AULA POLITÈCNICA 70

Fundamentos de electrónica

AULA POLITÈCNICA / ETSEIT

Antonio Calomarde Palomino

Fundamentos de electrónica

EDICIONS UPC

La presente obra fue galardonada en el séptimo concurso
"Ajut a l'elaboració de material docent" convocado por la UPC.

Primera edición (Ed. Virtuals): febrero de 2000
Primera edición (Aula Politècnica): febrero de 2002

Diseño de la cubierta: Manuel Andreu

Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya, SL
Jordi Girona Salgado 31, 08034 Barcelona
Tel.: 934 016 883 Fax: 934 015 885
Edicions Virtuals: www.edicionsupc.es
E-mail: edicions-upc@upc.es

Producción: CPET (Centre de Publicacions del Campus Nord)
La Cup. Gran Capità s/n, 08034 Barcelona

Depósito legal: B-9295-2002
ISBN: 84-8301-578-1

Índice

Primera parte: Dispositivos Electrónicos

1 Física del estado sólido

2 Unión PN

3 Transistor bipolar

4 Transistor M.O.S.

Segunda parte: Aplicaciones con dispositivos

5 Aplicaciones con diodos

9 Estructuras de un amplificador multietapa

10 El amplificador Operacional

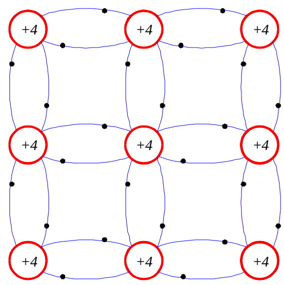
11 Realimentación y estabilidad

Física del estado sólido

Electrónica

Características de los Semiconductores

- Semiconductor intrínseco: SMC puro (Si, Ge, GaAs)
  - Banda de valencia: 4 electrones.
- Características a 0º K
  - Cada átomo está rodeado de 4 electrones (e^-).
  - Los 4 e^- de la banda de valencia están compartidos con los átomos vecinos.
  - Cada par de e^- compartidos forman un enlace covalente.
  - Todos los e^- están en la banda de valencia (BV).

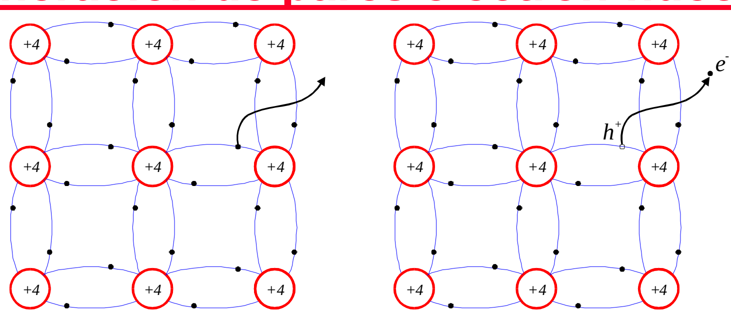


Esquema bidimensional SMC a 0ºK

© A. Calomarde, Edicions Virtuales *Transparencia 1-2*

Electrónica

Generación de pares electrón-hueco



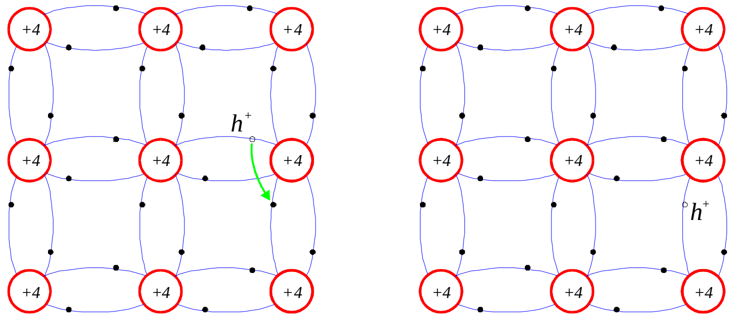
T > 0ºK

- A T > 0º K el e^- salta a la banda de conducción.
- La conducción se producirá por:
  - e^- en la banda de conducción.
  - h^+ en la banda de valencia.
- *Nº de electrones en la BC = Nº de huecos en la BV*

© A. Calomarde, Edicions Virtuales *Transparencia 1-3*

Electrónica

Movimiento del hueco



- Puede considerarse el movimiento del h^+ debido a la transferencia de la ionización a otro átomo, a causa del salto del e^-.

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-4*

Electrónica

SMC extrínsecos

- SMC intrínseco: SMC cristalino sin impurezas.
- SMC extrínseco: SMC cristalino en el que se han introducido impurezas de una forma controlada.

Impurezas grupo III: SMC tipo P
- -B, Al, In, Ga.
- -Mayor número de huecos "libres".

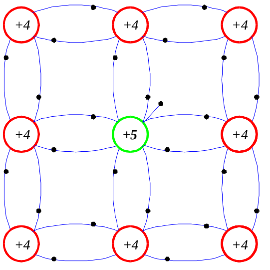
Impurezas grupo V: SMC tipo N
- -P, As, Sb.
- -Mayor número de electrones en BC

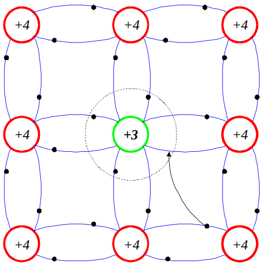
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-5*

Electrónica

SMC extrínsecos

Tipo N *Tipo P*





nº electrones libres = Ionización impurezas + Rotura enlaces covalentes.
nº huecos libres = Rotura enlaces covalentes.

nº electrones libres > nº huecos libres

nº electrones libres = Rotura enlaces covalentes.

nº huecos libres = Ionización impurezas + Rotura enlaces covalentes.

nº electrones libres < nº huecos libres

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-6*

Electrónica

Relación entre concentraciones en equilibrio de los portadores

- **Ley de acción de masas**
  - » **n = concentración de electrones libres, nº electrones/volumen**
  - » **p = concentración de huecos libres, nº huecos/volumen**
  - – **A una temperatura dada la generación de portadores y la recombinación se producirán a la misma velocidad**
    - » **Las concentraciones n y p se mantendrán constantes en el tiempo.**
  - – **En un semiconductor intrinseco tendremos:**

$$n = p = n_i$$

- donde ni es la concentración de e^- y h^+ en un material intrínseco.
- Puede demostrarse que:

$$n_i^2(T) = A \cdot T^3 \cdot e^{-E_{go}/KT}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-7*

– **Para el Ge y el Si:**

$$n_i^2(T) = 3{,}1 \cdot 10^{32} \cdot T^3 \cdot e^{-9100/T} \quad cm^{-6} \qquad (Ge)$$
$$n_i^2(T) = 1{,}5 \cdot 10^{33} \cdot T^3 \cdot e^{-14000/T} \quad cm^{-6} \qquad (Si)$$

– **Puede demostrarse, que para cualquier semiconductor se cumple la relación:**

$$\boxed{n \cdot p = n_i^2(T)}$$

– **que es la LEY DE ACCIÓN DE MASAS.**

Ley de neutralidad de carga

- **Nos indica que la carga neta en un cristal es nula.**
  – **Así si suponemos:**
    » N_D **: Concentración de donadores** ***(Donadores/volumen).***
    » N_A **: Concentración de aceptadores** ***(Aceptadores/volumen).***
    » n **y** p **concentración de** e^- **y** h^+**.**
  – **Tenemos que:**

Total carga positiva = total carga negativa.

$$\boxed{N_D + p = N_A + n}$$

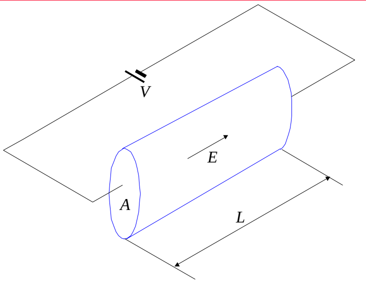
- **Así tenemos:**
  - **Si $N_D >> N_A$, entonces $n >> p$ (SMC tipo n).**

$$n \approx N_D \qquad p \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

- Si $N_A >> N_D$, entonces $p >> n$ (SMC tipo p).

$$p \approx N_A \qquad n \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

Conductividad en SMC



- **Sólido en el que existen: e⁻ libres obedecen a un campo eléctrico.**
- **Los e⁻ libres se mueven con una velocidad media proporcional al campo Eléctrico.**

$$v_{drift} \alpha \vec{E}$$

-Llamaremos μ (movilidad en $cm^2/V{\cdot}s$) a la constante de proporcionalidad:

$$v_{drift} = \mu \vec{E}$$

– **La corriente es movimiento de cargas por unidad de tiempo:**

$$I \equiv \frac{Cantidad\ de\ carga}{t} = \frac{q(n \cdot volumen)}{t} = \frac{q(n \cdot A \cdot L)}{t} = q \cdot n \cdot A \cdot v_{drift}$$

-Y la densidad de corriente:

$$J = \frac{I}{A} = q \cdot n \cdot v_{drift} = q \cdot n \cdot \mu_e \cdot E = q \cdot n \cdot \mu_e \cdot \frac{V}{L}$$

-La densidad de corriente es proporcional a:
- La densidad de carga.
- La movilidad de los portadores.

-Si relacionamos el resultado anterior con la ley de Ohm: I= V/R:

$$R = \frac{1}{q \cdot n \cdot \mu_e} \frac{L}{A}$$

Y comparando con $R = \rho \frac{L}{A}$ **tenemos que:**

$$\rho = \frac{1}{q \cdot n \cdot \mu_e} \equiv \frac{1}{\sigma}$$

– **Para obtener la conductividad en un semiconductor tendremos que tener en cuenta la conductividad de huecos y electrones:**
  » σ_e ***= conductividad del electrón.***
  » σ_h ***= conductividad del hueco.***

– **Asimismo para la movilidad:**
  » μ_e ***= movilidad del electrón.***
  » μ_h ***= movilidad del hueco.***

– **Por lo que podremos escribir para un semiconductor:**

$$J = (\sigma_e + \sigma_h)E$$

$$J = q(n\mu_e + \mu_h)E$$

– **Así la conductividad en un semiconductor será:**

$$\sigma = q(n\mu_e + \mu_h)$$

– **Para los SMC más utilizados:**

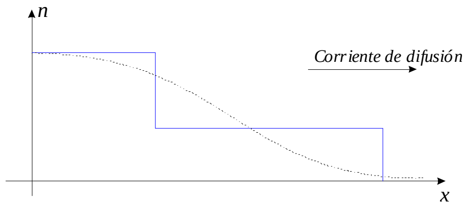
$$Silicio \begin{cases} \mu_e = 2{,}1 \cdot 10^9 T^{-2{,}5} & \text{para } 160^\circ K < T < 400^\circ K \\ \mu_e = 2{,}3 \cdot 10^9 T^{-2{,}7} & \text{para } 150^\circ K < T < 400^\circ K \end{cases}$$

$$Germanio \begin{cases} \mu_e = 4{,}9 \cdot 10^7 T^{-1{,}66} & \text{para } 100^\circ K < T < 300^\circ K \\ \mu_e = 1{,}05 \cdot 10^9 T^{-2{,}33} & \text{para } 125^\circ K < T < 300^\circ K \end{cases}$$

Electrónica

Densidad de Corriente total en un SMC

- **Existen 2 mecanismos de corriente en un SMC:**
  - **A) Densidad de corriente de difusión:**



$$J_{dif}\,\alpha\, -\frac{\delta n}{\delta x}$$

$$J_{dif,n} = q \cdot \mathrm{grad}n \cdot D_n$$

$$J_{dif,p} = -q \cdot \mathrm{grad}p \cdot D_p$$

  - **Donde D_n y D_p son los coeficientes de difusión de los electrones y huecos.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-14*

Electrónica

  - **B) Densidad de corriente de arrastre:**

$$J_{drift} = q(n\mu_e + p\mu_h)E$$

-Y la corriente total en un SMC será la suma de los dos términos:

$$J_{TOTAL} = J_{drift} + J_{dif}$$

$$J_{TOTAL} = q(n\mu_e + p\mu_h)E + q(\mathrm{grad}\; n \cdot D_n - \mathrm{grad}\; p \cdot D_p)$$

-Y para el caso unidimensional:

$$\boxed{J_{TOTAL} = q(n\mu_e + p\mu_h)E + q\left(\frac{\delta n}{\delta x}D_n - \frac{\delta p}{\delta x}D_p\right)}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-15*

Electrónica

Relación de Einstein

- **Se cumple que:**

$$D_n = \mu_n V_T$$
$$D_p = \mu_p V_T$$

– **Donde:**

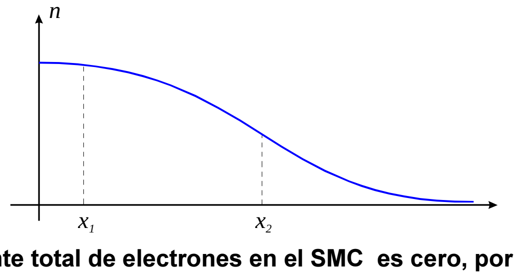
$$V_T = \frac{KT}{q} \quad \text{(tensión termodinámica)}$$
$$\mathrm{K} = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\, Joul \cdot seg \quad \text{(constante de Boltzman)}$$
$$\mathrm{q} = 1{,}6 \cdot 10^{-19}\, C \quad \text{(carga del electrón)}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-16*

Electrónica

Ecuación de Boltzman para portadores

- **Permite relacionar concentración de portadores y potenciales.**
  – **Partimos de un SMC sin excitación exterior y con una concentración de portadores:**



-La corriente total de electrones en el SMC es cero, por lo que:

$$q\mu_n nE + q\frac{\delta n}{\delta x}D_n = 0$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-17*

–**Es decir:**

$$q\mu_n nE = -q\frac{\delta n}{\delta x}D_n$$

– **Teniendo en cuenta la relación de Einstein:**

$$E = -V_T\frac{1}{n}\frac{\delta n}{\delta x}$$

-Que es precisamente el campo eléctrico que se opone a la difusión de electrones y mantiene *n(x)* constante en el tiempo en cada punto.
-Por la ley de Gauss para una dimensión:

$$-\frac{\delta V}{\delta x} = -V_T\frac{1}{n}\frac{\delta n}{\delta x}$$

-Operando:

$$\delta V = V_T\frac{\delta n}{n}$$

– **Es decir, entre los puntos x_1 y x_2 la diferencia de potencial será:**

$$\int_1^2 \partial V = V_T\int_1^2\frac{\partial n}{n}$$

-Si V_1 y V_2 son los potenciales de x_1 y x_2, entonces:

$$V_2 - V_1 = V_T\ln\frac{n_2}{n_1}$$

-O más habitualmente:

$$\boxed{n_1 = n_2\cdot e^{\frac{V_1-V_2}{V_T}}}$$

-Y para los huecos:

$$\boxed{p_2 = p_1\cdot e^{\frac{V_1-V_2}{V_T}}}$$

Electrónica

Resumen

- Principales semiconductores: Si, Ge, GaAs
- Corrientes generadas por electrones y huecos.
- Tres tipos de semiconductores:
  - » Semiconductor intrínseco: $n = p = n_i$
  - » Semiconductor extrínseco tipo n: $n >> p$
  - » Semiconductor extrínseco tipo p: $p >> n$
- Relación entre portadores:

$$n \cdot p = n_i^2(T)$$

$$N_D + p = N_A + n$$

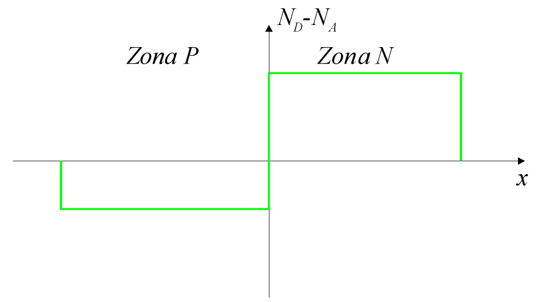
- Corrientes en un SMC:
  - »Por arrastre (provocada por el campo eléctrico)
  - »Por difusión (provocada por la diferencia de concentraciones)

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 1-20*

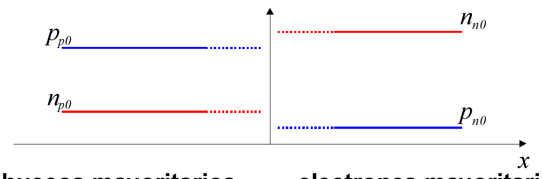
Unión PN

Electrónica

Unión PN sin polarizar



Concentración de impurezas



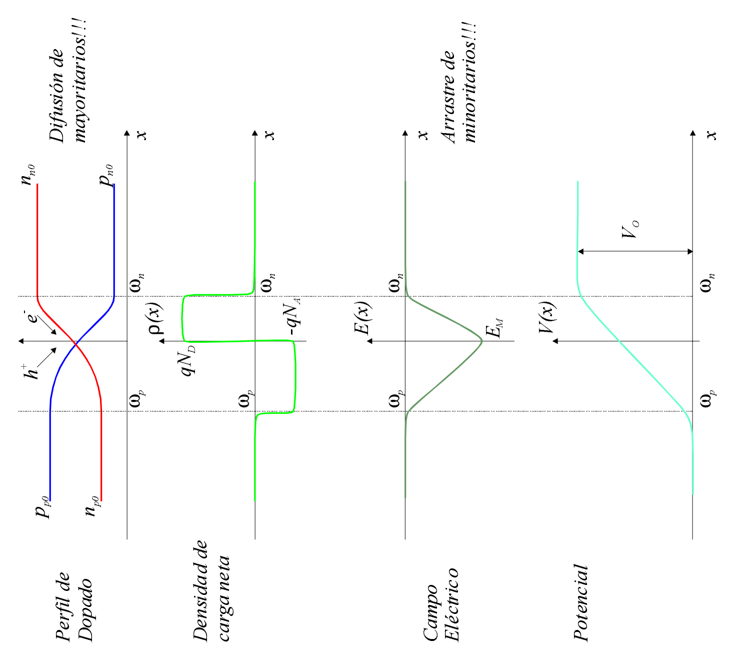
Concentración de portadores (antes de la unión)

huecos mayoritarios
electrones minoritarios

electrones mayoritarios
huecos minoritarios

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-2*

Electrónica



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-3*

Densidad de carga

–**Puede admitirse que las cargas en la zona N son:**

$\rho(x) = q\,[N_D(x) - n_n(x)]$

–**Y en los puntos que $n_n(x) << N_D(x)$**

$\rho(x) \cong q\,N_D(x)$

–**Y para la zona P:**

$\rho(x) \cong -\,q\,N_A(x)$

–**Esta aproximación es conocida como la aproximación de Vaciamiento, válida en toda la z.c.e. excepto en los bordes, y puede aplicarse debido a la presencia del campo eléctrico en esta zona, que provocará que cualquier carga móvil sea expulsada de la z.c.e.**

–**Puesto que la barra SMC debe ser totalmente neutra se cumplirá que:**

$$q\,\omega_n\,N_D = q\,\omega_p\,N_A$$

Campo Eléctrico

– **Para obtenerlo se aplicará la ley de Gauss en una dimensión:**

$$E(x) = \frac{1}{\varepsilon}\int \rho(x)dx$$

– **Obteniendo para la zona N y zona P:**

$$\text{Zona P} \Rightarrow E_P(x) = -\frac{qN_A}{\varepsilon}(x+\omega_P)$$

$$\text{Zona N} \Rightarrow E_N(x) = -\frac{qN_D}{\varepsilon}(\omega_N - x)$$

– **Coincidiendo su valor máximo en x = 0:**

$$E_M = -\frac{qN_A}{\varepsilon}\omega_P = -\frac{qN_D}{\varepsilon}\omega_N$$

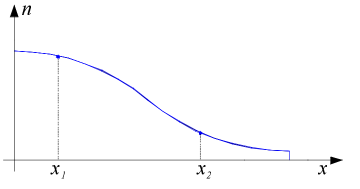
– **Y si $\omega = \omega_p + \omega_n$ entonces:**

$$E_M = -\frac{q}{\varepsilon}\frac{N_A N_D}{N_A + N_D}\omega$$

Electrónica

Potencial de contacto

– Ateniendo a la ecuación de Boltzmann, que nos da la diferencia de potencial en un SMC en función de las concentraciones de portadores:



$$V_2 - V_1 = -V_T \ln \frac{p_1}{p_2}$$

–Puede aplicarse en la unión PN para obtener el potencial:

$$V_N - V_P = -V_T \ln \frac{p_{n0}}{p_{p0}} = V_T \ln \frac{p_{p0}}{p_{n0}}$$

–Aplicando la Ley de acción de masas:

$$p_{no} n_{no} = n_i^2 \qquad p_{no} = \frac{n_i^2}{n_{no}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 2-6

Electrónica

– Y sustituyendo:

$$V_N - V_P = V_T \ln \frac{p_{p0} n_{n0}}{n_i^2}$$

–Y admitiendo que son válidas las aproximaciones $p_{p0} \cong N_A$, $n_{no} \cong N_D$

$$\boxed{V_N - V_P = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}}$$

– Puede obtenerse también el potencial a partir del campo eléctrico:

$$V_P(x) = \frac{qN_A}{\varepsilon}(x + \omega_P)^2$$
$$V_N(x) = \frac{qN_D}{\varepsilon}\left[\omega_N(\omega_P + \omega_N) - (\omega_N - x)^2\right]$$
$$V_O = \frac{qN_A\omega_P}{2\varepsilon}\omega = \frac{qN_D\omega_N}{2\varepsilon}\omega$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 2-7

Ancho de la zona de carga espacial

– **Para obtener el ancho de la z.c.e. se puede observar que:**

$$V_O = \frac{1}{2}(-E_M)\omega$$

– **Y sustituyendo el valor de E_M:**

$$V_0 = \frac{q}{2\varepsilon}\frac{N_A N_D}{N_A + N_D}\omega^2$$

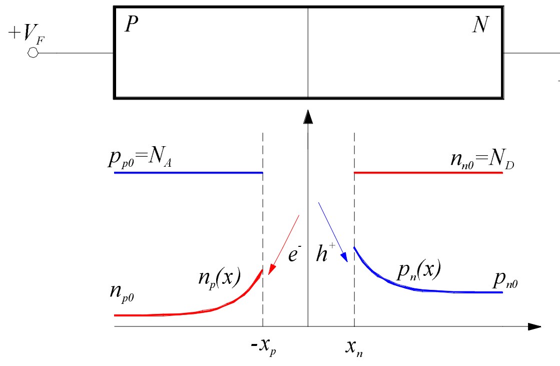
– **Y despejando ω:**

$$\boxed{\omega = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\frac{N_A + N_D}{N_A N_D}V_0}}$$

Característica Tensión-Corriente

- **Para la obtención de la característica V-I supondremos:**
  – **En la z.c.e. no existe ni generación ni recombinación.**
  – **Inyección de portadores débil (sólo varían las concentraciones de minoritarios).**
  – **Todo el potencial externo aplicado aparece en la z.c.e., y no en las "zonas neutras".**
- **Dos tipos de polarizaciones:**
  – **Directa** ➔ $V_P > V_N$
  – **Inversa** ➔ $V_N > V_P$

Electrónica



- **Existe una inyección de portadores minoritarios en $-x_p$ y x_n. Los mayoritarios no se verán modificados en débil inyección.**
- **Debido a esta inyección de portadores aparece un gradiente de portadores minoritarios.**

$$\frac{\partial n_p(x)}{\partial x} \neq 0$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-10*

Electrónica

- **Y la densidad de corriente de difusión es proporcional al gradiente:**

$$J_{diff} = J_{dif,p} + J_{dif,n} = q\left[-D_P \frac{\partial p(x)}{\partial x} + D_N \frac{\partial n(x)}{\partial x}\right]$$

- **Para conocer el gradiente utilizaremos la "Ecuación de Continuidad", particularizada:**

$$\frac{\partial p_n(x,t)}{\partial t} = D_P \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} - \frac{p_n(x) - p_{n0}}{\tau_P}$$

- **Donde τ es el tiempo de vida medio de los portadores.**
- **Y suponiendo condiciones estacionarias ($+V_F$ = cte.):**

$$D_P \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} - \frac{p_n(x) - p_{n0}}{\tau_P} = 0$$

- **Las condiciones de contorno son:**

$$\text{a) Para } x \to \infty;\ \ p_n(x) = p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_D}$$

$$\text{b) Para } x = \mathrm{x_n};\ \ p_n(x_n)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-11*

» **Para obtener la 2ª condición utilizamos la ecuación de Boltzmann:**

$$\text{En equilibrio:}$$

$$V_O = V_T \ln \frac{p_{p0}}{p_{n0}}$$

$$p_{p0} = p_{n0} e^{\frac{V_O}{V_T}}$$

$$\text{Fuera de equilibrio:}$$

$$p_{p0} = p_n(x) e^{\frac{V_O - V_F}{V_T}}$$

» **Al tener débil inyección, en ambos casos p_{p0} coincidirá.**

$$p_{n0} e^{\frac{V_0}{V_T}} = p_n(x) e^{\frac{V_0 - V_F}{V_T}}$$

$$p_n(x_n) = p_{n0} e^{\frac{V_F}{V_T}}$$

$\Rightarrow$**¡¡¡Estamos inyectando portadores de forma exponencial con la V_F!!!**

– **Con las dos condiciones, resolvemos la ec. diferencial:**

$$p_n(x) = p_{n0} + p_n\left(e^{\frac{V_F}{V_T}} - 1\right) e^{-\frac{(x - x_n)}{L_P}}$$

– **Siendo** $L_P = \sqrt{D_P \tau_P}$ **, la longitud de difusión de los huecos.**

– **Ahora podemos conocer la corriente de difusión de los huecos:**

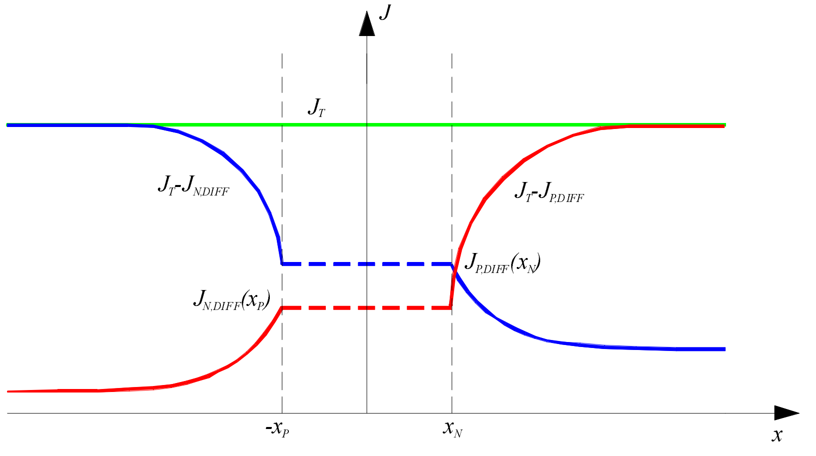
$$J_{dif,p}(x_n) = -qD_P \left.\frac{\partial p(x)}{\partial x}\right|_{x=x_n} = \frac{qD_P p_{n0}}{L_P}\left(e^{\frac{V_F}{V_T}} - 1\right)$$

– **Análogamente para los electrones:**

$$J_{dif,n}(x_p) = qD_N \left.\frac{\partial n(x)}{\partial x}\right|_{x=x_p} = \frac{qD_N n_{p0}}{L_N}\left(e^{\frac{V_F}{V_T}} - 1\right)$$

Electrónica

– **Si recordamos que no hay ni recombinación ni generación en la z.c.e., tendremos que la corriente es constante en ella, y así tendremos:**

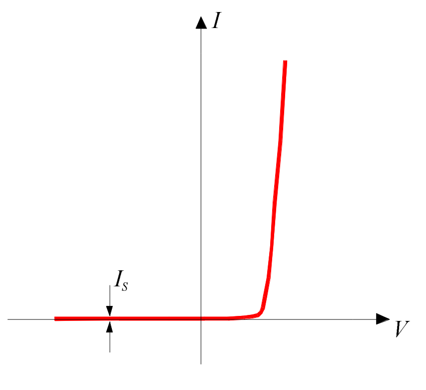


 Transparencia 2-14

Electrónica

– **Así, la suma de los dos términos me dará la corriente total:**

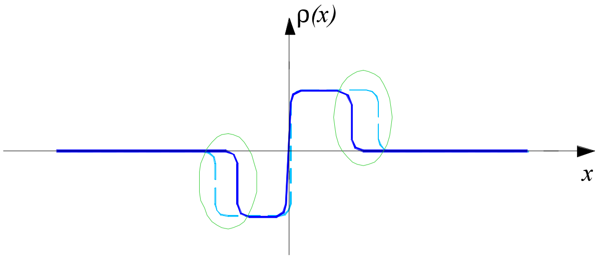
$$\boxed{I_T = AJ_T = \underbrace{A\left[\frac{qD_N n_{p0}}{L_N}+\frac{qD_P p_{n0}}{L_P}\right]}_{I_S}\left(e^{\frac{V_F}{V_T}}-1\right)}$$



 Transparencia 2-15

Modelo dinámico del Diodo

- **Se ha obtenido la característica *I-V* bajo condiciones estáticas, pero bajo condiciones dinámicas aparecen tres efectos no considerados hasta ahora:**
- **a) Capacidad de transición C_J:**
  - **Provocada por la variación de z.c.e. al variar la tensión en la unión.**



- **La variación de carga cuando se aplica una tensión V_J será:**

$$q_v(V_J) = Q_J(0) + Q_J(V_J)$$

- **Teniendo en:**
  - **Polarización directa** $q_V(V_J) > 0,\ V_J > 0$
  - **Polarización inversa** $q_V(V_J) < 0,\ V_J < 0$
- **Por lo que la carga móvil almacenada en las zonas neutras aumentará al aumentar la tensión V_J, y la capacidad de transición será:**

$$C_J = \frac{dq_V(V_J)}{dV_J}$$

- **Como** $Q_J(0) = cte$ **tendremos que:**

$$C_J = -\frac{dQ_J(V_J)}{dV_J}$$

– **Para ello, la carga total en el lado N de la z.c.e. con una tensión V_J será:**

$$Q_J = AqN_D\omega_N = AqN_D \frac{N_A}{N_A + N_D}\omega =$$

$$Aq\frac{N_A N_D}{N_A + N_D}\left[\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_A}+\frac{1}{N_D}\right)(V_O - V)\right]^{1/2}$$

– **Y si derivamos respecto a V, obtendremos C_J:**

$$C_J = -\frac{dQ_J}{dV} = \frac{Aq}{2}\frac{N_A N_D}{N_A + N_D}\frac{2\varepsilon}{q}\frac{N_A + N_D}{N_A N_D}\left[\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_A}+\frac{1}{N_D}\right)(V_O - V)\right]^{1/2}$$

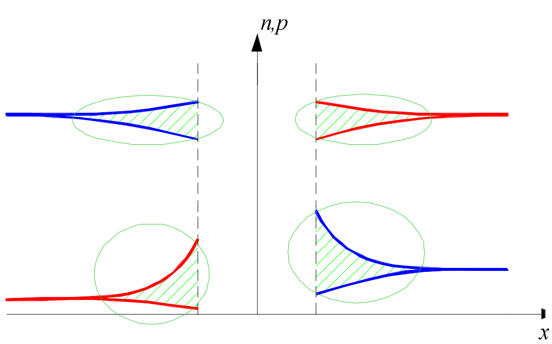
$$C_J = A\frac{\varepsilon}{\sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}\left(\frac{1}{N_A}+\frac{1}{N_D}\right)(V_O - V)}}$$

– **Y como el denominador es ω:**

$$\boxed{C_J = A\frac{\varepsilon}{\omega}}$$

•b) Capacidad de difusión:

– **Debida a la variación de las concentraciones de portadores en las zonas neutras al polarizar la unión:**

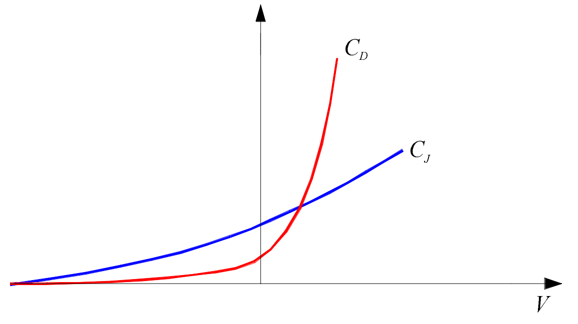


Electrónica

– **Puede demostrarse que esta capacidad sigue una ley del tipo:**

$$C_D = Ke^{\frac{V}{V_T}}$$

– **La cual aumenta también con la tensión aplicada, pero a un ritmo superior, siendo ésta última predominante en polarización directa, y en polarización inversa la capacidad de transición.**

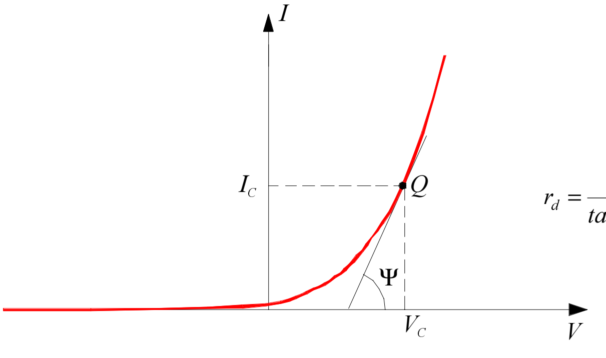


 Transparencia 2-20

Electrónica

- **c) Resistencia dinámica**
  – **Consideraremos la resistencia dinámica como:**

$$r_d = \left.\frac{dV}{dI}\right|_Q$$



$$r_d = \frac{1}{tan\psi} = \left.\frac{dV}{dI}\right|_Q$$

 Transparencia 2-21

– **Así el valor de la resistencia dinámica puede deducirse a partir de la expresión de la corriente en la unión:**

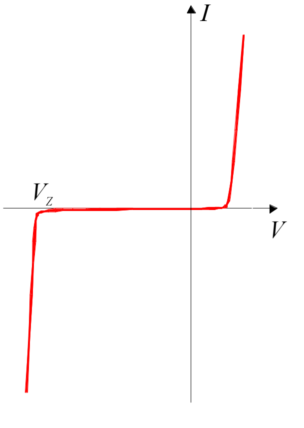
$$\frac{1}{r_d} = \left.\frac{dI}{dV}\right|_Q = \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{V}{V_T}}$$

– **Por lo que:**

$$r_d = \frac{V_T}{I_S e^{\frac{V}{V_T}}} = \frac{V_T}{I + I_S e^{\frac{V}{V_T}}} \approx \frac{V_T}{I} \qquad \text{si } V >> V_T$$

Mecanismos de ruptura

- **Al aumentar la tensión inversa de polarización, llega un punto en el cual la corriente aumenta un elevado incremento, debido a dos mecanismos diferentes:**
  - **Efecto zener.**
  - **Efecto avalancha.**



Electrónica

– **Ruptura zener:**
  » **Predomina en diodos con tensión de ruptura baja.**
  » **Producido en uniones donde los dopados son elevados, los cuales producen un elevado campo eléctrico que es capaz de arrancar electrones de los enlaces covalentes en la z.c.e.**
  » **Se demuestra que se produce para tensiones que cumplen:**

$$V_Z \leq 4E_{go}/q$$

– **Ruptura avalancha:**
  » **Predomina en diodos con tensión de ruptura alta.**
  » **Producido por la aceleración de los e^- en la z.c.e., debido a la presencia del campo eléctrico. La energía cinética que adquieren la emplean para ionizar por impacto átomos de la z.c.e., generando nuevos portadores que se aceleran a su vez, dando lugar a un efecto multiplicativo.**
  » **Se demuestra que se produce para tensiones que cumplen:**

$$V_Z \geq 6E_{go}/q$$

(* E_{go} **= *Energía del gap*)**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-24*

Electrónica

Conclusiones

- **Unión PN: Dispositivo formado por un extremo por SMC tipo N y en el otro SMC tipo P.**
- **Aparecen en la unión mecanismos de:**
  – **Difusión de mayoritarios.**
  – **Densidad de carga no nula.**
  – **Campo eléctrico que provoca arrastre de minoritarios.**
  – **Potencial de contacto.**
- **Su característica I-V es:**

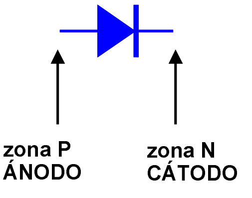
$$I_D = I_S\left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1\right)$$

  – **Con una fuerte dependencia de la corriente con la temperatura.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-25*

Electrónica

- **En régimen dinámico aparecen tres efectos:**
  - **Capacidad de transición.**
  - **Capacidad de difusión.**
  - **Resistencia dinámica.**
- **Con tensiones inversas elevadas aparece el efecto zener o avalancha.**
- **A partir de ahora le denominaremos DIODO y su representación esquemática será:**



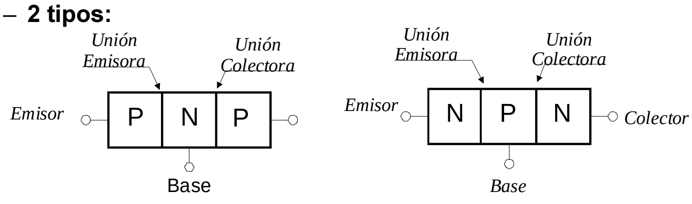
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 2-26*

Transistor bipolar

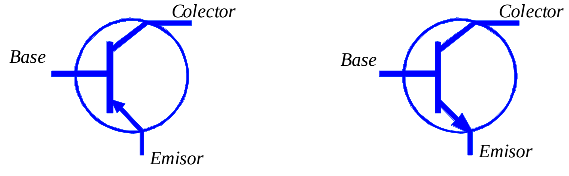
Electrónica

Introducción

- **Dispositivo basado en dos uniones PN.**
  - **2 tipos:**



BJT PNP ***BJT NPN***



© A. Calomarde, Edicions Virtuals ***Transparencia 3-2***

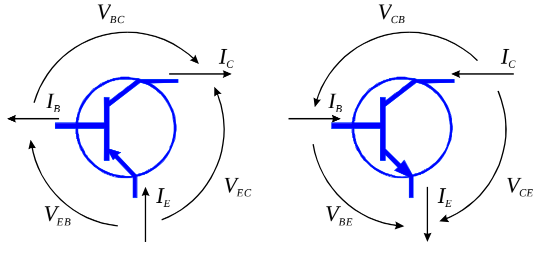
Electrónica

Polarizaciones

- **Existirán 4 tipos de polarización:**

Polarización	Unión emisora	Unión Colectora
Saturación	Directa	Directa
Activa	Directa	Inversa
Activa inversa	Inversa	Directa
Corte	Inversa	Inversa

