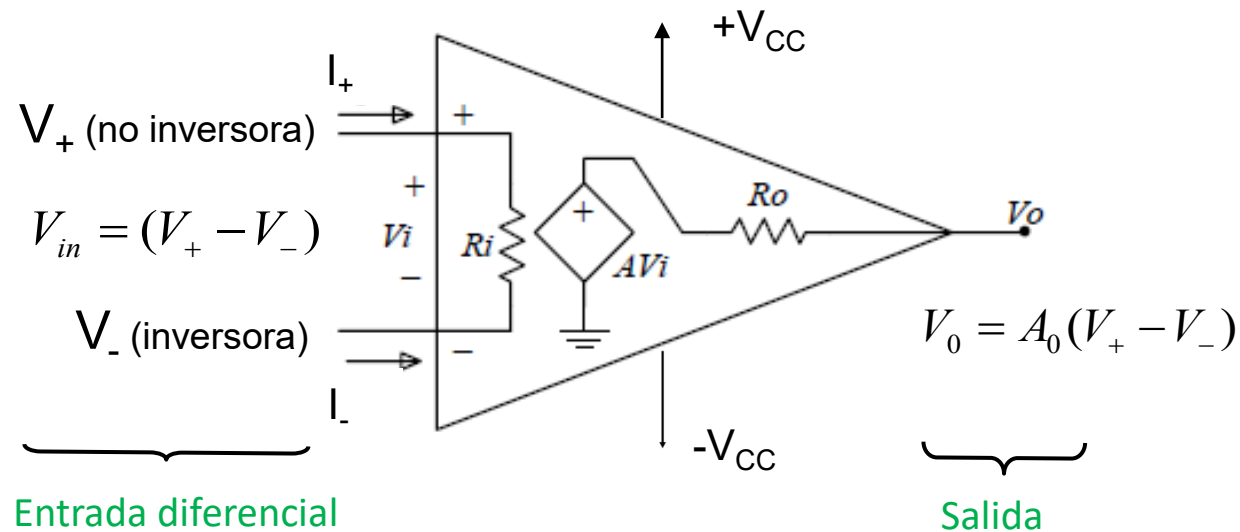
$$\frac{V_s}{V_g} = \frac{r_e}{r_e + r_g} \cdot A_0 \cdot \frac{R_C}{r_s + R_C}$$

idealmente



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

Modelo Ideal del AO



A.O. ideal

$$A_0 \rightarrow \infty \quad (V_+ - V_-) = \frac{V_0}{A_0}$$

$$R_i \rightarrow \infty \quad \boxed{I_+ \approx I_- \approx 0}$$

$$R_o \rightarrow 0 \quad \boxed{V_0 = V_s}$$

Valores típicos de A.O. reales

$$10^4 \leq A_0 \leq 10^6$$

$$R_i \geq 10^6 \Omega$$

$$R_o \leq 100 \Omega$$

Resumen parámetros AO ideal

Parámetros del Amplificador Operacional Ideal

Ganancia en lazo abierto (A_v) $\rightarrow \infty$

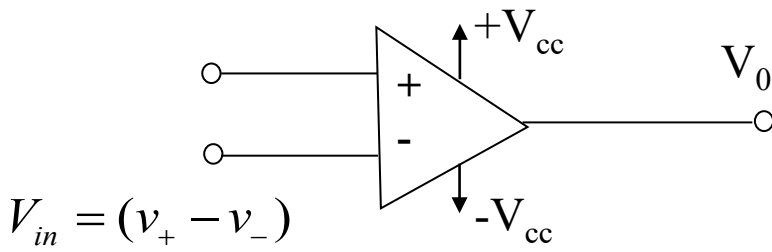
Impedancia de entrada (R_i) $\rightarrow \infty$

Impedancia de salida (R_o) $\rightarrow 0$

Corrientes de polarización (I_+ , I_-) $\rightarrow 0$

Límites de funcionamiento del AO Ideal

Saturación de la salida a ($+V_{cc}$ y $-V_{cc}$)



$$v_0 = A_0(v_+ - v_-) \text{ si } -V_{cc} \leq A_0(v_+ - v_-) \leq +V_{cc}$$

$$v_0 = +V_{cc} \text{ si } A_0(v_+ - v_-) > +V_{cc} \text{ (si } v_+ > v_-)$$

$$v_0 = -V_{cc} \text{ si } A_0(v_+ - v_-) < -V_{cc} \text{ (si } v_+ < v_-)$$

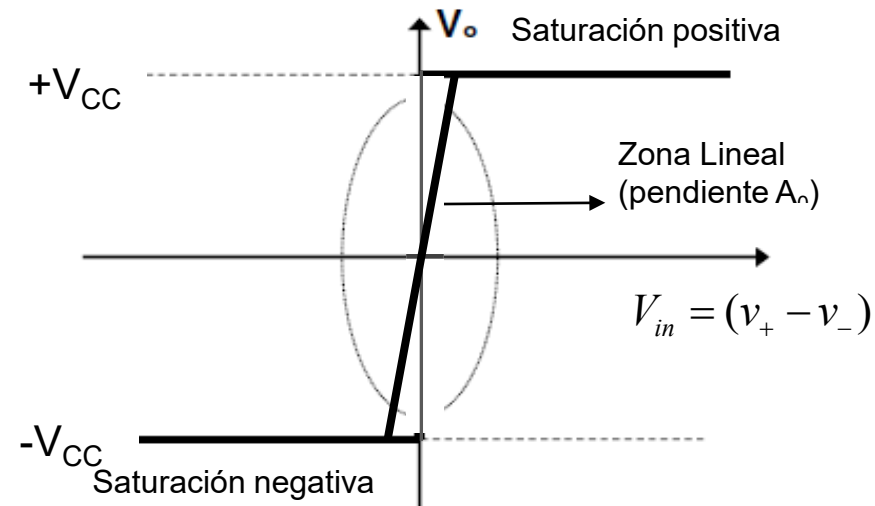
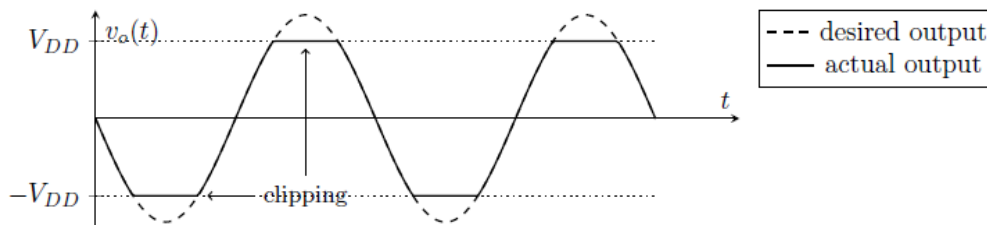
Idealmente $A_0 \rightarrow \infty$

Comportamiento lineal

Rango de salida

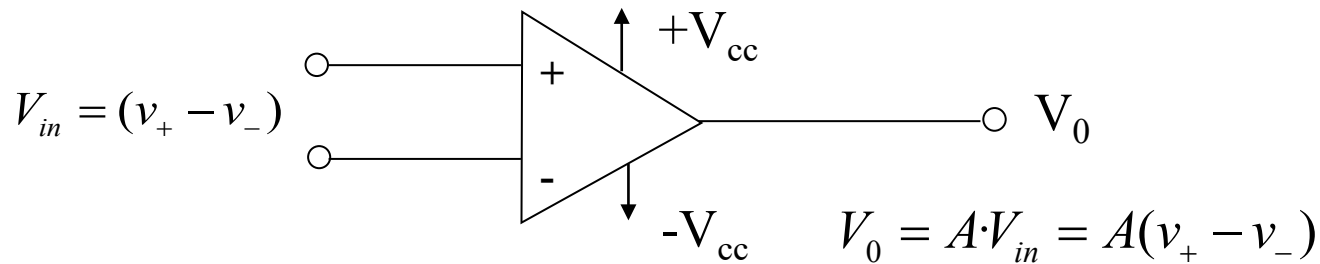
$$V_0 = A_0(v_+ - v_-)$$

$$+V_{cc} < V_0 < -V_{cc}$$



Ganancia en lazo abierto del A.O

$$A \rightarrow \infty$$



$$A \rightarrow \infty$$



$$V_{in} \geq 0 \Rightarrow V_0 = +V_{cc}$$

La ganancia A es variable con la T^a

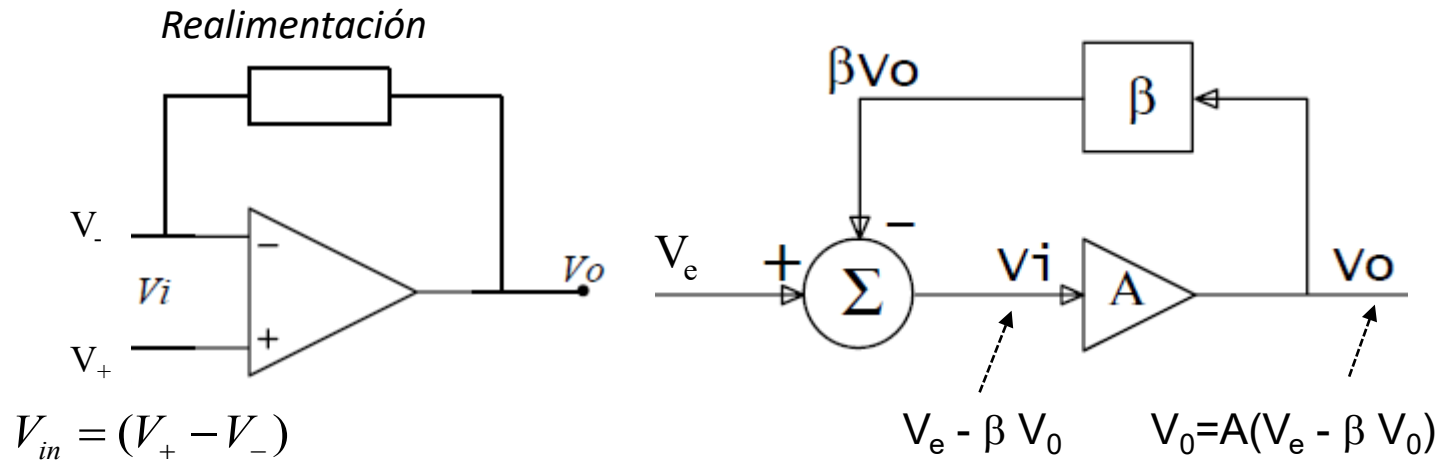
$$V_{in} \leq 0 \Rightarrow V_0 = -V_{cc}$$

Obtener diferentes funcionalidades del AO
 Estabilizar al AO frente cambios externos de T^a , etc.



Realimentación → conectar la salida con la entrada.

AO Realimentado (en lazo cerrado)



$$V_o = A(V_e - \beta V_o) \Rightarrow V_o = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} V_e \Rightarrow A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$

$$A \rightarrow \infty$$

$$A_f = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A \cdot \beta}} \Rightarrow A_f \approx \frac{1}{\beta}$$

A: Ganancia en Lazo Abierto
A_f: Ganancia en Lazo Cerrado

A_f sólo depende de la realimentación

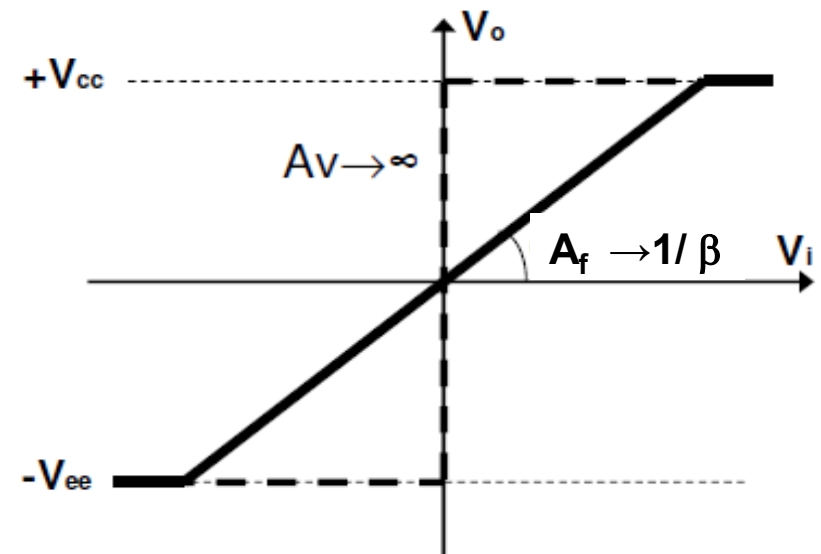
AO realimentado negativamente

- ✓ Realimentación negativa: sistema estable
- ✓ Realimentación negativa: comportamiento lineal
- ✓ Realimentación positiva: sistema inestable. Aplicación: osciladores
- ✓ Ganancia Ideal en Lazo Cerrado (A_f) = $1/\beta$
- ✓ La ganancia en lazo cerrado sólo depende de la red de realimentación y es independiente de las propiedades internas del AO: A , r_e , r_o ...

$$V_{in} = (v_+ - v_-) = \frac{V_0}{A_0}; \quad A_0 \rightarrow \infty$$

$$V_0 = 0 \Rightarrow V_{in} = 0 \Rightarrow \boxed{v_+ \approx v_-}$$

Cortocircuito Virtual

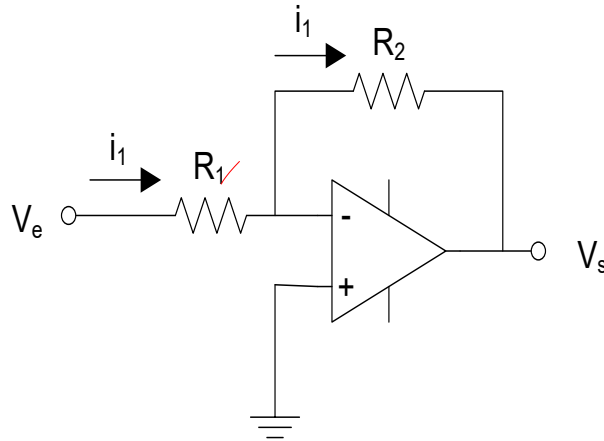


Montajes lineales con AO

Amplificador inversor

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_o)$$



$$\frac{V_e - 0}{R_1} = \frac{0 - V_s}{R_2} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

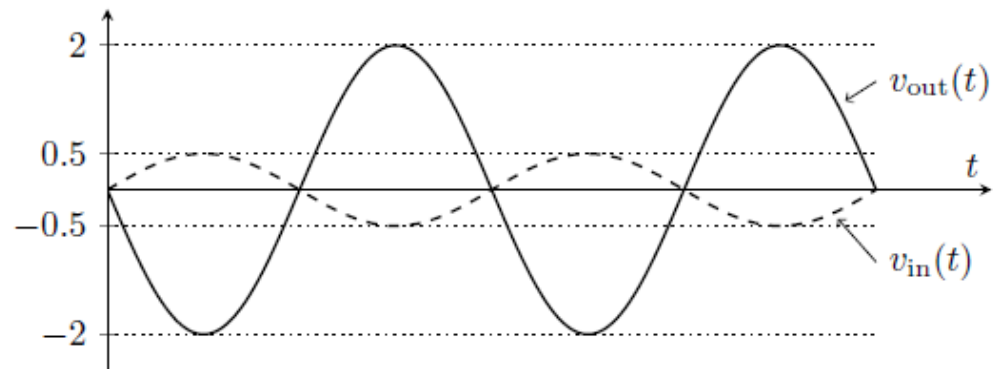
$$i_+ = i_- = 0$$

$$v_+ = v_-$$

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_1$$

Si $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$

$$\frac{V_s}{V_e} = \underline{-4}$$

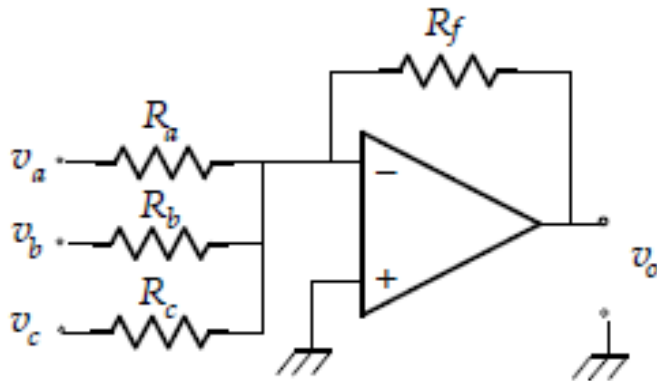


Montajes lineales con AO

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_o)$$

Amplificador Sumador



$$\frac{V_a - V_-}{R_a} + \frac{V_b - V_-}{R_b} + \frac{V_c - V_-}{R_c} = \frac{V_- - V_o}{R_f}$$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$v_+ = v_-$$

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \frac{V_c}{R_c} \right)$$

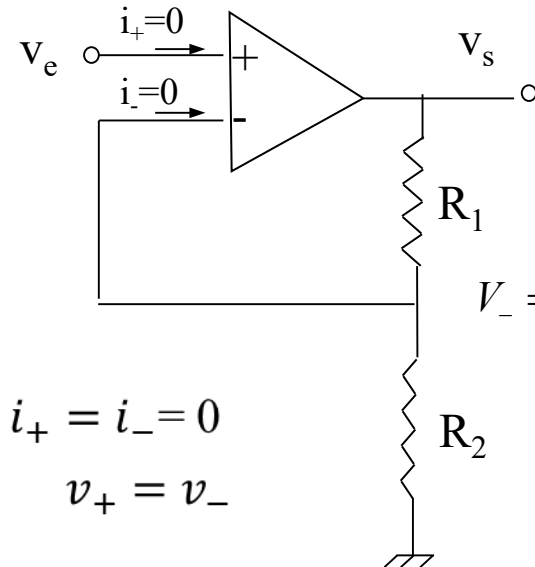
Amplificador utilizado en mezcla de audio

Montajes lineales con AO

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_0)$$

Amplificador no inversor



$$V_e = V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$V_- = \beta \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_s$$

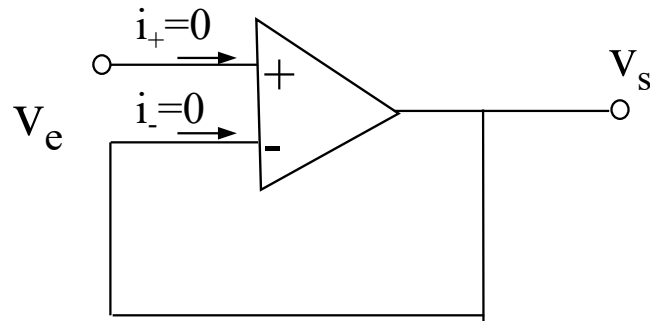
$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = \infty$$

Montajes lineales con AO

Amplificador seguidor de tensión

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_o)$$



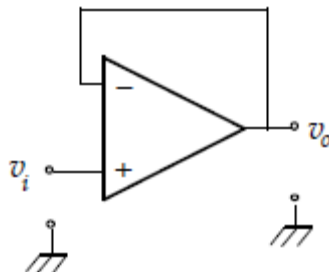
$$R_1 = 0 \text{ y } R_2 = \infty$$

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

$$i_+ = i_- = 0$$

$$v_+ = v_-$$

Buffer o adaptador impedancias



$$R_e = \frac{V_e}{I_e} \approx \infty \quad \text{A la entrada es una carga ideal}$$

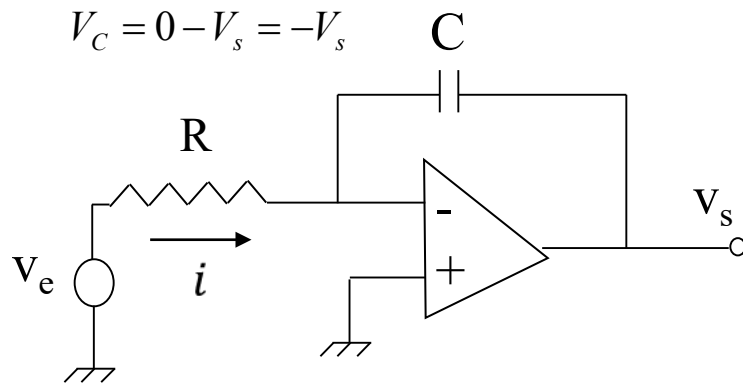
$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \approx 0 \quad \text{A la salida es un generador ideal}$$

Montajes lineales con AO

Amplificador Integrador

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_o)$$



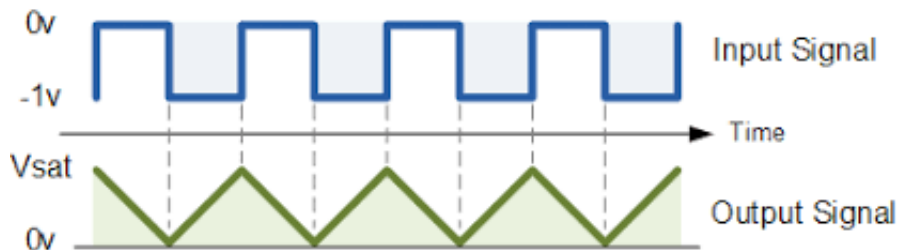
$$V_C = 0 - V_s = -V_s$$

$$i = \frac{V_e}{R} = C \frac{dV_C}{dt} \Rightarrow \frac{dV_C}{dt} = \frac{V_e}{RC}$$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$v_+ = v_-$$

$$\frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_e}{RC} \Rightarrow V_s = -\frac{1}{RC} \int V_e dt$$



$$\frac{V_e - 0}{R} = \frac{0 - V_s}{Z_c} \rightarrow \frac{V_e}{R} = \frac{-V_s}{1/j\omega C}$$

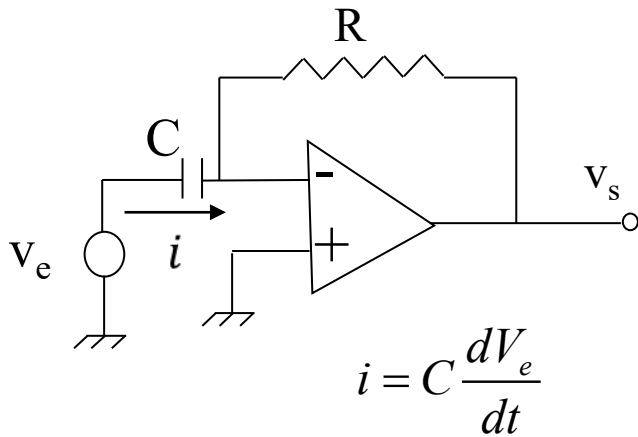
$$V_s = -\frac{V_e}{j\omega RC}$$

Montajes lineales con AO

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_0)$$

Amplificador Derivador



$$i = C \frac{dV_e}{dt} = -\frac{V_s}{R}$$

$$V_s = -RC \frac{dV_e}{dt}$$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$v_+ = v_-$$

$$\frac{V_e - 0}{Z_c} = \frac{0 - V_s}{R} \rightarrow \frac{V_e}{1/j\omega C} = \frac{-V_s}{R}$$

$$V_s = -j\omega R C V_e$$

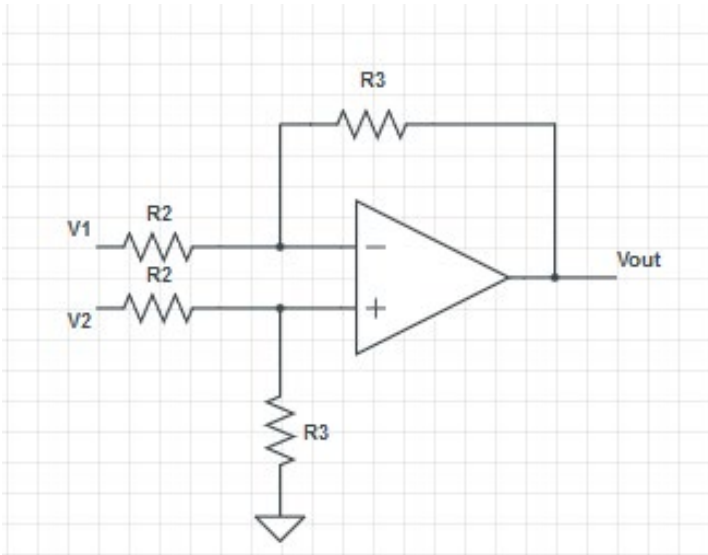
Montajes lineales con AO

Amplificador Diferencial

Amplificador básico de instrumentación

El AO es ideal

$$(v_+ = v_-; i_+ = i_- = 0; v_s = v_o)$$



$$\frac{V1 - V^-}{R2} = \frac{V^- - Vout}{R3}$$

$$\frac{V2 - V^+}{R2} = \frac{V^+ - 0}{R3}$$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$v_+ = v_-$$

$$Vout = -\frac{R3}{R2} (V1 - V2)$$

Circuitos de **acondicionamiento de señal** que minimizan el ruido. Amplifican señales débiles procedentes de sensores.

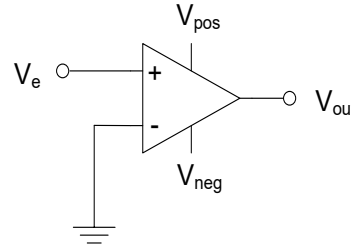
Aplicaciones:

Acondicionar la salida de un puente de Wheatstone

Amplificar señales eléctricas biológicas.

Montajes no lineales con AO. Comparador lazo abierto.

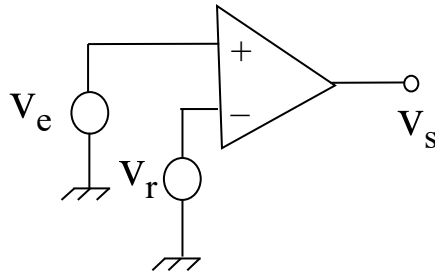
- Un AO sin realimentación se satura \Rightarrow circuitos no lineales
- Los circuitos no lineales tienen muchas aplicaciones en procesamiento de señal.



$$v_e \geq 0 \Rightarrow V_0 = +V_{cc}$$

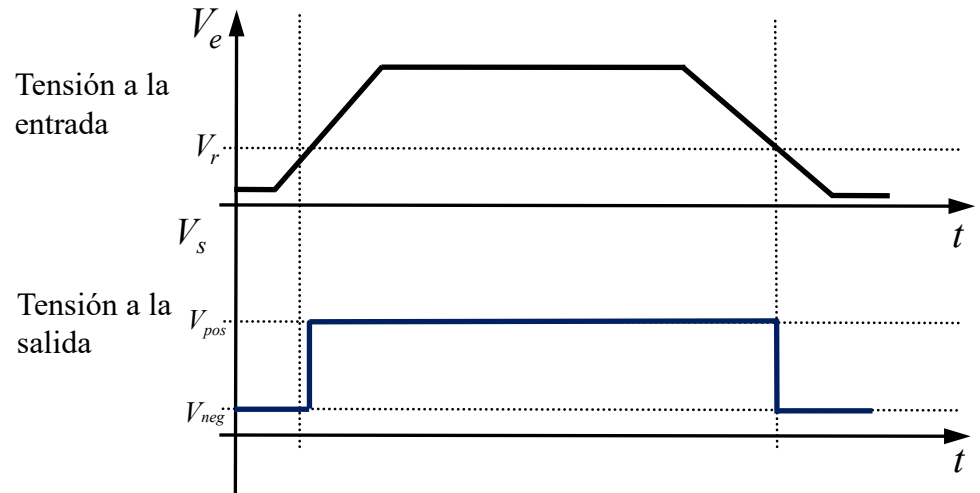
$$v_e \leq 0 \Rightarrow V_0 = -V_{cc}$$

Comparador en Lazo Abierto y Detector de Polaridad



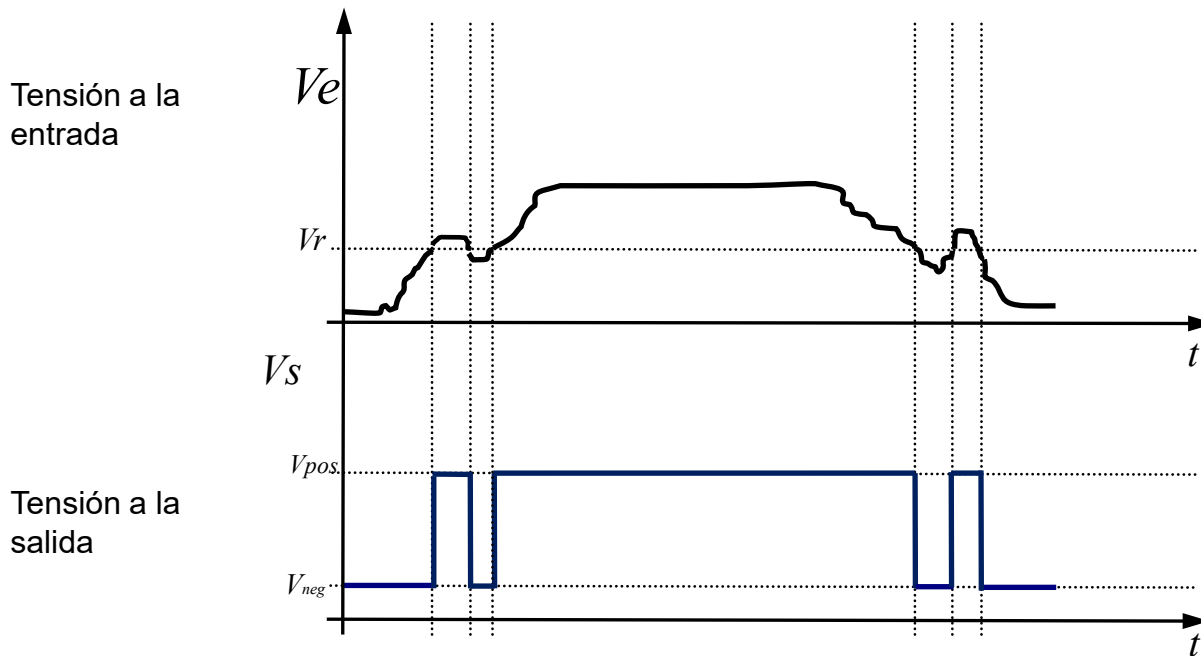
$$\text{Si } v_e > v_r \Rightarrow (v_e - v_r) > 0 \Rightarrow v_0 = +V_{cc}$$

$$\text{Si } v_e < v_r \Rightarrow (v_e - v_r) < 0 \Rightarrow v_0 = -V_{cc}$$



Montajes no lineales con AO. Comparador lazo abierto.

