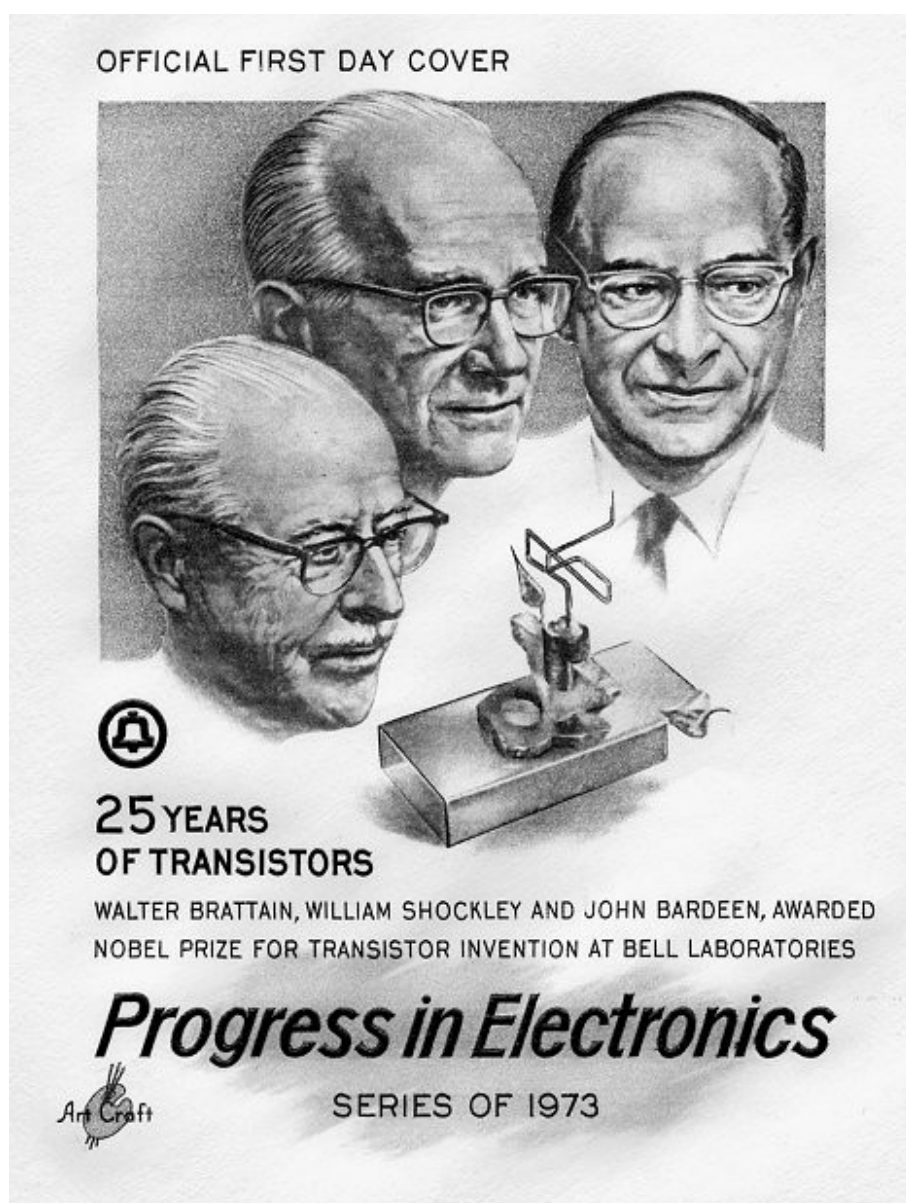


TEMA 6: AMPLIFICACIÓN E TRANSISTORES.

CONTIDO

1. AMPLIFICACIÓN. PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS.....	3
1.1. O AMPLIFICADOR VISTO DENDE A SAÍDA.....	4
1.2. O AMPLIFICADOR VISTO DENDE A ENTRADA.....	5
1.3. GANANCIA DUN AMPLIFICADOR NO CIRCUÍTO.....	6
1.4. ACOPLLO DE AMPLIFICADORES.....	7
1.5. RESPOSTA EN FRECUENCIA.....	8
2. O TRANSISTOR BIPOLAR.....	9
2.1. FUNCIONAMENTO DO TRANSISTOR.....	10
2.2. TENSÍONS E CORRENTES NO TRANSISTOR. PARÁMETROS A E H_{FE}	11
2.3. CURVAS CARACTERÍSTICAS EN EMISOR COMÚN.....	12
2.4. RECTA DE CARGA E PUNTO DE TRABALLO (Q). AMPLIFICACIÓN.....	15
2.5. CIRCUÍTO DE POLARIZACIÓN EN EC.....	18
2.6. ANÁLISE EN CONTINUA DO AMPLIFICADOR EC.....	23
2.7. OUTRAS CONFIGURACÍONS DO TRANSISTOR BIPOLAR.....	24
2.8. TÁBOA RESUMO DAS DIFERENTES CONFIGURACÍONS.....	26
2.9. ANALISE DO BJT EN SINAL. PARÁMETROS HIBRIDOS.....	26
2.10. TIPOS DE AMPLIFICADORES. CLASES.....	27
2.11. ACOPLLO DE ETAPAS.....	32
2.12. AMPLIFICADORES INTEGRADOS.....	33
2.13. CONFIGURACÍONS COMPOSTAS.....	33
3. OS TRANSISTORES DE EFECTO CAMPO FET.....	38
4. O TRANSISTOR DE EFECTO CAMPO DE UNIÓN (JFET).....	40
4.1. FUNCIONAMENTO DO JFET.....	40

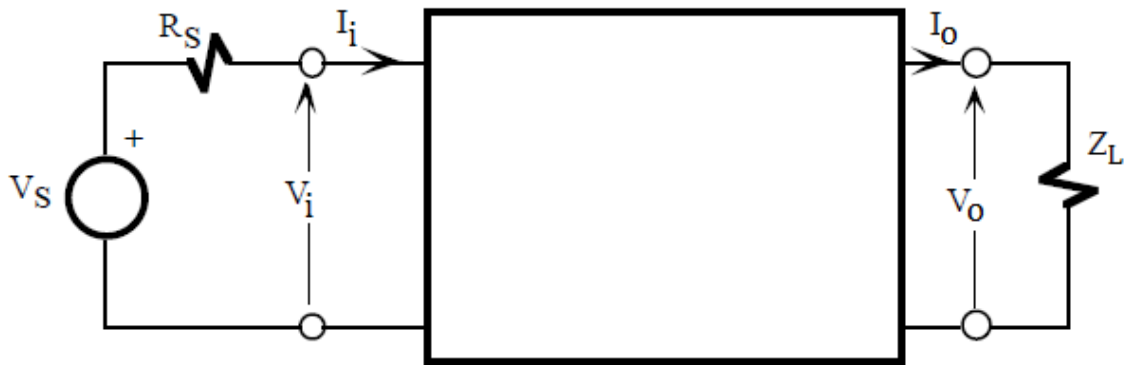
4.2. CURVAS CARACTERÍSTICAS E REXIÓNS DE FUNCIONAMENTO.....	44
5. O TRANSISTOR MOSFET.....	46
5.1. MOSFET DE ENRIQUECEMENTO.....	46
5.2. MOSFET DE EMPOBRECEMENTO.....	52
6. AMPLIFICACIÓN CON FETs.....	54
6.1. POLARIZACIÓN DE FETs.....	56
7. LÓXICA CMOS.....	58
8. O MOSFET DE POTENCIA.....	59
9. O TRANSISTOR BIPOLAR DE PORTA ILLADA. IGBT.....	61



1. AMPLIFICACIÓN. PARÁMETROS CARACTERÍSTICOS

A necesidade de amplificar os sinais é case unha necesidade constante na maioría dos sistemas electrónicos. Neste proceso os transistores desenvolven un papel fundamental pois, baixo certas condicións, poden entregar a unha determinada carga unha potencia **de sinal** maior que a que absorben.

A análise dun amplificador mediante a súa asimilación a un cuadripolo (rede de dúas portas), resulta interesante xa que permite caracterizalo mediante unha serie de parámetros relativamente simples que nos proporcionan información sobre o seu comportamento.



Podemos definir os seguintes parámetros:

- ✓ Ganancia de tensión (normalmente expresase en decibelios):

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

$$A_v^{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right)$$

- ✓ Impedancia de entrada (ohmios):

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i}$$

- ✓ Impedancia de saída (ohmios):

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} (\text{medida con } V_i = 0)$$

- ✓ Ganancia de corrente (normalmente expresase en decibelios):

$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

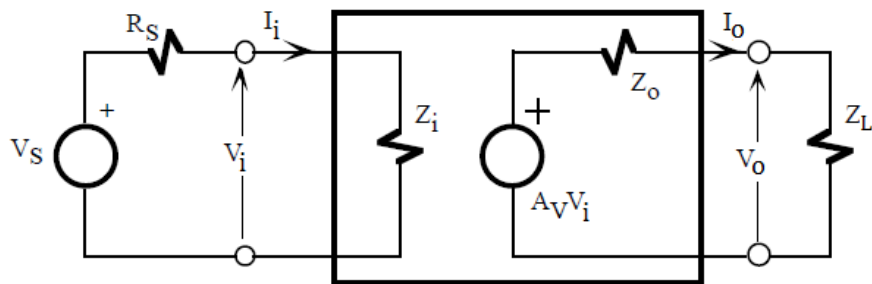
$$A_i^{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{I_o}{I_i} \right)$$

- ✓ Ganancia de potencia (normalmente expresase en decibelios):

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = G_v \cdot G_i$$

$$A_p^{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_o}{P_i} \right)$$

Un diagrama no que resulta máis claro o significado de estes parámetros é o seguinte:



O que nós esperamos dun amplificador é que na saída teñamos a tensión que lle proporciona a fonte de sinal na entrada amplificada en un factor A_v :

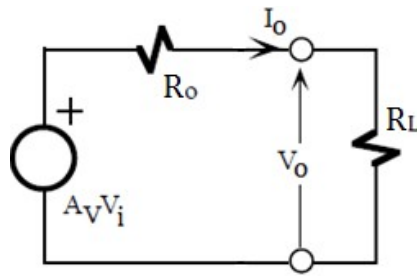
$$V_o = A_v \cdot v_s$$

Sen embargo, para que isto se cumpra, deberán cumprirse unha serie de condicións adicionais como veremos nos seguintes apartados.

1.1. O AMPLIFICADOR VISTO DENDE A SAÍDA.

Visto dende a súa saída o amplificador representase como unha fonte de tensión ideal de amplitude $A_v \cdot v_i$ e impedancia interna Z_o . A **impedancia de saída** determina o **comportamento do amplificador como fonte** para outros circuítos.

Se o valor da impedancia de saída dun amplificador é grande, comparado coa impedancia que o carga, sucederá que unha parte da tensión proporcionada pola fonte caera na súa propia impedancia de saída. Lembremos que a tensión proporcionada a unha carga por unha fonte de tensión depende da relación entre as impedancias interna da fonte e de carga como vimos en temas anteriores. Supoñendo que todas as impedancias son puramente resistivas, $Z_o=R_o$ e $Z_L=R_L$ teremos:



A corrente que circula no circuíto (I_o) será:

$$I_o = \frac{A_v \cdot v_i}{R_o + R_L}$$

E, polo tanto, a tensión entre extremos da saída do amplificador (v_o) será:

$$v_o = I_o \cdot R_L = \frac{A_v \cdot v_i}{R_o + R_L} \cdot R_L = \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A_v \cdot v_i$$

De xeito que a tensión proporcionada polo amplificador so aparecera integramente na carga no caso de que a resistencia de carga sexa moito maior que a resistencia saída do amplificador ($R_L \gg R_o$).

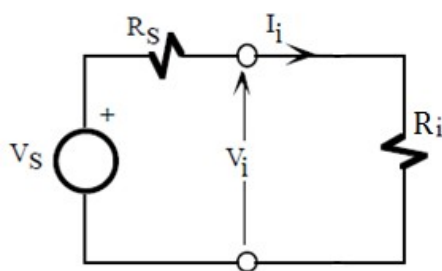
$$R_L \gg R_o \Rightarrow \frac{R_L}{R_o + R_L} \cong \frac{R_L}{R_L} = 1 \Rightarrow v_o = A_v \cdot v_i$$

Que é o que esperamos nós dun amplificador, que na saída nos proporcione a tensión de entrada amplificada A_v veces.

1.2. O AMPLIFICADOR VISTO DENDE A ENTRADA.

Visto dende a súa entrada o amplificador representase como unha impedancia de valor Z_i . A **impedancia de entrada** determina o **comportamento do amplificador como carga** para outros circuitos.

Se o valor da impedancia de entrada dun amplificador é pequeno, comparado coa impedancia interna da fonte á que carga, sucederá que unha parte da tensión proporcionada pola fonte caera na propia impedancia interna da fonte. Do mesmo xeito que razoamos no apartado anterior a tensión proporcionada a unha carga por unha fonte de tensión depende da relación entre a impedancia interna da fonte e a de carga. Supoñendo que todas as impedancias son puramente resistivas, $Z_S=R_S$ e $Z_i=R_i$, teremos:



A corrente que circula no circuíto (I_i) será:

$$I_i = \frac{V_S}{R_S + R_i}$$

E, polo tanto, a tensión entre extremos da entrada do amplificador (V_i) será:

$$V_i = I_i \cdot R_i = \frac{V_S}{R_S + R_i} \cdot R_i = \frac{R_i}{R_S + R_i} \cdot V_S$$

De xeito que a tensión proporcionada pola fonte so aparecera integramente na entrada do amplificador no caso de que a resistencia interna do amplificador sexa moito maior que a resistencia interna da fonte que o alimenta ($R_i \gg R_S$).

$$R_i \gg R_S \Rightarrow \frac{R_i}{R_S + R_i} \cong \frac{R_i}{R_i} = 1 \Rightarrow V_i = V_S$$

1.3. GANANCIA DUN AMPLIFICADOR NO CIRCUÍTO.

Tendo en conta ambos efectos, o da resistencia interna da fonte e o da resistencia de carga, teremos que a ganancia en circuíto, A_v^{EC} , que nos proporciona un amplificador pode non ser igual á súa ganancia nominal A_v . Matematicamente, segundo o visto nos apartados anteriores:

$$\left. \begin{aligned} v_o &= \frac{R_L}{R_o + R_L} \cdot A_v \cdot v_i \\ v_i &= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot v_s \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_v^{EC} = \frac{v_o}{v_s} = A_v \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

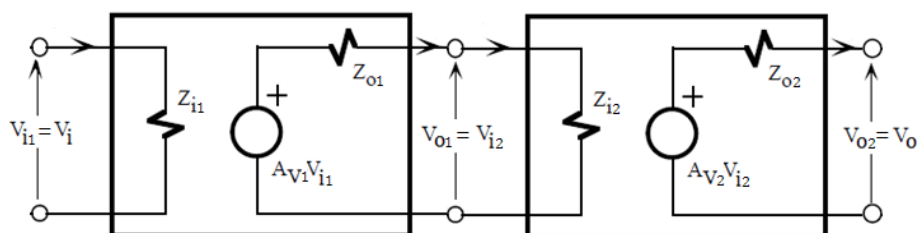
E só cando se cumpren as dúas condicións vistas anteriormente teremos que as ganancias nominal e no circuíto coinciden:

$$\left. \begin{aligned} R_L &\gg R_o \\ R_i &\gg R_s \end{aligned} \right\} \Rightarrow A_v^{EC} = A_v$$

O amplificador de tensión ideal será aquel capaz de proporcionarnos unha impedancia de entrada enorme e unha impedancia de saída moi baixa. Deste xeito comportarase como unha carga moi pouco esixente para a fonte e como unha fonte moi poderosa, capaz de alimentar cargas pequenas sen problemas. Para lograr isto será necesario, en xeral, conectar varios amplificadores elementais (etapas) de xeito que a primeira e a última encárguense de determinar as impedancias axeitadas e as do medio proporcionen a ganancia desexada, esta é a estrutura que teñen en xeral os amplificadores de aplicación. É unha solución moi común integrar todas estas etapas nun único circuíto integrado como sucede nos amplificadores operacionais ou os amplificadores integrados de audio.

