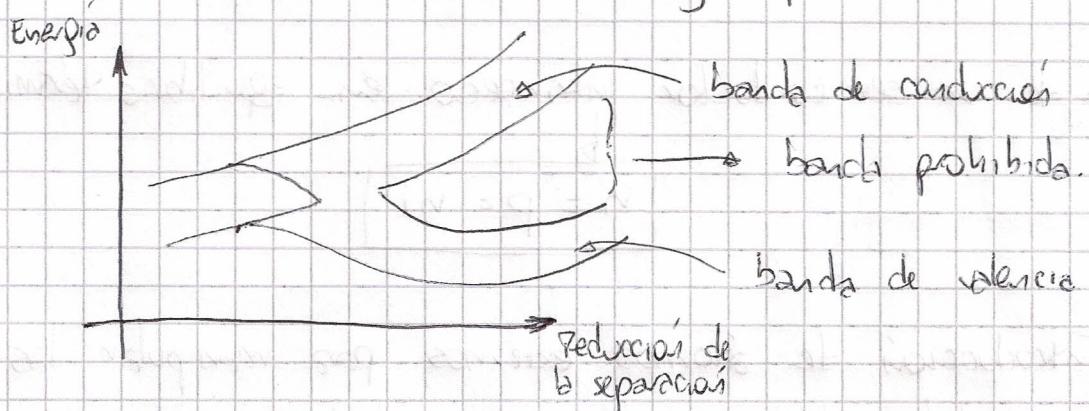


Materiales Semiconductores

Generalmente se utiliza el Silicio, que se ubica en la columna IV de la tabla periódica. También se puede utilizar el Germanio, Carbono (en forma de diamante), etc.

En una red cristalina de átomos de Silicio, a medida que los átomos se encuentran más cercanos, los orbitales ~~separados~~ externos se transforman y se comparten entre átomos vecinos. También se transforman los niveles de energía permitidos.



n_i : concentración intrínseca de portadores libres (cm^{-3})

A $0^\circ\text{K} \Rightarrow n_i = 0 \rightarrow$ no hay energía térmica para liberar electrones.

A temperatura ambiente, se rompen algunas ligaduras, y aparecen portadores libres \rightarrow electrones (e^-) $\rightarrow n = 1,6 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$

\rightarrow huecos (h^+) $\rightarrow p = 1,6 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$

$\left\{ \begin{array}{l} n: \text{concentración de electrones libres } (\text{cm}^{-3}) \\ p: \text{concentración de huecos libres } (\text{cm}^{-3}) \end{array} \right.$

En Silicio a temperatura ambiente $\Rightarrow n_i = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

$S_i, T \uparrow \Rightarrow n_i \uparrow$

Generación: Ruptura de un enlace covalente que da lugar a un electrón y un hueco. Para que esto suceda se requiere energía de una fuente externa (térmica, óptica, etc.)

Recombinación: Formación de un enlace al unirse un electrón y un hueco. Se libera energía térmica o óptica. Estos eventos son más factibles en las superficies donde se interrumpe la estructura.

$$\text{En equilibrio térmico} \Rightarrow \boxed{G_0 = R_0 \Rightarrow n_0 \cdot p_0 = n_i^2}$$

Si se trata de un semiconductor intrínseco en equilibrio térmico

$$\boxed{n = p = n_i}$$

Dopaje: Introducción de átomos externos para manipular las propiedades eléctricas del semiconductor.

Átomos donores \rightarrow Pertenecen al grupo II (5 electrones de valencia) \Rightarrow introducen un electrón a la estructura.

N_d = concentración de átomos donores (cm^{-3})

$$\begin{cases} N_d \ll n_i \Rightarrow \text{el dopaje es irrelevante} \rightarrow n_0 = p_0 = n_i \\ N_d \gg n_i \Rightarrow \text{el dopaje controla la concentración} \rightarrow n_0 = N_d \end{cases}$$
$$p_0 = \frac{n_i^2}{N_d}$$

Si $n_0 \gg p_0 \Rightarrow \underline{\text{semiconductor Tipo N}}$

Átomos aceptores → Pertenecen al grupo III (3 electrones de valencia) ⇒ introducen un hueco a la estructura

N_d = concentración de átomos aceptores (cm^{-3})

$N_d \ll n_i \Rightarrow$ el dopaje es irrelevante → $n_0 = p_0 = n_i$

$$\begin{aligned} N_d \gg n_i \Rightarrow \text{el dopaje controla la concentración} \rightarrow p_0 &= N_d \\ \Rightarrow n_0 &= \frac{n_i^2}{N_d} \end{aligned}$$

Si $p_0 \gg n_0 \Rightarrow$ Semiconductor Tipo P

En equilibrio térmico los portadores no están fijos, y sufren colisiones con los átomos de silicio de la red. La constante de tiempo característica del movimiento térmico es el tiempo libre entre colisiones:

τ_c = Tiempo libre entre colisiones (s)

Entre colisión y colisión los portadores tienen una gran velocidad:

v_{th} = velocidad térmica (cm/s)

sin embargo la velocidad media es cero.

La longitud característica del movimiento térmico es:

λ = camino libre medio (cm)

$$\boxed{\lambda = v_{th} \cdot \tau_c}$$

Arrastre de portadores

Se produce debido a la acción de un campo eléctrico sobre los portadores, que genera una fuerza sobre ellos, y por ende éstos se aceleran.

$$E = \text{campo eléctrico (V/cm)}$$

$$[F = \pm q \cdot E]$$

$$\begin{cases} v_n(t) = a \cdot t = -\frac{q \cdot E}{m_n} t & \rightarrow \text{electrones} \\ v_p(t) = a \cdot t = \frac{q \cdot E}{m_p} t & \rightarrow \text{huecos.} \end{cases}$$

Debido al campo eléctrico, la velocidad media de los portadores ya no es cero, sino que se van a mover en la dirección del campo.

$$\bar{v}_d = \text{velocidad de arrastre (cm/s)}$$

$$\left| \bar{v}_d = \pm \frac{q \cdot E}{2 \cdot m_{n,p}} \cdot Z_c = \pm \frac{q \cdot Z_c \cdot E}{2 \cdot m_{n,p}} \right|$$

$$\mu = \text{movilidad (cm}^2/\text{V.s})$$

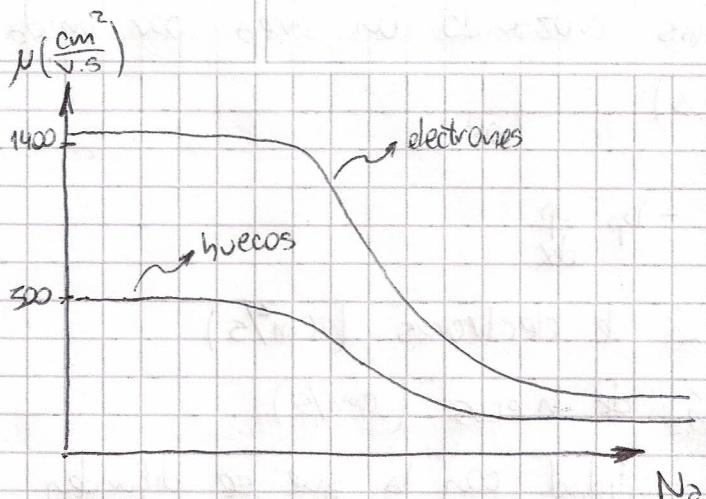
$$\boxed{\mu = \frac{q \cdot Z_c}{2 \cdot m}} \Rightarrow \begin{cases} v_{dn} = -\mu_n \cdot E & (\text{electrones}) \\ v_{dp} = \mu_p \cdot E & (\text{huecos}) \end{cases}$$

La movilidad es una medida de la facilidad para arrastrar portadores:

- $Z_c \uparrow \Rightarrow \mu \uparrow$
- $m \downarrow \Rightarrow \mu \uparrow$

La movilidad también depende del dopaje:

- Bajo dopaje $\Rightarrow \mu$ es limitada por las colisiones con la red
- Nivel medio de dopaje $\Rightarrow \mu$ es limitada por las colisiones con dopantes



los electrones tienen una movilidad mayor que la de los huecos

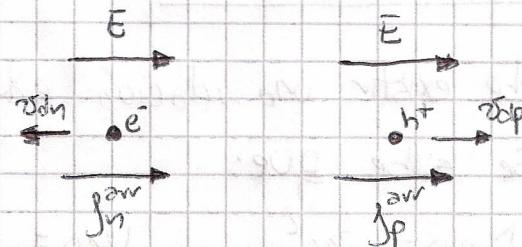
$$\mu_n > \mu_p$$

La movilidad también se ve afectada por la temperatura:

- Temperaturas bajas $\Rightarrow \mu$ es limitada por colisiones con la red
- Temp. medias o altas $\Rightarrow \mu$ es limitada por colisiones con los dopantes

Corriente de arrastre \rightarrow movimiento de partículas con velocidad neta debida a un campo eléctrico.

$$\begin{cases} j_n^{arr} = -q n \cdot v_{dn} = q n \cdot \mu_n \cdot E \\ j_p^{arr} = q \cdot p \cdot v_{dp} = q \cdot p \cdot \mu_p \cdot E \end{cases}$$



$$j^{arr} = j_n^{arr} + j_p^{arr} = q \cdot (n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p) \cdot E$$

conductividad $\rightarrow \sigma (\frac{1}{\Omega \cdot cm})$

$$\text{Resistividad} \rightarrow \rho (\Omega \cdot cm) \Rightarrow \boxed{\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q(n \mu_n + p \mu_p)}}$$

$$\boxed{R = \frac{\rho \cdot l}{S}}$$

Corriente de Difusión

El efecto de difusión se produce cuando hay movimiento de portadores debido a un gradiente de concentración. Existe un movimiento neto de los portadores en dirección contraria al gradiente.

Flujo = número de partículas cruzando un área por unidad de tiempo ($1/\text{cm}^2 \cdot \text{s}$)

$$F_n = -D_n \frac{dn}{dx}$$

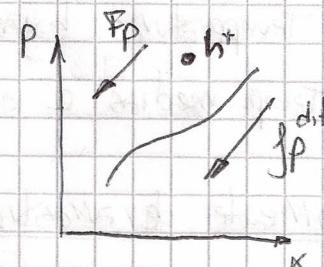
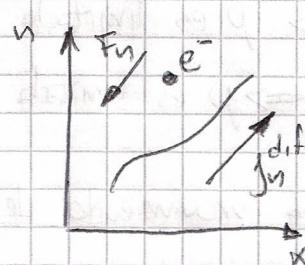
$$F_p = -D_p \frac{dp}{dx}$$

D_n = Coeficiente de Difusión de electrones (cm^2/s)

D_p = Coeficiente de Difusión de huecos (cm^2/s)

Estos coeficientes miden la facilidad con la que se difunden los portadores en respuesta a un gradiente de concentración. $D \uparrow \Rightarrow F \uparrow$

$$\begin{cases} j_n^{\text{dif}} = q \cdot D_n \frac{dn}{dx} \\ j_p^{\text{dif}} = -q D_p \frac{dp}{dx} \end{cases}$$



Relación de Einstein

Debe existir una relación entre N y D .

Se sabe que:

$$D_n, p = \frac{\lambda c^2}{2Z_0c}, \quad \mu_{n,p} = \frac{q \cdot Z_0c}{2 \cdot m_{n,p}}, \quad \lambda c = 25k \cdot Z_0c.$$

Cuando el semiconductor no está degenerado, se cumple la relación de Boltzman $\Rightarrow \frac{1}{2} \cdot m_{n,p} 25k^2 = \frac{1}{2} k \cdot T$

$$\Rightarrow \text{La Relación de Einstein es} \Rightarrow \boxed{\frac{D}{N} = \frac{k \cdot T}{q}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{k \cdot T}{q}} \quad \text{siendo} \quad \boxed{V_{th} = \frac{k \cdot T}{q}} \quad \text{el voltaje térmico}$$

$$\text{A temperatura ambiente} \Rightarrow \boxed{V_{th} = 25 \text{ mV}}$$

Corriente total → $\begin{cases} j_n = j_n^{\text{arr}} + j_n^{\text{dif}} = q n \mu_n E + q D_n \frac{dn}{dx} \\ j_p = j_p^{\text{arr}} + j_p^{\text{dif}} = q p \mu_p E - q D_p \frac{dp}{dx} \end{cases}$

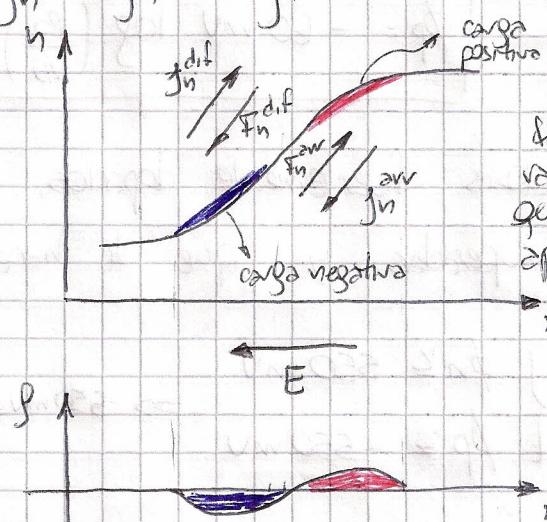
\Downarrow

$j_{\text{total}} = j_n + j_p$

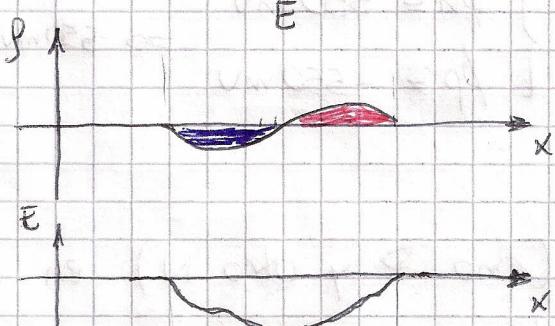
Semiconductor no-uniformemente dopado

Al encontrarse en equilibrio (térmico y eléctrico), no deben existir una corriente neta. Suponiendo que se trata de un material tipo N:

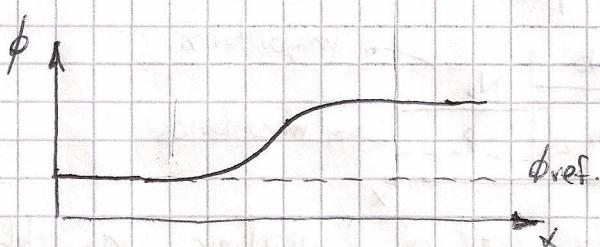
$$j_n = j_n^{\text{arr}} + j_n^{\text{dif}} = 0 \quad (j_p = 0)$$



Al difundirse electrones debido a un gradiente de concentración, los átomos hijos quedan descompensados. Por este razón aparecen perfiles de cargas netas, que generan un campo eléctrico, y aparece una corriente de anastre que cancela la corriente de difusión, manteniendo todo en equilibrio.