Si V_e fluctúa en torno a V_{ref} , a la salida se producen fluctuaciones

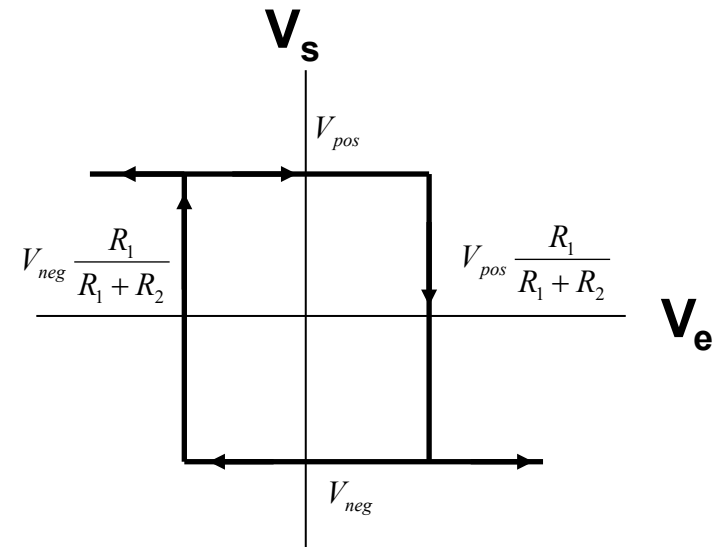
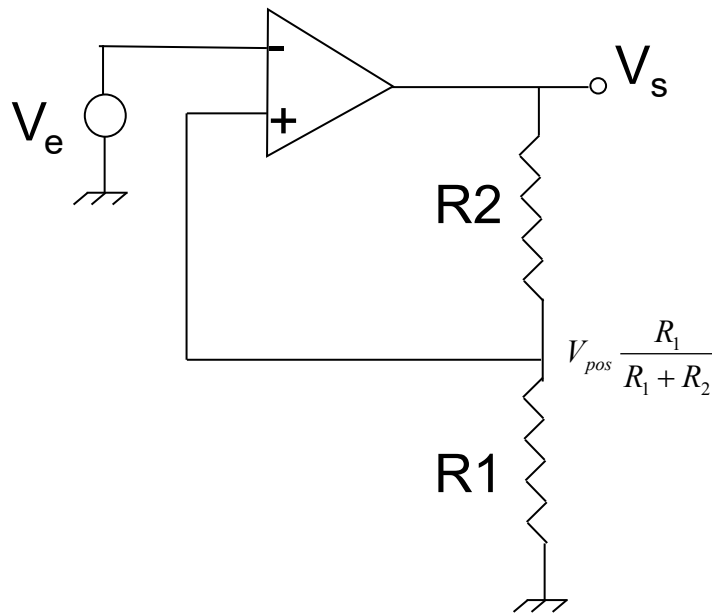


¿Cómo lo evitamos?

Montajes no lineales con AO. Trigger Schmitt

Disparador Schmitt (Schmitt Trigger). Comparador con histéresis

Función de transferencia con histéresis



Montajes no lineales con AO. Trigger Schmitt

Disparador Schmitt. Comparador con histéresis.

Para $V_e = 0 \Rightarrow V_s$ puede ser V_{pos} o V_{neg} :

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

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

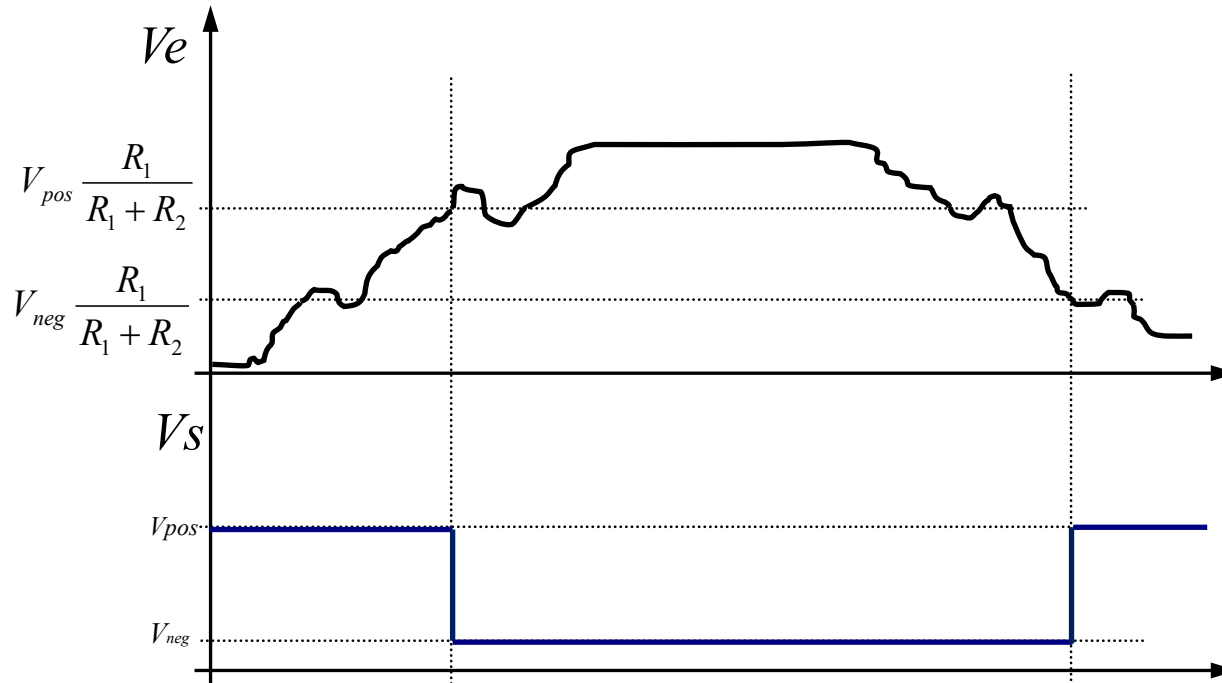
↓

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

↓

V_s conmuta a V_{pos} si V_e se hace más negativa que v_+ , por tanto si $V_e < \frac{V_{neg} \cdot R_1}{R_1 + R_2}$

Montajes no lineales con AO. Trigger Schmitt



Sin fluctuaciones de la salida. Comparador con histéresis.

Tema 2. Diodo y rectificación

Índice

La unión p-n. El diodo de unión

Principio básico de operación. Característica I-V

Modelos circuitales del diodo

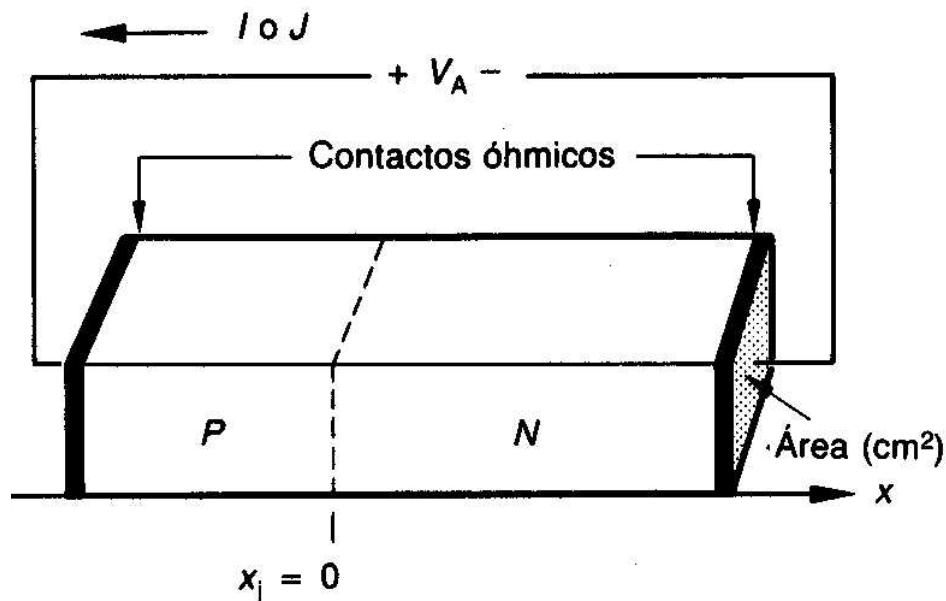
Circuitos básicos con diodos. Rectificación.

El diodo Zener. Otros tipos de diodos

- Microelectrónica. Jacob Millman, Arvin Grabel. McGraw Hill.
- Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos. Mark N. Horenstein. Ed. Prentice Hall
- The Art of Electronics. Paul Horowitz. Cambridge University Press.

El Diodo de Unión

- ✓ Cuando un semiconductor **dopado tipo P** y un semiconductor **dopado tipo N** se ponen en contacto, se forma una unión P-N.
- ✓ Si realizamos un “buen” contacto eléctrico (denominado contacto óhmico) en cada zona, tenemos un dispositivo electrónico llamado **diodo de unión**.

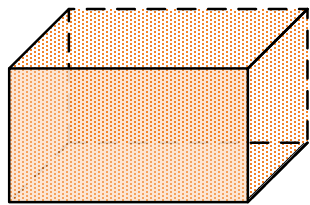


- V_A o V_D : tensión aplicada al diodo (V)
- I_D : corriente del diodo (A)
- J_D : densidad de corriente, $I/\text{Área}$ (A/cm^2)
- x_j : posición de la unión (m)

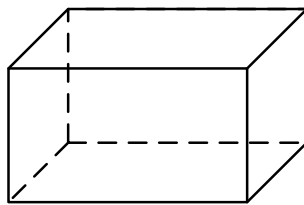
El Diodo. Unión P-N. Semiconductores

Unión P-N sin polarización externa

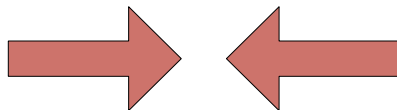
- Al formar la unión P-N, dado que la zona dopada tipo N posee menos huecos que la zona tipo P, **los electrones libres de la zona N SE DIFUNDEN** hacia la zona P, ocupando **los huecos libres existentes en la zona P**.



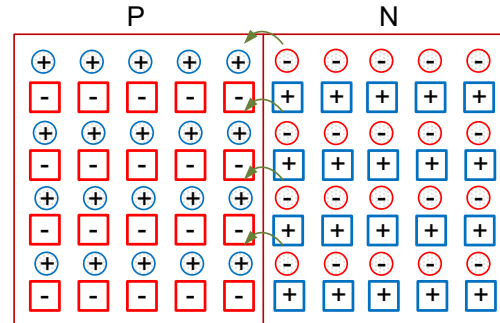
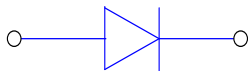
Si dopado p





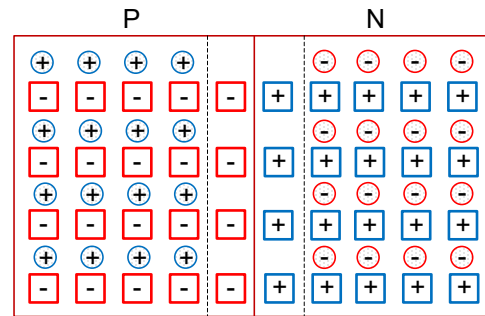
Si dopado n



Se unen



-  Electrones libres del átomo pentavalente en la capa de conducción
-  Hueco libre del átomo trivalente en la capa de valencia



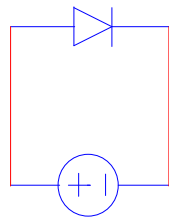
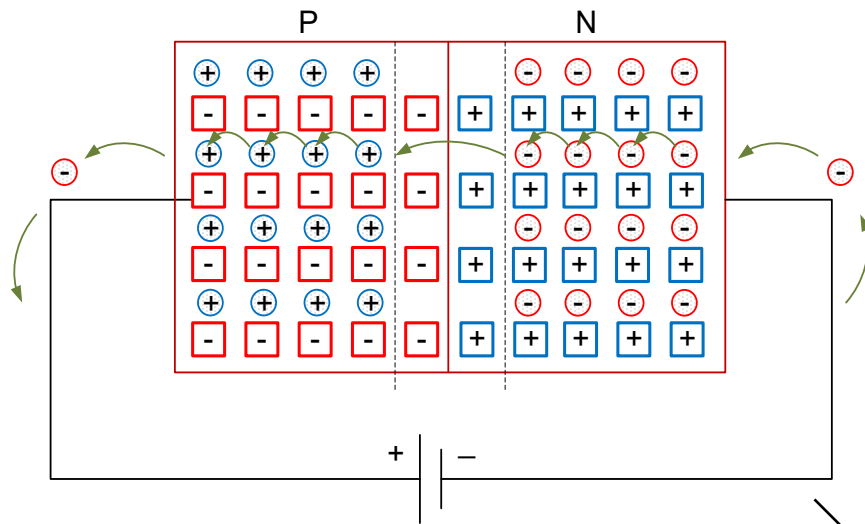
Región de carga espacial o agotamiento

- En las proximidades de la unión p-n **sólo quedan átomos de IMPUREZAS cargadas** (ya que dichos átomos NO son móviles), creando la denominada **Zona de Carga Espacial**

El Diodo. Unión P-N. Semiconductores

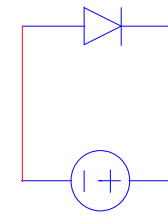
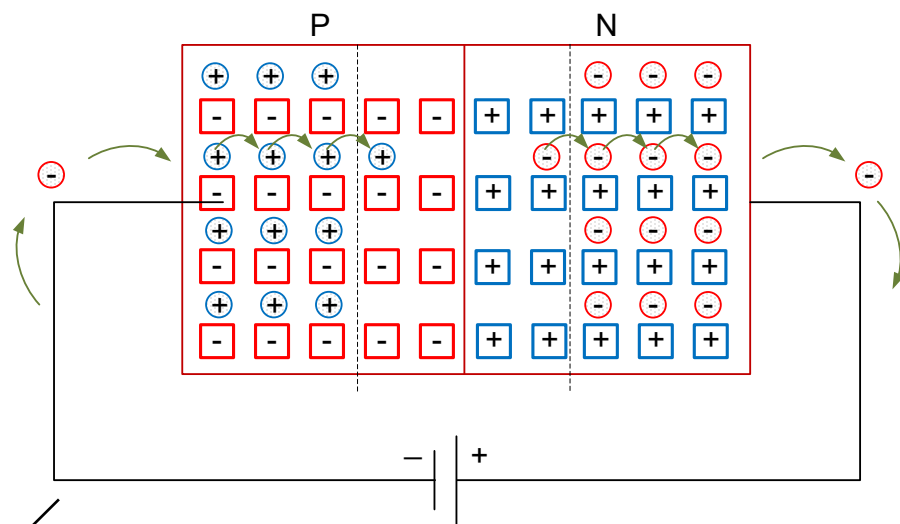
Unión P-N con polarización externa

Polarización directa



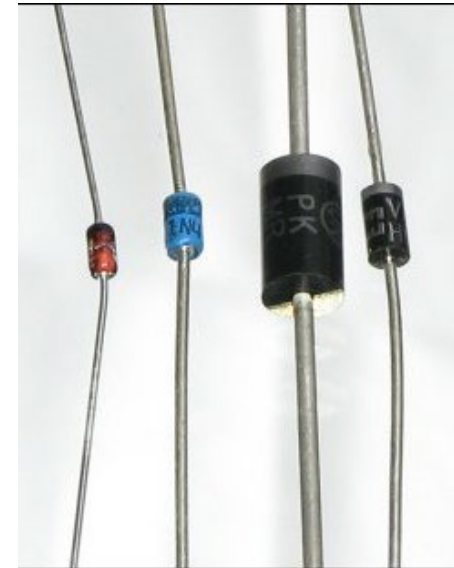
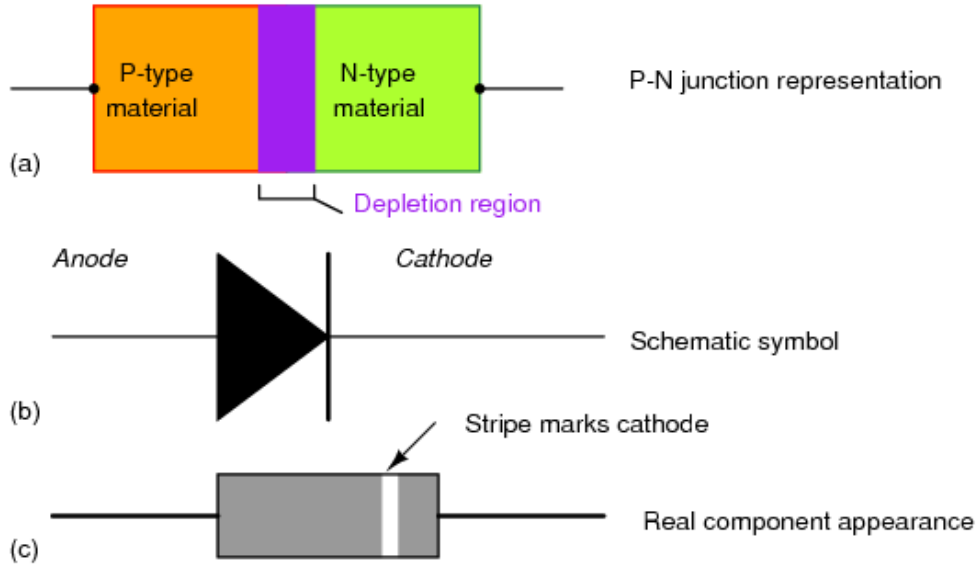
Corrientes de arrastre

Polarización inversa



$$I_D \approx 0$$

Símbolo circuital del diodo. Encapsulados



Característica I-V de la unión PN

$$i_D = I_S (e^{e \cdot V_D / \eta k T} - 1) = I_S (e^{V_D / \eta V_T} - 1)$$

V_D voltaje aplicado al diodo

i_D corriente del diodo

I_S corriente inversa de saturación =

f(T, concentración de portadores, área de unión...)

10^{-8} - 10^{-14} : dispositivos discretos de Si;

10^{-16} : en un diodo de C.I.

η coeficiente de emisión

1 (C.I o diodos discretos que operan con más de 10mA)

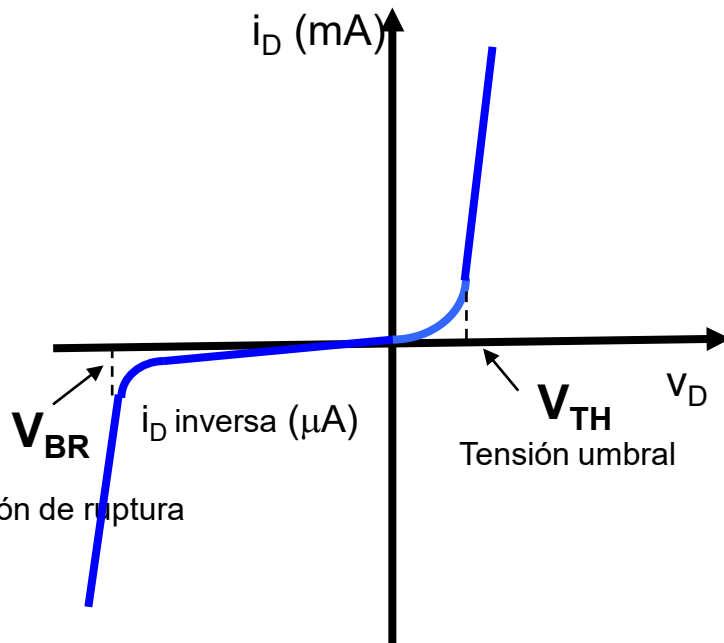
2 (diodos discretos de Si que operan hasta 10mA)

$V_T = kT/q$ (V_T tensión térmica, **25,9 mV a 300K**: K cte de Boltzmann, T temperatura, q carga del electrón)

V_{TH} voltaje umbral (**0,6 - 0,8V** para diodos de Si;

0,2 - 0,3V para diodos de Ge; **0,9 - 1,1V** en GaAs)

V_{BR} voltaje o tensión de ruptura (breakdown), a la que aparece una corriente muy elevada en polarización inversa (**-50V** para diodos convencionales de Si).



Modelos circuitales del diodo

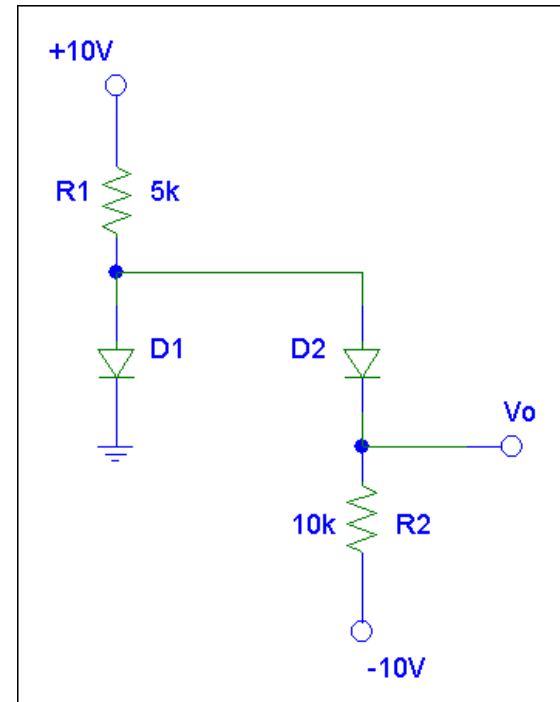
- Cuando se construyen circuitos complejos con diodos, **el cálculo de las tensiones y corrientes en el circuito utilizando la característica I-V del diodo anterior** sólo se puede realizar de manera **numérica** (simulación mediante computador, herramientas de resolución de sistemas de ecuaciones no lineales...)

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



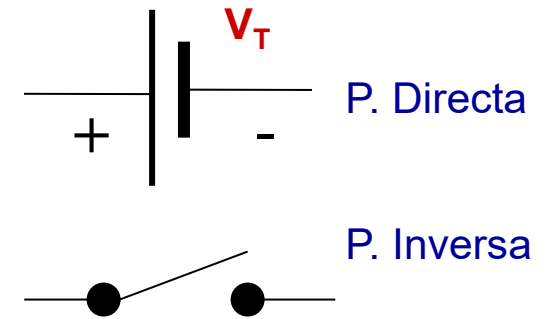
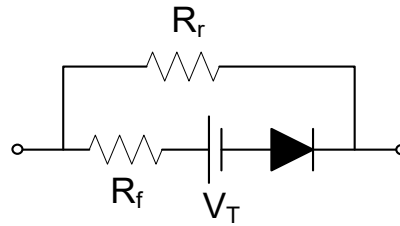
$$V_D = \eta V_T \ln\left(\frac{i_D}{I_S} + 1\right)$$

- Por ello, se recurre a **modelos simplificados (llamados modelos circuitales)** del diodo que permitan el análisis y resolución de circuitos de una manera aproximada.



Modelos circuitales del diodo

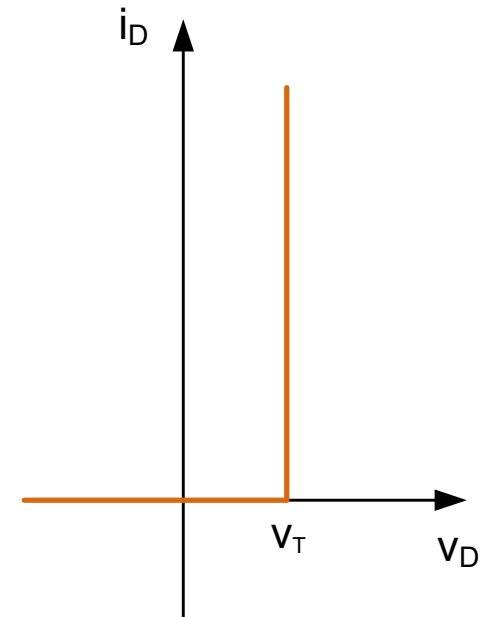
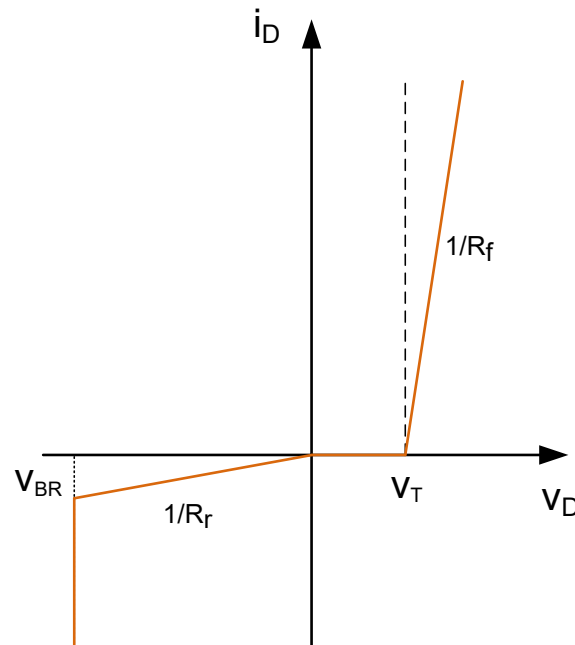
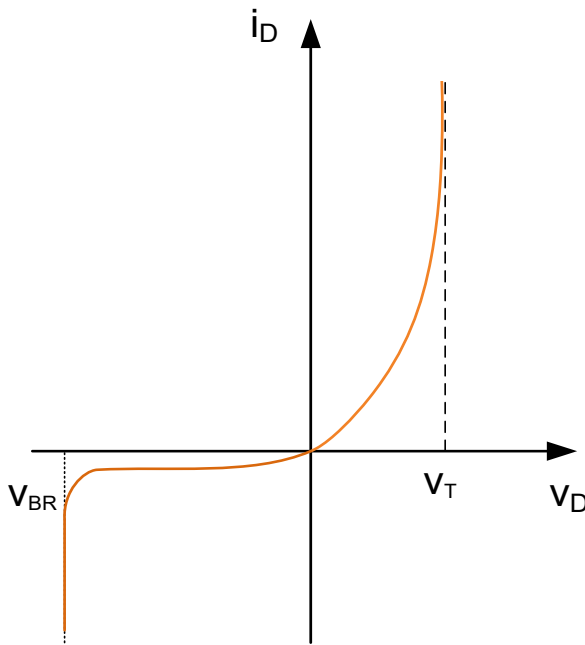
Modelo



Curva I-V real

Curva I-V aproximada

Curva I-V ideal



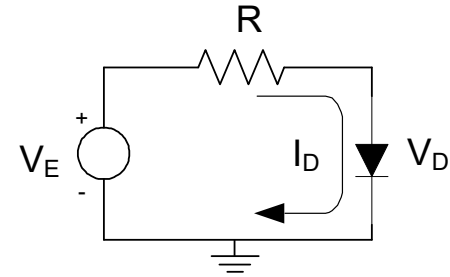
¿Cómo analizar circuitos con diodos?

1. No se puede aplicar superposición con elementos no lineales (diodo).
2. No se puede aplicar Thèvenin en un circuito con elementos no lineales.
3. Existen diferentes formas para resolver circuitos con diodos:
 - i. Desconectar el elemento no lineal (diodo) y aplicar Thevenin/Norton del resto del circuito.
 - ii. Resolución gráfica: Superponer la característica I-V del diodo a la recta de carga del circuito.
 - iii. Suponiendo el estado de cada diodo y aplicando las leyes de Kirchhoff. Verificar si hay contradicciones.

Recta de carga

- Vamos a analizar el circuito más sencillo: una resistencia R , un diodo y una fuente de tensión continua V_{DD} . *¿Cuánto vale la corriente del circuito y las tensiones en cada elemento?*

Ambos elementos están en serie, luego la corriente (I) del circuito es la misma en el diodo y en la resistencia: $I = I_R = I_D$.



- ✓ Si aplicamos la ley de mallas de Kirchhoff, sustituimos en ella la ley de Ohm (tensión en la resistencia) y despejamos el valor de la corriente:

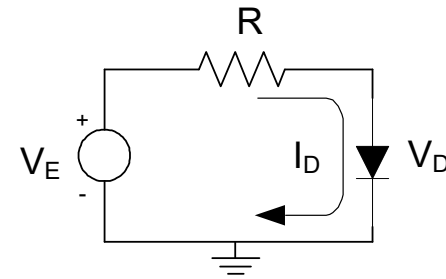
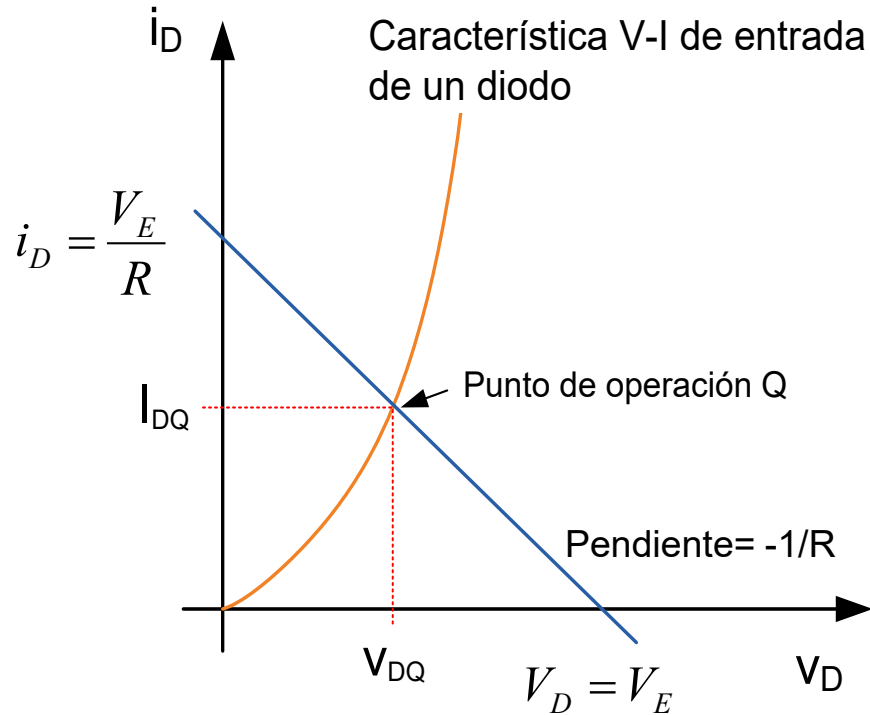
$$V_E = V_R + V_D = I_D \cdot R + V_D \Rightarrow I_D = \frac{V_E - V_D}{R}$$

A esta ecuación se le denomina **RECTA DE CARGA**

- ✓ La **recta de carga del circuito lineal** determina todos los puntos de operación permitidos de dicho dispositivo en el circuito en que se halla.