1.4. ACOPLO DE AMPLIFICADORES.

Ao conectar etapas amplificadoras en cascada teremos que ter en conta o efecto da impedancia de saída do primeiro sobre a impedancia de entrada do segundo do mesmo xeito que faciamos coa fontes e a carga cando tiñamos unha soa etapa. Por exemplo con dúas etapas en cascada teremos:



Supoñendo todas as impedancias puramente resistivas teremos:

$$\left. \begin{aligned} v_{o1} &= v_{i2} = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_{v1} \cdot v_i \\ v_o &= v_{o2} = A_{v2} \cdot v_{i2} = A_{v2} \cdot v_{o1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_o = A_{v2} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_{v1} \cdot v_i$$

A ganancia da etapa resultante vira dada por:

$$A_{v(eq)} = \frac{v_o}{v_i} = A_{v2} \cdot \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \cdot A_{v1}$$

Se fixeramos os cálculos en decibelios:

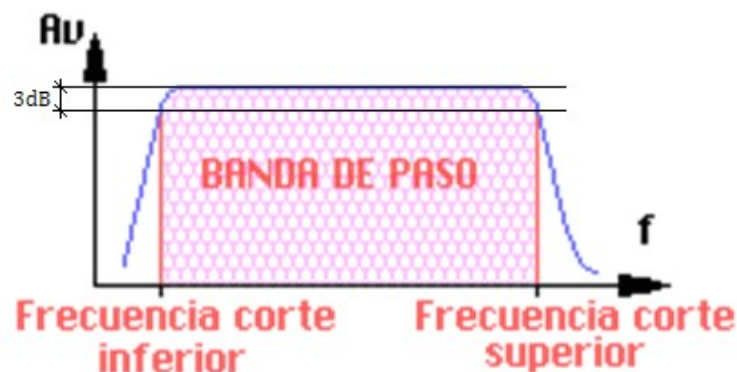
$$A_{v(eq)}(dB) = A_{v2}(dB) + A_{v1}(dB) + 20 \cdot \log \left(\frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \right)$$

As impedancias de entrada e de saída da etapa resultante serán as da primeira e a segunda etapa respectivamente.

$$R_{i(eq)} = R_{i1} \quad R_{o(eq)} = R_{o2}$$

1.5. RESPUESTA EN FRECUENCIA.

O comportamento dos amplificadores depende da frecuencia de xeito que o que é válido para unha marxe de frecuencias non ten porqué selo necesariamente para outro. En todo amplificador existe unha marxe de frecuencias no que a ganancia permanece practicamente constante, a este marxe chamámolo banda de paso do amplificador. A resposta en frecuencia dun amplificador adoita presentarse nunha representación gráfica como a que aparece na seguinte figura, similar á dun filtro pasa banda. As frecuencias nas que a resposta do amplificador cae 3dB respecto ao máximo, metade da potencia, denominanse frecuencias de corte.



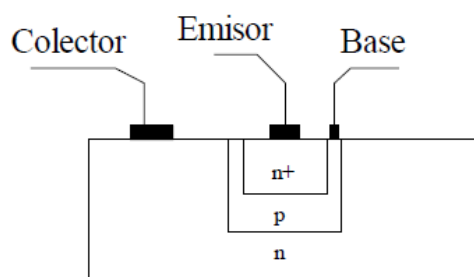
2. O TRANSISTOR BIPOLAR

O transistor bipolar é un dispositivo formado por tres rexións semiconductoras, entre as cales se forman dúas unións PN.

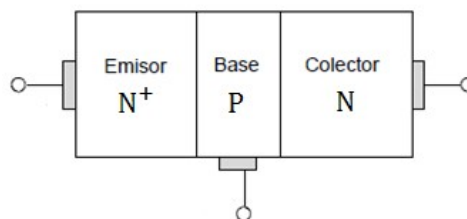
Estes tres rexións son:

- ✓ O **emisor(E)**: Ten que ser unha rexión moi dopada. Canto máis dopaxe teña o emisor, maior cantidade de portadores poderá chegar á corrente.
- ✓ A **base(B)**: debe ser moi estreita e pouco dopada para que teña lugar pouca recombinación na mesma. Deste xeito practicamente toda a corrente que provén de emisor pase a colector, como veremos máis adiante.
- ✓ O **colector(C)**: É unha zona menos dopada que o emisor.

As dimensións de cada unha das rexións do dispositivo son moi importantes para o correcto funcionamento do mesmo. Obsérvase a figura ao lado, nela preténdese dar unha idea das relacións de tamaño que deben existir entre as tres rexións dun transistor bipolar.

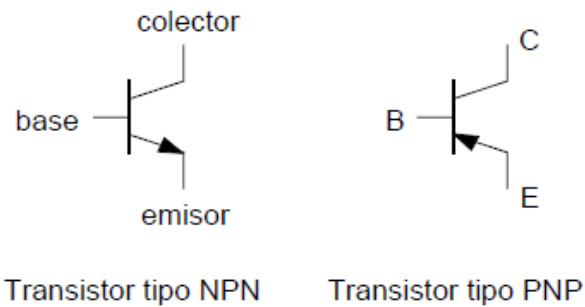


Se ben a estrutura real dun transistor bipolar asemellase moito á figura anterior adoitan empregarse representacións como a da figura que acompaña a este parágrafo, máis sinxelas para interpretar o seu comportamento xa que as fronteiras entre as rexións son máis claras.



Sempre se debe cumprir que a dopaxe das rexións sexa alterno, é dicir, se o emisor é tipo P, entón a base será tipo N e o colector tipo P. Esta estrutura dá lugar a un transistor bipolar tipo PNP. Se o emisor é tipo N, entón a base será P e o colector N, dando lugar a un transistor bipolar tipo NPN.

Os símbolos empregados para representar os transistores son os seguintes.



A frecha situada no emisor indica o senso da corrente de emisor. Se a frecha apunta cara a fora do transistor estaremos ante un transistor NPN e se apunta cara adentro nun PNP. Existe unha regra mnemotécnica sinxela para lembralo NPN(NonPeNetra) e PNP(PeNetra).

2.1. FUNCIONAMENTO DO TRANSISTOR

O transistor bipolar basea o seu funcionamento no control da corrente que circula entre o **E**misor e o **C**olector do mesmo, mediante a corrente de **B**ase. Para comprender o que sucede no transistor temos que lembrar o que estudaramos para o díodo:

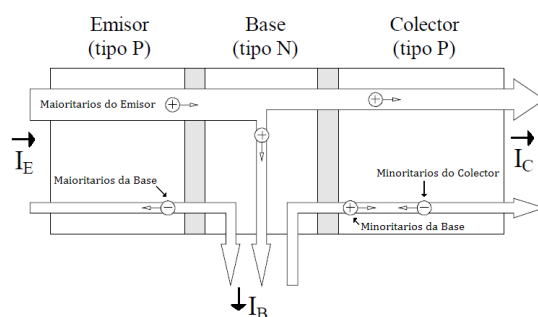
- ✓ **Díodo en directa:** A corrente que atravesa un díodo en directa é unha corrente de portadores maioritarios (e^- da zona N ou h^+ da zona P) empurrados cara a unión polo potencial externo que, unha vez compensada a barreira de potencial do díodo sen polarizar, fai aumentar a corrente de xeito exponencial.
- ✓ **Díodo en inversa:** Nun díodo polarizado en inversa existe, ao redor da unión, un potencial que impide o paso dos portadores maioritarios. Con todo un potencial que representa unha barreira para un tipo de portadores ten o efecto contrario sobre o outro, de modo que favorece o paso dos portadores minoritarios a través da unión. Como ademais o díodo esta polarizado en inversa eses portadores minoritarios son empuxados polo potencial externo cara á unión establecéndose unha corrente inversa no díodo. Esta corrente inversa é dun valor moi pequeno dada a escaseza de portadores minoritarios que só aparecen por xeración de pares e^-h^+ debido, fundamentalmente, á temperatura.

Un transistor polarizado en activa pódese considerar como un díodo en directa (unión **EB**) e un díodo en inversa (unión **BC**).

Polo díodo en directa (**EB**) circulará unha corrente elevada como corresponde a un díodo en directa. Neste caso, ao ser o **Emisor** unha zona máis grande e máis intensamente dopada que a **Base**, a inmensa maioría da corrente que atravesa a unión **EB** será unha corrente de portadores maioritarios do **Emisor**.

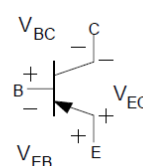
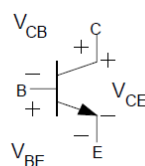
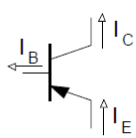
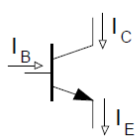
Polo díodo en inversa (unión **BC**) so debería circular unha pequena corrente debida aos minoritarios. O que sucede é que o **Emisor** está inxectando na **Base** unha cantidade enorme de portadores maioritarios do **Emisor** que, ao entrar na **Base**, son minoritarios da **Base** e, polo tanto, poden atravesar a unión **BC** sen problemas. Como a polarización inversa da unión **BC** é moito máis intensa que a directa da unión **EB** estes portadores séntense máis atraídos polo **Colector** que pola **Base** de xeito que a maior parte da corrente que circula pola unión **EB** é absorbida polo **Colector** a través da unión **BC**. A magnitude de esta corrente de **Colector** dependerá da cantidade de minoritarios que haxa na **Base** e esta dependerá directamente da polarización directa da unión **BE**, deste xeito a corrente de **Colector** dependerá directamente da corrente de **Base**.

Na seguinte figura poden verse todas estas correntes para un transistor PNP:



2.2. TENSÍONS E CORRENTES NO TRANSISTOR. PARÁMETROS α E h_{FE} .

En xeral defínense unha serie de tensións e correntes no transistor, como as que aparecen nas seguintes figuras.



Estas definicións son as que empregaremos, cando o transistor está activo as correntes e tensións definidas son positivas. De aquí en adiante realizaremos todas as análises para un transistor NPN, para aplicar os resultados a un PNP haberá que inverter todas as correntes e tensións.

O transistor pode entenderse coma un nodo do que saen tres ramas, aplicado a lei de Kirchhoff dos nodos obtemos: $I_E = I_B + I_C$

Parámetro α : Relaciona a magnitude da corrente de colector coa de emisor. Toma un valor próximo a 1, xeralmente non superior a 0,95.

Parámetro h_{FE} : Tamén chamado **ganancia en corrente**, relaciona a magnitude da corrente de colector coa de base. Toma valores entre 50 e 500.

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \quad h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

Ambos parámetros están relacionados xa que:

$$I_E = I_B + I_C \Rightarrow \frac{I_E}{I_C} = \frac{I_B}{I_C} + \frac{I_C}{I_C} \Rightarrow \frac{1}{\alpha} = \frac{1}{h_{FE}} + 1$$

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{h_{FE}} + 1$$

$$\frac{1}{h_{FE}} = \frac{1}{\alpha} - 1$$

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1+h_{FE}}{h_{FE}}$$

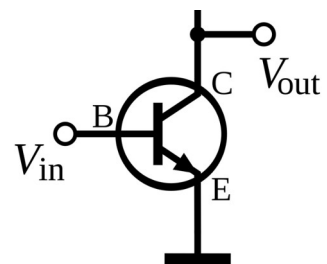
$$\frac{1}{h_{FE}} = \frac{1-\alpha}{\alpha}$$

$$\alpha = \frac{h_{FE}}{1+h_{FE}}$$

$$h_{FE} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

2.3. CURVAS CARACTERÍSTICAS EN EMISOR COMÚN

Sempre que se conecta un transistor un dos seus tres terminais formará parte dos circuítos de entrada e de saída, así o terminal que forma parte dos dous circuítos será o terminal común. A configuración de **Emisor común** é, por tanto, aquela na que o **Emisor** pertence aos circuítos de entrada e de saída. Nesta configuración o sinal de entrada introdúcese entre a **Base** e o **Emisor** e a saída tomase entre o **Colector** e o **Emisor**. Trátase da configuración máis empregada.

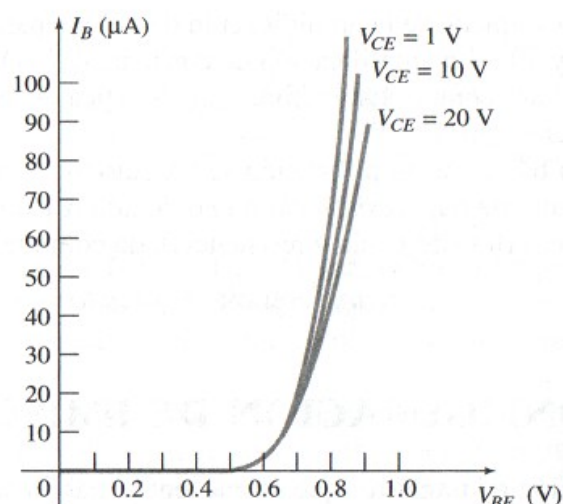


Entendemos por curvas características dun transistor a representación gráfica das relacións entre as súas correntes e tensións. Esta información é moi útil para o deseñador á hora de elixir un ou outro transistor para un circuíto, pois permite observar todas as características do mesmo.

2.3.1. CURVAS CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA

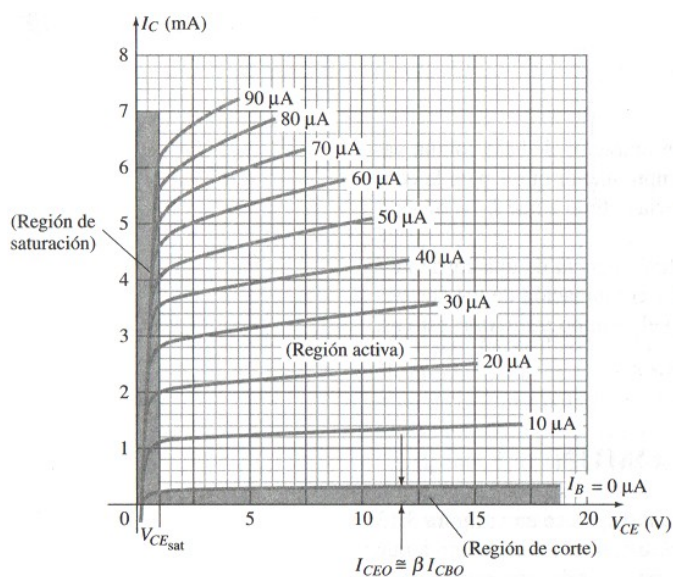
Nas curvas de entrada en emisor común, as variables a representar son I_C , V_{CE} e I_B . Representátese no eixo y a corrente de **B**ase (I_B), no eixo x a tensión entre a **B**ase e o **E**misor (V_{BE}), e débúxase unha curva para cada un dos valores da tensión entre o **C**olector e o **E**misor (V_{CE}).

A unión **BE** é esencialmente un díodo e a corrente de **B**ase é a que polariza en directa ese díodo, por iso esta curva é moi semellante á característica dun díodo. Esta curva será diferente para cada valor de V_{CE} xa que canto maior é a tensión do colector maior proporción dos portadores inxectados polo emisor irán cara ao colector.



2.3.2. CURVAS CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA. REXIÓNS DE FUNCIONAMENTO.

Como se comentou anteriormente, as curvas características son a representación de diversas variables (tensións e correntes) dun transistor bipolar. No caso concreto de curvas de saída en emisor común, as variables a representar son I_C , V_{CE} e I_B . Representátese no eixo y a corrente de **C**olector (I_C), no eixo x a tensión entre o **C**olector e o **E**misor (V_{CE}), e débúxase unha curva para cada un dos valores da corrente de **B**ase (I_B). Estas curvas poden verse na figura que acompaña a este parágrafo.



Rexións de funcionamento:

É posible identificar as distintas rexións de funcionamento dun transistor bipolar nas súas curvas características. Na figura anterior móstranse, sobre as curvas características de entrada en emisor común, as tres rexións de funcionamento.

Corte: Cando o transistor atópase en corte non circula corrente polos seus terminais. A efectos de cálculo, consideramos que o transistor se atopa en corte cando se cumpre a condición $I_E = 0$. Para polarizar o transistor en corte basta con non polarizar en directa a unión BE, é dicir, $V_{BE} < V_\gamma$. Polo xeral para polarizar en corte o BJT curtocircuitase a base e o emisor $V_{BE}=0$.

A situación de **corte** asemellase a un **interruptor en corte**, a corrente é cero independentemente da tensión entre Emisor e Colector.

Activa: A rexión activa é a zona de funcionamento na que o transistor amplifica. Existen correntes en todos os seus terminais e cúmprese que a unión BE atópase polarizada en directa e a CB en inversa. A efectos de cálculo verifícase:

$$V_{BE} = V_\gamma \text{ e } I_C = h_{FE} \cdot I_B$$

Saturación: A rexión de saturación caracterízase porque a corrente de base é maior que a que habería na zona activa para unha determinada corrente de colector ($I_C < h_{FE} \cdot I_B$). Polo tanto o transistor atópase na curva correspondente a unha I_B moito maior que a que lle correspondería en activa o que implica que VCE debe ser moi pequeno. As tensións BE e CE de saturación adoitan ter valores en torno a $V_{BE(sat)} = 0,8\text{ V}$ e $V_{CE(sat)} = 0,2\text{ V}$.