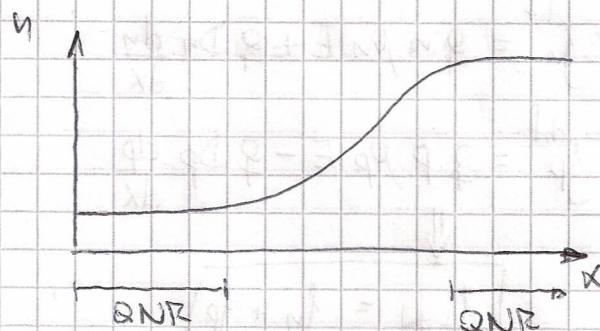


$$\frac{dE}{dx} = \frac{j}{Es}$$



$$\frac{d\phi}{dx} = -E$$

Aproximación de quasi-neutralidad \rightarrow Si hay mínima carga espacial



el semiconducto es quasi-neutral

esto es válido si:

$$\left| \frac{n_D - N_D}{n_D} \right| \ll 1 \quad \text{y} \quad \left| \frac{n_D - N_S}{N_D} \right| \ll 1$$

Relación de Boltzmann

$$\begin{cases} n_D = n_i \cdot e^{\frac{q\phi}{kT}} \\ p_D = n_i \cdot e^{-\frac{q\phi}{kT}} \end{cases} \rightarrow \begin{aligned} \phi_n &= \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{n_D}{n_i}\right) \\ \phi_p &= -\frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{p_D}{n_i}\right) \end{aligned}$$

De esta relación se obtiene la Regla de los 60 mV:

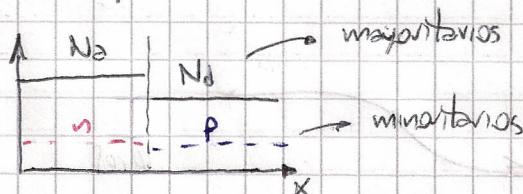
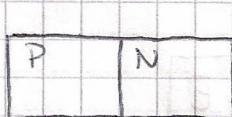
$$\begin{cases} \phi_n = 60 \text{ mV} \cdot \log\left(\frac{n_D}{n_i}\right) \\ \phi_p = -60 \text{ mV} \cdot \log\left(\frac{p_D}{n_i}\right) \end{cases}$$

En caso de tener semiconductores fuertemente dopados, existen dos cotas que no pueden ser superadas, ya que de hacerlo debe cambiarse el planteo físico:

$$\begin{cases} \phi_n \leq 550 \text{ mV} \\ \phi_p \geq -550 \text{ mV} \end{cases} \Rightarrow -550 \text{ mV} \leq \phi \leq 550 \text{ mV}$$

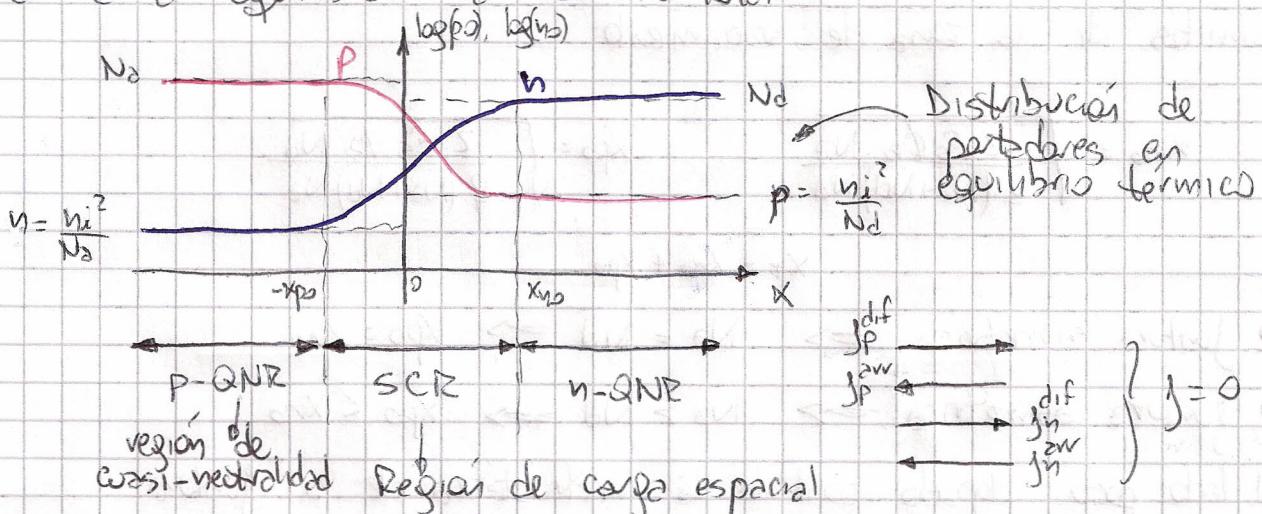
Juntura PN

Consiste en dos materiales (uno P y otro N) en contacto directo. La juntura es abrupta.



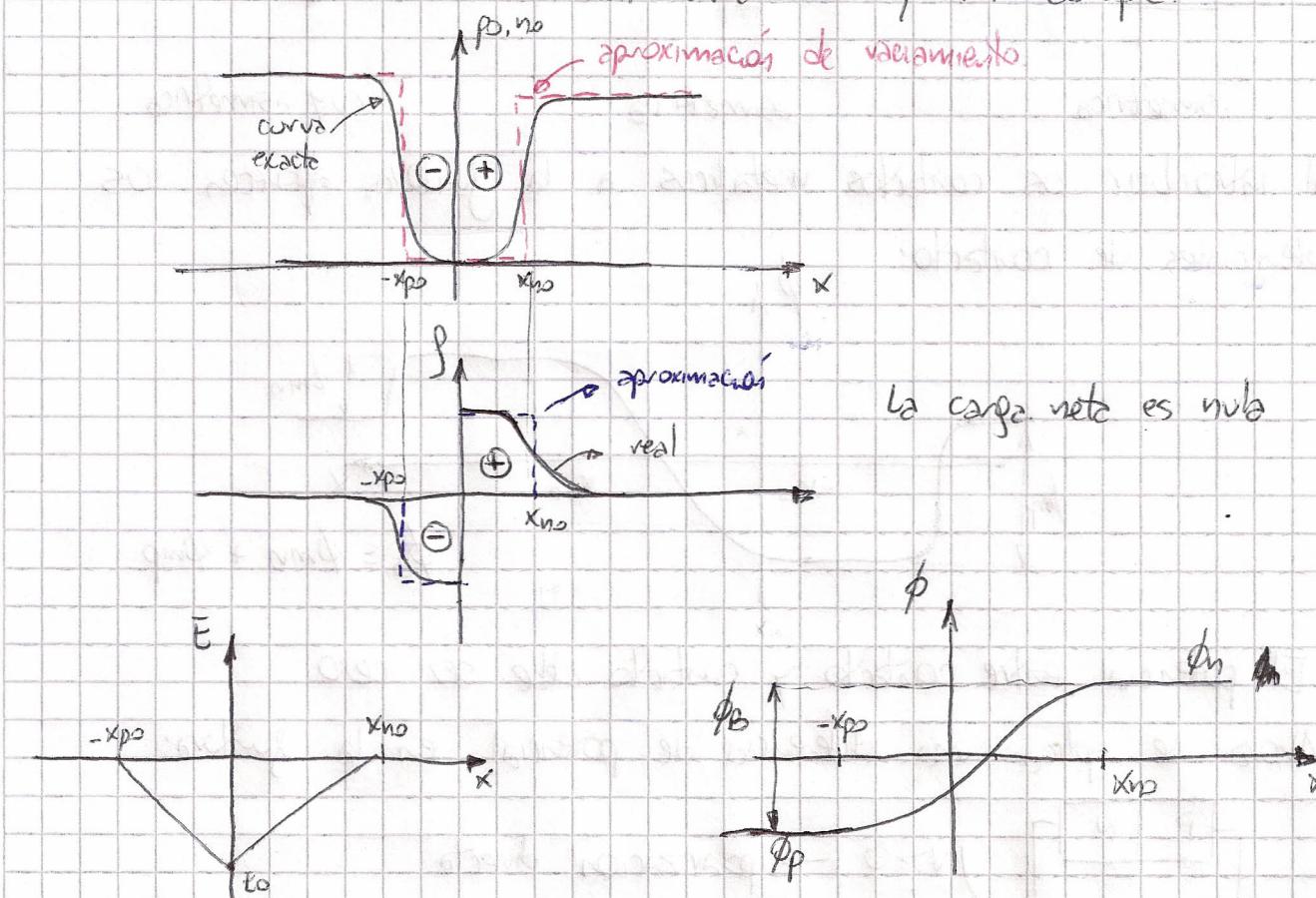
Al colocar juntos los materiales, se va a producir una difusión de portadores mayoritarios, debido a un gradiente de concentración

lo que va a generar que aparezcan átomos descompensados que van a generar un campo eléctrico y una corriente de anastre que va a equilibrar la corriente total



Aproximación de:
vaciamiento

- La carga es neta en QNR
- No hay portadores en SCR (región de vaciamiento)
- Transición entre SCR y QNR abrupta.



ϕ_B : Potencial de juntura

$$\phi_B = \phi_n - \phi_p = \frac{V.T}{q} \cdot \ln \left(\frac{N_a \cdot N_d}{n_i^2} \right)$$

Límites de la zona de vaciamiento:

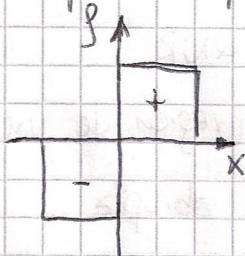
$$x_{ho} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_s \phi_B \cdot N_a}{q \cdot (N_a + N_d) N_d}}$$

$$x_{po} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_s \phi_B \cdot N_d}{q \cdot (N_a + N_d) N_a}}$$

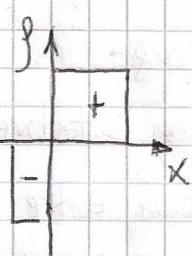
$$x_T = x_{ho} + x_{po}$$

- Juntura simétrica $\Rightarrow N_a = N_d \Rightarrow x_{po} = x_{ho}$
- Juntura asimétrica $\Rightarrow N_a > N_d \Rightarrow x_{po} < x_{ho}$

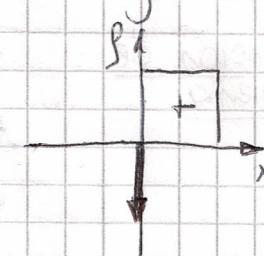
El lado poco débil controla la electrostática de la juntura.



simétrica

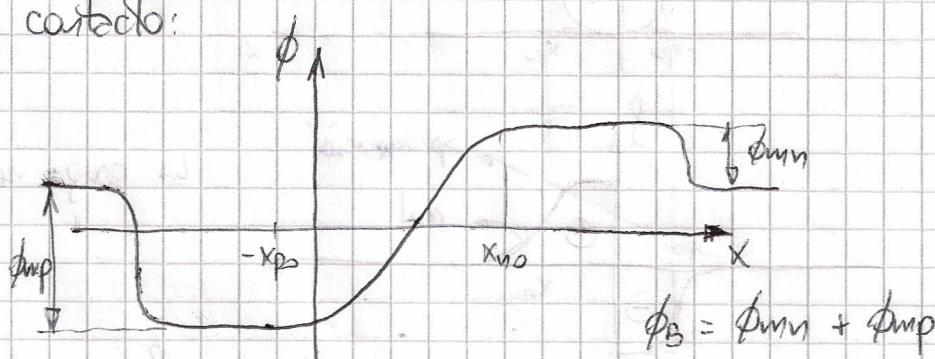


asimétrica



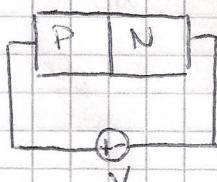
muy asimétrica.

Al introducir los contactos metálicos a la juntura, aparecen los potenciales de contacto:

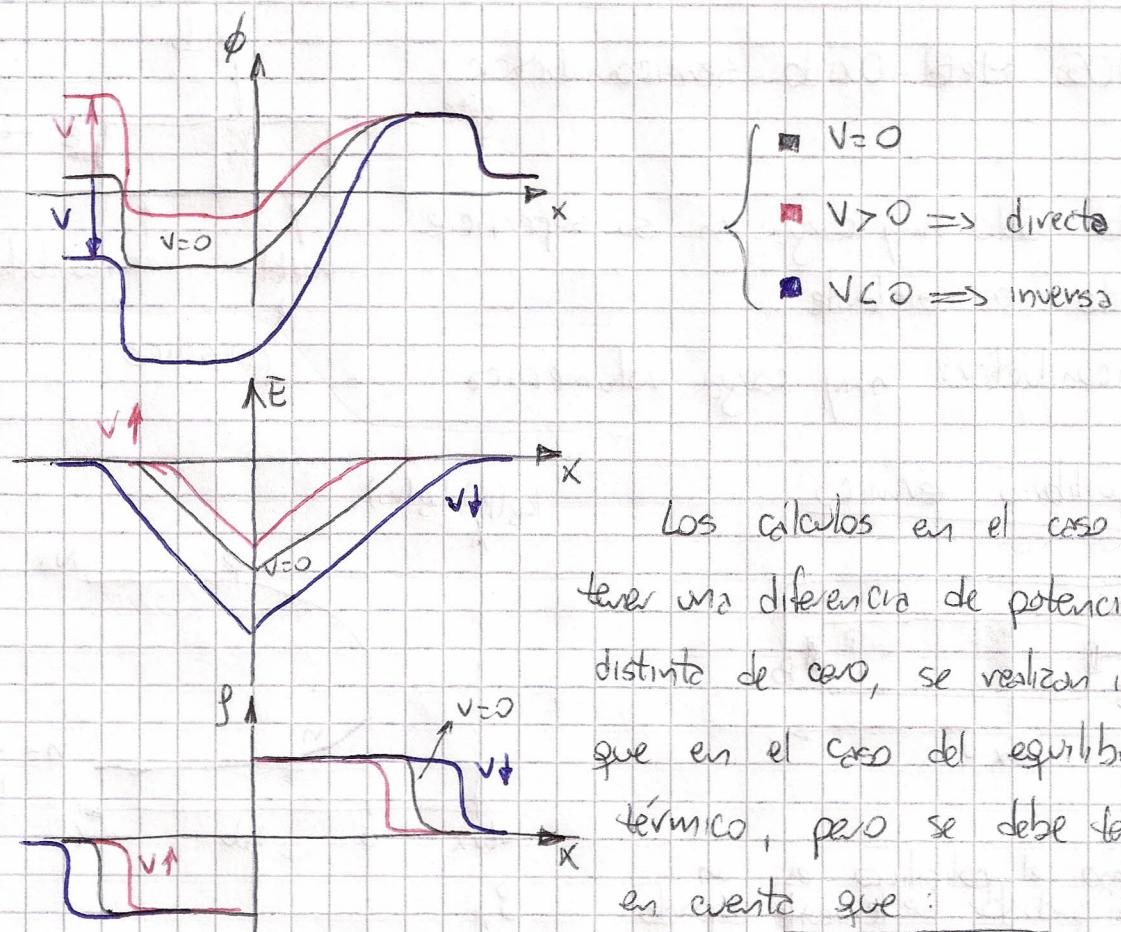


El potencial entre contacto y contacto debe ser cero.

Ahora se aplica una diferencia de potencial en la juntura:



$V > 0 \rightarrow$ polarización directa
 $V < 0 \rightarrow$ polarización inversa



Capacidad de juntura

Al aplicar una diferencia de potencial variable en la juntura, se produce una variación en la densidad de carga a ambos lados de la juntura. De esta forma, se puede observar que funciona como un capacitor de placas paralelas.