Punto de trabajo (Q) del diodo

Punto de trabajo Q = (V_{DQ}, I_{DQ}): es la intersección de la recta de carga con la curva característica del componente



$$V_E = i_D \cdot R + V_D \quad \Rightarrow \quad \frac{V_E - V_D}{R} = I_D;$$

- La recta de carga se dibuja hallando los cortes con los ejes:

$$V_D = 0 \quad \Rightarrow \quad i_D = \frac{V_E}{R}$$

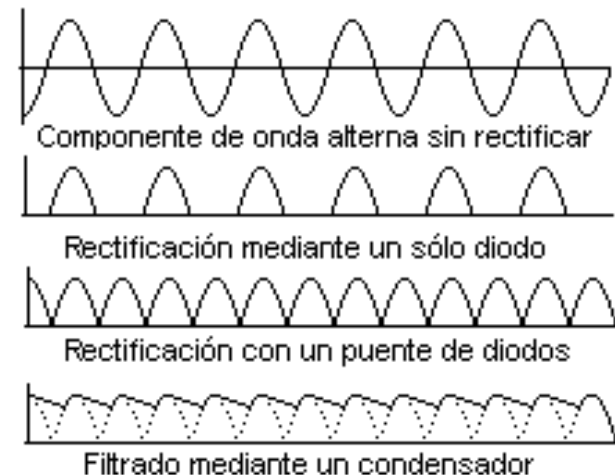
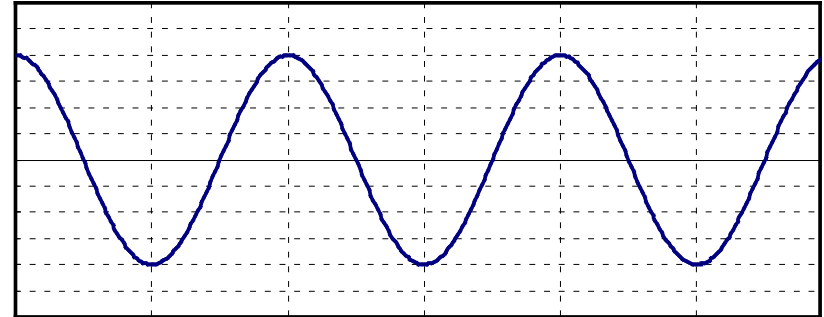
$$i_D = 0 \quad \Rightarrow \quad V_D = V_E$$

¿Cómo analizar circuitos suponiendo el estado de los diodos?

1. Suponer razonadamente el estado de cada diodo (**directa o inversa**).
2. Dibujar el esquema del circuito sustituyendo los diodos por el modelo circuital elegido en función de su estado:
 - i. **Diodos en directa (conducción) \Rightarrow modelo circuital.**
 - ii. **Diodos en inversa (corte) \Rightarrow interruptor abierto.**
3. Determinar las corrientes y tensiones en todo el circuito mediante las leyes de Kirchhoff.
4. Comprobar si existen contradicciones con las suposiciones hechas para cada diodo. Habrá contradicción si:
 - i. **Por el cortocircuito pasa una corriente negativa**
 - ii. **En el circuito abierto aparece una tensión positiva.**
5. Si hay alguna contradicción modificar las hipótesis del punto 1. Si no hay contradicciones, los valores de tensión y corriente calculados se aproximarán bastante a los reales.

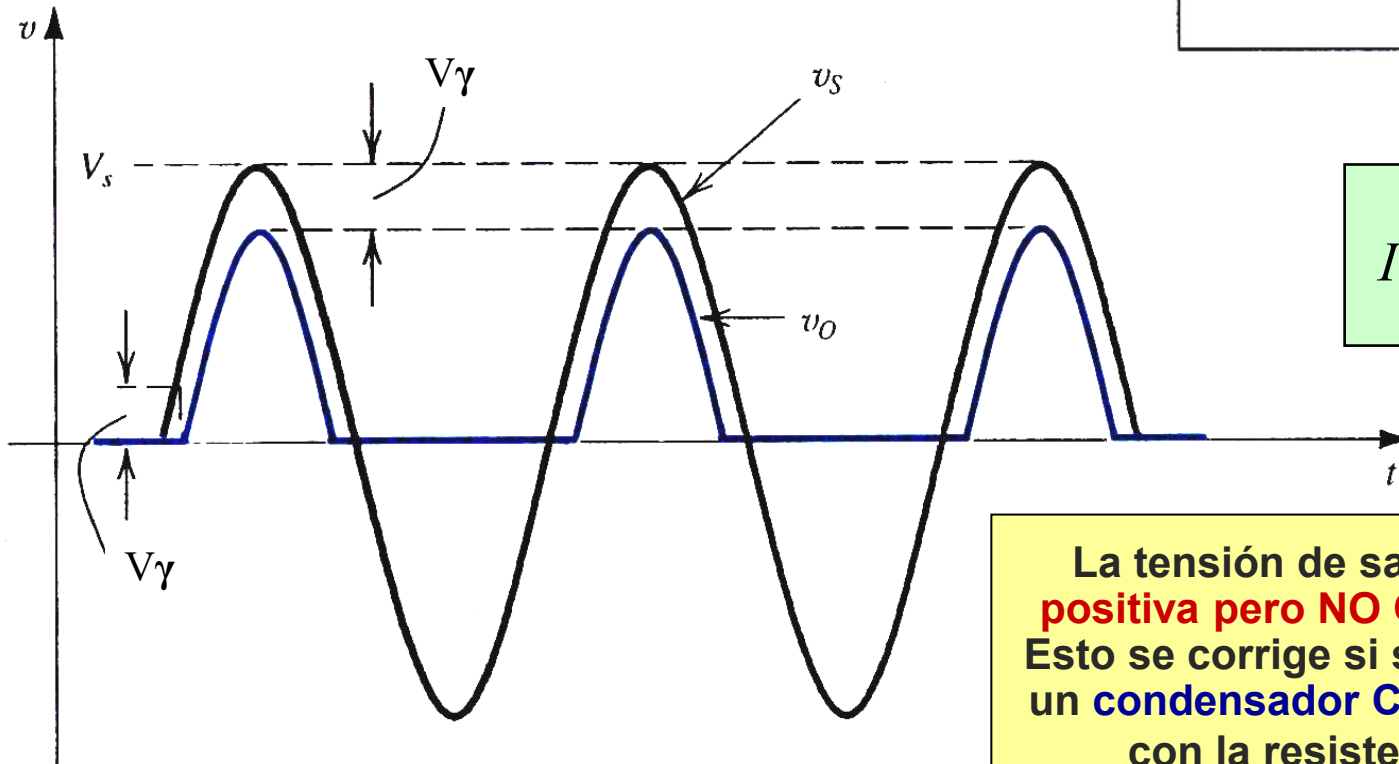
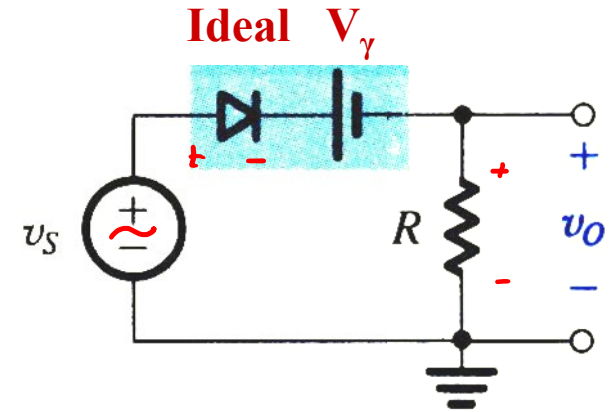
Circuitos con diodos: Rectificadores

- Un **circuito rectificador ideal** convierte una **tensión alterna** (generalmente sinusoidal) en una **tensión continua**.
- En la práctica, los rectificadores **no son circuitos ideales**, por lo que la tensión continua de salida suele presentar **pequeñas variaciones y no ser perfectamente continua**.
- Los circuitos rectificadores más utilizados son **circuitos con diodos**, entre los que destacan:
 - Rectificador de **media onda**
 - Rectificador de **onda completa con puente de diodos**



Rectificador de media onda

- El diodo del circuito conducirá sólo si la tensión v_s supera el voltaje de codo. Por ello $v_0 = v_s - V_\gamma$ (semiciclos positivos, cuando $v_s > V_\gamma$), y $v_0 = 0$ (semiciclos negativos, cuando $v_s < V_\gamma$):

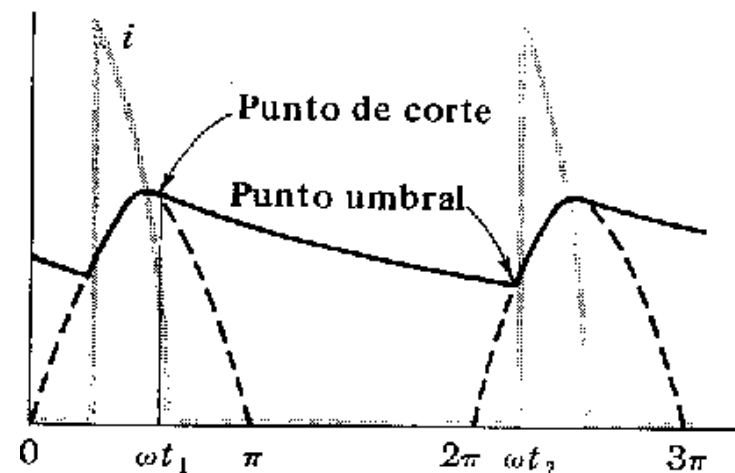
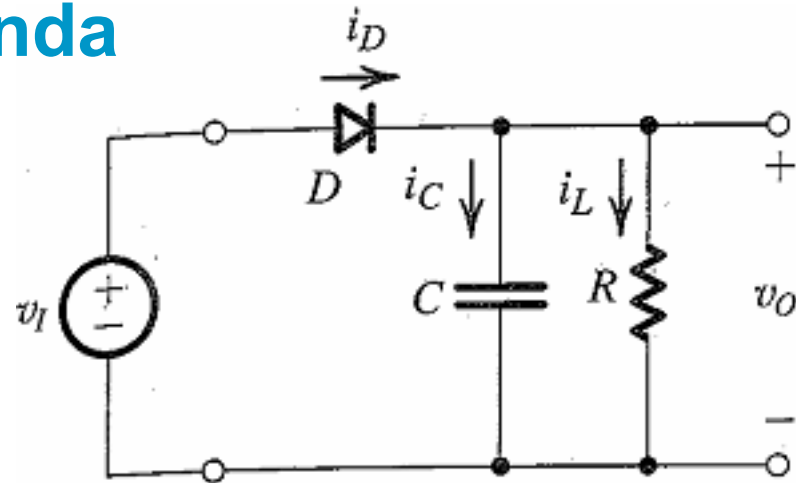


$$I = \frac{v_s - V_\gamma}{R}$$

La tensión de salida v_0 es **positiva pero NO CONTINUA**. Esto se corrige si se introduce un **condensador C** en paralelo con la resistencia R.

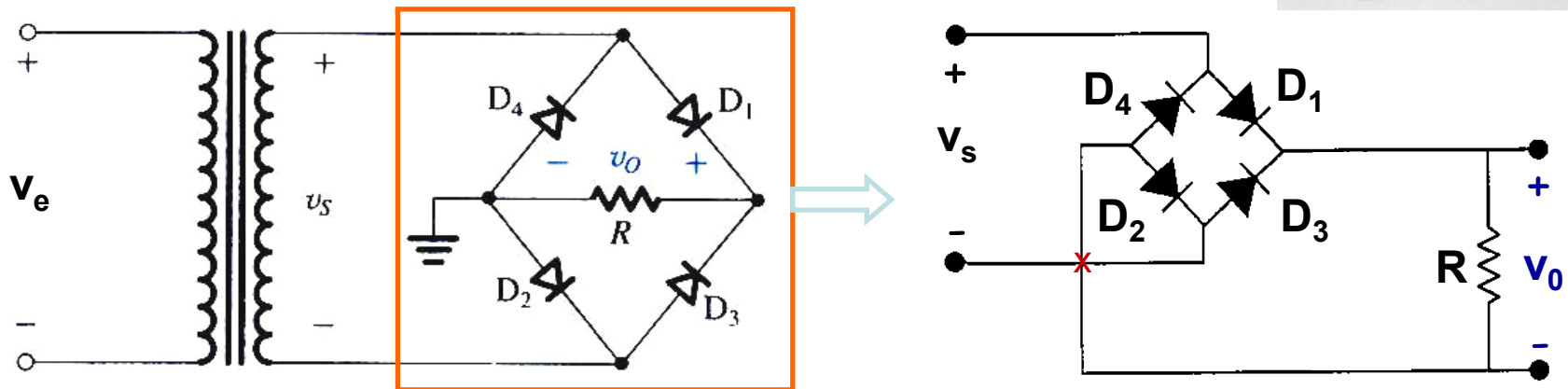
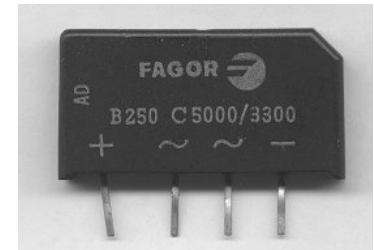
Rectificador de media onda

- Cuando el diodo conduce, el condensador **almacena carga eléctrica**.
- Cuando el diodo se corta (interruptor abierto), el condensador se **descarga poco a poco** a través de la resistencia R .
- En el siguiente ciclo el diodo **vuelve a conducir** y el condensador **recupera la carga** perdida mientras el diodo estaba en corte.
- Si la capacidad del condensador C , la resistencia R o ambos son de valor elevado, la tensión de salida apenas disminuye en el tiempo.
- Por ello, para reducir el **rizado** de la tensión de salida, en la práctica se utilizan **valores elevados de C** .



Rectificador de onda completa con puente

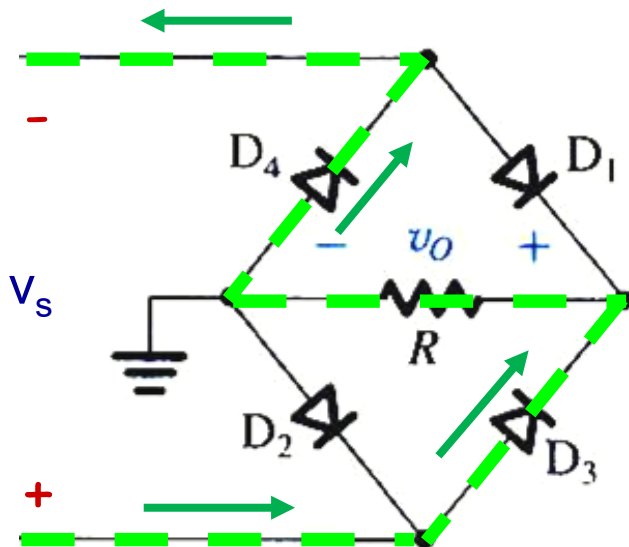
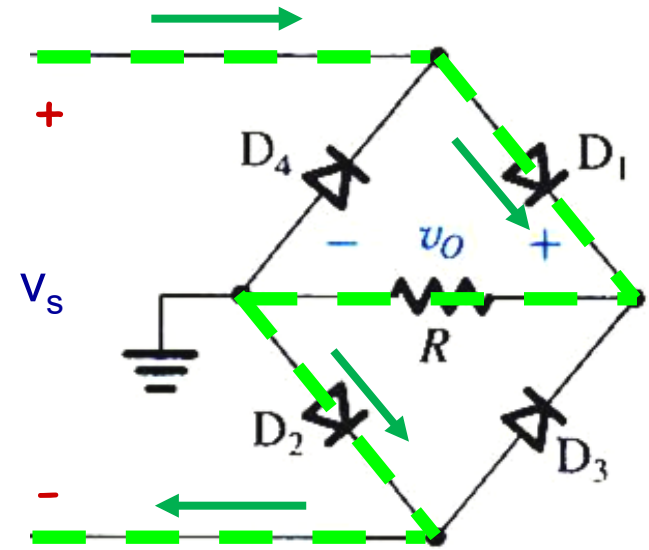
- El **circuito rectificador de media onda** es el más sencillo, pero **no se aprovecha el semiciclo negativo** de la tensión alterna sinusoidal. Para transformar a tensión continua **ambos ciclos de la tensión alterna sinusoidal de entrada**, se utilizan **circuitos rectificadores de onda completa**.
- Uno de los circuitos más utilizados consta de cuatro diodos y se conoce como **PUENTE de diodos**. Disponible comercialmente.



- ✓ En el puente de diodos, siempre hay **DOS diodos que conducen simultáneamente**: en el semiciclo **positivo** de v_s conducen D_1 y D_2 , en el semiciclo **negativo** lo hacen D_3 y D_4

Rectificador de onda completa con puente

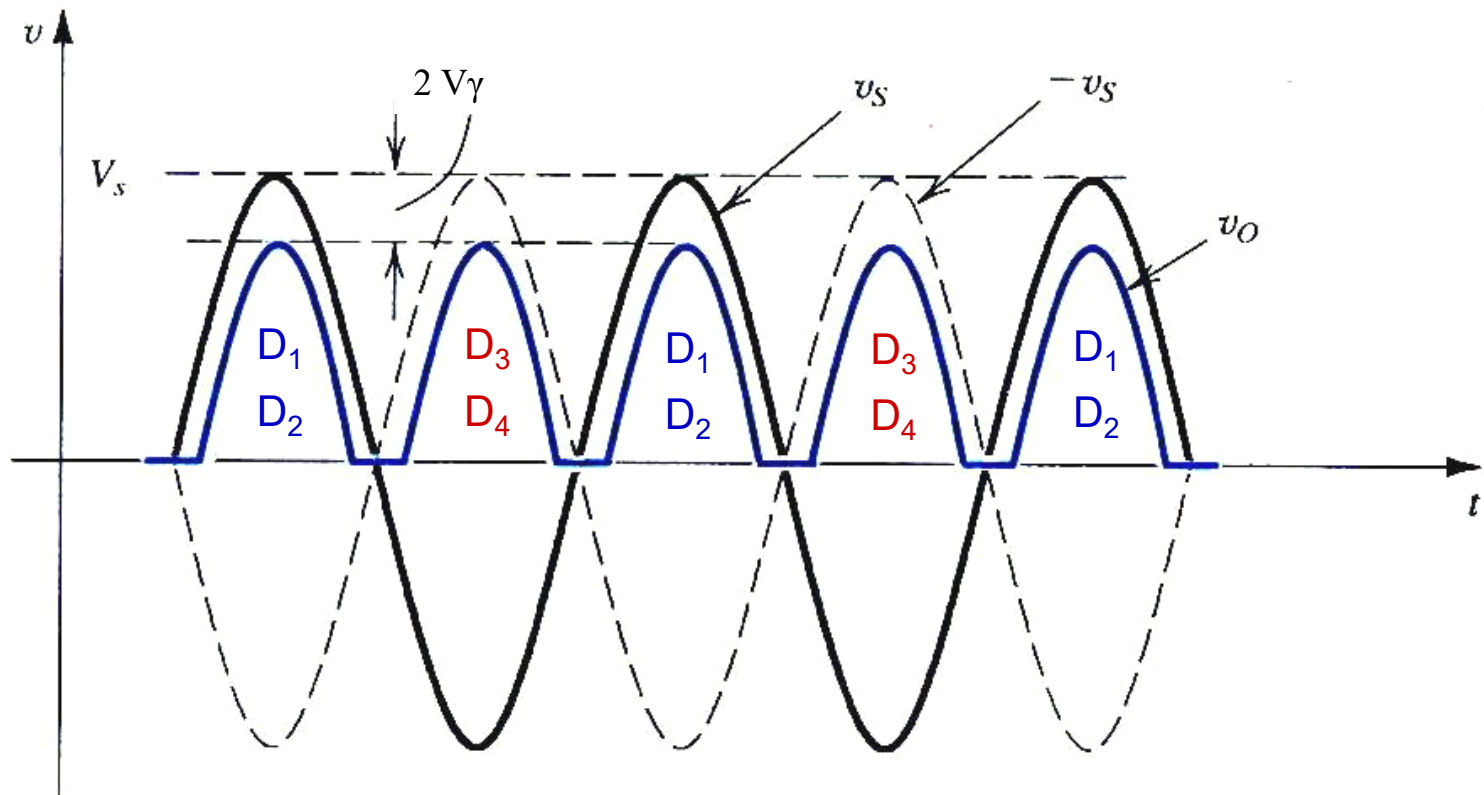
- En el **semiciclo positivo de v_s** :
 - La corriente pasa por D_1 , luego por la resistencia R y por último por D_2 .
 - D_3 y D_4 se encuentran en inversa (corte).



- En el **semiciclo negativo de v_s** :
 - La corriente pasa por D_3 , luego por la resistencia R y por último por D_4 .
 - D_1 y D_2 se encuentran en inversa (corte).

Rectificador de onda completa con puente

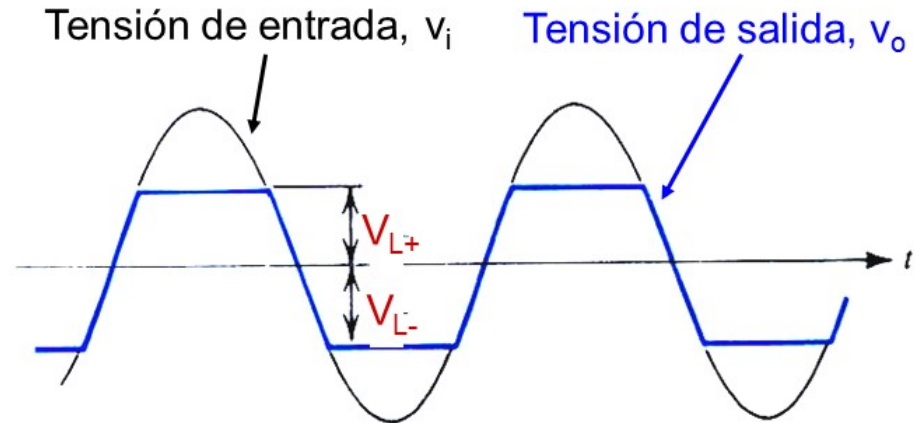
- Dado que siempre hay **dos diodos conduciendo**, la tensión de salida del transformador debe superar el doble de la tensión de codo para que exista conducción:



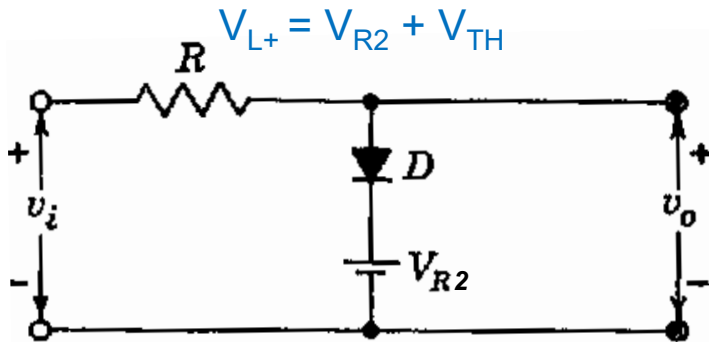
- ✓ Como en los circuitos rectificadores anteriores, un **condensador C conectado en paralelo con la resistencia R** permite reducir el rizado de la tensión de salida v_o .

Circuito recortador o limitador

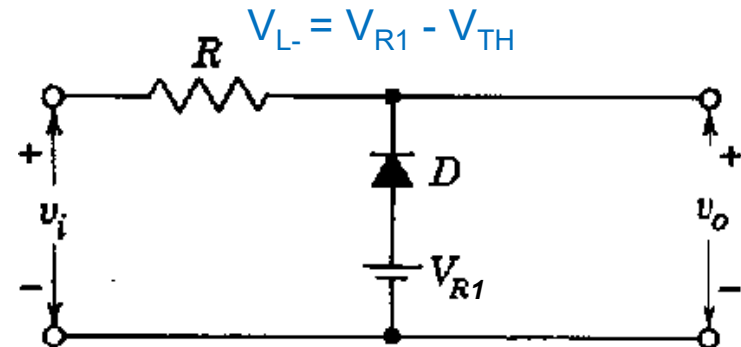
- ✓ Un **circuito recortador** (limitador, o selector) de tensión permite **eliminar** en la tensión de salida v_o una parte de la tensión de entrada v_i que supere un cierto intervalo de voltaje.



Recortador a un nivel superior

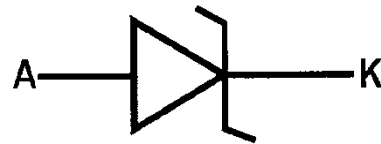
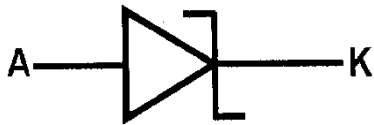


Recortador a un nivel inferior



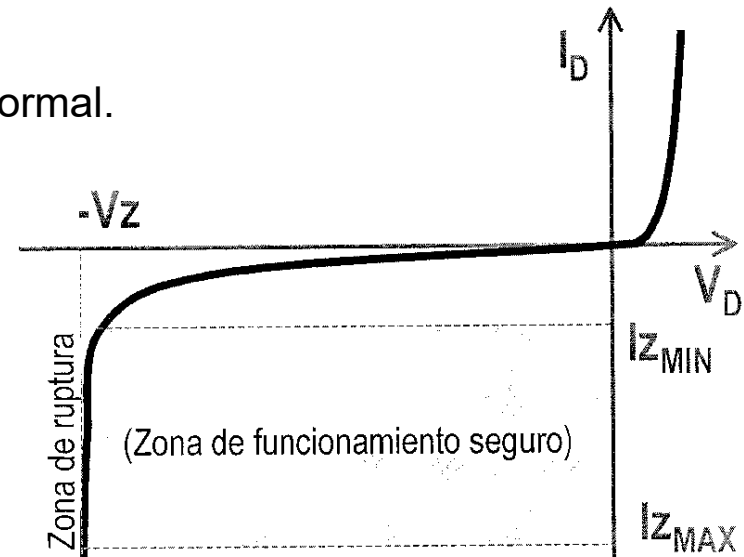
Otros diodos: el diodo Zener

- Los **símbolos circuitales** del diodo Zener son los siguientes:



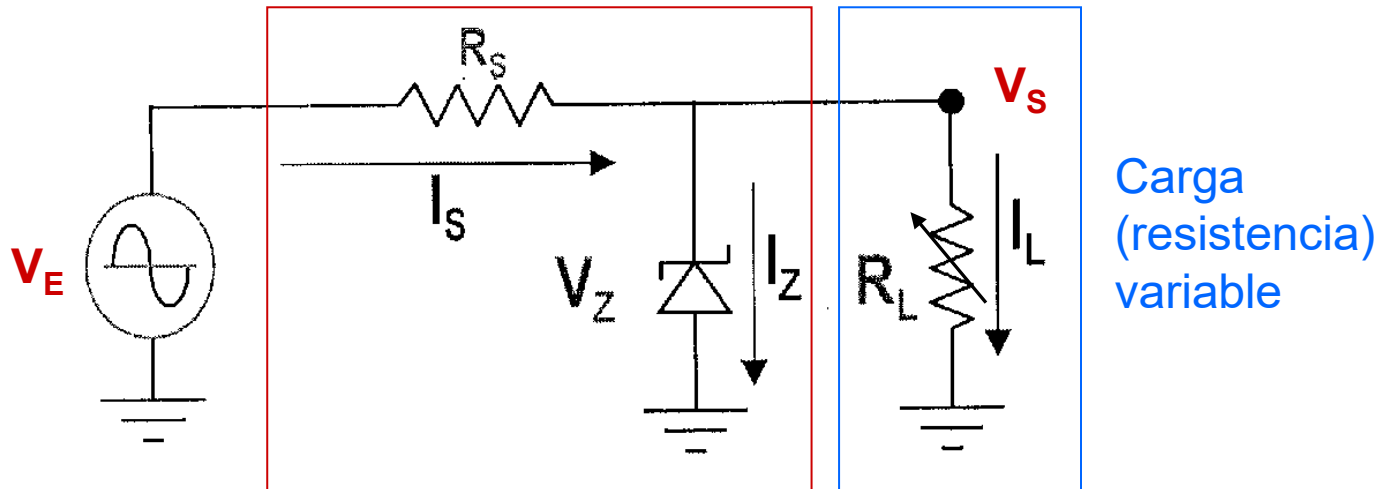
- ✓ La curva característica del diodo Zener es la siguiente:

- En directa funciona como un diodo normal.
- V_z es la **tensión Zener**.
- $I_{z_{MIN}}$ es la **corriente mínima** necesaria para entrar en la zona de ruptura Zener.
- $I_{z_{MAX}}$ es la **mayor corriente en ruptura soportada** (dada por la potencia máxima)



Circuito regulador de tensión con diodo Zener

- ✓ La aplicación más importante de los diodos Zener tiene que ver con circuitos donde se necesite una tensión **muy constante y estable**: **circuitos reguladores de tensión**.

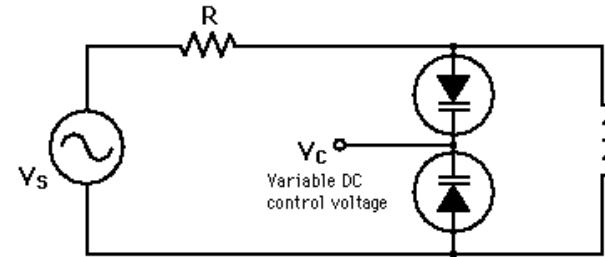


Circuito regulador Zener

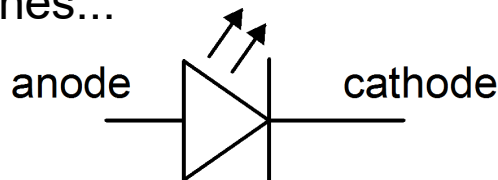
- Si en el circuito anterior se hace circular por el diodo Zener una corriente en inversa entre $I_{Z_{MIN}}$ e $I_{Z_{MAX}}$, la tensión de salida V_S será fija y de valor V_Z . De esta manera, aunque varíe el valor de la resistencia R_L , ésta siempre estará sometida a la misma tensión ($V_S = V_Z$)

Otros diodos

Diodo varicap o varactor: La unión P-N de un diodo polarizado en inversa se comporta como un **condensador de capacidad variable**: a mayor tensión inversa disminuye la capacidad de la unión. Útil en circuitos de sintonizado RLC, para modificar la frecuencia de resonancia con la tensión aplicada.

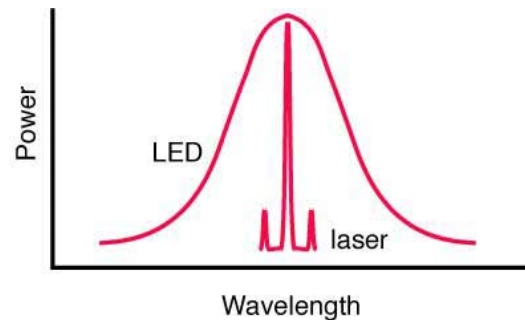
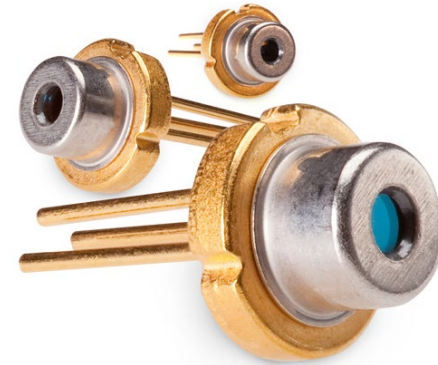
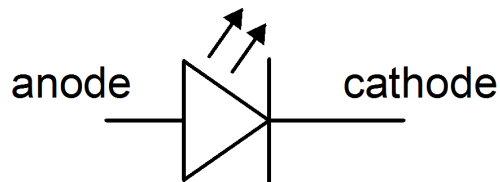


Diodo LED (*Light Emitting Diode*): diodo que **emiten luz** al paso de la corriente. Existen LED de distintas longitudes de onda (**desde el infrarrojo al ultravioleta**) en función del semiconductor en el que esté fabricado. Usados en indicadores, pantallas, comunicaciones...