Na rexión de saturación verifícase que tanto a unión BE como a BC atópanse en directa. O xeito de polarizar un transistor en saturación e, coñecida a I_C , deseñar a polarización de base de xeito que se cumpra que:

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}}$$

A situación de **saturación** asemellase a un **interruptor en condución**, a tensión entre Emisor e Colector é moi pequena (0,2V) independentemente da corrente.

Máxima potencia

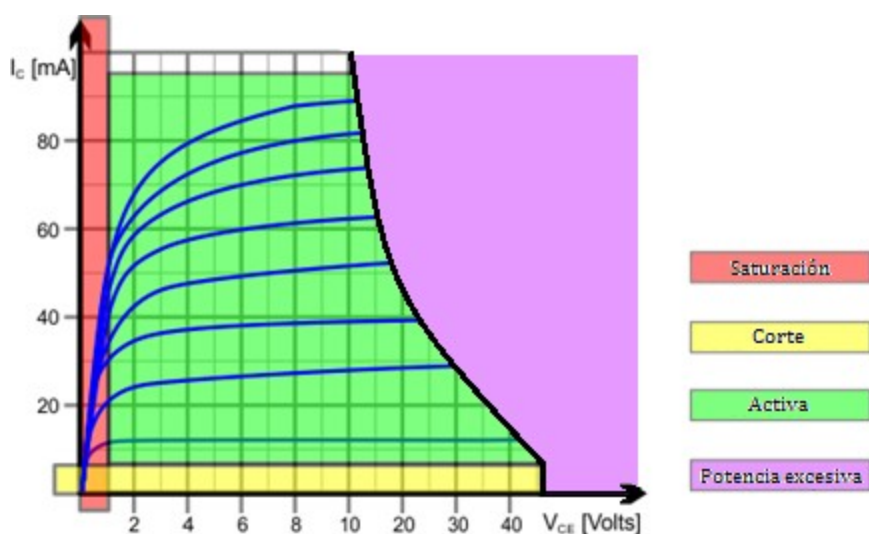
Un transistor ten unhas tensións e correntes nos seus terminais polo que disipa unha certa potencia. Esta potencia pódese obter aplicando a definición de potencia:

$$P = I_B \cdot V_{BE} + I_C \cdot V_{CE}$$

Xa que $I_B \ll I_C$ e $V_{BE} \ll V_{CE}$, o primeiro termo de esta ecuación é desprezable fronte ao segundo, resultando que:

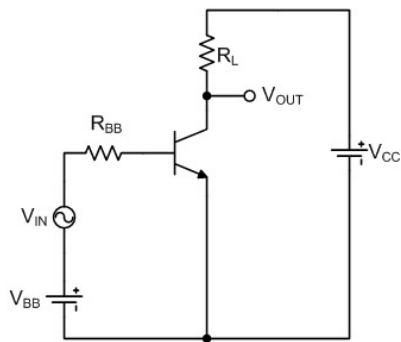
$$P = I_C \cdot V_{CE}$$

Esta ecuación representa unha hipérbole no plano (V_{CE} , I_C), é dicir sobre as curvas características de saída do transistor como se pode apreciar na seguinte figura. O fabricante proporciona como dato a **potencia de disipación máxima de un transistor**.



2.4. RECTA DE CARGA E PUNTO DE TRABAJO (Q). AMPLIFICACIÓN

O transistor empregase para amplificar pequenos sinais alternos, sen embargo precisa estar polarizado con uns certos niveis de continua para estar na súa rexión activa e amplificar o sinal. Por tanto un circuíto de amplificación requirirá unha serie de fontes de continua e resistores para situar ao amplificador no seu punto de traballo óptimo. O sinal alterno de entrada fará que se produzan variacións en torno a ese punto de traballo que darán como resultado a amplificación do sinal.



O modelo máis sinxelo de amplificador con transistor bipolar sería o da seguinte figura, a tensión de entrada aparecerá na base do transistor “montada” sobre a tensión de polarización proporcionada por V_{BB} a través da resistencia R_{BB} . A función da resistencia establecer unha corrente de Base (I_B) que dependa da tensión $V_{BB}+V_{IN}$.

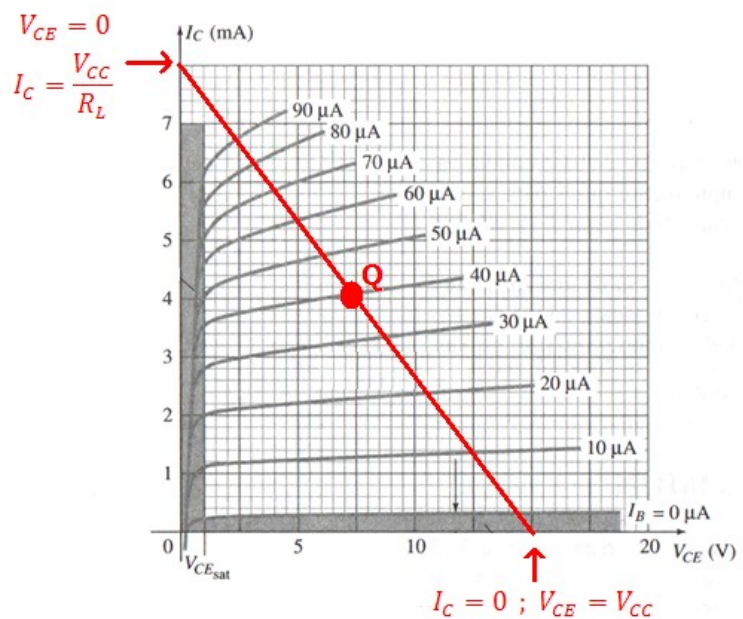
A corrente de Colector (I_C) será $h_{FE} \cdot I_B$ de xeito que en R_L caerá unha tensión proporcional a I_C e polo tanto a I_B . Como I_B varia con V_{IN} esta tensión dependerá de V_{IN} .

A **recta de carga** é a ferramenta que empregamos para analizar o efecto da resistencia de carga sobre o transistor. Centrarémonos para esta análise na malla de saída do circuíto.

Igual que no caso do díodo o noso obxectivo é escribir a lei de Ohm en R_L empregando como variables as da malla de saída do transistor I_C e V_{CE} .

$$I_L = I_C = \frac{V_R}{R_L} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L}$$

O seguinte paso será debuxar esa recta de carga sobre a curva característica do transistor. Para debuxar unha recta so necesitamos dous puntos, por simplicidade tomaremos os cortes cos eixos de coordenadas: $I_C=0$ e $V_{CE}=0$.



$$\text{Punto 1: } I_C = 0 \Rightarrow \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_L} = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

$$\text{Punto 2: } V_{CE} = 0 \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - 0}{R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L}$$

Para determinar o **punto de traballo** precisaremos resolver tamén a malla de entrada. Cando $V_{IN}=0$ teremos:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}}$$

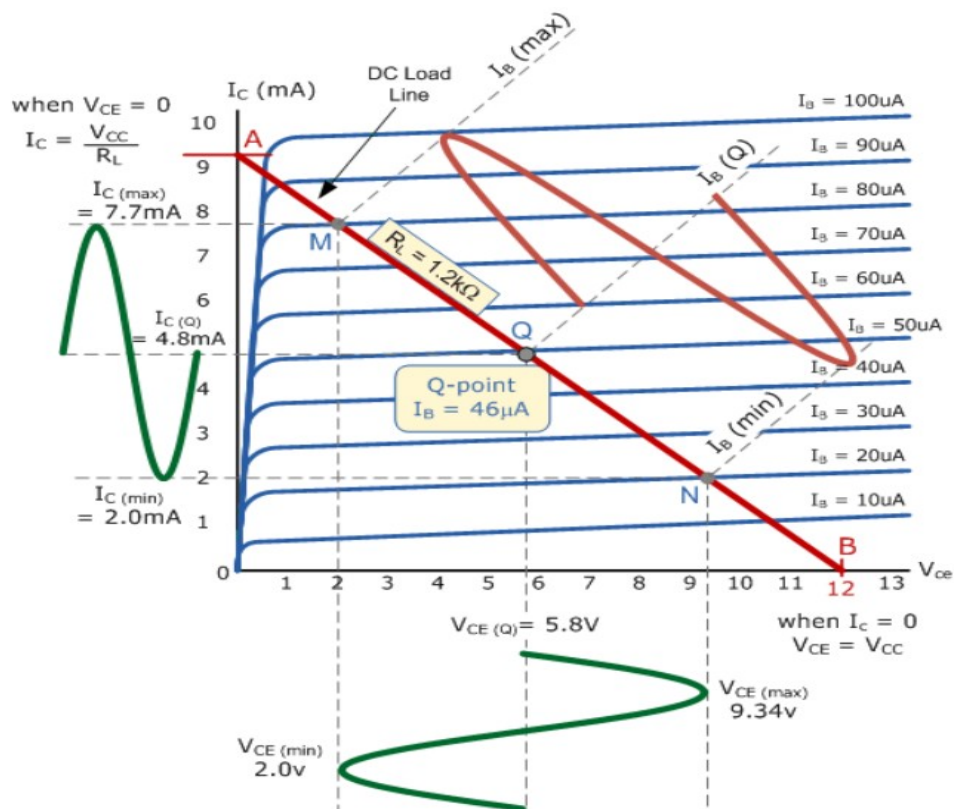
Supoñendo V_{BE} en torno a 0,6V obtemos a corrente de base.

O **punto de traballo** será o punto no que a curva característica do transistor correspondente á I_B calculada coincida coa **recta de carga**.

Ao variar a tensión de entrada V_{IN} variara lixeiramente a corrente de base:

$$I_B = \frac{V_{BB} + V_{IN} - V_{BE}}{R_{BB}}$$

Respondendo a esta variación o punto de traballo desprazarase lixeiramente pola recta de carga. Deste xeito unha pequena variación de V_{IN} provocará unha variación grande de V_{CE} e, polo tanto, da tensión entre extremos da resistencia de carga dando lugar á amplificación da tensión V_{IN} . Na seguinte figura ilustrase o efecto:

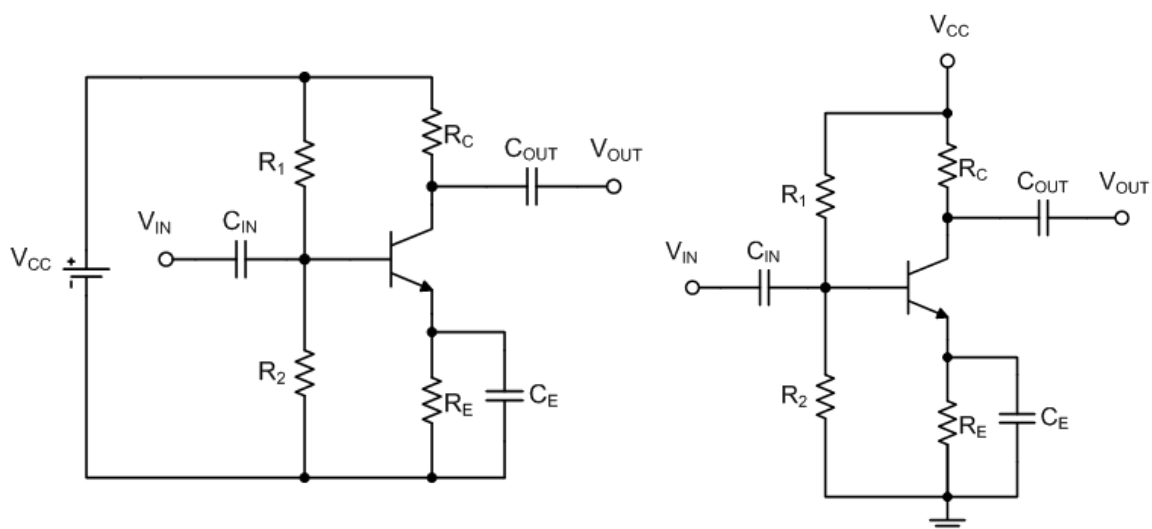


2.5. CIRCUÍTO DE POLARIZACIÓN EN EC.

O circuítu de polarización visto no apartado anterior é sinxelo de analizar pero non é o que se emprega na práctica para polarizar os transistores bipolares por varios motivos:

- ✓ Precisa dúas fontes de continua diferentes o que non resulta práctico.
- ✓ Non estabiliza axeitadamente o punto de traballo que variará se varían lixeiramente as características do transistor. Isto é un problema grave xa que obrigaría a redeseñar o circuítu de polarización para cada transistor aínda que se trate do mesmo modelo.

O circuítu que se emprega xeralmente para polarizar o transistor en emisor común e que arranca eses problemas é o seguinte, pódese debuxar das dúas maneiras:



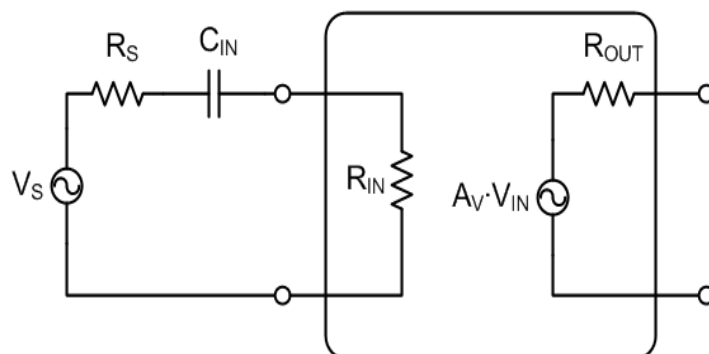
Durante os próximos apartados iremos analizando o efecto dos diferentes compoñentes do circuítu.

2.5.1. CONDENSADORES DE ACOPLO (C_{IN} E C_{OUT})

Actúan como filtros protexendo a fonte de entrada da tensión continua de polarización da base e evitando tamén que a tensión continua presente no colector do transistor chegue á saída.

O problema é que limitan a resposta do amplificador para frecuencias baixas xa que non deixaran pasar os sinais, presentaran unha impedancia alta para estes.

Para deseñalos un criterio habitual é que a súa reactancia non deben representar máis do 10% da impedancia total do circuío ao que pertencen para a máis baixa das frecuencias de interese. Por exemplo para a entrada do amplificador teremos:



$$X_{C_i} < 0,1 \cdot (R_S + R_{IN})$$

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{MIN} \cdot C} < 0,1 \cdot (R_S + R_{IN})$$

$$C > \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{MIN} \cdot 0,1 \cdot (R_S + R_{IN})}$$

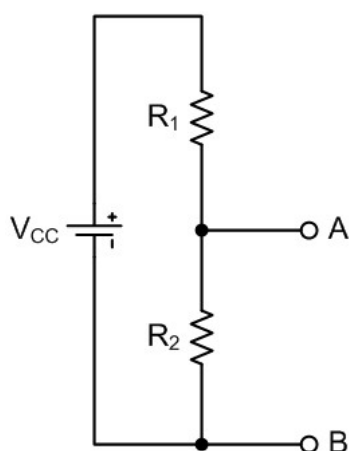
Por exemplo, con $R_S=50\Omega$; $R_{IN}=1k\Omega$ e unha frecuencia mínima de interese de 1kHz teremos:

$$C > \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1kHz \cdot 0,1 \cdot (1050\Omega)} = 1,5\mu F$$

2.5.2. POLARIZACIÓN DA ENTRADA POR DIVISOR DE Tensión (R_1 E R_2)

Ao polarizar a base do transistor mediante un divisor de tensión formado por dúas resistencias mellorase a estabilidade do punto de polarización o que, como discutimos ao principio deste apartado é esencia. No deseño de este circuío é importante ter en conta que a corrente pola base debe ser, como mínimo, dez veces máis pequena que a corrente que circula polo divisor de tensión. Deste xeito as variacións da corrente de base non afectaran á polarización da base.