- **Tensiones y corrientes en polarización activa**

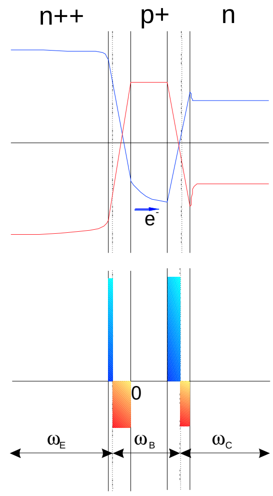


© A. Calomarde, Edicions Virtuals ***Transparencia 3-3***

Electrónica

Polarización en activa

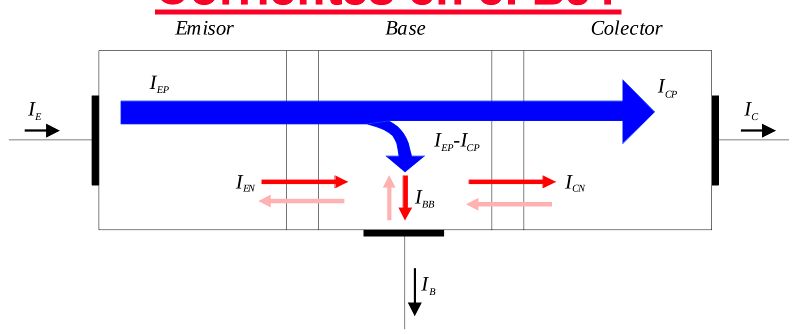
- **El emisor suele estar altamente dopado y la base suele ser estrecha:**
  - » **Obtenemos una inyección de portadores en el colector, provenientes del emisor, debido a la gran difusión de portadores minoritarios en la base.**



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-4*

Electrónica

Corrientes en el BJT



- I_{EP}: **Corriente de huecos en el emisor.**
- I_{EN}: **Corriente de electrones en el emisor.**
- I_{CP}: **Corriente de huecos en el colector.**
- I_{CN}: **Corriente de electrones en el colector.**
- I_{BB}: **Huecos recombinados en la base.**

$$I_E = I_{EP} + I_{EN}$$
$$I_C = I_{CP} + I_{CN}$$
$$I_{BB} = I_{EP} - I_{CP}$$

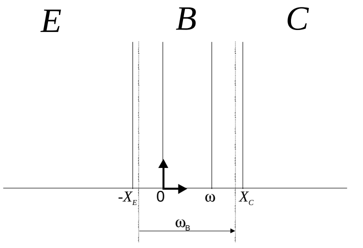
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-5*

Electrónica

Densidad de portadores minoritarios

- **Base**
  - **A partir de la corriente de difusión de minoritarios:**

$$D_P\left(\frac{\delta^2 p_n}{\delta x^2}\right)-\frac{p_n-p_{n0}}{\tau_p}=0$$



  - **La cual tendrá una solución del tipo:**

$$p_n(x)=p_{n0}+c_1e^{x/L_P}+c_2e^{-x/L_P}$$

  - **Que con las siguientes condiciones de contorno:**

$$\begin{cases} p_n(0)=p_{n0}e^{V_{EB}/V_T} \\ p_n(\omega)=0 \end{cases}$$

  - **Se obtiene:**

$$p_n(x)=\left(p_{n0}e^{V_{EB}/V_T}-1\right)\left[\frac{sinh\left(\frac{\omega-x}{L_P}\right)}{sinh\left(\frac{\omega}{L_P}\right)}\right]+p_{n0}\left[1-\frac{sinh\left(\frac{x}{L_P}\right)}{sinh\left(\frac{\omega}{L_P}\right)}\right]$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-6*

Electrónica

Densidad de portadores minoritarios

  - **Pueden diferenciarse dos casos:**

$$\begin{cases} \frac{\omega}{L_P}>>Comportamiento\ exponencial \\ \frac{\omega}{L_P}<<Comportamiento\ rectilíneo \end{cases}$$

En el caso de comportamiento rectilíneo :

$$p_n(x)=p_n(0)\left(1-\frac{x}{\omega}\right)=p_{nO}e^{V_{EB}/V_T}\left(1-\frac{x}{\omega}\right)$$

  - **Que es el caso más habitual en el BJT.**

- **Emisor**

$$\left.\begin{matrix} n_E(x=-x_E)=n_{EO}e^{V_{EB}/V_T} \\ n_E(x\to\infty)=n_{EO} \end{matrix}\right\} n_E(x)=n_{EO}+n_{EO}\left(e^{V_{EB}/V_T}-1\right)e^{\frac{x+x_E}{L_{NE}}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-7*

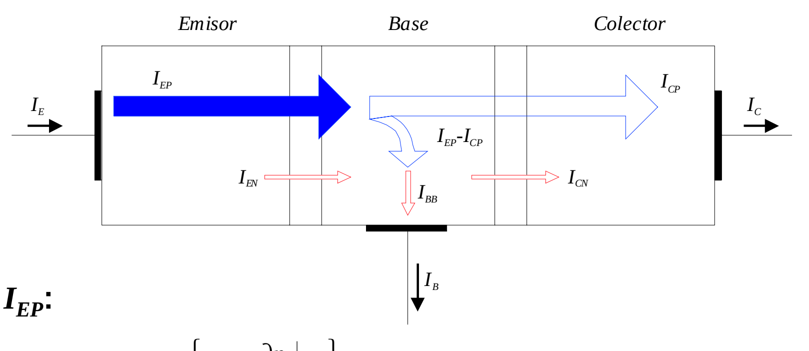
Densidad de portadores minoritarios

– **Colector:**

$$\left.\begin{cases} n_C(x=x_E)=n_{CO}e^{-V_{CB}/V_T}\approx 0 \\ n_C(x\to\infty)=n_{CO}\end{cases}\right\} n_C(x)=n_{CO}-n_{CO}e^{-\frac{x-x_C}{L_{NC}}}$$

– **A partir de las concentraciones de minoritarios se podrán obtener las corrientes del transistor bipolar.**

Expresiones de las corrientes en el BJT



- I_{EP}:

$$I_{EP}=A\left\{-qD_P\left.\frac{\partial p_n}{\partial x}\right|_{x=0}\right\}=$$

$$I_{EP}=AqD_P\frac{p_{n0}}{L_p}\coth\left(\frac{\omega}{L_P}\right)\left[\left(e^{V_{EB}/V_T}-1\right)+\frac{1}{\cosh\left(\frac{\omega}{L_P}\right)}\right]$$

Expresiones de las corrientes en el BJT

– **Teniendo en cuenta que:**

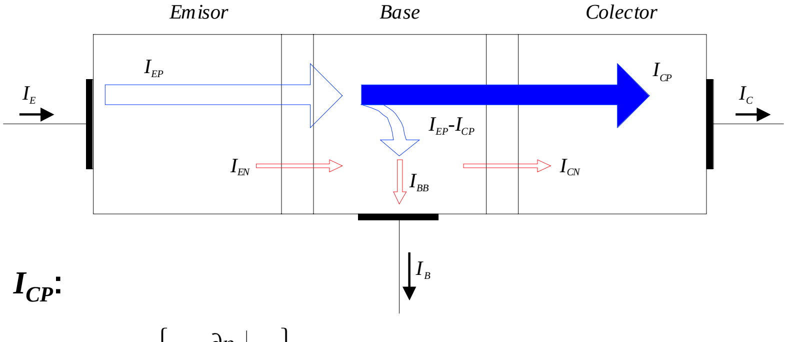
$$Si\ \frac{\omega}{L_P} << 1\ \ y\ sabiendo\ que\ coth(y) = \frac{1}{tan(y)} \approx \frac{1}{y}\ para\ y << 1$$

– **Tenemos que:**

$$I_{EP} = qAD_P \frac{n_i^2}{N_B} \frac{1}{L_P} \frac{L_P}{\omega} \left[\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) + 1 \right]$$

$$I_{EP} = \frac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega} \left(e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) + \frac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}$$

Expresiones de las corrientes en el BJT



- I_{CP}:

$$I_{CP} = A\left\{ qD_P \left. \frac{\partial p_n}{\partial x} \right|_{x=\omega} \right\} =$$

$$I_{CP} = AqD_P \frac{p_{n0}}{L_p} \frac{1}{sinh\left(\frac{\omega}{L_P}\right)} \left[\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) + \cosh\left(\frac{\omega}{L_P}\right) \right]$$

Electrónica

Expresiones de las corrientes en el BJT

– **Teniendo en cuenta que si ω/L_p<<1**

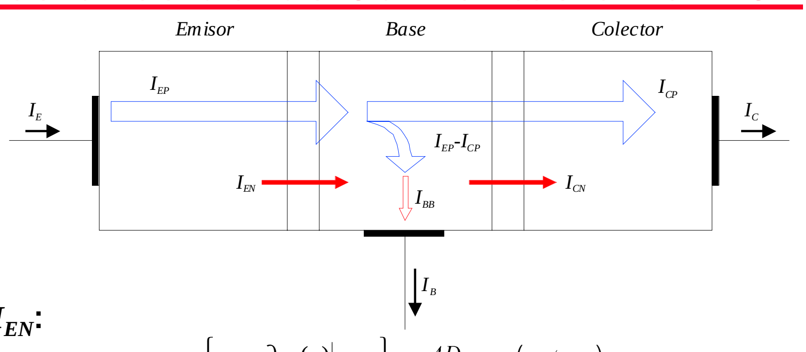
$$I_{CP} = \frac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + \frac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}$$

– **Puede observarse que es prácticamente el valor de I_{EP}.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-12*

Electrónica

Expresiones de las corrientes en el BJT



- **I_{EN}:**

$$I_{EN} = -A\left\{ qD_{NE} \left.\frac{\partial n_E(x)}{\partial x}\right|_{x=-x_E} \right\} = \frac{qAD_{NE} n_{EO}}{L_{NE}}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right)$$

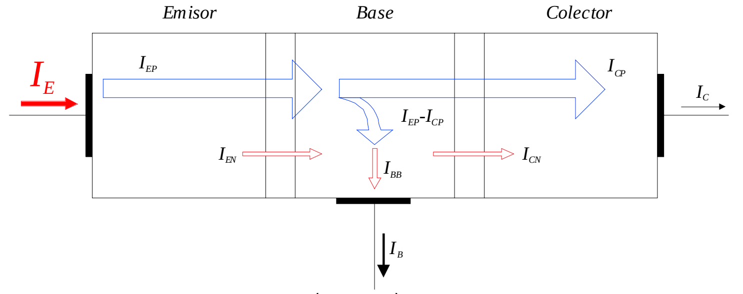
- **I_{CN}:**

$$I_{EN} = A\left\{ qD_{NC} \left.\frac{\partial n_C(x)}{\partial x}\right|_{x=-x_C} \right\} = \frac{qAD_{NC} n_{CO}}{L_{NEC}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-13*

Electrónica

Expresiones de las corrientes en el BJT



- I_E

$$I_E = I_{EP} + I_{EN} = a_{11}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + a_{12}$$

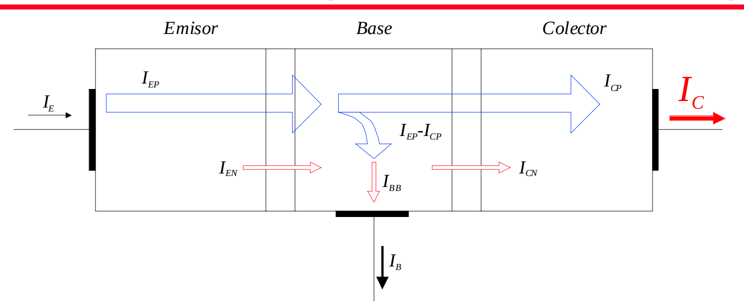
- **Donde:**

$$\begin{cases} a_{11} = qA\left\{\dfrac{D_P p_{n0}}{L_P}\coth\left(\dfrac{\omega}{L_P}\right) + \dfrac{D_{NE} n_{E0}}{L_{N0}}\right\} \cong qA\left\{\dfrac{D_P n_i^2}{N_B \omega} + \dfrac{D_{NE} n_{E0}}{L_{N0}}\right\} \\ a_{12} = qA\left\{\dfrac{D_P p_{n0}}{L_P}\dfrac{1}{sinh\left(\dfrac{\omega}{L_P}\right)}\right\} \cong qA\left\{\dfrac{D_P n_i^2}{N_B \omega}\right\} \end{cases}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 3-14

Electrónica

Expresiones de las corrientes en el BJT



- I_C

$$I_C = I_{CP} + I_{CN} = a_{21}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + a_{22}$$

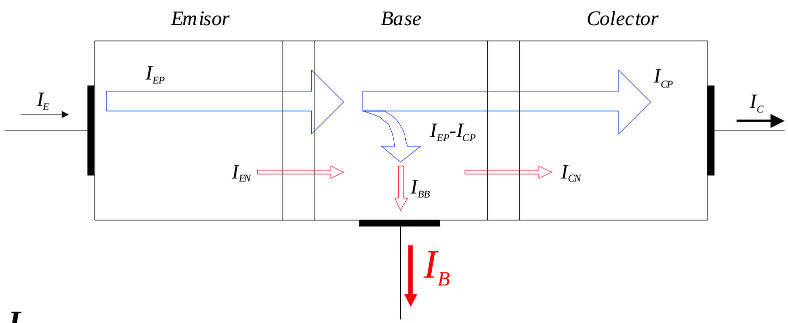
- **Donde:**

$$\begin{cases} a_{11} = qA\left\{\dfrac{D_P p_{n0}}{L_P}\dfrac{1}{sinh\left(\dfrac{\omega}{L_P}\right)}\right\} \cong qA\left\{\dfrac{D_P n_i^2}{N_B \omega}\right\} \\ a_{12} = qA\left\{\dfrac{D_P p_{n0}}{L_P}\coth\left(\dfrac{\omega}{L_P}\right) + \dfrac{D_{NC} n_{C0}}{L_{NC}}\right\} \cong qA\left\{\dfrac{D_P n_i^2}{N_B \omega} + \dfrac{D_{NC} n_{C0}}{L_{NC}}\right\} \end{cases}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 3-15

Electrónica

Expresiones de las corrientes en el BJT



- $\boldsymbol{I_B}$

$$I_B \equiv I_E - I_C = a_{11}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + a_{12} - a_{21}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) - a_{22} =$$
$$= \left(a_{11} - a_{21}\right)\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + \left(a_{12} - a_{22}\right)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 3-16

Electrónica

Eficiencia de inyección

- **Corresponde a la relación entre corriente de emisor y portadores inyectados en la base.**

$$\gamma = \frac{I_{EP}}{I_{EP} + I_{EN}} \cong \frac{\dfrac{qAD_P n_i^2}{N_B w}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + \cancel{\dfrac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}}}{\dfrac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) + \cancel{\dfrac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}} + \dfrac{qAD_{NE} n_{EO}}{L_{NE}}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right)}$$

$$\gamma = \frac{I_{EP}}{I_{EP} + I_{EN}} \cong \frac{\dfrac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega}}{\dfrac{qAD_P n_i^2}{N_B \omega} + \dfrac{qAD_{NE} n_{EO}}{L_{NE}}} = \frac{D_P n_i^2}{D_P n_i^2 + \dfrac{N_B \omega D_{NE} n_{EO}}{L_{NE}}} = \frac{1}{1 + \dfrac{N_B \omega D_{NE} n_{EO}}{D_P n_i^2 L_{NE}}}$$

$$\boxed{\gamma \cong \frac{1}{1 + \dfrac{N_B}{N_E}\dfrac{\omega}{L_{NE}}\dfrac{D_{NE}}{D_P}}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 3-17

Electrónica

- **Vemos que para obtener una eficiencia de inyección alta es necesario:**
  - **ω baja (ancho de la base)**
  - $N_E >> N_B$.
    - » **Valores típicos son:**
    - » $N_E \cong 10^{21}$ **cm^{-3}**
    - » $N_B \cong 10^{17}$ **cm^{-3}**
    - » $N_C \cong 10^{15}$ **cm^{-3}**
  - **Estas dos condiciones se enumeraron al principio y se han escogido como parámetros para la simplificación de algunas expresiones.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-18*

Electrónica

Factor de transporte

- **Relación entre la corriente que llega al colector y la que sale del emisor.**

$$\alpha_T = \frac{I_{CP}}{I_{EP}} \sec h\left(\frac{\omega}{L_P}\right) \cong 1 - \frac{\omega^2}{L_P^2}$$

  - **Para obtener un factor de transporte alto el transistor deberá tener una ω pequeña.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 3-19*

Ganancia del B.J.T.

- **La ganancia del B.J.T. vendrá dada por la relación de la corriente total del emisor que llega al colector:**

$$\alpha = \frac{I_{CP}}{I_E} = \frac{I_{EP}}{I_E}\frac{I_{CP}}{I_{EP}} = \gamma\alpha_T \cong \frac{\left(1-\frac{\omega^2}{L_P^2}\right)}{1+\frac{N_B}{N_E}\frac{\omega}{L_{NE}}\frac{D_{NE}}{D_P}}$$

  - **Valor que suele ser muy próximo a 1, pero menor que 1. Bajo estas condiciones se define el parámetro β como la ganancia del transistor entre la base y el colector.**

$$\left.\begin{array}{l} I_C = \alpha_O + I_{CBO} \\ I_E = I_C + I_B \end{array}\right\} I_C = \frac{\alpha_O}{1-\alpha_O} I_B + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha_O}$$

- **Si definimos:**

$$\beta = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}$$

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{\alpha_0}$$

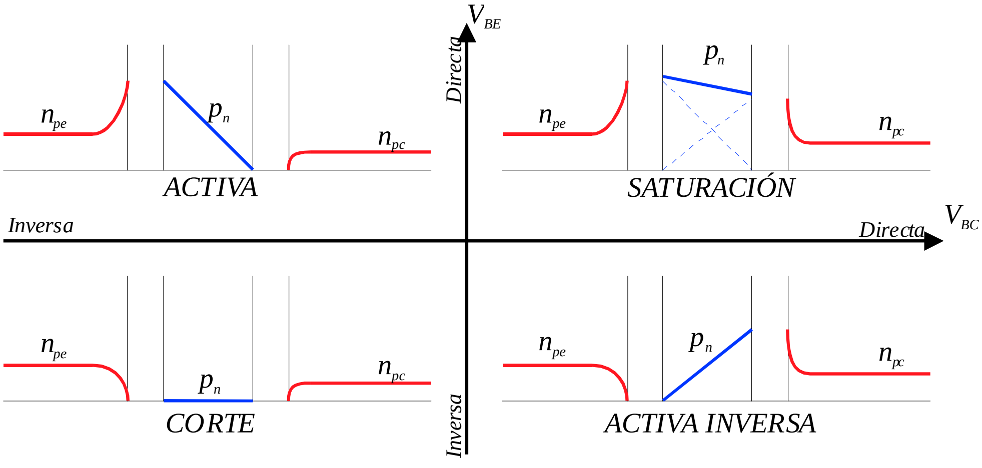
- **Tendremos las siguientes relaciones básicas entre corrientes en el transistor en polarización activa:**

$$I_C = \alpha_0 + I_{CBO}$$
$$I_E = I_C + I_B$$
$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

- **Las cuales nos indican que el B.J.T. es un dispositivo controlado por corriente.**

Electrónica

Diferentes modos de operación



© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 3-22

Electrónica

Modelo de Ebers-Moll

- **Una forma genérica de obtener el funcionamiento en los cuatro modos de funcionamiento es intentar escribir una expresión general del tipo:**

$$I_E = I_{FO}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) - \alpha_R I_{RO}\left(e^{V_{CB}/V_T} - 1\right)$$
$$I_C = \alpha_F I_{FO}\left(e^{V_{EB}/V_T} - 1\right) - I_{RO}\left(e^{V_{CB}/V_T} - 1\right)$$

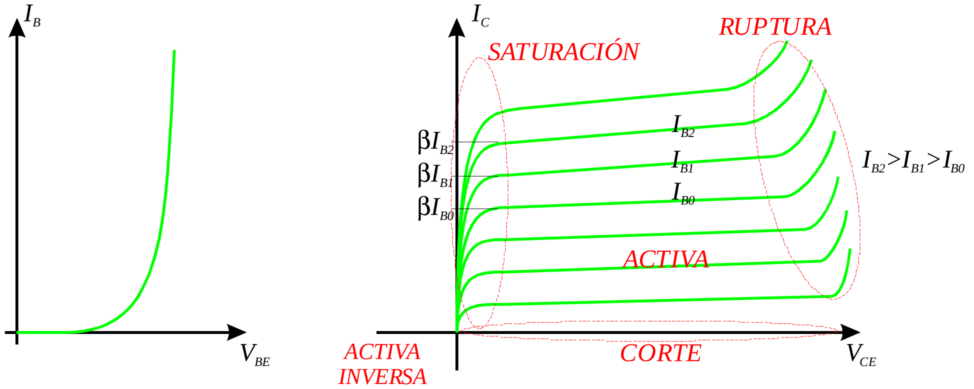
  – **Que por similitud con los resultados obtenidos para las corrientes del transistor, pueden deducirse los parámetros de las ecuaciones de Ebers-Moll.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 3-23

Electrónica

Característica I-V

– Si representamos las ecuaciones anteriores para un transistor NPN obtenemos:



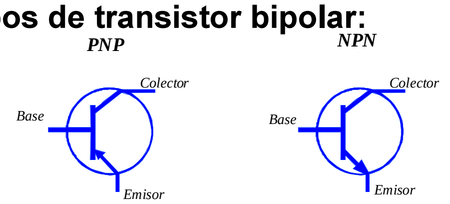
¡¡Similar a una unión PN en directa!!

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 3-24

Electrónica

Conclusiones

- 2 tipos de transistor bipolar:



– Cuatro tipos de funcionamiento:
  - » Activa.
  - » Corte.
  - » Saturación.
  - » Activa inversa.

– En activa:

$$I_C = \alpha_0 + I_{CBO}$$
$$I_E = I_C + I_B$$
$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 3-25

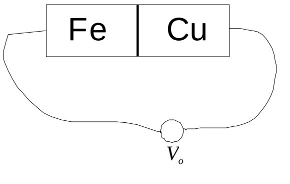
Transistor M.O.S.

Introducción

- **Está formado por una estructura de Metal-Óxido-Semiconductor (MOS).**
- **Sin duda alguna es el dispositivo más utilizado en electrónica actualmente.**
- **La gran ventaja que presenta respecto al B.J.T. es su gran capacidad de integración.**
- **Para su estudio eludiremos la teoría de bandas y usaremos el potencial de contacto, y el primer paso será conocer la estructura M.O.S., para después estudiar el transistor M.O.S.**

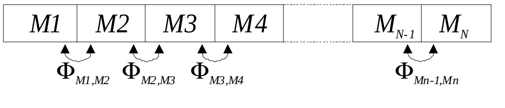
Potencial de contacto

- **Dos materiales de distinta concentración de portadores , al ponerlos en contacto generan el llamado potencial de contacto.**
  - **Elegimos un material de referencia, el vacío, y podremos definir el potencial de contacto del material respecto del vacío.**



$$\Phi_{M1,VACIO} = \Phi_{M1} - \Phi_{VACIO} = \Phi_{M1}$$

  - **Si conectáramos en serie varios materiales tendríamos:**

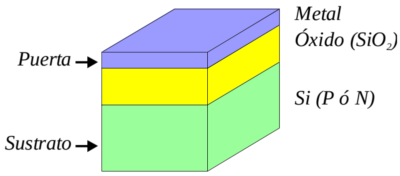


$$\begin{aligned}\Phi_{M1,Mn} &= \Phi_{M1,M2} + \Phi_{M2,M3} + \ldots \Phi_{Mn-1,Mn} = \\ &= (\Phi_{M1} - \Phi_{M2}) + (\Phi_{M2} - \Phi_{M3}) + \ldots + (\Phi_{Mn-1} - \Phi_{Mn}) = \\ &= \Phi_{M1} - \Phi_{Mn}\end{aligned}$$

Electrónica

Tensión de banda plana

Estructura M.O.S.



– Aparecerá un potencial entre la puerta y el substrato, que será:

$$\sum_{gate}^{bulk}\begin{pmatrix} potencial \\ de\ contacto \end{pmatrix} = \Phi_{GATE} - \Phi_{BULK} \equiv \Phi_{MS}$$

– Si $\Phi_{MS} \neq 0$ aparecerán cargas a ambos lados del óxido (similar a la capacitancia, $CV = Q$)

– Estas cargas desaparecerán si aplicamos una tensión externa V_{GB} que sea exactamente igual a Φ_{MS}, pero de signo contrario:

$$|V_{GB}| = |\Phi_{MS}|$$

– Esto no es totalmente cierto, debido a que existen cargas provenientes de

– impurezas en la interface óxido-SMC, y en el óxido.

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 4-4*

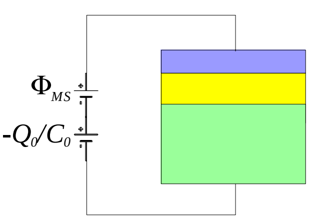
Electrónica

– Estas cargas (Q_0) provocarán que la tensión para hacer desaparecer todas las cargas sea ahora:

$$|V_{GB}| = |\Phi_{MS}| + |\Phi_{OX}| = |\Phi_{MS}| - \frac{Q_0}{C_0}$$

Que por definición es la TENSIÓN DE BANDA PLANA.

$$\boxed{V_{FB} = |\Phi_{MS}| - \frac{Q_0}{C_0}}$$



Valores típicos:

- Q_0/C_0 = - 0.45v

$\Phi_M(Al)$ = 4.1 v

Φ_M(Poli N++) = 4.15 v; Φ_M(Poli P++) = 5.25 v

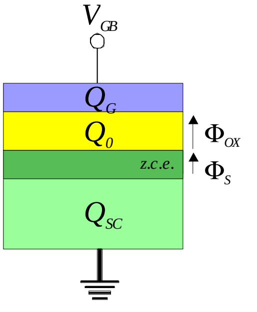
$\Phi_S = 4.71 \pm V_T \ln N/n_i \cong 0.29$ v

V_{FB}	Al	Poli N++	Poli P++
SMC P($N_A=10^{15}$)	-1.35	-1.3	-0.2
SMC N($N_D=10^{15}$)	-0.77	-0.72	+0.38

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 4-5*

Electrónica

Balance de potencial y carga para una tensión externa



- $V_{GB} = \Phi_{MS} + \Phi_{OX} + \Phi_S$
  - Cuando haya una variación de V_{GB}, esta será absorbida por Φ_{OX} y/o Φ_S por , ya que Φ_{MS} es constante.
    - » $\Delta V_{GB} = \Delta\Phi_{OX} + \Delta\Phi_S$
- $Q'_G + Q'_0 + Q'_{SC} = 0$ (Para neutralidad)
  - Si hay un incremento de carga en el "gate", será
  - absorbido por Q_{SC}, ya que Q_0 es constante.
    - » $\Delta Q'_G + \Delta Q'_{SC} = 0$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 4-6

Electrónica

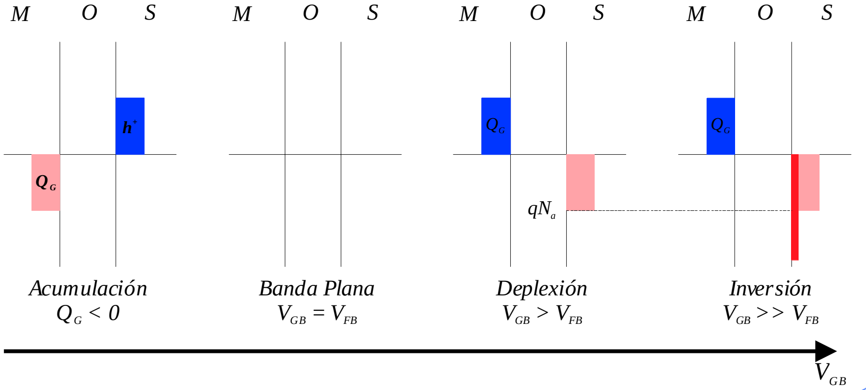
Efecto de V_{GB} y V_{FB} en la superficie del semiconductor

- Consideraremos substrato tipo *P* y gate de *Al* (V_{FB} = -1.35 *v*):
- $V_{GB} < V_{FB} \Rightarrow$ ACUMULACIÓN
  - La carga adicional en "gate" es negativa, por lo que atrae a la superficie del SMC carga positiva del Si, y existe una "acumulación" de huecos.
  - $\Phi_S < 0$
  - $Q'_{SC} > 0$
- V_{GB} = -1.35 *v* = $V_{FB} \Rightarrow$ Condición de BANDA PLANA
  - $\Phi_S = 0$
  - $Q'_G = - Q'_0 \Rightarrow Q'_{SC} = 0$
- $V_{GB} > V_{FB}$ = -1.35 $\Rightarrow$ DEPLEXIÓN
  - La carga en "gate" es positiva, por lo que atrae a la superficie del SMC carga negativa del Si, y existe una "deplexión" o z.c.e. en la superficie del SMC.
  - $\Phi_S > 0$, $Q'_{SC} < 0$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 4-7

- $V_{GB} >> V_{FB} \Rightarrow$ **INVERSIÓN**
  - **La carga en “gate” es positiva y elevada, por lo que atrae a la superficie del SMC una elevada carga negativa en la superficie, de tal manera que qN_A es insuficiente para compensar la carga en el gate y aparece una banda de e- en la superficie del SMC, que al aumentar V_{GB} hará que predominen los e^- sobre los h^+.**
  - $\Phi_S > 0$, $Q'_{SC} < 0$

Balance de cargas para diferentes tensiones de V_{GB} y SMC tipo P



Carga libre invertida

- **La carga libre invertida corresponde a la carga en la superficie del semiconductor cuando el M.O.S. está en inversión.**
- **Según la relación de Boltzman:**

$$n_{\sup} = n_{bulk} e^{\Phi_S / V_T}$$

- **Como:**

$$p_B n_B = n_i^2 \qquad y \qquad p_B \cong N_A \qquad \Rightarrow \qquad n_B \cong \frac{n_i^2}{N_A}$$

- **Tenemos que:**

$$n_{\sup} = \frac{n_i^2}{N_A} e^{\Phi_S / V_T} \qquad (1)$$

Electrónica

– **La expresión del potencial de contacto del SMC P es:**

$$\Phi_P = V_T \ln \frac{N_A}{n_i} \quad \Rightarrow \quad \frac{N_A}{n_i} = e^{\Phi_P / V_T} \qquad \textbf{(2)}$$

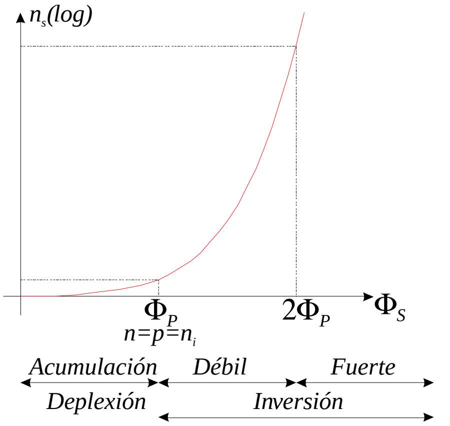
– **Sustituyendo (2) en (1) obtenemos:**

$$n_{\text{sup}} = n_i e^{\frac{(\Phi_S - \Phi_P)}{V_T}} \qquad \textbf{(3)}$$

– **Y volviendo a sustituir n_i:**

$$n_{\text{sup}} = N_A e^{\frac{(\Phi_S - 2\Phi_P)}{V_T}} \qquad \textbf{(4)}$$

– **Debido a que pequeñas variaciones de Φ_S provocan grandes aumentos de n_s, en fuerte inversión consideraremos $\Phi_S = cte = 2\Phi_P$**



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 4-10*

Electrónica

Transistor M.O.S.

– **El transistor MOS se obtiene añadiendo en los extremos de la capa de inversión dos contactos que forman el surtidor y drenador.**

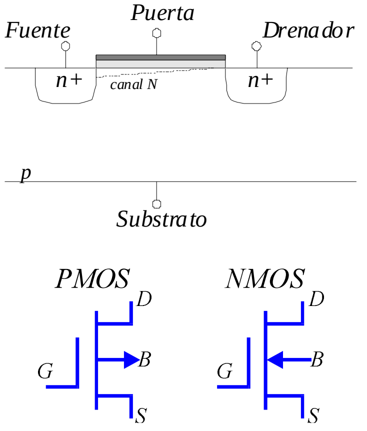
– **Aplicando una tensión entre estos dos contactos circulará corriente a través de la capa de inversión.**

– **Como el número de portadores disponibles para la conducción en la capa de inversión depende del potencial de puerta, ésta puede ser utilizada para modular una tensión.**

– **Para un funcionamiento normal las uniones pn formadas por fuente-substrato y drenador-substrato deben estar en inversa, por lo que para un MOS de canal N (NMOS):**

» $V_{SB} > 0$

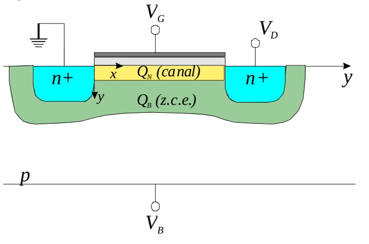
» $V_{DB} > 0$



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 4-11*

Característica I-V

– **Supondremos Surtidor como referencia:**
- $V_B = V_{BS}$
- $V_G = V_{GS}$
- $V_D = V_{DS}$

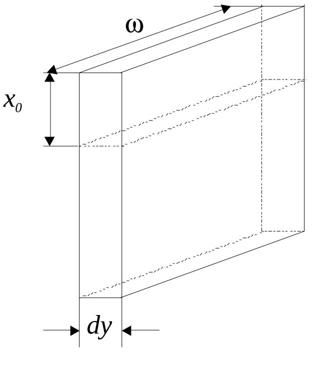


– **Existen tres tipos de carga:**
- » Q_N: **Carga en el canal formada por electrones.**
- » Q_B: **Carga en la zona de carga espacial.**
- » Q_P: **Carga en el substrato, neutra.**

Característica *I-V*

– **En la dirección y habrá una variación de potenciales entre 0 y V_D:**
- » $y = 0 \quad V(0) = 0 + V_B$
- » $y = L \quad V(L) = V_D + V_B$

– **Obtendremos la resistencia en un** dy **del canal:**



$$I_D \equiv I_{DS} = \frac{dV}{dR} = \frac{dV}{dy}\frac{dy}{dR}$$

– **Como:**

$$dR = \frac{\rho(x)dy}{\omega x_0}$$

– **Tenemos:**

$$dR = \frac{1}{qn(x)\mu_N(x)}\frac{dy}{\omega x_0}$$

Electrónica

– **Por lo tanto:**

$$\frac{dy}{dR} = qn(x)\mu_N(x)\omega x_0$$

– **Si consideramos un valor medio para la movilidad y que la carga total será $Q_P = q\, p(x)\, x_0$:**

$$\frac{dy}{dR} = \overline{\mu}_N \omega Q_N(y)$$

– **Por lo que:**

$$I_D = \overline{\mu}_N \omega Q_N(y)\frac{dV}{dy}$$

– **Y la corriente total:**

$$\int_0^L I_D dy = \int_{V_B}^{V_B+V_D} \overline{\mu}_N \omega Q_N(y) dV$$

$$I_D = \overline{\mu}_N \frac{\omega}{L}\int_{V_B}^{V_B+V_D} Q_N(y) dV \qquad (3)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 4-14*

Electrónica

– **El valor de $Q_N(y)$ en realidad es $Q_N[V(y)]$ se puede obtener planteando las ecuaciones de Maxwell considerando el vector desplazamiento constante al cambiar de medio en el interface:**

$$\vec{D}_1 = \vec{D}_2$$
$$\vec{E}_1\varepsilon_{OX} = \vec{E}_2\varepsilon_{SI}$$

– **Y los valores del campo eléctrico son:**

$$\vec{E}_1 = \frac{V_G + V_B - (\Phi_S + \Phi_{MS})}{t_{OX}}$$

$$\vec{E}_2 = -\frac{Q_{OX} + Q_n + Q_b}{\varepsilon_{SI}}$$

– **Sustituyendo:**

$$V_G + V_B - (\Phi_S + \Phi_{MS})\frac{\varepsilon_{OX}}{t_{OX}} = -\frac{Q_{OX} + Q_n + Q_b}{\varepsilon_{SI}}\varepsilon_{SI}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 4-15*

– **Y teniendo en cuenta que ε_{ox}/t_{ox} es C_{ox} (capacidad por unidad de superficie):**

$$V_G + V_B - (\Phi_S + \Phi_{MS}) = -\frac{Q_{OX} + Q_n + Q_b}{C_{OX}}$$

– **El valor de Φ_S en fuerte inversión es:** $\begin{cases} En\ el\ surtidor\ (y=0) & \Rightarrow\quad \Phi_S = 2\Phi_F + V_B \\ En\ el\ drenador\ (y=L) & \Rightarrow\quad \Phi_S = 2\Phi_F + V(y) \end{cases}$

– **Y el valor de Q_B (al igual que en la unión PN):**

$$Q_B = \sqrt{2q\varepsilon_0\varepsilon_{SI}N_D(2\Phi_F + V(y))}$$

– **Sustituyendo:**

$$V_G - \Phi_{MS} + V_B = -\frac{Q_{OX}}{C_{OX}} - \frac{Q_N}{C_{OX}} + \frac{\sqrt{2q\varepsilon_0\varepsilon_{SI}N_D}}{C_{OX}}\sqrt{(2\Phi_F + V(y))}$$

– **Si tenemos en cuenta que $V_{FB} = \Phi_{MS} - Q_{OX}/C_{OX}$ y que al cociente:**

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\varepsilon_0\varepsilon_{SI}N_D}}{C_{OX}}$$

– **Ya tenemos $Q_N=f(V(y))$ y ahora podemos substituir en (3) e integrar:**

$$I_D = \mu C_{OX}\frac{\omega}{L}\left\{[V_G - V_{FB} - 2\Phi_F]V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3}\gamma\left[(V_B + V_D + 2\Phi_F)^{3/2} - (V_B - 2\Phi_F)^{3/2}\right]\right\}$$

– **O también:**

$$\boxed{I_D = \beta\left\{[V_G - V_{FB} - 2\Phi_F]V_D - \frac{V_D^2}{2} - \frac{2}{3}\gamma\left[(V_B + V_D + 2\Phi_F)^{3/2} - (V_B - 2\Phi_F)^{3/2}\right]\right\}}$$

Siendo:

$$\beta = \mu C_{OX}\frac{\omega}{L}$$

Electrónica

Tensión Umbral

- **La tensión umbral es la tensión de puerta V_G que hace que la corriente I_D sea cero.**
- **De la expresión anterior se realiza un desarrollo en series de Taylor para $V_D \Rightarrow 0$ para el término$(V_B + 2\Phi_F + V_D)^{3/2}$, obteniéndose:**

$$I_D \cong \beta\left\{\left[V_G - V_{FB} - 2\Phi_F\right]V_D - \gamma\left(\sqrt{V_B - 2\Phi_F}\right)V_D\right\}$$

Por lo tanto:

$$\boxed{V_T = V_{FB} + 2\Phi_F + \gamma\sqrt{V_B + 2\Phi_F}}$$

- **Y si $V_B = 0$:**

$$V_{T0} = V_{FB} + 2\Phi_F + \gamma\sqrt{2\Phi_F}$$

- **Y:**

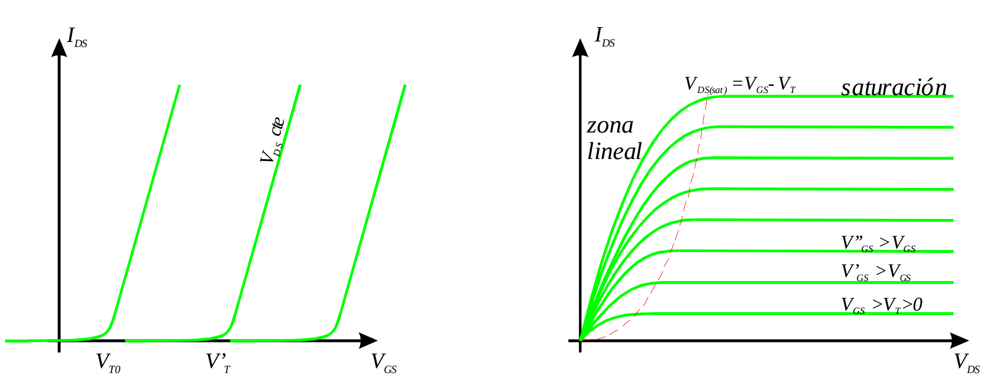
$$\boxed{V_T = \underbrace{V_{T0}}_{Siempre<0} + \underbrace{\gamma\left[\sqrt{V_B + 2\Phi_F} - \sqrt{2\Phi_F}\right]}_{tiene\ mismo\ signo \begin{cases} >0 & para\ canal\ N(substrato\ P) \\ <0 & para\ canal\ P(substrato\ N) \end{cases}}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 4-18*

Electrónica

Características y modelo del M.O.S.