Otros diodos

Diodo Láser (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) es un dispositivo que utiliza un efecto de la mecánica cuántica, la **emisión inducida o estimulada**, para generar un haz de luz coherente espacialmente (haz colimado) y temporalmente (monocromático). Usados en lectores de CD, DVD, comunicaciones ópticas, impresoras láser...



Otros diodos

Célula fotovoltaica (célula solar): Unión p-n que cuando absorbe radiación luminosa produce una tensión y corriente eléctrica (fotocorriente) por **efecto fotovoltaico**. Su objetivo es producir energía eléctrica, luego suelen ser de área elevada.



Fotodiodo: Funciona también por efecto fotovoltaico, pero no se utiliza para producir energía eléctrica sino como **sensor de luz**, por lo que suele ser de tamaño más reducido. Se polariza en inversa, produciendo una fotocorriente proporcional a la radiación incidente. Se usa en comunicaciones ópticas.



Los **fototransistores** además **amplifican esa corriente**, ganando sensibilidad.



Optoacoplador u optoaislador: La combinación de un diodo LED y un fototransistor en un circuito integrado, que permite **aislar eléctricamente una señal**.

Tema 3. Transistor

Índice

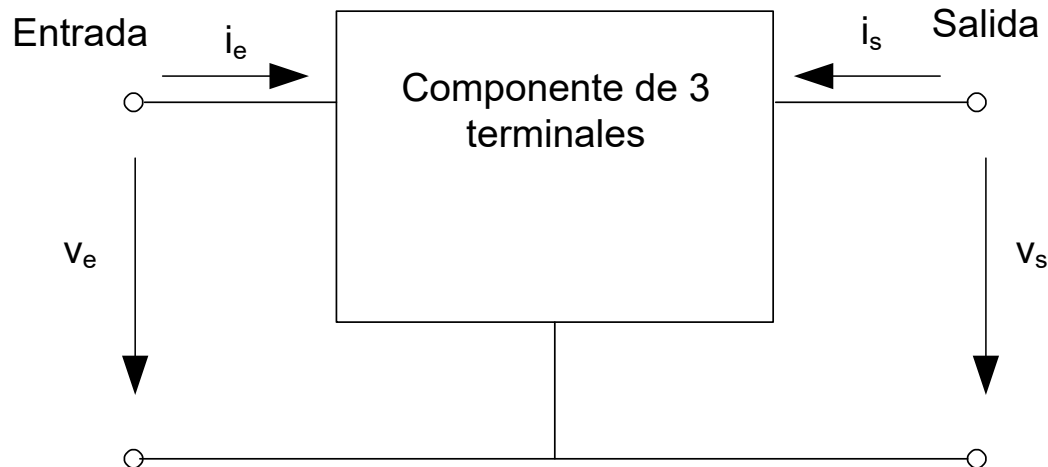
Transistor Bipolar. BJT.

Transistor de efecto campo. FET.

- Electronics. A System Approach. Neil Storey. Pearson- Prentice Hall. 4ª edición.
- Microelectrónica: Circuitos y Dispositivos. Mark N. Horenstein. Ed. Prentice Hall
- Microelectrónica. Jacob Millman, Arvin Grabel. McGraw Hill.
- The Art of Electronics. Paul Horowitz. Cambridge University Press.

Transistores

- Es un componente de 3 terminales con 3 pares de posibles curvas características I-V. Dos de ellas son suficientes para definir el componente.
- Esas dos curvas características son la curva I-V de entrada y la curva I-V de salida. La curva característica I-V de salida es un conjunto de curvas en función de uno de los parámetros de entrada.

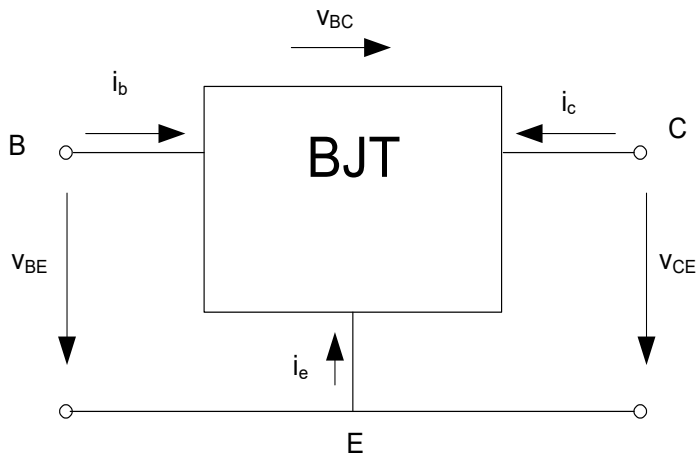


Transistores

Componentes de 3 terminales:

BJT (Transistor Bipolar de Unión):
 Fuente de corriente (salida)
 controlada por corriente (entrada).
 Ganancia de corriente (β ó h_{FE}/h_{fe}).

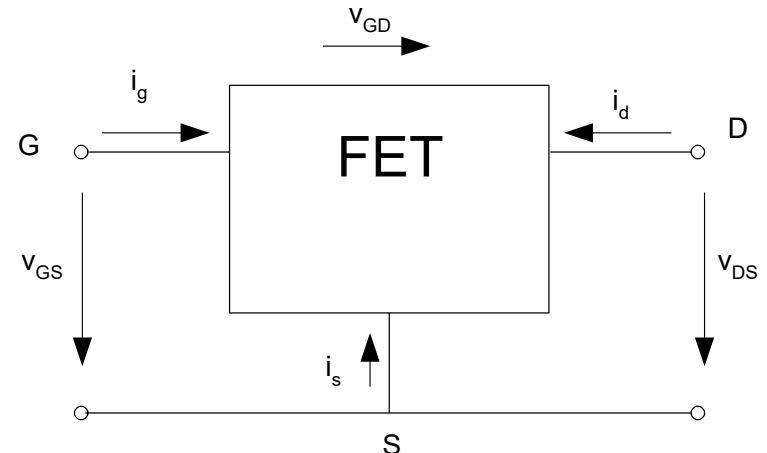
Terminales: Base, Emisor y Colector.



J. Bardeen, W.H. Brattain, y W. Shockley, 1948

FET (Transistor de Efecto Campo):
 Fuente de corriente (salida)
 controlada por tensión (entrada).
 Transconductancia (g_m).

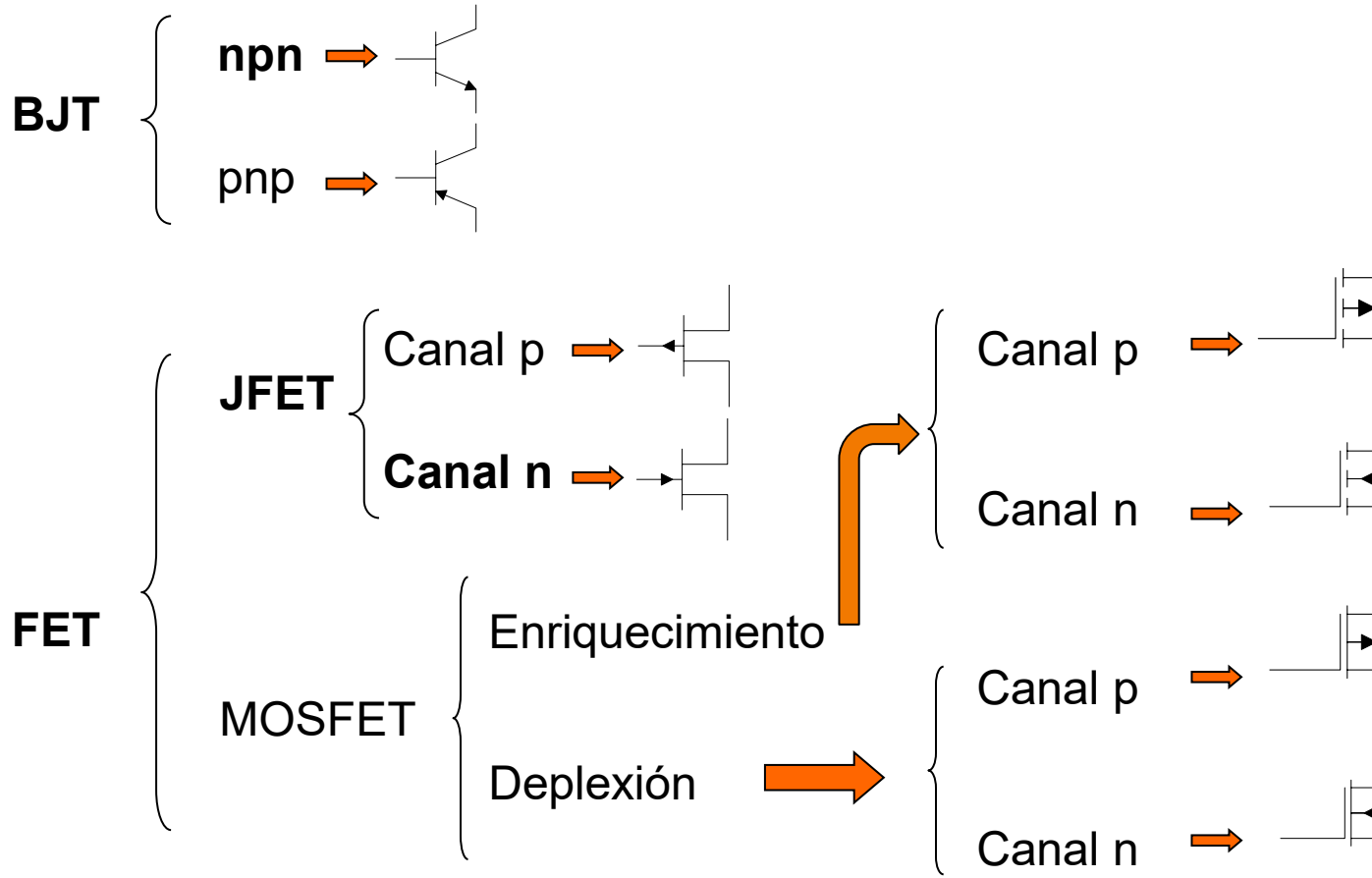
Terminales: Puerta, Drenador y Fuente.



W. Shockley, 1952

Transistores

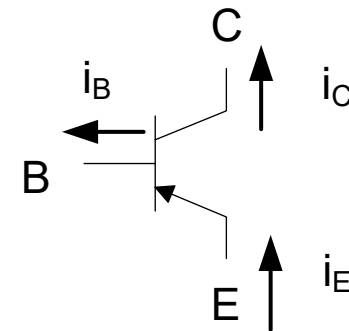
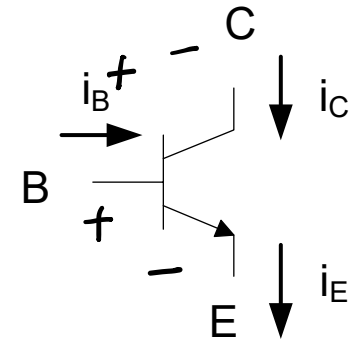
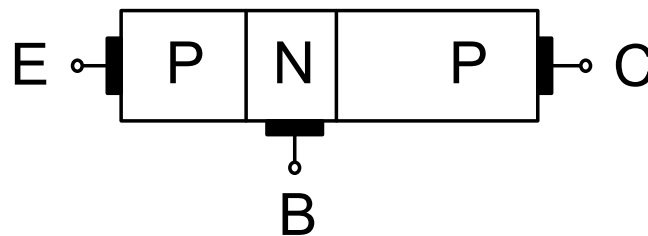
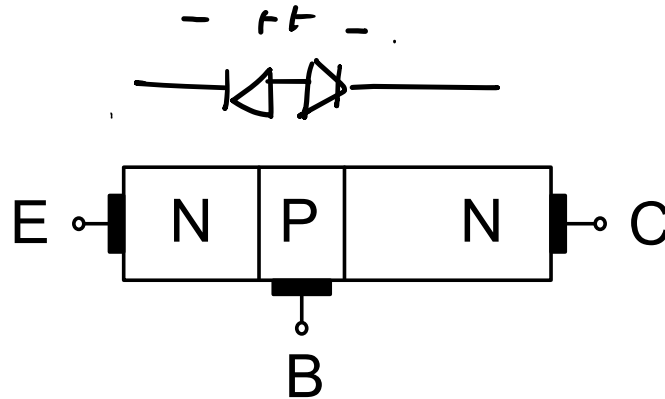
Clasificación de los componentes de 3 terminales



Transistor Bipolar. BJT.

Estructura y símbolo del transistor. npn y pnp

Terminales: Base, Emisor y Colector. Componente asimétrico.



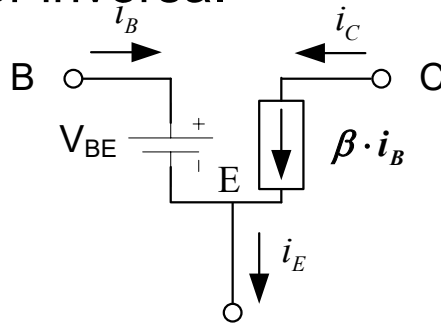
Transistores bipolares. BJT.

Zonas de funcionamiento

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

$$V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$$

$$V_{BC} < 0,7 \text{ V}$$



$$i_C = \beta \cdot i_B$$

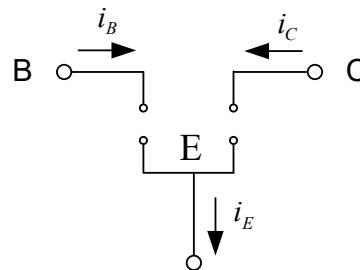
$$i_E = i_C + i_B$$

→ Amplificación

- Zona de Corte:** Unión Base-Emisor y Base-Colector polarizada inversamente. No hay movimiento de electrones (sólo minoritarios)

$$V_{BE} < 0,7 \text{ V}$$

$$V_{BC} < 0,7 \text{ V}$$



$$i_C = 0$$

$$i_E = 0$$

→ Interruptor abierto

Transistores bipolares. BJT.

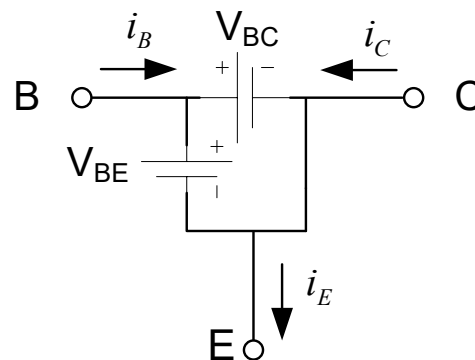
Zonas de funcionamiento

✓ **Zona Saturación:** Unión Base-Emisor polarizada directamente ($V_{BE} > V_T$). Unión Base-Colector polarizada directamente. La corriente de colector i_c depende del circuito externo.

$$V_{BE} > 0,7$$

$$V_{BC} > 0.7$$

$$V_{CE} \approx 0.2$$



$$I_C < \beta I_B$$

$$I_E \approx I_C \Rightarrow \text{Interruptor cerrado}$$

✓ **Zona de Transistor inverso:** Unión Base-Emisor polarizada inversamente. Base-Colector polarizada directamente. Es como la zona activa, pero sólo mueve los electrones de fugas, no los mayoritarios. Transistor “muy malo”.

Transistores bipolares. BJT.

Zonas de funcionamiento. Tabla Resumen.

Unión BE	Unión BC	Estado	
Directa	Inversa	Activa	$i_E = i_B + i_C; V_{BE} = 0,7V; i_C = \beta \cdot i_B$
Directa	Directa	Saturación	$i_C < \beta \cdot i_B; V_{CE} \approx 0,2V$
Inversa	Inversa	Corte	$i_B = 0; i_C = 0$

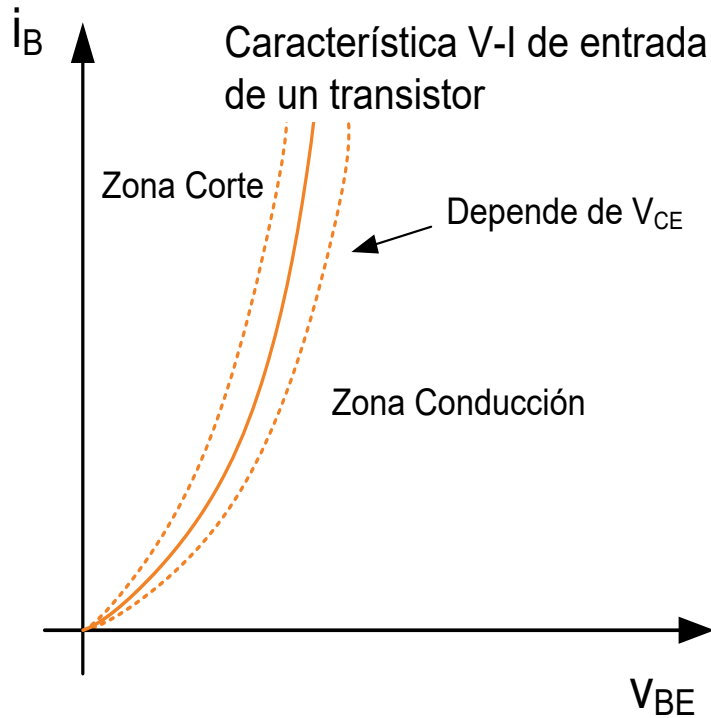
Z. Activa → Amplificación corriente → E. Analógica

Z. Corte - Z. Saturación → E. Digital

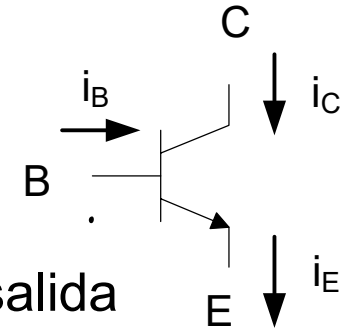
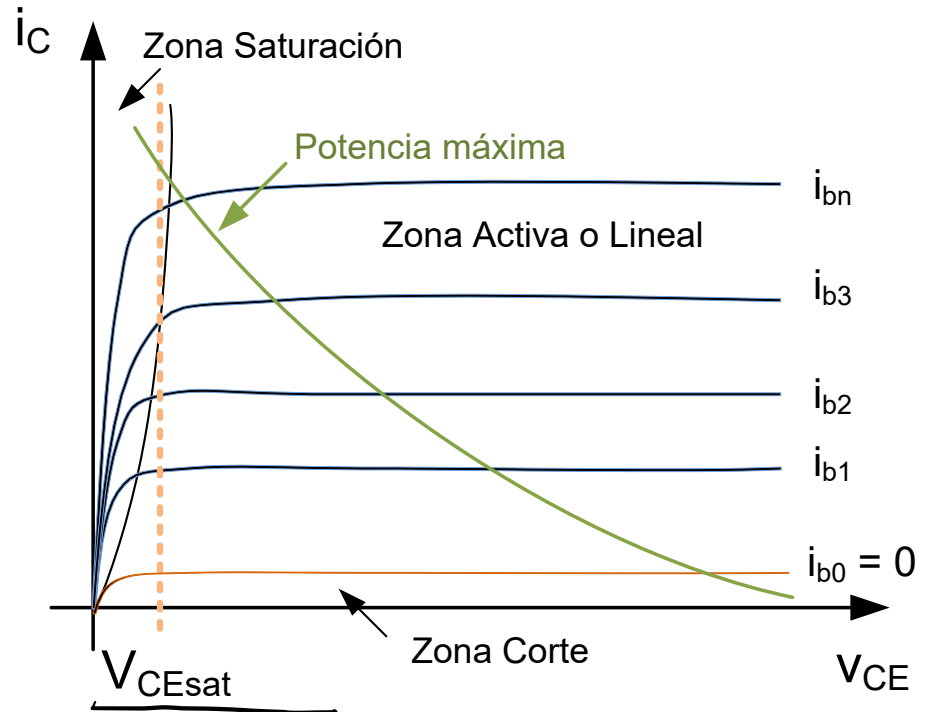
Transistores bipolares. BJT.

Curvas características

Característica I-V de entrada

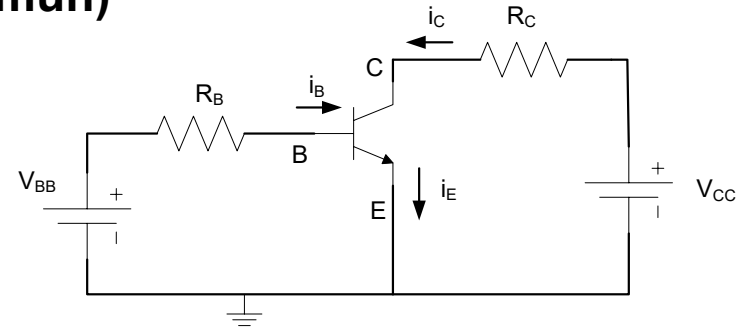


Característica I-V de salida



Transistores bipolares. BJT.

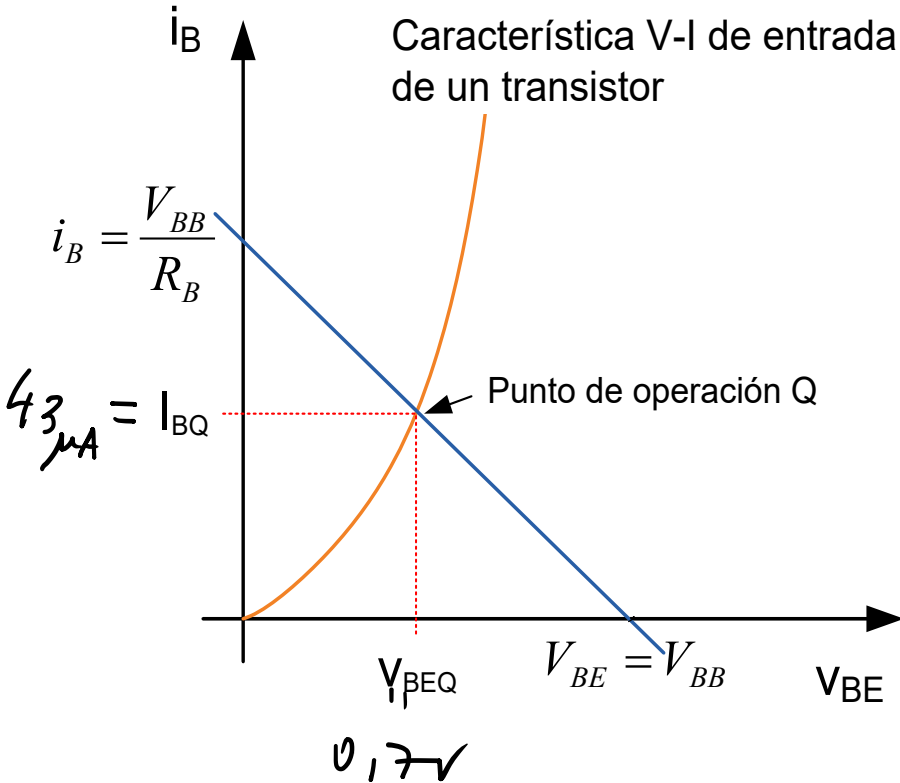
Polarización. Análisis en CC. (Emisor Común)



Característica V-I de entrada de un transistor

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

43 μA = I_{BQ}



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

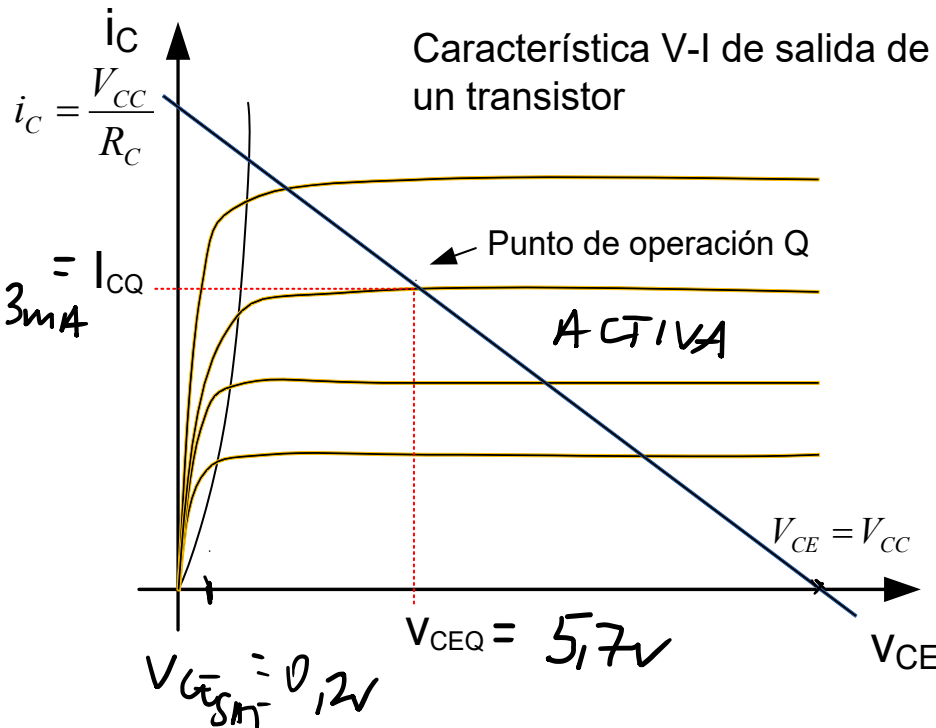
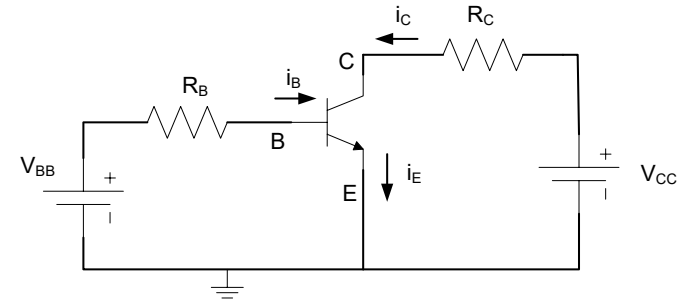
$$V_{BE} = 0 \Rightarrow i_B = \frac{V_{BB}}{R_B}$$

$$i_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BB}$$

- Pto. De Operación. Intersección de la recta de carga con la curva característica de entrada.

Transistores bipolares. BJT.

Polarización. Análisis en CC. (Emisor Común)



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

$$V_{CE} = 0 \rightarrow i_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

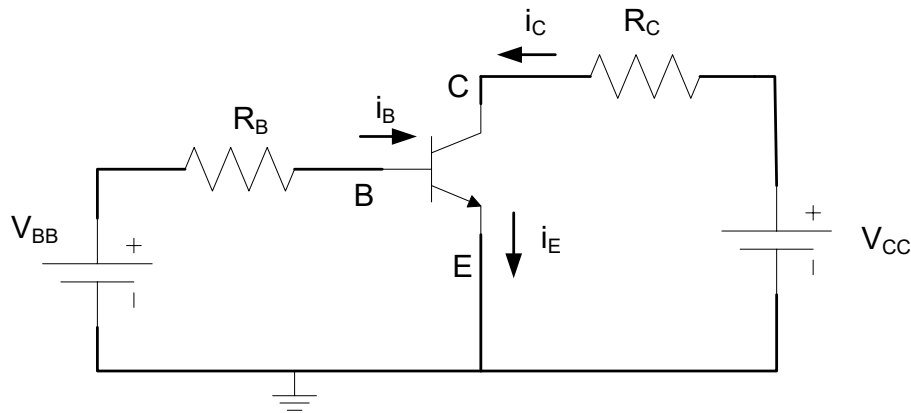
$$i_C = 0 \rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

- Pto. De Operación. Intersección de la recta de carga con la curva del valor de i_B dado por la característica de entrada.

Transistores bipolares. BJT.

Aplicaciones. Interruptor.

- Interruptor: Corte y Saturación. Inversores. Polarización de base.



$i_B = 0$; \Rightarrow Zona de Corte $\Rightarrow (i_C = 0)$

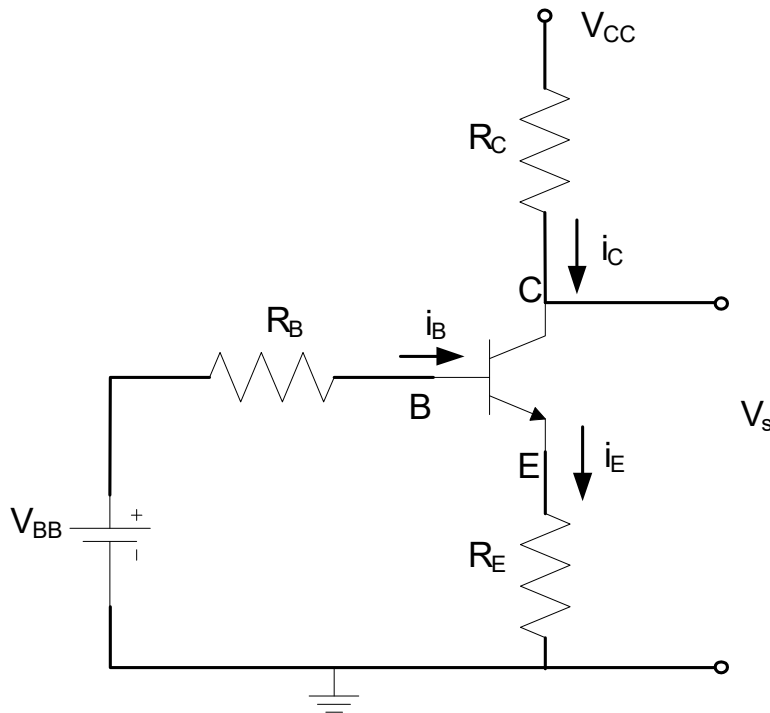
$V_{CE} \approx 0$; \Rightarrow Zona de Saturación \Rightarrow

$$i_C = f(V_{CC}, R_C)$$

Transistores bipolares. BJT.

Aplicaciones. Amplificador.

- Emisor Común. Amplificador inversor de tensión. Polarización de emisor.



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

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

- Ganancia de tensión y corriente β
- Alta impedancia de entrada y de salida
- Amplificación de tensión CA

Transistores bipolares. BJT.