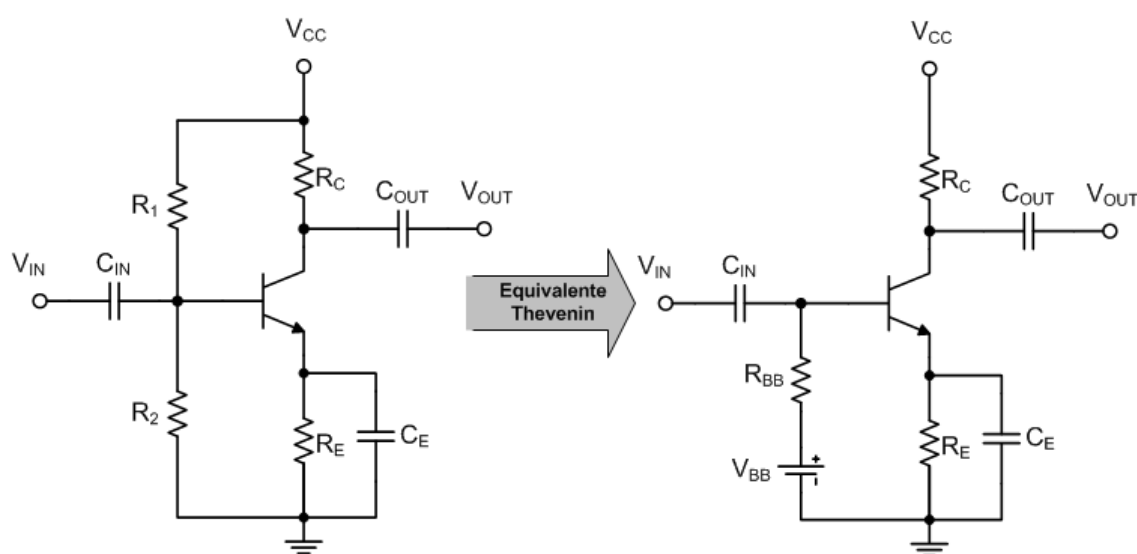
Para analizar este circuíto de polarización da base teremos que recorrer ao equivalente Thevenin. O circuíto ao que hai que calcularlle o equivalente Thevenin é o que está entre a base e o emisor do transistor:



$$R_{BB} = R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

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

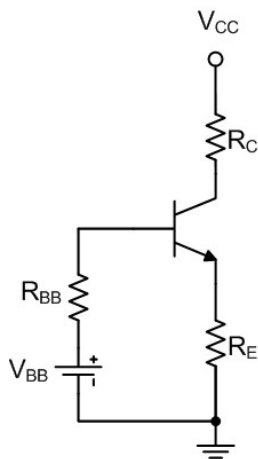
O circuíto equivalente queda:



2.5.3. RESISTENCIA DE EMISOR (R_E)

A resistencia de emisor axuda tamén a independizar a polarización dos parámetros do transistor, en concreto do parámetro h_{FE} .

Analicemos o circuíto de polarización para corrente continua, en corrente continua os condensadores compórtanse como circuítos abertos e temos o circuíto que se mostra na figura a continuación:



Analizando a malla BE:

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + I_E \cdot R_E \Rightarrow V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + (I_B + I_C) \cdot R_E$$

$$I_B \cdot R_{BB} + I_B \cdot R_E = V_{BB} - V_{BE} - I_C \cdot R_E$$

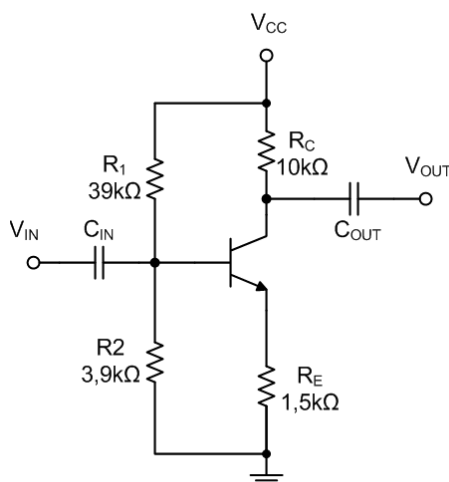
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE} - I_C \cdot R_E}{R_{BB} + R_E}$$

Vexamos o que pasa se, cambiamos o transistor por un que teña un h_{FE} maior, ou mesmo se aumenta a temperatura e este parámetro crece moi apreciablemente como sucede cos transistores reais:

Aumenta h_{FE} → Aumenta I_C → Aumenta I_E → Analizando a ecuación que obtivemos para I_B vemos que I_B diminúe debido ao aumento do factor $I_C \cdot R_E$ → O que provoca a diminución de I_C .

Segundo o razoamento do paragrafo anterior, efectivamente a presenza da resistencia de emisor estabiliza o punto de traballo como dixeramos.

Exemplo: Supoñamos o seguinte circuío de polarización. Probámolo con dous transistores, o primeiro de eles ten unha h_{FE} de 140 mentres que o segundo ten só 70. Como variará o punto de traballo? *Datos:* $V_{CC} = 22V$; $V_{BE(ON)} = 0,7V$.

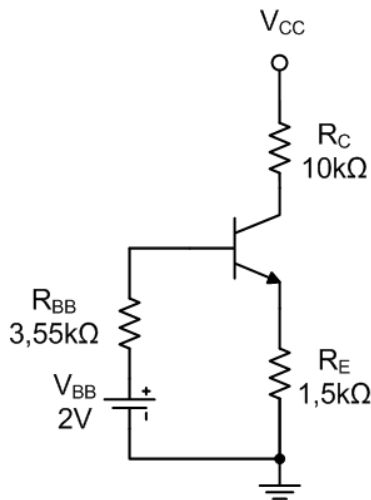


Analizando a malla de entrada mediante o equivalente Thevenin obtemos:

$$R_{BB} = R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 3,55 \text{ k}\Omega$$

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 2 \text{ V}$$

Analizando a malla BE do equivalente Thevenin:



$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + I_E \cdot R_E$$

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + (I_B + I_C) \cdot R_E$$

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + (1 + h_{FE}) \cdot I_B \cdot R_E$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE} - (1 + h_{FE}) \cdot I_B \cdot R_E}{R_{BB}}$$

$$I_B \cdot R_{BB} + I_B \cdot (1 + h_{FE}) \cdot R_E = V_{BB} - V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (1 + h_{FE}) \cdot R_E}$$

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (1 + h_{FE}) \cdot R_E}$$

Analizando a malla CE:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C - I_E \cdot R_E = V_{CC} - I_C \cdot R_C - (I_B + I_C) \cdot R_E = V_{CC} - I_C \cdot [R_C + (h_{FE}^{-1} + 1) \cdot R_E]$$

Resolvendo para ambos valores de h_{FE} obtemos:

h_{FE}	I_C	V_{CE}
140	0,85 mA	12,22
70	0,83 mA	12,46

2.5.4. CONDENSADOR DE DESACOPLO DE EMISOR (C_E)

A resistencia de Emisor é moi desexable xa que permite ao circuío responder de xeito moi adecuado a cambios nos parámetros internos do transistor, estabiliza o punto de traballo. Sen embargo reduce a ganancia en tensión do amplificador xa que limita a excursión de V_{CE} .

O ideal sería ter R_E en continua para estabilizar o punto de traballo e non telo en alterna para aumentar a ganancia en tensión. A solución é poñerlle un condensador en paralelo de xeito que o sinal vexa en el un cortocircuíto e a polarización un circuío aberto.

Para deseño impoñemos que a súa reactancia non deben representar máis do 10% de R_E para a máis baixa das frecuencias de interese.

$$X_{C_E} < 0,1 \cdot R_E$$

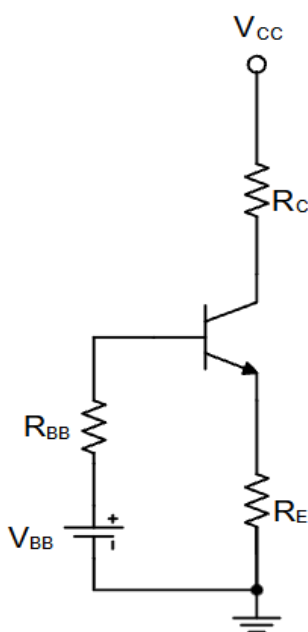
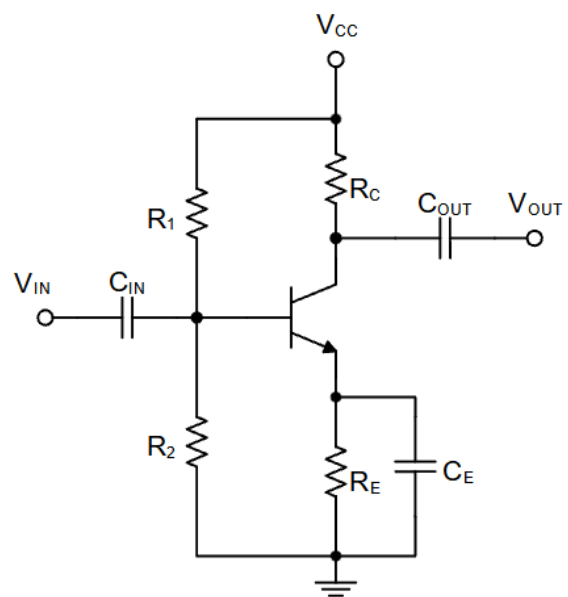
$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{MIN} \cdot C_E} < 0,1 \cdot R_E$$

$$C_E > \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{MIN} \cdot 0,1 \cdot R_E}$$

2.6. ANÁLISE EN CONTINUA DO AMPLIFICADOR EC.

Traballamos sobre o circuío da figura á dereita, tendo en conta todos os elementos do amplificador. Suporemos que a impedancia interna da fonte de sinal é nula (fonte ideal):

Para a análise en continua supoñemos que todos os condensadores comportanse como circuíos abertos. Ademais analizamos o divisor de tensión na entrada a través do seu equivalente Thevenin.



Onde:

$$R_{BB} = R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

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

Analizando a malla BE:

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + I_E \cdot R_E$$

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + (I_B + I_C) \cdot R_E$$

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_{BB} + (1 + h_{FE}) \cdot I_B \cdot R_E$$

$$I_B \cdot R_{BB} + I_B \cdot (1 + h_{FE}) \cdot R_E = V_{BB} - V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (1 + h_{FE}) \cdot R_E}$$

Analizando a malla CE:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C - I_E \cdot R_E$$

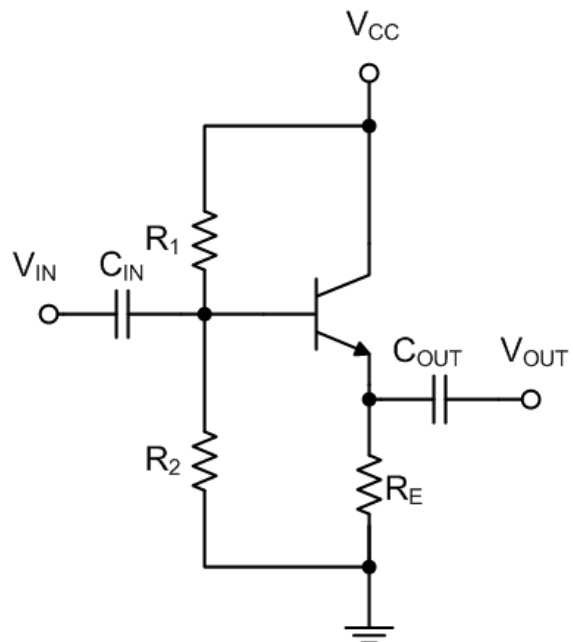
$$I_C = h_{FE} \cdot I_B$$

2.7. OUTRAS CONFIGURACIÓNS DO TRANSISTOR BIPOLAR

2.7.1. COLECTOR COMÚN. SEGUIDOR DE EMISOR.

O sinal de entrada introdúcese pola Base e a saída tomase no Emisor. Adoita deseñarse para que en continua, cando o sinal é nulo, a tensión no Emisor sexa aproximadamente a metade da tensión de polarización.

O díodo BE estará sempre en directa polo que no Emisor teremos sempre unha tensión 0,7V por debaixo da tensión de entrada, a ganancia en tensión é practicamente 1.



Sen embargo o transistor proporcionara na saída unha corrente moito maior (h_{FE} veces) que a que demanda pola base (**ganancia en corrente**). Aquí reside a súa utilidade, o amplificador en Colector común presenta unha **elevada impedancia de entrada** e unha **baixa impedancia de saída**.

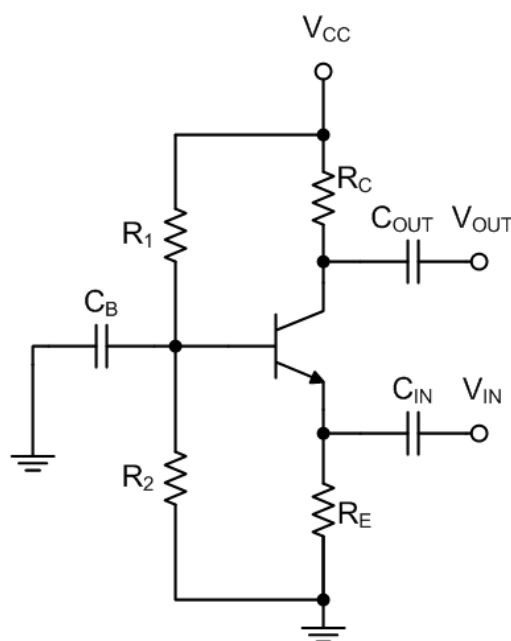
A maior utilidade de este circuíto é actuar como buffer ou adaptador entre etapas amplificadoras ou na entrada e saída dos amplificadores. Pode servir tanto para cargar a unha mala fonte de tensión pola súa **elevada impedancia de entrada** como para alimentar a unha carga moi esixente dada a súa **pequena impedancia de saída**.

2.7.2. BASE COMÚN

O sinal de entrada introdúcese polo Emisor e a saída tomase no Colector. Como a corrente de Colector é practicamente igual á corrente de Emisor este circuíto non presenta ganancia en corrente.

Sen embargo presenta unha ganancia en tensión alta, similar á de unha etapa en Emisor Común. Ao contrario que a configuración de Colector Común presenta común presenta unha **pequena impedancia de entrada** e unha **elevada impedancia de saída**.

En baixa frecuencia é a montaxe menos común e só é útil cando precisemos un amplificador cunha impedancia de entrada moi baixa como é o caso de algúns deseños de preamplificadores para micrófonos dinámicos. Sen embargo é un circuíto moi popular en RF, nas bandas de VHF e UHF, xa que presenta maior ancho de banda que a configuración de Emisor Común.



Tamén pode ser interesante o seu uso como buffer de corrente xa que presenta una ganancia en corrente de 1 e posúe as impedancias axeitadas para ser unha carga pouco esixente para unha fonte de corrente (**pequena impedancia de entrada**) e unha boa fonte de corrente constante, incluso para cargas elevadas (**elevada impedancia de saída**).

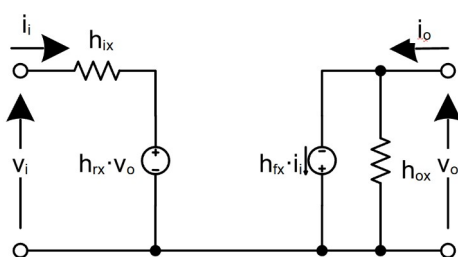
Tamén é común velos precedidos de unha etapa en emisor común de ganancia unitaria nunha configuración chamada **cascode** que reúne algúns os beneficios de ambas configuracións. A configuración **cascode** presenta unha **elevada ganancia en tensión**, unha **elevada impedancia de entrada**, un **ancho de banda moi grande**, unha **gran estabilidade**, e un **excelente illamento entre a entrada e a saída**.

2.8. TÁBOA RESUMO DAS DIFERENTES CONFIGURACIÓNS

	EMISOR COMÚN	COLECTOR COMÚN	BASE COMÚN
GANANCIA EN	ALTA	NON	ALTA
TENSIÓN	(~200)	(1)	(~200)
GANANCIA EN	ALTA	ALTA	NON
CORRENTE	(~50)	(~50)	(1)
IMPEDANCIA DE	MEDIA – ALTA	ALTA	BAIXA
ENTRADA	(~1-100kΩ)	(~100kΩ)	(~20Ω)
IMPEDANCIA DE SAÍDA	ALTA	BAIXA	ALTA
	(~2kΩ)	(~20Ω)	(~2kΩ)

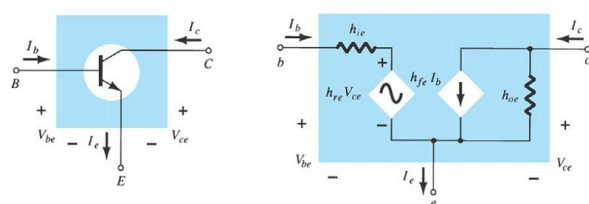
2.9. ANALISE DO BJT EN SINAL. PARÁMETROS HIBRIDOS

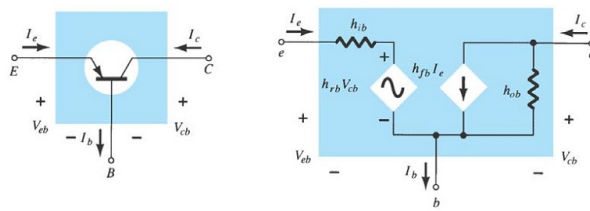
Para a análise en sinal dos transistores recórrase a substituílos por un modelo equivalente, un dos modelos máis común é o modelo en parámetros híbridos que substitúe o transistor polo circuíto equivalente da seguinte figura.