Características MOS canal N



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 4-19*

Electrónica

Expresiones *I-V* simplificadas

- **Pueden obtenerse expresiones más sencillas para el cálculo ‘a mano’ de las expresiones *I-V* teniendo en cuenta la tensión V_{TO} y obteniendo una relacion *I-V* para cada una de las zonas de funcionamiento.**
- **Para la zona lineal:**

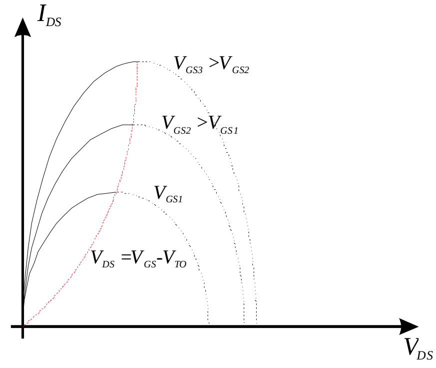
$$\boxed{I_D = \frac{\beta}{2}\left[2\left(V_{GS}-V_{T0}\right)V_{DS}-V_{DS}^2\right]}$$

- **Que es válida para tensiones:**

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{T0}$$

- **Valor que corresponde a la tensión drenador - surtidor para la cual el transistor está en saturación.**
- **Así para el régimen de saturación:**

$$\boxed{I_{D,sat} = I_D\left(V_{DS}=V_{DS,sat}\right) = \frac{\beta}{2}\left(V_{GS}-V_{T0}\right)^2}$$



- **En algunos libros se utiliza K_n o (K_p) en lugar de β.**

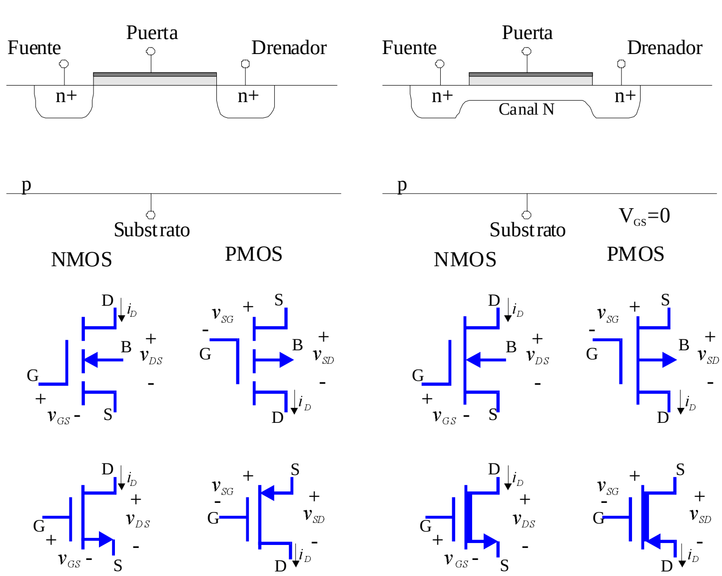
$$K_N = \frac{\beta}{2} = \frac{\mu C_{OX}\omega}{2L}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 4-20

Electrónica

Otros tipos de MOS

NMOS de acumulación(enrequecimiento) *NMOS de deplexión(empobrecimiento).*



© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 4-21

Aplicaciones con diodos

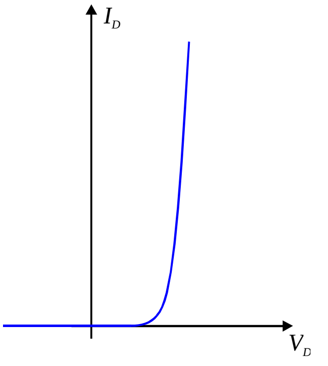
Electrónica

Concepto de modelo

- **Característica del diodo:**

$$I_D = I_S\left(e^{V_D/V_T} - 1\right)$$

  - **Altamente no lineal.**
  - **Deberá buscarse una solución para poder realizar análisis de circuitos con diodos.**
- **Solución:**
  - **Utilizar modelos equivalentes que den un resultado bastante aproximado al real, pero que permitan un análisis sencillo.**

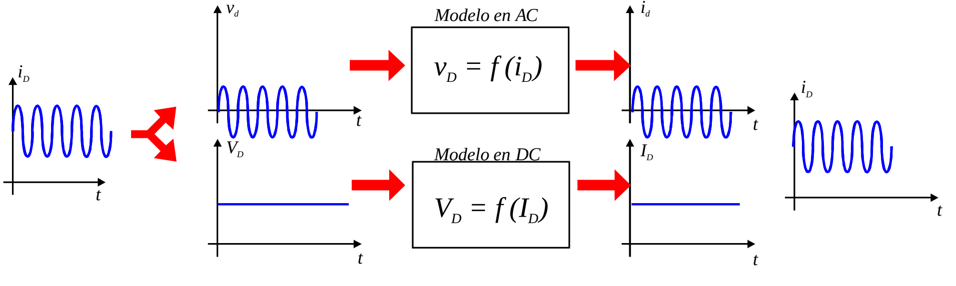


 Transparencia 5-2

Electrónica

Tipos de modelos

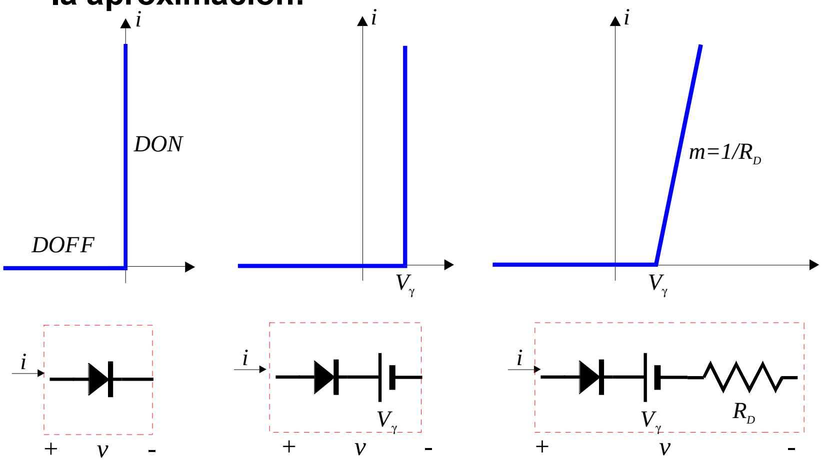
- **Habitualmente, y debido a las características de las señales y el comportamiento de los dispositivos, se suelen obtener dos modelos:**
  - **Comportamiento en DC.**
  - **Comportamiento en AC.**
- **El análisis se hace por separado, y el resultado es la suma de los dos.**



 Transparencia 5-3

Modelo en DC para el Diodo

- **Utilizaremos diferentes grados de precisión para la aproximación:**

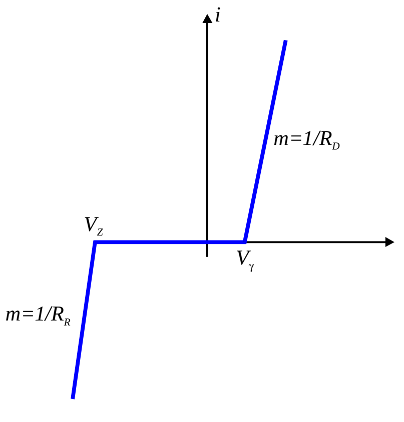


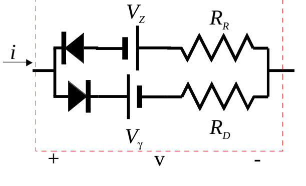
i=0 para $v \le 0$
v=0 para $i \ge 0$

i=0 para $v \le V_\gamma$
$v=V_\gamma$ *para* $i \ge 0$

i=0 para $v \le V_\gamma$
$i=(V-V_\gamma)/R_D$ *para* $v \ge V_\gamma$

- **Similarmente para el diodo zener:**



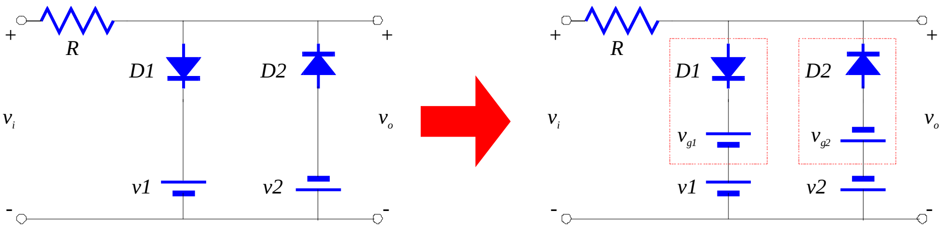


i=0 para $V_Z \le v \le V_g$
$i=(V-V_g)/R_D$ *para* $v \ge V_g$
$i=(V-V_Z)/R_R$ *para* $V_Z \ge v$

- **Con estas substituciones, aunque el nº de elementos aumenta, la resolución es más sencilla.**

Electrónica

- **Ejemplo**
  - **1.- Substituir diodos reales por diodos ideales:**



  - **En la mayoría de casos consideraremos $R_D = 0$**

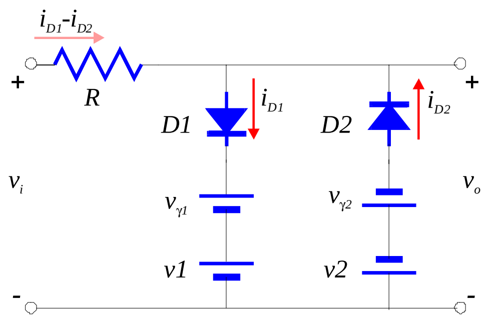
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-6*

Electrónica

2.- Plantear las ecuaciones de malla considerando:

a) La corrientes en los diodos independientes.

b) Una caída de tensión en los diodos.



$$v_i = (i_{D1} - i_{D2})R + v_{D1} + v_{\gamma 1} + v1$$
$$v_i = (i_{D1} - i_{D2})R - v_{D2} - v_{\gamma 2} - v2$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-7*

3.- Plantear todas las situaciones posibles para los diodos, y resolver para cada uno de los casos.

D1	*D2*
OFF	*OFF*
OFF	*ON*
ON	*OFF*
ON	*ON*

4.- En cada uno de los casos particularizar cada una de las situaciones de los diodos:

D1 OFF $\Rightarrow i_{D1} = 0$

D2 OFF $\Rightarrow i_{D2} = 0$

$$v_i = v_{D1} + v1 + v_{\gamma 1}$$
$$v_i = -v_{D2} - v2 - v_{\gamma 2}$$

5.- Obtener las condiciones para las cuales se dará el caso considerado.

D1 OFF $\Rightarrow v_{D1} \leq 0$

D2 OFF $\Rightarrow v_{D2} \leq 0$

Por lo tanto, y de las ecuaciones de malla particularizadas:

$$v_{D1} \leq 0 \Rightarrow v_i \leq v1 + v_{\gamma 1}$$
$$v_{D2} \leq 0 \Rightarrow v_i \geq -v2 - v_{\gamma 2}$$

Y tenemos que:

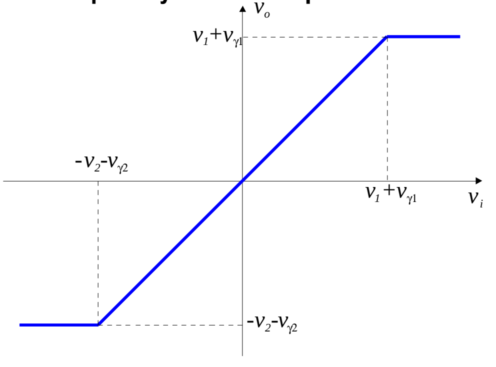
$$v_o = v_i$$

Electrónica

– **Realizando lo mismo para el resto de casos se obtiene:**

D1	D2	Valores límites	Tensión de salida
OFF	OFF	$-v_2 - v_{\gamma 2} \leq v_i \leq v_1 + v_{\gamma 1}$	$v_O = v_i$
ON	OFF	$v_i \geq v_1 + v_{\gamma 1}$	$V_O = v1 + v_{\gamma 1}$
OFF	ON	$v_i \leq -v_2 - v_{\gamma 2}$	$V_O = -v2 - v_{\gamma 2}$
ON	ON	-------------	-----------

– **Observándose que hay un caso imposible!!!**

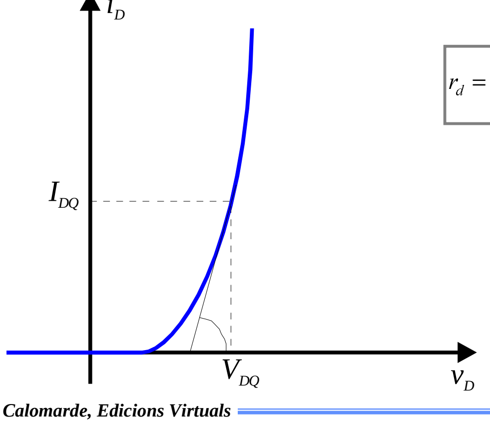


© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-10*

Electrónica

Modelo AC para el diodo

- **Básicamente utilizaremos un modelo para pequeña señal, por lo que obtendremos la pendiente de la característica alrededor del punto de trabajo:**



$$\boxed{r_d = \frac{1}{\tan\theta} = \left.\frac{dv_D}{di_D}\right|_Q}$$

¡¡¡Es necesario conocer el punto de trabajo para obtener el modelo dinámico!!!

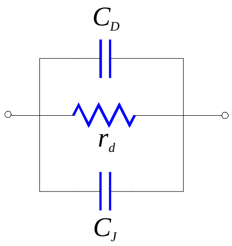
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-11*

- **Así el valor de la resistencia dinámica es:**

$$\frac{1}{r_d} = \left.\frac{di_D}{dv_D}\right|_Q = \frac{I_S}{V_T} e^{v_D/V_T}$$

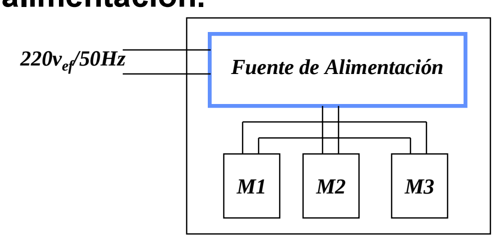
$$r_d = \frac{V_T}{I_S \cdot e^{v_D/V_T}} = \frac{V_T}{i_D + I_S} \cong \frac{V_T}{i_D} \qquad Si\ v_D >> V$$

- **Por lo que el modelo en pequeña señal queda (teniendo en cuenta las capacidades de trancisión y difusión):**



Fuentes de alimentación

- **La mayoría de equipos electrónicos necesitan fuente de alimentación.**

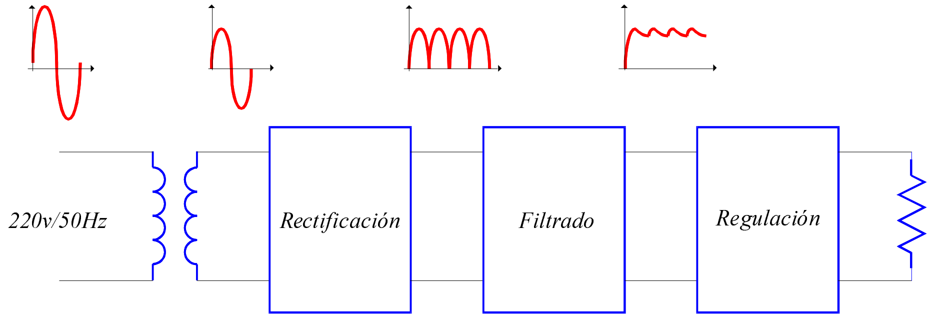


- **Es debido a que la tensión de red no es apropiada para el funcionamiento de estos equipos electrónicos.**

Electrónica

Partes de una fuente de alimentación

- **La transformación se realiza en varios pasos:**



  - **En cada uno de los pasos se obtiene una mayor aproximación al resultado deseado.**
  - **En algunos casos el regulador se suele omitir.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-14*

Electrónica

Propiedades de una F.A.

- **A fin de poder seleccionar (o diseñar) una buena fuente de alimentación, deben conocerse los parámetros que la caracterizan:**
  - **El primer factor de mérito corresponderá al nivel de c.a que que se obtiene a la salida:**

$$Factor\ de\ rizado = \frac{Valor\ eficaz\ c.a.}{Valor\ componente\ continua}$$

  - **El segundo factor nos debe indicar cuanta potencia absorbe la fuente de alimentación, y evidentemente no entrega la la carga.**

$$Rendimiento = \eta = \frac{Potencia\ en\ d.c.\ en\ la\ carga}{Potencia\ total\ de\ entrada}\ x\ 100$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-15*

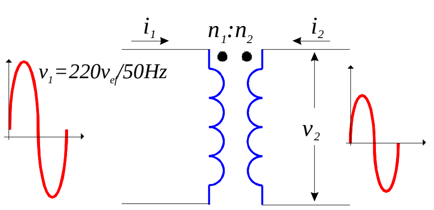
– **Como último factor debe conocerse si la fuente de alimentación entrega a la carga la misma tensión cuando trabaja a plena carga (entregando la máxima potencia) que cuando no tiene ninguna carga:**

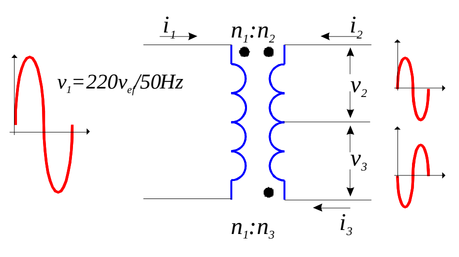
$$Regulación = \frac{Tensión\ d.c.\ sin\ carga - Tensión\ d.c.\ a\ plena\ carga}{Tensión\ d.c.\ a\ plena\ carga}\ x\ 100$$

– **Una buena f.a. se caracterizará, pues por:**
  - » **Un factor de rizado bajo.**
  - » **Un rendimiento elevado.**
  - » **Una regulación baja.**

Etapas de una F.A. - El transformador

- **El objetivo del transformador es cambiar el nivel de la tensión de red al valor deseado:**





$$\left.\begin{aligned} v_2 &= \frac{n_2}{n_1} v_1 \\ i_2 &= \frac{n_1}{n_2} i_1 \end{aligned}\right\} P_1 = P_2$$

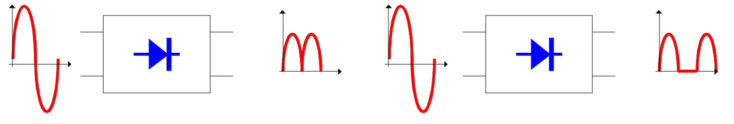
$$\left.\begin{aligned} v_2 &= \frac{n_2}{n_1} v_1 \quad & v_3 &= \frac{n_3}{n_1} v_1 \\ i_2 &= \frac{n_1}{n_2} i_1 \quad & i_3 &= \frac{n_1}{n_3} i_1 \end{aligned}\right\} P_1 = P_2 + P_3$$

Electrónica

Etapas de una F.A.- Rectificadores

- **Existen diferentes tipos de rectificadores, aunque básicamente se pueden clasificar en dos clases:**

Rectificación de onda completa Rectificación de media onda



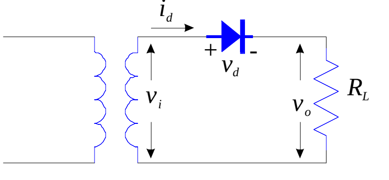
- **La diferencia básica es:**
  – **La rectificación de onda completa "convierte" la semionda negativa en positiva.**
  – **La rectificación de media onda "desaprovecha" la semionda negativa.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-18*

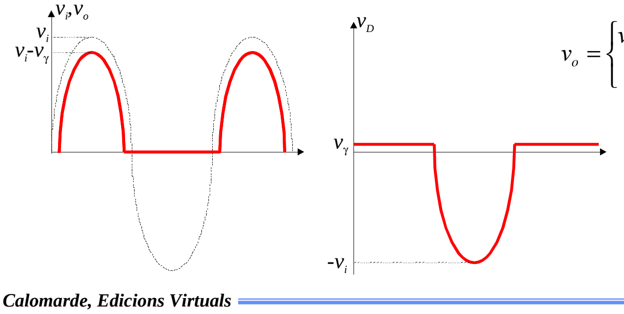
Electrónica

Rectificadores de media onda

- **El más clásico y conocido es:**



– **Suponiendo que $R_D \approx 0$, tenemos las siguientes tensiones:**



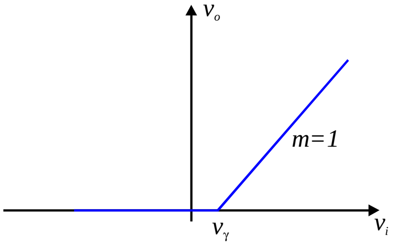
$$v_o = \begin{cases} v_i - v_\gamma & Si\ v_i \leq v_\gamma \\ 0 & Si\ v_i < v_\gamma \end{cases}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-19*

Electrónica

Rectificadores de media onda

- **La función de transferencia será:**



– **Y el valor medio y eficaz de la tensión de salida, cuando la entrada es senoidal:**

$$v_{oDC} = \left(\frac{v_i}{\pi} - \frac{v_\gamma}{2} \right)$$

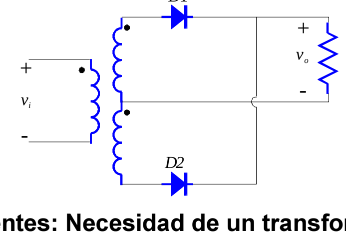
$$v_{oef} = \left(\frac{v_i}{2} - \frac{v_\gamma}{\sqrt{2}} \right)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-20*

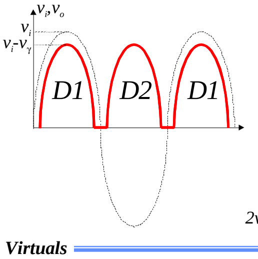
Electrónica

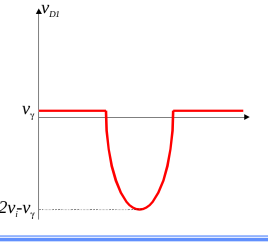
Rectificadores de onda completa

– **El rectificador de onda completa más sencillo que podemos encontrar corresponde a la estructura:**



– **Inconvenientes: Necesidad de un transformador con doble secundario.**



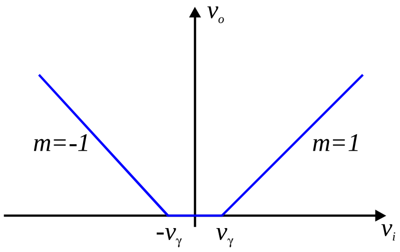


© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-21*

Electrónica

Rectificación de onda completa

– **Función de transferencia:**



– **Y el valor medio y eficaz de la tensión de salida, cuando la entrada es senoidal:**

$$v_{oDC} = \left(\frac{2v_i}{\pi} - v_\gamma\right)$$

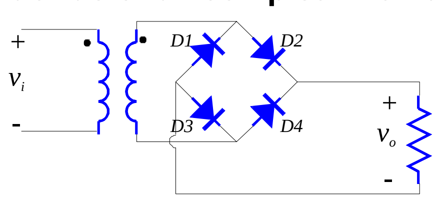
$$v_{oef} = \frac{1}{\sqrt{2}}(v_i - v_\gamma)$$

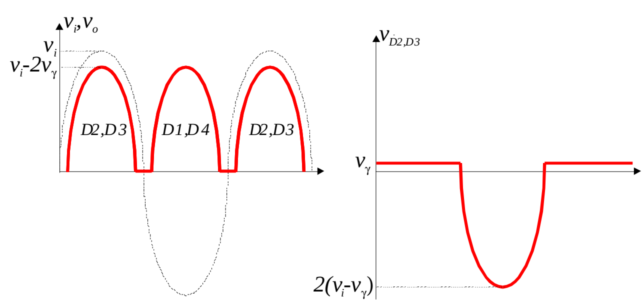
 Transparencia 5-22

Electrónica

Rectificación de onda completa

- **El rectificador de onda completa más utilizado:**



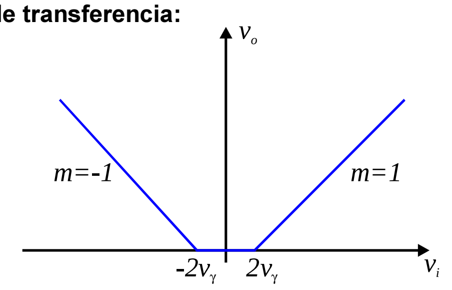


 Transparencia 5-23

Electrónica

Rectificación de onda completa

– **Función de transferencia:**



– **Y el valor medio y eficaz de la tensión de salida, cuando la entrada es senoidal:**

$$v_{oDC} = \left(\frac{2v_i}{\pi} - 2v_\gamma \right)$$

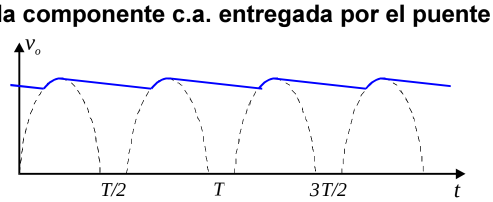
$$v_{oef} = \frac{1}{\sqrt{2}} v_i - 2v_\gamma$$

 Transparencia 5-24

Electrónica

Filtros en F.A.

- **Objetivo:**
  – **Reducir la componente c.a. entregada por el puente de diodos.**



  – **El condensador se carga a su valor máximo cuando la señal de entrada alcanza su máximo.**
  – **Cuando la entrada disminuye, el diodo (o diodos) quedan en inversa y el condensador se descarga a través de la resistencia de carga.**

 Transparencia 5-25

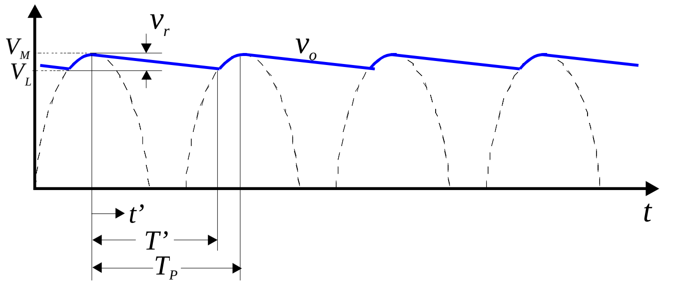
Electrónica

Obtención del valor de C

– **Para diseñar una fuente de alimentación, es importante determinar el rizado que tendrá la tensión de salida, así, una buena aproximación de la tensión de salida es:**

$$v_o(t) = V_M e^{-t'/\tau} = V_M e^{-t'/RC}$$

– **Donde *t'* es el tiempo transcurrido desde que la salida alcanza su máximo, y la constante de tiempo (τ) es *RC*.**



 Transparencia 5-26

Electrónica

– **El valor mínimo de la tensión de salida es:**

$$V_L = V_M e^{-T'/RC}$$

» **Donde *T'* es el tiempo de descarga.**

– **El rizado de la tensión es por lo tanto:**

$$V_R = V_M - V_L = V_M\left(1 - e^{-T'/RC}\right)$$

– **Como el tiempo de descarga *T'* es habitualmente mucho menor que la constante de tiempo *RC*, realizamos una expansión en series, y cogemos los términos lineales:**

$$e^{-T'/RC} \cong 1 - \frac{T'}{RC}$$

– **Y el rizado puede escribirse ahora como:**

$$V_R \cong V_M\left(\frac{T'}{RC}\right)$$

 Transparencia 5-27

– Como el tiempo de descarga T' depende de la constante de tiempo RC, resulta difícil resolver la ecuación anterior, pero si el rizado es “pequeño”, puede aproximarse $T' = T_P$, y entonces:

$$V_R \cong V_M \left(\frac{T_P}{RC} \right)$$

– Donde T_P es el tiempo entre picos de la tensión de salida.

» Así para un rectificador de onda completa:

$$f = \frac{1}{2T_P}$$

» Y para un rectificador de media onda:

$$f = \frac{1}{T_P}$$

» Quedando la tensión de rizado en:

Onda completa

$$\boxed{V_R = \frac{V_M}{2\,fRC}}$$

Media onda

$$\boxed{V_R = \frac{V_M}{fRC}}$$

Corriente en los diodos

- A fin de determinar los diodos a utilizar en la rectificación, debe conocerse la corriente máxima y media que deben soportar.

– Para el rectificador de onda completa:

$$i_{D,media} = \frac{V_M}{R}\left(1 + \pi\sqrt{\frac{V_M}{2V_r}}\right)$$

$$i_{D,max} = \frac{V_M}{R}\left(1 + 2\pi\sqrt{\frac{V_M}{2V_r}}\right)$$

» Donde V_M y V_R son la tensión máxima y la de rizado respectivamente.

Electrónica

Diodos emisores de luz

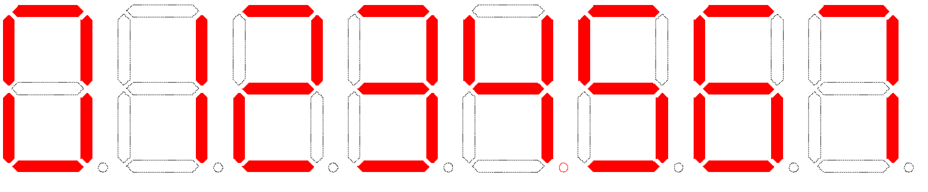
- **Un diodo emisor de luz (LED) es un diodo que convierte la corriente en una señal óptica.**
  - » **Si el diodo está polarizado en directa, se inyectan electrones y huecos a través de la z.c.e. en las zonas neutras, provocando un exceso de portadores minoritarios en éstas zonas.**
  - » **Cuando estos portadores minoritarios se recombinan con los mayoritarios se produce una emisión de energía, de tal manera que si coincide con la longitud de onda de luz visible, emiten luz.**
  - » **Puede conseguirse que la luz sea monocromática y entre los más habituales son el rojo y verde, aunque también pueden encontrarse amarilla y azul.**
  - » **En determinadas circunstancias la luz emitida puede ser fuera del espectro visible, p.e: infrarrojos, láser, etc..**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-30*

Electrónica

Diodos emisores de luz

- **Para conseguir la intensidad luminosa deseada debe controlarse la cantidad de corriente, según las especificaciones del fabricante.**
- **Si no se disponen una buena aproximación es inyectar cerca de 10 mA., la cual consigue en la mayoría de LED una buena luminosidad.**
- **Una aplicación muy conocida en el display de siete segmentos, el cual consiste en una agrupación de 7 LED, cuya combinación puede obtener una visualización numérica, en función de los LED's que estén encendidos.**



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 5-31*

Aplicaciones con transistores bipolares

Electrónica

Introducción

- Dividiremos este tema en tres partes:
  - Análisis de la polarización.
    - » Estudio en D.C. de la red de polarización.
    - » Estabilidad de la polarización.
  - Análisis en A.C.
    - » Rectas de carga.
    - » Parámetros en A.C. del transistor.
    - » Obtención de los parámetros de un amplificador.
  - Diseño.
    - » Diseño de una etapa amplificadora basada en transistores.

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 6-2

Electrónica

Análisis de la polarización

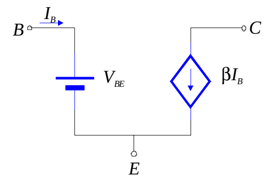
- A fin de tener las prestaciones deseadas del <u>transistor</u>, es necesario en primer lugar obtener una correcta polarización del transistor.
  - De ello se encargará la circuitería que rodea al transistor, y a la que le llamaremos red de polarización.
  - La red de polarización nos darán unas ecuaciones de red, que junto con las ecuaciones del transistor, nos permitirá conocer las tensiones y corrientes del transistor (I_C, I_B, I_E, V_{CE}, V_{BE}, V_{CB}).

$$I_C = \beta I_B$$
$$I_E = I_C + I_B$$

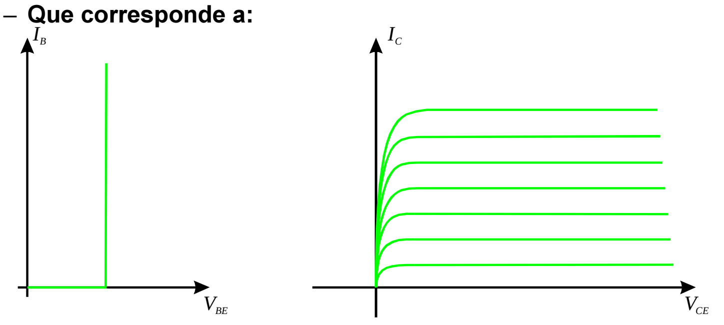
© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 6-3

Modelo en DC para el B.J.T.

– Utilizaremos el siguiente modelo en DC:

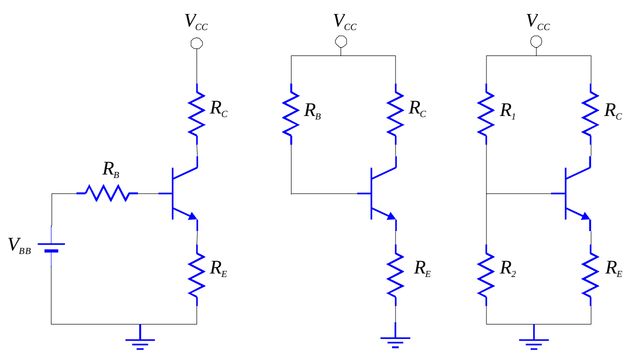


– Que corresponde a:



Redes de polarización

- Utilizando el modelo anterior podremos analizar el circuito a fin de obtener las tensiones y corrientes del transistor.
  – De entre las redes de polarización, las más utilizadas son:



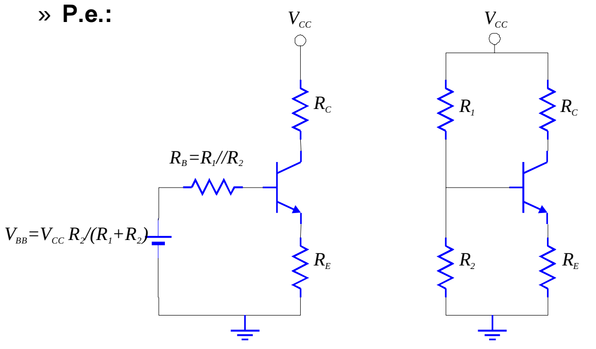
a b c

Electrónica

Redes de polarización

– **Aunque existen más variaciones de redes, a efectos de análisis, la gran mayoría pueden reducirse a la primera (a), realizando uno o varios equivalentes de Thevenin.**

» **P.e.:**



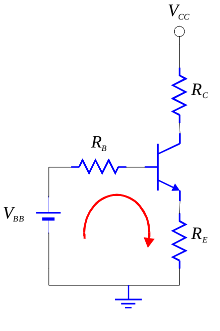
» **Por lo tanto realizaremos un análisis más exhaustivo sobre la primera red, suponiendo que las demás pueden transformarse en una equivalente.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-6*

Electrónica

Análisis redes de polarización

» **Iniciaremos el análisis en la red que incluye la unión emisora:**



$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

Teniendo en cuenta que :

$$I_E = (\beta + 1) I_B$$

Despejando:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

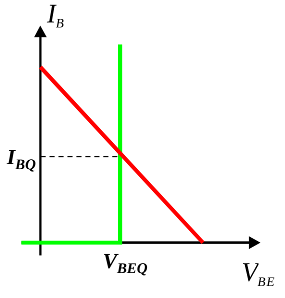
» **Que es la recta de carga en continua de entrada.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-7*

Electrónica

Análisis redes de polarización

» **Esta recta, junto con la característica del transistor nos dará la solución para la tensión V_{BE} y la corriente I_B:**



Que nos da la solución de la corriente de base, si consideramos V_{BE} constante, que suele ser para transistores NPN de silicio:

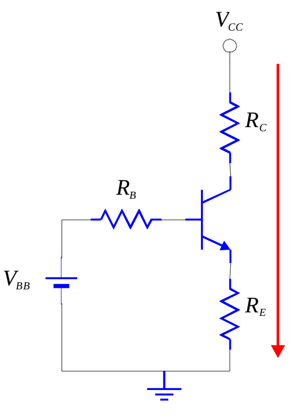
$$V_{BE}(activa) = 0.7v$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-8*

Electrónica

Análisis redes de polarización

– **Para obtener la corriente de colector y tensión colector-emisor, necesitamos una nueva ecuación, que corresponde a la malla que engloba la V_{CE}:**



$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$$
$$Y\ como\ I_C \approx I_E\ \ si\ \beta >> 1$$
$$V_{CC} = I_C(R_C + R_E) + V_{CE}$$
$$Y\ además:$$
$$I_C = \beta I_B$$
$$Obtenemos\ el\ valor\ de\ V_{CE}\ e\ I_C$$
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

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

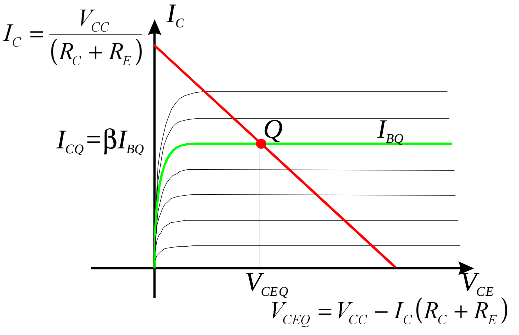
Recta de carga en continua !!!