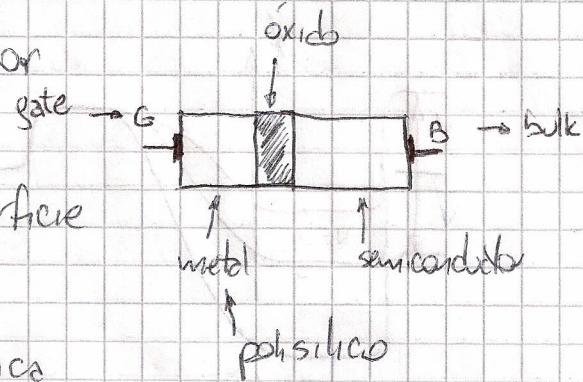
$$\boxed{C_j = \frac{\epsilon_s}{\Delta x_d}} \rightarrow C_j = \frac{\epsilon_s}{x_{n0} + x_{p0}}$$

Dependencias de C_j :

- Depende de la tensión aplicada, ya que eso modifica el x_d .
- Depende del dopaje $\Rightarrow N_a, N_d \uparrow \Rightarrow C_j \uparrow$
- En una juntura asimétrica depende del lado menos dopado

Estructura MOS

MOS: Metal - Óxido - semiconductor

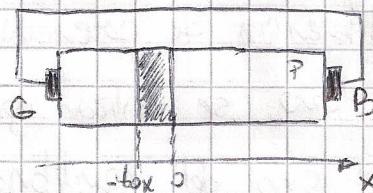


metal: Solo hay carga en su superficie

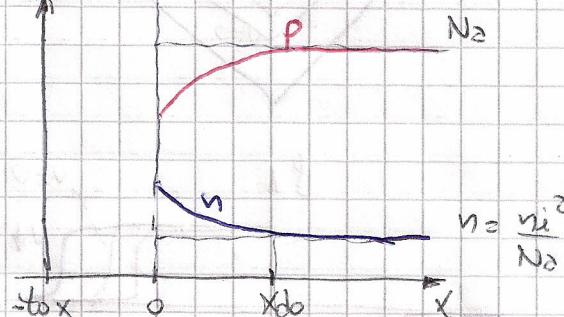
óxido: es aislante

semiconductor: hay carga volumétrica

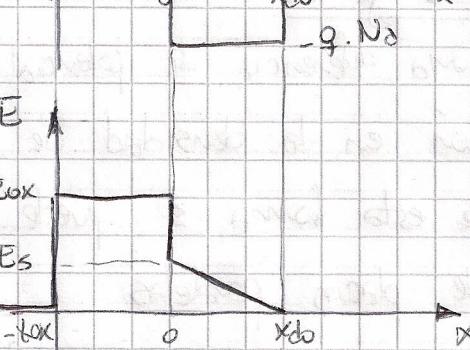
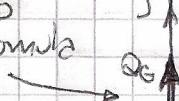
Equilibrio térmico



$\log(p_0), \log(n_0)$



Como el polisilicio es un semiconductor fuertemente dopado (metal), la carga solo se acumula en la superficie



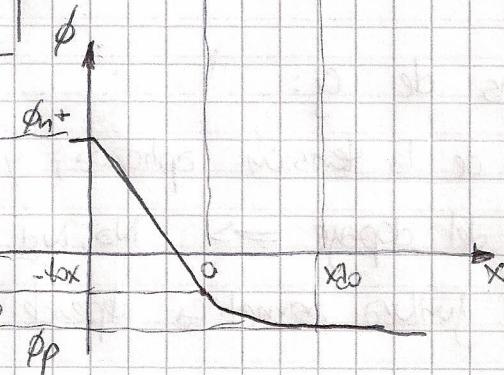
$$[E_{ox}, E_{ox} = E_S, E_S]$$

en la interfaz entre el óxido y el semiconductor

$$\boxed{\frac{E_{ox}}{E_S} = \frac{\epsilon_S}{\epsilon_{ox}} = 3}$$

$$\phi_B = V_{ox,0} + V_{B,0}$$

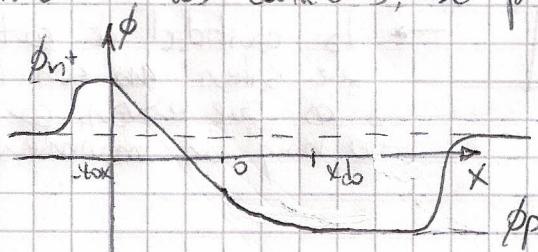
$$\boxed{\phi_B = \frac{q \cdot N_A \cdot x_{db}^2 + q \cdot N_A \cdot x_{db} \cdot t_{ox}}{2 \epsilon_S \cdot \epsilon_{ox}} + V_{B,0}}$$



$$\text{Capacidad de óxido} \rightarrow \boxed{C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}}$$

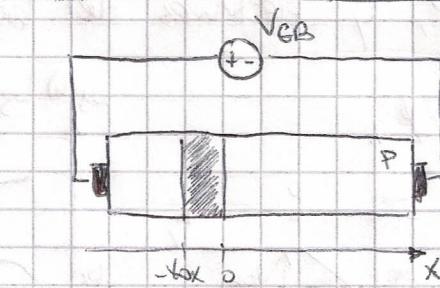
$$\text{Body factor coefficient } (\sqrt{2}) \rightarrow \boxed{\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2 \cdot \epsilon_s \cdot q \cdot N_a}}$$

Al introducir los contactos, se producen caídas de potencial

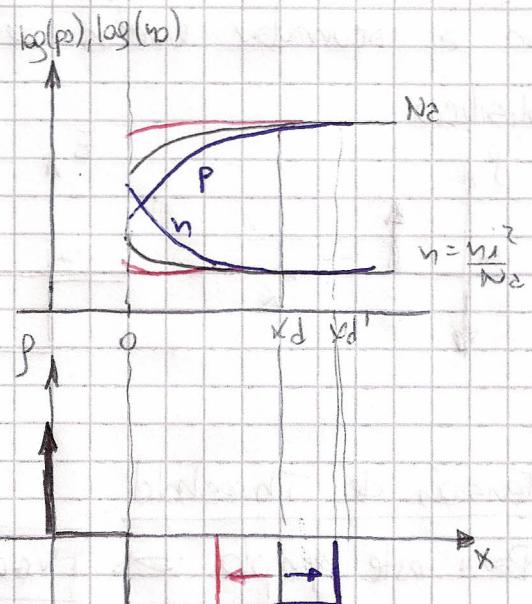


Potencial de una estructura MOS sin tensión aplicada.

Estructura MOS con polarización



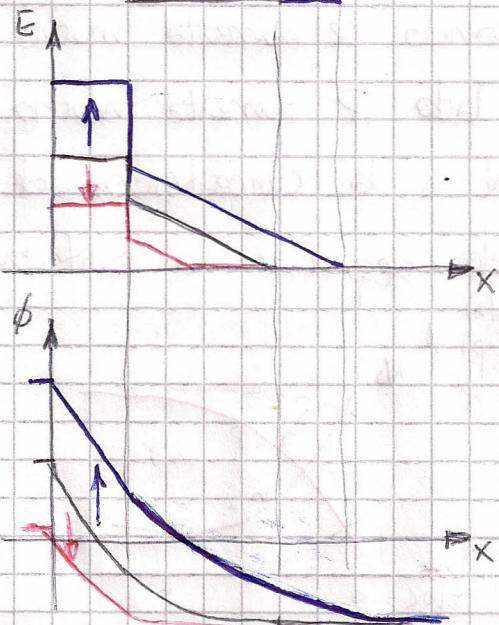
- $V_{GB} = 0$
- $V_{GB} > 0$
- $V_{GB} < 0$



Nuevamente esto se debe analizar de la misma manera que antes, sólo que se debe analizar para

$$\boxed{\phi_B' = \phi_B + V_{GB}}$$

Para todos estos gráficos se utilizó la aproximación de vaciamiento.



Esta estructura funciona como un capacitor, por lo que no hay circulación de corriente. \rightarrow Debe haber un equilibrio entre los corrientes de arrastre y las de difusión.

Flatband \rightarrow La tensión de Flatband es aquella que produce que la región de vaciamiento desaparezca.

Para este ejemplo

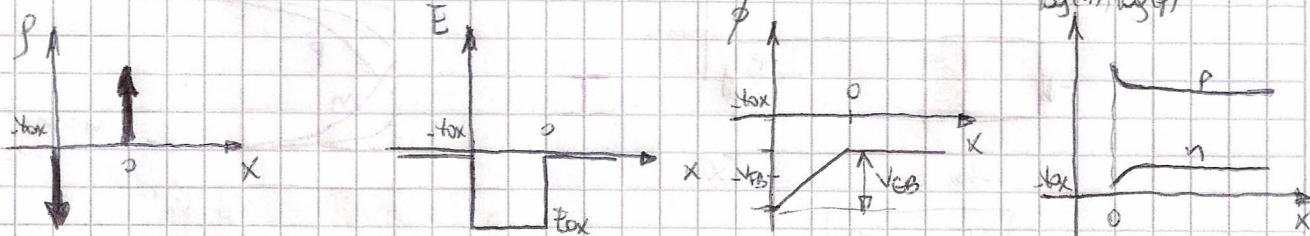
$$\Rightarrow V_{FB} < 0$$

$$V_{FB} = -\phi_B$$

\rightarrow la cantidad de portadores que salen ~~ara~~ son iguales a los que entran, por lo que no hay un movimiento neto.

Régimen de Acumulación

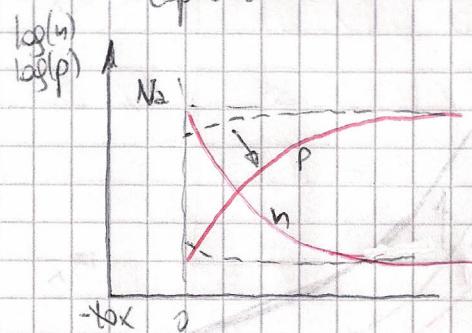
Para una tensión $V_{GB} \in V_{FB}$ (es decir más negativa), se van a acumular huecos del lado P, y electrones del lado ~~N~~ del polisilicio.



Tensión de Threshold

$$\text{Para este ejemplo } \Rightarrow V_{GB} > 0$$

Cuando se aumenta mucho V_{GB} , la concentración de electrones del lado P aumenta mucho, hasta llegar al punto en que es igual a la concentración de aceptores. Supuesto este punto no se puede despreciar la contribución de los electrones a la electrostática.



La tensión para que ocurra esto

es:

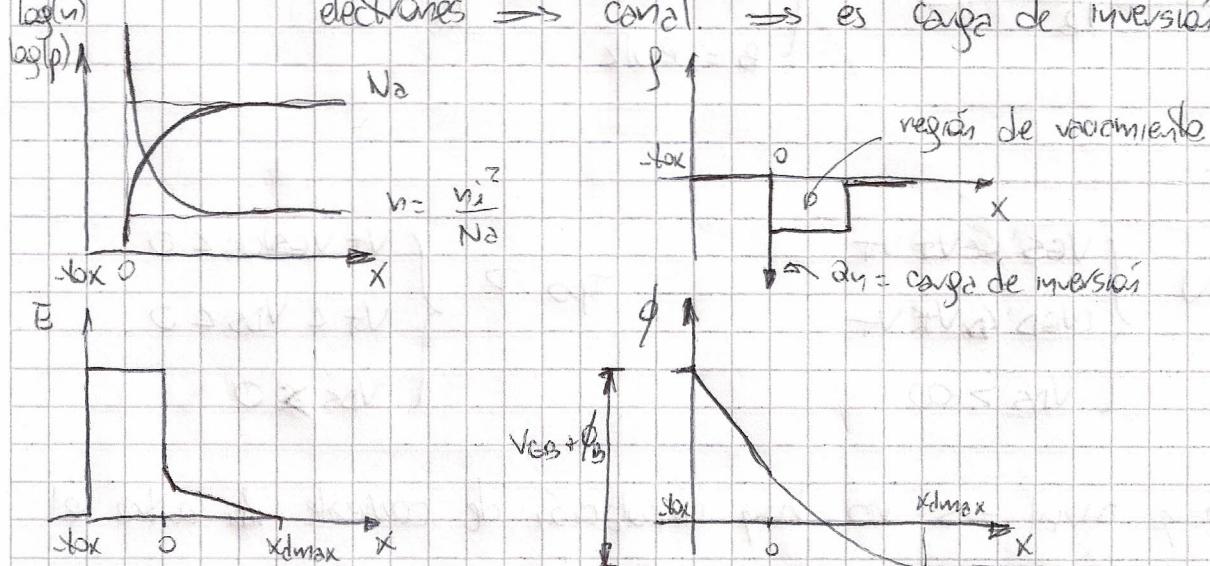
$$V_T = V_{FB} - 2\phi_p + \gamma \sqrt{-2\phi_p}$$

Dependencias de la tensión de umbral

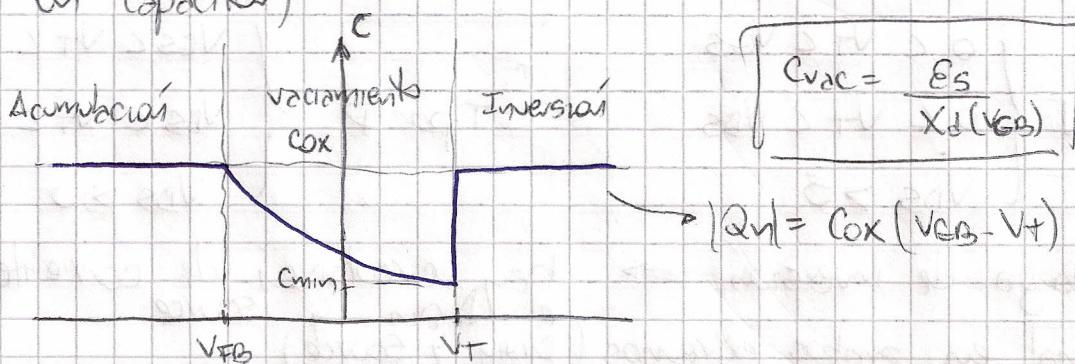
- $N_A \uparrow \Rightarrow V_T \uparrow$
- $C_{ox} \uparrow (t_{ox} \downarrow) \Rightarrow V_T \downarrow$ Si el óxido es más delgado, V_T es menor.

Inversión

Si se sigue aumentando V_{GS} por encima de la tensión de umbral, la concentración de electrones va a superar a la concentración de aceptores \Rightarrow En la interfaz aparece una capa muy delgada de electrones \Rightarrow canal. \Rightarrow es carga de inversión



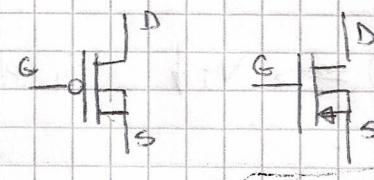
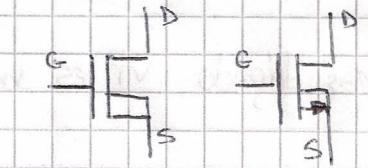
Una vez superado el umbral, la zona de carga espacial no varía mucho al aumentar la tensión ($x_d \approx \text{cte}$). Cuando aumenta la V_{GS} lo único que hace es aumentar la carga de inversión Q_n (funciona como un capacitor)



Transistores MOSFET

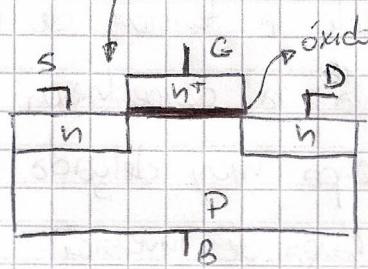
N-MOSFET → dispositivo de canal N, sobre un sustrato P

P-MOSFET → dispositivo de canal P, sobre un sustrato N



N-MOSFET

P-MOSFET



$S = \text{Source}$
 $D = \text{Drain}$
 $G = \text{Gate} \rightarrow \text{polímeros}$
 $B = \text{Bulk}$

Corte

$$\begin{aligned} \text{Tipo N} & \left\{ \begin{array}{l} 0 < V_{GS} < V_T \\ 0 < V_{GD} < V_T \\ V_{DS} > 0 \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Tipo P} & \left\{ \begin{array}{l} V_T < V_{GS} < 0 \\ V_T < V_{GD} < 0 \\ V_{DS} < 0 \end{array} \right. \end{aligned}$$

No hay canal ⇒ no hay circulación de corriente entre el Drain y el Source.

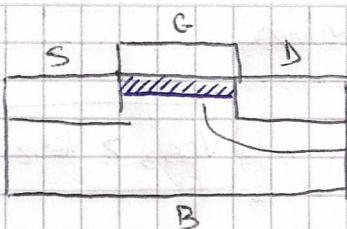
Debido al óxido, tampoco hay circulaciones de corriente por el Gate.

Triodo

$$\begin{aligned} \text{Tipo N} & \left\{ \begin{array}{l} 0 < V_T < V_{GS} \\ 0 < V_T < V_{GD} \\ V_{DS} > 0 \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Tipo P} & \left\{ \begin{array}{l} V_{GS} < V_T < 0 \\ V_{GD} < V_T < 0 \\ V_{DS} < 0 \end{array} \right. \end{aligned}$$

Hay carga de inversión ⇒ hay circulación de corriente entre el Drain y el Source:
Hay canal en ambos extremos (Drain y Source)



canal de inversión.

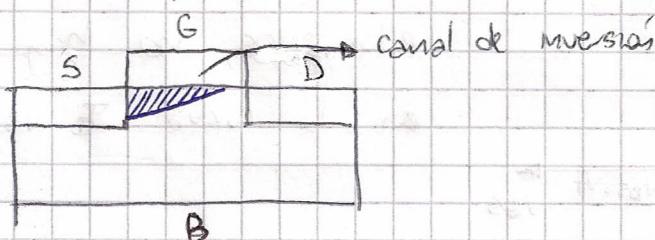
Saturación

$$\begin{array}{l} \text{Tip N} \\ \left\{ \begin{array}{l} 0 < V_T < V_{GS} \\ 0 < V_{GD} < V_T \\ V_{DS} > 0 \end{array} \right. \end{array}$$

$$\begin{array}{l} V_{GS} < V_T < 0 \\ V_T < V_{GD} < 0 \\ V_{DS} < 0 \end{array}$$

Hay carga de inversión, pero no hay canal del lado del Drain.