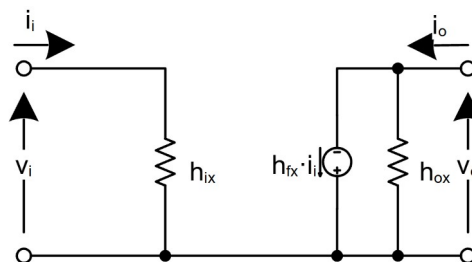
O nome de híbrido ven de que ten estrutura de equivalente Thevenin na entrada e de equivalente Norton na saída. Este modelo serve para caracterizar o comportamento do transistor en pequeno sinal, pequenas variacións en torno ao punto de traballo. Este equivalente pode empregarse nas configuracións de base común, colector común e base común. O subíndice x na figura anterior substitúese pola inicial do terminal que é común.

En realidade so se empregan dous equivalentes, o de emisor común que adoita empregarse tamén para os circuítos en colector común e o de base común. Nas seguintes figuras poden verse ambos circuítos equivalentes.





É usual desprezar o parámetro h_r xa que adoita tomar un valor moi pequeno e quitalo simplifica enormemente os cálculos. Así o modelo equivalente aproximado simplificado quedará:



Estes parámetros h adoitan estar recollidos nas follas de características dos transistores polo menos para a configuración de emisor común.

2.10. TIPOS DE AMPLIFICADORES. CLASES.

A primeira clasificación que podemos facer cos amplificadores vén determinada polas frecuencias coas que van traballar.

- ✓ Os amplificadores capaces de amplificar continua adoitan chamarse amplificadores de continua.
- ✓ Se as frecuencias útiles están comprendidas dentro da banda audible os amplificadores reciben o nome de amplificadores de Audio Frecuencia (A.F.) ou amplificadores de Baixa Frecuencia(B.F.)
- ✓ Os amplificadores capaces de amplificar sinais de frecuencias dende a audiofrecuencia ate as decenas de MHz falamos de amplificadores de vídeo.
- ✓ Se as frecuencias útiles están entre os centenares de kHz e até uns poucos GHz falaremos de amplificadores de radiofrecuencia (R.F.).
- ✓ Os amplificadores capaces de amplificar sinais de frecuencias na orde dos GHz falase de amplificadores de microondas.

Segundo magnitude que amplifican e a súa función na cadea de amplificación os amplificadores clasifícanse en:

- ✓ **De tensión:** Trátase de etapas que presentan ganancia en tensión. Hoxe en día a maior parte dos equipos traballan con acoplo por tensión por diversos motivos. Isto significa que a maior parte das etapas intermedias nun amplificador multietapa serán etapas amplificadoras de tensión.
- ✓ **De corrente:** Trátase de etapas que presentan ganancia en corrente.
- ✓ **Previos:** Son etapas que teñen por obxecto amplificar os sinais, xeralmente débiles ou con características atípicas procedentes de algúns equipamentos: antenas, micrófonos, pratos xiradiscos...
- ✓ **Bufferes ou adaptadores de impedancia:** Son etapas que teñen por único obxecto presentar as impedancias de entrada e saída necesarias para poder conectar, a través de elas, outras dúas etapas.
- ✓ **De potencia:** Son as etapas que teñen as características necesarias para conectar á súa saída receptores que demanden unha cantidade de potencia elevada (altosfalantes, motores...). Polo xeral son as etapas de saída nos amplificadores multietapa.

Dentro dos amplificadores de potencia é usual facer unha clasificación atendendo á súa forma de traballo:

2.10.1. CLASE A

Un amplificador de potencia funciona en clase A cando a tensión de polarización e a amplitude máxima do sinal de entrada posúen valores que fan que a corrente de saída circule durante todo o período do sinal de entrada.

Son amplificadores que consumen corrente da fonte de alimentación, independentemente da existencia de sinal na entrada. Esta amplificación presenta o inconveniente de ter un **rendemento moi reducido**. O máximo rendemento de estas etapas é do 50% empregando transformadores de acoplo para a carga ou do 25% ao empregar acoplo capacitivo na saída.

Foi frecuente en circuítos de audio e en equipos domésticos de gama alta, xa que proporcionan gran calidade de son, ao ser moi lineal, con pouca distorsión.

Os amplificadores de clase A a miúdo consisten nun só transistor de saída, conectado directamente un terminal á fonte de alimentación e o outro á carga. Cando non hai sinal de entrada a corrente flúe directamente do positivo ao negativo da fonte de alimentación, consumíndose potencia sen resultar útil.

O amplificador en colector común visto en clase pode ser a etapa de saída dun amplificador de potencia clase A.

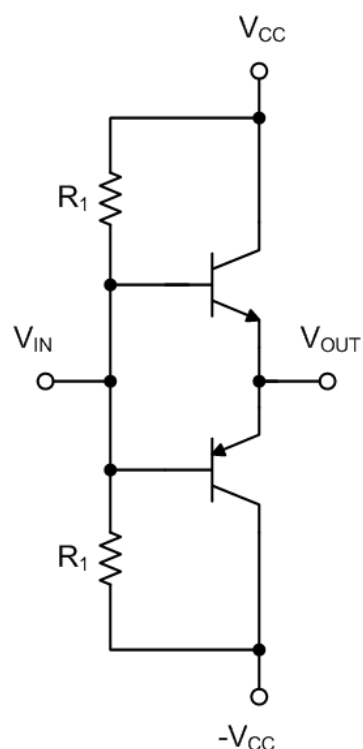
2.10.2. CLASE B

Un amplificador de potencia funciona en clase B cando a tensión de polarización e a amplitude máxima do sinal de entrada posúen valores que fan que a corrente de saída circule por cada un dos elementos activos só durante un semiperíodo do sinal de entrada.

Presentan intensidade nula a través dos transistores cando non hai sinal na entrada. O sinal de entrada polariza os transistores para que entren en activa, polo que o rendemento é moito maior que na clase A. Teoricamente pode chegar até o 78,5%

Úsase en sistemas telefónicos, transmisores de seguridade portátiles, sistemas de aviso e ,aínda que menos frecuentemente, en algúns equipos de audio portátiles como radios onde o rendemento é máis importante que a calidade do son.

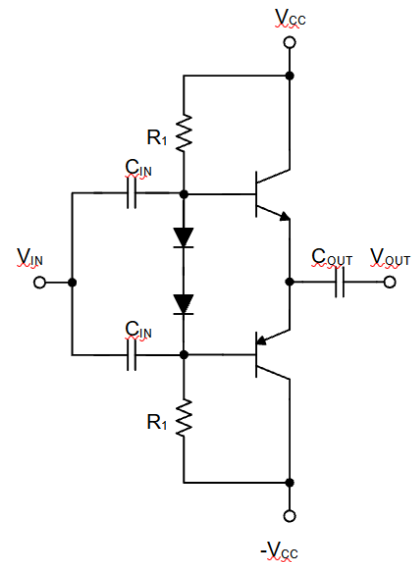
Os amplificadores de clase B teñen etapas de saída con corrente de polarización nula. Teñen unha distorsión notable con sinais pequenos, denominada distorsión de cruzamento por cero, porque sucede no punto no que o sinal de entrada cruza polo seu nivel de cero voltios. Esta distorsión débese á situación do punto de traballo dos transistores $V_{BE,Q}=0$. Mentres o nivel do sinal de entrada non supere o nivel de limiar de condución dos transistores estes permaneceran en corte.



2.10.3. CLASE AB

Son, por así dicilo, unha mestura dos dous anteriores, un amplificador de potencia funciona en clase AB cando a tensión de polarización e a amplitude máxima do sinal de entrada posúen valores tales que fan que a corrente de saída circule durante menos dun período pero máis dun semiperíodo do sinal de entrada.

Os amplificadores de clase AB reciben unha pequena polarización constante na súa entrada, independente da existencia de sinal. Foi tradicionalmente a clase máis común en audio de calidade polo seu excelente compromiso entre rendemento e calidade. Estes amplificadores reciben o seu nome porque con sinais grandes compórtanse como unha clase B, pero con sinais pequenos non presentan a distorsión de cruzamento por cero da clase B.



Teñen dous transistores de saída, como os de clase B, pero a diferenza destes, teñen unha pequena corrente de polarización fluíndo en repouso. Por suposto esta corrente é moito menor que nos de clase A e debe limitarse ao mínimo valor necesario para corrixir a falta de linearidade asociada coa distorsión de cruzamento sen afectar moito ao rendemento. O punto de traballo dos transistores atópase no límite entre a zona de corte e a rexión activa.

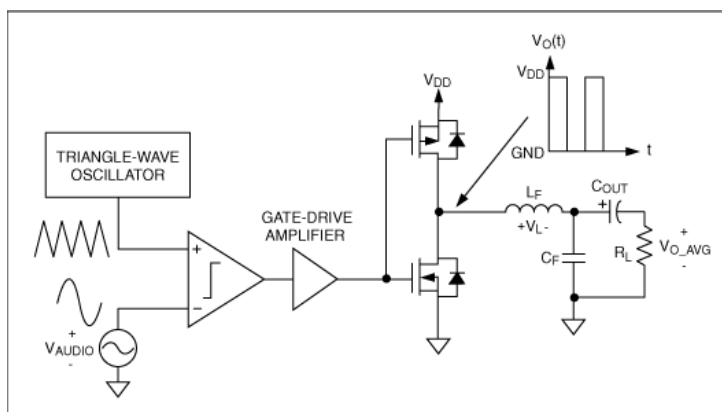
2.10.4. CLASE C

Un amplificador de potencia funciona en clase C cando a tensión de polarización e a amplitude máxima do sinal de entrada posúen valores tales que fan que a corrente de saída circule durante menos dun semiperíodo do sinal de entrada, xeralmente en torno a 1/3 do período o que da lugar a unha distorsión enorme. Xeralmente empréganse en amplificadores de banda moi estreita e empregando como carga un circuíto resoante paralelo sintonizado coa frecuencia de interese de xeito que diminúa a distorsión.

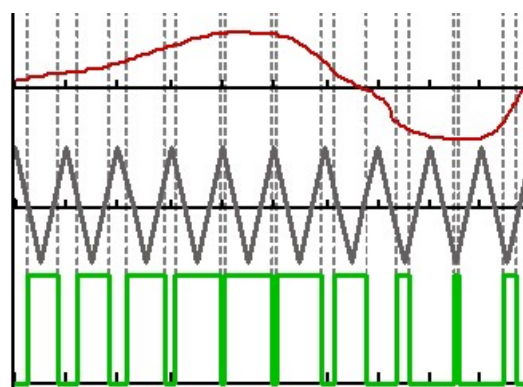
A súa vantaxe é o seu alto rendemento en potencia que pode chegar ao 90%. O amplificador clase C é exclusivo de radiofrecuencia.

2.10.5. CLASE D

Os amplificadores de clase D baséanse na conmutación dos transistores entre dous estados, de xeito que os dispositivos de saída sempre se atopan en zonas de corte ou conducción, casos nos que a potencia dissipada nos mesmos é practicamente nula. A potencia só se consume nos estados de transición, cuxa duración debe ser minimizada a fin de maximizar o rendemento. Na seguinte figura aparece un diagrama de bloques de un amplificador en clase D.



O sinal de audio é comparado continuamente con un sinal triangular de frecuencia moito maior á do audible. O resultado de esta comparación é un tren de impulsos de anchura variable (PWM) cuxo valor medio segue fielmente ao nivel do sinal de audio orixinal. Mediante este tren de impulsos controlase un sistema de transistores en conmutación que converte este tren de impulsos de pequena amplitude nunha copia exacta do mesmo pero con unha amplitude practicamente igual á magnitude da alimentación do circuítu. Finalmente este tren de pulsos de gran amplitude convertese en un sinal de audio de gran amplitude mediante un filtro paso-baixo. Os sinais de audio e PWM poden verse na figura.

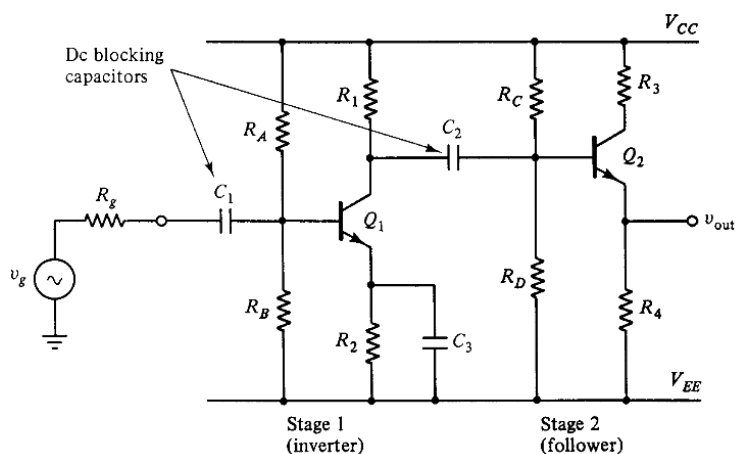


Os amplificadores de clase D teñen un elevado rendemento enerxético, superior nalgúns casos ao 95%, o que reduce a superficie necesaria dos dissipadores de calor e, polo tanto, o tamaño e peso do circuítu. O elevado rendemento tamén é esencial cando se empregan baterías.

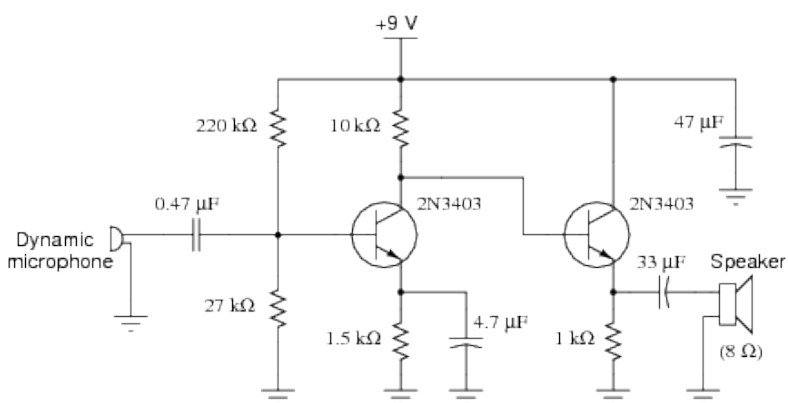
Aínda que con anterioridade limitábanse a dispositivos portátiles hoxe existen amplificadores de clase D para toda a banda de frecuencias, con niveis de distorsión similares aos de clase AB e rendementos moito maiores.

2.11. ACOPLO DE ETAPAS

Polo xeral ao conectar etapas amplificadoras en cascada para acadar as especificacións desexadas é necesario garantir que as polarizacións das diferentes etapas non interfiran entre si. Polo xeral isto pode obterse mediante os condensadores de acoplo das diferentes etapas. Cando isto se fai así fálase de acoplo RC. Na seguinte figura pode verse un exemplo de acoplo RC (EC -> CC).



En ocasións é posible facer un acoplo directo das etapas sempre que se calcule coidadosamente a polarización de xeito que as tensións de ambas etapas sexan compatibles no punto de interconexión. A vantaxe de este acoplo directo esta en que se aforran as perdas e a distorsión provocadas polo mesmo. Na seguinte figura poden verse dúas etapas, EC e CC acopladas de xeito directo.



2.12. AMPLIFICADORES INTEGRADOS

Dende xa hai unhas décadas son moi populares os amplificadores de audio integrados que inclúen, dentro dun único circuíto integrado, todas as etapas necesarias para un amplificador completo de audio. Estes integrados, xunto cunha fonte de alimentación e uns poucos compoñentes permiten levar o sinal dunha entrada de liña, como a saída dun pequeno reprodutor, a un conxunto de altosfalantes.

Existen infinidade de modelos dependendo da aplicación para a que se queiran, dende pequenos amplificadores de baixa potencia para equipos portátiles ou pequenos dispositivos, ate integrados capaces de proporcionar potencias de saída de 300W para car audio ou equipos de uso doméstico.

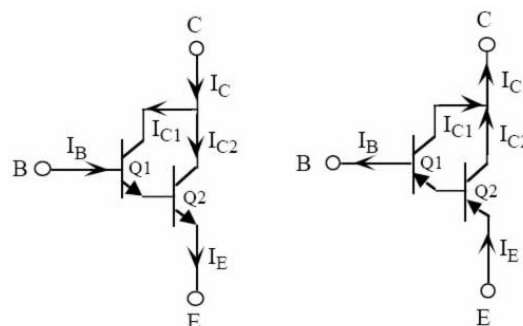
2.13. CONFIGURACIÓNS COMPOSTAS

Neste apartade preséntanse varias conexións de circuíto que son moi importantes e úsanse moito tanto en circuítos discretos como integrados.