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-9*

Electrónica

Analisis de la polarización

– La recta de carga en continua, junto con las características del transistor nos darán la solución gráfica de I_C, V_{CE}:

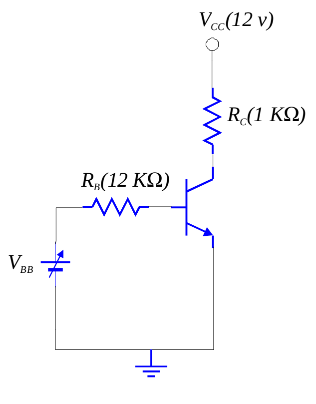


© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 6-10

Electrónica

Ejemplo- Polarización

» En el circuito de la figura encontrar las zonas de trabajo del transistor según los diferentes valores de V_{BB}.



Datos:

$V_{BE}(act) = 0.7v.$

$\beta = 100$

$V_{CE}(sat) = 0.2v.$

Obtendremos primero la malla B-E:

$$V_{BB} = 12 I_B + V_{BE} \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{12}$$

$$\boxed{I_B = -\frac{1}{12}V_{BE} + \frac{V_{BB}}{12}}$$

¡¡Es una familia de rectas con pendiente constante!!

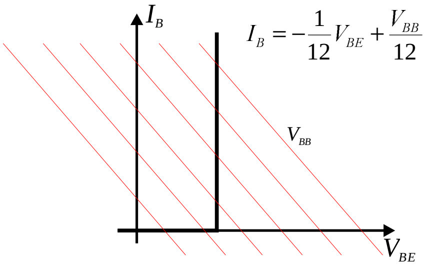
© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 6-11

Electrónica

Ejemplo- Polarización

» **Observamos que si $V_{BB}\downarrow \;\Rightarrow I_B\downarrow$, y nos acercamos a la región de corte.**

$$I_B = -\frac{1}{12}V_{BE} + \frac{V_{BB}}{12}$$



» **Analizamos la malla C-E:**

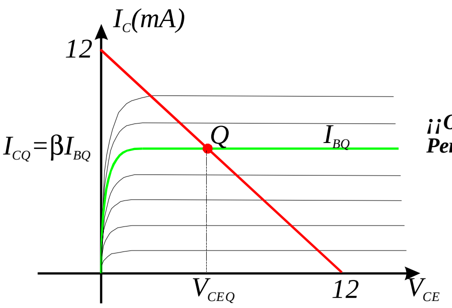
$$V_{CC} = 1I_C + V_{CE} \quad \Rightarrow I_C = -V_{CE} + 12$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-12*

Electrónica

Ejemplo- Polarización

» **Si representamos:**



¡¡Obtenemos una única curva!!
Pero si substituimos I_C por βI_B

$$I_C = \beta I_B = \beta\left(-\frac{1}{12}V_{BE} + \frac{V_{BB}}{12}\right)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C$$

» **Observamos que si $V_{BB}\downarrow \;\Rightarrow I_B\downarrow, \Rightarrow I_C\downarrow \Rightarrow V_{CE}\uparrow$ y nos acercamos a la región de corte, pero si**

» **$V_{BB}\uparrow \;\Rightarrow I_B\uparrow, \Rightarrow I_C\uparrow \Rightarrow V_{CE}\downarrow$ y nos acercamos a la región de saturación.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-13*

Electrónica

Ejemplo - Polarización

» ***Obtención de la región de corte:***

- **Condiciones: $I_B = 0$; $I_C = 0$; $I_E = 0$;**
- **De la recta de carga en continua de la malla de entrada:**

$$I_B = 0 \quad \Rightarrow V_{BB} < V_{BE}$$

$$\text{Condición de corte}: \quad V_{BB} < 0.7v$$

- **Y la tensión en el colector será:**

$$V_C = 12 - 1I_C = 12v$$

» ***Obtención de la región de saturación:***

- **Condiciones: $\beta I_B \geq I_C(sat)$;**
- **De la recta de carga en continua de la malla de salida, y teniendo en cuenta que $V_{CE}(sat) = 0.2\ v$.:**

$$I_c(sat) = 12 - V_{CE}(sat) = 11.8\ mA$$

- **Con este resultado, y la recta de carga en DC de entrada, podemos encontrar la condición de saturación:**

$$\beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{12} \geq I_C(sat)$$

$$100 \frac{V_{BB} - 0.7}{12} \geq 11.8$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-14*

Electrónica

Ejemplo - Polarización

- **El cual nos da la condición para saturación:**

$$V_{BB} \geq 2.116v$$

- **Y la tensión en el colector será:**

$$V_C = V_{CE}(sat) = 0.2v$$

» ***Obtención de la región de activa:***

- **Puede comprobarse que la región de activa queda limitada entre la región de saturación y de corte según la RCC de salida.**
- **Así la tensión en el colector será:**

$$V_C = 12 - 1I_C = 12 - \beta I_B$$

$$V_C = 12 - \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{12}$$

$$V_C = 12 - 100 \frac{V_{BB} - 0.7}{12}$$

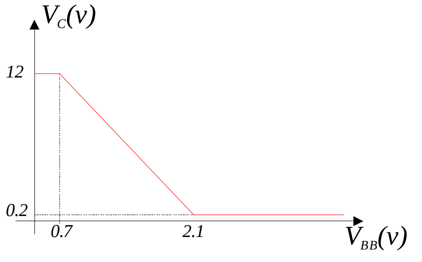
$$V_C = 17.833 - 8.33 V_{BB}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-15*

Electrónica

Ejemplo - Polarización

» Y así podemos representar la relación entre V_{BB} y V_C:



» De donde podemos concluir que si V_{BB} es una tensión de entrada y V_C es la tensión de salida:

» La salida aparecerá invertida respecto a la entrada.

» Fuera del margen de entrada 0.7v $\geq V_{BB} \geq$ 2.1v la salida aparece recortada.

» Dentro del margen anterior, la salida aparece “amplificada” por un factor de -8.33.

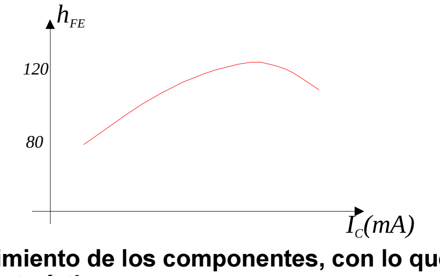
 Transparencia 6-16

Electrónica

Estabilidad de la polarización

– Acabamos de ver la importancia de tener un punto de trabajo bien situado, a fin de obtener las máximas prestaciones, es por lo tanto importante que este punto de trabajo sea estable, ya que este puede verse modificado por:

» Variaciones de los valores nominales de los componentes empleados (p.e. las resistencias suelen tener una tolerancia del 5% e incluso del 10%), y en el transistor la β varia enormemente.



» Envejecimiento de los componentes, con lo que modifican sus características.

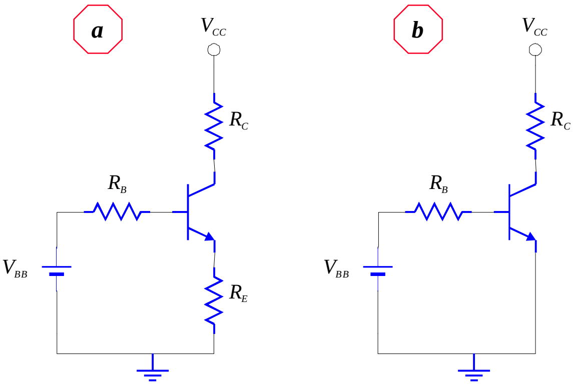
» Efecto de la temperatura sobre los dispositivos.

 Transparencia 6-17

Electrónica

Estabilidad de Q respecto a β

– **Estudiaremos estos dos circuitos:**



$$I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \qquad I_C = \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 6-18

Electrónica

Estabilidad de Q respecto a β

– **Para el circuito "a", si $(\beta+1)R_E >> R_B$, tenemos que:**

$$I_C \approx \beta \frac{V_{BB} - V_{BE}}{(\beta + 1)R_E}$$

– **Como β suele ser grande para la mayoría de transistores:**

$$I_C \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

– **Siendo I_C ¡¡independiente del valor de β!!**

– **Puede comprobarse que en el circuito "b" no puede obtenerse tal resultado.**

– **Así para conseguir estabilidad de I_C respecto de β, tenemos que asegurar que:**

$$(\beta+1)R_E >> R_B$$

– **Es decir:**

$$(\beta+1)R_E = 10\ R_B$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 6-19

Electrónica

Estabilidad de Q respecto a la temperatura

– En el circuito “a” puede obtenerse que:

$$I_C \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E} + I_{CBO}\left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right)$$

– Donde, tanto la tensión V_{BE} como la corriente I_{CBO} varían con la temperatura:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = -k(T_2 - T_1) \qquad \mathrm{k} = 2.5\,\mathrm{mV/^oC}$$

$$I_{CBO2} = I_{CBO1}(e^{K(T_2 - T_1)}) \qquad \mathrm{K} = 0.07/^o\mathrm{C}$$

– De donde puede obtenerse la variación del punto de trabajo cuando varía la temperatura del dispositivo.

» Para compensar la variación de temperatura, se suele utilizar otro dispositivo (p.e. un diodo u otro transistor), que varíe sus características de forma similar al transistor que se desea que no varíe su Q con la temperatura.

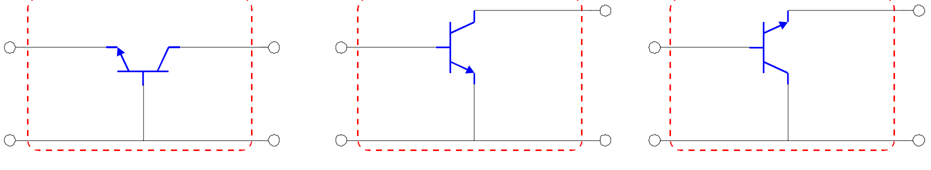
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-20*

Electrónica

Análisis en A.C.

– Trataremos el transistor como un cuadripolo.

» Esto significa que existirán tres formas diferentes de utilizarlo:



Base común *Emisor común* *Colector común*

» De tal manera que siempre hay un terminal que está presente en la entrada y la salida.

» En cada una de las configuraciones, aunque el transistor se comporta igual, el circuito obtiene prestaciones diferentes.

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-21*

Electrónica

Modelo en AC para el BJT

- **Existen varios modelos para el transistor, basados en diferentes parámetros para cuadripolos. Utilizaremos los parámetros *[h]*, cuya característica es:**

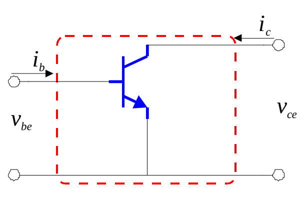
$$v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2$$

- **Debemos particularizar para el transistor bipolar, y en concreto lo haremos para la configuración en Emisor Común, siendo válida para las otras dos, puesto que el comportamiento del transistor es la misma siempre.**

 Transparencia 6-22

Electrónica

Modelo en AC para el BJT



$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$
$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

» **A continuación deberemos obtener los parámetros h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}.**

» **Para ello deberemos tener en cuenta que las tensiones y corrientes totales están formadas por una componente continua, y otra alterna, es decir:**

$$i_C = I_{CQ} + i_c$$
$$v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$$

 Transparencia 6-23

Modelo en AC para el BJT

» ***Parámetro [h_{ie}] - (dimensiones v/i):***

» ***De la 1ª ecuación despejamos:***

$$h_{ie} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\delta v_{BE}}{\delta i_B}\right|_{v_{CE}=V_{CEQ}}$$

» ***Derivada que puede obtenerse a partir de la ecuación de entrada:***

$$i_B = I_s\left(e^{-v_{BE}/v_T} - 1\right)$$

$$h_{ie} == \left.\frac{\delta v_{BE}}{\delta i_B}\right|_{v_{CE}=V_{CEQ}} \approx \frac{V_T}{I_{BQ}}$$

Modelo en AC para el BJT

» ***Parámetro [h_{fe}] - (dimensiones v/v):***

» ***De la 2ª ecuación despejamos:***

$$h_{fe} = \left.\frac{i_c}{i_b}\right|_{v_{ce}=0} = \left.\frac{\delta i_C}{\delta i_B}\right|_{v_{CE}=V_{CEQ}}$$

» ***Derivada que puede obtenerse a partir de la ecuación:***

$$i_C = \beta i_B$$

$$h_{fe} = \left.\frac{\delta i_C}{\delta i_B}\right|_{v_{CE}=V_{CEQ}} \approx \beta$$

Electrónica

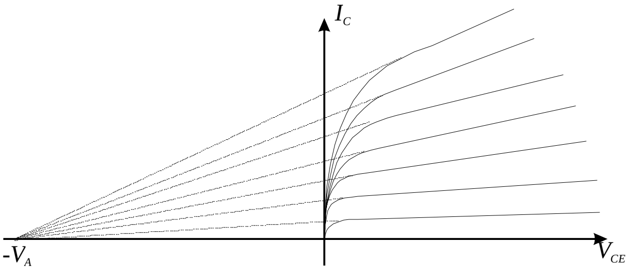
Modelo en AC para el BJT

» ***Parámetro [h_{oe}] - (dimensiones i/v):***

» ***De la 2ª ecuación despejamos:***

$$h_{oe} = \left.\frac{i_c}{v_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}}\right|_{i_B=I_{BQ}}$$

» ***Para obtener este valor necesitamos conocer con más detalle la característica de salida:***



© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 6-26*

Electrónica

Modelo en AC para el BJT

» ***De donde podemos observar que:***

$$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_{CEQ} + V_A}{I_{CQ}}$$

» ***De donde obtenemos el valor de h_{oe}:***

$$h_{oe} = \frac{I_{CQ}}{V_{CEQ} + V_A}$$

» ***Parámetro [h_{re}] - (dimensiones i/i):***

» ***Es el parámetro de transferencia inversa, del cual consideraremos que es nulo.***

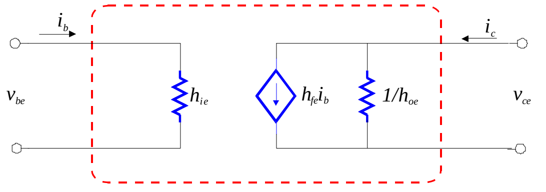
© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 6-27*

Electrónica

Modelo en AC para el BJT

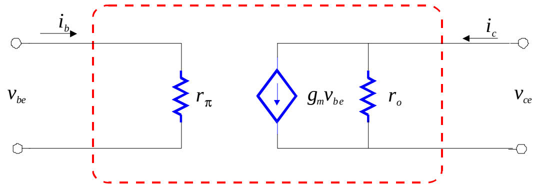
» ***El modelo definitivo queda:***

Parámetros [h]



» ***Otro modelo muy utilizado es el [π] :***

Parámetros [π]



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-28*

Electrónica

Modelo en AC para el BJT

» ***Donde:***

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}}$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$r_o = \frac{V_{CEQ} + V_A}{I_{CQ}}$$

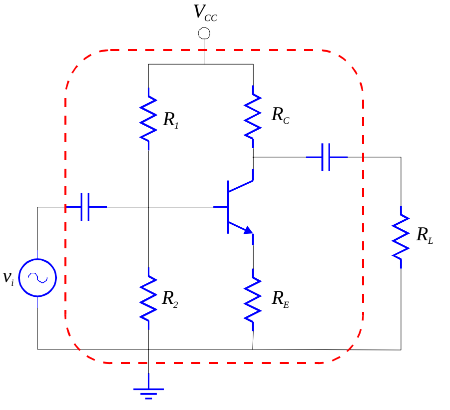
» ***La ventaja de este modelo es que incluye las variaciones de la corriente de colector en función del punto de trabajo, y es un modelo para el cual es fácil incorporar nuevos efectos (p.e. limitaciones frecuenciales).***

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-29*

Electrónica

Circuitos amplificadores

– **Realizaremos un estudio de los circuitos amplificadores con un transistor:**



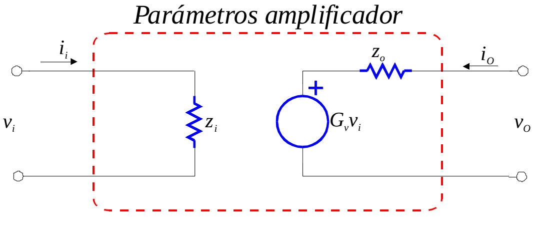
» **Para ello estudiaremos en primer lugar las características de un amplificador.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-30*

Electrónica

Características de un amplificador

- **Basados en la obtención de los parámetros tratado como un cuadripolo:**
  » **Existen diferentes modelos, pero en los amplificadores suelen utilizarse los parámetros:**



» **Donde:**

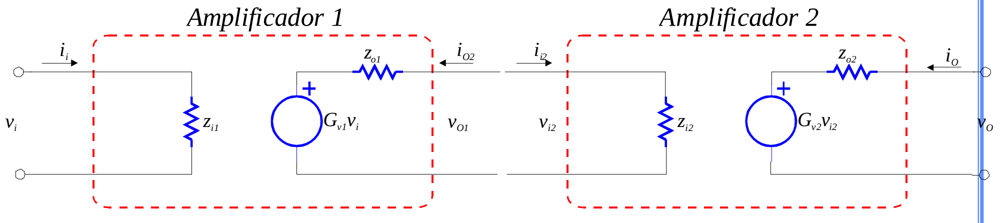
$$z_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{i_O=0} \qquad g_v = \left.\frac{v_O}{v_i}\right|_{i_O=0} \qquad z_O = \left.\frac{v_O}{i_O}\right|_{v_i=0}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-31*

Electrónica

Características de un amplificador

– **Estos amplificadores pueden conectarse en cascada, siendo sus características:**



» ***Ganancia de todo el amplificador:***

$$G_v = \frac{v_O}{v_i} = \frac{v_O}{v_{i2}}\frac{v_{O1}}{v_i} \neq G_{v1}G_{v2}$$

» ***Ya que ahora:***

$$v_{O1} = \frac{z_{i2}}{z_{i2} + z_{i1}} G_{v1} v_i$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-32*

Electrónica

Características de un amplificador

» ***Y así queda la ganancia:***

$$G_v = \frac{v_O}{v_i} = \frac{z_{i2}}{z_{i2} + z_{i1}} G_{v1} G_{v2}$$

» ***La impedancia de entrada de todo el amplificador será:***

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = Z_{i1}$$

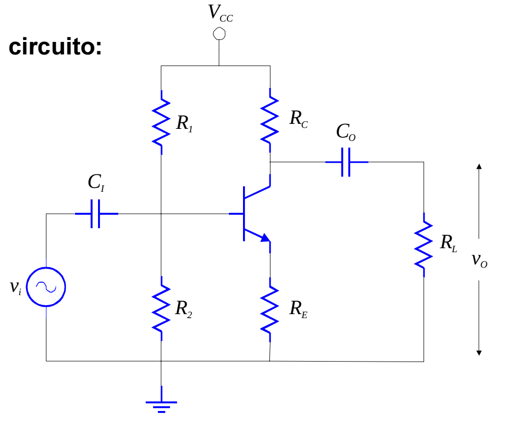
» ***Y la impedancia de salida de todo el amplificador:***

$$Z_O = \frac{v_O}{i_O} = Z_{O2}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-33*

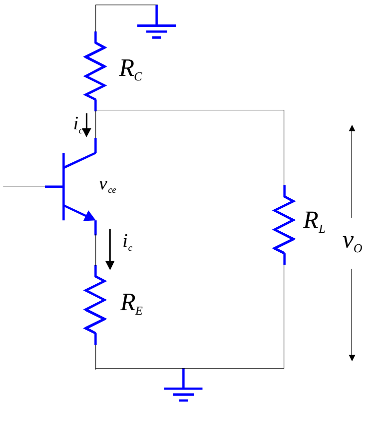
Rectas de carga y margen dinámico

- Hasta ahora hemos visto el amplificador sin limitaciones de salida. Para obtener el margen de valores de salida, necesitamos conocer las rectas de carga, y en concreto la de salida.
- Analizaremos la RCC's del circuito:



Rectas de carga y margen dinámico

- Supondremos conocido Q, y el transistor en activa, y consideraremos los condensadores de un valor elevado a las frecuencias de trabajo.
- Así la malla de salida en AC queda:



De donde obtenemos:

$$v_{ce} + i_c\left(R_C // R_L + R_E\right) = 0$$

Que despejando:

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{\left(R_C // R_L + R_E\right)}$$

Rectas de carga y margen dinámico

» **Esta ecuación no puede representarse en las características de salida del transistor, puesto que son tensiones y corriente en pequeña señal, pero podemos hacer un cambio de variable:**

$$i_c = i_C - I_{CQ}$$
$$v_{ce} = v_{CE} - V_{CEQ}$$

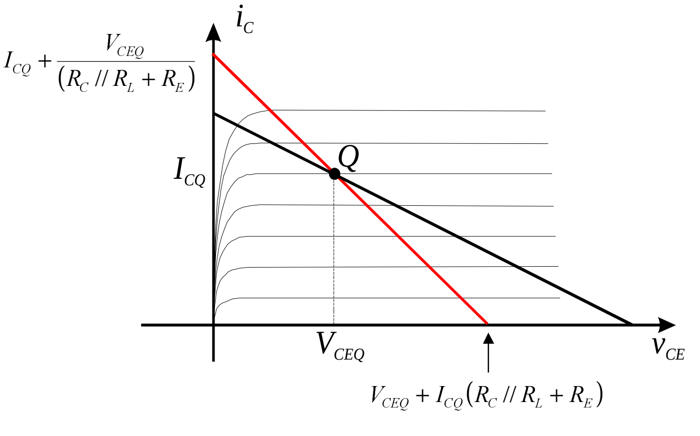
» **Y tenemos:**

$$i_C = -\frac{v_{ce}}{(R_C // R_L + R_E)} + I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{(R_C // R_L + R_E)}$$

Electrónica

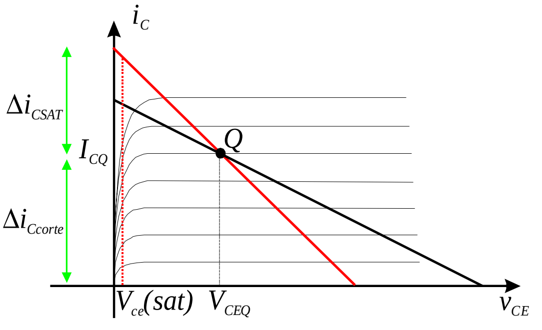
Rectas de carga y margen dinámico

» **Cuya representación nos da:**



Rectas de carga y margen dinámico

» **De esta gráfica podremos obtener la máxima variación de la corriente de colector, es decir el valor de pico máximo de la componente alterna de esta corriente:**



Siendo Δ_S ***y*** Δ_C**:**

$$\Delta i_{C\,SAT} = i_C(v_{ce}(sat)) - I_{CQ}$$

$$\boxed{\Delta i_{C\,SAT} = \frac{V_{CEQ} - v_{ce}(sat)}{(R_C \,//\, R_L + R_E)}}$$

$$\boxed{\Delta i_{C\,corte} = I_{CQ}}$$

¡¡¡Del cual cogeremos el más pequeño, puesto que es el más restrictivo!!!

Electrónica

Rectas de carga y margen dinámico

» **Para conocer el máximo valor de la tensión de salida en AC, deberemos obtener la relación entre la corriente de colector y la tensión de salida, la cual puede obtenerse de la malla de salida en AC:**

$$\Delta v_o(max) = \Delta i_c(max)(R_C \,//\, R_L)$$

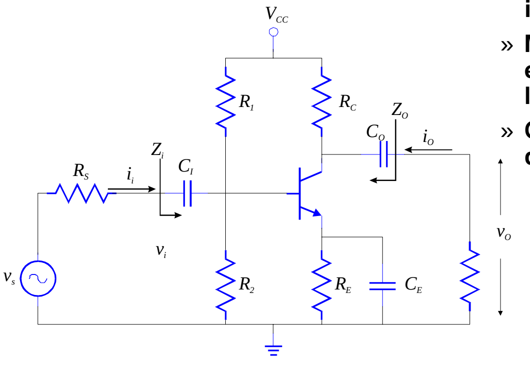
» **En el caso de diseñar la etapa debe cumplirse para obtener la M.E.S. que:**

$$\Delta i_{C\,SAT} = \Delta i_{C\,corte}$$

$$\boxed{I_{CQ} = \frac{V_{CEQ} - v_{ce}(sat)}{(R_C \,//\, R_L + R_E)}}$$

» **Que junto con la RCC de salida nos pueden dar una solución para seleccionar una I_{CQ} y V_{CEQ} iniciales.**

Ejemplo análisis amplificador con BJT's

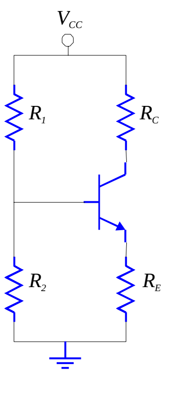


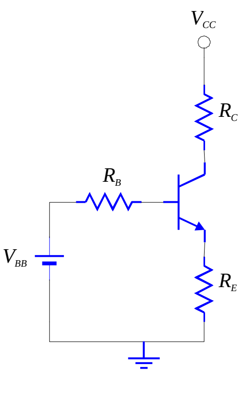
– Se trata de obtener de la etapa amplificadora los siguientes datos:
  » Ganancia de tensión, Ganancia de corriente, impedancia de entrada, impedancia de salida.
  » Máximo valor de la tensión de entrada que no provoca distorsión a la salida.
  » Obtener los mismos datos en el caso de que no halla C_E.

- DATOS:
- V_{CC} = 9v; R_S = 0,6 KΩ; R_1 = 6,8 KΩ; R_2 = 1 KΩ; R_C = 6,8 KΩ;
- R_E = 0,47KΩ; R_L = 10KΩ
- β= 100; V_{BE} = 0,7 v; V_A = 91 v;

» **Análisis en DC**

- Para obtener los parámetros en AC pedidos, necesitamos comprobar si el transistor está en activa, a fin de poder aplicar el modelo adecuado, por lo tanto obtendremos en primer lugar el punto Q, el cual es imprescindible para conocer los parámetros en AC (si está en activa).





Donde:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 1{,}15v$$

$$R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 0{,}8718K\Omega$$

Y de la malla de entrada:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + I_E R_E$$

Como $I_E = (\beta+1) I_B$:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1) R_E}$$

Que substituyendo:

$$I_{BQ} = 9{,}3\mu A$$

» **Y la corriente de colector será:**

$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 0{,}93mA$

» **De la RCC's:**

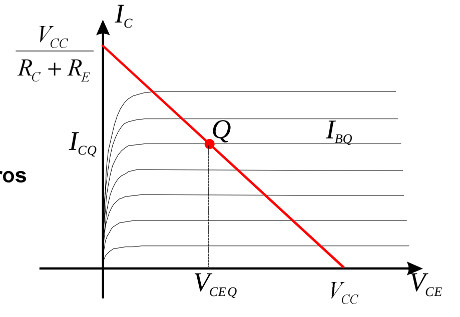
$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \approx I_C (R_C + R_E) + V_{CE} \quad \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} - \frac{1}{R_C + R_E} V_{CE}$

» **La tensión colector-emisor será:**

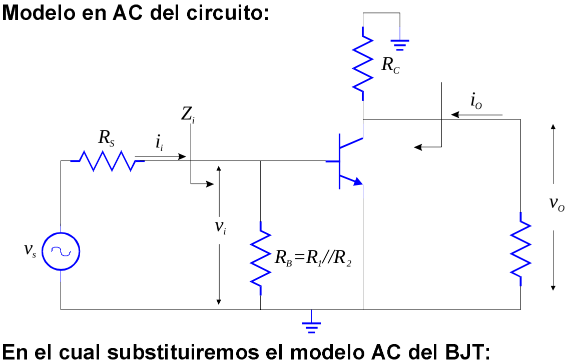
$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$

$V_{CEQ} = 2{,}24v$

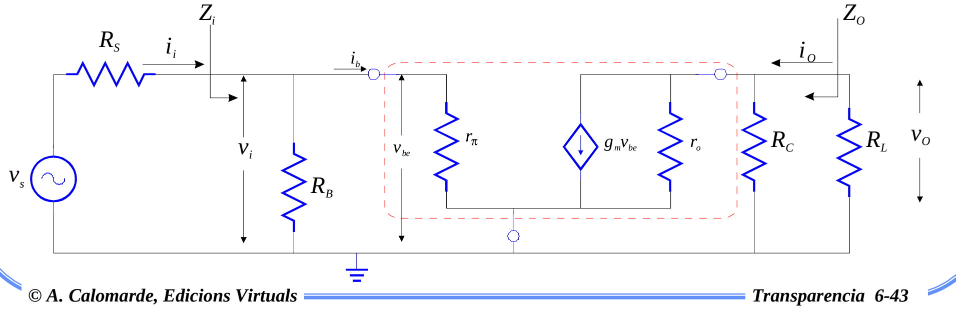
» **Ahora ya podemos obtener los parámetros en AC.**



» **Modelo en AC del circuito:**



» **En el cual substituiremos el modelo AC del BJT:**



» **Para el que tenemos que:**

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}} = 2{,}75K\Omega$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = 36{,}33mA/V$$

$$r_o = \frac{V_{CEQ} + V_A}{I_{CQ}} = 100K\Omega$$

» **Del circuito anterior podemos deducir:**

$$v_o = -g_m v_{be}(r_o // R_C)$$

$$v_i = v_{be}$$

$$\boxed{\Delta_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m(r_o // R_C)}$$

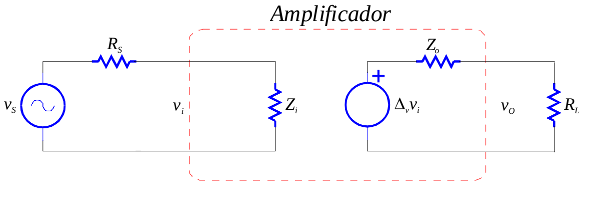
$$\boxed{Z_i = \frac{v_i}{i_i} = R_B // r_\pi}$$

$$\boxed{Z_o = \frac{v_o}{i_o} = R_C // r_o}$$

» **Substituyendo valores tenemos:**

$$\boxed{\begin{aligned}\Delta_v &= -231{,}3\\ Z_i &= 661{,}95\Omega\\ Z_o &= 6{,}37K\Omega\end{aligned}}$$

» **Para conocer la ganancia de tensión con la R_L y desde v_s deberemos aplicar el modelo equivalente del amplificador:**



» **Si tenemos en cuenta los divisores de tensión de la entrada y la salida:**

$$\Delta_v' = \frac{v_o(R_L)}{v_S} = \frac{Z_i}{Z_i + R_S}\frac{R_L}{Z_O + R_L}\Delta_v$$

$$\Delta_v' = 0{,}525 \cdot 0{,}61 \cdot (-231.3) = 0{,}32 \cdot (-231.3) = -74$$

» **Observese que la ganancia de corriente será función de las impedancias, es decir:**

$$\Delta_I^{'} = \frac{i_o(R_L)}{i_i} = \frac{v_o(R_L)}{R_L}\frac{Z_i + R_S}{v_S} = \Delta_v^{'}\frac{R_S + Z_I}{R_L}$$

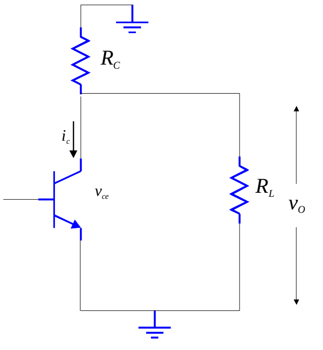
$$\Delta_I^{'} = -9{,}34$$

» **<u>Obtención de la M.E.S.:</u>**

» **A partir de la malla de salida en AC:**

$$v_{ce} + i_c\left(R_C // R_L\right) = 0$$

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{\left(R_C // R_L\right)}$$



» **Substituimos:**

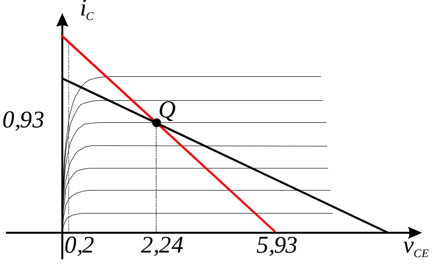
$$i_c = i_C - I_{CQ}$$

$$v_{ce} = v_{CE} - V_{CEQ}$$

$$i_C = -\frac{v_{CE}}{\left(R_C // R_L\right)} + I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{\left(R_C // R_L\right)}$$

» **Y con los valores:**

$$i_C = 1{,}483 - \frac{v_{CE}}{4}$$



» **Como $\Delta v_o = \Delta v_{CE}$:**

$\Delta v_o(max)=2{,}04\ v$

» ***Por lo que la máxima tensión de entrada será:***

$$\boxed{\Delta v_S(max) = \frac{\Delta v_o(max)}{\Delta_v^{'}} = 27{,}57mV}$$

» **<u>Obtener los mismos datos sin C_E:</u>**

» ***El análisis en DC corresponde al mismo circuito, por lo que:***

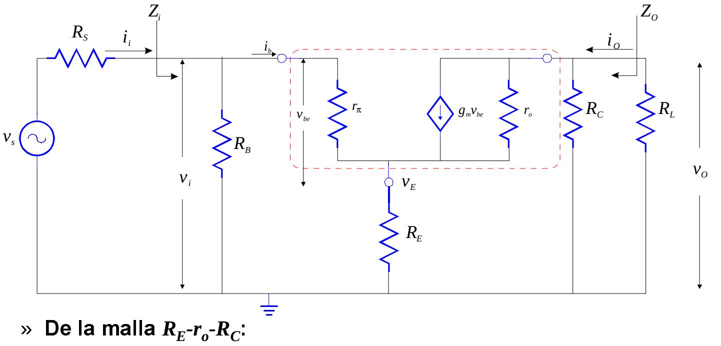
$$I_{BQ} = 9{,}3\mu A$$

$$I_{CQ} = 0{,}93mA$$

$$V_{CEQ} = 2{,}24v$$

Electrónica

» **Ahora el modelo en AC será:**



» **De la malla R_E-r_o-R_C:**

$$R_E\left(\frac{v_{be}}{r_\pi}-i_{RC}\right)=r_o\left(i_{RC}-g_m v_{be}\right)+i_{RC}R_C$$

» **Es decir:**

$$i_{RC}=\frac{\dfrac{R_E}{r_\pi}-g_m r_o}{R_E+r_o+R_C}v_{be}$$

 Transparencia 6-48

Electrónica

» **Así v_i será:**

$$v_i=v_{be}+\left(\frac{v_{be}}{r_\pi}-i_{RC}\right)R_E=v_{be}\left[1+R_E\left(\frac{1}{r_\pi}-\frac{\dfrac{R_E}{r_\pi}-g_m r_o}{R_E+r_o+R_C}\right)\right]$$

» **Y v_O:**

$$v_o=i_{RC}R_C=\frac{\dfrac{R_E}{r_\pi}-g_m r_o}{R_E+r_o+R_C}R_C v_{be}$$

» **Realizando el cociente:**

$$\Delta_v=\frac{v_o}{v_i}=\frac{\dfrac{\dfrac{R_E}{r_\pi}-g_m r_o}{R_E+r_o+R_C}R_C}{1+R_E\left(\dfrac{1}{r_\pi}-\dfrac{\dfrac{R_E}{r_\pi}-g_m r_o}{R_E+r_o+R_C}\right)}=\frac{\left(\dfrac{R_E}{r_\pi}-g_m r_o\right)R_C}{R_E+r_o+R_C+R_E\left(\dfrac{R_E+r_o+R_C}{r_\pi}-\dfrac{R_E}{r_\pi}+g_m r_o\right)}$$

 Transparencia 6-49

Electrónica

» **En la expresión:**

$$\boxed{\Delta_v = \frac{\left(\frac{R_E}{r_\pi} - g_m r_o\right) R_C}{R_E + r_o + R_C + R_E\left(\frac{R_E + r_o + R_C}{r_\pi} - \frac{R_E}{r_\pi} + g_m r_o\right)}}$$

$$\Delta_v = \frac{1{,}16 - 24704{,}4}{0{,}47 + 100 + 6{,}8 + 18{,}33 - 0{,}08 + 1707.5} = -13{,}48$$

» **Observese que hay un término predominante, sumado con otros de valor mucho más pequeño, si despreciamos los términos más pequeños:**

$$\Delta_v \approx \frac{-g_m r_o R_C}{g_m r_o R_E} = \frac{-R_C}{R_E} = -14{,}46$$

¡¡¡La ganancia de tensión no depende de los parámetros del transistor!!!, pero es menor que en el caso anterior.

» **Esto es debido al efecto de la resistencia de emisor, la cual actua como una realimentación.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-50*

Electrónica

» **La impedancia de entrada será:**

$$Z_i = \left.\frac{v_i}{i_i}\right|_{i_O=0} = R_B // Z_i' = 752\Omega$$

» **Donde:**

$$Z_i' = \left.\frac{v_i}{i_b}\right|_{i_O=0} = \frac{v_{be}\left[1 + R_E\left(\frac{1}{r_\pi} - \frac{\frac{R_E}{r_\pi} - g_m r_o}{R_E + r_o + R_C}\right)\right]}{v_{be} r_\pi} = 5{,}49K\Omega$$

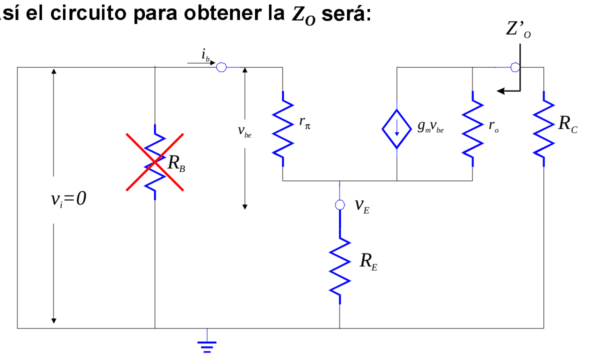
» **Y la impedancia de salida:**

$$z_O = \left.\frac{v_O}{i_O}\right|_{v_i=0}$$

» **El cual necesita modificar el circuito para su obtención.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-51*

» Así el circuito para obtener la Z_O será:



» De donde puede deducirse que:

$$Z_O = \left.\frac{v_O}{i_O}\right|_{v_i=0} = R_C // Z_O'$$

» Entonces:

$$v_{be} = -(r_\pi // R_E)i_o'$$
$$v_o' = (i_o' - g_m v_{be})r_o - v_{be}$$

» Y substituyendo:

$$\frac{v_o'}{i_o'} = [1 + g_m(r_\pi // R_E)]r_o + (r_\pi // R_E) = 1558{,}68 K\Omega$$

» Por lo que:

$$Z_O = \left.\frac{v_O}{i_O}\right|_{v_i=0} = R_C // Z_O' = 6{,}77 K\Omega \approx R_C$$

» La ganancia de tensión y corriente con la R_L y desde v_s será:

$$\Delta_v' = \frac{v_o(R_L)}{v_S} = \frac{Z_i}{Z_i + R_S}\frac{R_L}{Z_O + R_L}\Delta_v$$

$$\boxed{\begin{aligned}\Delta_v' &= -4{,}463\\ \Delta_i' &= -1{,}822\end{aligned}}$$

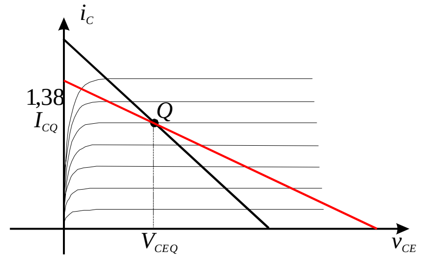
» Los cuales son valores más pequeños que en el caso anterior, pero no dependen de elementos no lineales como p.e. los parámetros del transistor, los cuales hemos visto que varían con las corrientes de polarización, temperatura,etc.