Si embargo hay circulación de corriente entre el Drain y Source.

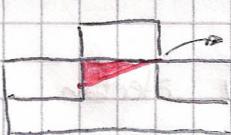


Corriente de Drain en Tríodo →

$$I_D = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left(V_{GS} - \frac{V_{DS}}{2} - V_T \right) V_{DS}$$

Para saturación →

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T \rightarrow \text{en este punto, no hay canal de inversión del lado del Drain}$$



punto de "Pinch-off"

punto de "Pinch-off"

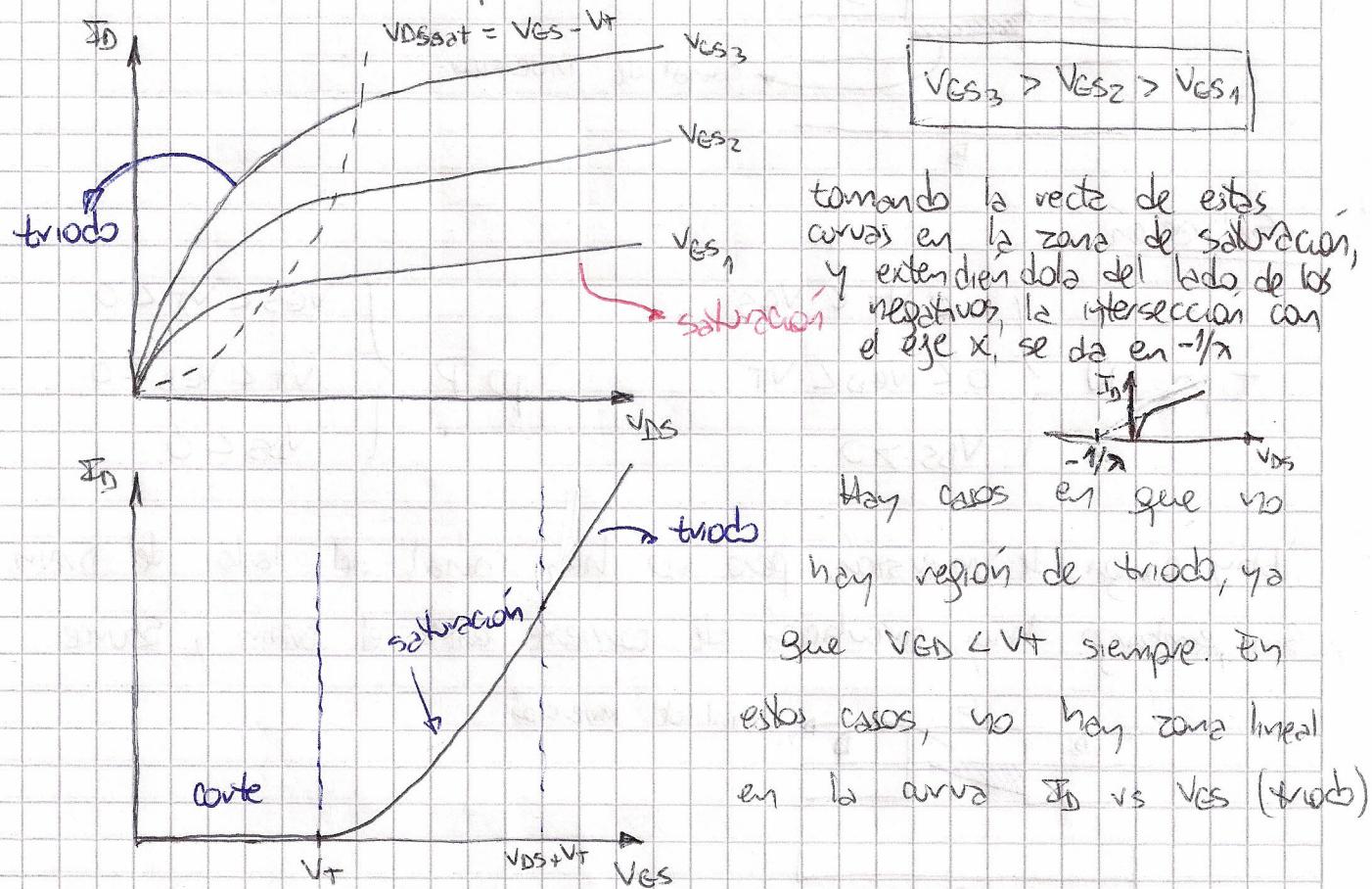
es el punto que separa el régimen de Tríodo del de saturación.

Corriente de Drain en saturación

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left(V_{GS} - V_T \right)^2 \left(1 + \gamma (V_{DS} - V_{DSsat}) \right)$$

γ es un coeficiente que tiene en cuenta la modulación del largo del canal, ya que una vez superado el punto de "pinch-off" el canal se comienza a acortar, y a pesar de que la resistencia

no hay canal del lado del drain, ~~no~~ hay un campo eléctrico fuerte que permite el paso de los electrones.



Efectos de la temperatura

La movilidad es inversamente proporcional a la temperatura. $\Rightarrow T \uparrow \Rightarrow \mu \downarrow$

Las variaciones en la temperatura también afectan a ϕ_p , que en consecuencia crea variaciones en la tensión de threshold.

Modelo MOSTFET de pequeña señal

Se supone que las variaciones de V_{GS} son pequeñas, de modo que se pueden hacer aproximaciones lineales sin salirse del modelo.

Estas hipótesis dejan de ser válidas si se tiene una V_{GS} grande, y hay que utilizar expresiones diferentes.

Notación

- $V_{GS}, I_D = \text{continua}$
- $\delta V_{GS}, i_d = \text{alterna}$
- $\tilde{V}_{GS}, \tilde{i}_D = \text{señal total} \quad (\tilde{V}_{GS} = \delta V_{GS} + V_{GS})$

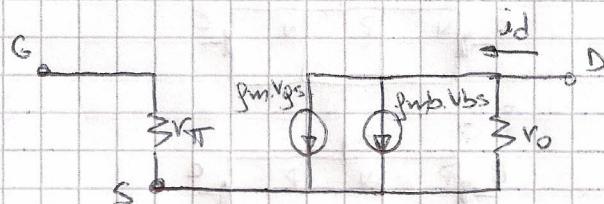
Para obtener las expresiones del modelo de pequeña señal, se desarrollan las expresiones anteriores con un polinomio de Taylor.

Transconductancia \rightarrow
$$g_m = \frac{W}{L} \cdot \mu_n \cdot C_{ox} (V_{GS} - V_t)$$

modelo aproximado $\rightarrow i_d(\tilde{V}_{GS}) = I_D + g_m \cdot \delta V_{GS}$

Validación del modelo aproximado $\rightarrow \delta V_{GS} \ll 0,2 (V_{GS} - V_t)$

Modelo de pequeña señal en baja frecuencia:



r_{II} = impedancia de entrada

$$r_{II} \rightarrow \infty$$

r_o = impedancia de salida

$$r_o = \left. \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \right|_Q$$

$$g_o = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_Q$$

$$r_o = \frac{1}{g_o}$$

g_m = transconductancia

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_Q$$

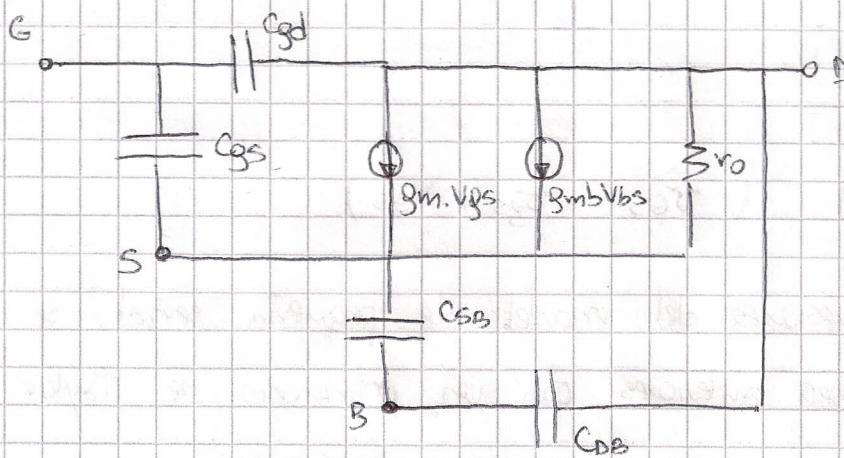
g_{mb} = transconductancia de backgate

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} \right|_Q$$

La impedancia de entrada es infinito debido al capacitor del gate. Si λ es cero, quiere decir que al variar V_{DS} , la corriente de drain no cambia, por lo tanto en este caso $r_o \rightarrow \infty$

Modelo de pequeña señal en alta frecuencia:

Aparecen efectos capacitivos en las junturas:



C_{GS} = capacidad entre gate y source

C_{GD} = capacidad entre gate y drain

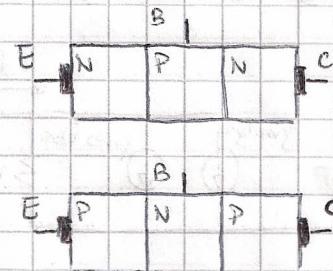
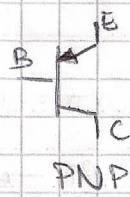
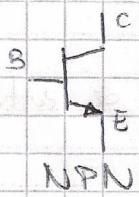
C_{SB} = capacidad entre source y bulk

C_{DB} = capacidad entre drain y bulk

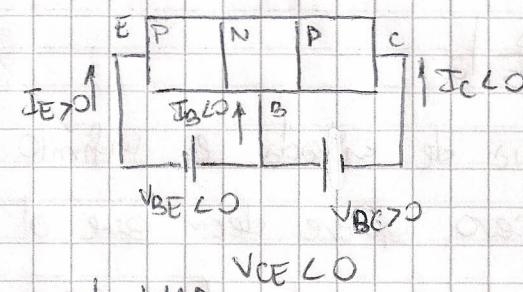
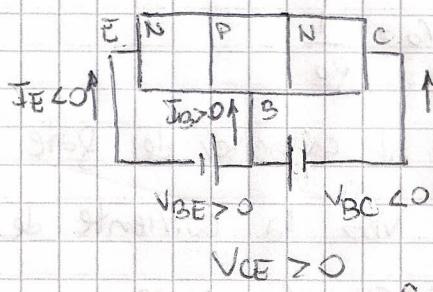
$$C_{GS} = \frac{2}{3} W \cdot L \cdot C_{ox}$$

Transistores bipolares de junta (TBJ)

Estos transistores permiten manejar grandes corrientes a altas velocidades. Son muy buenas para aplicaciones analógicas.



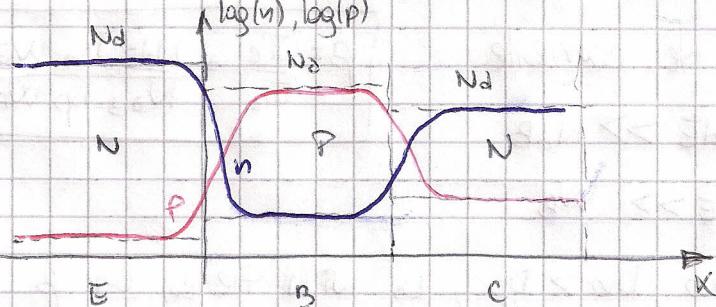
Consiste en dos diodos, uno en inversa y el otro en directa. El emisor y la base se encuentran en directa, mientras que el colector y la base están en inversa.



Condiciones de MAD

Efecto Transistor \Rightarrow las cargas inyectadas del emisor a la base salen por el colector.

Portadores en equilibrio térmico:



Funcionamiento: (para NPN)

La junta base-emisor se encuentra en directa, por lo tanto, cuando se está en MAD va a haber una difusión de electrones del emisor hacia la base. Por otro lado, la base y el colector se encuentran en inversa, por lo que va a existir una zona de vaciamiento y un campo eléctrico. De esta forma, los electrones que se difunden del emisor hacia la base, son atrapados por este campo eléctrico, y salen por el colector. En el caso ideal, la corriente de emisor es igual a la de colector sin embargo, existe una corriente de base (menor a la de emisor), que depende del ancho de la base, ya que si la base es muy angosta, hay menos probabilidades de recombinación, y de que los electrones no sean atrapados por el campo eléctrico. De esta forma, se cumple que:

$$I_E = I_B + I_C$$

Modo Activo directo (MAD) $\rightarrow V_{BE} > 0, V_{BC} < 0$

se cumple $\Rightarrow I_C = I_S \cdot e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{kT}}$

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

donde J_S es la corriente de saturación del colector.

$$I_B = \frac{J_S}{\beta} \cdot \left(e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} - 1 \right)$$

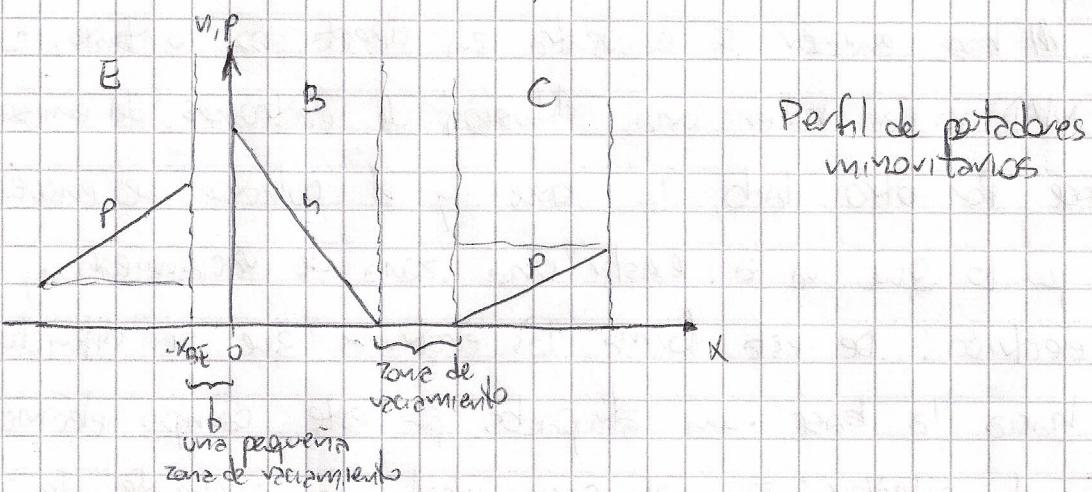
De esta forma, se cumple $\boxed{I_C = \beta \cdot J_B}$

donde β es la ganancia de corriente.

Cómo mejorar β :

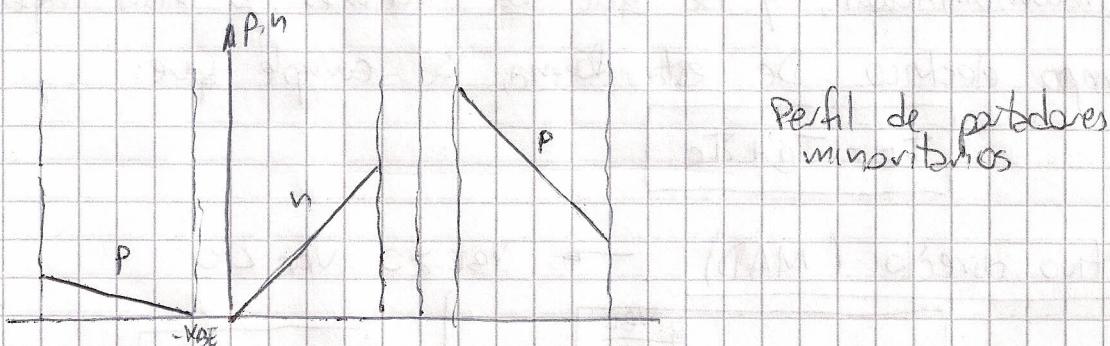
- $N_{DE} \gg N_{AB}$
- $V_{FE} \gg V_{FB}$
- Como $D_n > D_p$, los NPN tienen un β mayor que los PNP

$$\beta = \frac{I_C}{J_B} = \frac{N_{DE} \cdot D_n \cdot V_F}{N_{AB} \cdot D_p \cdot V_B}$$

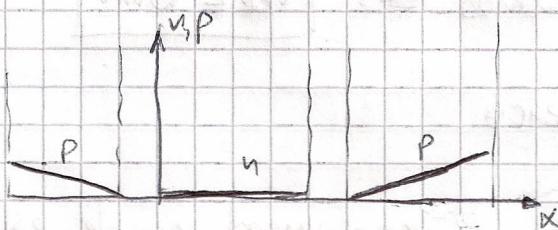


Régimen Inverso $\rightarrow V_{BE} < 0, V_{BC} \geq 0$

Es igual que MAD, salvo que ahora el colector funciona como el emisor, y el emisor como el colector.