Transistor BJT real

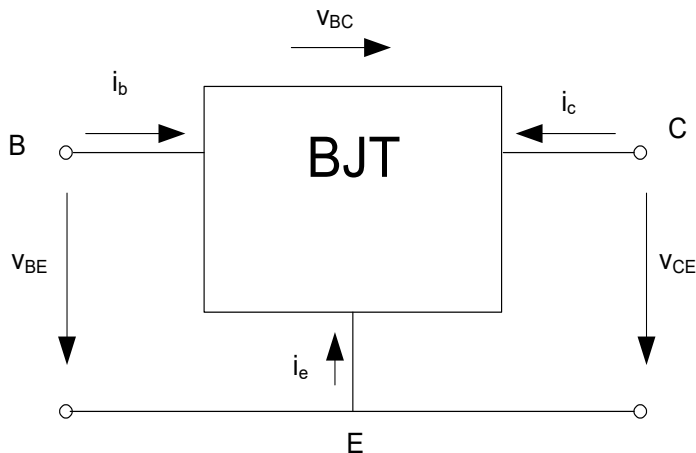
- Sus características varían con la temperatura.
- La β varía mucho de un transistor a otro aún dentro de la misma familia.
- La curva característica de salida no es plana en su Zona Lineal. No es totalmente lineal.
- La tensión máxima que soporta un transistor entre terminales es finita. Por encima 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 resistencia parásitas hacen que la velocidad de respuesta del transistor sea limitada.

Transistores

Componentes de 3 terminales:

BJT (Transistor Bipolar de Unión):
 Fuente de corriente (salida)
 controlada por corriente (entrada).
 Ganancia de corriente (β ó h_{FE}/h_{fe}).

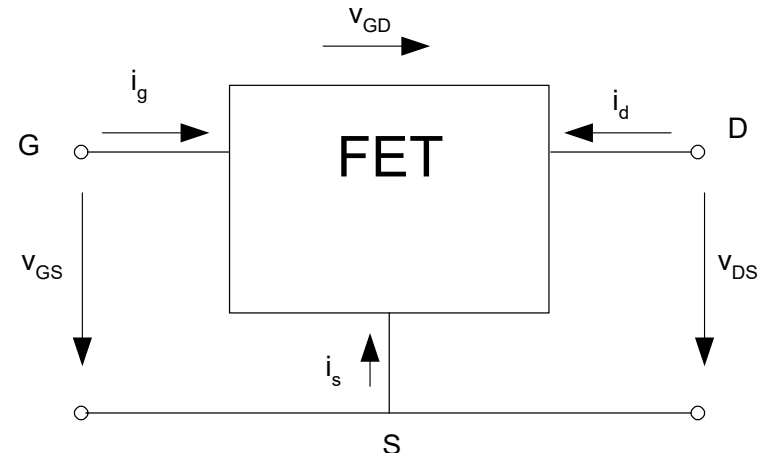
Terminales: Base, Emisor y
 Colector.



J. Bardeen, W.H. Brattain, y W. Shockley, 1948

FET (Transistor de Efecto Campo):
 Fuente de corriente (salida)
 controlada por tensión (entrada).
 Transconductancia (g_m).

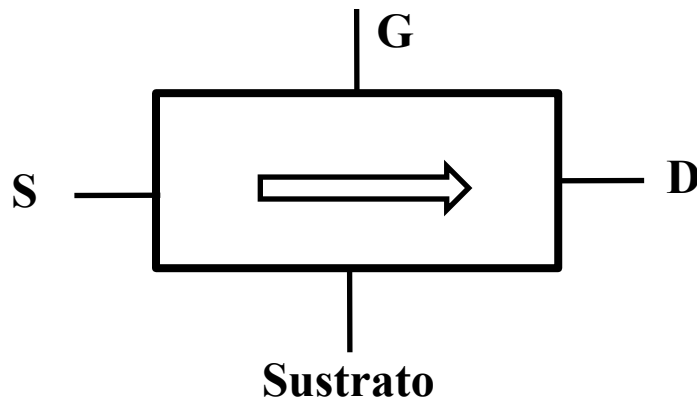
Terminales: Puerta, Drenador y
 Fuente.



W. Shockley, 1952

Transistores de efecto campo. Principio de funcionamiento (FET)

Terminales: Puerta, Drenador y Fuente. Componente simétrico.



- Una tensión controla el flujo de portadores en un canal de conducción
- El canal de conducción unipolar (monopolar) regulado por la tensión en G.
- El canal puede engrosarse, adelgazarse o incluso desaparecer dependiendo de V_{GS}
- **Resistencia de entrada infinita.**
- Semejanza entre las ecuaciones y curvas características de los FET.

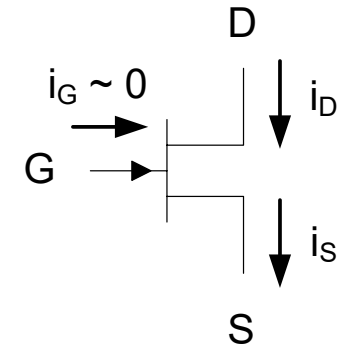
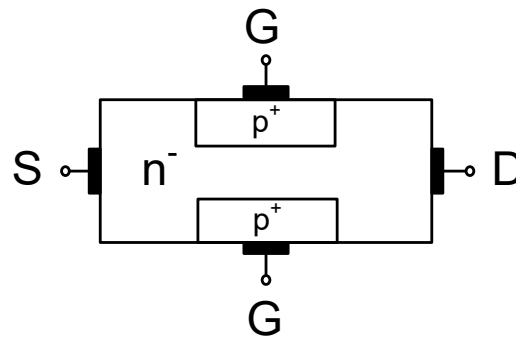
Se emplean en Electrónica Digital ya que alcanzan mayores velocidades de procesamiento.

Transistores de efecto campo. JFET.

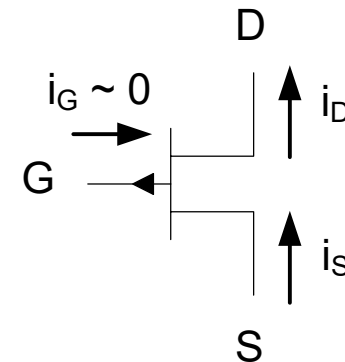
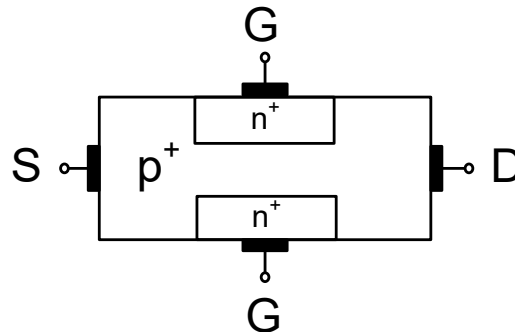
Estructura y símbolo del transistor. Canal n y Canal p

Terminales: Puerta, Drenador y Fuente. Componente simétrico.

Canal n



Canal p

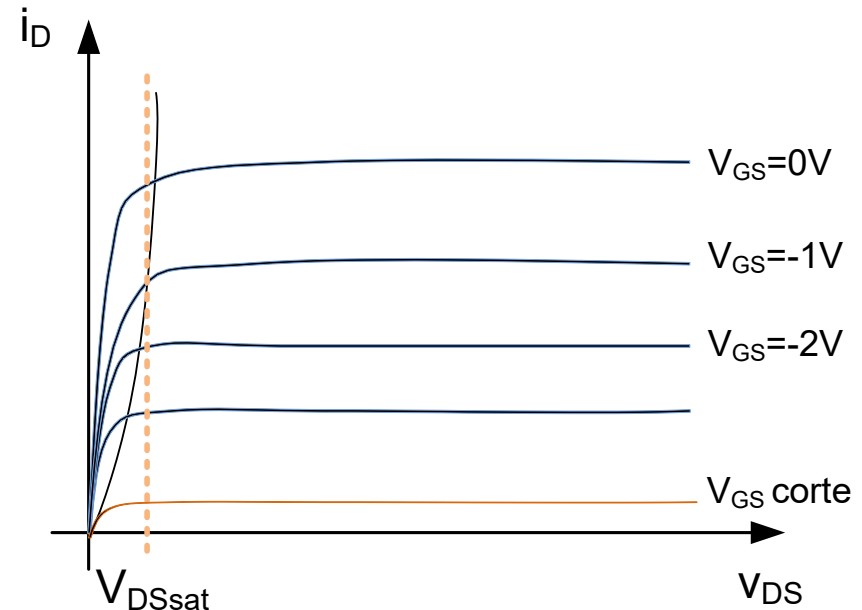
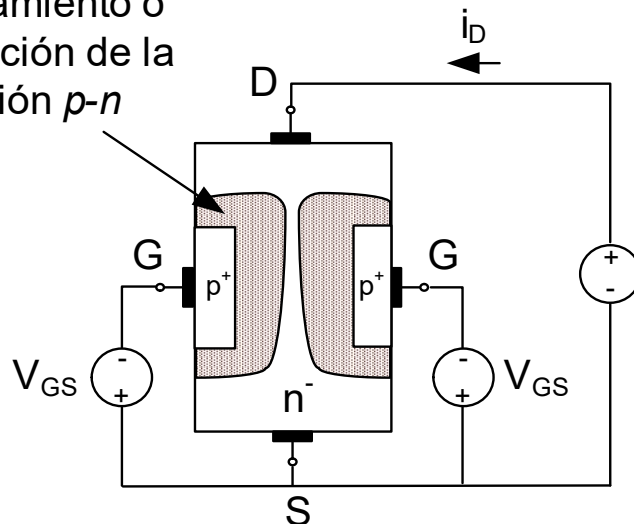


Transistores de efecto campo. JFET.

Efecto campo. *Canal n*

Tensión V_{DS} y V_{GS} polarizado en inversa: Polarización p-n inversa y aparece una zona de transición. El canal de conducción se estrecha. i_D proporcional a V_{DS} hasta un valor máximo. Comportamiento no lineal.

Zona de agotamiento o transición de la unión p-n

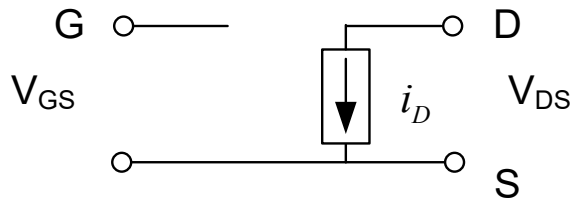
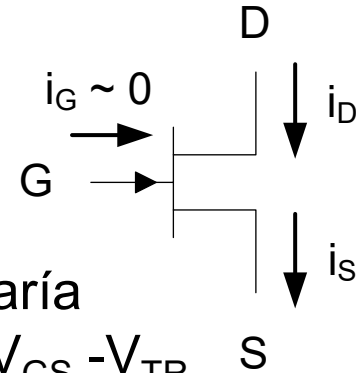


Canal p: Igual funcionamiento pero cambiando el signo de V_{GS}

Transistores de efecto campo. JFET.

Zonas de funcionamiento

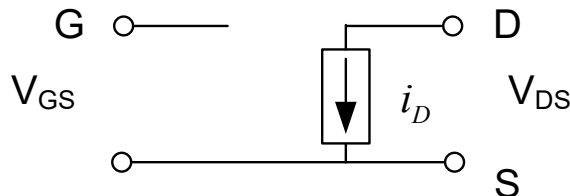
- Zona Lineal:** Para una determinada tensión $V_{GS} > V_{TR}$ la i_D varía linealmente según se incrementa V_{DS} hasta una V_{sat} . $V_{sat} \sim V_{GS} - V_{TR}$



Si $V_{GS} > V_{TR}$ y $0 < V_{DS} < V_{sat} (\approx V_{GS} - V_{TR})$

$$i_D = k \cdot (2(V_{GS} - V_{TR})V_{DS} - V_{DS}^2); \quad k = \frac{i_{DSS}}{V_{TR}^2}$$

- Zona de Saturación:** Para una determinada tensión $V_{GS} > V_{TR}$, si $V_{DS} > V_{sat}$ la i_D permanece constante aunque aumente V_{DS} .



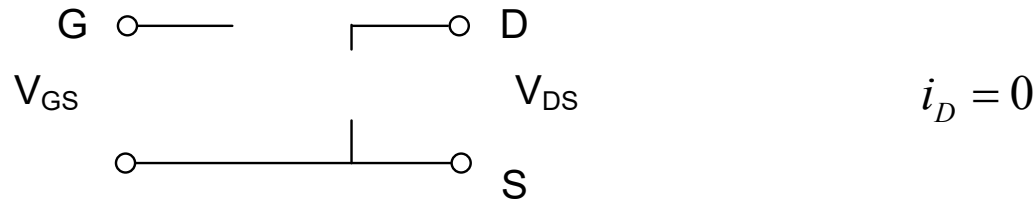
Si $V_{GS} > V_{TR}$ y $V_{DS} > V_{sat} (\approx V_{GS} - V_{TR})$

$$i_D = k \cdot (V_{GS} - V_{TR})^2; \quad k = \frac{i_{DSS}}{V_{TR}^2}$$

Transistores de efecto campo. JFET.

Zonas de funcionamiento

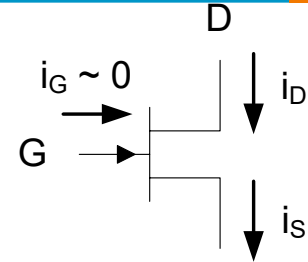
- **Zona de Corte:** Para una determinada tensión $V_{GS} < V_{TR}$ en canal está estrangulado y no circula la corriente i_D .



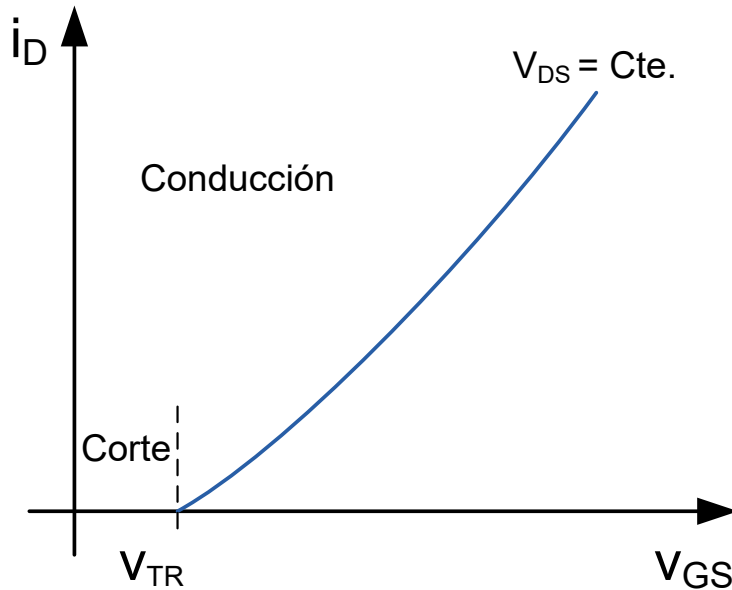
- **Zona de ruptura:** Si estando en la zona de saturación se aumenta mucho V_{DS} se produce la ruptura del componente.
- **No hay Zona inversa:** El componente es simétrico.

Transistores de efecto campo. JFET.

Curvas características



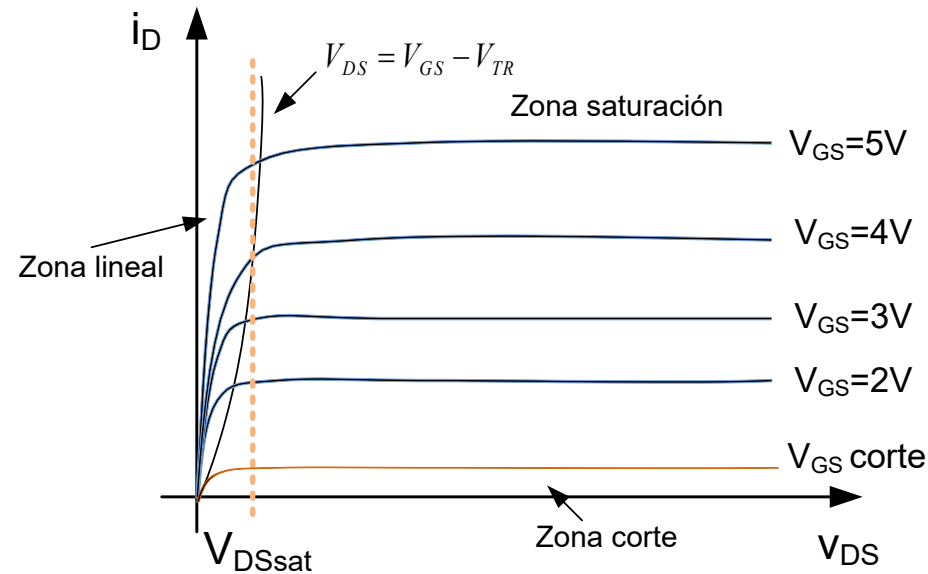
Característica I-V de entrada



- En la zona de saturación:

$$i_D = k \cdot (V_{GS} - V_{TR})^2; \quad k \left(\frac{mA}{V^2} \right)$$

Característica I-V de salida



$V_{GS} > V_{TR}$ → Zona Activa o Saturación

$$(i_D = f(V_{DS}, V_{TR}))$$

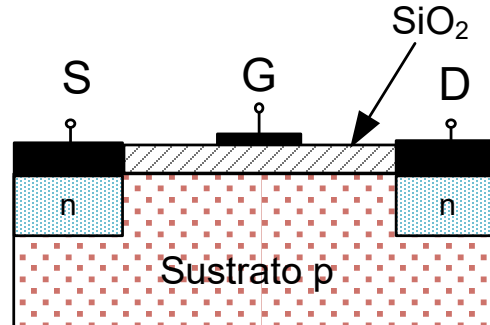
$V_{GS} < V_{TR}$ → Zona de Corte → $(i_D = 0)$

Transistores de efecto campo. MOSFET.

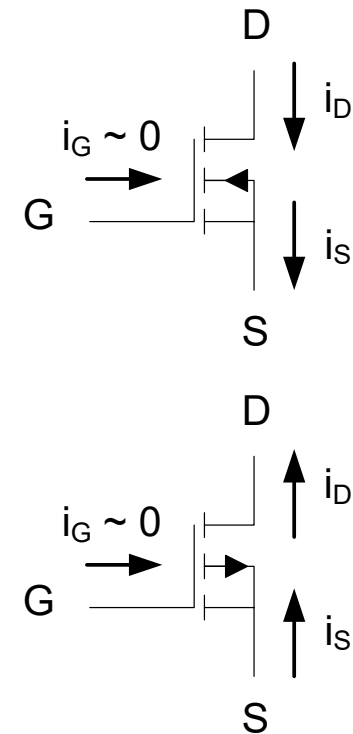
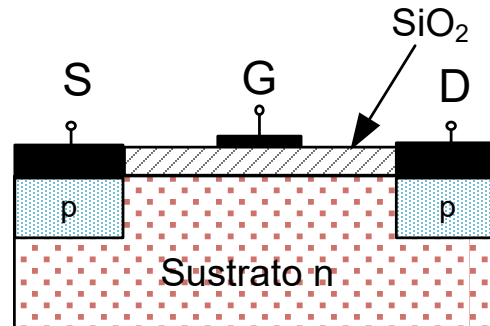
Estructura y símbolo del MOSFET de enriquecimiento. *Canal n y Canal p*

Terminales: Puerta, Drenador y Fuente. Componente simétrico.

Canal n



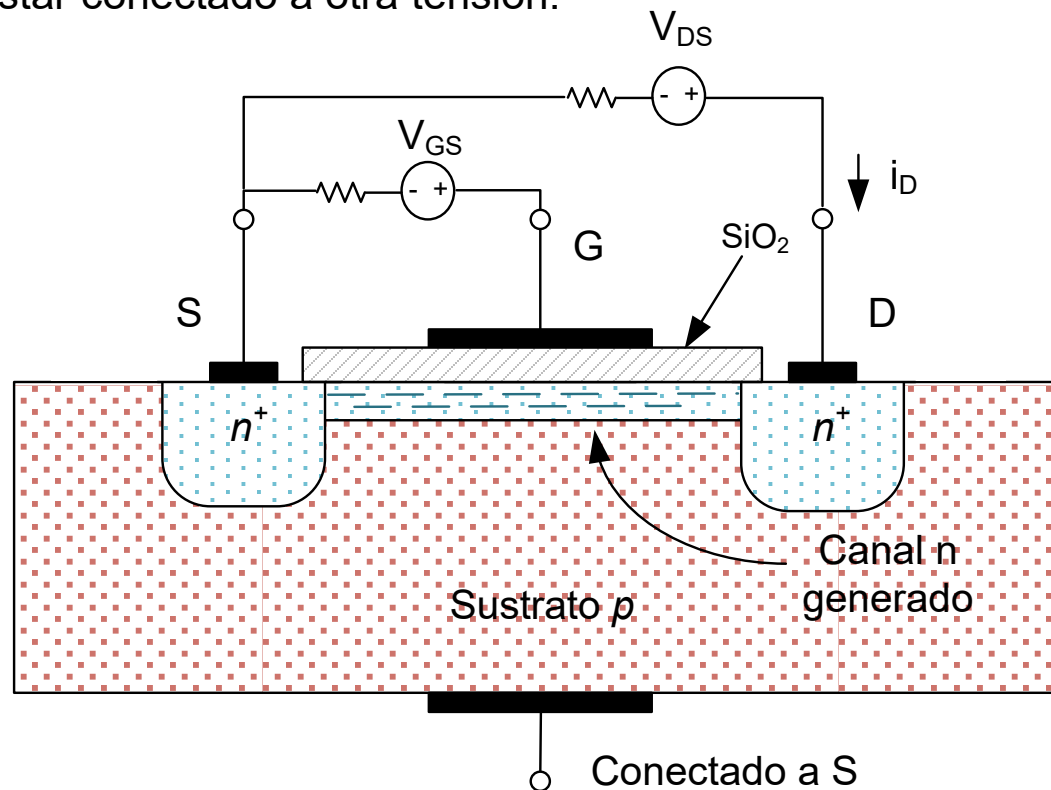
Canal p



Transistores de efecto campo. MOSFET.

Funcionamiento. MOSFET de enriquecimiento canal n

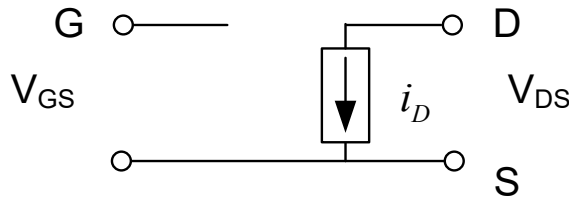
✓ Tensión V_{DS} y V_{GS} : La tensión V_{GS} atrae electrones del sustrato hacia la capa aislante de SiO_2 , creando un canal. La corriente i_D comienza a circular cuando la tensión V_{DS} supera un umbral V_{TR} . El sustrato p se conecta a la fuente. En transistores usados en C.I. el sustrato puede estar conectado a otra tensión.



Transistores de efecto campo. MOSFET.

Zonas de funcionamiento

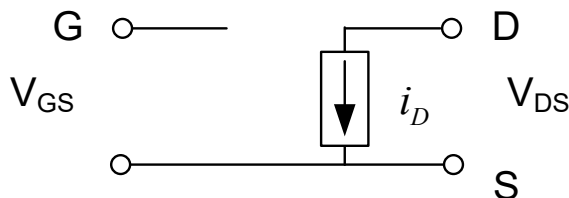
- Zona Lineal:** Para una determinada tensión $V_{GS} > V_{TR}$ la i_D varía linealmente según se incrementa V_{DS} hasta una V_{sat} . $V_{sat} \sim V_{GS} - V_{TR}$



Si $V_{GS} > V_{TR}$ y $0 < V_{DS} < V_{sat} (\approx V_{GS} - V_{TR})$

$$i_D = k \cdot (2(V_{GS} - V_{TR})V_{DS} - V_{DS}^2)$$

- Zona de Saturación:** Para una determinada tensión $V_{GS} > V_{TR}$, si $V_{DS} > V_{sat}$ la i_D permanece constante aunque aumente V_{DS} .



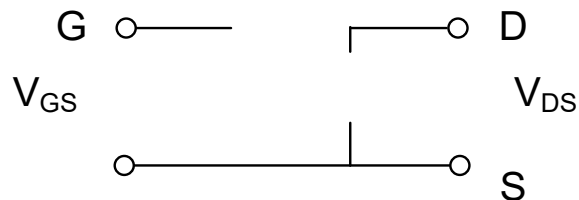
Si $V_{GS} > V_{TR}$ y $V_{DS} > V_{sat} (\approx V_{GS} - V_{TR})$

$$i_D = k \cdot (V_{GS} - V_{TR})^2;$$

Transistores de efecto campo. MOSFET.

Zonas de funcionamiento

- **Zona de Corte:** Para una determinada tensión $V_{GS} < V_{TR}$ en canal está estrangulado o no se ha formado y no circula la corriente i_D .



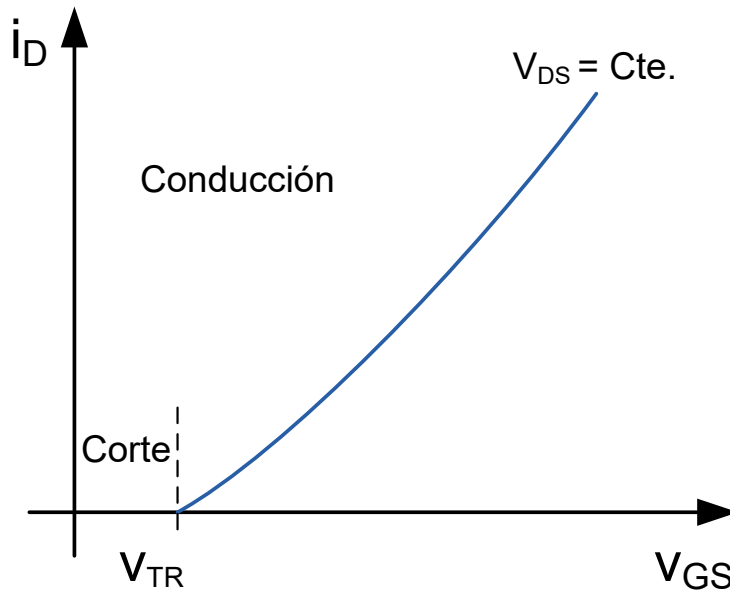
$$i_D = 0$$

- **Zona de ruptura:** Si estando en la zona de saturación se aumenta mucho V_{DS} se produce la ruptura del componente.

Transistores de efecto campo. MOSFET.

Curvas características (Enriquecimiento canal n)

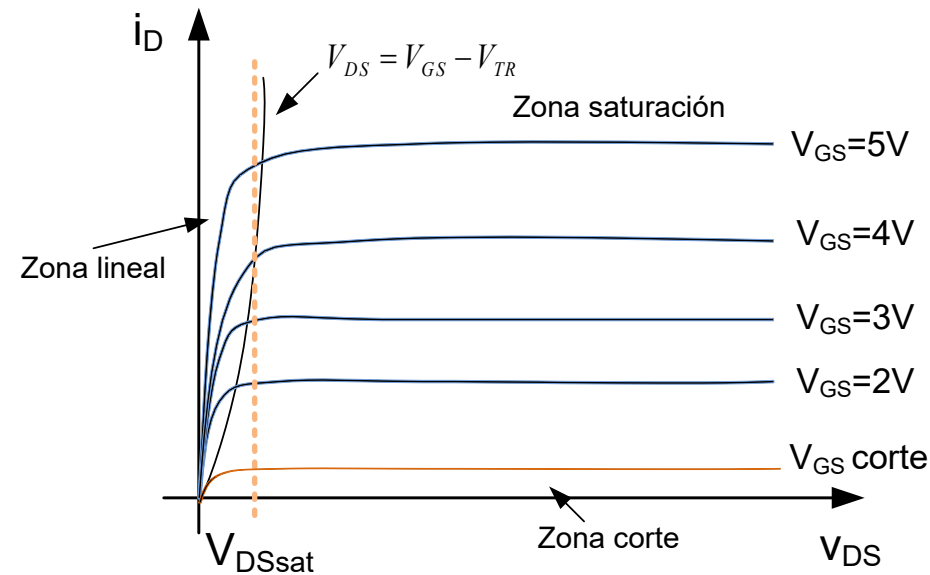
Característica I-V de entrada



- En la zona de saturación:

$$i_D = k \cdot (V_{GS} - V_{TR})^2; \quad k \left(\frac{mA}{V^2} \right)$$

Característica I-V de salida



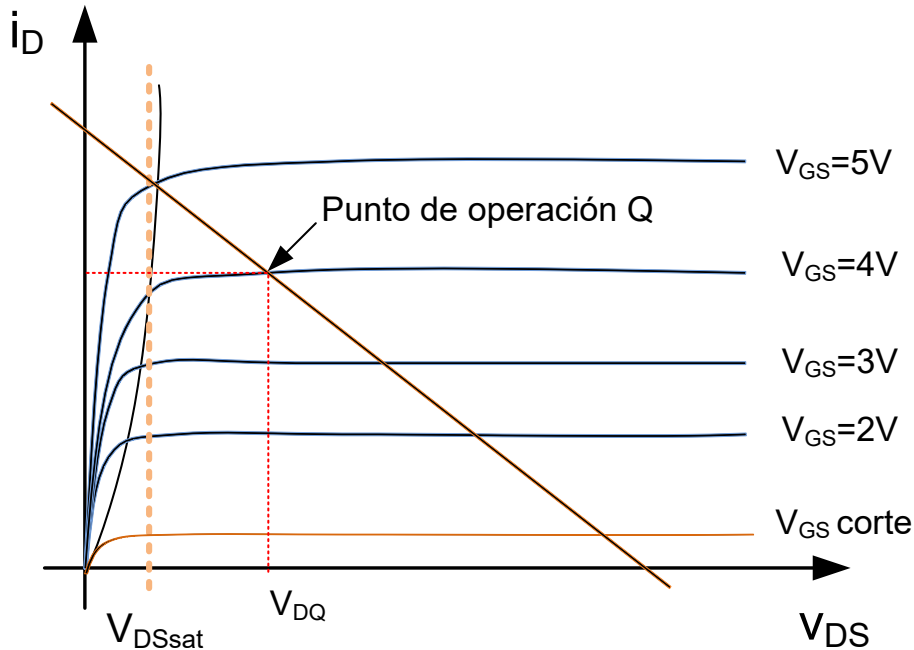
$V_{GS} > V_{TR}$ → Zona Activa o Saturación

$$(i_D = f(V_{DS}, V_{TR}))$$

$V_{GS} < V_{TR}$ → Zona de Corte → ($i_D = 0$)

Transistores de efecto campo. MOSFET.

Punto de operación



- Circuito de salida

$$V_{DD} = i_D \cdot R_D + V_{DS}$$

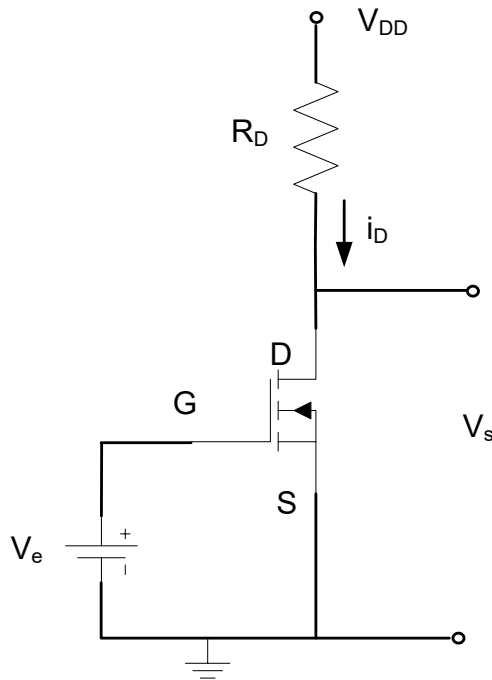
$$V_{DS} = 0 \rightarrow i_D = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

$$i_D = 0 \rightarrow V_{DS} = V_{DD}$$

- Pto. De Operación. Intersección de la recta de carga con la curva del valor de V_{GS} conectado en la entrada.