Electrónica

» **Obtención de la M.E.S.:**

- **En las transparencias 6-35,6-36,6-37 ya habíamos obtenido la RCA's para este circuito, así:**

$$i_C = 1{,}426 - \frac{v_{ce}}{4{,}52}$$



» **En este caso:**

$$\Delta v_o = (R_C \,//\, R_L)\Delta i_c$$

» **Y la $\Delta i_c(max)$ es:**

$$\Delta i_c(max) = 0{,}452mA$$

» **Por lo que:**

$$\Delta v_o(max) = 1{,}83v$$

» **Y:**

$$\boxed{\Delta v_S(max) = \frac{\Delta v_o(max)}{\Delta_v^{'}} = 0{,}4v}$$

 Transparencia 6-54

Electrónica

Amplificador Colector Común

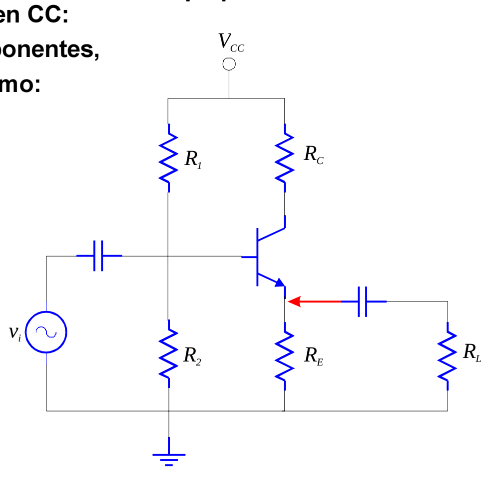
» **Sobre el circuito ya estudiado, realizamos una pequeña modificación para convertirlo en CC:**

» **Utilizaremos los mismos componentes, por lo que el punto Q será el mismo:**

$$I_{BQ} = 9{,}3\mu A$$

$$I_{CQ} = 0{,}93mA$$

$$V_{CEQ} = 2{,}24v$$



» **Y los parámetros en AC del BJT igual:**

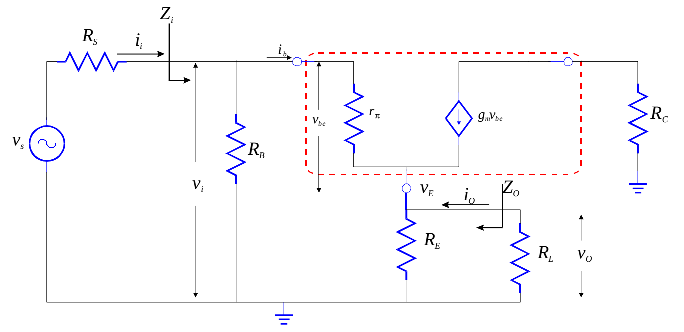
$$r_\pi = \frac{V_T}{I_{BQ}} = 2{,}75K\Omega$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = 36{,}33mA/V$$

$$r_o = \frac{V_{CEQ} + V_A}{I_{CQ}} = 100K\Omega$$

 Transparencia 6-55

» **Y el modelo en AC:**



» **Donde consideraremos $r_o \rightarrow \infty$, lo cual simplifica los cálculos y no introduce un error elevado, y tenemos que:**

$$v_i = v_{be} + \left(\frac{v_{be}}{r_\pi} + g_m v_{be} \right) R_E$$

$$v_o = \left(\frac{v_{be}}{r_\pi} + g_m v_{be} \right) R_E$$

» **Y la ganancia de tensión será:**

$$\Delta_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right) R_E}{1 + \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m \right) R_E} = \frac{(1 + g_m r_\pi) R_E}{1 + (1 + g_m r_\pi) R_E} = 0{,}9452$$

¡¡¡La ganancia de tensión nunca será mayor de 1!!!

» **La impedancia de entrada será:**

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = R_B // \left[r_\pi + (1 + g_m r_\pi) R_E \right] = 857\Omega$$

» **Y la de salida:**

$$Z_O = \left. \frac{v_O}{i_O} \right|_{v_i = 0} = \frac{r_\pi // R_E}{1 + r_\pi // R_E g_m} = 25{,}76\Omega$$

» **La cual es bastante más pequeña que en el caso de EC.**

Electrónica

Las tres configuraciones comparación

» **Si realizamos un pequeño sumario de las características de los tres amplificadores, tenemos:**

Configuración	*Ganancia tensión*	*Ganancia Corriente*	*Impedancia de entrada*	*Impedancia de salida*
Emisor Común	$\Delta_v > 1$	$\Delta_i > 1$	*Media*	*Media o alta*
Colector común	$\Delta_v \approx 1$	$\Delta_i > 1$	*Alta*	*Baja*
Base común	$\Delta_v > 1$	$\Delta_i \approx 1$	*Baja*	*Media o alta*

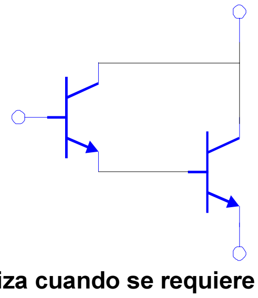
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-58*

Electrónica

Amplificadores Multietapa

» **Ya hemos visto configuraciones de amplificadores formadas por varias etapas acopladas R-C (mediante un condensador). Veremos ahora dos nuevas configuraciones que no necesitan condensador.**

» **La primera de ellas es la configuración Darlington:**

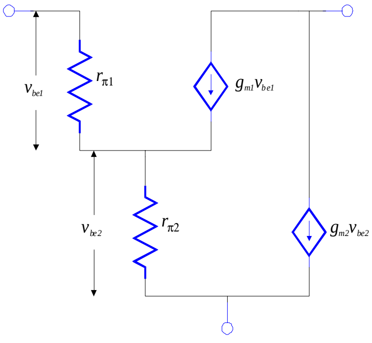


» **La cual se utiliza cuando se requiere una elevada ganancia.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 6-59*

Amplificador Darlington

» **Su modelo en señal es:**

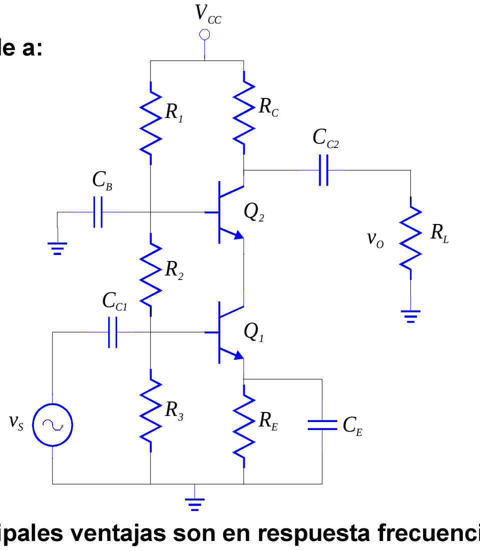


» **El cual puede ser substituido por el de un transistor normal con:**

$$\beta \cong \beta_1 \beta_2$$
$$r_\pi = 2\beta_1 r_{\pi 2}$$

Amplificador cascodo

» **Corresponde a:**



» **Y sus principales ventajas son en respuesta frecuencial.**

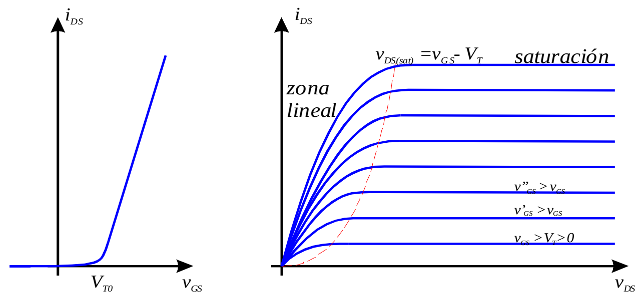
Aplicaciones con transistor M.O.S.

Electrónica

Introducción

- **Dispositivos con las siguientes características:**

Características MOS canal N

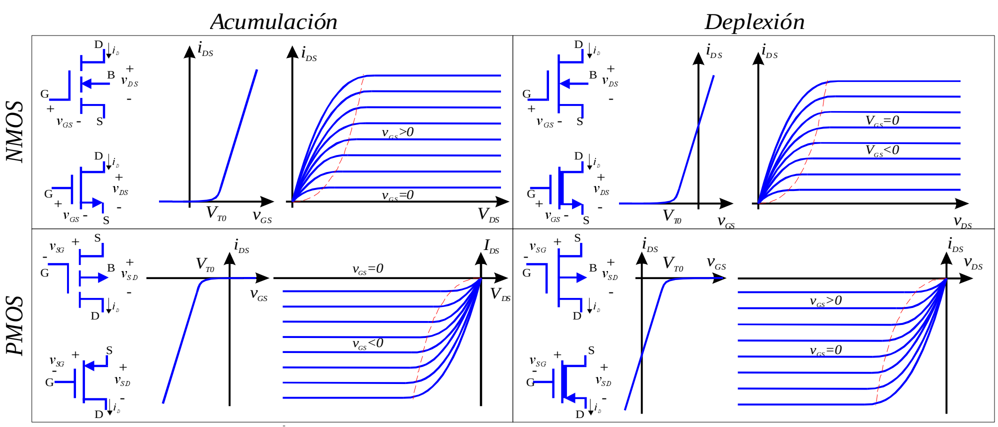


Región de operación	NMOS	PMOS
Saturación	$i_D = k_N(v_{GS} - V_T)^2$	$i_D = k_P(v_{SG} + V_T)^2$
Zona lineal	$i_D = k_N[2(v_{GS} - V_T)v_{DS} - v_{DS}^2]$	$i_D = k_P[2(v_{SG} + V_T)v_{SD} - v_{SD}^2]$
Transición	$v_{DS}(sat) = v_{GS} - V_T$	$v_{DS}(sat) = v_{SG} + V_T$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 7-2*

Electrónica

Tipos de M.O.S.

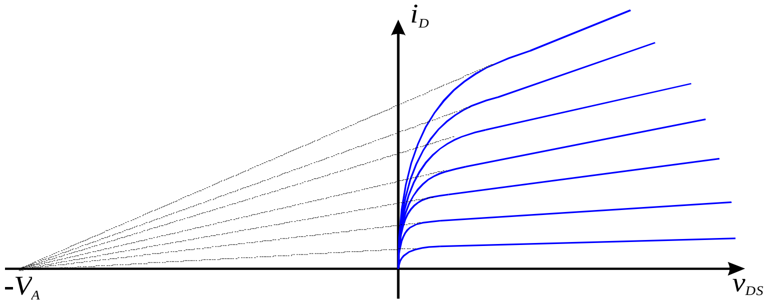


© A. Calomarde, Edicions Virtuales — *Transparencia 7-3*

Electrónica

Características no ideales

- **Resistencia de salida finita:**
  - » **Modulación de la longitud de canal**



$$i_D = k_N\left(v_{GS} - V_{T0}\right)^2\left(1 + \lambda v_{DS}\right)$$

  - » **Donde λ es el parámetro de modulación de la longitud de canal, y:**

$$V_A = \frac{1}{\lambda}$$

 Transparencia 7-4

Electrónica

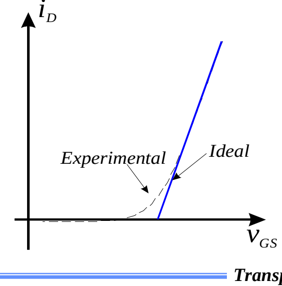
Características no ideales

- **Efecto substrato:**
  - » **Cuando el substrato no tiene el mismo potencial que la fuente:**

$$V_T = \underbrace{V_{T0}}_{Siempre<0} + \underbrace{\gamma\left[\sqrt{V_B + 2\Phi_F} - \sqrt{2\Phi_F}\right]}_{tiene\ mismo\ signo \begin{cases} >0 & para\ canal\ N(substrato\ P) \\ <0 & para\ canal\ P(substrato\ N) \end{cases}}$$

- **Conducción sub-umbral:**
  - » **La corriente no es cero cuando V_{GS} está ligeramente por debajo de V_T**

$$\sqrt{i_D} = \sqrt{k_N}\left(v_{GS} - V_T\right)$$



 Transparencia 7-5

Características no ideales

- Ruptura:
  - » Tensión drenador-substrato elevado: Efecto similar a la avalancha en la unión PN.
  - » Punch-through: En dispositivos “pequeños”, ocurre al aumentar la tensión en el drenador, ya que la deplexión se extiendo a lo largo de todo el canal, hasta el surtidor, y un pequeño incremento de la tensión del drenador hace que aumente enormemente la corriente del drenador.
  - » Ruptura cercana a la avalancha: La estructura formada por la fuente-substrato-drenador es similar a un transistor bipolar. A medida que el MOS es más pequeño, las corrientes parásitas de este transistor aumentan, las cuales incrementan la tensión del drenador, la cual realza los efectos de ruptura.
- Efectos térmicos:
  - » La tensión umbral V_T y el parámetro de conducción k_n, son ambos función de la temperatura.

Análisis en continua

- Supondremos inicialmente que con los transistores M.O.S. Se usan resistencias, aunque en los circuitos integrados reales las resistencias se suelen reemplazar por otros transistores M.O.S.
- Red de polarización clásica:
  - » Del cual tenemos:

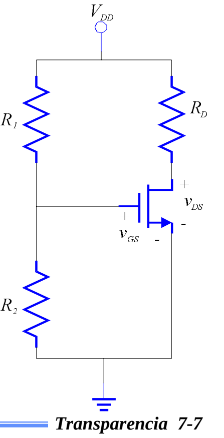
$$v_G = v_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

  - » Y si esta es mayor que V_T:

$$i_D = k_N (V_{GS} - V_{T0})^2$$

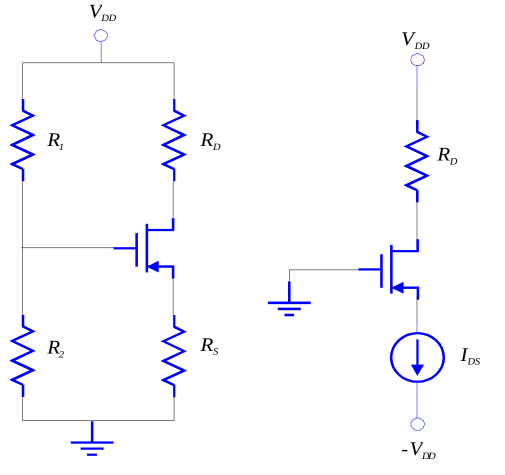
  - » Y la tensión v_{DS}:

$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$



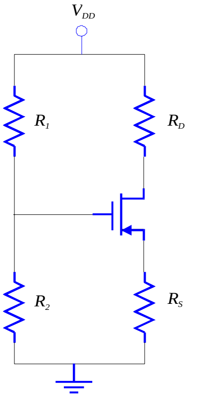
Redes de polarización

– **Suelen utilizarse también las redes ya estudiadas en el B.J.T.**



Redes de Polarización

– **En esta red tenemos:**



$$\left.\begin{array}{l} v_G = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}V_{DD} \\ v_S = i_D R_S \end{array}\right\} \left.\begin{array}{r} v_{GS} = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}V_{DD} - i_D R_S \\ i_D = k_n\left(v_{GS}-V_T\right)^2 \end{array}\right\}$$

$$i_D^2 + \left(V_T - \frac{R_1}{R_S(R_1+R_2)} - \frac{1}{R_S^2 k_n}\right)i_D + \\ + \left\{V_T^2 + \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)^2 - 2\frac{R_1}{R_1+R_2}V_T\right\}\frac{1}{R_S^2} = 0$$

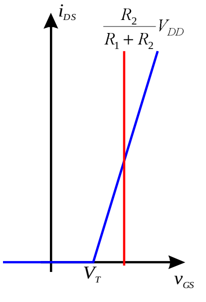
Electrónica

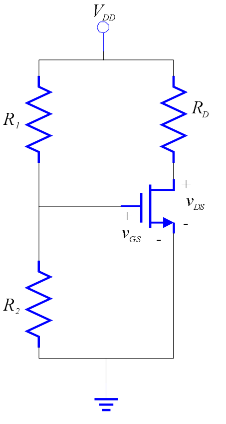
Recta de carga en continua

– **Si se cumple que:**

$$v_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD} < V_T$$

– **La corriente i_{DS} = 0**





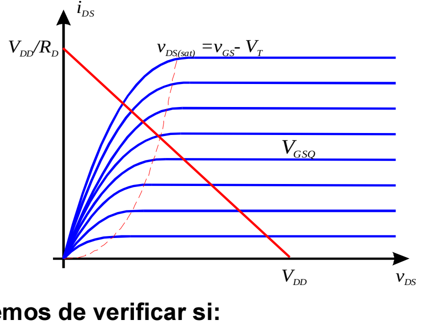
© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 7-10

Electrónica

Recta de carga en continua

– **Para la salida:**

$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$



– **En el cual hemos de verificar si:**

$$v_{DS} \geq v_{GS} - V_T \quad \textit{Saturación}$$
$$v_{DS} < v_{GS} - V_T \quad \textit{Zona Lineal}$$

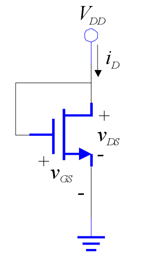
© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 7-11

Electrónica

Resistencias Activas

– Es habitual usar un MOS de enriquecimiento como resistencia no lineal.

» Tenemos que $V_T > 0$, y para este circuito:

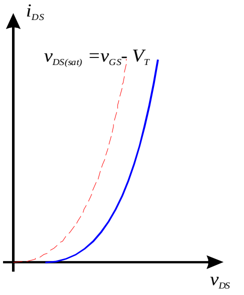


$$v_{DS} = v_{DS} > v_{GS}(sat) = v_{GS} - V_T$$

» De tal manera que siempre está en la zona de saturación.

» Y la característica corriente-tensión será:

$$i_D = k_N (v_{DS} - V_T)^2$$

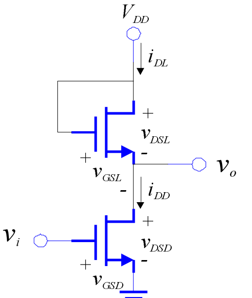


© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 7-12

Electrónica

Resistencias Activas

– Así es posible utilizar un amplificador como:



– Donde tenemos dos transistores, el “driver”, y la carga.

» Este circuito es utilizado también en circuitos lógicos.

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 7-13

Electrónica

Resistencias activas

– **Analicemos el circuito anterior para:**

$$V_{DD} = 5V$$
$$V_{TD} = V_{TL} = 1V$$
$$k_{nD} = 50\mu A/V^2$$
$$k_{nL} = 10\mu A/V^2$$

– **El transistor “driver” se encontrará en tres situaciones diferentes:**

$$\begin{array}{ll} v_{GS} < V_{TD} & \textit{Corte} \\ V_{TD} \leq v_{GS} = v_{DS} - V_{TD} & \textit{Saturación} \\ v_{GS} > v_{DS} - V_{TD} & \textit{Lineal} \end{array}$$

– **Para la zona de corte tendremos:**

$$v_i < V_{TD} \Rightarrow i_{DD} = i_{DL} = 0 \Rightarrow v_o = V_{DD} - V_{TL}$$

– **Es decir v_o = 4v.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 7-14

Electrónica

Resistencias Activas

– **En el caso del transistor “driver” en saturación, tenemos:**

$$i_{DD} = i_{DL}$$

– **Es decir:**

$$k_{nD}(v_{GSD} - V_{TD})^2 = k_{nL}(v_{GSL} - V_{TL})^2$$

– **Y como:**

$$v_{GSD} = v_i$$
$$v_{DSD} = v_o$$
$$v_{GSL} = V_{DD} - v_o$$

– **Tenemos:**

$$k_{nD}(v_i - V_{TD})^2 = k_{nL}(V_{DD} - v_o - V_{TL})^2$$

– **Cuya tensión de salida será:**

$$v_o = (V_{DD} - V_{TL}) - \sqrt{\frac{k_{nD}}{k_{nL}}}(v_i - V_{TD})$$

– **Que particularizando:**

$$v_o = 4 - \sqrt{5}(v_i - 1)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 7-15

Electrónica

Resistencias Activas

– **En el caso de encontrarse en zona lineal:**

$$k_{nD}\left[2\left(v_{GSD}-V_{TD}\right)v_{DSD}-v_{DSD}^{2}\right]=k_{nL}\left(v_{GSL}-V_{TL}\right)^{2}$$

– **Y teniendo en cuenta:**

$$\left.\begin{aligned} v_{GSD} &= v_i \\ v_{DSD} &= v_o \\ v_{GSL} &= V_{DD}-v_o \end{aligned}\right\} \Rightarrow k_{nD}\left[2\left(v_i-V_{TD}\right)v_o-v_o^{2}\right]=k_{nL}\left(V_{DD}-v_o-V_{TL}\right)^{2}$$

– **Cuya solución es:**

$$v_o=\frac{k_{nD}\left(v_i-V_{TD}\right)+-k_{nL}\left(V_{DD}-V_{TL}\right)}{k_{nD}+k_{nL}}+$$

$$\pm\frac{\sqrt{k_{nD}^{2}v_i^{2}+2k_{nD}\left(k_{nL}\left(V_{DD}-V_{TL}\right)-k_{nD}V_{TD}\right)v_i+k_{nD}\left(k_{nD}V_{TD}^{2}+k_{nL}\left(2V_{TD}\left(V_{TL}-V_{DD}\right)-\left(V_{DD}^{2}+2V_{DD}V_{TL}-V_{TL}^{2}\right)\right)\right)}}{k_{nD}+k_{nL}}$$

– **Que particularizando:**

$$v_o=\frac{5v_i-1\pm\sqrt{25v_i^{2}-10v_i-95}}{6}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-16*

Electrónica

Resistencias Activas

– **El transistor “driver” tendrá la transición de zona lineal a saturación cuando:**

$$v_{DSD}(sat)=v_{GSD}-V_{TD} \quad\Rightarrow\quad v_o=v_i-V_{TD}$$

– **Que substituyendo:**

$$k_{nD}\left(v_i-V_{TD}\right)^{2}=k_{nL}\left(V_{DD}-V_{TL}+V_{TD}-v_i\right)^{2}$$

– **Cuya solución es:**

$$v_i\Big|_{V_{DSD}(sat)}<\frac{k_{nD}V_{TD}-k_{nL}\left(V_{DD}-V_{TL}+V_{TD}\right)+k_{nL}-k_{nL}\pm\sqrt{\left(V_{DD}-V_{TL}\right)^{2}k_{nL}k_{nD}}}{k_{nD}-k_{nL}}$$

– **Y particularizando:**

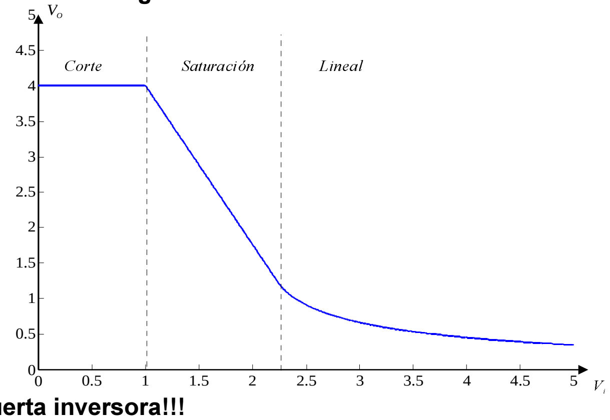
$$v_i<\sqrt{5}=2{,}23V$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-17*

Electrónica

Resistencias Activas

– La representación gráfica de la función de transferencia será:



» Puerta inversora!!!

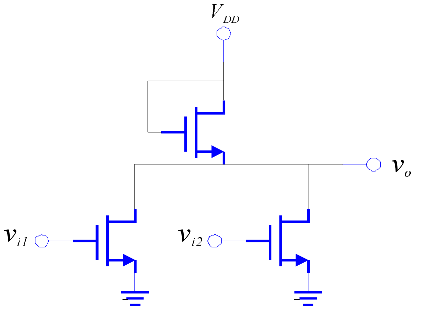
» Como amplificador máxima linealidad en la zona de saturación (recuérdese que el modelo es aproximado).

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-18*

Electrónica

Puertas lógicas

– Es posible obtener otras puertas combinando diferentes transistores, por ejemplo:



V_{i1}	V_{i2}	V_o
Bajo	*Bajo*	*Alto*
Alto	*Bajo*	*Bajo*
Bajo	*Alto*	*Bajo*
Alto	*Alto*	*Bajo*

» Esta tecnología es conocida como NMOS. La más utilizada en la actualidad es la CMOS (MOS complementario).

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-19*

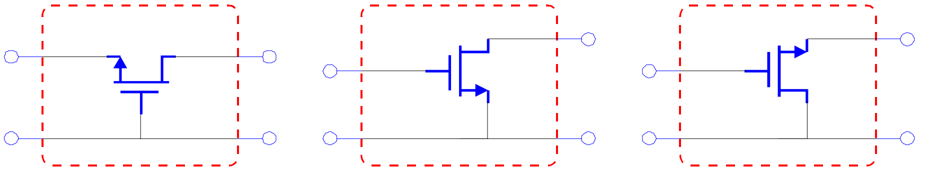
Análisis en AC

– Al igual que con el BJT, obtendremos un modelo en pequeña señal para el MOS.

» Utilizaremos la misma nomenclatura:

$$v_{GS} = V_{GSQ} + v_{gs}$$
$$I_D = I_{DQ} + i_d$$

» Existirán tres configuraciones:

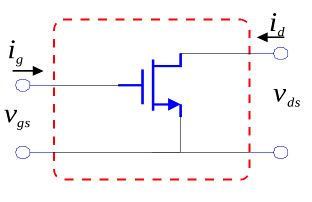


Puerta común *Surtidor común* *Drenador común*

» Cuyas características son muy similares a las del BJT.

Modelo en AC

– Obtendremos un modelo similar para el MOS:



– Utilizando:

$$i_g = r_i v_{gs} + g_{mr} v_{ds}$$
$$i_d = g_m v_{gs} + r_o v_{ds}$$

» Como $i_g = 0$, los parámetros $r_i = 0$ y $g_{mr} = 0$.

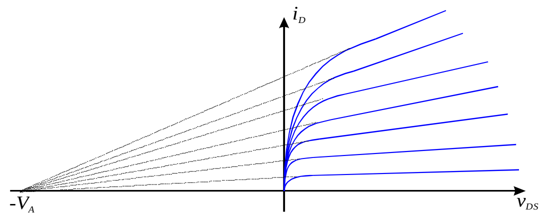
Electrónica

Modelo en AC

– **Para calcular g_m:**

$$g_m = \left.\frac{i_d}{v_{gs}}\right|_{v_{ds}=0} = \left.\frac{\delta i_D}{\delta v_{GS}}\right|_{v_{DS}=V_{DSQ}} = 2k_n(V_{GSQ} - V_T) = 2\sqrt{k_n I_{DQ}}$$

– **Para calcular r_o :**



$$i_D = k_N(v_{GS} - V_T)^2(1 + \lambda v_{DS})$$

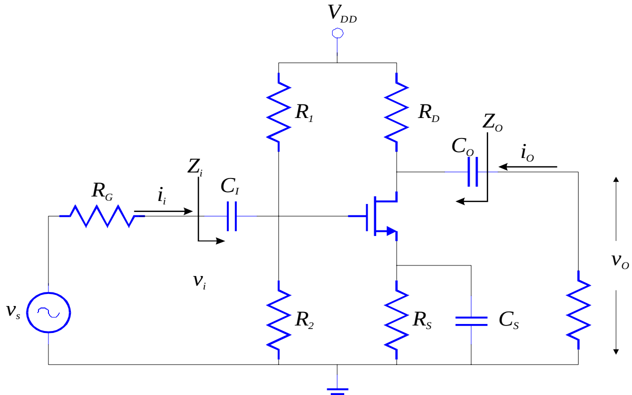
$$r_o = \left.\frac{i_d}{v_{ds}}\right|_{v_{gs}=0} = \left.\frac{\delta i_D}{\delta v_{GS}}\right|_{v_{gs}=V_{GSQ}} = \frac{1}{\lambda k_n (V_{GSQ} - V_T)^2} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-22*

Electrónica

Ejemplo análisis amplificador con MOS

» **Realizaremos un estudio del siguiente amplificador:**



$Datos:$

$R_1 = R_2 = 500K\Omega;$

$R_G = 600\Omega$

$R_S = 2K\Omega$

$R_D = 3K\Omega$

$R_L = 6K\Omega$

$V_{DD} = 30V$

$V_T = 2V$

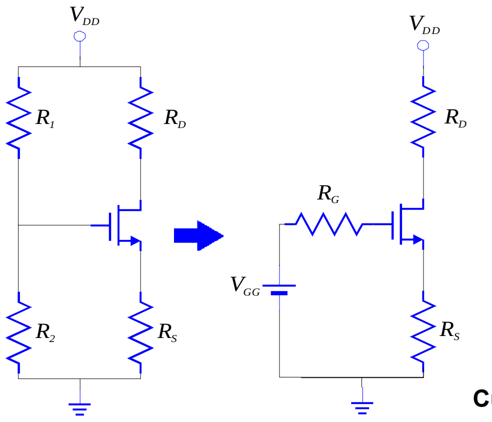
$k_n = 0.5mA/V^2$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-23*

Electrónica

Amplificador MOS

– **Análisis en DC:**



$$V_{GG}=\frac{R_2}{R_1+R_2}V_{DD}$$

$$\left.\begin{array}{l} V_G=\dfrac{R_2}{R_1+R_2}V_{DD} \\ V_S=I_DR_S \end{array}\right\} V_{GS}=\frac{R_2}{R_1+R_2}V_{DD}-I_DR_S$$

$$i_D=k_N\left(V_{GS}-V_T\right)^2$$

Y substituyendo:

$$V_{GS}^2-3V_{GS}-11=0$$

Cuyas soluciones son:

$$V_{GS}=\begin{cases}5{,}14V\\-2{,}14V\end{cases}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-24*

Electrónica

Amplificador MOS

– **Y como $V_{GSQ}>V_T$:**

$$V_{GSQ}=5{,}14V$$

– **El cual nos da:**

$$I_{DQ}=4.93mA$$

– **La malla de salida:**

$$V_{DD}=I_DR_D+V_{DS}+I_DR_S$$
$$V_{DS}=V_{DD}-I_D(R_D+R_S)=30-5I_D$$

– **El cual nos da una V_{DSQ}=5.35V. Y para saber si está en saturación:**

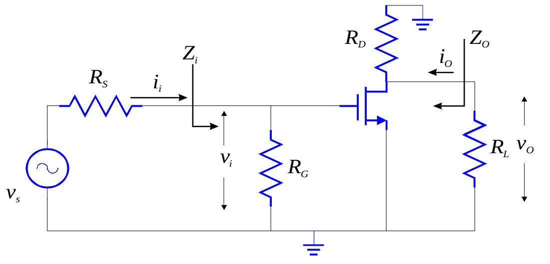
$$V_{DSQ}\geq V_{GSQ}-V_T$$
$$5.35\geq 5{,}14-2$$

– **Que como se cumple, el MOS está en saturación.**

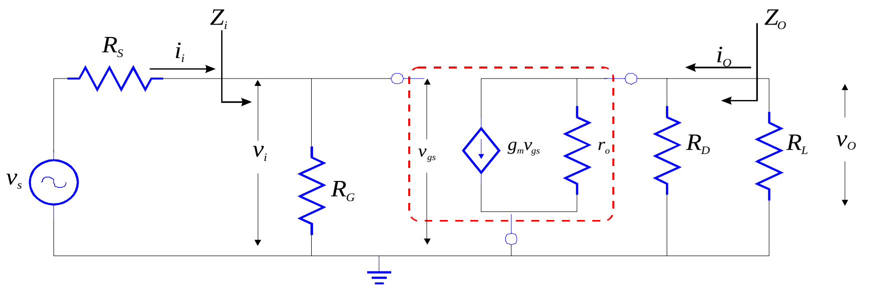
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-25*

Electrónica

– **Análisis en AC: Modelo en AC:**



– **Que substituyendo el MOS por su equivalente en AC:**



 Transparencia 7-26

Electrónica

– **Para el que tenemos:**

$$g_m = 2\sqrt{k_n I_{DQ}} = 3{,}14 mA/V$$

$$r_o \to \infty$$

– **Y del circuito anterior podemos deducir:**

$$v_o = -g_m v_{gs}(r_o // R_D)$$

$$v_i = v_{gs}$$

$$\boxed{\begin{aligned} \Delta_v &= \frac{v_o}{v_i} = -g_m(r_o // R_D) \\ Z_i &= \frac{v_i}{i_i} = R_G \\ Z_o &= \frac{v_o}{i_o} = R_D // r_o \end{aligned}}$$

– **Que substituyendo, tenemos:**

$$\boxed{\begin{aligned} \Delta_v &= -9{,}42 \\ Z_i &= 500 K\Omega \\ Z_o &= 3 K\Omega \end{aligned}}$$

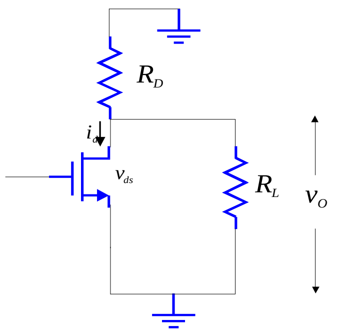
 Transparencia 7-27

Electrónica

– **Para conocer las ganancias particulares con las resistencias de carga y del generador, se aplica el mismo procedimiento utilizado con el BJT.**

$$\boxed{\begin{aligned}\Delta'_v &= -6{,}28\\ \Delta'_i &= -261{,}67\end{aligned}}$$

» **Obtención de la MES:**



$$v_{ds} + i_d(R_D // R_L) = 0 \Rightarrow i_d = -\frac{v_{ds}}{(R_D // R_L)}$$

Y si tenemos en cuenta:

$$i_d = i_D - I_{DQ}$$
$$v_{ds} = v_{DS} - V_{DSQ}$$

Obtenemos:

$$i_D = -\frac{v_{DS}}{(R_D // R_L)} + I_{DQ} + \frac{V_{DSQ}}{(R_D // R_L)}$$

 Transparencia 7-28

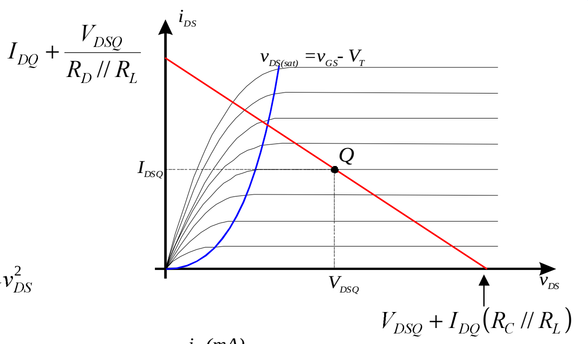
Electrónica

– **Que substituyendo:**

$$i_D = 7{,}6 - \frac{v_{DS}}{2}$$

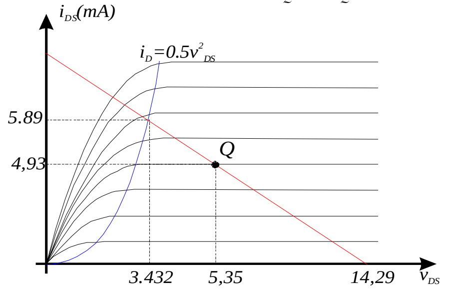
– **Para encontrar la transición de saturación a lineal:**

$$\left.\begin{aligned} i_D &= k_N(v_{GS} - V_T)^2 \\ v_{DS} &= v_{GS} - V_T \end{aligned}\right\} \Rightarrow i_D = k_N v_{DS}^2$$



– **Que substituyendo y calculando:**

$$\Delta i_D(max) = 5{,}89 - 4{,}93 = 0{,}96mA$$
$$\Delta v_{DS}(max) = \Delta v_o(max) = 5{,}35 - 3{,}432 = 1{,}918V$$



– **Que corresponde a una:**

$$\boxed{\Delta v_S(max) = \frac{\Delta v_o(max)}{\Delta'_v} = 305mV}$$

 Transparencia 7-29

Electrónica

Las tres configuraciones Comparación

– **Podemos llegar a realizar un estudio similar al realizado con el BJT, obteniéndose los siguientes resultados:**

Configuración	***Ganancia tensión***	***Ganancia Corriente***	***Impedancia de entrada***	***Impedancia de salida***
Surtidor Común	$\Delta_v > 1$		*Muy alta*	*Media o alta*
Drenador común	$\Delta_v \approx 1$		*Muy alta*	*Baja*
Puerta común	$\Delta_v > 1$	$\Delta_i \approx 1$	*Baja*	*Media o alta*

 Transparencia 7-30

Electrónica

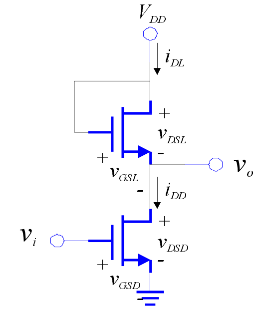
Amplificadores con cargas activas

– **Hemos visto como la resistencia de drenador puede ser substituida por un transistor**

» **La principal ventaja es la disminución del tamaño utilizado por la carga**

» **El inconveniente es la falta de linealidad.**

– **En el caso de que la carga sea un transistor de enriquecimiento, en la zona de saturación teníamos:**



$$v_o = (V_{DD} - V_{TL}) - \sqrt{\frac{k_{nD}}{k_{nL}}}(v_i - V_{TD})$$

– **Donde la ganancia será:**

$$\Delta_v = \frac{dv_o}{dv_i} = -\sqrt{\frac{k_{nD}}{k_{nL}}}$$

– **Que suponiendo las mismas características eléctricas para los dos transistores:**

$$\Delta_v = -\sqrt{\frac{k_{nD}}{k_{nL}}} = -\sqrt{\frac{(\omega / L)_D}{(\omega / L)_L}}$$