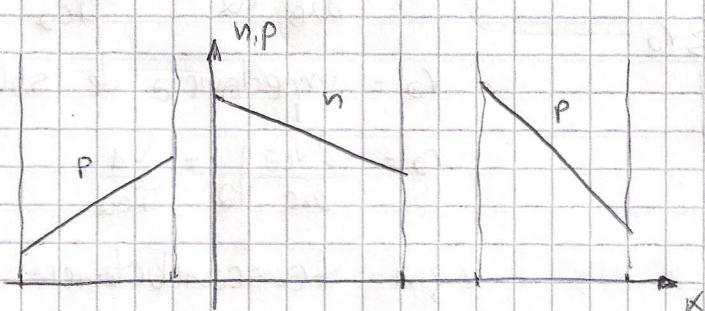


Corte $\rightarrow V_{BE} < 0, V_{BC} < 0$



La únicas corrientes que hay son corrientes de fuga (minoritarios)

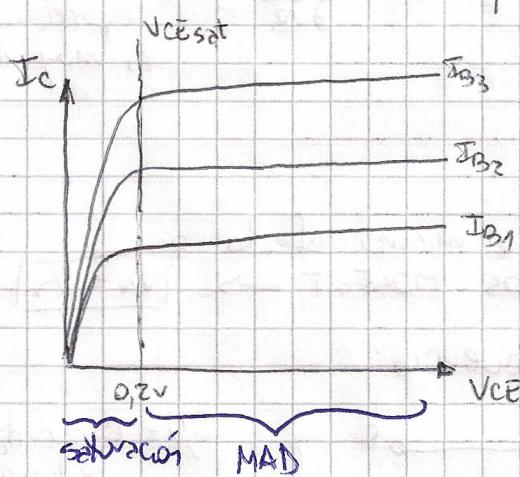
Saturación $\rightarrow V_{BE} > 0, V_{BC} > 0$



la base y el colector están un poco en directo.

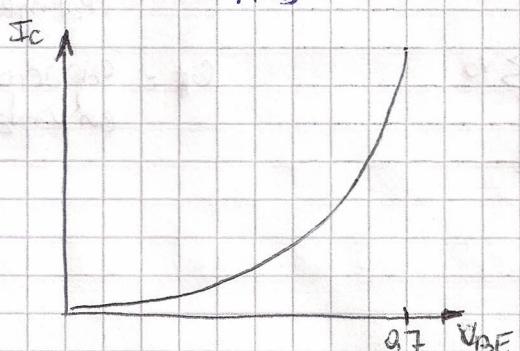
Algunas imágenes

El único modo de trabajo que tiene aplicación es el de MAD, ya que los demás no se comportan de manera lineal.



$$I_{B3} > I_{B2} > I_{B1}$$

$$V_{CESAT} \approx 0.2 \text{ V}$$



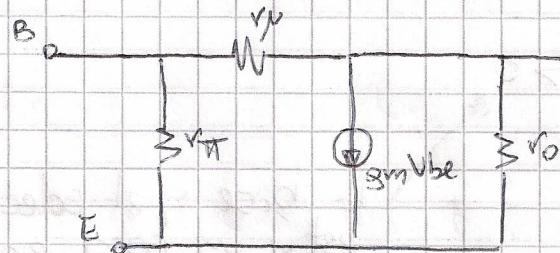
$$V_{BE,MAD} \approx 0.7 \text{ V}$$

Trabajar con un $V_{BE} > 0.7 \text{ V}$ comienza a ser peligroso, ya que se puede quemar el transistor (es un diodo en directo).

en el TP se quemó con 0.9V

Para poder trabajar con estas expresiones con el modelo de pequeña señal, nuevamente se realiza una aproximación con Taylor. Este modelo será válido siempre y cuando $\boxed{V_{be} \leq 10\text{mV}}$

Modelo de pequeña señal a baja frecuencia:



r_{if} = impedancia de entrada

$$r_{if} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \Big|_Q = \frac{\beta \cdot V_{th}}{I_C Q} \cdot \frac{\beta}{I_C Q} g_m$$

r_o = impedancia de salida

$$r_o = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \Big|_Q = \frac{V_A}{I_C Q}$$

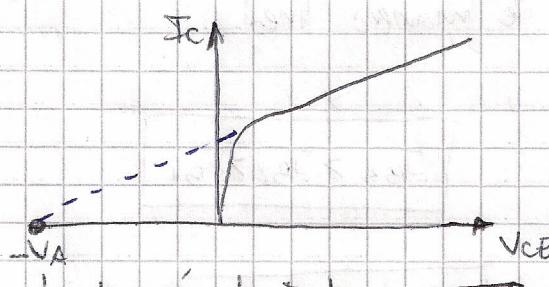
g_m = transconductancia

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \Big|_Q = \frac{I_C Q}{V_{th}}$$

r_{fB} = resist. de realimentación

$$r_{fB} = \frac{\partial V_{BC}}{\partial I_B}$$

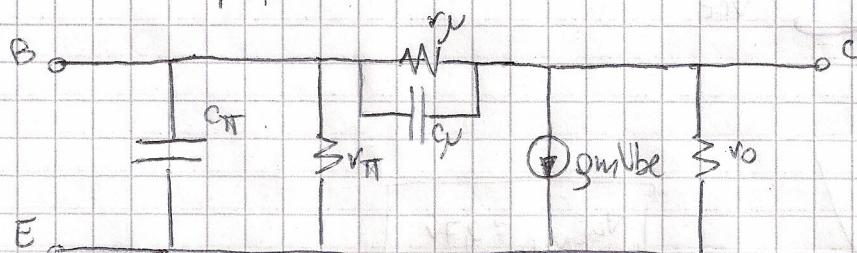
→ suele despreciarse porque es muy elevada.



La tensión de Early

→ Es el mismo efecto que en los MOSFET $\Rightarrow \boxed{V_A = 1/g_m}$

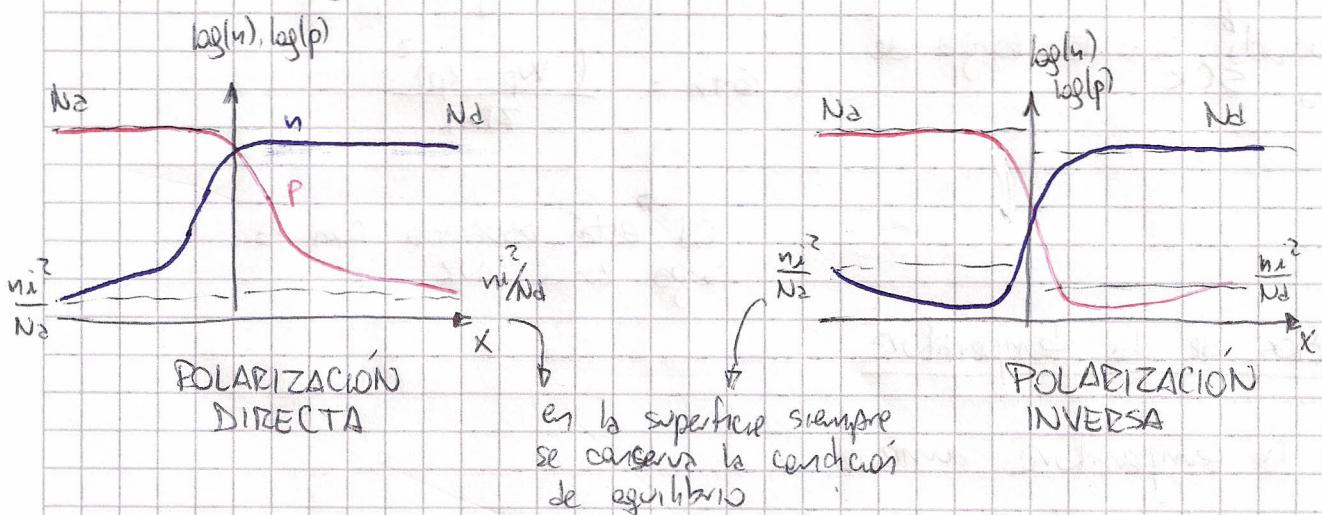
Modelo de pequeña señal a alta frecuencia:



C_{in} = capacidad de realimentación

C_{if} = capacidad de entrada

Diode de juntura PN



Para el análisis se utiliza la hipótesis de diodo corto: las QNZ son lo suficientemente cortas como para que no haya recombinación de minoritarios.

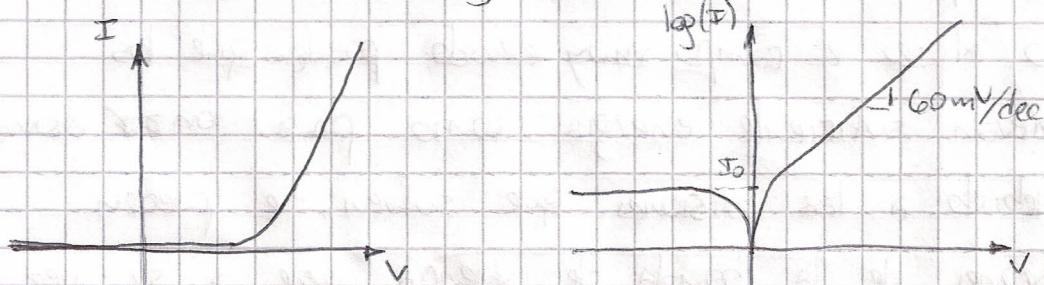
$$\text{Corriente del diodo} \rightarrow I_d = I_0 \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$$

I_0 = corriente de saturación

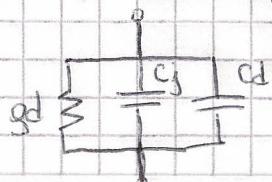
$$I_0 = g_A n_i^2 \left(\frac{1}{N_p} \frac{D_n}{x_{tp} - x_p} + \frac{1}{N_n} \frac{D_p}{x_{tn} - x_n} \right)$$

esta ecuación funciona tanto para directa como para inversa.

El factor limitante de la corriente en directa es el gradiente de difusión en las regiones casi-neutras.



Modelo de pequeña señal



$$g_d = \text{conductancia del diodo} \rightarrow g_d = \frac{g \cdot I}{k \cdot T}$$

C_j = capacidad de juntura
 C_d = capacidad de difusión

en inversa es despreciable

$$C_J = \frac{C_D}{\sqrt{1 - \frac{V}{V_B}}}$$

asociado con la carga de la SCR

$$\left. \begin{aligned} C_D &= \frac{q}{kT} \cdot Z_T \cdot I \\ Z_{Th} &= \frac{Z_{Th} \cdot I_n + Z_{Th} \cdot I_p}{I} \\ Z_{Th} &= \frac{(W_p - X_p)^2}{2D_n} \end{aligned} \right\}$$

C_D está asociada con la carga en QNR

Efectos de la temperatura

Si la temperatura aumenta:

- $V_{th} \uparrow \Rightarrow I \downarrow$
- $\mu \downarrow \Rightarrow D \downarrow \Rightarrow J_0 \downarrow \Rightarrow I \downarrow$
- $n_i \uparrow \Rightarrow J_0 \uparrow \Rightarrow I \uparrow$

En el global, el aumento de J_0 es superior a los demás efectos, entonces $\Rightarrow T \uparrow \Rightarrow I \uparrow$.

El aumento de la temperatura, puede provocar una avalancha térmica \Rightarrow Si $T \uparrow \Rightarrow I \uparrow \Rightarrow T \uparrow \Rightarrow I^*$...

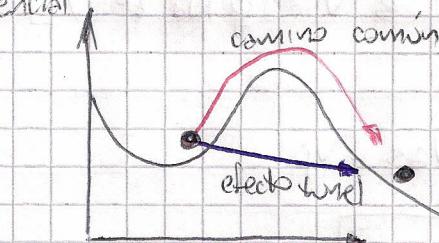
Efecto Avalanche

Si se tiene una juntura en inversa, con un campo eléctrico muy elevado, los portadores minoritarios cruzan la zona de vaciamiento. Pero al ser el campo muy elevado, puede que los portadores adquieran suficiente energía como para ionizar átomos cercanos, y debido a las colisiones que sufren, se pueden desempeñar electrones de la banda de valencia, que a su vez pueden desempeñar otros, y así sucesivamente. Este efecto puede generar una corriente muy grande por el diodo.

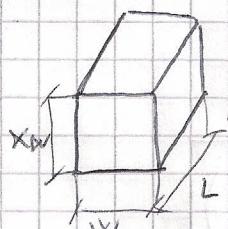
Efecto Tunnel

Sucede cuando existe un campo eléctrico en la juntura muy elevado, y ambas regiones de la juntura están fuertemente depauperadas.

El efecto Tunnel es un efecto cuántico en que una partícula con una energía determinada logra cruzar una barrera de potencial, sin la necesidad de que posea la energía necesaria para hacerlo.



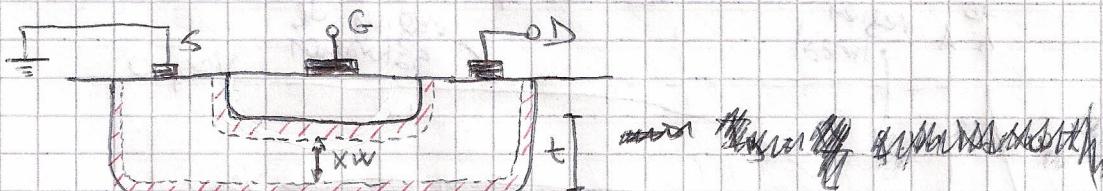
Cuando se produce este efecto en un diodo, comienza a circular una corriente significativa.

JFET

Resistencia de un canal de Silicio

$$R = \rho \frac{L}{X_W \cdot W}$$

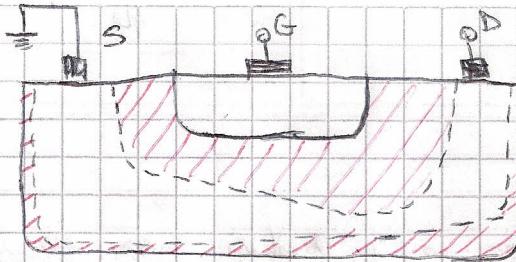
De este forma, variando X_W es posible controlar la resistencia



$$I_D = \frac{W}{L} g_m N_d X_W t \left(1 - \left(\frac{2e\epsilon_0}{g_m N_d t^2} (\phi_B - V_G)^{1/2} \right) \right) V_D$$

Variando la tensión V_G , se logra tener un efecto resistivo para controlar la corriente. Siempre y cuando V_D sea pequeña, se puede suponer que la caída de potencial es constante.

Por lo tanto, si aumenta mucho V_D , ya la caída de potencial no es constante.