Transistores de efecto campo. MOSFET.

Aplicaciones. Amplificador inversor de tensión



- Suponiendo zona de saturación:

$$V_{GS} > V_{TR} \text{ y } V_{DS} > V_{GS} - V_{TR}$$

$$i_D = k \cdot (V_{GS} - V_{TR})^2; \quad k \left(\frac{mA}{V^2} \right)$$

- Polarización CC (Pto. de operación o trabajo):

$$V_{DD} = i_D \cdot R_D + V_{DS}$$

$$V_s = V_{DS}$$

- Se comprueba la suposición

$$V_{GS} > V_{TR} \text{ y } V_{DS} > V_{GS} - V_{TR}$$

Transistores de efecto campo. MOSFET.

Aplicaciones

- Interruptores analógicos o digitales.
- Etapas de entrada a amplificadores diferenciales.
- Amplificadores especiales.
- Resistencias controladas por tensión.

Transistores de efecto campo

Transistor JFET y MOSFET reales

- Sus características varían con la temperatura.
- La curva característica de salida no es plana en su Zona de Saturación. No es totalmente lineal.
- La tensión máxima que soporta un transistor entre terminales es finita. Por 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 resistencia parásitas hacen que la velocidad de respuesta del transistor sea limitada.
- Sensibles a descargas electroestáticas.

Tema 4. Amplificación con transistores

Índice

Amplificadores. Función de transferencia. Tipos.

Linealizar el amplificador

Modelo equivalente de pequeña señal.

Acoplamiento capacitivo

Método de resolución de circuitos con DC y AC.

Ejemplos de amplificadores de una etapa con BJT.

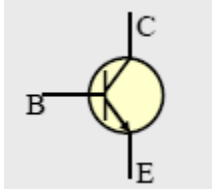
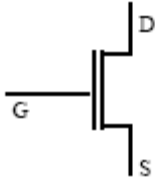
Microelectrónica: circuitos y dispositivos. M. N. Horenstein, Prentice Hall

Circuitos Electrónicos, análisis simulación y diseño. N. Malik, Prentice Hall

The art of electronics, P. Horowitz, Cambridge University Press

BIBLIOGRAFÍA

Resumen Transistores (Repaso)

	BJT (bipolar)	FET (unipolar)
Terminales	Emisor (E) Colector (C) Base (B)	Fuente (S) Drenador (D) Puerta (G)
Símbolo		
Puerto de entrada Puerto de salida	Base-emisor Colector-emisor	Puerta-fuente Drenador-fuente
Funciona como fuente de corriente	Controlada por corriente	Controlada por tensión
Zonas de funcionamiento	Corte Saturación Activa	Corte Triodo (lineal) Saturación

Amplificadores

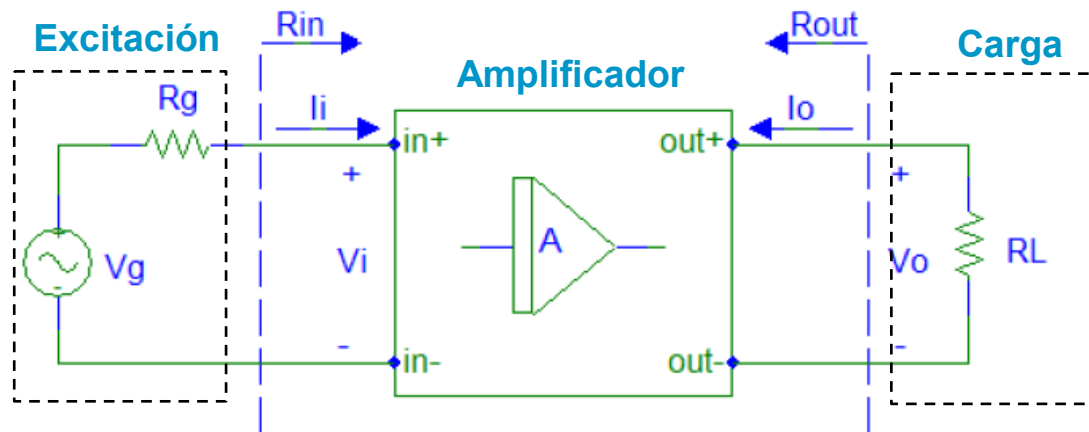
Los transductores proporcionan señales débiles, con poca energía, que necesitan ser amplificadas. El bloque funcional que cumple esta tarea es el amplificador de señal.

Para que la información no cambie, el amplificador debe ser lineal: la salida ha de ser una réplica exacta de la entrada. Sin **distorsión** (cambios en la forma de onda)

$$v_0(t) = Av_i(t)$$

Siendo v_0 la señal de salida y v_i la señal de entrada. A es la ganancia del amplificador

Parámetros característicos de amplificadores



Ganancia en tensión, A_v y G $A_v = v_o / v_i$ $G = v_o / v_g$ en dBs $20 \log | A_v |$

Ganancia en corriente, A_i $A_i = i_o / i_i$

Resistencia de entrada, Z_{in} $Z_{in} = v_i / i_i$

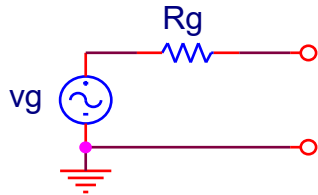
Resistencia de salida, Z_{out} $Z_{out} = v_o / i_o$

Ganancia en potencia $A_p = \frac{p_o}{p_i} = \frac{v_o i_o}{v_i i_i} = A_v A_i$ en dBs $10 \log | A_p |$

Amplificación

La **excitación** puede ser:

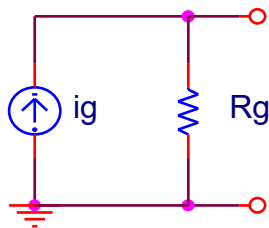
En **tensión**: equivalente Thévenin de la fuente de excitación



Circuito equivalente de un generador de tensión.

R_g típica 50Ω

En **corriente**: equivalente Norton de la fuente de excitación



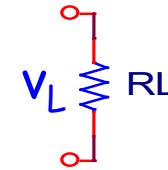
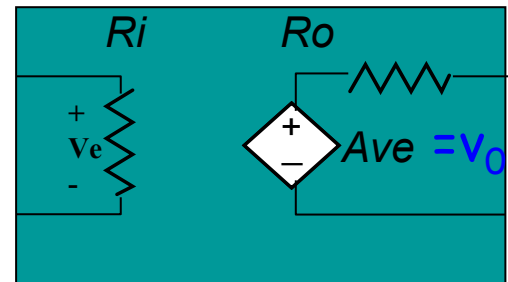
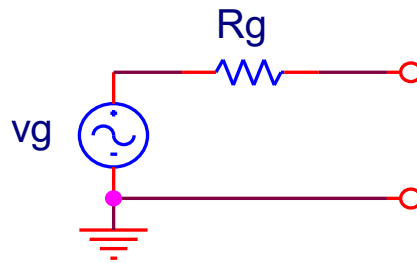
Circuito equivalente de un generador de corriente.

R_g típica $M\Omega$

Amplificación

Sistema Completo

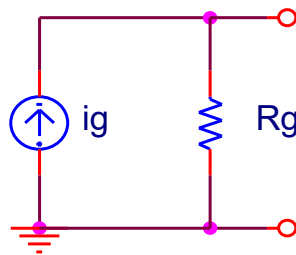
Tensión



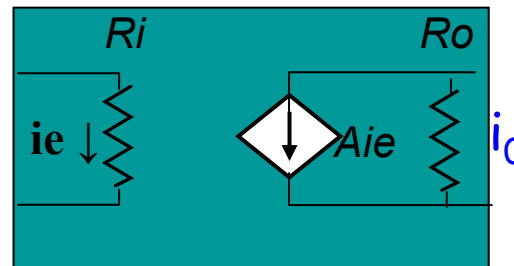
$$A_v = \frac{V_o}{V_e}$$

Corriente

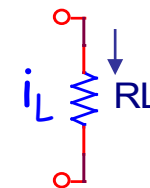
Excitación



Amplificador



Carga

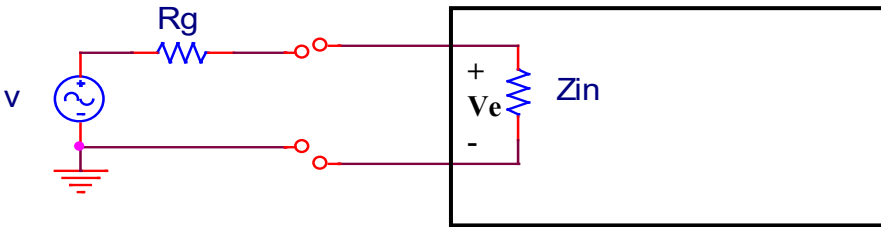
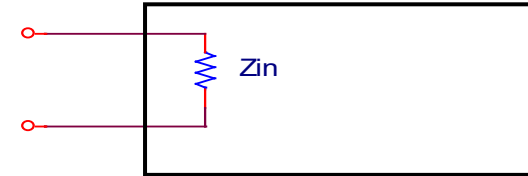


$$A_I = \frac{I_o}{I_e}$$

Amplificación

Característica de entrada del amplificador: **impedancia de entrada, Z_{in}**

Excitación en Tensión

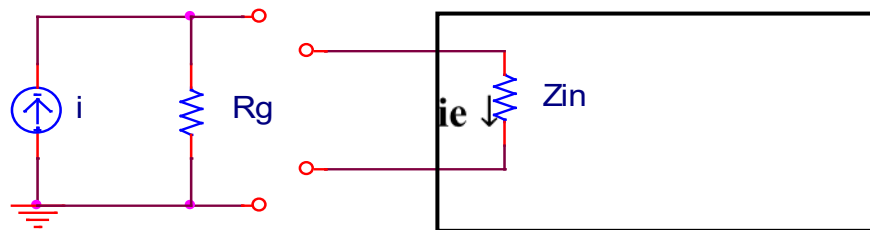


Interesa $Z_{in} \gg R_g \approx 50\Omega$

Caso ideal $Z_{in} = \infty$

$$v_e = v \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \leq v$$

Excitación en Corriente



Interesa $Z_{in} \ll R_g \approx M\Omega$

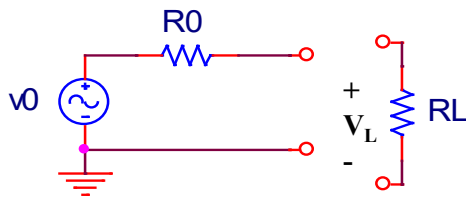
Caso ideal $Z_{in} = 0$

$$i_e = i \frac{R_g}{Z_{in} + R_g} \leq i$$

Amplificación

Característica de salida del amplificador: **impedancia de salida, Z_0**

Generador de tensión

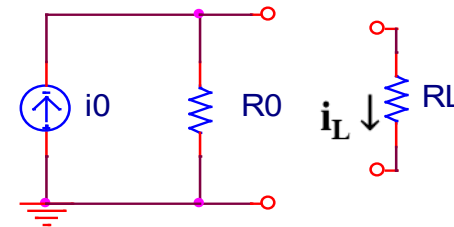


$$v_L = v_0 \frac{R_L}{R_0 + R_L} \leq v_0$$

Interesa $R_0 \ll R_L$

Caso ideal $R_0 = 0$

Generador de corriente

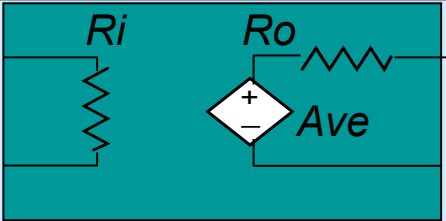
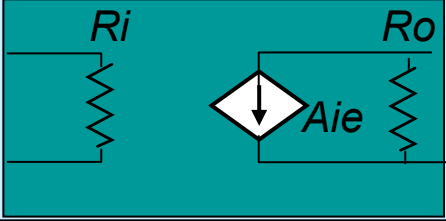
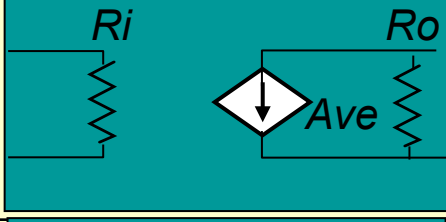
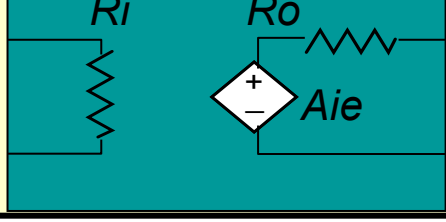


$$i_L = i_0 \frac{R_0}{R_0 + R_L} \leq i_0$$

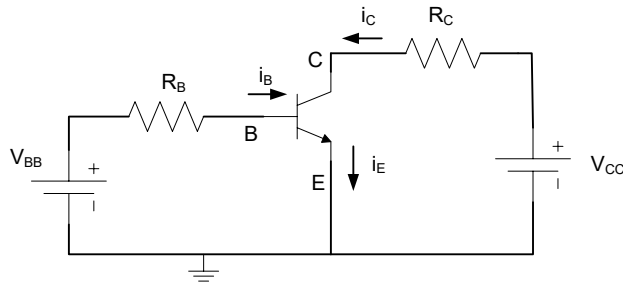
Interesa $R_0 \gg R_L$

Caso ideal $R_0 = \infty$

Tipos Amplificadores

	Entrada	Salida	[A]	Ri	Ro	Modelo
Tensión	V	<u>V</u>	$A_V = V/V$	∞	0	
Corriente	<u>I</u>	<u>I</u>	$A_I = I/I$	0	∞	
Trans-conductancia	V	<u>I</u>	$A_G = I/V$	∞	∞	
Trans-impedancia	<u>I</u>	<u>V</u>	$A_Z = V/I$	0	0	

Polarización del transistor (recordatorio)



- Circuito de entrada

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

$$V_{BE} = 0,7 \Rightarrow i_B = \frac{V_{BB} - 0,7}{R_B}$$

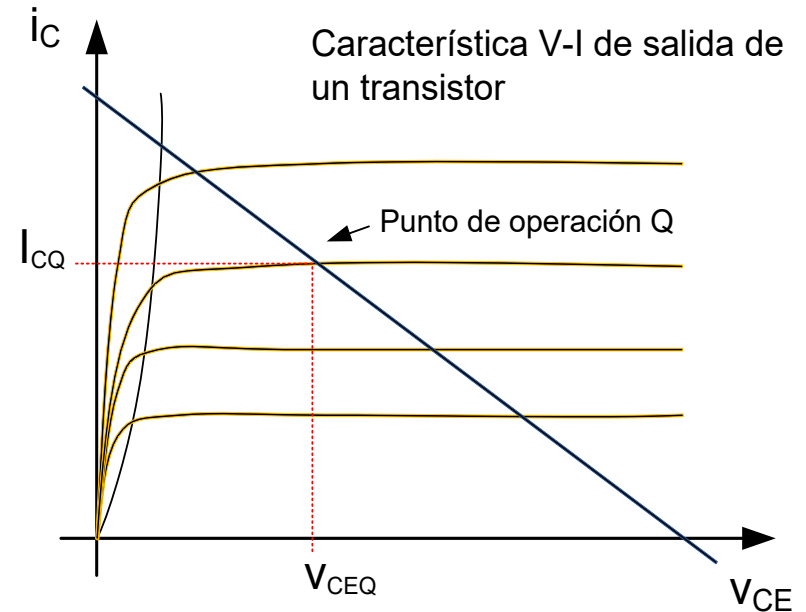
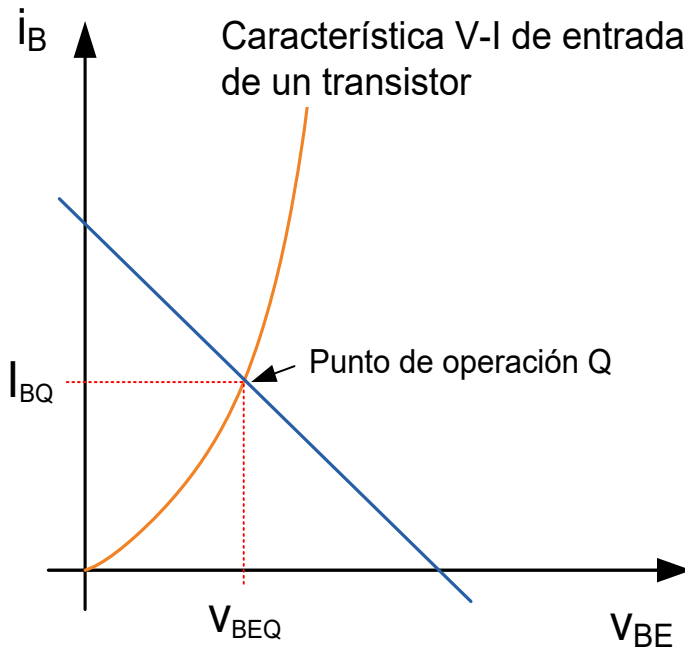
$$i_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BB}$$

- Circuito de salida

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

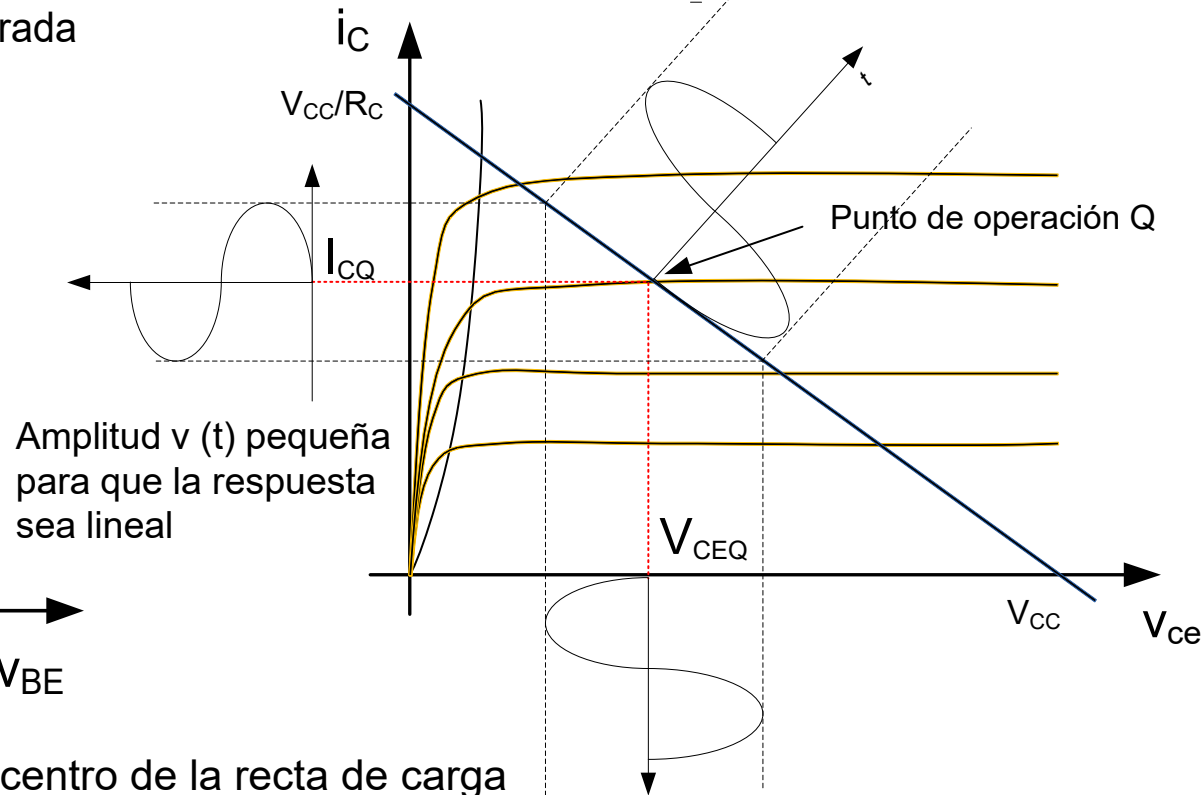
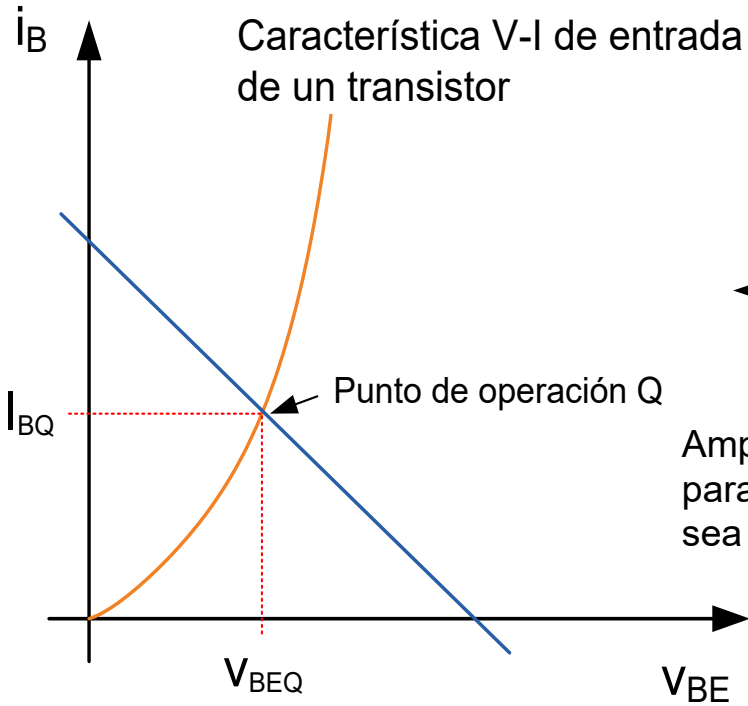
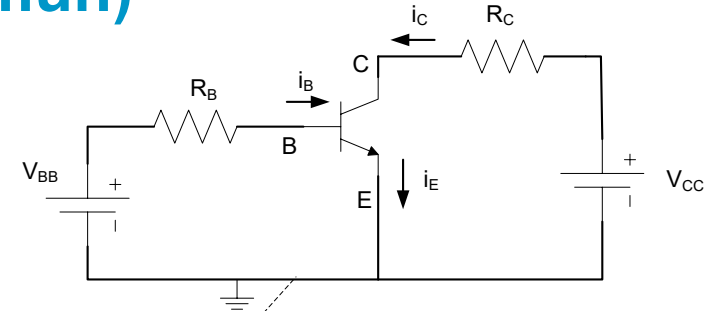
$$V_{CE} = 0 \Rightarrow i_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

$$i_C = 0 \Rightarrow V_{CC} = V_{CE}$$



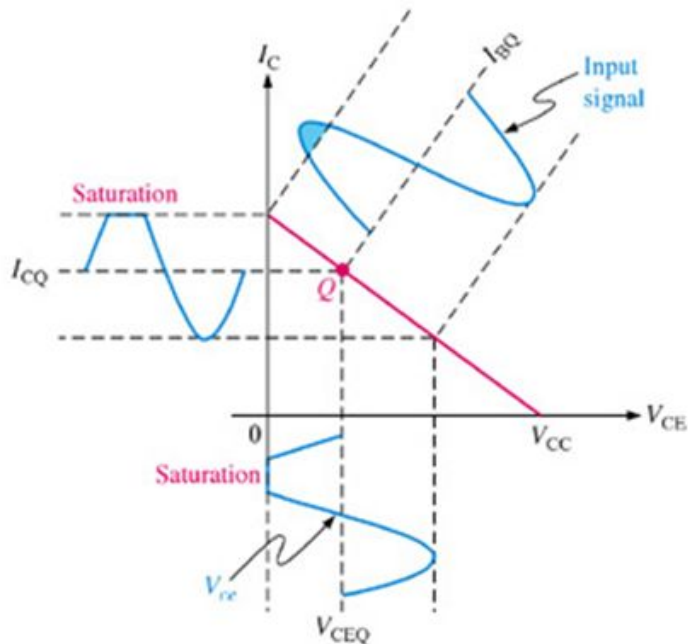
Amplificador Inversor (emisor común)

Recta de carga dinámica

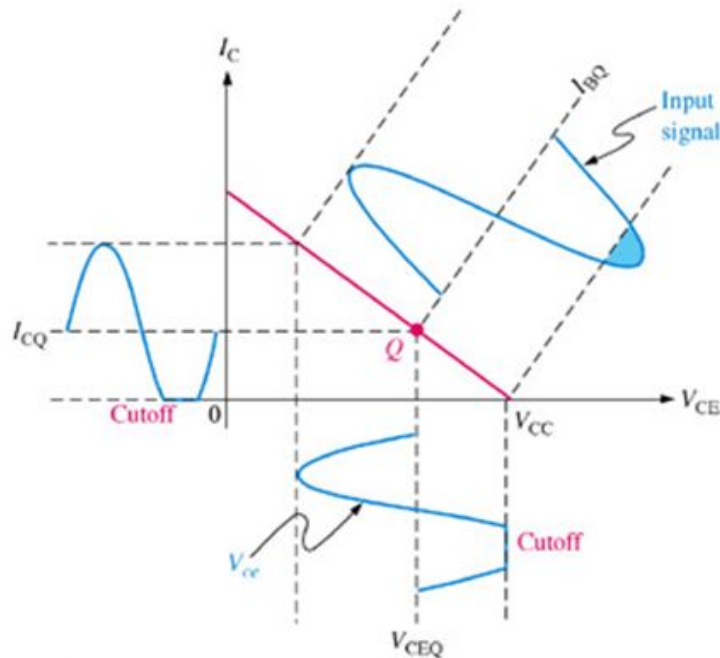


Punto de trabajo en el centro de la recta de carga

Distorsión de la forma de onda



(a) Transistor is driven into saturation because the Q-point is too close to saturation for the given input signal.



(b) Transistor is driven into cutoff because the Q-point is too close to cutoff for the given input signal.

Graphical load line illustration of a transistor being driven into

- ▶ **saturation and/or cutoff**

El Amplificador no lineal

Linealizar un amplificador no lineal:

Polarizar el circuito para que opere en un punto adecuado Q (mitad de la recta de carga).

Superponer una señal pequeña que varíe con el tiempo, $v_i(t)$

Señal $v_i(t)$ es suficientemente pequeña para que la respuesta del amplificador sea lineal aproximadamente.

V_i voltaje de polarización (DC)

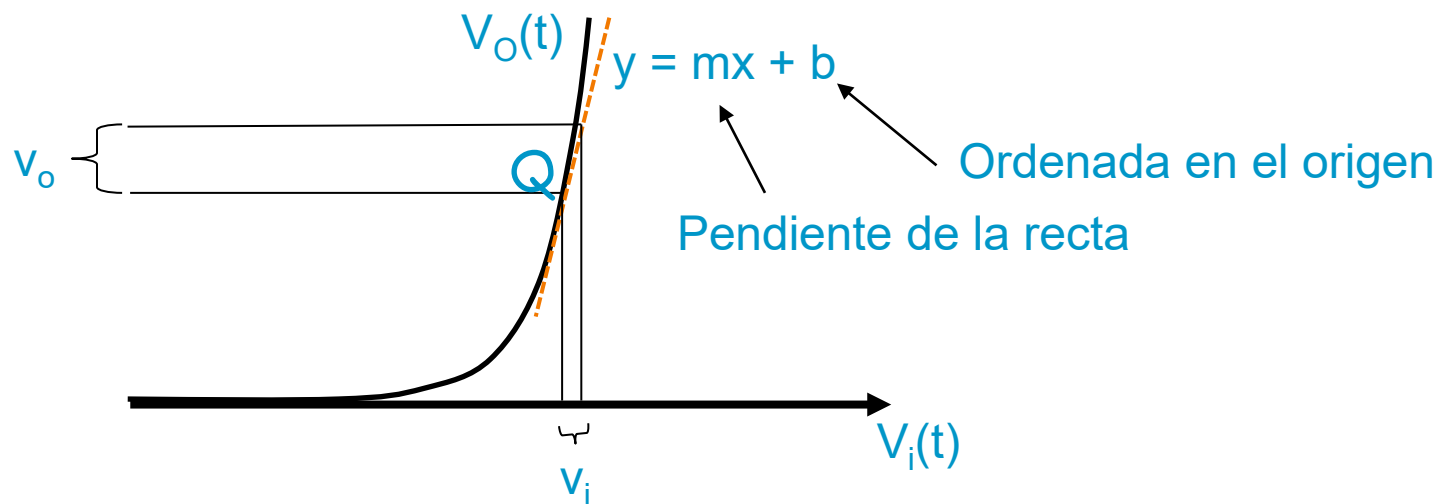
$v_i(t)$ voltaje de pequeña señal (AC)

Entrada: $V_i + v_i(t)$ (voltaje total DC+AC)

Salida: $V_o + v_o(t)$

$v_o(t) = A v_i(t)$, siendo A la pendiente de la tangente a la Característica de Transferencia en el punto de trabajo (Q).

Aproximación de los modelos lineales



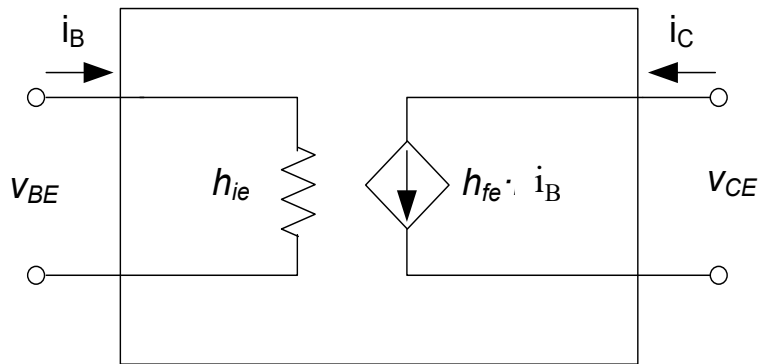
Alrededor del punto Q se puede aproximar la característica del dispositivo a la recta tangente a dicha característica

El modelo lineal de este dispositivo en el punto Q será la recta $v_o = m v_i + b$

En el régimen de **pequeña señal** (amplitud AC “pocos mV”) cualquier dispositivo no lineal (diodo, transistor) se comporta de forma lineal.