A conexión cascode acopla unha etapa EC e unha BC para dar lugar a un amplificador de maior ancho de banda, útil en radiofrecuencia. A conexión Darlington e a conexión de par retroalimentado proporcionan dous transistores conectados para operar como un só transistor para obter un dispositivo con moita maior ganancia de corrente. O amplificador diferencial é a parte básica dos circuítos dos amplificadores operacionais e tamén se utiliza moito tanto en circuítos realizados con compoñentes discretos como en circuítos integrados.

2.13.1. PAR DARLINGTON

Trátase de dous transistores como mostra a figura da dereita tanto para NPN como PNP. Esta configuración fai que o dispositivo sexa capaz de proporcionar unha gran ganancia de corrente e, ao poder estar todo integrado, require menos espazo que dous transistores normais na mesma configuración.



A ganancia dun transistor ou par darlington áchase aproximadamente multiplicando as dos transistores individuais. Exactamente pode calcularse como:

$$h_{FE} = h_{FE1} \cdot h_{FE2} + h_{FE1} + h_{FE2} \cong h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

Un inconveniente é a duplicación aproximada da tensión BE. Como hai dúas unións entre a base e emisor dos transistores Darlington, a voltaxe BE equivalente é a suma de ambas as tensións BE. Para transistores de silicio a tensión BE necesaria da parella é de 1,3V.

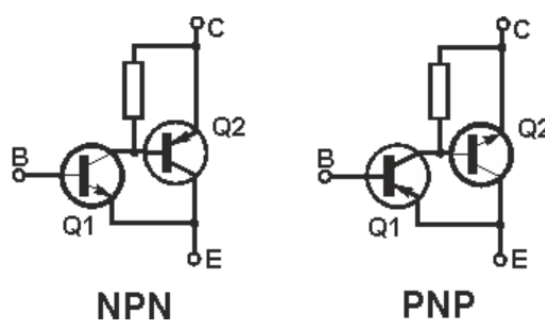
Outro inconveniente do par Darlington é o aumento da súa tensión de saturación. O transistor de saída non pode saturarse (é dicir, a súa unión BC debe permanecer polarizada en inversa), xa que a súa tensión CE é agora igual á suma da súa propia tensión BE e a tensión CE do primeiro transistor, ambas as positivas en condicións de funcionamento normal. Por tanto, a tensión de saturación dun transistor Darlington é un V_{BE} (ao redor de 0,65 V en silicio) máis alto que a tensión de saturación dun só transistor (0,1-0,2V en Si). Para correntes de colector iguais, este inconveniente tradúcese nun aumento da potencia disipada polo transistor Darlington comparado cun único transistor.

2.13.2. PAR REALIMENTADO

O par retroalimentado é un circuío de dous transistores que se pode ver na figura da dereita.

Opera de xeito similar ao circuío Darlington coa diferenza de que no par retroalimentado un transistor de

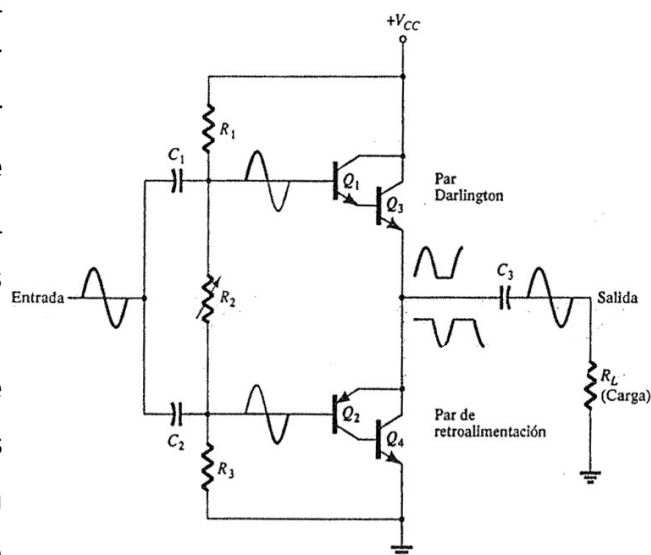
un tipo excita a un transistor do tipo contrario. Ao igual que no darlington o conxunto de ambos transistores comportase de xeito similar a un só.



O par retroalimentado proporciona unha ganancia en comente moi alta, próxima ao produto das ganancias de corrente dos transistores. Mellora as características do Darlington en que so require unha tensión BE (en torno a 0,65V para Si) como a dun único transistor bipolar. Sen embargo presenta o

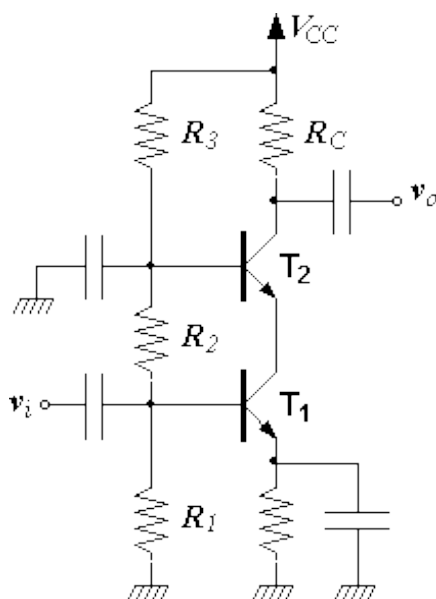
mesmo problema que o Darlington con respecto ao elevado valor da tensión de saturación xa que ambos transistores deben ter unha $V_{BE} > V_{BE(ON)}$.

Unha aplicación moi típica emprega un par Darlington e un par retroalimentado para proporcionar operación complementaria. Neste circuíto, que é o que se mostra na seguinte figura, os dous transistores na saída son NPN o que resulta nun comportamento máis simétrico que se se empregasen dous pares Darlington. Esta é unha configuración moi empregada en etapas de potencia en clase B e AB.



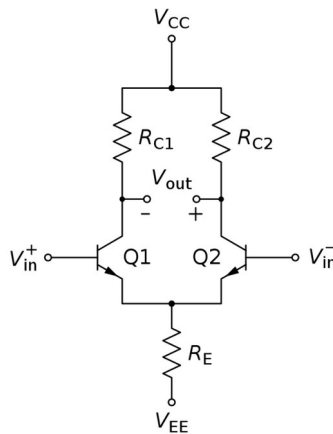
2.13.3. CASCODE

O amplificador cascode é un amplificador que mellora algunhas características do amplificador BC. O amplificador BC é a mellor opción en aplicacións de altas frecuencias, a súa desvantaxe é a súa moi baixa impedancia de entrada. O amplificador cascode encárgase de aumentar a impedancia de entrada pero mantendo o bo comportamento en alta frecuencia. Para conseguir este propósito, o amplificador cascode ten unha etapa EC de ganancia unitaria antes da etapa BC. Esta combinación de etapas denomínase configuración cascode e é de ampla utilización en circuítos de alta frecuencia, tanto con elementos discretos como en integrados. Na figura da dereita mostrase unha etapa cascode.



2.13.4. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

O circuío de amplificador diferencial é unha conexión moi popular e utilízase moito en circuíos integrados. Esta conexión pode describirse considerando ao amplificador diferencial básico que se mostra na figura a continuación.



O circuío ten dúas entradas separadas, dúas saídas separadas e os emisores conectados conxuntamente. É importante ver que as bases non están polarizadas polo que o circuío non precisa condensadores de acoplo, é un circuío de acoplo directo, capaz de amplificar continua.

A característica principal do amplificador diferencial é a gran ganancia cando se aplican sinais diferentes ás entradas (modos diferenciais), en comparación á pequena ganancia resultante das entradas comúns. A relación desta ganancia diferencial respecto da ganancia en modo común chámase razón de rexeitamento a modo común (CMRR).

Sen entrada, punto de polarización ($V_{i1}=V_{i2}=0$)

Os transistores son idénticos, por tanto a corrente a través da resistencia R_{EE} (I_E) distribúese polas dúas ramas de xeito que en cada unha de elas circulará $I_E/2$. As tensións nos colectores serán polo tanto tamén idénticas polo que a tensión de saída será nula.

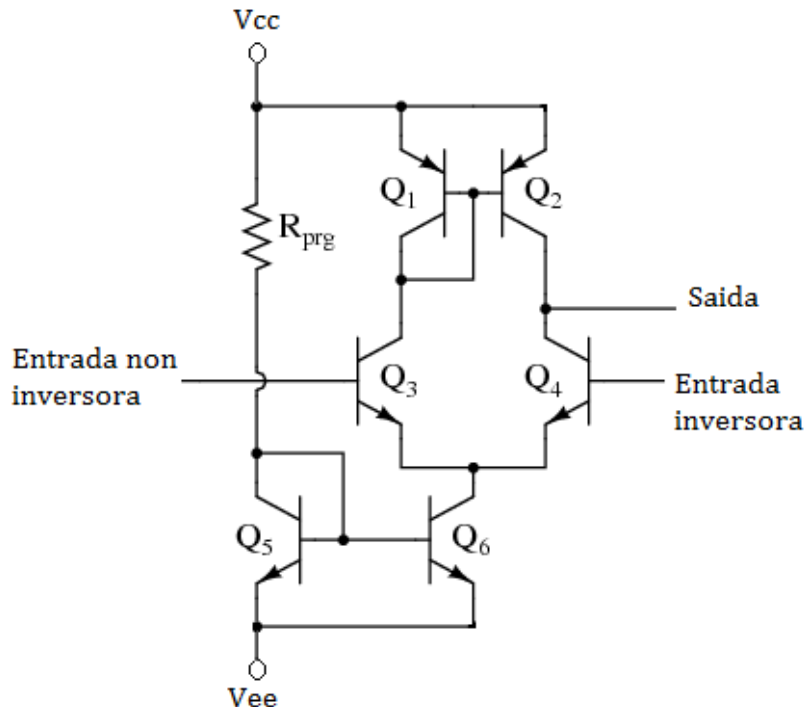
Modo común ($V_{i1}=V_{i2}\neq 0$)

As dúas bases reciben unha tensión idéntica, os dous transistores teñen que seguir polarizados en directa polo que ambos emisores varían simultaneamente a súa tensión ($V_E = V_i - V_{BE(ON)}$) mantendo o circuío equilibrado. Có circuío equilibrado a tensión de saída segue sendo practicamente nula.

Modo diferencial (V_{i1} e V_{i2} varían coa mesma amplitude en direccións opostas)

Os dous transistores deben permanecer en directa. Sen embargo cada un trata de desprazar a tensión do emisor en sentidos opostos. A tensión do emisor, debido á simetría do circuíto permanece constante nun valor determinado pola tensión de modo común. Os dous transistores desequilíbranse e as correntes de colector fanse diferentes debido a que as tensións nas bases son diferentes e as dos emisores idénticas. Este desequilibrio nas correntes dos colectores da lugar a unha tensión de saída moi superior á da entrada.

Nas montaxes prácticas de amplificadores diferenciais é usual cambiar a resistencia R_{EE} por unha fonte de corrente constante (espello de corrente) o que aumenta moito a CMRR. Outra modificación común é substituír as resistencias de colector por outro espello de corrente. Con esta modificación o amplificador opera con un único terminal de saída e aumentase enormemente a ganancia diferencial. Un circuíto con ambas modificacións pode verse na seguinte figura.



3. OS TRANSISTORES DE EFECTO CAMPO FET.

Neste tema imos abordar o estudo dun dispositivo de tres terminais cuxo rango de aplicabilidade coincide en moitos casos, co do transistor BJT visto con anterioridade.

Aos transistores de efecto de campo coñéceselles abreviadamente como FET (Field Effect Transistor) e entre eles podemos distinguir dous grandes tipos:

1. Transistor de Efecto Campo de Unión: **JFET** (Junction Field Effect Transistor)
2. Transistor de Efecto Campo Metal - Óxido - Semicondutor: **MOSFET** (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

Imos comezar o estudo deste tipo de transistores vendo algunhas das principais analoxías e diferenzas existentes entre os transistores FET e os BJT.

A principal diferenza entre ambos radica no feito de que o transistor BJT é un dispositivo controlado por corrente, mentres que os transistores FET son dispositivos controlados por tensión. En ámbolos casos, a corrente do circuíto de saída é controlada por un parámetro do circuíto de entrada, nun caso o nivel de corrente e no outro o nivel de tensión aplicada. Nos transistores FET créase un campo eléctrico que controla a anchura do camiño de condución do circuíto de saída sen que exista contacto directo entre a magnitude controlada (corrente) e a magnitude controladora (tensión).

Nos transistores bipolares existen dous tipos, NPN e PNP. De xeito análogo, nos transistores de efecto de campo existen transistores FETs de canle N e de canle P.

Unha diferenza importante entre ambos os tipos de transistores consiste en que mentres que os transistores BJT son bipolares, é dicir, na corrente interveñen os dous tipos de portadores (electróns e ocos), os transistores FET son unipolares, nos que o nivel de condución dependerá unicamente dun único tipo de portadores: dos electróns nos de canle N e dos ocos nos de canle P.

Unha das características máis importantes dos FETs é a súa alta impedancia de entrada con niveis que poden varias desde un até varios centos de MΩ, moi

superiores á que presentan os transistores bipolares que presentan impedancias de entrada da orde duns poucos $k\Omega$. Isto proporciona aos FET unha posición de vantaxe á hora de ser utilizados nas etapas de entrada de circuítos amplificadores.

Os FET xeran menos ruído que os bipolares o que tamén é unha vantaxe fundamental para ser a mellor opción nas etapas de entrada e nos previos.

Con todo, o transistor BJT presenta maior sensibilidade aos cambios no sinal aplicado, é dicir, a variación da corrente de saída é maior nos BJT que nos FET para a mesma variación da tensión aplicada. Por iso, tipicamente, o produto ganancia por ancho de banda que presentan os amplificadores con BJT é moito maior que o correspondente aos feitos con FET.

Os FET son máis delicados que os BJT e poden danarse por efecto da electricidade estática.

Os transistores de efecto campo de potencia son capaces de conmutar correntes moi elevadas a unha velocidade moito maior que os bipolares.

En xeral os FET son máis estables coa temperatura e, normalmente, máis pequenos en construción que os BJT, o que os fai particularmente útiles en circuítos integrados (sobre todo MOSFET). Ademais, coa polarización axeitada, pódense comportar coma resistencias ou condensadores, o que posibilita a realización de circuítos utilizando exclusivamente transistores MOSFET.

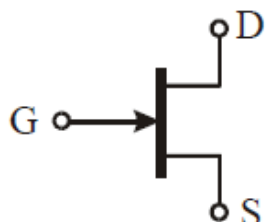
Os terminais dun transistor FET reciben o nome de:

1. **Fonte (S - Source):** Xoga o papel do Emisor no transistor bipolar é o terminal do que saen os portadores que, segundo a polarización da Porta(G), chegarán en maior ou menor medida ao Drenador(D).
2. **Porta (G - Gate):** É o terminal que controla o fluxo de corrente entre a Fonte(S) e o Drenador(D), polo tanto xoga un papel análogo ao da Base no BJT coa diferenza de que a corrente de Porta(G) será sempre cero.
3. **Drenador (D - Drain):** Xoga o papel do Colector no transistor bipolar. Presenta unha polarización que atrae aos portadores da Fonte(S) de xeito que, se a Porta(G) o permite, recolle os portadores que saen da Fonte(S).

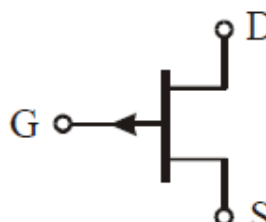
4. O TRANSISTOR DE EFECTO CAMPO DE UNIÓN (JFET)

Os JFET podémolos clasificar en dous grandes grupos segundo o tipo de portadores que dan lugar ao funcionamento do dispositivo:

JFET de canle N

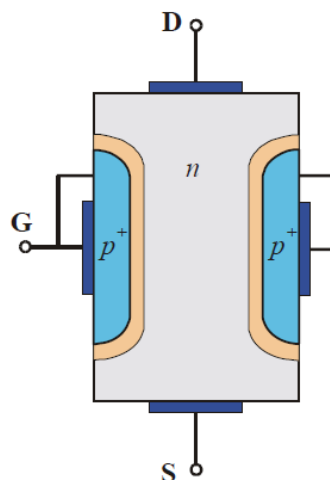


JFET de canle P



A diferenza no símbolo entre ambos tipos é o senso da frecha do terminal de Porta. No JFET de canle N o terminal de Porta representase cunha frecha entrante ao dispositivo, mentres que no de canle P é saínte. En ambos casos corresponde ao senso de circulación da corrente coa unión PN en directa.