 Transparencia 7-31

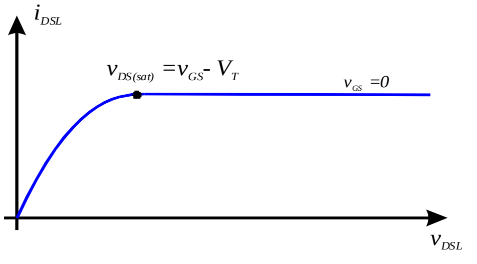
Electrónica

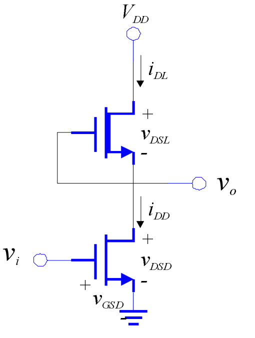
Amplificadores con cargas activas

– **Resultado que exige transistores grandes para ganancias altas.**

» **Para mejorar el resultado puede emplearse como carga un transistor de deplexión:**

– **Teniendo en cuenta que v_{GSL}= 0, la característica I-V de la carga es:**





© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-32*

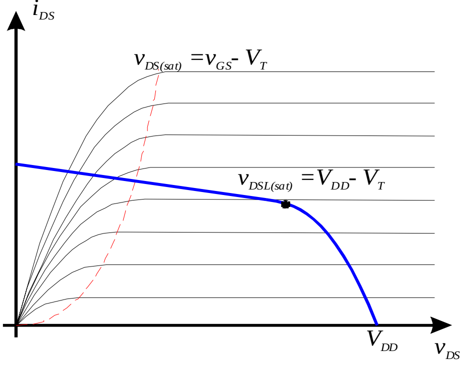
Electrónica

Amplificadores con cargas activas

– **Que teniendo en cuenta que:**

$$v_{DSD} = V_{DD} - v_{DSL}$$

– **Nos permite obtener la recta de carga:**



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-33*

Electrónica

– **Existirán 4 regiones:**

	Driver	Carga
1	Corte	Lineal
2	Saturación	Lineal
3	Saturación	Saturación
4	Lineal	Saturación

» **1: v_{gsd}<V_{TD}**

$$i_D = 0$$
$$v_o = V_{DD}$$

» **2: Driver en saturación, carga lineal**

$$k_{ND}(v_{GSD} - V_{TD})^2(1 + \lambda_D v_o) = k_{NL}\left[2(v_{GSL} - V_{TL})v_{DSL} - v_{DSL}^2\right]$$

- **Y como $v_{GSL}=0$ y $v_{DSL}=V_{DD}-V_O$:**

$$k_{ND}(v_{GSD} - V_T)^2(1 + \lambda_D v_o) = k_{NL}\left[2(-V_{TL})(V_{DD} - v_o) - (V_{DD} - v_o)_{DSL}^2\right]$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-34*

Electrónica

– **Y el punto de transición será cuando la carga pasa a saturación:**

$$v_{DSL}(sat) = v_{GSL} - V_{TL} = -V_{TL}$$
$$V_{DD} - v_o = -V_{TL}$$
$$v_o = V_{DD} - |V_{TL}|$$

» **3:Driver y carga en saturación**

$$k_{ND}(v_{GSD} - V_{TD})^2(1 + \lambda_D v_o) = k_{NL}(v_{GSL} - V_{TL})^2(1 + \lambda_L v_{DSL})$$

Y substituyendo:

$$k_{ND}(v_{GSD} - V_{TD})^2(1 + \lambda_D v_o) = k_{NL}(-V_{TL})^2(1 + \lambda_L(V_{DD} - v_o))$$

El punto de transición será:

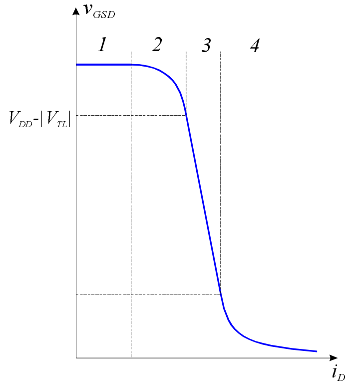
$$v_o = v_{DSD}(sat) = v_{GSD} - V_{TD}$$

4: Driver en zona lineal

$$k_{ND}\left[2(v_{GSD} - V_{TD})v_O - v_O^2\right] = k_{NL}\left[2(-V_{TL})(V_{DD} - v_o) - (V_{DD} - v_o)_{DSL}^2\right]$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-35*

– **Así la función de transferencia queda:**



– **Para calcular la ganancia en la zona 3, realizaremos la derivada de la tensión de salida respecto de v_{GSD}, para ellos reescribimos la expresión:**

$$k_{ND}(v_{GSD}-V_{TD})^2 = k_{NL}(-V_{TL})^2(1+\lambda_L V_{DD}) - k_{ND}(v_{GSD}-V_{TD})^2\lambda_D v_o - k_{NL}(-V_{TL})^2\lambda_L v_o$$

– **Si consideramos:**

$$I_{DQ} \cong k_{nL}(-V_{TL})^2 \qquad (v_{GSL}=0)$$

$$I_{DQ} \cong k_{nD}(v_{GSD}-V_{TD})^2$$

– **Tenemos:**

$$k_{ND}(v_{GSD}-V_{TD})^2 \cong k_{NL}(-V_{TL})^2(1+\lambda_L V_{DD}) - I_{DQ}(\lambda_L-\lambda_D)v_o$$

– **Si derivamos respecto de v_{GSD} :**

$$2k_{ND}(v_{GSD}-V_{TD}) = -I_{DQ}(\lambda_L-\lambda_D)\frac{dv_o}{dv_{GSD}}$$

– **Y como:**

$$2k_{ND}(v_{GSD}-V_{TD}) = g_{mD}$$

– **Obtenemos:**

$$\Delta_v = \frac{dv_o}{dv_{GSD}} = \frac{-g_{mD}}{I_{DQ}(\lambda_L-\lambda_D)}$$

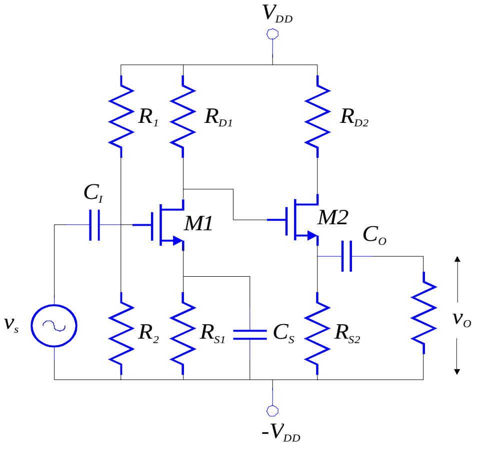
– **O lo que es lo mismo:** $(R_{od}=(\lambda_D I_{DQ})^{-1})$

$$\Delta_v = -g_{mD}(r_{oD}//r_{oL})$$

Electrónica

Amplificadores multietapa

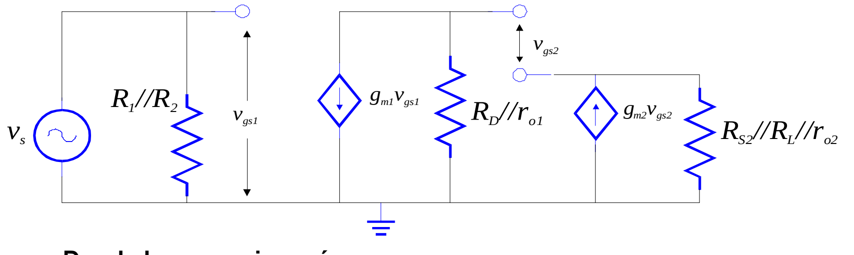
- Al igual que con los BJT, se suelen utilizar varios transistores para mejorar alguna prestación en concreto.
  - » Configuración Darlington:



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-38*

Electrónica

- Cuyo modelo en AC es:



- Donde la ganancia será:

$$\Delta_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1}(R_{D1} // r_{o1}) \frac{g_{m2}(R_{S2} // r_{o2} // R_L)}{1 + g_{m2}(R_{S2} // r_{o2} // R_L)} \cong -g_{m1}(R_{D1} // r_{o1})$$

- Y la impedancia de salida baja (igual que en un drenador común):

$$Z_O = g_{m2} // R_{S2} // r_{o2}$$

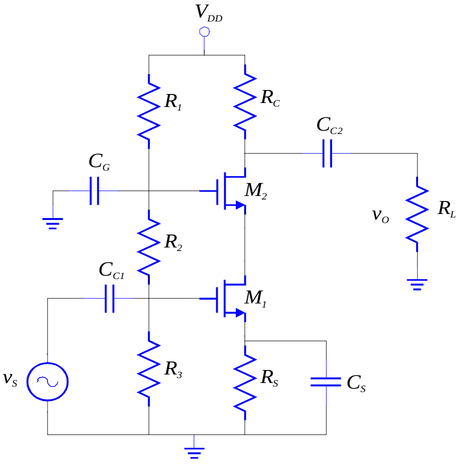
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 7-39*

– **Y en el caso de tener la salida conectada al drenador del segundo transistor, la ganancia sería:**

$$\Delta_v = \frac{v_o}{v_i} = g_{m1} g_{m2} \left(R_{D1} // r_{o1}\right)\left(R_{S2} // r_{o2} // R_L\right)$$

– **Configuración Cacodo:**

» **Su principal ventaja es la respuesta a altas frecuencias.**



Respuesta frecuencial

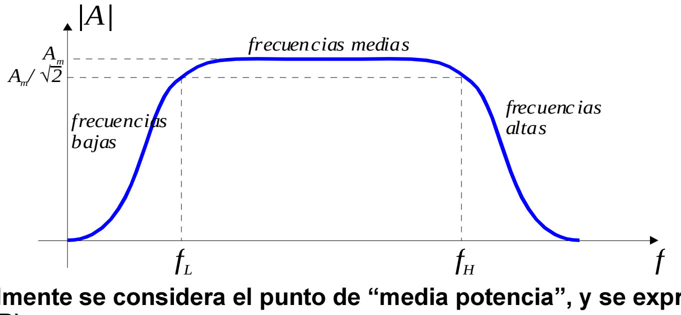
Electrónica

Introducción

– **Hasta ahora hemos considerado a los amplificadores como si su comportamiento fuese independiente de la frecuencia de la señal.**

» **Los condensadores no cambian bruscamente de “cortocircuito” a “circuito abierto”.**

– **Un ejemplo de una característica de la respuesta frecuencial de un amplificador es:**



– **Habitualmente se considera el punto de “media potencia”, y se expresa en dB (-3 dB)**

$$A(\omega)\big|_{dB} = 20 \cdot \log\big(A(\omega)\big)$$

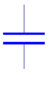
 Transparencia 8-2

Electrónica

Introducción

– **Para el análisis frecuencial utilizaremos la Transformada de Laplace, así:**

$$\Rightarrow \; Z_L = Ls$$



$$\Rightarrow \; Z_C = \frac{1}{Cs}$$

» **Donde $s = j\omega$**

– **Esto nos permitirá obtener una función de transferencia del tipo:**

$$H(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} = k\frac{(s-z_1)(s-z_2)\cdots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_n)}$$

 Transparencia 8-3

Electrónica

Introducción

$$H(s)=\frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1}+\cdots+b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1 s + a_0} = k\frac{(s-z_1)(s-z_2)\cdots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\cdots(s-p_n)}$$

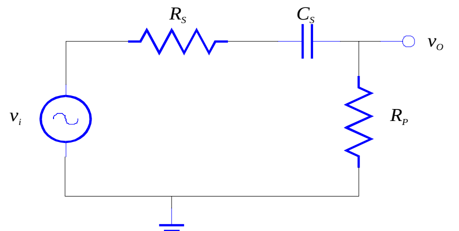
- **En esta función llamaremos:**
  - » **Ceros** $(z_i) \Rightarrow$ $H(s) = 0$
  - » **Polos** $(p_i) \Rightarrow$ $H(s) \to \infty$

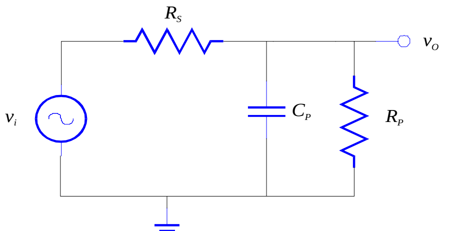
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-4*

Electrónica

Introducción- Funciones de primer orden

- **Consideraremos inicialmente la contribución a la respuesta frecuencial de un condensador en serie y en paralelo.**
- **Los dos circuitos más habituales son:**





$$\frac{v_O(s)}{v_i(s)}=\left(\frac{R_P}{R_S+R_P}\right)\left[\frac{s(R_S+R_P)C_S}{1+s(R_S+R_P)C_S}\right]=K\left(\frac{s\tau_S}{1+s\tau_S}\right)$$

$$\frac{v_O(s)}{v_i(s)}=\left(\frac{R_P}{R_S+R_P}\right)\left[\frac{1}{1+s(R_S//R_P)C_P}\right]=K\left(\frac{1}{1+s\tau_P}\right)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-5*

Electrónica

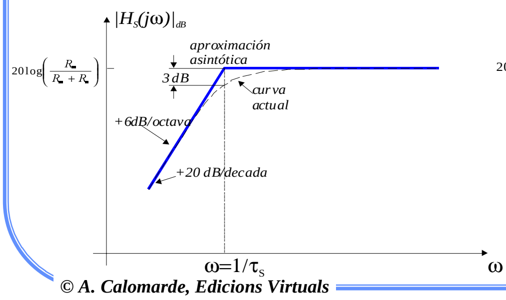
Funciones de primer orden

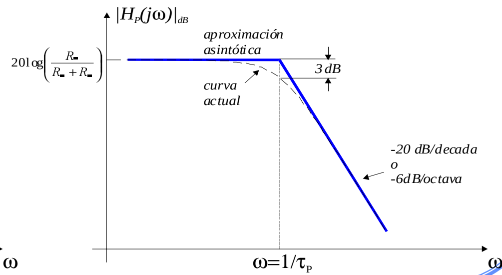
– **Si substituimos *s=j*ω:**

$$\frac{v_O(s)}{v_i(s)}=\left(\frac{R_P}{R_S+R_P}\right)\left(\frac{j\omega\tau_S}{1+j\omega\tau_S}\right)\qquad \frac{v_O(s)}{v_i(s)}=\left(\frac{R_P}{R_S+R_P}\right)=K\left(\frac{1}{1+j\omega\tau_P}\right)$$

– **Y la magnitud es:**

$$H_S(j\omega)=\frac{v_O(j\omega)}{v_i(j\omega)}=\left(\frac{R_P}{R_S+R_P}\right)\left[\frac{\omega\tau_S}{\sqrt{1+j\omega^2\tau_S^2}}\right]\qquad H_P(j\omega)=\frac{v_O(j\omega)}{v_i(j\omega)}=\left(\frac{R_P}{R_S+R_P}\right)\left[\frac{1}{\sqrt{1+j\omega^2\tau_P^2}}\right]$$





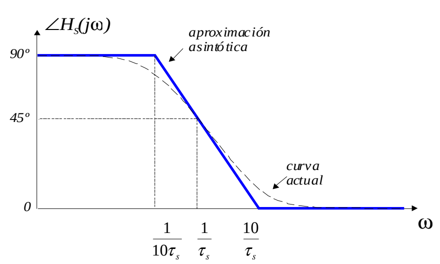
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-6*

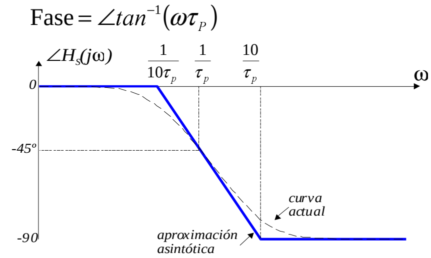
Electrónica

Funciones de primer orden

– **Y la fase es:**

$$\text{Fase}=\angle 90^o-\angle tan^{-1}(\omega\tau_S)\qquad \text{Fase}=\angle tan^{-1}(\omega\tau_P)$$



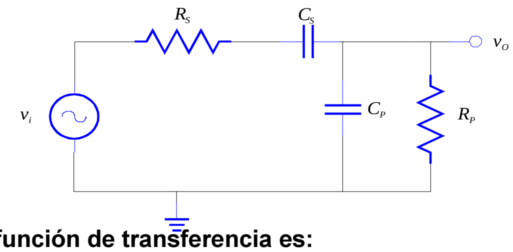


© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-7*

Electrónica

Aproximaciones de cortocircuito y circuito abierto

– **Es habitual que en un circuito aparezcan más de un condensador:**



– **Cuya función de transferencia es:**

$$\frac{v_O(s)}{v_i(s)} = \left(\frac{R_P}{R_S + R_P}\right) \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{R_P}{R_S + R_P}\right)\left(\frac{C_P}{C_S}\right) + \frac{1}{s\tau_S} + s\tau_P\right]}$$

 Transparencia 8-8

Electrónica

– **Donde:**

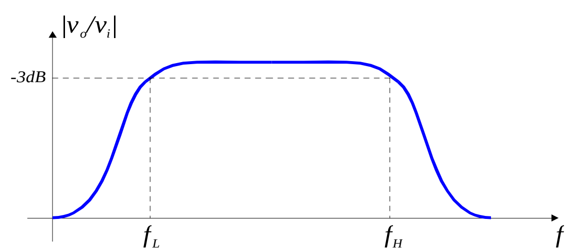
$$C_P \Rightarrow altas\ frecuencias$$
$$C_S \Rightarrow bajas\ frecuencias$$

– **Y si además tenemos que $C_P << C_S$ (como es habitual)**

$$altas\ frecuencias \Rightarrow C_S\ \ cortocircuito$$
$$bajas\ frecuencias \Rightarrow C_P\ \ circuito\ abierto$$

– **De tal manera que podemos obtener las frecuencias de corte a -3 dB como:**

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_S} = \frac{1}{2\pi(R_S + R_P)C_S}$$
$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_P} = \frac{1}{2\pi(R_S // R_P)C_P}$$

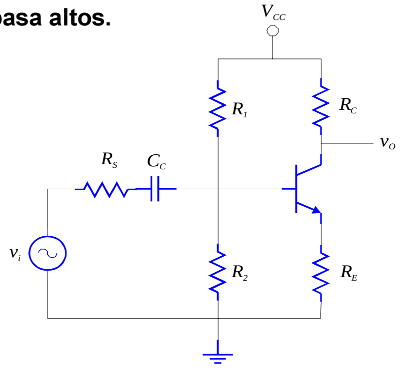


 Transparencia 8-9

Electrónica

Efectos del condensador de acoplo

– **Analizaremos los efectos del condensador C_C en el circuito:**
  - » **El condensador realizará un efecto de pasa altos.**
  - » **Mediante el modelo en alterna, y realzando un análisis completo, obtenemos:**



$$\Delta_v = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{g_m r_\pi R_C}{R_S + R_i}\frac{R_B}{R_B + R_{ib}}\frac{s(R_S + R_i)C_C}{1 + s(R_S + R_i)C_C}$$

$$R_i = R_B // [r_\pi + (1+\beta)R_E] = R_B // R_{ib}$$

  - » **Si buscamos la resistencia equivalente, vista desde el condensador, podemos calcular la frecuencia de corte a -3dB:**

$$\omega = \frac{1}{\tau_S} = \frac{1}{(R_S + R_i)C_C}$$

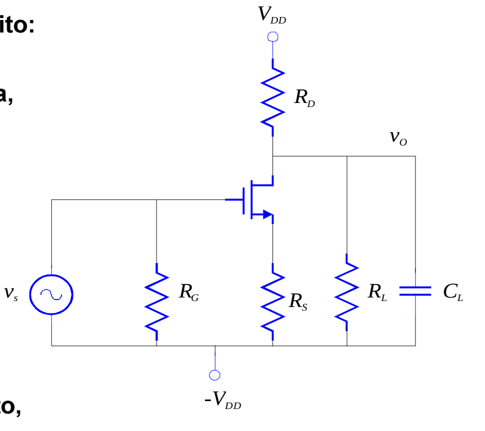
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-10*

Electrónica

Efectos del condensador de carga

– **Corresponde al circuito C_L del circuito:**
  - » **Es un circuito pasa bajos.**
  Si realizamos el modelo en alterna, y obtenemos la constante de tiempo, obtenemos:

$$\omega = \frac{1}{\tau_P} = \frac{1}{(R_D // R_L)C_L}$$



  - » **Que corresponde a la frecuencia de corte a -3dB.**
  A frecuencias muy bajas el condensador es un circuito abierto, y la ganancia es:

$$|\Delta_v|_{max} = \frac{g_m(R_D // R_L)}{1 + g_m R_S}$$

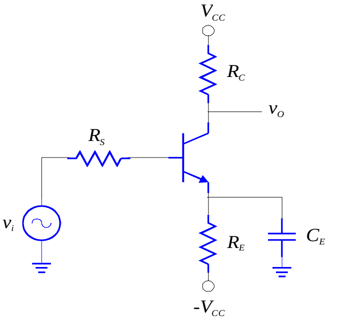
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-11*

Efectos del condensador de paso

– **En este caso no puede aplicarse el método anterior.**

» **Un análisis del circuito de alterna nos da:**

$$\Delta_v = -\frac{g_m r_\pi R_C}{[R_S + r_\pi + (1+\beta)R_E]} \frac{1 + sR_E C_E}{\left(1 + \frac{sR_E(R_S + r_\pi)C_E}{[R_S + r_\pi + (1+\beta)R_E]}\right)}$$



» **Que puede expresarse como:**

$$\Delta_v = -\frac{g_m r_\pi R_C}{[R_S + r_\pi + (1+\beta)R_E]} \frac{1 + s\tau_A}{1 + s\tau_B}$$

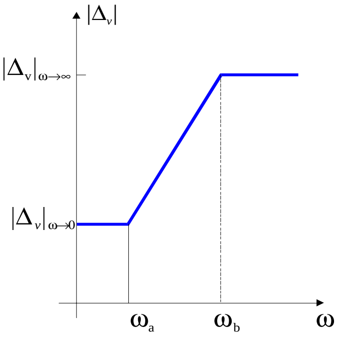
» **Con:**

$$\tau_A = R_E C_E$$

$$\tau_B = R_E C_E \frac{(R_S + r_\pi)}{[R_S + r_\pi + (1+\beta)R_E]} = \tau_A \frac{1}{\left[1 + \frac{(1+\beta)R_E}{R_S + r_\pi}\right]}$$

– **De donde podemos deducir que el polo de la función de transferencia será superior al cero.**

» **La función de transferencia tendrá un aspecto:**



» **Donde:**

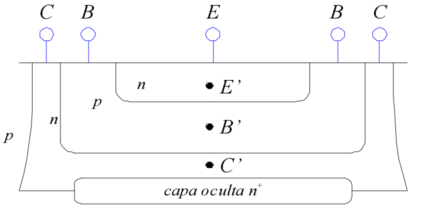
$$|\Delta_v|_{\omega\to 0} = \frac{g_m r_\pi R_C}{[R_S + r_\pi + (1+\beta)R_E]}$$

$$|\Delta_v|_{\omega\to\infty} = \frac{g_m r_\pi R_C}{R_S + r_\pi}$$

Electrónica

Modelo frecuencial del B.J.T.

– Se puede obtener un modelo del transistor más preciso que el utilizado hasta ahora, observando la construcción física de un transistor bipolar:



– Donde:

» *E',B',C'* son los terminales originales.

» Entre los terminales anteriores y los exteriores existirá una resistencia(r_{ex}, r_b, r_c).

» Existirá una capacidad entre la unión emisor y base (C_π), y otra entre la unión colector y base (C_μ).

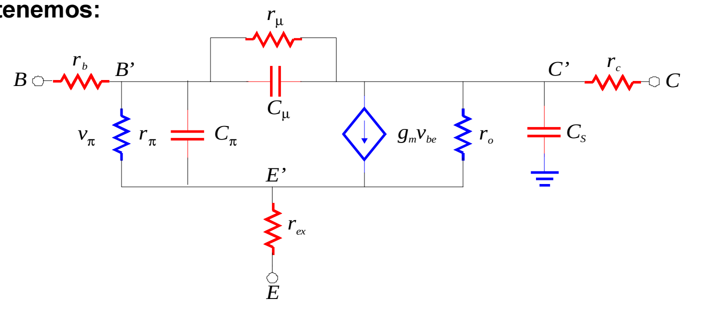
» Habrá otra capacidad entre el colector y el substrato (C_S)

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-14*

Electrónica

» Habrá una resistencia entre base y colector (r_μ).

– Si añadimos los componentes anteriores al modelo del BJT, obtenemos:

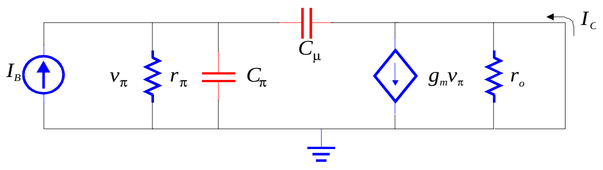


© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-15*

Electrónica

Ganancia-ancho de banda en el B.J.T.

- Sobre el modelo anterior las resistencias r_{ex}, r_b, r_c y r_μ son habitualmente despreciables.
- Para calcular la ganancia de corriente en el transistor bipolar,cortocircuitamos el colector y calculamos el cociente entre la corriente de colector y base:



$$\Delta_i = \frac{I_C}{I_B} = h_{fe} = \frac{\left(g_m - j\omega C_\mu\right)}{\left(\frac{1}{r_\pi} + j\omega\left(C_\pi + C_\mu\right)\right)}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-16*

Electrónica

- Que como $\omega C_\mu << g_m$, y $g_m r_\pi = \beta$, tenemos:

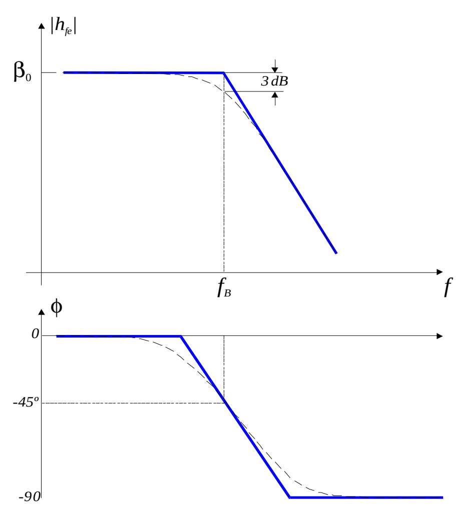
$$h_{fe} \cong \frac{\beta}{1 + j\omega r_\pi\left(C_\pi + C_\mu\right)} = \frac{\beta}{1 + j2\pi f_B}$$

- De donde obtenemos el diagrama de Bode.
- El módulo de h_{fe} será pues:

$$\left|h_{fe}\right| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_B}\right)^2}}$$

- Y el punto donde $|h_{fe}|=1$

$$\left|h_{fe}\right| = 1 = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_T}{f_B}\right)^2}}$$



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-17*

– **Habitualmente $f_t >> f_B$, de tal manera que:**

$$1 = \frac{\beta_0 f_B}{f_T}$$

– **O:**

$$f_T = \beta_0 f_B$$

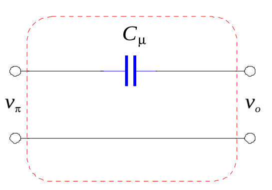
– **Donde $\beta_0 f_B$ es el producto ganancia - ancho de banda, y f_T queda:**

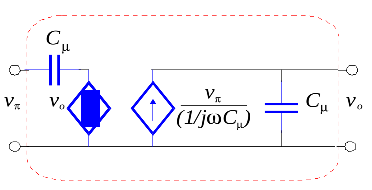
$$f_T = \beta_0 \left[\frac{1}{2\pi r_\pi (C_\pi + C_\mu)} \right] = \frac{g_m}{2\pi (C_\pi + C_\mu)}$$

Capacidad Miller en el B.J.T.

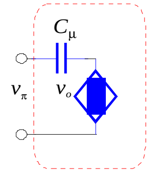
– **La capacidad C_μ, en el modelo del B.J.T. complica el calculo. Para poder simplificar éste, y poder ver los efectos introducidos por esta capacidad, se suele desglosar en dos partes. El procedimiento es:**

» **Analizar la capacidad como un cuadripolo, y obtener su equivalencia:**

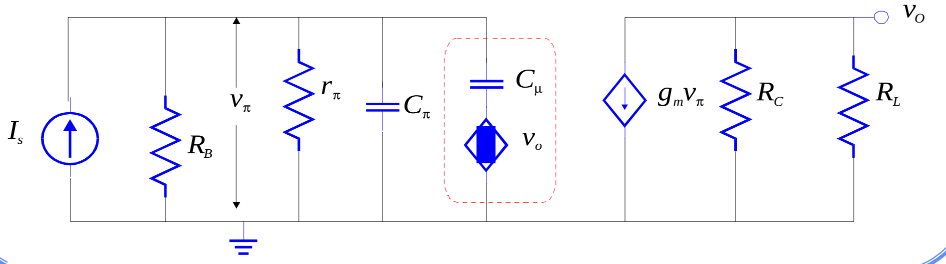




» **Sobre este equivalente consideramos que la fuente de corriente es inferior a la fuente $g_m v_\pi$ (es lo habitual), y el condensador de la salida presenta una impedancia muy superior a R_C.**



» **Incorporamos al equivalente en señal de una configuración emisor común:**



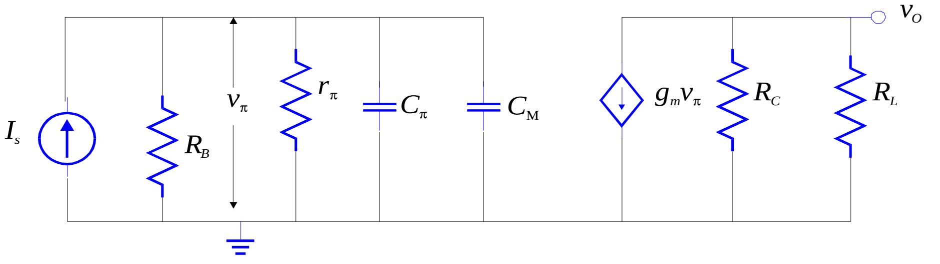
» **Y si analizamos la corriente i_1 obtenemos:**

$$i_1 = j\omega C_\mu \left[1 + g_m (R_C // R_L)\right] v_\pi$$

» **Que no es otra cosa que un condensador de valor:**

$$C_M = C_\mu \left[1 + g_m (R_C // R_L)\right]$$

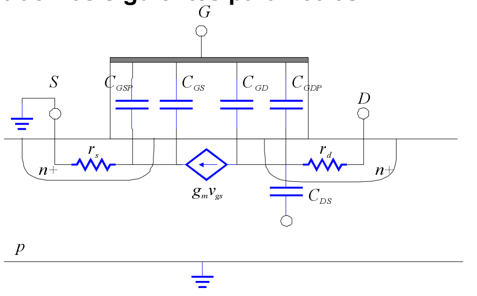
» **Por lo que nos queda:**



Electrónica

Modelo frecuencial del M.O.S.

– **Podemos extraer los siguientes parámetros:**



» **C_{GS} y C_{GD} son las capacidades entre puerta y surtidor y drenador respectivamente.**

» **C_{GSP} y C_{GDP} son capacidades parásitas que aparecen por el solapamiento entre el óxido de puerta y los contactos con surtidor y drenador.**

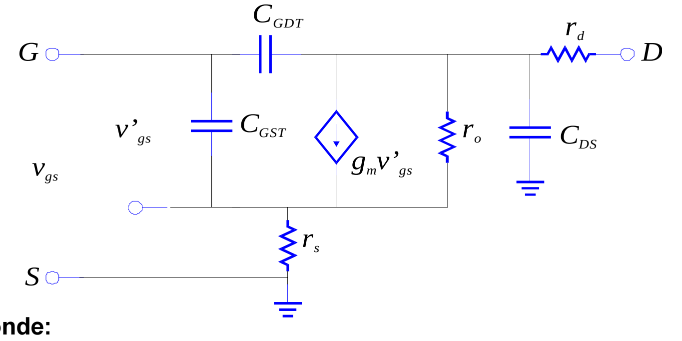
» **r_s y r_d son las resistencias de los terminales surtidor y drenador, respectivamente.**

 Transparencia 8-22

Electrónica

» **C_{DS} es la capacidad entre el contacto de drenador y substrato.**

– **Así el modelo nos queda:**



– **Donde:**

» **C_{GST}: Capacidad global entre puerta y surtidor.**

» **C_{GDT}: Capacidad global entre puerta y drenador.**

 Transparencia 8-23

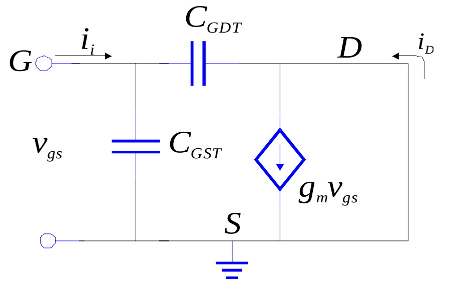
Electrónica

Ganancia-ancho de banda en el M.O.S.

– **Despreciamos r_d, r_s y C_{GS}, y al igual que en el transistor:**

» **De donde obtenemos:**

$$\Delta_i = \frac{g_m - j\omega C_{GDT}}{j\omega(C_{GDT} + C_{GST})}$$



» **Y como habitualmente $g_m >> \omega C_{GDT}$, tenemos:**

$$\Delta_i = \frac{g_m}{j\omega(C_{GDT} + C_{GST})}$$

– **Con una ganancia-ancho de banda:**

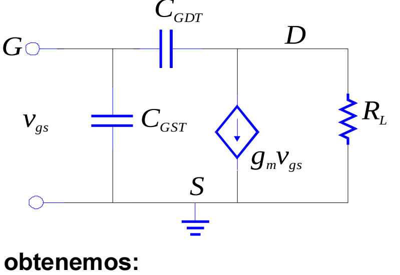
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{GDT} + C_{GST})}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-24*

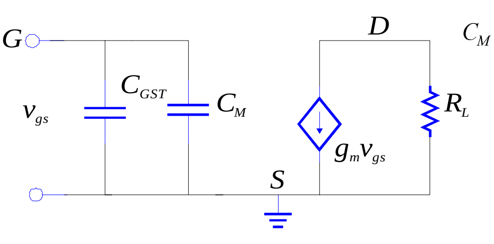
Electrónica

Capacidad Miller en el M.O.S.

– **Al igual que en el transistor, la capacidad C_{GDT} puede evaluarse:**



– **De tal manera que obtenemos:**



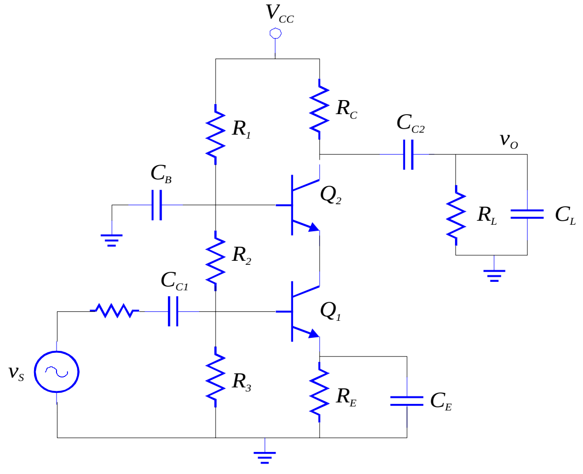
$$C_M = C_{GDT}(1 + g_m R_L)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-25*

Electrónica

Análisis a alta frecuencia- Cascodo

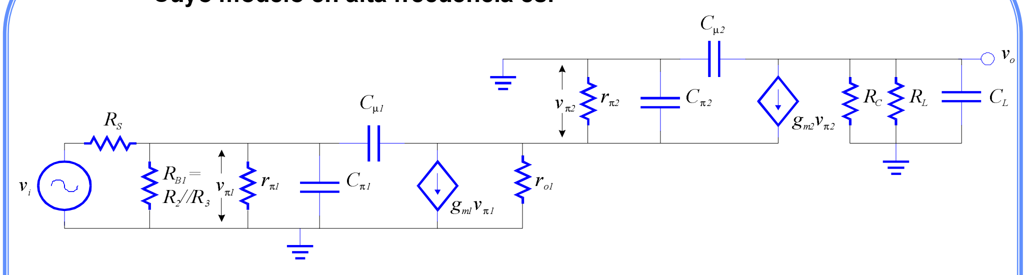
– **Hemos visto con anterioridad el amplificador cascodo, pero no hemos hablado de sus principales ventajas. El circuito es:**



© *A. Calomarde, Edicions Virtuals* *Transparencia 8-26*

Electrónica

– **Cuyo modelo en alta frecuencia es:**



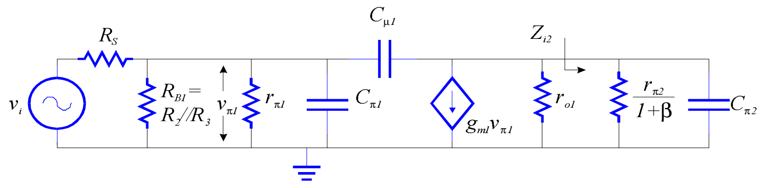
– **Si calculamos la impedancia Z_{i2}, obtenemos:**

$$Z_{i2} = \left(\frac{r_{\pi 2}}{1+\beta}\right) // \left(\frac{1}{sC_{\pi 2}}\right)$$

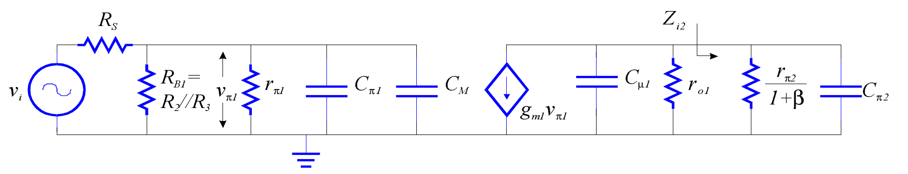
© *A. Calomarde, Edicions Virtuals* *Transparencia 8-27*

Electrónica

– **Y substituyendo:**



– **Desglosamos la capacidad $C_{\mu 1}$ en su equivalente Miller:**



– **Si suponemos $r_{o1} << r_{\pi 2}/(1+\beta)$, C_M valdrá:**

$$C_M = C_{\mu 1}\left[1 + g_{m1}\left(\frac{r_{\pi 2}}{1+\beta}\right)\right]$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-28*

Electrónica

– **Como los transistores $Q1$ y $Q2$ tienen la misma corriente:**

$$r_{\pi 1} \cong r_{\pi 2} \qquad g_{m1} \cong g_{m2}$$

– **Por lo que:**

$$g_{m1} r_{\pi 2} = \beta$$

– **Y obtenemos:**

$$C_M \cong 2C_{\mu 1}$$

– **De donde podemos deducir que la configuración cascodo reduce drásticamente la capacidad Miller.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 8-29*

Estructuras de un amplificador multietapa

Electrónica

Introducción

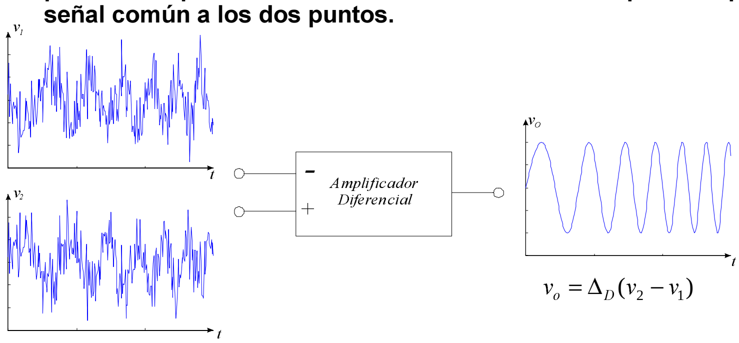
- Lo más habitual es la utilización de más de un transistor en un amplificador.
- En este capítulo se presentan algunas de las combinaciones más utilizadas en amplificadores.
- Algunas de las configuraciones utilizadas con acoplo RC ya las hemos visto en temas anteriores, por lo que solo estudiaremos los acoplos directos.
- Comenzaremos con el amplificador diferencial, y veremos algunas fuentes de corrientes, para acabar con algunas de las configuraciones utilizadas en las etapas de salida de un amplificador.