Para una determinada tensión, se cumple que $x_w = 0$

$$V_D = V_{DSAT} = \frac{q}{2\varepsilon_{Si}} N_d t^2 - (\phi_B - V_C)$$

Utilizando la linearización de Taylor de segundo orden, se lineariza la siguiente expresión:

$$I_{DSAT} = G_0 \left[\frac{q}{2\varepsilon_{Si}} N_d t^2 - (\phi_B - V_C) \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2\varepsilon_{Si}(\phi_B - V_C)}{q \cdot N_d \cdot t^2}} \right) \right]$$

Quedando:

- Saturación: $V_P < V_{GS} < 0, \quad V_{DS} > V_{GS} - V_P$

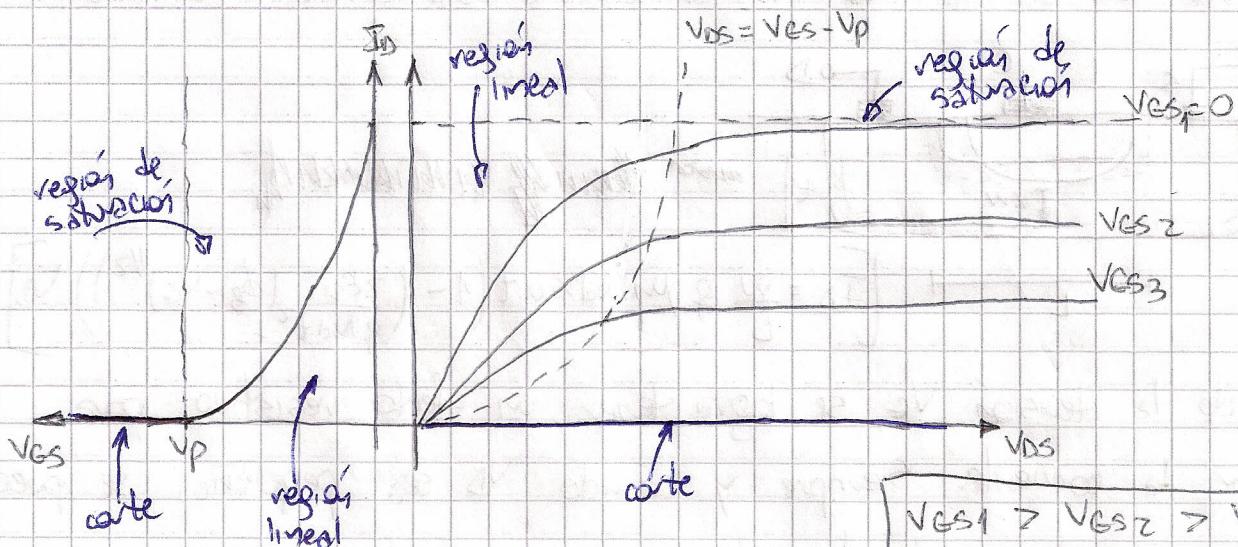
$$I_{DSAT} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

donde: I_{DSS} = corriente de saturación cuando $V_{GS}=0 \rightarrow$ es un parámetro constructivo

V_P = Tensión de "pinch-off"

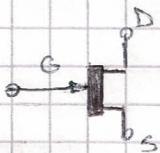
- Triodo: $V_P < V_{GS} < 0, \quad V_{DS} < V_{GS} - V_P$

$$I_D = I_{DSS} \left(2 \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \left(-\frac{V_{DS}}{V_P} \right) - \left(\frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2 \right)$$

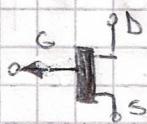


$$V_{GS1} > V_{GS2} > V_{GS3}$$

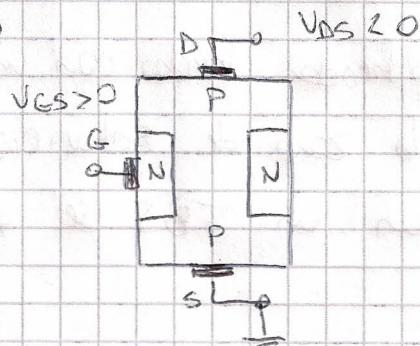
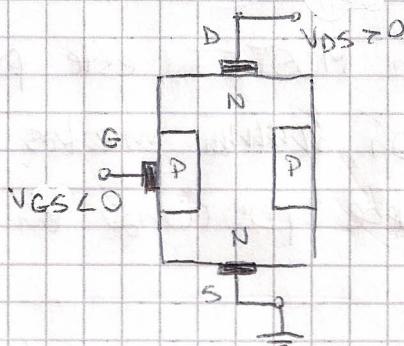
Si $V_{GS} > 0 \Rightarrow$ no se comporta como un transistor

Símbolos

JFET tipo N



JFET tipo P

Amplificadores

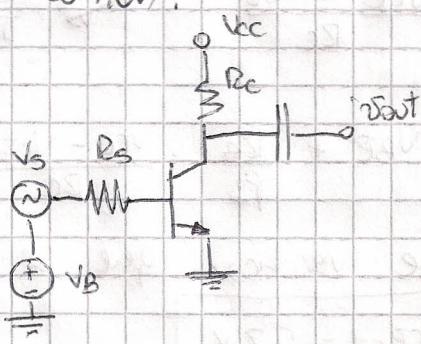
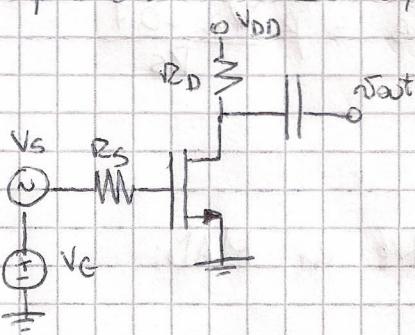
La señal de salida debe ser una réplica (sin distorsión) de la señal de entrada

$$V_{out} = A_{vo} \cdot V_{in}$$

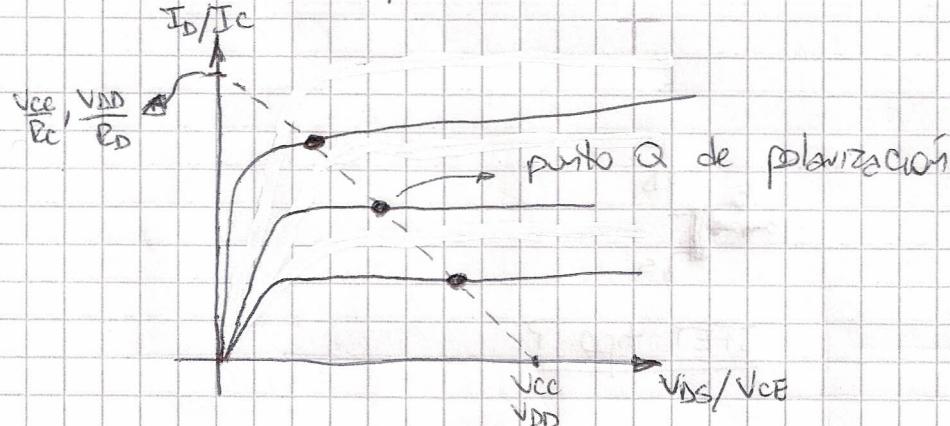
Existen 4 tipos de amplificadores:

- Amplificador de voltaje $\rightarrow R_{in} \uparrow, A_{vo} \uparrow, R_{out} \downarrow$
- Amplificador de transconductancia $\rightarrow R_{in} \uparrow, G_{mo} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \uparrow, R_{out} \uparrow$
- Amplificador de transresistencia $\rightarrow R_{in} \downarrow, R_{mo} = \frac{V_{out}}{I_{in}} \uparrow, R_{out} \downarrow$
- Amplificador de corriente $\rightarrow R_{in} \downarrow, A_{io} = \frac{I_{out}}{I_{in}} \uparrow, R_{out} \uparrow$

Amplificador de Source/Emissor común:



Para obtener la polarización, se traza la recta de carga estática



Para polarizar un amplificador hecho con un MOSFET, éste punto debe encontrarse en la zona de saturación, mientras que para trabajar con un TBJ se debe posicionar en la zona de MAD.

Para obtener el punto de polarización, se deben pasar todas las fuentes de atenua, y solo tener en cuenta las fuentes de continua:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{out}}{R_D} \quad \rightarrow \text{Polarización de un MOSFET}$$

$$\boxed{V_{DS} = V_{DD} - I_D R_D \geq V_{ES} - V_T} \rightarrow \text{condiciones para saturación}$$

Polarización de un TBJ

$$I_C = \beta I_B \Rightarrow I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_S} \quad \begin{matrix} 0.7V \\ \sim \end{matrix}$$

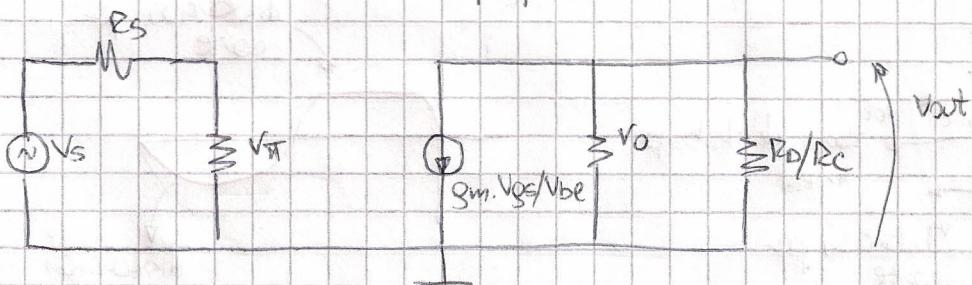
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad \rightarrow I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_B - 0.7}{R_S}$$

$$V_B = V_{BE} + \frac{R_S}{\beta} \cdot \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$

Luego hay que verificar que se encuentre en MAD:

$$\boxed{V_{CE} > V_{CESat} = 0.2V}$$

Una vez obtenido el punto de polarización, se debe hacer el modelo de pequeña señal. Para esto, se pasivan las fuentes de corriente, y se analiza el modelo de pequeña señal:



$$\text{Sin carga} \Rightarrow \begin{cases} Z_{\text{out}} = -g_m Z_{\text{in}} (r_0 \parallel R_D/R_C) \\ A_{\text{ZS}} = \frac{Z_{\text{out}}}{Z_{\text{in}}} = -g_m (r_0 \parallel R_D/R_C) \end{cases}$$

R_{in} → MOSFET $\rightarrow \infty$
 → TBJ $\rightarrow r_{\text{f}}$

$$R_{\text{out}} \rightarrow r_0 \parallel R_D/R_C$$

Ganancia de tensión de pequeña señal

$$\Leftrightarrow A_{\text{ZS}} = \frac{Z_{\text{out}}}{Z_{\text{in}}}$$

En el MOSFET $\rightarrow Z_{\text{in}} = r_s \Rightarrow A_{\text{ZS}} = A_{\text{Zo}}$

En el TBJ $\rightarrow A_{\text{ZS}} = \frac{R_{\text{in}}}{R_{\text{in}} + R_S} \cdot A_{\text{Zo}}$

Límites de excusión

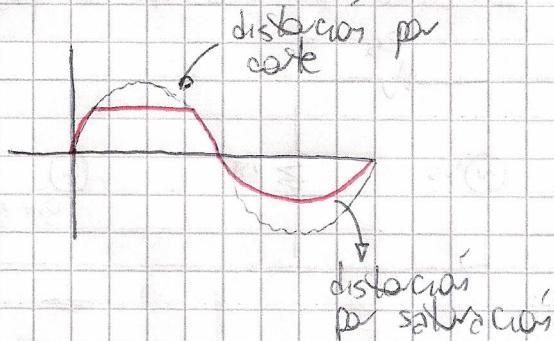
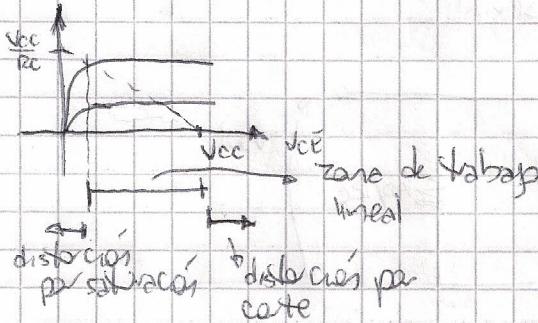
Existen 3 tipos de distorsión:

- Distorsión por corte: El valor de la señal amplificada (de salida), supera a la tensión de alimentación del circuito, por lo que el amplificador no es capaz de entregar esos valores de tensión.
- Distorsión por saturación: La señal amplificada, toma valores muy

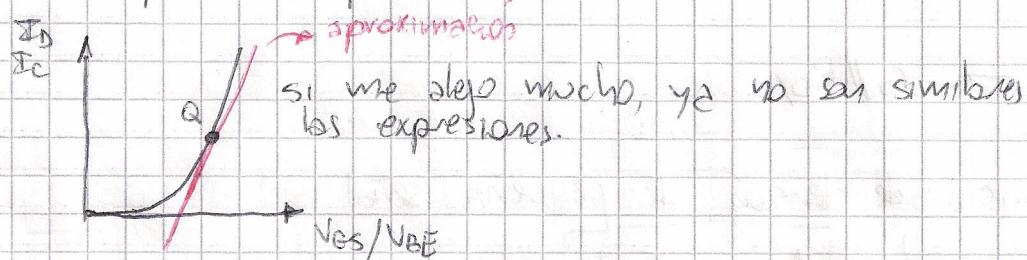
pequeños, a tal punto que el punto Q sale de la zona de saturación (MOSFET), entrando a una zona donde ya la relación no es lineal.

$$\rightarrow \text{en saturación con los TBJ} \rightarrow V_{CE} \geq 0,2$$

$$\rightarrow \text{en triodo con los MOSFET} \rightarrow V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$$



- Distorsión por alineabilidad: Para obtener las expresiones de los distintos transistores, se utilizó una aproximación con Taylor. Por lo tanto, para valores que se alejen demasiado del punto de trabajo, estas expresiones pierden validez:



Esta distorsión se produce cuando no se cumplen las hipótesis de la aproximación:

$$\text{MOSFET} \rightarrow |V_{GS}| \leq 0,2 \cdot (V_{GS} - V_t)$$

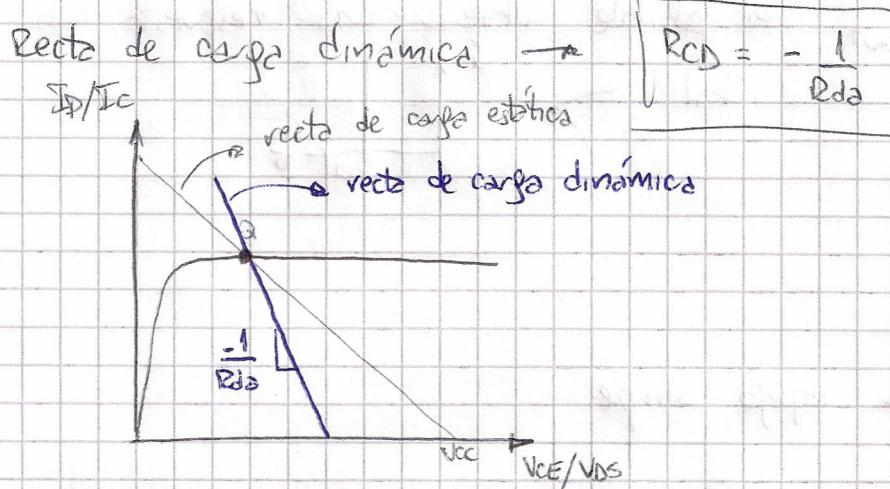
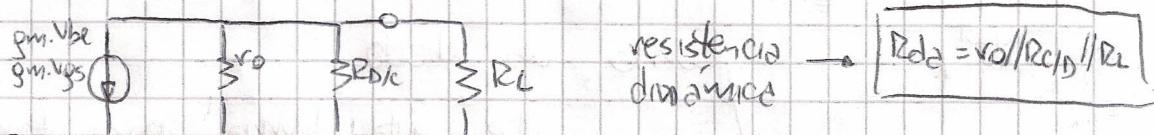
$$\text{TBJ} \rightarrow |V_{BE}| \leq 10 \text{ mV pico}$$

De no cumplirse estas condiciones, ya no se puede suponer como válido que $\omega_{out} = A_{DS} \cdot \omega_{in}$

$$\text{Potencia de salida} \rightarrow P_{out} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_{out}^2}{R_{D/C}}$$

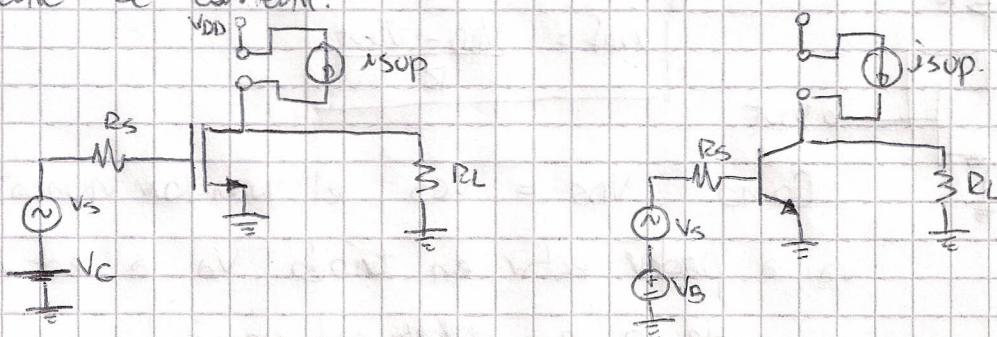
$$\text{Potencia de alimentación} \rightarrow P_{DC} = N_{DP/CC} \cdot I_{DC}$$

Cuando se conecta una carga al amplificador, solo se ve afectada la malla de salida, por lo que sufre modificaciones la recta de carga, limitando ~~la~~ la máxima excursión de la señal.