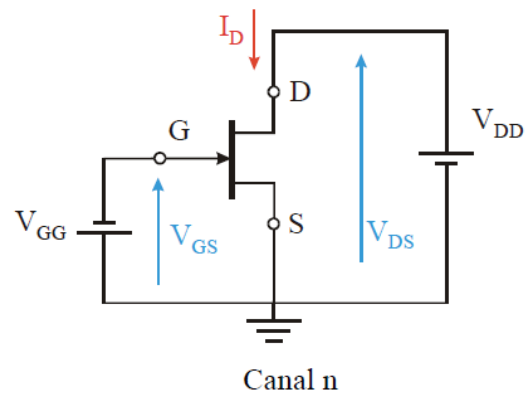
A partir de este punto realizarase a análise do comportamento para un JFET de canle N, para extrapolar o resultado a un canle P haberá que inverter todas as correntes e tensións. Na figura da dereita representouse a construción básica dun JFET de canle N. Podemos observar como a maior parte da estrutura é de material tipo N lixeiramente dopado formando unha canle con contactos óhmicos en ambos os extremos (terminais de Drenador e Fonte). Esta canle atópase rodeado de dúas rexións de material tipo P+ (fortemente dopado) con contactos óhmicos que constitúen os terminais de Porta, o máis habitual é que ambos os terminais estean cortocircuitados tendo un único terminal de Porta (dispositivo de tres terminais).



4.1. FUNCIONAMENTO DO JFET

En ausencia de potencial aplicado, as dúas unións PN que aparecen están sen polarizar. O resultado é unha rexión de baleira de portadores de carga ou zona de deplexión similar á que aparecía na unión PN (díodo) sen polarización.

Para o funcionamento máis habitual, os transistores de canle N se polarizan aplicando unha tensión positiva entre Drenador e Fonte (V_{DS}) e unha tensión negativa entre Porta e Fonte (V_{GS}). Desta forma, a corrente circulará no sentido de Drenador a Fonte.



V_{DS} positiva
 V_{GS} negativa
 I_D positiva (entrante)

Para explicar o funcionamento do transistor JFET imos analizar o efecto de aplicarlle as tensións V_{GS} e V_{DS} .

4.1.1. EFECTO DE V_{DS}

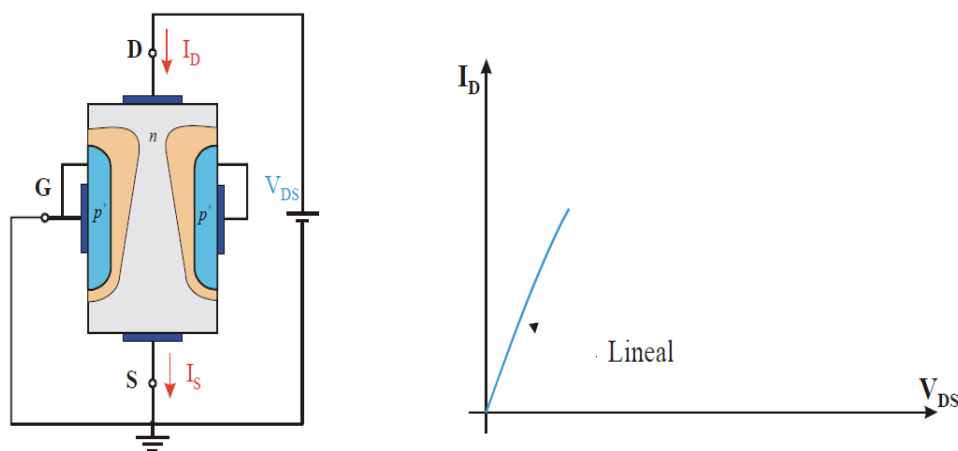
En primeiro lugar imos estudar o efecto que sobre o dispositivo ten a variación da tensión V_{DS} aplicada entre os extremos da canle. Para iso imos supor que inicialmente a tensión $V_{GS} = 0$ e imos ir aumentando o valor de V_{DS} dende 0.

Ao establecer unha tensión $V_{GS} = 0$ os terminais de Fonte e Porta están ao mesmo potencial, por tanto a zona de deplexión ao lado da Fonte será semellante á que tiñamos en condicións de non polarización. No instante en que apliquemos unha tensión V_{DS} , os electróns veranse atraídos cara ao lado do Drenador, establecéndose unha corrente $I_D = I_S$ de Drenador a Fonte. Esta verase unicamente limitada pola resistencia eléctrica que presenta a canle entre o Drenador e a Fonte. As unións PN porta-canle atópanse polarizadas en inversa, co que corrente través delas será practicamente nula ($I_G = 0$) e $I_S = I_D$.

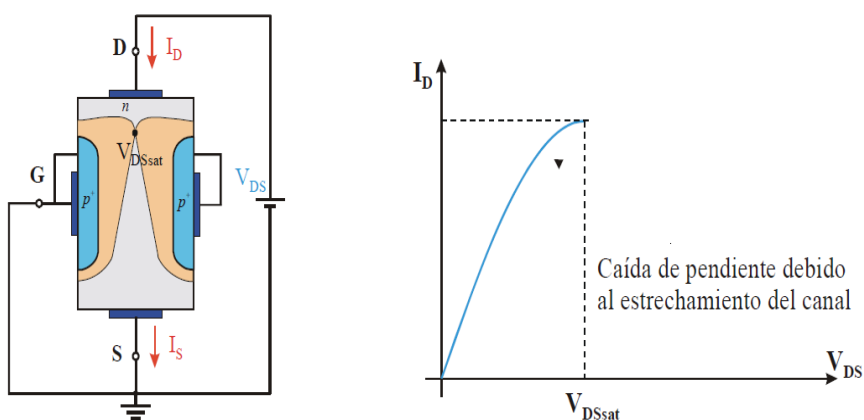
A tensión aplicada (V_{DS}) distribuirase ao longo da canle, nun principio podemos supor que o fai de modo uniforme. Deste xeito as unións PN formadas entre a Porta e a canle están máis inversamente polarizadas preto da zona do Drenador que da zona de la Fonte. Se lembramos que a anchura da zona de carga espacial nunha unión PN polarizada en inversa é tanto maior canto maior sexa dita polarización inversa, teremos que a anchura destas zonas de deplexión son tanto maiores canto máis preto do Drenador.

Para valores pequenos da tensión V_{DS} aplicada, o estreitamento da canle non será importante, polo que o dispositivo compórtase, en esencia, como unha

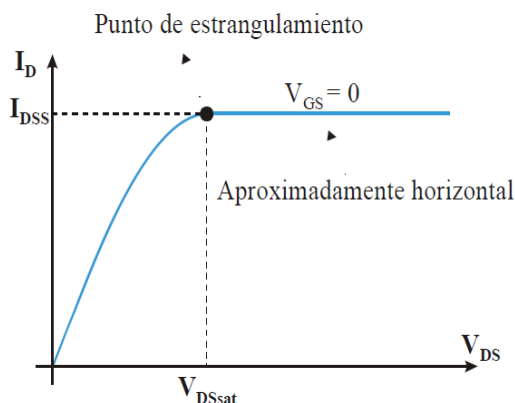
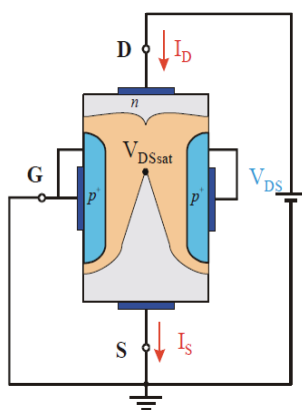
resistencia de forma que a relación entre a tensión aplicada e a corrente que circula polo dispositivo será lineal tal e como establece a Lei de Ohm.



A medida que aumentamos a tensión aplicada, o estreitamento da canle vaise facendo máis importante, o que leva consigo un aumento da resistencia e por tanto un menor incremento na corrente ante un mesmo incremento da tensión aplicada.



Se continuamos aumentando a tensión V_{DS} , a canle estréitase cada vez máis, especialmente preto da zona do Drenador, ata que ambas as zonas de deplexión practicamente xúntanse. A tensión V_{DS} para a cal se produce o estrangulamento da canle denomínase $V_{DS(sat)}$. Para tensións V_{DS} superiores a este valor, a pendente da curva I_D - V_{DS} satúrase, facéndose aproximadamente cero, manténdose a corrente I_D practicamente constante a un valor denominado I_{DSS} (Corrente Drenador - Fonte de saturación) que é a máxima corrente que podemos ter para un determinado JFET (característico para cada JFET).

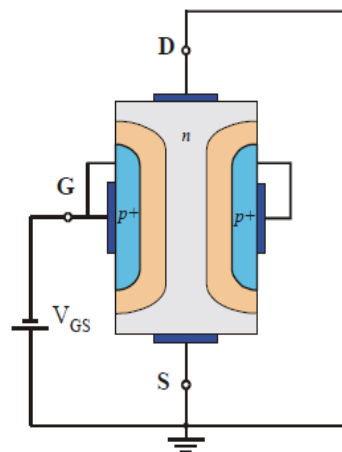


Nun principio, poderíamos pensar que se a canle péchase por completo a corrente que circula polo mesmo debería ser nula. Se I_D fóra nula, non habería corrente na canle en ningún punto e, polo tanto, a diferenza de potencial ao longo deste sería cero en todo lugar. Se na canle o potencial é cero en todos os seus puntos, as unións PN estarían con polarización nula e á súa vez a canle tería que estar aberto por completo dende a Fonte ata o Drenador, o que se contradí de forma clara a suposición inicial dunha canle pechada. Debe fluír unha corrente no JFET para inducir e manter a condición de estrangulamento.

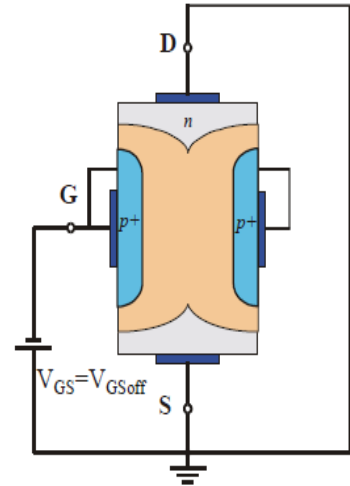
4.1.2. EFECTO DE V_{GS}

Unha vez analizada a variación da corrente I_D polo dispositivo en función da tensión V_{DS} cando $V_{GS} = 0$, para completar a análise, temos que estudar o comportamento do JFET para tensións V_{GS} aplicadas menores que cero (por ser JFET de canle N). O funcionamento do JFET para valores de $V_{GS} < 0$ é moi similar ao que ten con $V_{GS} = 0$, con algunha pequena modificación.

Se supomos, en primeiro lugar $V_{DS} = 0$, para valores de $V_{GS} < 0$, as unións PN están polarizadas inversamente. Unha polarización inversa das devanditas unións incrementa o ancho da zona de deplexión diminuíndo a anchura efectiva da canle. Deste xeito a resistencia da canle aumenta, de maneira que na zona de comportamento linear, para valores pequenos da tensión V_{DS} aplicada, a pendente será tanto menor (maior R) canto máis negativa sexa V_{GS} .

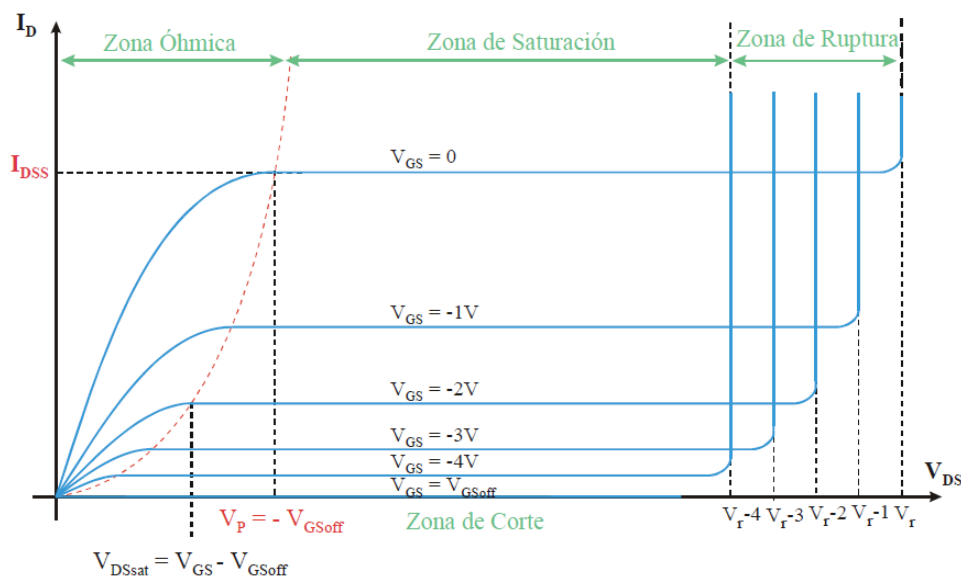


Para tensións V_{GS} suficientemente negativas, podería chegar a pecharse por completo a canle. Isto sucede cando a tensión V_{GS} alcanza o valor V_{GSoff} (Este é un valor de tensión característico de cada JFET indicado polo fabricante). V_{GSoff} indica o valor de tensión por enriba do cal a canle está completamente anulada polas rexións de baleiramento das unións PN impedindo a circulación de corrente independentemente de V_{DS} (Salvo que V_{DS} sexa o suficientemente elevada para perforar as unións PN polarizadas en inversa coa consecuente destrución do dispositivo).



4.2. CURVAS CARACTERÍSTICAS E REXIÓNS DE FUNCIONAMENTO.

Nas curvas características represéntase a corrente de Drenador I_D fronte á tensión V_{DS} para distintos valores da tensión V_{GS} .



O valor da tensión V_{DS} para o que se produce a saturación da corrente de Drenador cando $V_{GS} = 0$, ás veces aparece representado como V_P , pódese considerar igual a V_{GSoff} pero de signo contrario.

Para outros valores de V_{GS} o valor da tensión V_{DS} para o que se producirá a saturación da corrente de Drenador virá dado pola expresión $V_{DSsat} = V_{GS} - V_{GSoff}$, onde todas as tensións deben empregarse co seu signo correspondente. É dicir, canto máis negativa sexa a tensión V_{GS} antes se alcanzara a condición

de saturación, o cal parece lóxico xa que canto máis negativa sexa V_{GS} menor é a canle de partida que temos.

Nas curvas características podemos distinguir 4 zonas ben diferenciadas, rexións de funcionamento:

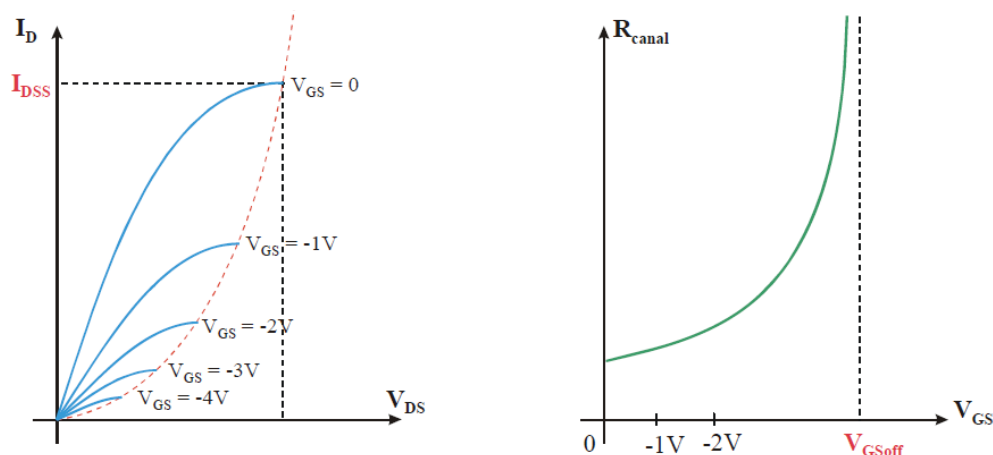
4.2.1. ZONA DE CORTE.

Correspóndese co eixo horizontal da gráfica. Nesta zona a corrente $I_D = 0$ con independencia do valor de V_{DS} . Isto dáse para valores de $|V_{GS}| > |V_{GSoff}|$, onde a canle está completamente pechada.

4.2.2. ZONA ÓHMICA.

Dáse para valores de V_{DS} inferiores ao de saturación, é dicir, cando $V_{DS} < V_{GS} - V_{GSoff}$. Para estes valores de tensión a canle vaise estreitando, preto do drenador, principalmente, até chegar ao estrangulamento completo para V_{DSsat} .

Nesta zona o transistor compórtase aproximadamente como unha resistencia variable controlada pola tensión de porta, sobre todo para valores pequenos de V_{DS} . A medida que V_{GS} se fai máis negativa a canle esta máis estrangulada dende o principio e a resistencia que ofrece é maior.



Tamén sería a rexión de traballo axeitada para empregar o JFET como interruptor en conduction. Na práctica JFET non se usa coma dispositivo de conmutación.