 Transparencia 9-2

Electrónica

Amplificación diferencial

- Su función principal es amplificar la señal diferencia entre dos puntos sin que la señal de salida este influenciada por cualquier señal común a los dos puntos.



$$v_o = \Delta_D (v_2 - v_1)$$

- La entrada con el signo "-" se denomina "entrada inversora", i la entrada con el signo "+", se llama "entrada no inversora".

$$Si\ v_1 = 0 \Rightarrow v_O = Av_2$$
$$Si\ v_2 = 0 \Rightarrow v_O = -Av_1$$

 Transparencia 9-3

Electrónica

» **En la practica no se verifica que**

$$v_o = A_2 v_2 + A_1 v_1$$

» **Como la utilidad del amplificador diferencial es amplificar la señal diferencia, se define:**

$$v_o = \Delta_D (v_2 - v_1)$$

$$\left.\begin{aligned} v_d &= v_2 - v_1 \\ v_c &= \frac{v_2 + v_1}{2} \end{aligned}\right\} v_o = \Delta_d v_d + \Delta_c v_c$$

» **que corresponden a la señal diferencia y común, de tal manera que:**

$$v_1 = v_c - \frac{v_d}{2}$$

$$v_2 = v_c + \frac{v_d}{2}$$

» **En el caso real la ganancia en modo común no será cero, por lo que se define la Relación de Rechazo en Modo Común (C.M.R.R.):**

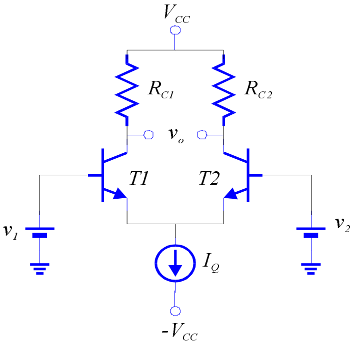
$$C.M.R.R. \equiv 20\log\left(\frac{\Delta_d}{\Delta_c}\right)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 9-4*

Electrónica

Amplificador diferencial -BJT

– **El amplificador diferencial básico es:**



– **Para su análisis recordemos que:**

$$i_{C1} = I_{S1} e^{\left(\frac{v_{BE1}}{V_T}\right)}$$

$$i_{C2} = I_{S2} e^{\left(\frac{v_{BE2}}{V_T}\right)}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — *Transparencia 9-5*

Electrónica

– **Si suponemos los dos transistores iguales:**

$$I_Q = i_{C1} + i_{C2} = I_S\left[e^{\left(\frac{v_{BE1}}{V_T}\right)} - e^{\left(\frac{v_{BE2}}{V_T}\right)}\right]$$

– **La relación entre I_Q y las corrientes de colector será:**

$$\frac{i_{C1}}{I_Q} = \frac{1}{1+e^{\left(\frac{v_{BE2}-v_{BE1}}{V_T}\right)}}$$

$$\frac{i_{C2}}{I_Q} = \frac{1}{1+e^{\left(\frac{-(v_{BE2}-v_{BE1})}{V_T}\right)}}$$

– **Y como $v_d = v_{BE1} - v_{BE2}$, tenemos:**

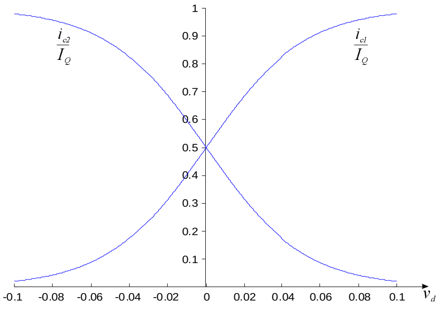
$$\frac{i_{C1}}{I_Q} = \frac{1}{1+e^{\left(\frac{-v_d}{V_T}\right)}}$$

$$\frac{i_{C2}}{I_Q} = \frac{1}{1+e^{\left(\frac{v_d}{V_T}\right)}}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 9-6*

Electrónica

– **Cuya representación gráfica es:**



– **Existe un elevado grado de no linealidad:**

» **¿Cual es la máxima tensión diferencial que se puede aplicar manteniendo linealidad?**

» **La pendiente en v_d=0 es:**

$$g_d = \left.\frac{di_{c1}}{dv_d}\right|_{v_d=0} = \frac{I_Q}{4V_T}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 9-7*

- Suponemos un máximo de un 1% de desviación sobre una línea recta que pasa por v_d=0:

$$i_{c1}(lineal) = 0.5I_Q + \left(\frac{I_Q}{4V_T}\right)v_d$$

- El 1% de diferencia entre el valor real y el lineal vendrá dado por:

$$\frac{i_{c1}(lineal) - i_{c1}(real)}{i_{c1}(lineal)} = 0.01$$

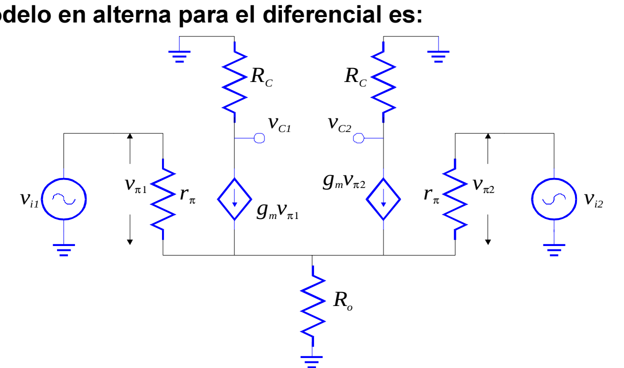
- Cuya solución nos da para V_T=25.6 mV:

$$v_d = 17.86mV$$

- Por lo que la tensión diferencial no ha de superar $\pm 17.86mV$ para mantener un 1% de linealidad.

Ganancia en modo común y diferencial

- El modelo en alterna para el diferencial es:



- Donde R_O es la impedancia de la fuente de corriente.
- Como los dos transistores tienen la misma polarización, ambos tendrán la misma r_p y g_m.

– **Si obtenemos la KCL del nodo donde se juntan los emisores:**

$$\frac{v_{\pi 1}}{r_\pi} + g_m v_{\pi 1} + g_m v_{\pi 2} + \frac{v_{\pi 2}}{r_\pi} = \frac{v_e}{R_o}$$

– **Que puede expresarse:**

$$v_{\pi 1}\left(\frac{1+\beta}{r_\pi}\right) + v_{\pi 2}\left(\frac{1+\beta}{r_\pi}\right) = \frac{v_e}{R_o}$$

– **Y de gráfico ,verificamos:**

$$v_{\pi 1} = v_1 - v_e$$

$$v_{\pi 2} = v_2 - v_e$$

– **Substituyendo:**

$$(v_1 + v_2 - 2v_e)\left(\frac{1+\beta}{r_\pi}\right) = \frac{v_e}{R_o}$$

– **Si obtenemos la tensión en los emisores:**

$$v_e = \frac{v_1 + v_2}{\left[2 + \frac{r_\pi}{(1+\beta)R_o}\right]}$$

– **Si consideramos salida única desde el colector del transistor 2:**

$$v_o = v_{c2} = -(g_m v_{\pi 2})R_C = -(g_m R_C)(v_2 - v_e)$$

– **Y substituyendo:**

$$v_o = -g_m R_C \left[\frac{v_2\left(1 + \frac{r_\pi}{(1+\beta)R_o}\right) - v_1}{2 + \frac{r_\pi}{(1+\beta)R_o}}\right]$$

– **Ahora si consideramos que:**

$$v_1 = v_c + \frac{v_d}{2} \qquad v_2 = v_c - \frac{v_d}{2}$$

– **Obtenemos:**

$$v_o = \frac{g_m R_C}{2} v_d - \left[\frac{g_m R_C}{1 + \frac{2(1+\beta)R_o}{r_\pi}}\right] v_c$$

– **Donde la ganancia diferencial y común serán:**

$$\Delta_d = \frac{g_m R_C}{2} = \frac{I_{CQ}}{V_T}\frac{R_C}{2} = \frac{I_Q R_C}{4V_T}$$

$$\Delta_c = \frac{-g_m R_C}{1+\dfrac{2(1+\beta)R_o}{r_\pi}} = \frac{-\left(\dfrac{I_Q R_C}{2V_T}\right)}{1+\dfrac{2(1+\beta)I_Q R_o}{V_T \beta}}$$

– **Y el C.M.R.R.:**

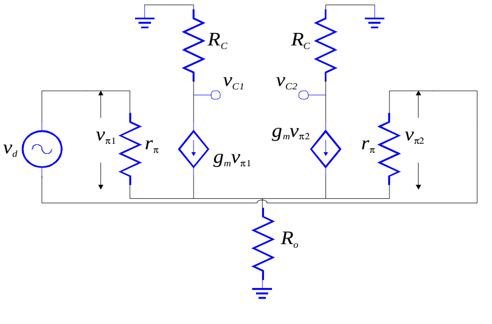
$$C.M.R.R. = 20\log_{10}\left|\frac{\Delta_d}{\Delta_c}\right| = 20\log_{10}\left[\frac{1}{2}\left(1+\frac{(1+\beta)I_Q R_o}{V_T \beta}\right)\right]$$

Impedancias de entrada-diferencial

– **Para tensiones diferenciales, la impedancia será:**

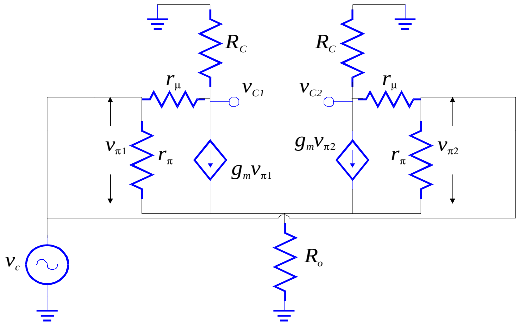
$$Z_{id} = 2r_\pi$$

– **Como puede verse en el circuito:**



– **Y para las tensiones en modo común:**

$$R_{ic} = \frac{r_\pi}{2} + (1+\beta)R_o \cong (1+\beta)R_o$$



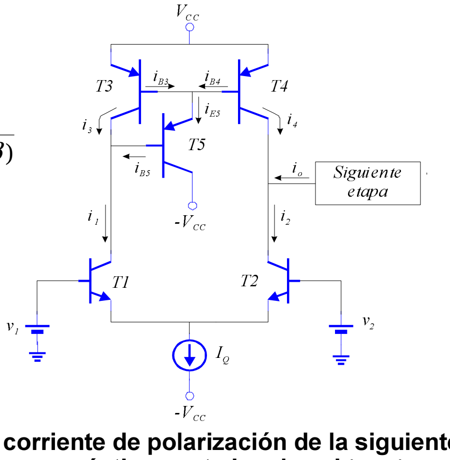
» **Debido al elevado valor de *R_o*, deben incorporarse *r_o* y *r_μ*, ya que suelen ser de valores similares:**

$$R_{ic} = \left(\frac{r_\mu}{2}\right) // \left[(1+\beta)R_o\right] // \left[(1+\beta)\frac{r_o}{2}\right]$$

Diferencial con carga activa

– **El circuito básico es:**

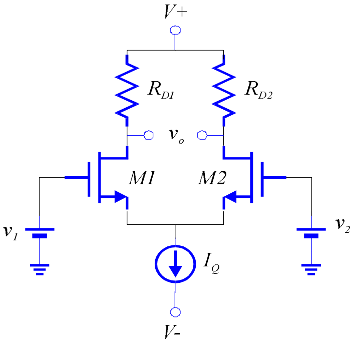
$$i_{B5} = \frac{I_Q}{\beta(1+\beta)}$$



– **Donde *i_o* es la corriente de polarización de la siguiente etapa, y la corriente *i_1* e *i_2* son prácticamente iguales si *i_{b5}* = *i_o*.**

Diferencial con MOS

– **El circuito básico es:**



– **Si suponemos los dos transistores iguales:**

$$i_{D1} = k_n \left(v_{GS1} - V_T \right)^2$$
$$i_{D2} = k_n \left(v_{GS2} - V_T \right)^2$$

– **Si hacemos la raíz cuadrada de las dos expresiones y realizamos la diferencia de las dos, obtenemos:**

$$\sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}} = \sqrt{k_n} \left(v_{GS1} - v_{GS2} \right) = \sqrt{k_n} v_D$$

– **Como $i_{D1}+i_{D2}=I_Q$, substituimos, y arreglamos la expresión:**

$$i_{D1}^2 - I_Q i_{D1} + \frac{1}{4} \left(I_Q - k_n v_D^2 \right)^2 = 0$$

– **Cuya solución es:**

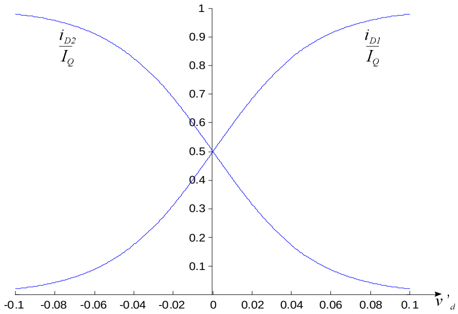
$$i_{D1} = \frac{I_Q}{2} + \sqrt{\frac{k_n I_Q}{2}} v_D \sqrt{1 - \left(\frac{k_n}{2 I_Q} \right) v_D^2}$$

– **Y para i_{D2}:**

$$i_{D2} = \frac{I_Q}{2} - \sqrt{\frac{k_n I_Q}{2}} v_D \sqrt{1 - \left(\frac{k_n}{2 I_Q} \right) v_D^2}$$

Electrónica

– **Cuya representación es:**



$$v'_D = \frac{v_D}{\sqrt{\frac{2I_Q}{k_n}}}$$

– **Si analizamos el diferencial en señal obtendremos:**

$$\left.\begin{array}{l} \Delta_D = \sqrt{\dfrac{k_n I_Q}{2}} R_D \\ \Delta_C = -\dfrac{\sqrt{2k_n I_Q} R_D}{1 + 2\sqrt{2k_n I_Q} R_o} \end{array}\right\} C.M.R.R. = \frac{1}{2}\left[1 + 2\sqrt{2k_n I_Q} R_o\right]$$

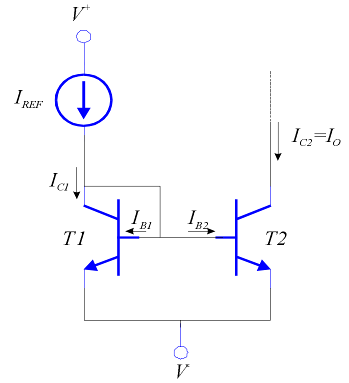
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 9-18*

Electrónica

Fuentes de corriente con BJT

– **Suelen utilizarse para polarización, y básicamente substituyen las resistencias de polarización, sobretodo en circuitos integrados.**

- **Configuración básica:**



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 9-19*

Electrónica

– **Si suponemos los dos transistores iguales, ambos tendrán la misma corriente de base, ya que tienen la misma V_{BE}, así:**

$$I_{REF} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2I_{B2}$$

– **Substituyendo I_{C1} por I_{C2}:**

$$I_{REF} = I_{C2} + 2\frac{I_{C2}}{\beta} = I_{C2}\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

– **Y la corriente de salida será:**

$$I_{C2} = I_o = \frac{I_{REF}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

– **El valor de I_{REF} puede ser establecido por una resistencia conectada a V^+.**

- **Impedancia de salida:**
  » **La variación de la corriente en la carga dependerá de la impedancia de salida de la fuente. Cuanto mayor sea, menor será la dependencia de ésta.**

 Transparencia 9-20

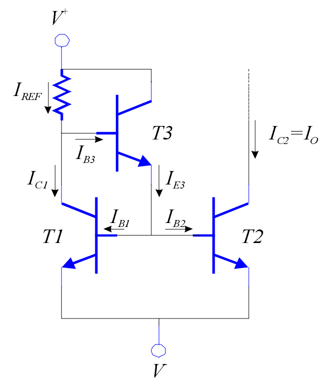
Electrónica

– **Así para este caso:**

$$\frac{dI_o}{dv_{CE2}} = \frac{1}{r_o}$$

– **Donde r_o es la resistencia entre colector y emisor provocada por el efecto Early.**

- **Configuración con tres transistores:**
  – **El siguiente circuito presenta la misma impedancia de salida, pero menor dependencia de la variación de los parámetros de los transistores:**

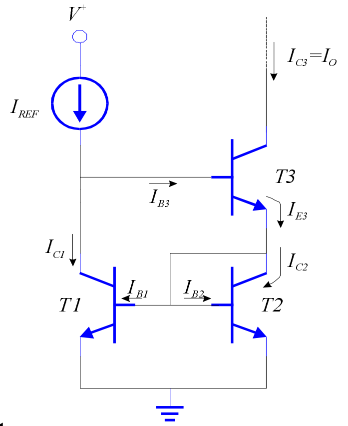


$$I_o = \frac{I_{REF}}{\left[1 + \frac{2}{\beta(1+\beta_3)}\right]}$$

$$I_{REF} = \frac{V^+ - 2v_{BE} - V^-}{R_1}$$

 Transparencia 9-21

- **Fuente de corriente Wilson:**



– **Para esta fuente tenemos:**

$$I_{REF} = I_{C1} + I_{B3}$$

$$I_{E3} = I_{C2} + 2I_{B2} = I_{C2}\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

– **Recordando la relación entre corriente de emisor y colector para el transistor T3:**

$$I_{C2} = \frac{I_{E3}}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)}\left(\frac{1+\beta}{\beta}\right)I_{C3} = \left(\frac{1+\beta}{2+\beta}\right)I_{C3}$$

– **Entonces I_{REF} queda:**

$$I_{REF} = I_{C2} + I_{B3} = \left(\frac{1+\beta}{2+\beta}\right)I_{C3} + \frac{I_{C3}}{\beta}$$

– **De donde puede obtenerse:**

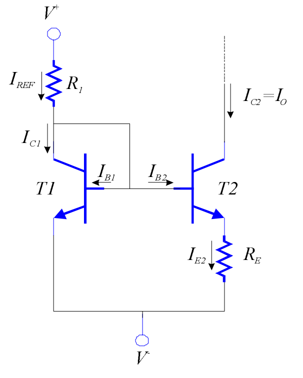
$$I_{C3} = I_o = I_{REF}\frac{1}{\left(1 + \frac{2}{\beta(2+\beta)}\right)}$$

– **Y la impedancia de salida, en este caso es superior:**

$$R_o \cong \frac{\beta}{2} r_{o3}$$

Electrónica

- **Fuente de corriente Widlar:**



– **La relación de corriente es:**

$$I_o R_E = V_T \ln\left(\frac{I_{REF}}{I_o}\right)$$

» **La ventaja de este circuito es que el valor de R_1 suele ser bastante pequeño.**

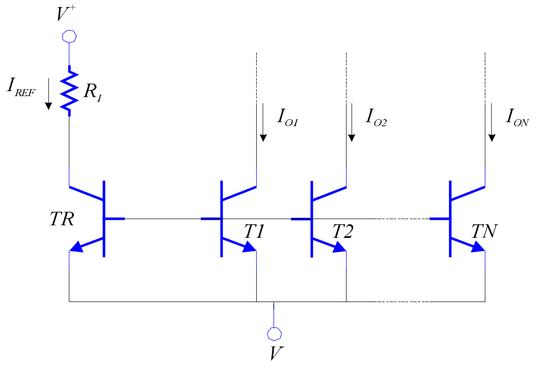
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 9-24*

Electrónica

Espejos de corriente

– **Utilizadas cuando son necesarias varias fuente de corriente diferentes.**

$$I_{o1} = I_{o1} = \cdots I_{oN} = \frac{I_{REF}}{1+\frac{N}{\beta}}$$



– **Es posible conectar varias salidas de tal manera que se obtengan fuentes de corriente diferentes.**

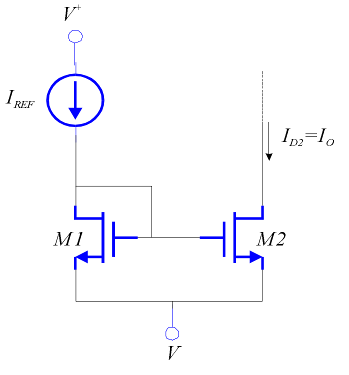
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 9-25*

Electrónica

Fuentes de corriente con MOS

– **Las configuraciones son similares a las utilizada con el transistor BJT.**

- **Configuración básica:**

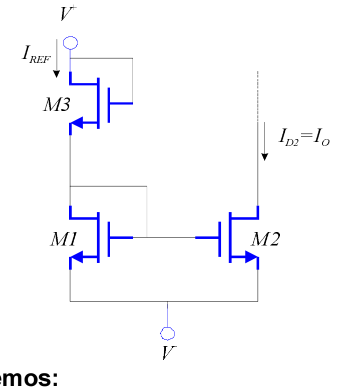


– **Como $v_{gs1}=v_{gs2}$, tendremos que $I_o=I_{REF}$.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 9-26

Electrónica

– **A diferencia de la fuente de corriente con BJT, en este caso puede utilizarse para obtener I_{REF} en lugar de una resistencia, un transistor actuando como carga.**



– **En este caso tenemos:**

$$I_{REF} = I_{D3} = I_{D1}$$
$$k_{n1}(v_{GS1} - V_{T1})^2 = k_{n3}(v_{GS3} - V_{T3})^2$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 9-27

- Si asumimos que V_T, μ_n y C_{OX} son idénticos para todos los transistores, tenemos:

$$v_{GS1} = \sqrt{\frac{(\omega/L)_3}{(\omega/L)_1}}v_{GS3} + \left(1 - \sqrt{\frac{(\omega/L)_3}{(\omega/L)_1}}\right)V_T$$

- Y como:

$$v_{GS1} + v_{GS3} = V^+ - V^-$$

- Tenemos:

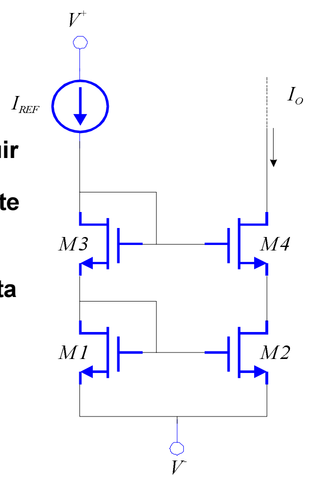
$$v_{GS1} = v_{GS2} = \frac{\sqrt{\frac{(\omega/L)_3}{(\omega/L)_1}}}{1+\sqrt{\frac{(\omega/L)_3}{(\omega/L)_1}}}\left(V^+ - V^-\right) + \frac{\left(1 - \sqrt{\frac{(\omega/L)_3}{(\omega/L)_1}}\right)}{\left(1 + \sqrt{\frac{(\omega/L)_3}{(\omega/L)_1}}\right)}V_T$$

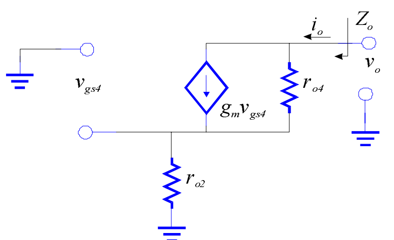
- Y la corriente de salida será:

$$I_o = \left(\frac{\omega}{L}\right)_2\left(\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\right)\left(v_{GS2} - V_T\right)^2$$

  » El control del diseñador sobre el aspecto (ω/L) del transistor, ofrece más grados de libertad.

- **Fuente de corriente cascodo:**
  - En el circuito anterior la impedancia de salida es la resistencia de salida del transistor.
  - Para incrementar este valor y así disminuir la dependencia de la corriente de salida con la tensión de salida, se utiliza la fuente de corriente cascodo.
  - Usando un modelo en señal, podemos determinar la impedancia de salida de esta fuente:





– **De donde tenemos:**

$$I_0 = g_m v_{gs4} + \frac{v_0 - (-v_{gs4})}{r_{o4}}$$

$$v_{gs4} = -I_0 r_{o2}$$

– **Y substituyendo:**

$$I_0 + \frac{r_{o2}}{r_{o4}} I_0 + g_m r_{o2} I_0 = \frac{v_0}{r_{o4}}$$

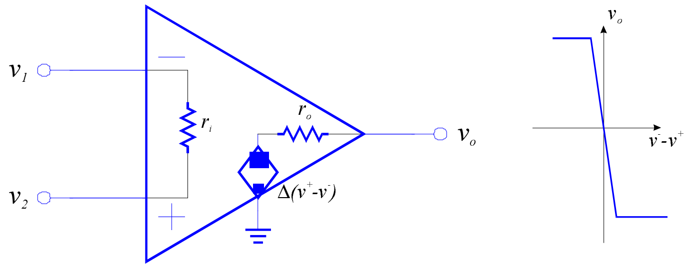
– **Obteniéndose:**

$$Z_o = \frac{v_0}{I_0} = r_{o4} + r_{o2}(1 + g_m r_{o4})$$

El amplificador operacional

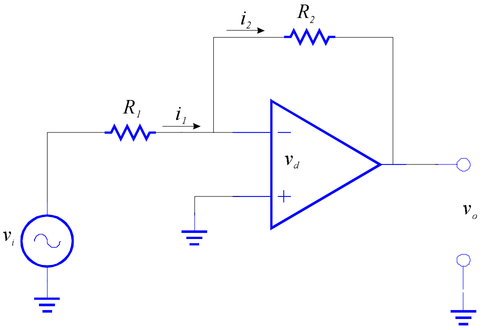
El amplificador operacional. Características ideales

- **Objetivos:**
  - Obtener un circuito amplificador de tensión ideal.
- **Características:**
  - Impedancia de entrada infinita. $r_i \to \infty$
  - Impedancia de salida cero. $r_o \to 0$
  - Ganancia de tensión infinita. $\Delta_v = \dfrac{v_o}{v_1 - v_2} \to \infty \Rightarrow v_1 - v_2 \to 0$



Aplicaciones. Amplificador inversor

- **Esquema:**



Electrónica

Aplicaciones. Amplificador inversor

- **Premisas:**
  - $i_d \approx 0$ **(a)**
  - $v_d \approx 0$ **(b)**
  - $R_o \approx 0$

$$i_1 = \frac{v_i + v_d}{R_1} = i_2 = \frac{-v_d - v_o}{R_2}$$

Teniendo en cuenta (b):

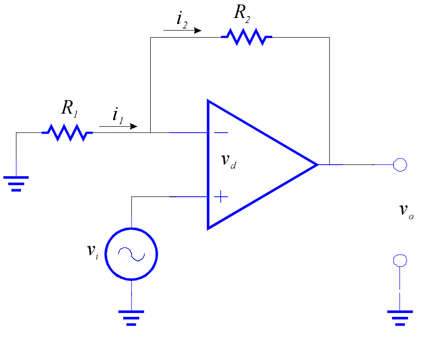
$$\frac{v_i}{R_1} = \frac{-v_o}{R_2} \qquad \boxed{\frac{v_o}{v_1} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

La tensión de salida es invertida con respecto a la entrada y su amplitud modificada en una relación R_1/R_2.

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-4*

Electrónica

Aplicaciones. Amplificador no inversor



$$Como\ v_d = 0 \Rightarrow v_i = v_2 = v_1$$

- **Así tendremos:**

$$v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-5*

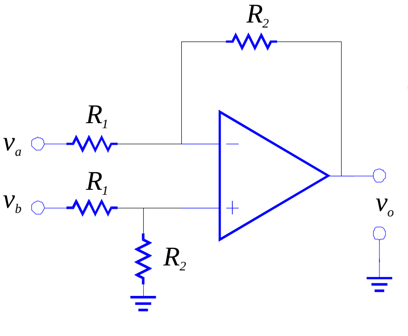
Amplificador Diferencial

– **Y la ganancia será:**

$$\boxed{\Delta_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

– **La ganancia mínima en este caso es 1. La tensión de salida ahora no es invertida respecto de la entrada.**

Amplificador Diferencial



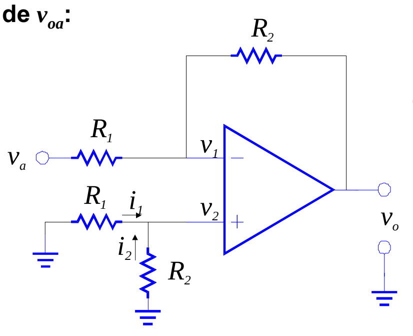
– **Para su solución aplicaremos superposición:**

$$\left.\begin{array}{l} v_{oa} = f(v_a) \\ v_{oa} = f(v_a) \end{array}\right\} v_o = v_{oa} + v_{ob}$$

Electrónica

Amplificador Diferencial

– **1) Cálculo de v_{oa}:**



$$i_1 = i_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad v_2 = 0$$

– **Del amplificador inversor:**

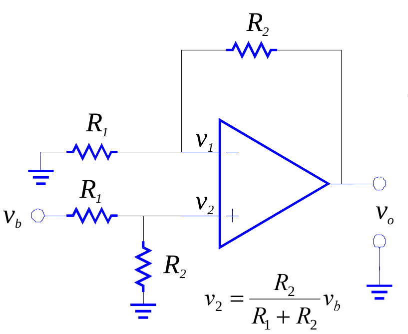
$$v_{oa} = -\frac{R_2}{R_1} v_a$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 10-8

Electrónica

Amplificador Diferencial

– **2) Cálculo de v_{ob}:**



$$v_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_b$$

– **Del amplificador no inversor:**

$$v_{ob} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_b \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} v_b$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 10-9

Amplificador Diferencial

– **3)** $v_o = v_{oa} + v_{ob}$

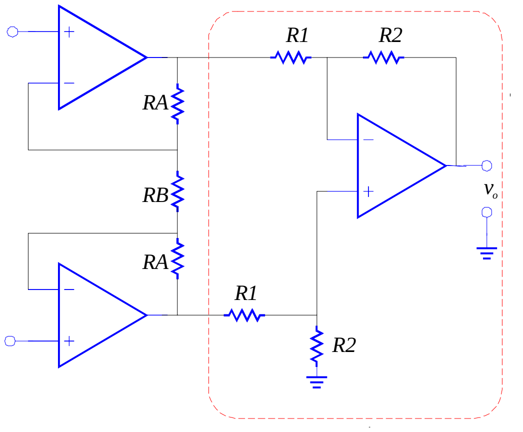
$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}v_a + \frac{R_2}{R_1}v_b$$

$$v_o = \frac{R_2}{R_1}(v_b - v_a)$$

– **Obsérvese que si** $v_a = v_b$ **entonces** $v_o = 0$
  » **Aplicaciones:**
  » **Electromedicina.**
  » **Sensores**
– **Cualquier diferencia de potencial entre las dos entradas será amplificada.**
– **Cualquier señal común a las dos entradas no será amplificada.**

Amplificador de instrumentación

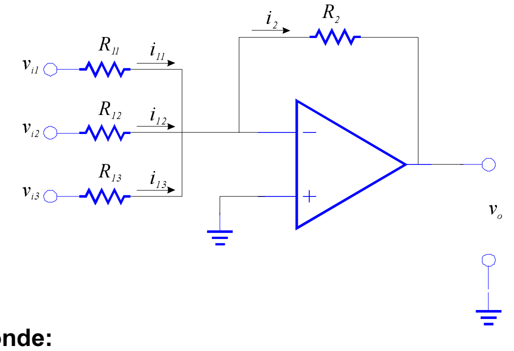
– **Básicamente incorpora una etapa diferencial a la entrada, que permite tener una ganancia diferencial más elevada.**



Electrónica

Amplificador sumador inversor

– **Para el caso de sumar 3 tensiones tenemos:**



– **De donde:**

$$i_{11} + i_{12} + i_{13} = i_2$$

$$\frac{v_{i1}}{R_{11}} + \frac{v_{i2}}{R_{12}} + \frac{v_{i3}}{R_{13}} = -\frac{v_o}{R_2}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-12*

Electrónica

Amplificador sumador inversor

– **Y agrupando términos:**

$$v_o = -\left(\frac{R_2}{R_{11}}v_1 + \frac{R_2}{R_{12}}v_2 + \frac{R_2}{R_{13}}v_3\right)$$

– **Se obtiene la suma de las “n” entradas del sistema.**

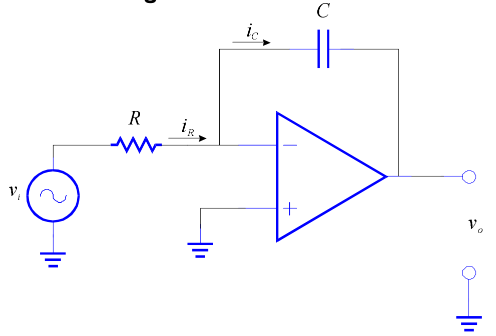
– **Se puede obtener con la misma operación un amplificador sumador no inversor.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-13*

Electrónica

Amplificador integrador

– **El amplificador integrador básico es:**



$$i_R = \frac{v_i}{R} = i_C = -C\frac{dv_o}{dt}$$

$$\boxed{v_o = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_i(t)dt}$$

¡¡¡La salida es la integral de la entrada!!!

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-14*

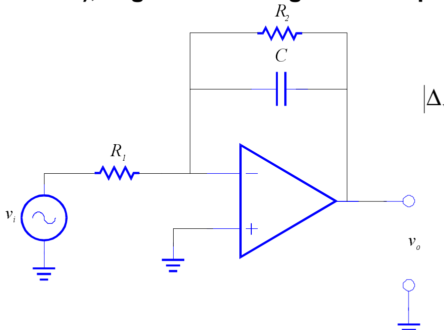
Electrónica

– **El circuito anterior presenta un problema. Obtengamos el modulo de su respuesta frecuencial:**

$$|\Delta_v| = \frac{1}{RC\omega}$$

– **Para $\omega = 0$ la ganancia es infinita, de tal manera que cualquier tensión o corriente continua, por pequeña que sea (por ejemplo la corriente de polarización del diferencial de entrada) hace que el amplificador pase a su tensión de salida máxima.**

– **Una de las soluciones más sencillas es añadir una resistencia en paralelo con el condensador, de tal manera que a frecuencias muy bajas (próximas a cero), la ganancia sea gobernada por esta nueva resistencia:**

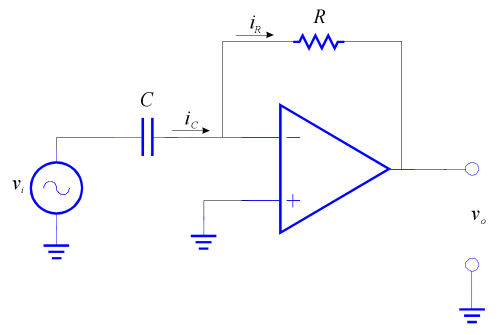


$$|\Delta_v|_{\omega\to 0} = \frac{R_2}{R_1}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-15*

Electrónica

Amplificador Derivador



$$i_C = C\frac{dv_i}{dt} = i_R = -\frac{v_o}{R}$$

$$\boxed{v_o = -RC\frac{dv_i}{dt}}$$

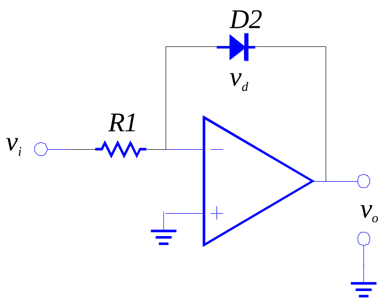
¡¡¡La salida es la derivada de la entrada!!!