Modelo equivalente de pequeña señal del BJT

En pequeña señal y a frecuencias medias, el modelo simplificado del BJT es:



$$v_{BE} = h_{ie} i_B$$

$$i_C = h_{fe} i_B$$

$$h_{ie} = \frac{V_t}{I_B} = \frac{0.026}{I_B}$$

depende del punto de polarización!

$$I_B = I_0 \exp(V_{BE}/V_t)$$

$$\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{I_B}{V_t} = \frac{1}{h_{ie}}$$

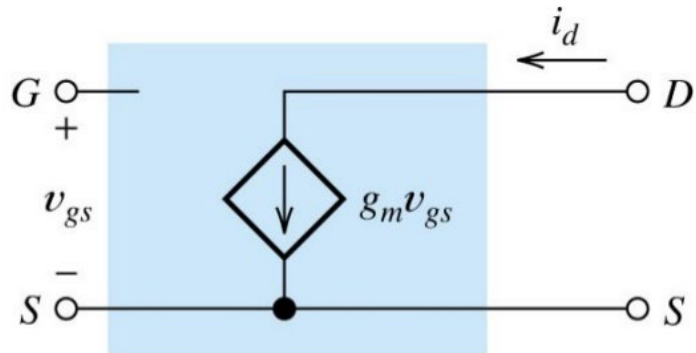
$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{V_t}{I_B} = h_{ie} = r_\pi$$

hie: resistencia de entrada

hfe: ganancia de corriente en AC

Modelo equivalente de pequeña señal del FET

En pequeña señal y a frecuencias medias, el modelo simplificado del FET es:



$$I_D = k(V_{GS} - V_t)^2$$

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2\sqrt{kI_D} = g_m$$

resistencia de entrada infinita

g_m ganancia de transconductancia en AC

g_m depende del punto de polarización!

Modelos equivalentes de pequeña señal

Estudian el comportamiento del transistor alrededor del punto de trabajo.

Son válidos para la zona de corriente constante (en la curva característica de salida del transistor)

Metodología:

Se anulan las fuentes constantes (DC) del circuito

Se reemplaza cada componente por un equivalente lineal que modele la respuesta a pequeñas perturbaciones (modelo en pequeña señal).

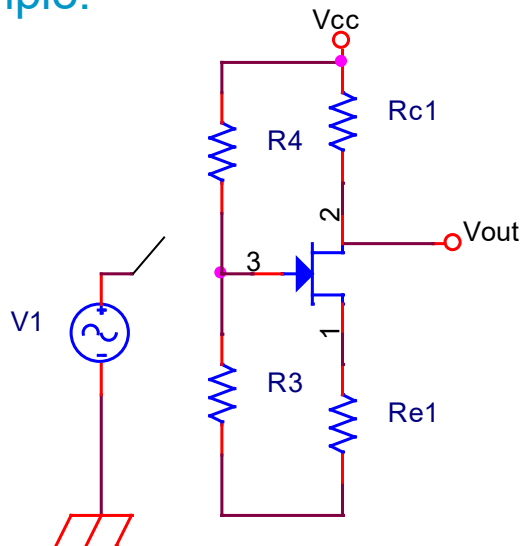
Acoplamiento capacitivo

¿Cómo separar el circuito de polarización del transistor de la señal que queremos amplificar? ¿Cómo acoplar pequeña señal sin cambiar Q?

Ppo. de superposición: anular la fuente de pequeña señal para hallar el punto de trabajo del transistor.

Al conectar el generador de señal el pto. de trabajo no debe cambiar.

Ejemplo:

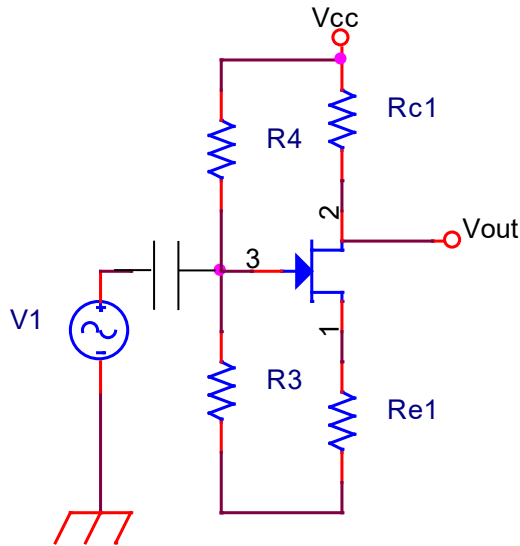


Si interruptor cerrado $v_G = 0 \rightarrow$ TRT en corte.

Cambia en punto de trabajo!!

Acoplamiento capacitivo

Solución: Acoplamiento Capacitivo para conectar pequeña señal



En DC ($\omega=0$) el condensador es un circuito abierto (la alterna no interfiere en Q). $Z_c=1/j\omega C \Rightarrow Z_c = \infty$

En AC y a frecuencias medias y altas (kHz-MHz) los condensadores se eligen grandes para que sean cortocircuitos.

Si C grande, $Z_c=1/j\omega C \Rightarrow Z_c = 0 \Rightarrow V_G = V_i$

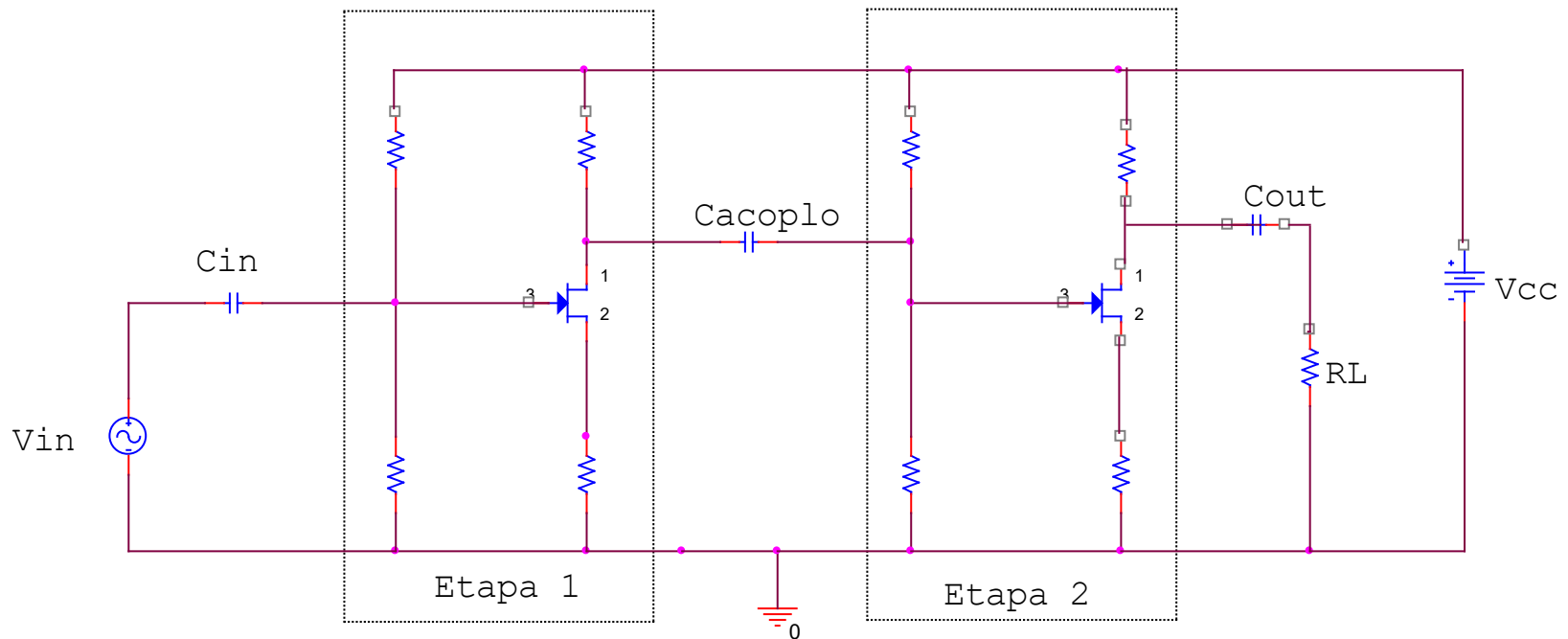
Problema: en baja frecuencia los condensadores no son cortocircuitos y la ganancia disminuye a baja frecuencia!

Acoplamiento capacitivo

Conectar la resistencia de carga también puede cambiar el punto de trabajo.

Solución: Introducir otro condensador entre la salida y la resistencia de carga.

Conexión entre varias etapas también se realiza mediante condensadores.



Resumen acoplamiento capacitivo

El punto de trabajo NO puede cambiar al conectar: la señal de alterna, la carga o dos etapas entre sí

Usaremos condensadores para acoplar etapas, la señal de entrada y la resistencia de carga

En el análisis de continua (DC) los condensadores se sustituirán por circuito abierto

En el análisis de alterna (AC) a frecuencias bajas o medias los condensadores se sustituyen por cortocircuito

Acoplo directo

¿Cómo acoplar pequeña señal sin cambiar Q y sin usar condensadores?

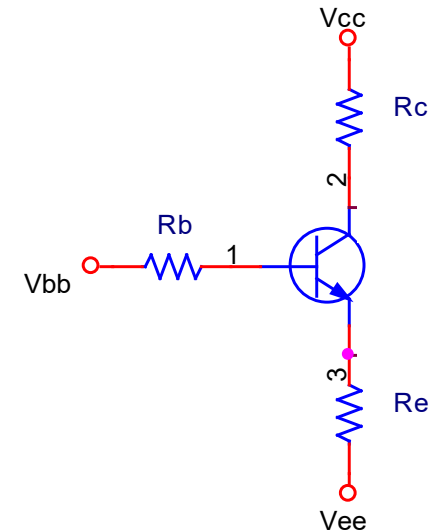
Problema de los condensadores de acoplo. A baja frecuencias disminuye la ganancia.

Diseño cuidadoso del circuito de manera que el punto de operación sea independiente de la tensión de la entrada.

Estrategia usada en circuitos integrados, por ejemplo, A.O.

Se usan alimentaciones simétricas.

Son diseños muy complicados.



Método de resolución de circuitos

Análisis de un amplificador con transistores:

Calcular del punto de trabajo (los condensadores externos son c. abiertos en DC).

Dibujar el circuito equivalente de pequeña señal:

- Se anulan las fuentes de continua.

- Se sustituyen los condensadores de acoplo y desacoplo por cortos.

- Se reemplaza el transistor por su modelo de pequeña señal.

Hallar los parámetros de pequeña señal.

Calcular los parámetros del amplificador.

Cálculo impedancias de entrada y salida

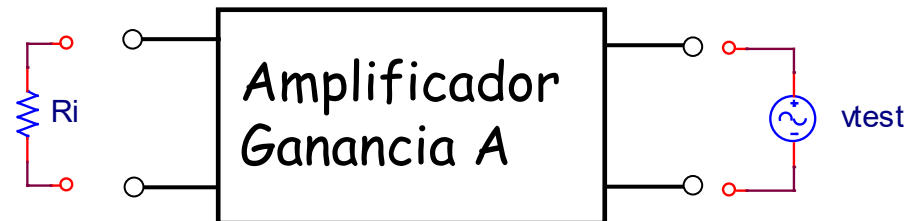
Cálculo Z_{in} de un amplificador:

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



Cálculo Z_{out} de un amplificador:

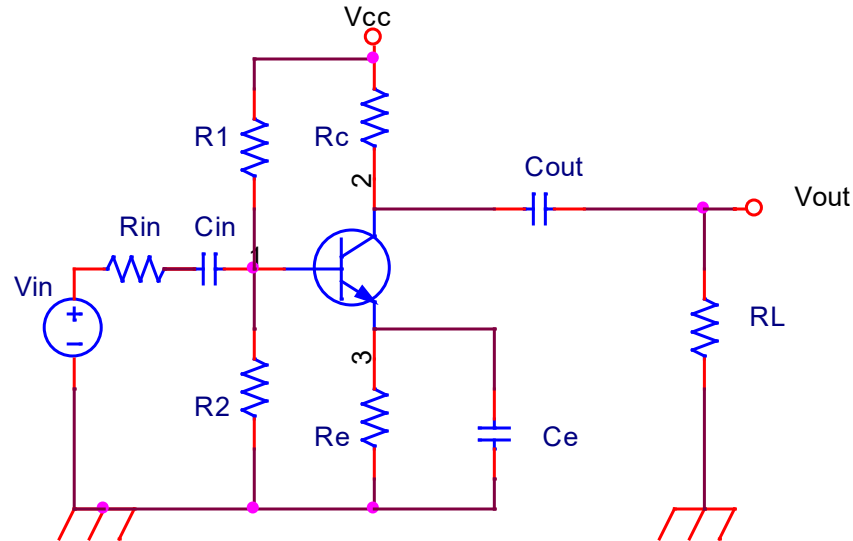
- Anular las fuentes independientes (tensión \rightarrow c.c., corriente \rightarrow c.a.)
- Conectar la fuente de prueba a la salida del amplificador (v_{test}).
- Calcular $v_{test}/i_{test} = Z_{out}$



Amplificadores de una etapa

- Amplificador con BJT en emisor común
- Amplificador con BJT en colector común
- Amplificador con FET en fuente común
- Amplificador con FET en drenador común

Amplificador con BJT de una etapa. Emisor común



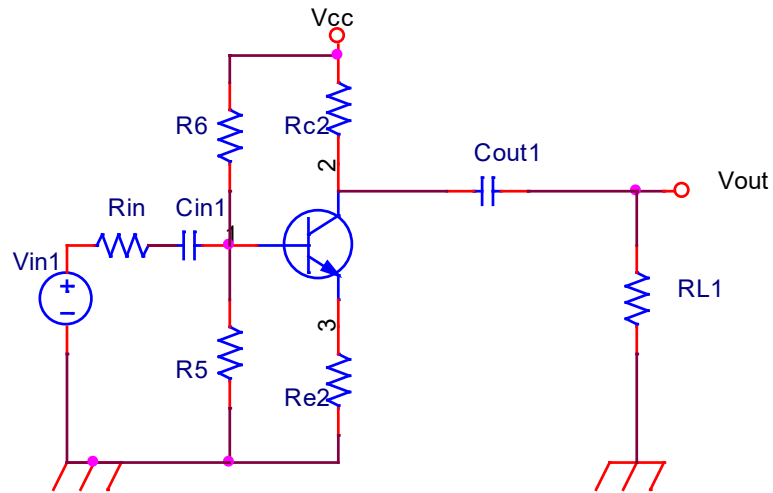
$$A_V = \frac{v_0}{v_b} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_C R_L}{R_C + R_L}$$

$$A_I = \frac{i_0}{i_{in}} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{h_{ie} R_p}{h_{ie} + R_p}$$

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

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

Efecto del Condensador de desacoplo



Si no hay CE (o se añade una RE adicional) se obtiene un circuito:

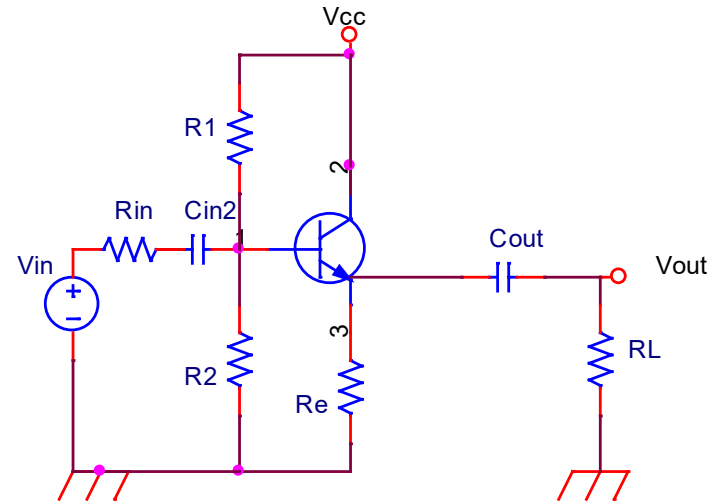
Con menor ganancia

Mayor estabilidad

Mayor ancho de banda

Mayor impedancia de entrada

Amplificador con BJT de una etapa. Colector común



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

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

$$Z_{in} = R_p // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_L']$$

$$Z_{out} = R_E // \frac{(R_P + h_{ie})}{(h_{fe} + 1)}$$

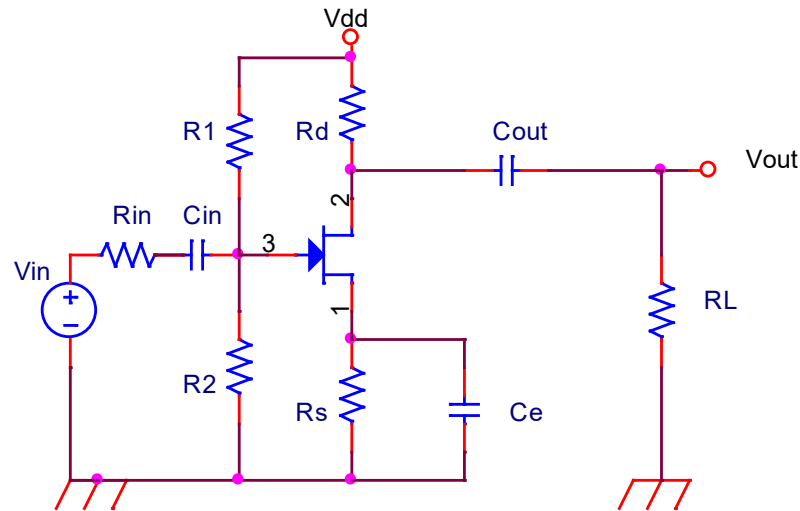
RESUMEN Amplificadores con BJT

La configuración en Emisor Común es la más adecuada para producir la ganancia requerida en un amplificador.

Incluir una R_E adicional (sin condensador) provee varias mejoras a costa de reducir la ganancia.

La configuración en Colector Común tiene aplicación como amortiguador del voltaje y amplificador de corriente.

Amplificador con FET de una etapa. Fuente común



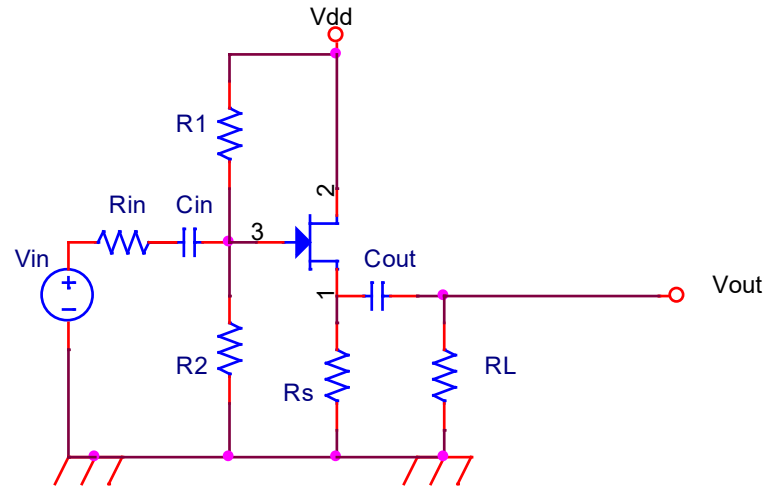
$$A_V = \frac{v_0}{v_g} = -g_m \frac{R_d R_L}{R_d + R_L}$$

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

$$Z_{in} = R_p$$

$$Z_{out} = R_d$$

Amplificador con FET de una etapa. Drenador común



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

$$Z_{in} = R_p$$

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

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

RESUMEN Amplificadores con FET

La configuración en Fuente Común es la más adecuada para producir la ganancia requerida en un amplificador.

Incluir una R_S adicional (sin condensador) provee varias mejoras a costa de reducir la ganancia.

La configuración en Drenador Común tiene aplicación como amortiguador del voltaje y amplificador de corriente.

Tema 5 . Respuesta en frecuencia

Índice

- Fundamentos y herramientas utilizadas en el análisis en frecuencia. Diagramas de Bode.
- Modelo en pequeña señal en alta frecuencias para BJT y FET.
- Análisis en baja frecuencia de circuitos amplificadores. Método de las constantes de tiempo en cortocircuito.
- Análisis en alta frecuencia de circuitos amplificadores. Método de las constantes de tiempo en circuito abierto.

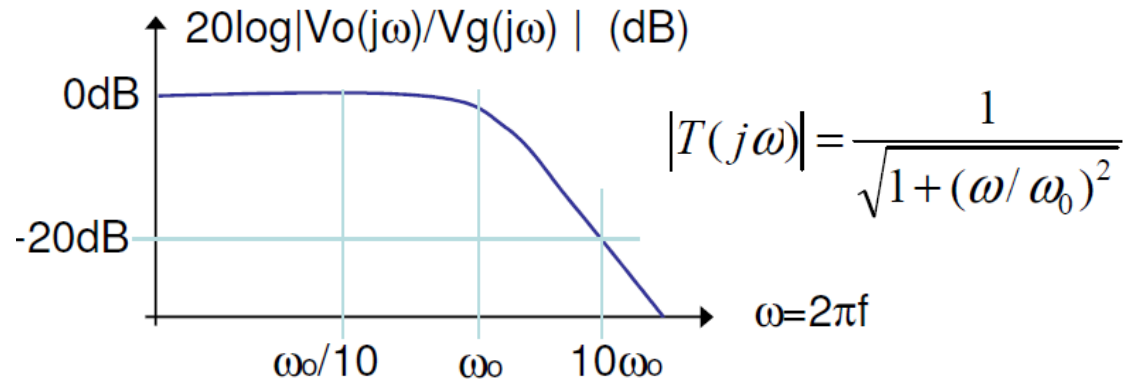
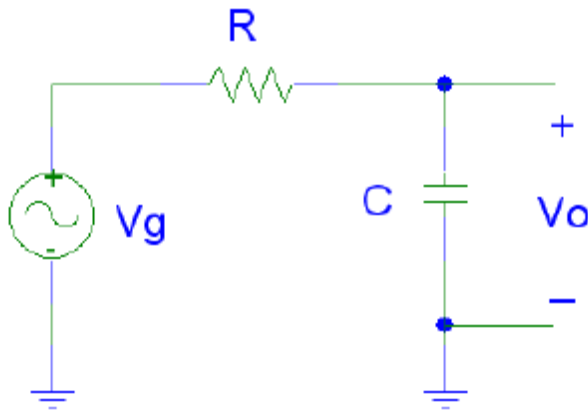
Microelectrónica: circuitos y dispositivos. M. N. Horenstein, Prentice Hall

Circuitos Electrónicos, análisis simulación y diseño. N. Malik, Prentice Hall

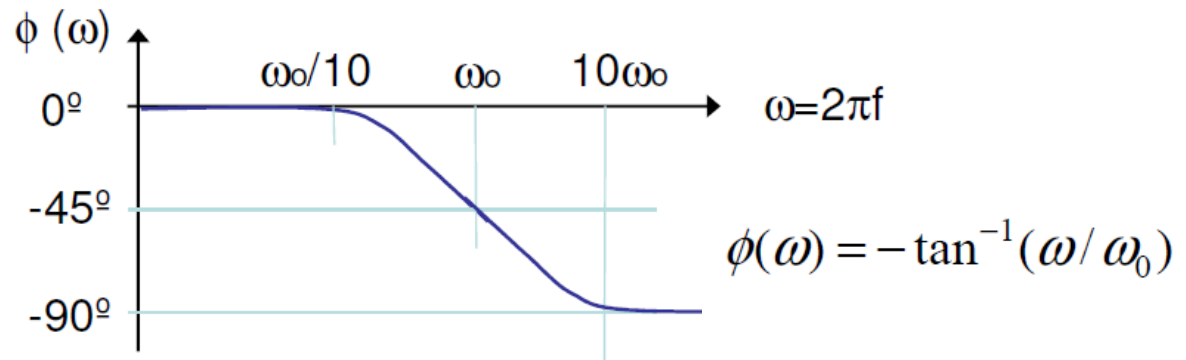
The art of electronics, P. Horowitz, Cambridge University Press

BIBLIOGRAFÍA

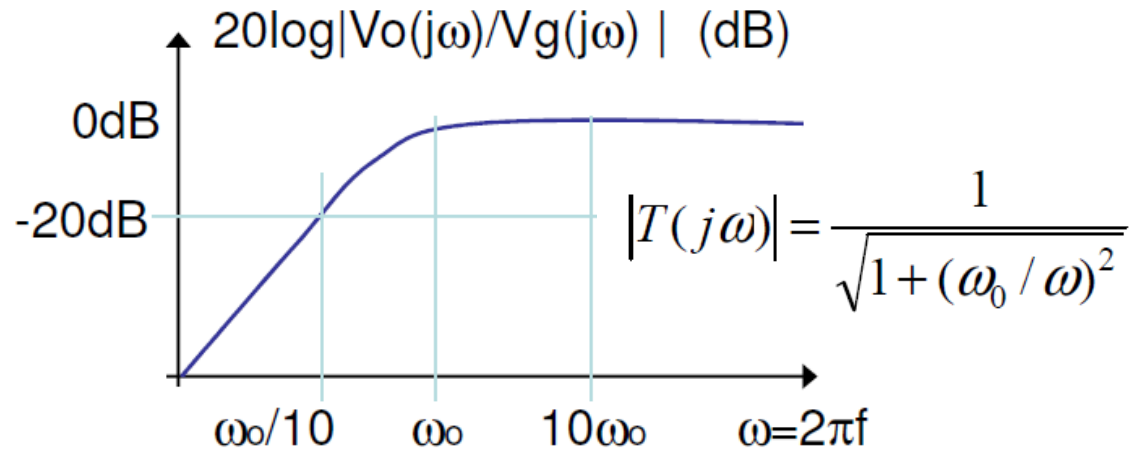
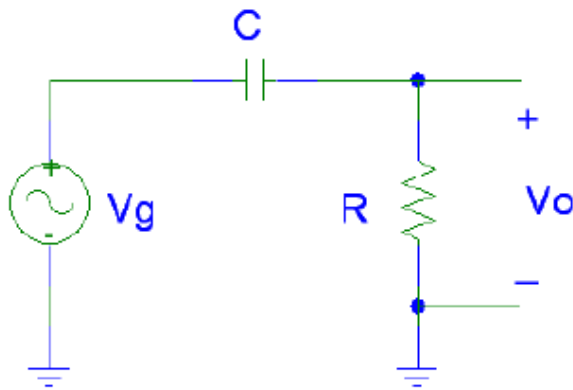
Fundamentos: Circuito RC paso bajo



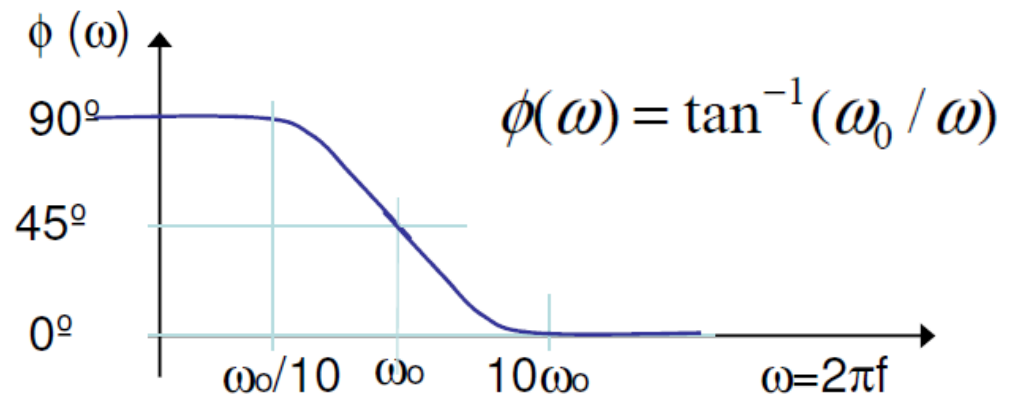
$$T(s) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1 + (s/\omega_0)}$$