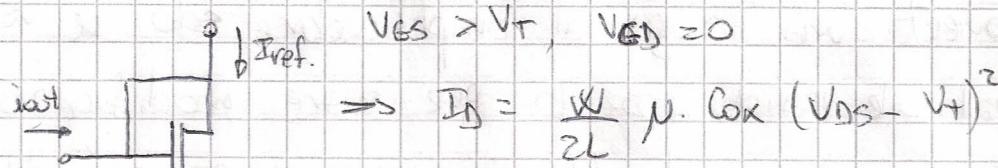


Amplificador como fuente de corriente

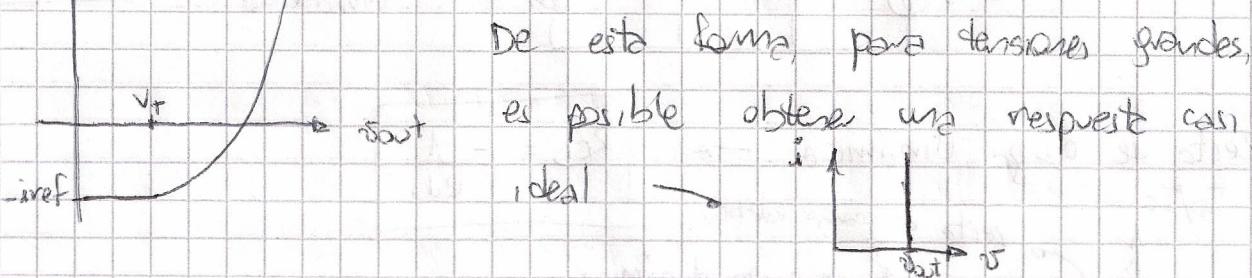
Observando las curvas I_C vs V_{CE} o sus análogas para los transistores MOSFET, se puede ver que una vez estableciendo un punto de trabajo en la zona de MAD o saturación, es posible variar la tensión de la malla de salida, sin que la corriente de salida varíe demasiado. De este forma es posible crear una fuente de corriente.



Transistor MOS como referencia de tensión

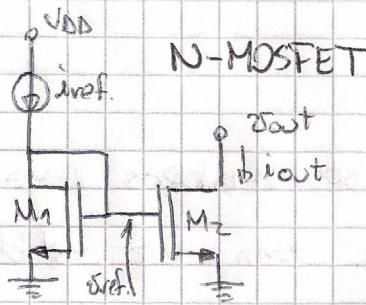


Cuando $V_{GS} > V_T$, el transistor se comporta como un diodo.



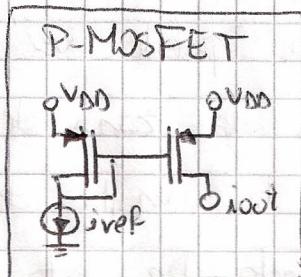
Fuentes de corriente

Copia de corriente \rightarrow espejo simple:



$$i_{out} = i_{ref} \cdot \frac{\frac{W_2}{L_2}}{\frac{W_1}{L_1}}$$

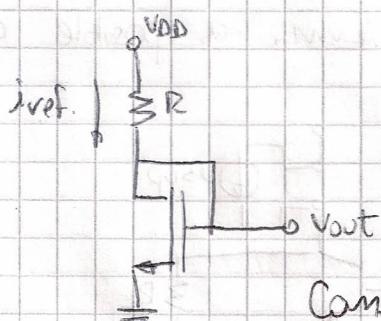
\Rightarrow es posible obtener el mismo valor de corriente



W_1 y L_1 muy grandes

$$V_{ref} \approx V_T$$

Como generar la i_ref:

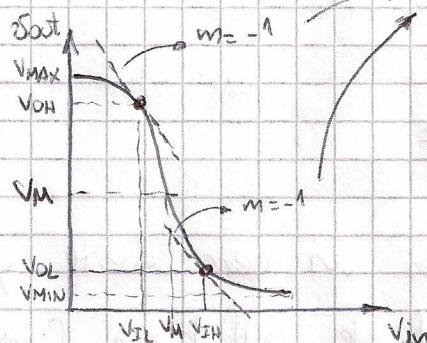


$$i_{ref} = \frac{V_{DD} - V_{out}}{R}$$

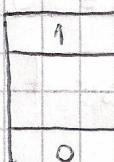
Como $V_{DS} = V_{GS}$, el transistor nunca va a poder estar en triodo. Va a estar en corte o en ~~saturación~~.

Componentes lógicas:

Inversor real



Estos puntos se definen en donde la pendiente de la curva es $m = -1$

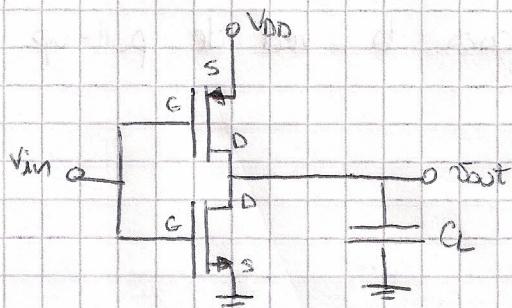


} zona prohibida.

Los PMOS \rightarrow "1" fuerte y "0" débil

Los NMOS \rightarrow "0" fuerte y "1" débil

El inversor MOS no consume potencia



mientras la entrada esté fija

- Características:
- Lógica "rail-to-rail": V_{out} llega tanto a cero como V_{DD}
 - $|A_{v1}|$ muy elevado.

Que pasa cuando $V_m = V_{out} = V_{in}$:

$$V_m = V_{tn} + \frac{\sqrt{k_p}}{k_n} (V_{DD} + V_{tp})$$

$$1 + \frac{\sqrt{k_p}}{k_n}$$

Propiedades regenerativas

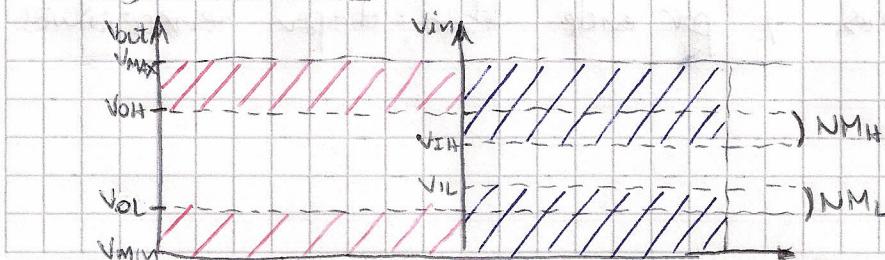
- Lógica rail-to-rail
- Se eliminan ruidos gracias al noise margin
- Se emparejan los flancos ascendentes y descendentes

• Caso simétrico $\Rightarrow k_n = k_p \Rightarrow V_m = \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow \frac{V_m}{L_n} \approx \frac{1}{2} \frac{W_p}{L_p}$

• Caso asimétrico: - $k_n > k_p \Rightarrow V_m \approx V_{tn}$

- $k_p > k_n \Rightarrow V_m \approx V_{DD} + V_{tp}$

Márgenes de ruido



NOTA

Tiempos de propagación

$$t_{PLH} = \frac{C_L \cdot V_{DD}}{(k_n \cdot \mu_n \cdot C_{ox} (V_{DD} - V_{tn})^2)}$$

$$t_{PDL} = \frac{C_L \cdot V_{DD}}{(k_p \cdot \mu_p \cdot C_{ox} (V_{DD} + V_{tp})^2)}$$

$$t_p = \frac{1}{2} \cdot (t_{PLH} + t_{PDL})$$

Consumo de potencia

El mueso CMOS no consume potencia de manera estática. La disipación de potencia (dinámica) se produce en el switches, cuando ambos transistores se encuentran conduciendo.

$$\text{Energía disipada} \rightarrow E_D = C_L V_{DD}^2$$

$$\text{Potencia disipada} \rightarrow P_D = f \cdot C_L V_{DD}^2$$

Debido a que los N-MOSFET impiden un cero fuerte y un uno débil, se los utiliza para la red de pull-down. Contrario a esto, se utilizan los P-MOSFET para la red de pull-up.

Electrónica de potencia

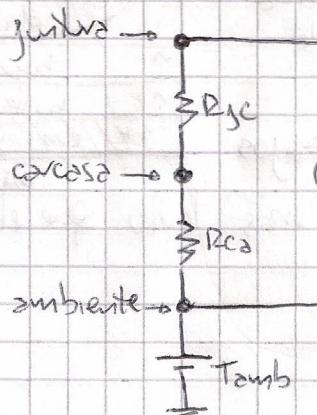
Diodos de potencia

Cuando se apaga el diodo, sigue habiendo una circulación de corriente transitoria \rightarrow tiempo de recuperación en inversa.

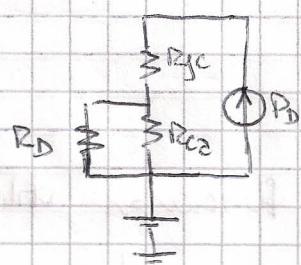
Estos diodos se pueden clasificar por el recovery-time:

- Propósito general:
 - tiempo de recuperación $\approx 10\mu s$
 - se usan en bajas frecuencias
- Fast-recovery:
 - tiempo de recuperación: 0,1 a 10 μs
 - se suelen usar como conversores.
- shottky:
 - tiempo de recuperación: 5ns
 - se usan para altas frecuencias.

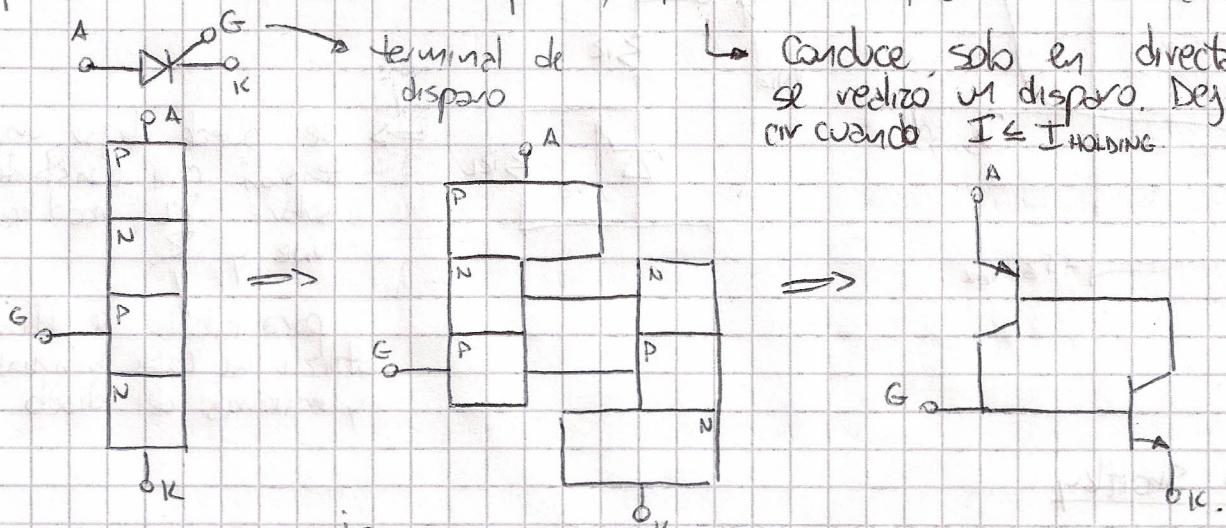
Estos diodos son más grandes que los comunes, ya que deben manejar corrientes mayores, y por ende deben disipar temperaturas más elevadas.

Modelo térmico

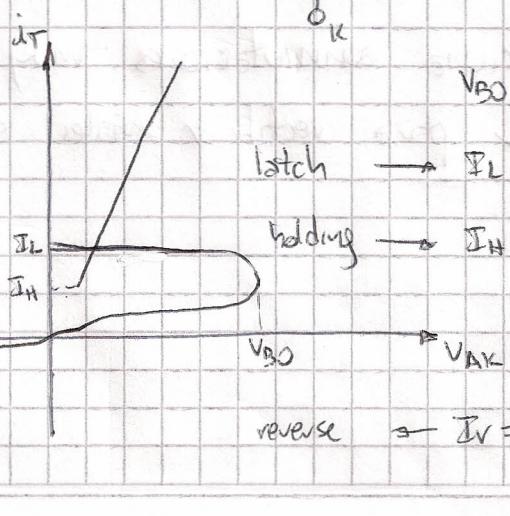
La temperatura de la juntura debe ser menor que la indicada por el fabricante. En caso de superar este temperatura, es necesario colocar un disipador, que en el modelo circuital es una resistencia en paralelo a la R_{ca} .

Tristores (SCR)

Es un dispositivo que funciona como un diodo, pero da que posee un terminal de disparo, que es el que controla la conducción.



Conduce solo en directa y si se realizó un disparo. Deja de conducir cuando $I \leq I_{HOLDING}$.

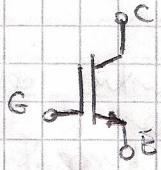


V_{BO} = mínima tensión de VAK que dispara al tristor
 I_L = mínima corriente que dispara al tristor
 I_H = mínima corriente que mantiene encendido

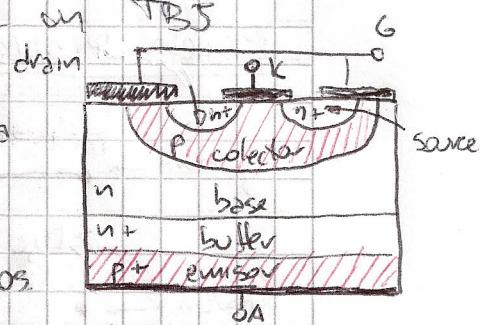
reverse $\rightarrow I_V$ = corriente de inversa

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Tiene la entrada de un MOS y la salida de un TBJ



- alto impedancia de entrada
- alta capacidad de entrada
- soporta mucha corriente
- se activa por tensión
- tiempos de conmutación bajos

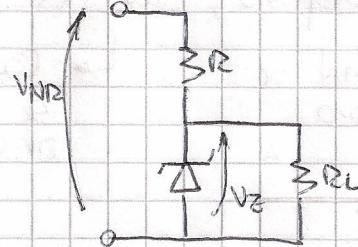
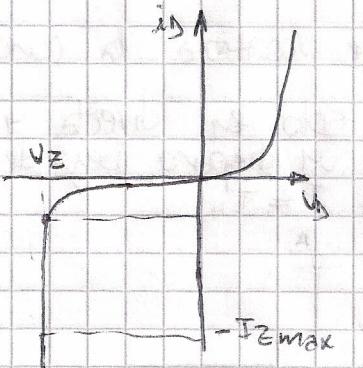


El IGBT es más rápido que el TBJ pero más lento que el MOS

Diodos especiales

Diodo zener

Los diodos zener funcionan utilizando el efecto túnel. Para una polarización en inversa, presenta una región en donde la tensión permanece casi constante mientras la corriente varía, por lo que se los suele utilizar para obtener una tensión regulada.

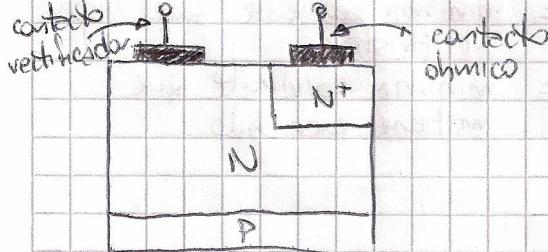


⇒ se puede fijar una tensión casi constante sobre R_L , modificando V_{IN} y R .