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-16*

Electrónica

Amplificador logarítmico

– **En el circuito:**



– **Si el diodo está polarizado en directa, la corriente de éste será:**

$$i_D \cong I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$$

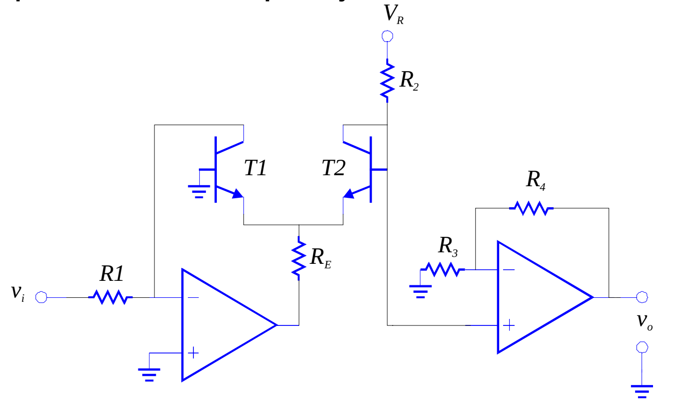
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-17*

Electrónica

– **De donde la tensión de salida será:**

$$v_o = -V_T \ln\left(\frac{v_i}{I_S R_1}\right)$$

– **El principal problema de este circuito es la alta dependencia de la corriente I_S la cual varia de un dispositivo a otro y con la temperatura. Un circuito que mejora este efecto es:**

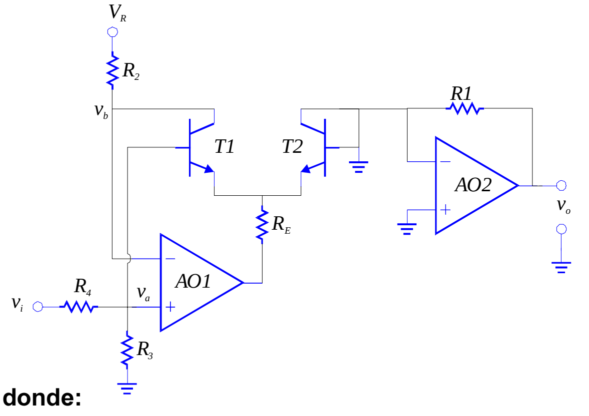


© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-18*

Electrónica

Amplificador antilogarítmico

– **Corresponde al circuito:**



– **De donde:**

$$v_a = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) v_i = v_{BE1} - v_{BE2}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-19*

- **Suponemos los dos transistores iguales, y a la misma temperatura:**

$$i_{C1} = I_S e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}}$$

$$i_{C2} = I_S e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}}$$

- **Donde la tensión base-emisor de cada uno será:**

$$v_{BE1} = V_T(\ln i_{C1} - \ln I_S)$$
$$v_{BE2} = V_T(\ln i_{C2} - \ln I_S)$$

- **Y su diferencia:**

$$v_a = v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{i_{C1}}{i_{C2}}\right)$$

- **La corriente i_{C1} será:**

$$i_{C1} = \frac{V_R - v_b}{R_2} = \frac{V_R - v_a}{R_2} = \frac{V_R - (v_{BE1} - v_{BE2})}{R_2} \cong \frac{V_R}{R_2}$$

- **La corriente de colector del transistor 2 será:**

$$i_{C2} = \frac{v_o}{R_1}$$

- **Substituyendo las expresiones de las corrientes de colector e igualando las dos expresiones de v_a, tenemos:**

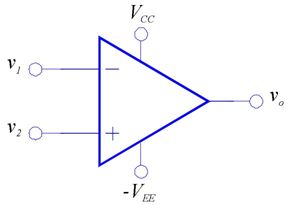
$$\left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) v_i = V_T \ln\left(\frac{V_R}{R_2}\frac{R_1}{v_o}\right)$$

- **De donde podemos obtener la tensión de salida:**

$$v_o = \frac{R_1}{R_2} V_R e^{\left[-\left(\frac{R_3}{R_3+R_4}\right)\frac{v_i}{V_T}\right]}$$

Electrónica

Aplicaciones no lineales. Comparador



– **Debido a la elevada ganancia (casi infinito):**

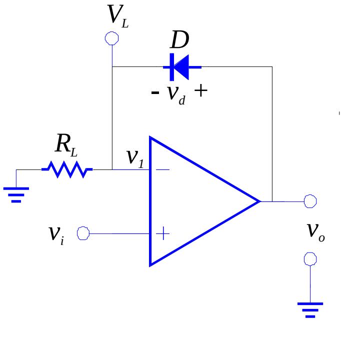
$$Si\ v_1 > v_2 \quad \Rightarrow \quad v_o \cong -V_{EE}$$
$$Si\ v_2 > v_1 \quad \Rightarrow \quad v_o \cong V_{CC}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-22*

Electrónica

Rectificador de media onda

– **Una de las aplicaciones en las que se utiliza el amplificador operacional como comparador, es la rectificación:**



– **Dos situaciones posibles para el diodo:**
  » **Diodo en conducción (polarización directa).**
  » **Diodo en corte (polarización inversa).**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-23*

Electrónica

Rectificador de media onda

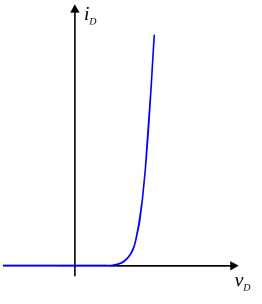
- **Propuesta de análisis:**
  - » **Como la conducción del diodo dependerá prioritariamente del signo de la tensión v_o, se realizará el análisis a partir de esta tensión.**
  - » **Si $v_o > 0$ tenemos el diodo en conducción.**
  - » **Si $v_o < 0$ tenemos el diodo en corte.**
- **Así tenemos:**
  - » **Para $v_i > 0$ $\Rightarrow$ $v_o > 0$ $\Rightarrow$ DON $\Rightarrow$ $V_L = v_i$**
  - » **Para $v_i < 0$ $\Rightarrow$ $v_o < 0$ $\Rightarrow$ DOFF $\Rightarrow$ $V_L = 0$**

 Transparencia 10-24

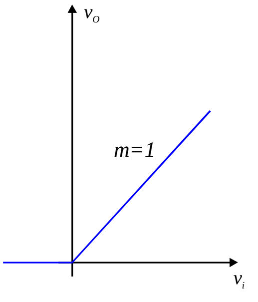
Electrónica

Rectificador de media onda

Conducción del diodo



Rectificador com OPAM

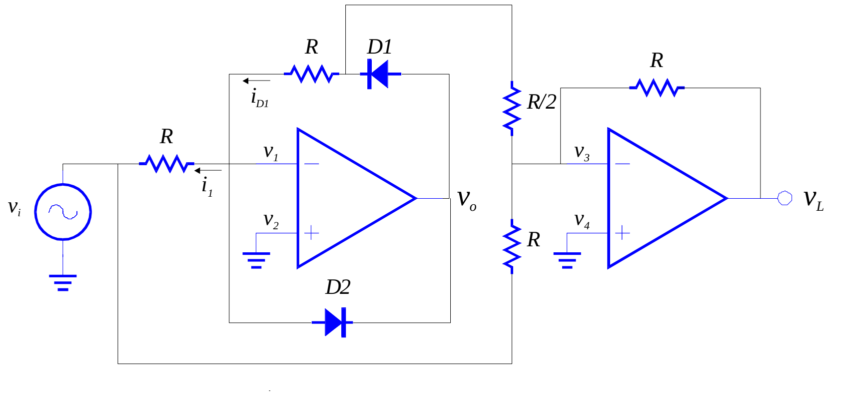


- **El resultado es un rectificador de precisión.**
- **Sólo se podrá utilizar en aplicaciones de baja potencia, debido a la limitación de corriente en el amplificador operacional.**

 Transparencia 10-25

Electrónica

Rectificador de onda completa



© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 10-26

Electrónica

Rectificador de onda completa

- **Suponemos un estado inicial:**

  v_i = 0, D1 OFF, D2 OFF.

- **Estudiaremos las dos situaciones posibles:**

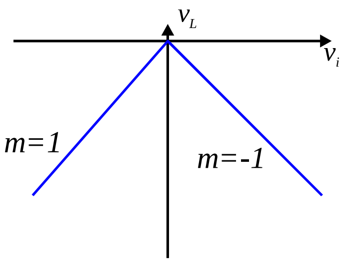
$$\begin{cases} Si\ v_i > 0 \ \Rightarrow \ v_o \to -\infty \ \Rightarrow \ \begin{Bmatrix} D1\,OFF & i_{D1} = 0 \\ D2\,ON & v_o = 0 \end{Bmatrix} \quad v_r = 0 \quad v_L = (2v_r + v_i) = v_i \\ Si\ v_i < 0 \ \Rightarrow \ v_o \to +\infty \ \Rightarrow \ \begin{Bmatrix} D1\,ON & i_{D1} \cong i_1 \\ D2\,OFF & v_o = -v_i \end{Bmatrix} \quad v_r = -v_i \quad v_L = (2v_r + v_i) = -v_i \end{cases}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 10-27

Electrónica

Rectificador de onda completa

– Como se cumple que $v_L = -|v_i|$ tendremos:



– La señal de salida corresponde a la rectificación de la de entrada, pero invertida.

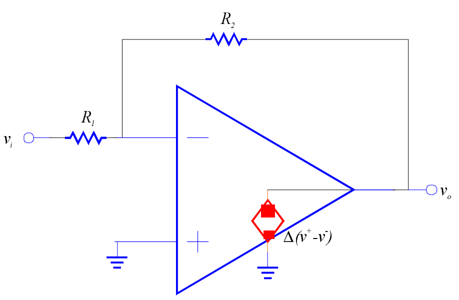
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-28*

Electrónica

Efecto de la ganancia finita

– Hemos considerado hasta ahora el amplificador operacional ideal, pero las características reales se apartan ligeramente del amplificador ideal.

- **Amplificador inversor con ganancia finita:**



– Si consideramos la impedancia de entrada infinita, tenemos:

$$\frac{v_i - v^-}{R_1} = \frac{v^- - v_o}{R_2}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-29*

Electrónica

– **Como v^+=0, tenemos que:**

$$v_o = -\Delta v^- \quad \Rightarrow \quad v^- = -\frac{v_o}{\Delta}$$

– **Substituyendo, y despejando v_o:**

$$\Delta' = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\dfrac{R_2}{R_1}}{\left[1 + \dfrac{1}{\Delta}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)\right]}$$

- **Amplificador no inversor con ganancia finita:**
  – **Si realizamos un análisis similar para el amplificador no inversor obtenemos:**

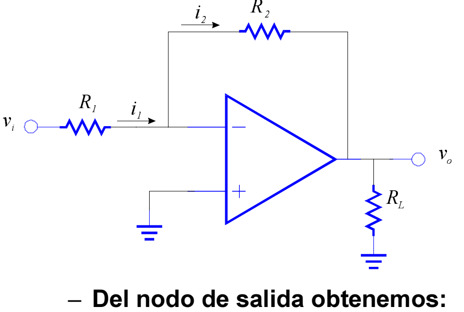
$$\Delta' = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)}{\left[1 + \dfrac{1}{\Delta}\left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right)\right]}$$

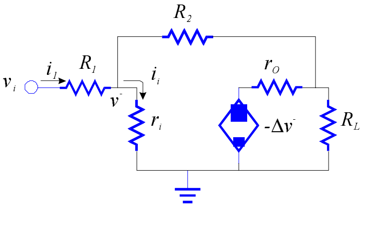
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-30*

Electrónica

Efecto de la impedancia de entrada finita

– **Supongamos que la impedancia de entrada no es infinita, y que la impedancia de salida no es cero.**





– **Del nodo de salida obtenemos:**

$$\frac{v_o}{R_L} + \frac{v_o - \left(-\Delta v^-\right)}{r_o} + \frac{v_o - v^-}{R_2} = 0 \quad \Rightarrow \quad v_o = \frac{-v^-\left(\dfrac{\Delta}{r_o} - \dfrac{1}{R_2}\right)}{\left(\dfrac{1}{R_L} + \dfrac{1}{r_o} + \dfrac{1}{R_2}\right)}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 10-31*

– **Del nodo de entrada:**

$$i_i = \frac{v^-}{r_i} + \frac{v^- - v_o}{R_2}$$

– **Y la impedancia de entrada será:**

$$\frac{i_i}{v^-} = \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_2}\frac{\left[1+\Delta+\frac{r_o}{R_L}\right]}{\left[1+\frac{r_o}{R_L}+\frac{r_o}{R_2}\right]}$$

– **Si calculamos la impedancia de salida:**

$$\frac{1}{Z_o} = \frac{1}{r_o}\left[\frac{\Delta}{1+\frac{R_2}{R_1}}\right]$$

– **Habitualmente r_o es de un centenar de ohms y el valor de Δ es elevado, por lo que suele dar una impedancia de salida de miliohms.**

Tensión de offset

– **Es una tensión que aparece a la salida cuando los terminales de entrada tienen una tensión nula.**

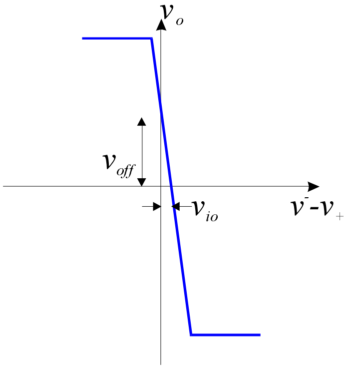
– **Básicamente esta provocado por desigualdades entre los transistores del diferencial de entrada del amplificador.**

– **Esta tensión de offset suele ser mayor en los diferenciales con transistores MOS que con BJT.**

– **Es una desviación o "desplazamiento" de la característica de la función de transferencia y es altamente dependiente de la temperatura.**

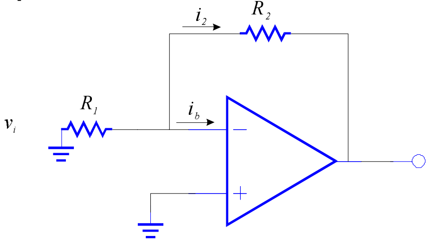
– **Puede darse como la tensión de offset a la entrada (v_{io}) o tensión de offset a la salida (v_{off}).**

– **La mayoria de amplificadores incorporan algún o algunos terminales para compensar esta tensión.**



Corrientes de polarización

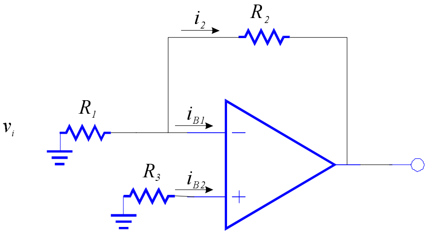
- Las entradas de un amplificador operacional corresponden a un amplificador diferencial, que habitualmente necesita una corriente de polarización en el caso de BJT.
- Para ver el efecto de esta corriente supongamos un primer caso en el que tenemos:



- La corriente de polarización i_b circulará toda por la resistencia R_2, y la tensión de salida será:

$$v_o = i_b R_2$$

- Que si suponemos una corriente de polarización de $5\mu A$, y R2 de $100K\Omega$, nos da una tensión de salida de 0.5V.
- Para compensar esta tensión se propone este circuito:



- La tensión en V^+ es:

$$V^+ = -I_{B2} R_3$$

- Y la de salida provocada por I_{B2} es:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V^- = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V^+ = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) I_{B2} R_3$$

Electrónica

– Que junto con el efecto de I_{B1} tenemos:

$$v_o = I_{B1}R_2 - \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)I_{B2}R_3$$

– Si ambas corriente de polarización son iguales, para tener tensión de salida cero, se debe cumplir:

$$0 = R_2 - \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)R_3$$

– De tal manera que:

$$R_3 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} = R_1 // R_2$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 10-36

Electrónica

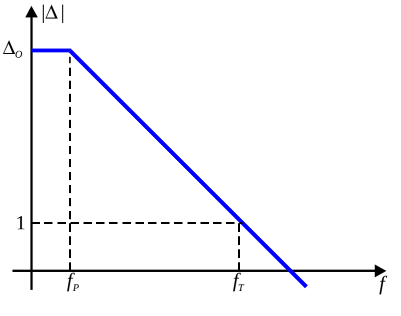
Respuesta frecuencial

– La mayoría de las aplicaciones con amplificadores operacionales son en lazo cerrado.

– Por este motivo es frecuente que el fabricante incorpore una compensación por polo dominante en el interior del amplificador, aunque en algunos modelos esta compensación puede hacerse exteriormente, en dos patillas del encapsulado.

– Así la respuesta frecuencial suele ser:

$$\Delta(f) = \frac{\Delta_o}{1+j\dfrac{f}{f_P}}$$



© A. Calomarde, Edicions Virtuals — Transparencia 10-37

– Y f_t que es la frecuencia a la cual la ganancia es unitaria es:

$$f_T = f_P \Delta_o$$

– Que también es el producto ganancia-ancho de banda.

» Para el caso de un amplificador inversor, realizando el análisis, tenemos:

$$\Delta_v(f) = \frac{\Delta_o}{\left[1+\frac{\Delta_o}{(1+(R_2/R_1))}\right]} \frac{1}{1+j\frac{f}{f_P\left[1+\frac{\Delta_o}{(1+(R_2/R_1))}\right]}}$$

» Siendo la frecuencia de corte a -3dB:

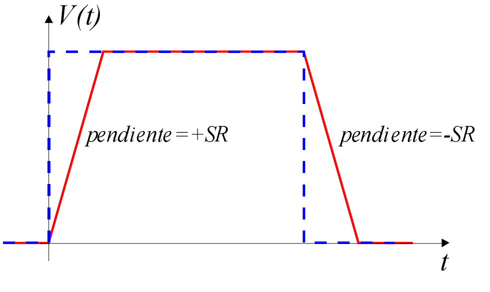
$$f_{3dB} = f_P\left(\frac{\Delta_o}{(1+(R_2/R_1))}\right)$$

Slew-Rate

– Una de las limitaciones de los operacionales es la pendiente máxima que pueden entregar a la salida (*slew-rate*).

$$SR = \left(\frac{dv_o}{dt}\right)_{max}$$

– Por lo que la respuesta a un pulso será:



- Supongamos ahora una entrada seno $vi=V_p \operatorname{sen}(\omega t)$ en el caso de un amplificador no inversor:

$$v_o = V_P\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\operatorname{sen}(\omega t) = V_{PO}\operatorname{sen}(\omega t)$$

- Y la pendiente de la tensión de salida será:

$$\frac{dv_o}{dt} = \omega V_{PO}\cos(\omega t)$$

- Cuyo valor máximo es ωV_{PO}, que es en los cruces por cero de la señal de entrada. Si este valor es mayor que el slew-rate, el amplificador distorsionará la salida, ya que no puede superar la máxima pendiente.
- La máxima frecuencia a la que puede trabajar el amplificador sin limitación del slew-rate será:

$$\omega_{max}V_{PO} = 2\pi f_{max}V_{PO} = SR$$

$$f_{max} = \frac{SR}{2\pi V_{PO}}$$

- Valor que puede ser menor que el ancho de banda.

Realimentación y estabilidad

Electrónica

Conceptos básicos

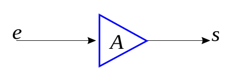
- **Necesidad:**
  - **Linealización de las características del circuito.**
  - **Aumento de la "independencia" de los parámetros variables del circuito.**
- **Inconvenientes:**
  - **Pérdida de ganancia global.**
  - **Posibilidad de "sistema inestable".**

 Transparencia 11-2

Electrónica

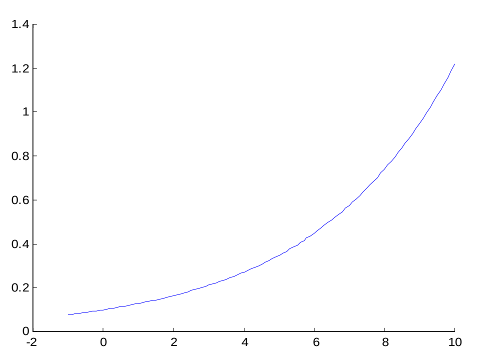
Ejemplo

- **El sistema "*A*" es altamente no lineal:**



- **Su función de transferencia es:**

$$v_s = e^{v_e}$$

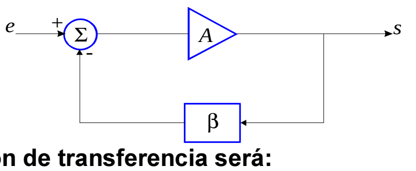


 Transparencia 11-3

Electrónica

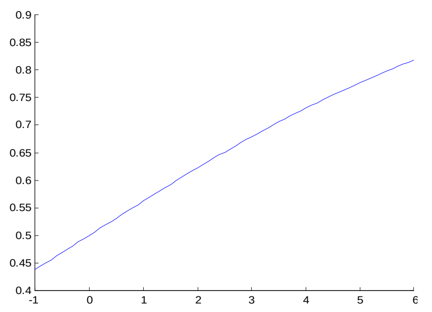
Ejemplo

– **Añadimos una realimentación:**



– **Ahora la función de transferencia será:**

$$v_s = \frac{A}{(1+\beta A)} = \frac{e^{v_e}}{(1+e^{v_e})}$$



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-4*

Electrónica

Conceptos básicos

– **Obsérvese que si la ganancia de lazo $T = \beta A >> 1$ tenemos que:**

$$s = \frac{A}{(1+\beta A)} = \frac{A}{(1+T)} \cong \frac{A}{\beta A} = \frac{1}{\beta}$$

– **Habitualmente la red A es un amplificador, y la red β está formada por elementos pasivos, por lo tanto si T es alto:**

» **La función de transferencia del sistema no depende del amplificador.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-5*

Conceptos básicos

- **Sensibilidad en la ganancia:**

$$\frac{dA_R}{dA} = \frac{1}{(1+\beta A)} - \frac{A}{(1+\beta A)^2}\beta = \frac{1}{(1+\beta A)^2}$$

$$dA_R = \frac{dA}{(1+\beta A)^2}$$

  - **Esto significa que la sensibilidad del sistema realimentado (A_R) es menos que la del sistema sin realimentar (A), es decir, si el sistema A es un transistor, la variación de la ganancia debido a la variación de sus parámetros es menor.**
  - **Ejemplo:**

$$\left.\begin{array}{r} A = 10^5 \\ A_R = 50 \\ \beta = 0.01999 \\ dA = 10^4 \end{array}\right\} \Rightarrow dA_R = \frac{A_R}{(1+\beta A)}\cdot\frac{dA}{A} = 2.5\times 10^{-3} \quad \Rightarrow \quad \frac{dA_R}{A_R} = 5\times 10^{-5}(0.005\%)$$

Conceptos Básicos

- **Extensión del ancho de banda:**
  - **Suponemos el ancho de banda del amplificador dominado por un único polo:**

$$A(s) = \frac{A_O}{1+\frac{s}{\omega_H}}$$

  - **Donde A_O es la ganancia a frecuencia “bajas” y ω_H es el polo dominante.**
  - **La ganancia en lazo cerrado puede expresarse como:**

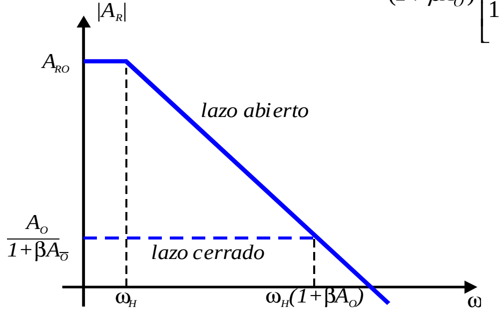
$$A_R(s) = \frac{A(s)}{(1+\beta A(s))} = \frac{A_O}{(1+\beta A_O)}\frac{1}{\left[1+\frac{s}{\omega_H(1+\beta A_O)}\right]}$$

Electrónica

Conceptos Básicos

– **Donde puede verse que la ganancia ha disminuido en un factor $(1+\beta A_O)$, pero el ancho de banda ha aumentado en el mismo factor.**

$$A_R(s) = \frac{A_O}{(1+\beta A_O)} \frac{1}{\left[1+\dfrac{s}{\omega_H(1+\beta A_O)}\right]}$$



© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-8*

Electrónica

Conceptos básicos

- **Sensibilidad al ruido:**
  – **Un parámetro importante en los sistemas electrónicos es la relación señal ruido:**
    » **Ruido: Cualquier señal eléctrica no deseada y/o aleatoria que puede estar presente junto con la información.**
  – **El parámetro que nos da la “calidad” es la relación del nivel de la señal respecto del ruido (*SNR*):**

$$SNR\big|_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{v_i}{v_n}$$

  – **Evidentemente el circuito amplificará señal y ruido, por lo que:**

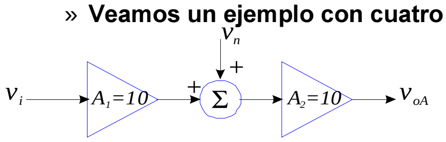
$$SNR\big|_O = \frac{S_O}{N_O} = \frac{A_{Ti}S_i}{A_{Tn}N_i}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-9*

Electrónica

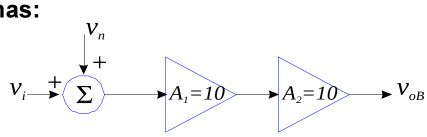
Conceptos básicos

» **Veamos un ejemplo con cuatro sistemas:**



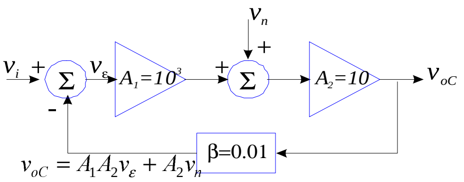
$$v_{oA} = A_1 A_2 v_i + A_2 v_n = 100 v_i + 10 v_n$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{100 v_i}{10 v_n} = 10 \frac{S_i}{N_i}$$



$$v_{oB} = A_1 A_2 v_i + A_1 A_2 v_n = 100 v_i + 100 v_n$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{100 v_i}{100 v_n} = \frac{S_i}{N_i}$$

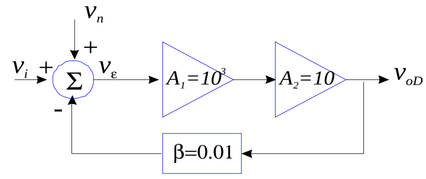


$$v_{oC} = A_1 A_2 v_\varepsilon + A_2 v_n$$

$$v_\varepsilon = v_i - \beta v_{oC}$$

$$v_{oC} = \frac{A_1 A_2}{(1+\beta A_1 A_2)} v_i + \frac{A_2}{(1+\beta A_1 A_2)} v_n \cong 100 v_i + 0.1 v_n$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{100 v_i}{0.1 v_n} = 1000 \frac{S_i}{N_i}$$



$$v_{oC} = \frac{A_1 A_2}{(1+\beta A_1 A_2)} (v_i + v_n) \cong 100 v_i + 100 v_n$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{100 v_i}{100 v_n} = \frac{S_i}{N_i}$$

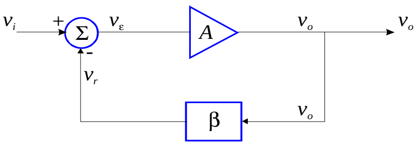
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-10*

Electrónica

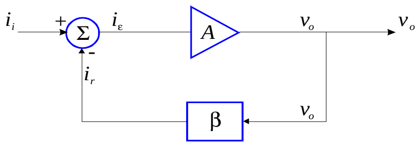
Topologías

– **En electrónica trabajamos con V e I, por lo que existirán cuatro tipos de configuraciones al realizar el bloque de realimentación:**

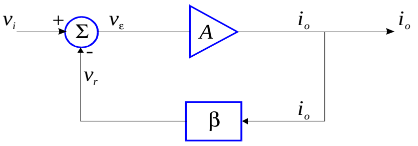
Realimentación serie - Muestreo paralelo



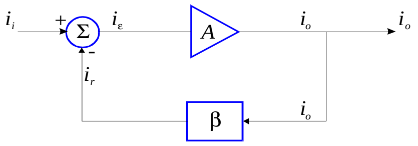
Realimentación paralelo - Muestreo paralelo



Realimentación serie - Muestreo serie



Realimentación paralelo - Muestreo serie



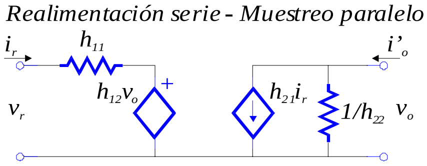
© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-11*

Electrónica

Topologías

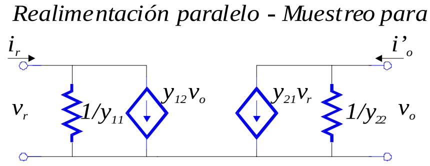
– **Para realizar un análisis "sencillo" es conveniente dividir la red b de tal manera que separemos la entrada de la salida.**

Realimentación serie - Muestreo paralelo



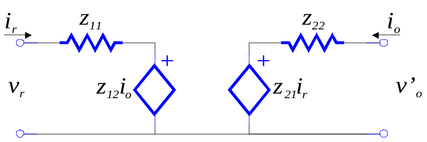
$h_{11} = \left.\frac{v_r}{i_r}\right|_{v_o=0}$ $h_{12} = \left.\frac{v_r}{v_o}\right|_{i_r=0}$ $h_{21} = \left.\frac{i'_o}{i_r}\right|_{v_o=0}$ $h_{22} = \left.\frac{i'_o}{v_o}\right|_{i_r=0}$

Realimentación paralelo - Muestreo paralelo



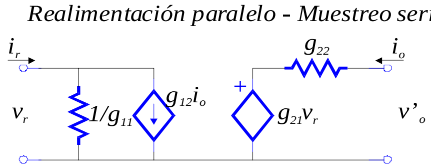
$y_{11} = \left.\frac{i_r}{v_r}\right|_{v_o=0}$ $y_{12} = \left.\frac{i_r}{v_o}\right|_{v_r=0}$ $y_{21} = \left.\frac{i'_o}{v_r}\right|_{v_o=0}$ $y_{22} = \left.\frac{i'_o}{v_o}\right|_{v_r=0}$

Realimentación serie - Muestreo serie



$z_{11} = \left.\frac{v_r}{i_r}\right|_{i_o=0}$ $z_{12} = \left.\frac{v_r}{i_o}\right|_{i_r=0}$ $z_{21} = \left.\frac{v'_o}{i_r}\right|_{i_o=0}$ $z_{22} = \left.\frac{v'_o}{i_o}\right|_{i_r=0}$

Realimentación paralelo - Muestreo serie



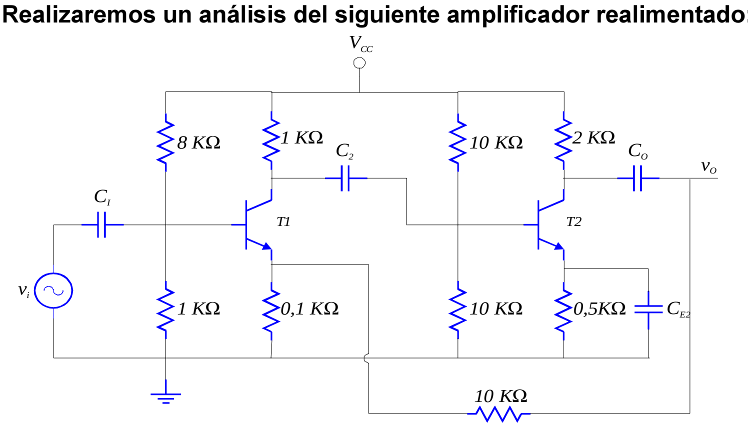
$g_{11} = \left.\frac{i_r}{v_r}\right|_{i_o=0}$ $g_{12} = \left.\frac{i_r}{i_o}\right|_{v_r=0}$ $g_{21} = \left.\frac{v'_o}{v_r}\right|_{i_o=0}$ $g_{22} = \left.\frac{v'_o}{i_o}\right|_{v_r=0}$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-12*

Electrónica

Ejemplo de análisis

– **Realizaremos un análisis del siguiente amplificador realimentado:**



» **Supondremos todos los transistores en activa, y:**

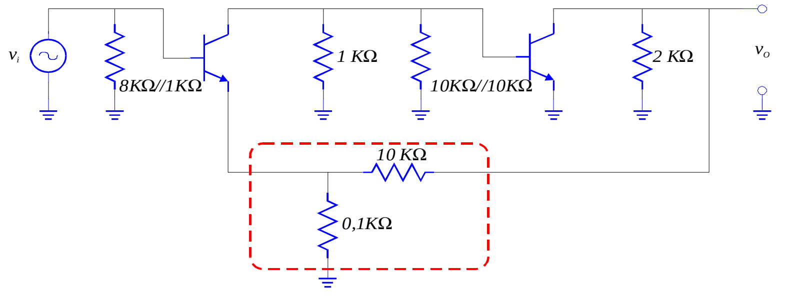
$h_{fe} = 50$; $h_{ie} = 2,5\ k\Omega$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-13*

Electrónica

Ejemplo

– **El primer paso a seguir es obtener la red en AC:**



– **Según este esquema tenemos comparación serie, muestreo paralelo, por lo que utilizaremos parámetros [*h*], y sus valores son:**

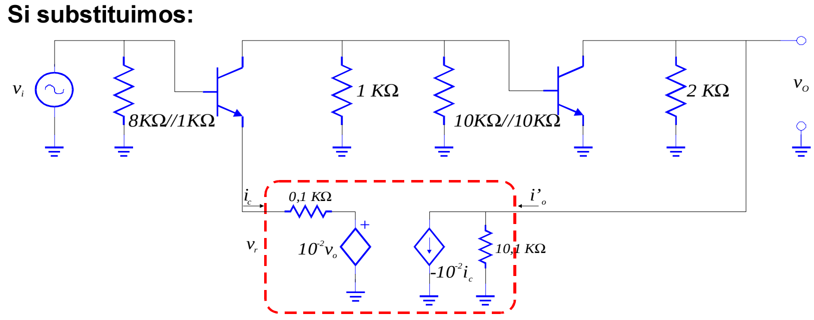
$$h_{11} = \left.\frac{v_r}{i_r}\right|_{v_o=0} \cong 0.1\ K\Omega \quad h_{12} = \left.\frac{v_r}{v_o}\right|_{i_r=0} \cong 10^{-2} \quad h_{21} = \left.\frac{i'_o}{i_r}\right|_{v_o=0} \cong -10^{-2} \quad h_{22} = \left.\frac{i'_o}{v_o}\right|_{i_r=0} \frac{1}{10{,}1 K\Omega}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-14*

Electrónica

Ejemplo (II)

– **Si substituimos:**

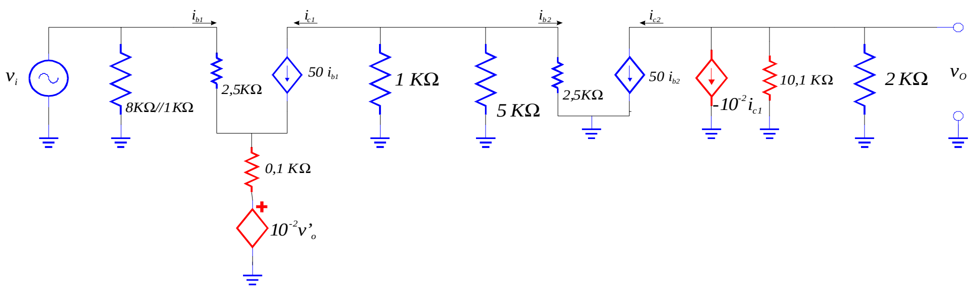


– **Para realizar el análisis “romperemos” el lazo de realimentación.**

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-15*

Electrónica

Ejemplo(III)



– **Y obtendremos: $v_o = f(v_i, v'_o)$:**

$$T = \left.\frac{v_o}{v'_o}\right|_{v_i=0} \Rightarrow f(0, v'_o)$$

$$A = \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{v'_o=0} \Rightarrow f(v_o, 0)$$

$$A_R = \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{v'_o=v_o} \Rightarrow f(v_i, v_o)$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-16*

Electrónica

Ejemplo (IV)

– **Realizando operaciones obtenemos:**

$$\left.\begin{aligned} v_o &= 1{,}67(10^{-2} i_{c1} - 50 i_{b2}) \\ i_{b2} &= -\frac{0.83}{0.83+2{,}5} i_{c1} = 0{,}25 i_{c1} \end{aligned}\right\} v_o = 1{,}67(10^{-2} i_{c1} - 12{,}5 i_{c1})$$

$$v_i = 2{,}5 i_{b1} + 0{,}1 \cdot 51 i_{b1} + 10 v'_o$$

$$i_{b1} = \frac{v_i - 10^{-2} v'_o}{7{,}6}$$

$$v_o = 137(v_i - 10^{-2} v'_o)$$

– **Y por lo tanto:**

$$T = \left.\frac{v_o}{v'_o}\right|_{v_i=0} = -1{,}37$$

$$A = \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{v'_o=0} = 137$$

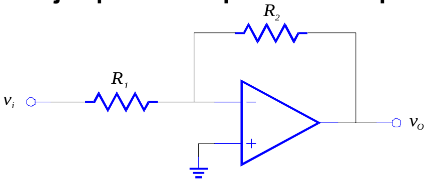
$$A_R = \left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{v'_o=v_o} 57{,}8$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals *Transparencia 11-17*

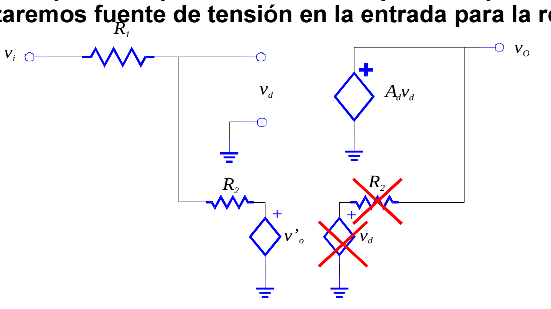
Electrónica

Ejemplo 2

– **Realizaremos un ejemplo con amplificadores operacionales:**



– **El cual es comparación paralelo, muestreo paralelo, pero en este caso utilizaremos fuente de tensión en la entrada para la red β:**



© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 11-18

Electrónica

Ejemplo 2 (II)

– **Obtenemos las ecuaciones:**

$$v_d = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v'_o$$

$$v_d = -A_d \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v'_o \right]$$

– **De donde podemos obtener:**

$$T = \left. \frac{v_o}{v'_o} \right|_{v_i = 0} = -A_d \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{v'_o = 0} = -A_d \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$A_R = \left. \frac{v_o}{v_i} \right|_{v'_o = v_o} = \frac{-A_d \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 + A_d \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}} \cong -\frac{R_2}{R_1}$$

© A. Calomarde, Edicions Virtuals Transparencia 11-19

Efecto de la realimentación sobre Z

– La realimentación modifica las Z_i y Z_o originales del amplificador sin realimentación:

Comparación	*Muestreo*	*Impedancia de entrada*	*Impedancia de salida*
Serie	*Paralelo*	$R_i(1+\beta A)$	$\frac{R_o}{(1+\beta A)}$
Paralelo	*Serie*	$\frac{R_i}{(1+\beta A)}$	$R_o(1+\beta A)$
Serie	*Serie*	$R_i(1+\beta A)$	$R_o(1+\beta A)$
Paralelo	*Paralelo*	$\frac{R_i}{(1+\beta A)}$	$\frac{R_o}{(1+\beta A)}$

Criterios de estabilidad

– Recordemos la expresión de un sistema realimentado:

$$A_r = \frac{A}{(1+\beta A)} = \frac{A}{(1+T)}$$

– Si por cualquier motivo $T = -1$, entonces:

$$A_r = \frac{A}{(1+(-1))} = \infty$$

– Es como decir que si la entrada es cero, existirá salida, o lo que es lo mismo, el sistema es inestable.

– Habitualmente A y β son funciones de la frecuencia, es decir:

$$A_r = \frac{A(s)}{(1+\beta(s)A(s))} = \frac{A(s)}{(1+T(s))}$$

Criterios de estabilidad

– Para frecuencias físicas, la ganancia de lazo puede representarse como su magnitud y fase:

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| \angle \phi$$

– Y puede comprobarse que si:

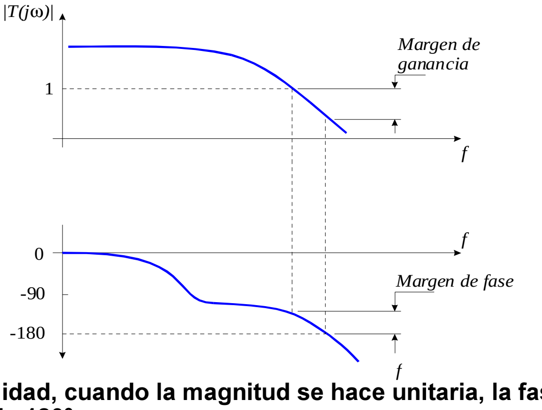
» $|T(j\omega)| < 1$ cuando $\phi = 180$ $\Rightarrow$ sistema estable.

» $|T(j\omega)| \geq 1$ cuando $\phi = 180$ $\Rightarrow$ sistema inestable.

– Puede conocerse la estabilidad del sistema realimentado, mediante otras técnicas, como por ejemplo el criterio de estabilidad de Nyquist, y la representación del diagrama de Bode de la ganancia de lazo.

Margen de fase

– Una manera más cómoda de conocer la estabilidad del sistema realimentado, es realizar el diagrama de Bode de la ganancia de lazo:



– Para estabilidad, cuando la magnitud se hace unitaria, la fase debe ser menor de 180º.

– Un margen de fase típico aceptable se encuentra entre 45º y 60º.