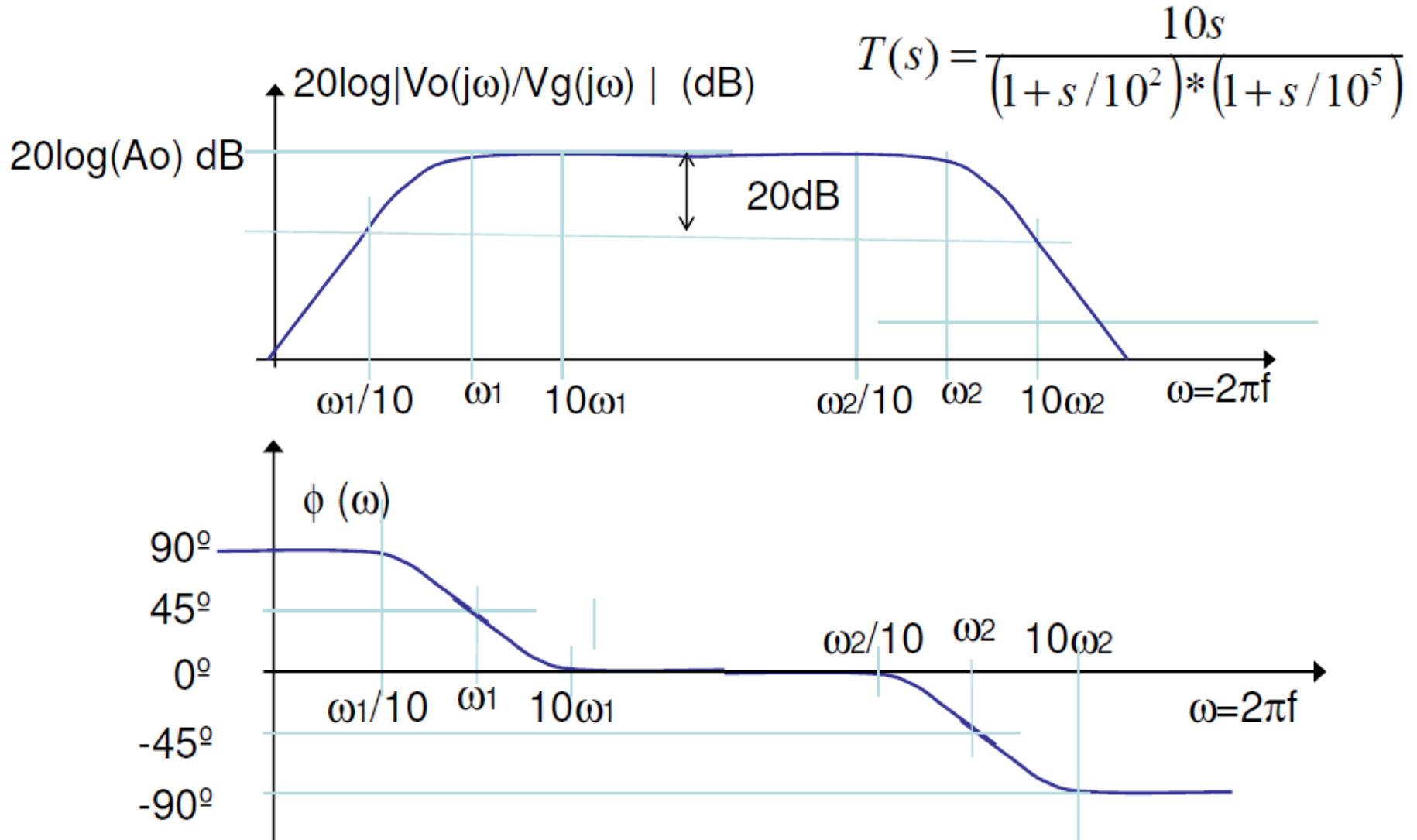
Fundamentos: Circuito CR paso alto



$$T(s) = \frac{V_o}{V_g} = \frac{s}{s + \omega_0}$$

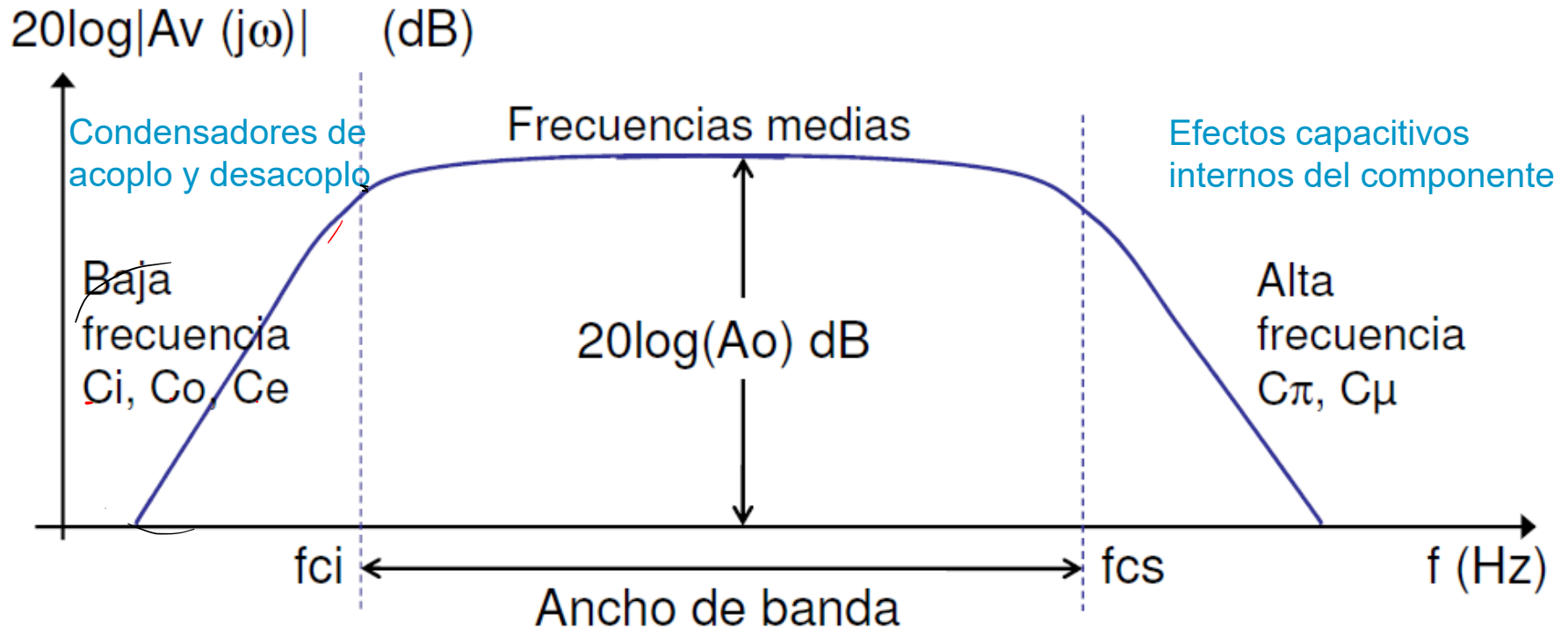


Fundamentos. Diagramas de Bode. Amplitud y fase



Fundamentos. Tres Bandas de Frecuencia

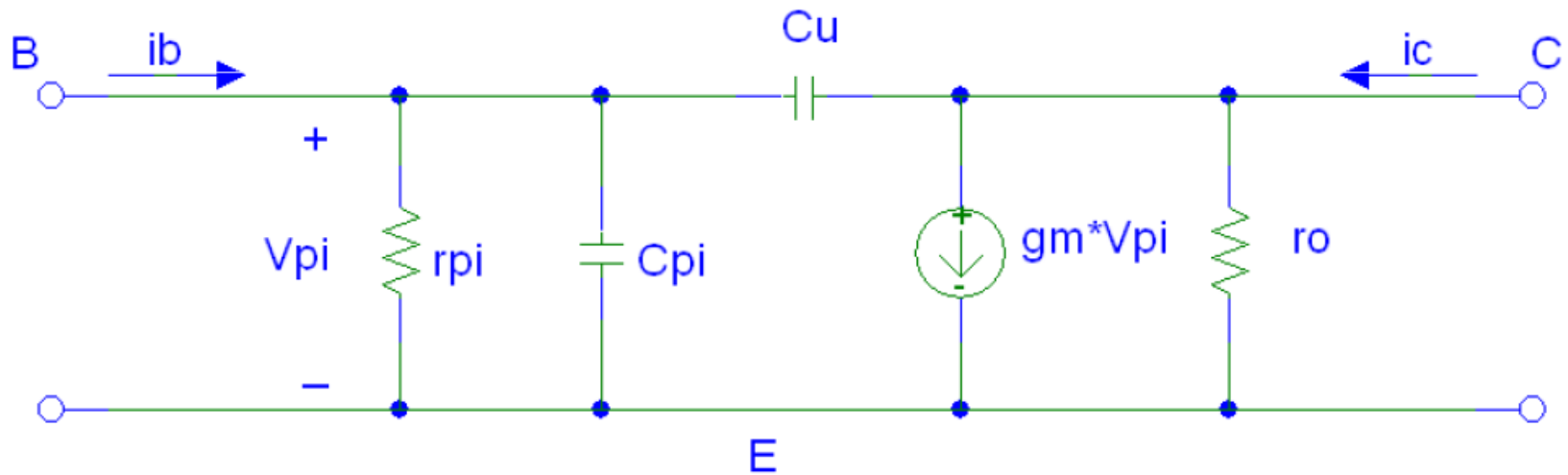
Amplificador banda ancha



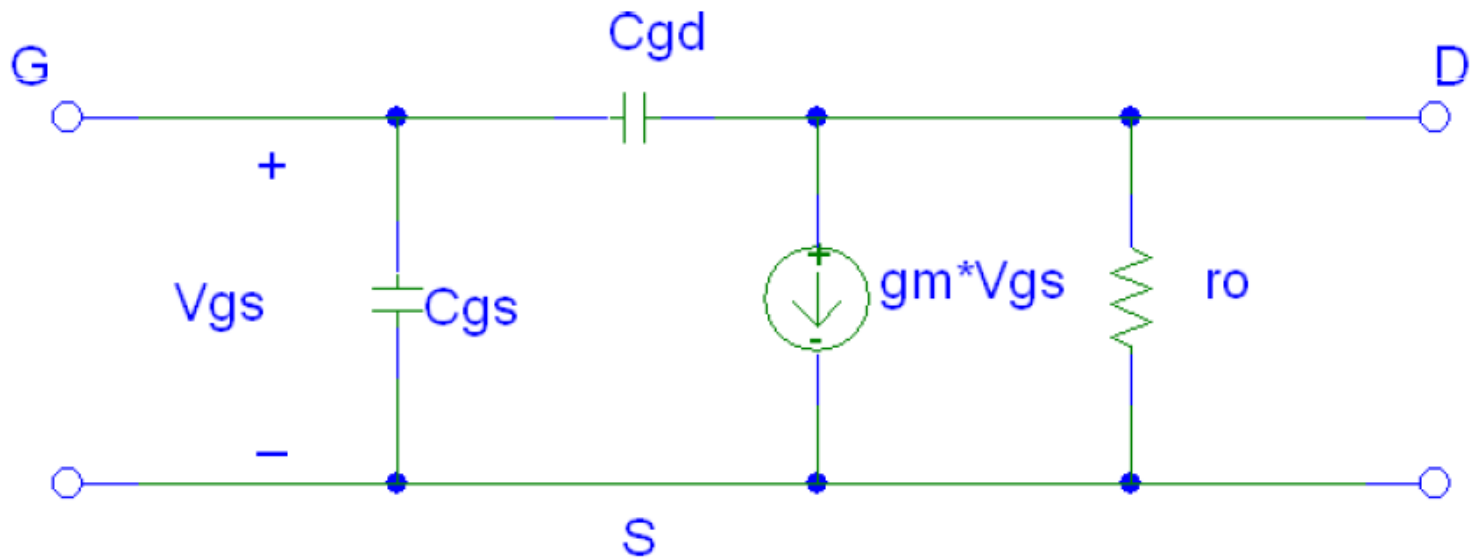
f_{ci} y f_{cs} : frecuencias a las cuales $|A_v|$ cae 3 dBs respecto del máximo ($V_{out}=0.707V_{in}$)

Ancho de Banda (BW)= $f_{cs} - f_{ci}$

Modelo en pequeña señal en alta frecuencia para BJT.



Modelo en pequeña señal en alta frecuencia para FET.



Fundamentos

Función de transferencia general es un cociente de polinomios con a y b reales, y $m \leq n$, siendo n el orden de la red.

$$H(j\omega) = H(s) = \frac{a_m s^m + \dots a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots b_1 s + b_0}$$

Si factorizamos obtenemos

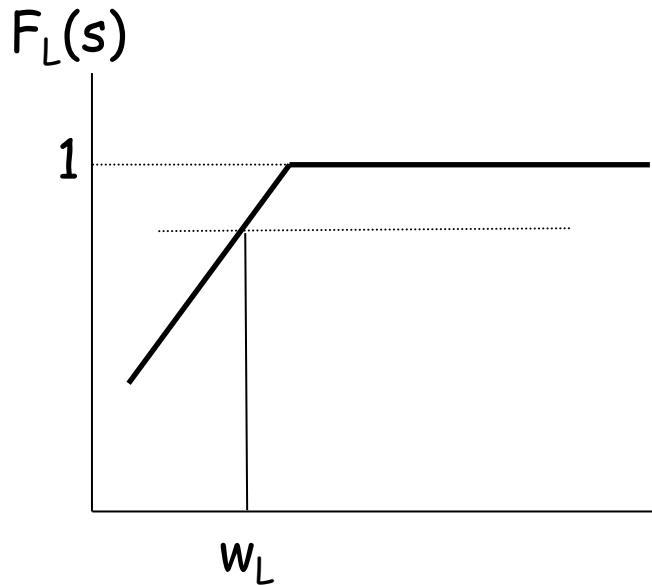
$$H(j\omega) = H(s) = a_m \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)}$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} H(j\omega) = \frac{a_m}{s^{n-m}}$$

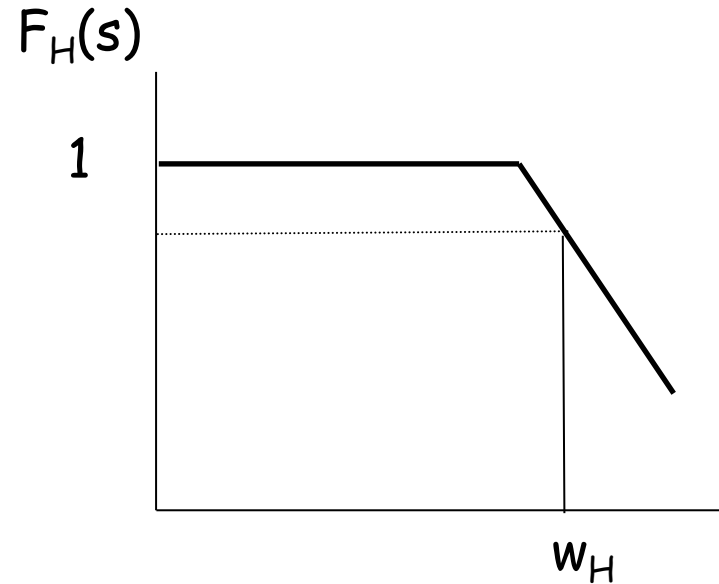
Donde z_1, z_2, \dots, z_m son los ceros, y p_1, p_2, \dots, p_n son los polos de la función.

Fundamentos

En general $A(s) = A_m F_L(s) F_H(s)$



$F_L(s)$ tiende a 1 a alta frecuencia



$F_H(s)$ tiende a 1 a baja frecuencia

- $w < w_H \quad \Rightarrow \quad A(s) \sim A_m F_L(s)$
- $w > w_L \quad \Rightarrow \quad A(s) \sim A_m F_H(s)$
- $w_L < w < w_H \quad \Rightarrow \quad A(s) \sim A_m$

Fundamentos

- ❑ La ganancia a frecuencias medias, A_m , se calcula dejando en circuito abierto capacidades internas del transistor y cortocircuitando los condensadores de acoplo y desacoplo.
- ❑ La función $F_L(s)$ se determinará teniendo en cuenta los condensadores de acoplo y desacoplo (ya no se sustituyen por cortocircuitos!). No se tiene en cuenta los efectos capacitivos los internos del transistor.
- ❑ La función $F_H(s)$ se calculará teniendo en cuenta el equivalente en alta frecuencia de los transistores, y suponiendo que los condensadores de acoplo y desacoplo son cortocircuitos.

Análisis en baja frecuencia de amplificadores

- ❑ La respuesta en baja frecuencia de circuitos con transistores está fijada por los condensadores de acoplo y las constantes de tiempo asociadas.
- ❑ Se hará la suposición de que la respuesta en frecuencia viene fijada por un POLO DOMINANTE.
- ❑ El análisis en baja frecuencia se reduce al cálculo de la frecuencia de corte inferior asociada a este polo dominante. El cálculo del polo dominante se realizará aplicando el MÉTODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO EN CORTOCIRCUITO.

Fundamentos

Criterio del polo dominante para $F_L(s)$

Si la frecuencia del polo mayor está separada del polo ó cero más cercano al menos 2 octavas (factor 4) entonces:

$w_L \sim w_p$ siendo w_p la frecuencia del polo dominante

Ejemplo

$$F_L(s) = \frac{s(s+10)}{(s+100)(s+25)}$$

$p_1=100$

$p_2=25$

$c_1=10$

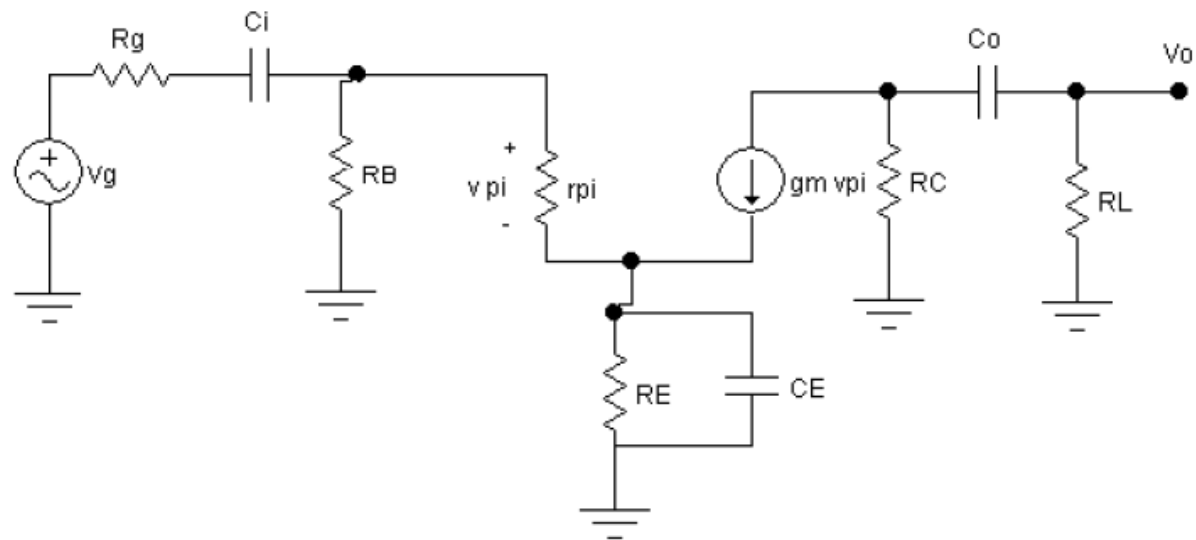
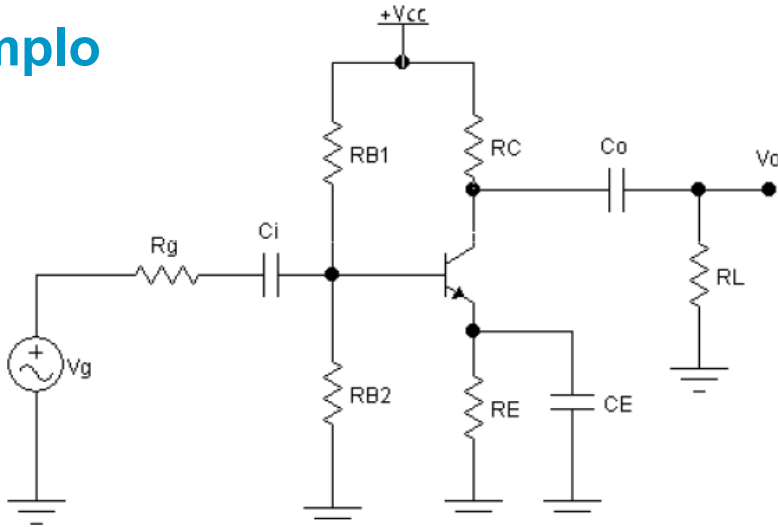
El valor exacto es 105 rad/s

El valor aplicando el criterio del polo dominante es 100

$$w_L \approx \sqrt{100^2 + 25^2 - 10^2} = 102 \text{ rad/s}$$

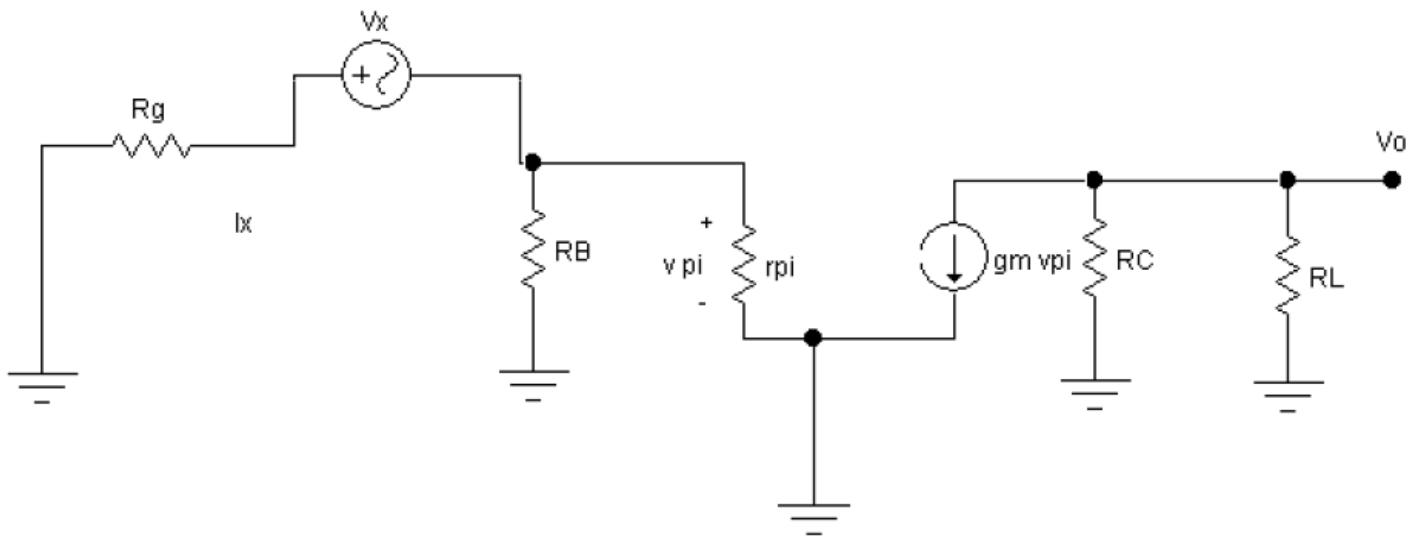
Análisis en baja frecuencia de amplificadores

Ejemplo



Análisis en baja frecuencia de amplificadores

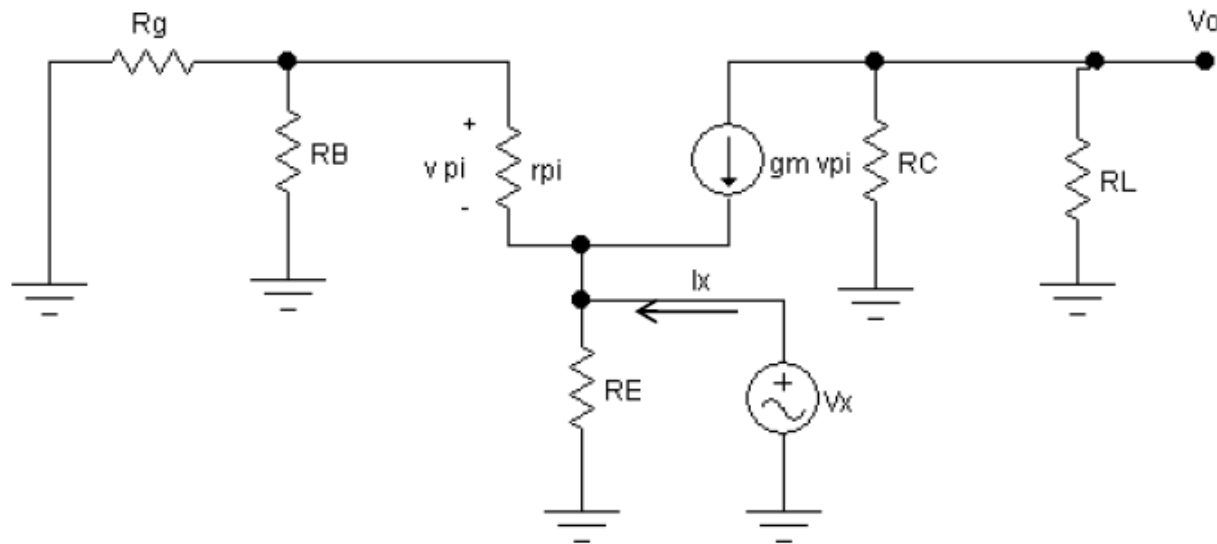
Ejemplo



$$R_{Ci}^{\infty} = R_g + R_B // r_{\pi}$$

Análisis en baja frecuencia de amplificadores

Ejemplo



$$R_E^\infty = R_E \parallel \frac{r_\pi + (R_g \parallel R_B)}{1 + \beta_0}$$

Análisis en baja frecuencia de amplificadores

Ejemplo

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{1}{C_i(R_g + R_B // r_\pi)} + \frac{1}{C_E \left(R_E // \frac{r_\pi + (R_g // R_B)}{1 + \beta_0} \right)} + \frac{1}{C_o(R_C + R_L)} \right]$$

Análisis en alta frecuencia de amplificadores

- ❑ La respuesta en alta frecuencia de circuitos con transistores está fijada por los condensadores internos y las constantes de tiempo asociadas.
- ❑ se hará la suposición de que la respuesta en frecuencia viene fijada por un POLO DOMINANTE.
- ❑ El análisis en alta frecuencia se reduce al cálculo de la frecuencia de corte superior asociada a este polo dominante. El cálculo del polo dominante se realizará aplicando el MÉTODO DE LAS CONSTANTES DE TIEMPO EN CIRCUITO ABIERTO.

Fundamentos

Criterio del polo dominante para $F_H(s)$

Si la frecuencia del polo menor está separada del polo ó cero más cercano al menos 2 octavas (factor 4) entonces:

$w_H \sim w_p$ siendo w_p la frecuencia del polo dominante

Ejemplo

$$F_H(s) = \frac{(1 + s/10^5)}{(1 + s/10^4)(1 + s/4 \cdot 10^4)}$$

$$p_1 = 10^4$$

$$p_2 = 4 \cdot 10^4$$

$$c_1 = 10^5$$

El valor exacto es 9537 rad/s

El valor aplicando el criterio del polo dominante 104

$$w_H \approx \sqrt{\frac{1}{10^8} + \frac{1}{16 \cdot 10^8} - \frac{2}{10^{10}}} = 9803 \text{ rad/s}$$

Análisis en alta frecuencia de amplificadores

Método de las constantes de tiempo en circuito abierto

$$f_{cs} (3dB) = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sum_i R_i^0 C_i}$$

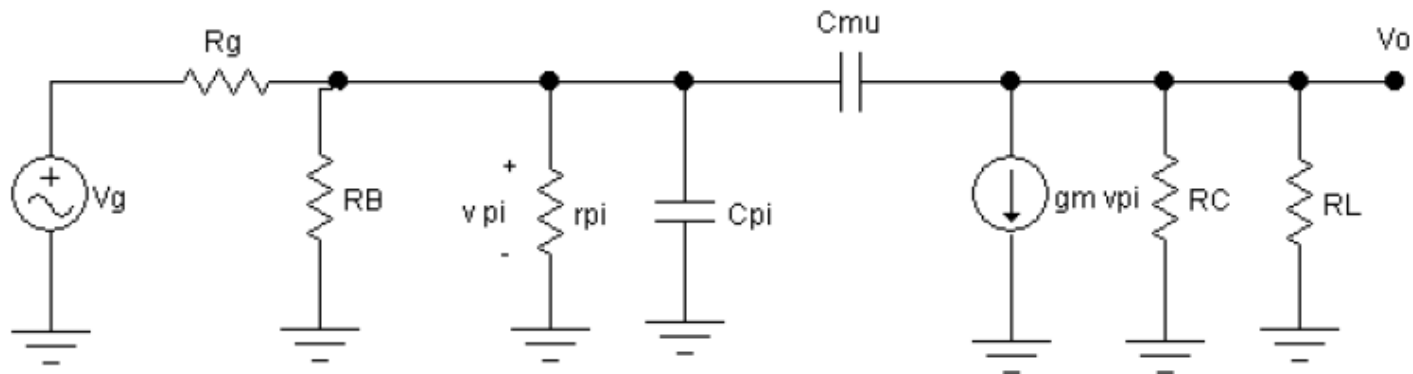
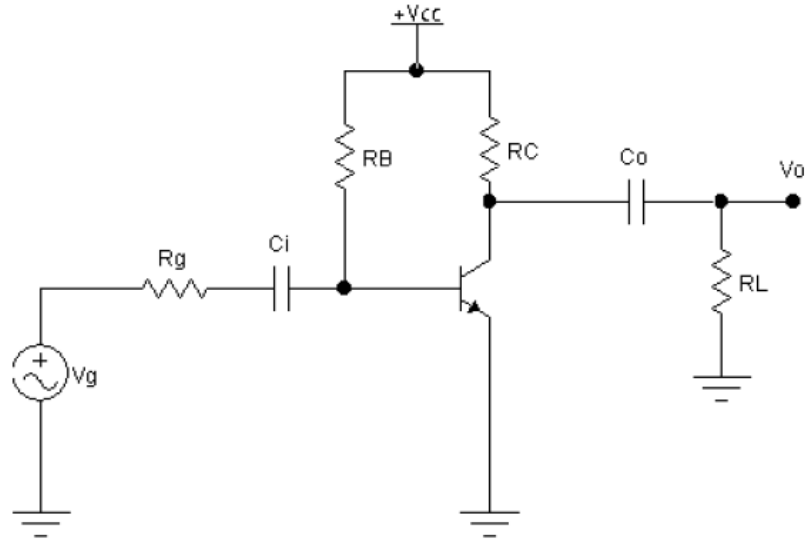
Donde:

C_i son cada uno de los condensadores internos presentes del componente (circuito equivalente).

R_i^0 es la impedancia que ve cada uno de los condensadores con el resto
EN CIRCUITO ABIERTO

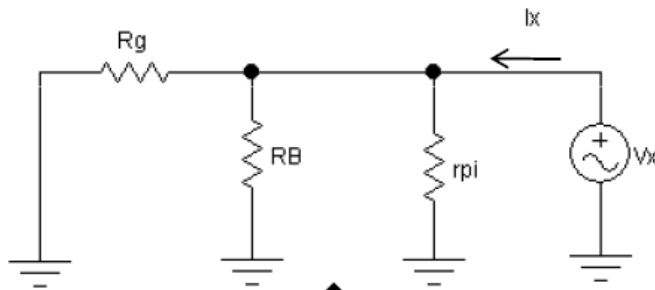
Análisis en alta frecuencia de amplificadores

Ejemplo



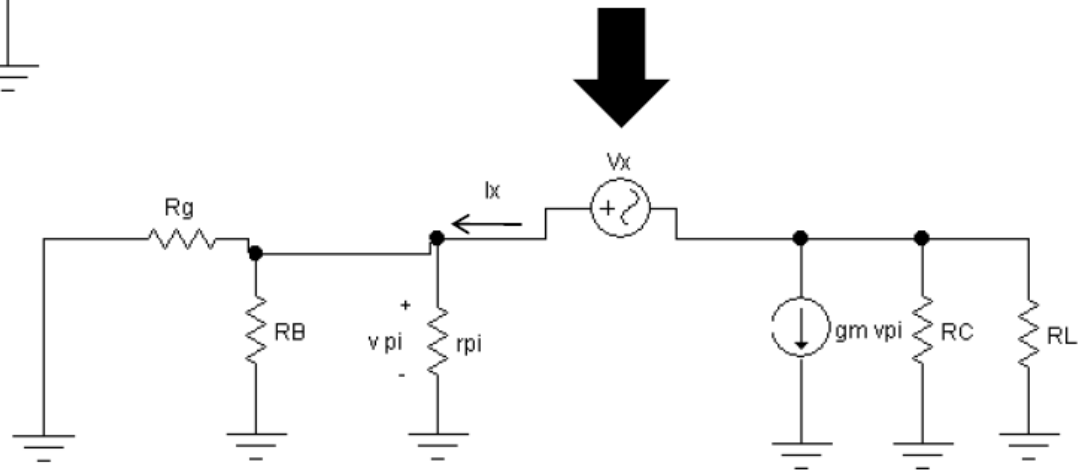
Análisis en alta frecuencia de amplificadores

Ejemplo



$$R_{\mu}^0 = R_B \parallel r_{\pi} \parallel R_g (1 + g_m R_C \parallel R_L) + R_C \parallel R_L$$

$$R_{\pi}^0 = R_B \parallel r_{\pi} \parallel R_g$$



$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi C_{\pi} (r_{\pi} \parallel R_B \parallel R_g) + C_{\mu} (R_B \parallel r_{\pi} \parallel R_g (1 + g_m R_C \parallel R_L) + (R_C \parallel R_L))}$$

©2023 Autoras Belén Arredondo y Beatriz Romero

Algunos derechos reservados

Este documento se distribuye bajo la licencia
“Atribución-Compartir Igual 4.0 Internacional” de Creative Commons,
disponible en <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.es>

Para cualquier duda o sugerencia de mejora, puedes escribir a belen.arredondo@urjc.es y beatriz.romero@urjc.es

Agradecimientos a los profesores Gonzalo del Pozo y Diego Martín