Para calcular se deben utilizar las cotas mínimas y máximas del diodo.

Diodo shottky

Es un diodo que proporciona commutaciones muy rápidas. Por este razón se los suele utilizar para rectificar señales de alta frecuencia.

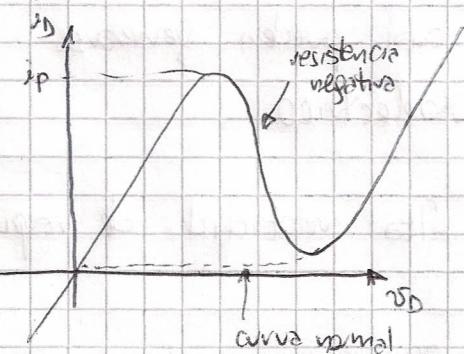


Diodo Varicap

Es un diodo de capacidad variable, que lo hace modificando la extensión de la zona desierta. Aumentando la tensión de inversa, aumenta la zona desierta, disminuyendo la capacidad. Se suelen utilizar en sintonizadores de TV, osciladores, etc.

Diodo Túnel

Suelen ser de germanio, y utilizan el efecto túnel para trabajar. Son diodos muy rápidos, y que operan con potencias bajas.



Se suelen utilizar como elemento activo en osciladores y amplificadores.

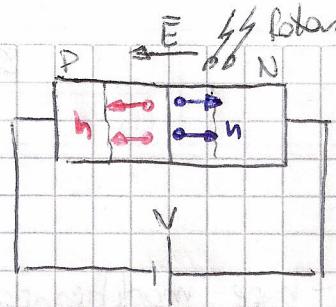
Dispositivos optoelectrónicos

El objetivo de estos dispositivos es detectar fotones tanto del espectro visible, como del infrarrojo o ultravioleta.

Fotodiodo

Es un diodo construido de modo tal que la luz puede alcanzar la junta PN y generar portadores debidos al efecto fotoeléctrico.

El funcionamiento radica en la separación de los pares electrón-hueco generados por la radiación que atraviesa la zona desierta, y ~~debido~~ al conectarlo en inversa, el campo eléctrico de la zona desierta evita la recombinación. La corriente de fuga en inversa se la conoce como "corriente de oscurecimiento", ya que circula incluso sin luz.

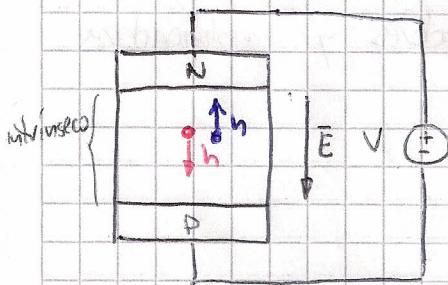


Al incidir la luz, ya no circula una corriente despreciable (de daga).

Diodo PIN

Es un diodo que posee una región de semiconductor intrínseco entre las regiones P y N. Estos diodos se comportan como los comunes para frecuencias muy bajas.

La zona de vaciamiento es mucho más grande que la de un diodo común (se extiende por la zona intrínseca), y esto implica una mayor área en la cual pueden generarse pares electrón-hueco debido al efecto fotoeléctrico.



Tienen una alta velocidad de respuesta.

Fotodiodo de avalancha

Son fotodiodos diseñados para medir luz de muy baja intensidad. Funcionan como los diodos PIN, pero tienen una tensión de inversa muy grande, por lo que el campo eléctrico es muy intenso. Por lo tanto, los portadores son acelerados de tal forma que provocan un efecto avalancha, y por ende una corriente apreciable.

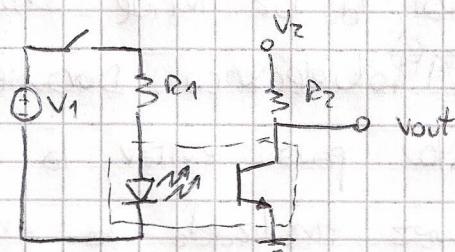
Fototransistor

Es un transistor sensible a la luz, en general infrarroja. La luz incide en la base, generando portadores, y poniendo en conducción. Tienen mayor sensibilidad que los fotodiodos por el

efecto de la fluorescencia. Se suelen utilizar como lectores de tarjetas, comunicaciones por fibra óptica, etc.

Optoacoplador

Es un dispositivo que funciona como un emisor y un receptor de luz. Su ventaja es el aislamiento eléctrico, ya que el único contacto es óptico.

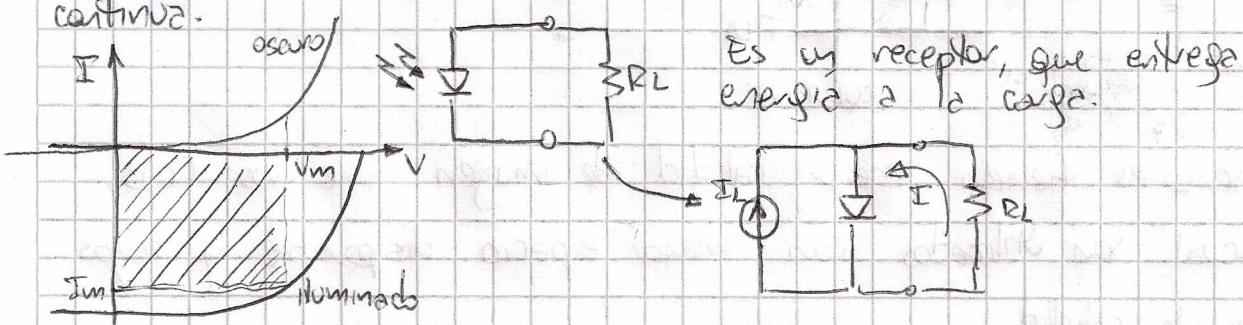


Fotoresistencia

Es una resistencia que disminuye su valor con el aumento de la intensidad de luz. Consiste en un semiconductores de alta resistencia, que al recibir los fotones provenientes de la luz, los abordan, dando a los electrones la energía suficiente para pasar a la banda de conducción, y de esta forma conducir electricidad. Los fotoresistores intrínsecos se suelen utilizar para longitudes de onda corta (fotones con mucha energía) y los extrínsecos para longitudes de onda mayores (poca energía).

Celda Fotovoltaica

Es un dispositivo que transforma la luz recibida en corriente continua.

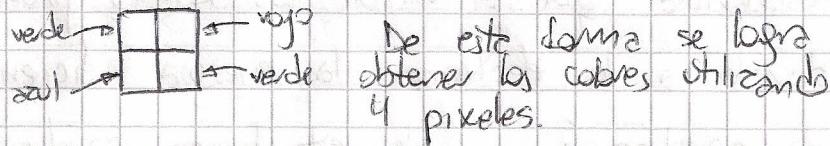


Para obtener las tensiones necesarias, se conectan muchos de estos dispositivos en serie. Luego se conectan otros en paralelo para poder aumentar la corriente.

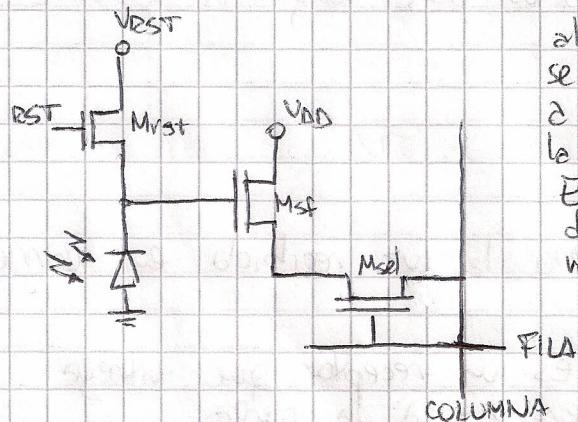
Sensores CCD

Consiste en un capacitor MOS que almacena carga eléctrica generada a partir del efecto fotovoltaico. Este capacitor posee una ventana por la cual la luz incide sobre el sustento, donde se produce el efecto fotovoltaico. Durante la exposición se debe polarizar el transistor para evitar la recombinación de los nuevos portadores. Una vez finalizada la exposición se recupera esta carga en forma de corriente eléctrica.

Colocando muchos de estos captores, es posible obtener una imagen completa, donde cada sensor es un pixel. Para obtener colores, se coloca una máscara que solo permite el paso de un color determinado



Sensores CMOS



el fotodiodo se carga en inversa gracias al M_{1st}. Cuando el diodo es iluminado se descarga el diodo pasando en conducción a M_{2st}, que permanecerá así dependiendo de la intensidad y duración de la exposición. El transistor M_{sel} permite seleccionar de a un pixel por vez, para poder recuperar el valor de la tensión obtenida

Estos sensores tienen menor calidad de imagen que los CCD, por lo cual son utilizados con menor espacio disponible y bajos requisitos de calidad.

Diodo LED (Diodo emisor de luz)

Es un diodo que emite luz cuando se lo polariza en directa.

El color de la luz depende del material semiconducteur utilizado.

Al recombinarse un electrón con un hueco, se libera energía en forma de calor o como un fotón. En este caso, la energía se libera como un fotón con una longitud de onda determinada.

Que este energía sea liberada como fotón depende del tipo de semiconductor empleado.

Diode LASER

Es similar a un diodo LED, pero emite luz láser (luz muy monocromática y coherente). Bajo algunas condiciones, cuando un fotón con una energía determinada pasa cerca de una recombinación electrón-hueco, el fotón emitido resulta una copia del primero, y así sucesivamente.

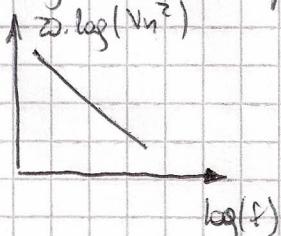
Ruido Eléctrico

Ruido térmico

Se debe al movimiento aleatorio de los electrones libres. Se lo conoce como "ruido blanco", porque tiene componentes en todo el espectro de frecuencias.

Ruido Flicker (o $1/f$)

Se debe al intercambio de carga con imperfecciones del material cercanas a la interfaz.



$$Vm^2 = \frac{V}{CoxWL} \cdot \frac{1}{f}$$

Ruido shot

Se debe a la naturaleza aleatoria de la circulación de portadores a través de una junta PN en directo.

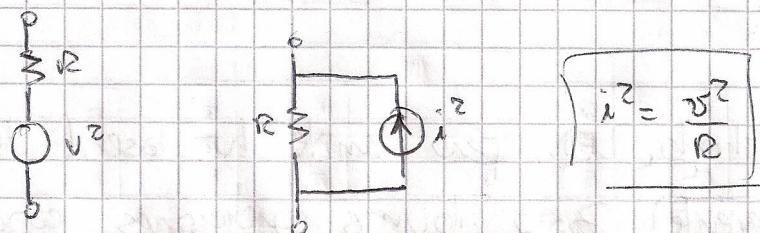
Ruido Burst o RTS

Se debe a la presencia de iones contaminantes en los semiconductores.

Ruido Avalanche

Se debe a la aleatoriedad del efecto avalanche.

Representación

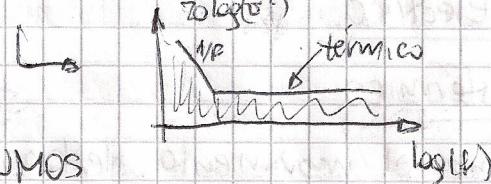


Resistencias → se ven afectados por ruido térmico

Diodes PN → se ven afectados por ruido térmicos y de shot.

TBJ → ruidos térmicos y de shot.

MOSFET → ruido térmico y ruido Flicker



Los PMOS tienen entre 2 y 5 veces menos ruido que los NMOS

Figura de mérito SNR (Signal to Noise Ratio)

$$SNR = \frac{P_S}{P_{noise}}$$

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log \frac{P_S}{P_{noise}}$$

P_S = señal deseada

P_{noise} = señal indeseada

Fabricación y layout CMOS

Como fabricar un transistor MOS.

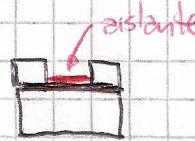
El primer paso es generar Silicio de alta pureza para el wafer. Una vez obtenidos los lingotes, se cortan rodajas de espesor muy pequeño.

Fotolitografía: se utiliza para transferir patrones a un material fotoresistivo gracias a la reacción química entre la luz y el material.

Sobre el wafer, se crece un óxido a forma de barrera. Luego se deposita material fotoresistivo sobre el óxido, y se expone justo con una máscara que va a definir las regiones, a la luz. De este forma, el material fotoresistivo incidido está listo para ser removido, quedando la abeja con las regiones marcadas.

 La ventana que queda expuesta tiene el óxido depositado el cual es removido por un agente químico (también remueve el material fotoresistivo). Una vez finalizado esto, se procede al dopaje, que se puede realizar por difusión o por implantación iónica. Para el proceso de difusión, se coloca el wafer en un horno, y las impurezas van penetrando al sustrato. En la implantación iónica, las impurezas son implantadas mediante un bombardeo iónico (es más preciso).

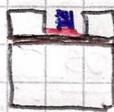
Una vez dopado el material, por un proceso conocido como deposición, se produce una película aislante



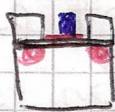
→ sputtering (deposición física)

→ chemical vapor deposition (CVD)

Luego se deposita el polisilicio sobre todo la óblea, y es removido salvo la parte del gate

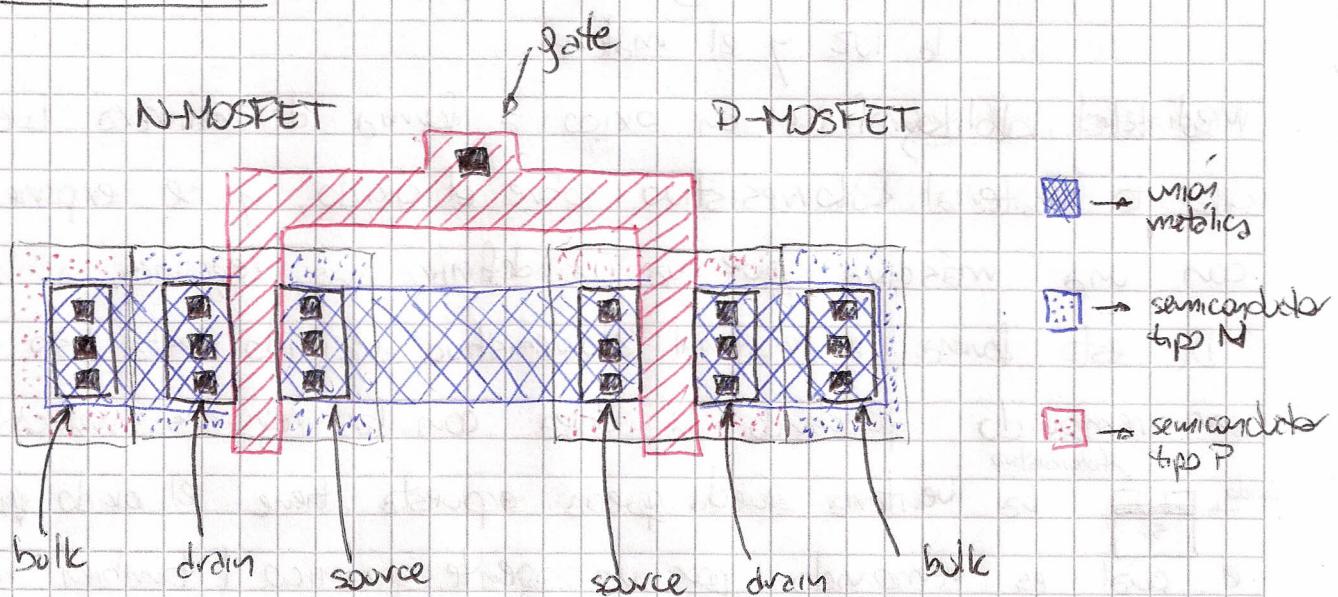


Luego se repiten los procesos para obtener el source y el drain.



Finalmente, repitiendo pasos anteriores, se introducen los contactos metálicos.

Inversor CMOS



Los transistores P-MOSFET tienen dimensiones mayores que las de los N-MOSFET (si es simétrico, es el doble).

El sustrato es tipo P, por lo tanto, para armar el transistor P-MOSFET se debe implantar un N-well sobre el cual se diseñará la compuerta