4.2.3. ZONA DE SATURACIÓN.

Esta zona dáse para valores $V_{DS} > V_{DSsat}$. A corrente I_D permanece invariante fronte aos cambios de V_{DS} e só depende da tensión V_{GS} aplicada. Nesta zona o

transistor compórtase como unha fonte de corrente controlada pola tensión de porta V_{GS} . A relación entre a tensión V_{GS} aplicada e a corrente I_D que circula pola canle nesta zona vén dada por:

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

4.2.4. ZONA DE RUPTURA.

Nun transistor JFET temos dúas unións PN polarizadas. Tal e como vimos ao abordar o estudo da unión PN a tensión inversa non se pode aumentar indefinidamente, xa que se se supera un determinado valor (tensión de ruptura, característico de cada unión e que adoita ser proporcionado polo fabricante nas súas follas de características) a unión perfórase, producíndose a ruptura do dispositivo. A medida que V_{GS} faise máis negativo, a tensión V_{DS} para a que se produce esta ruptura será menor.

5. O TRANSISTOR MOSFET

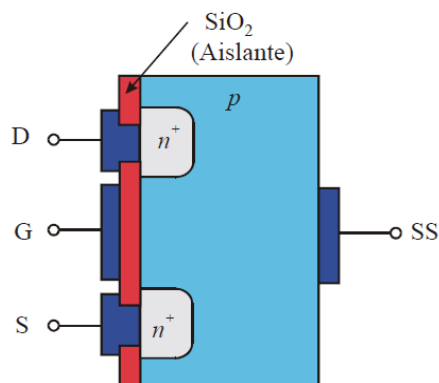
Visto o transistor **JFET** imos agora a ver o outro gran grupo de transistores de efecto de campo, os transistores **MOSFET**.

Imos ver que existen dous tipos de transistores **MOSFET**.

- ✓ MOSFET de acumulación ou de enriquecemento, o máis usual.
- ✓ MOSFET de deplexión ou empobrecemento, menos empregado tradicionalmente aínda que hoxe en día existen moitos modelos.

5.1. MOSFET DE ENRIQUECEMENTO

Na Figura da dereita aparece representada a estrutura básica para un MOSFET de canle N, partimos dunha zona de material semiconductor tipo P na que aparecen dúas zonas tipo N+ con contactos metálicos aos terminais de Drenador e Fonte. A zona vermella representada corresponde a unha capa de material illante, en leste caso óxido de silicio.

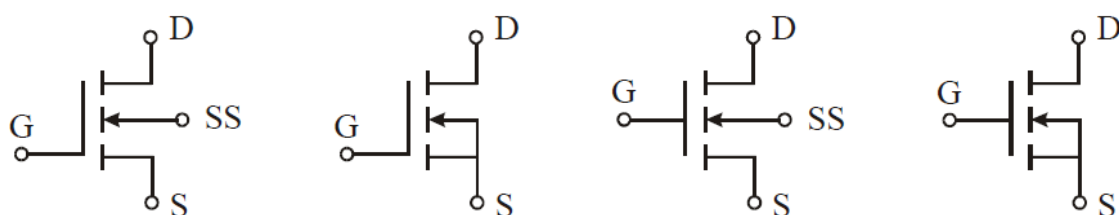


Por tanto, se nos fixamos no terminal de porta, vemos como temos unha zona metálica (correspondente ao contacto óhmico) unha zona de óxido e unha zona de semiconductor. É precisamente debido a esta estrutura de onde lle vén o nome ao dispositivo de Metal - Óxido - Semiconductor (MOS). Ademais, este dispositivo tería un cuarto terminal, o terminal do Substrato (SS), aínda que habitualmente este atópase conectado á Fonte.

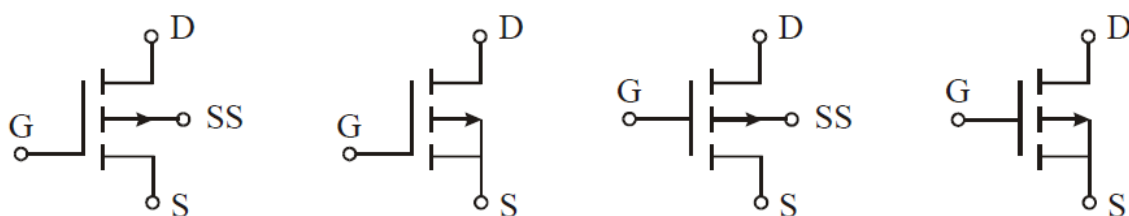
É preciso que notemos unha característica fundamental deste dispositivo e é que a porta está illada electricamente do dispositivo, é dicir, non hai conexión eléctrica entre a porta e o substrato.

En canto aos símbolos que se adoitan empregar para os transistores MOSFET de enriquecemento son os seguintes:

MOSFET de enriquecemento, canle N



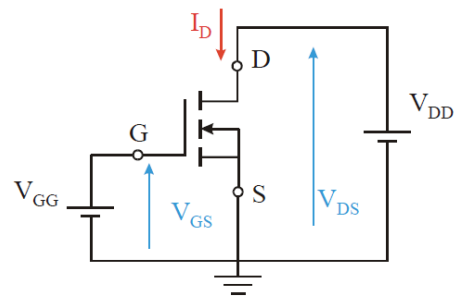
MOSFET de enriquecemento, canle P



Notar dous aspectos significativos do símbolo, en primeiro lugar que o terminal de porta non ten conexión co resto de terminais, xa que tal e como vimos anteriormente, está illado electricamente do resto do dispositivo. En segundo lugar que os terminais de Drenador e Fonte están unidos a través dunha liña descontinua, esta liña fai referencia á canle que se vai a formar e que veremos máis adiante. De novo, a frecha indica o sentido en que circularía a corrente no caso de que a unión PN estivese polarizada en directa.

5.1.1. FUNCIONAMENTO DO MOSFET DE ENRIQUECEMENTO

Para o funcionamento máis habitual, os transistores MOSFET de acumulación de canle N se polarizan tal e como aparece na figura, aplicando unha tensión positiva entre Drenador e fonte (V_{DS}) e unha tensión positiva entre porta e fonte (V_{GS}). Desta forma, a corrente circulará no sentido de Drenador a fonte. Os sentidos das intensidades e os signos das tensións son os que aparecen na figura da dereita.

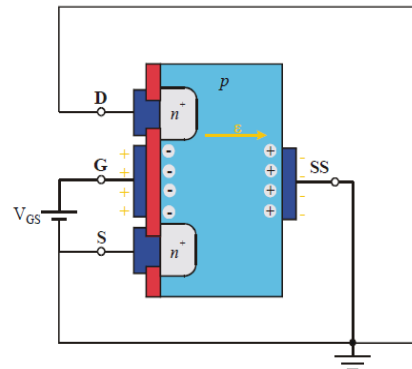


Canal n

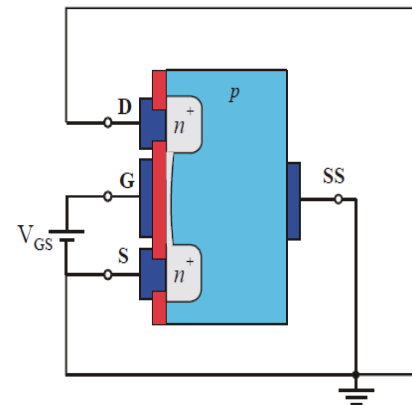
V_{DS} positiva
 V_{GS} positiva
 I_D positiva (entrante)

Efecto de V_{GS}

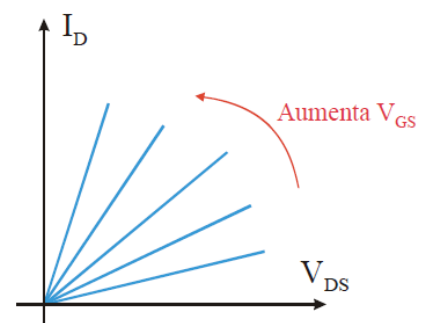
Cando $V_{GS} > 0$ aparece un campo eléctrico que leva aos electróns cara á zona da porta e afasta da devandita zona aos ocos, non podéndose establecer unha corrente por estar a porta illada. Esta situación mostrase na figura da dereita.



Chegado un valor de $V_{GS} = V_T$ (A T é de Threshold que é limiar en inglés) a acumulación de electróns farase o suficientemente importante como para establecer unha canle de tipo N que unirá os terminais de Drenador e Fonte. Deste xeito, canto maior sexa a tensión V_{GS} aplicada maior será a anchura da canle formada. Logo temos un efecto de modulación de anchura da canle coa tensión V_{GS} .

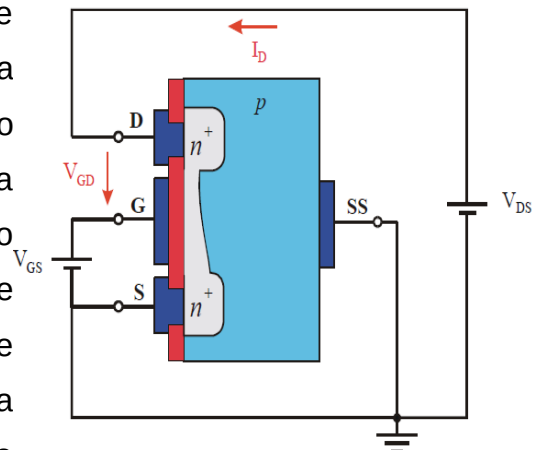


Do mesmo xeito que no caso do JFET, se agora apl V_{DS} pequenos, a relación entre a corrente I_D e a tensión V_{DS} aplicada será lineal. De novo o dispositivo compórtase como unha resistencia variábel cun valor que dependerá da anchura da canle e, por tanto, da tensión V_{GS} .

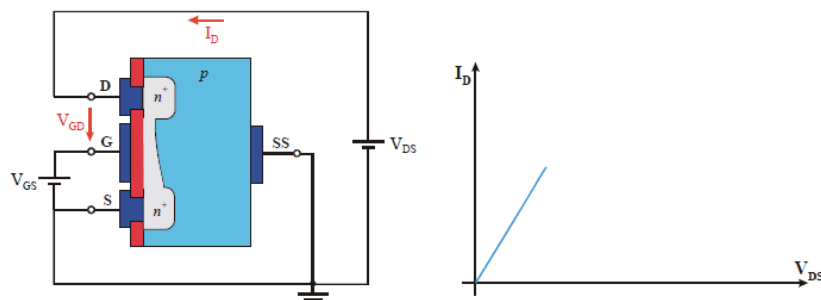


Efecto de V_{DS}

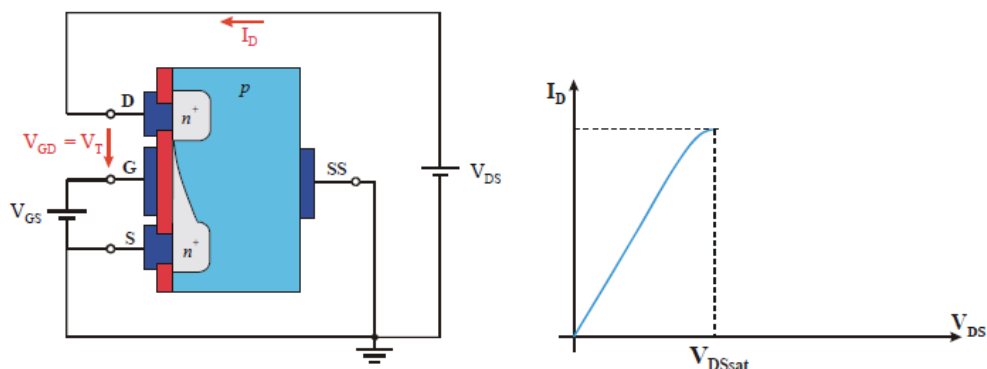
Se unha vez que se formou a canle aplicamos unha tensión positiva V_{DS} , pola canle circulará unha corrente I_D dende o Drenador cara á Fonte. Fixándonos na relación entre as tensións no dispositivo veremos que a tensión V_{GD} é $V_{GS} - V_{DS}$ de xeito que, como V_{DS} é positiva, sempre teremos $V_{GS} > V_{GD}$ de xeito que a anchura da canle será menor ao lado do Drenador como ilustra a figura da dereita.



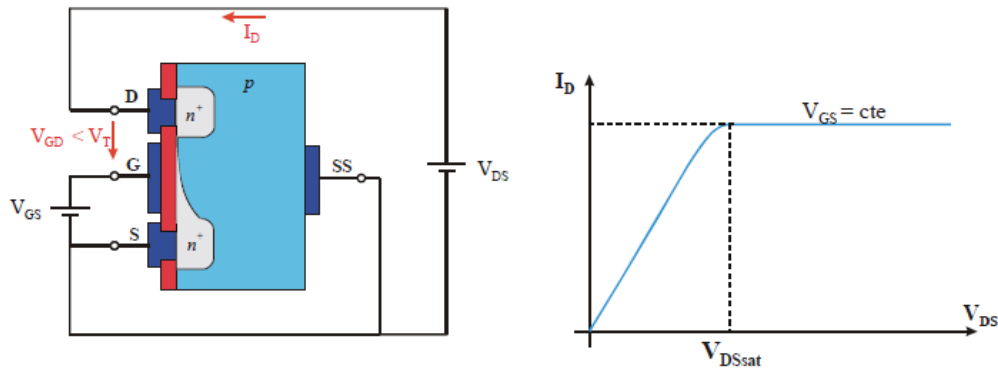
O comportamento é moi similar ao que vimos anteriormente para o JFET. Para valores de tensión V_{DS} pequenos, o estreitamento da canle non será importante, polo que a relación entre a tensión aplicada e a corrente que circula será linear tal e como establece a Lei de Ohm.



A medida que o valor de V_{DS} aumenta, o estreitamento comezará a ser importante, variando a resistencia que presenta a canle e perdendo a linearidade da característica.

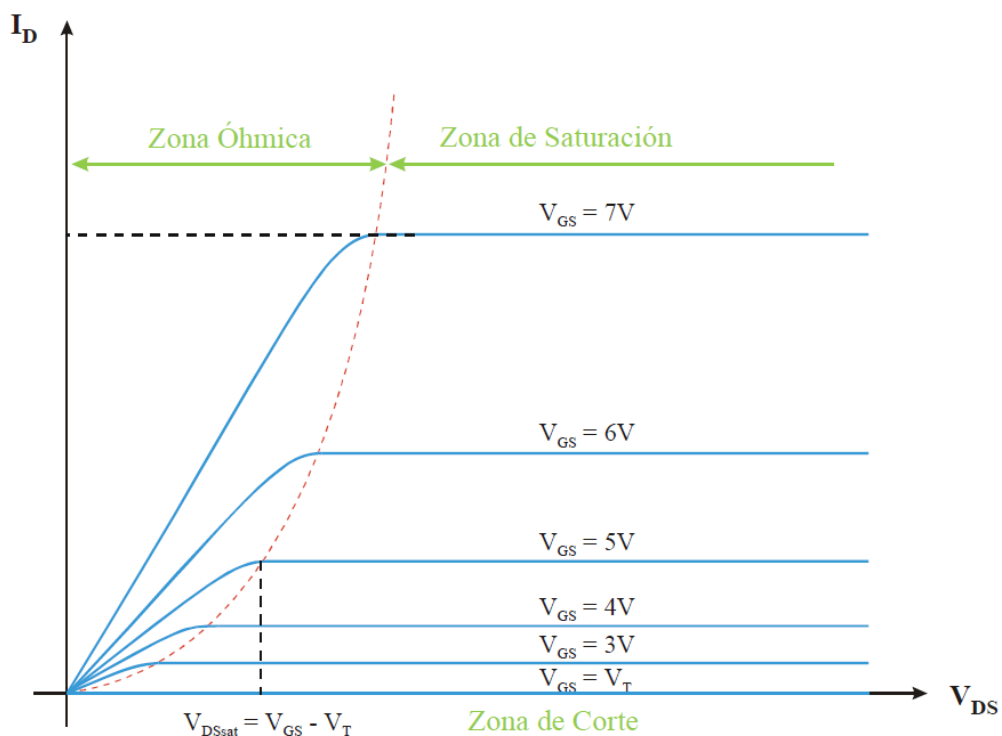


Cando a tensión V_{DS} alcanza o valor de V_{DSsat} a canle se pechase por completo e I_D mantense constante aínda que siga aumentando a tensión V_{DS} . V_{DSsat} variará con V_{GS} segundo a expresión: $V_{DSsat} = V_{GS} - V_T$.



5.1.2. CURVAS CARACTERÍSTICAS E REXIÓNS DE FUNCIONAMENTO

Na seguinte figura represéntanse as curvas características dun transistor MOSFET de enriquecemento de canle N.

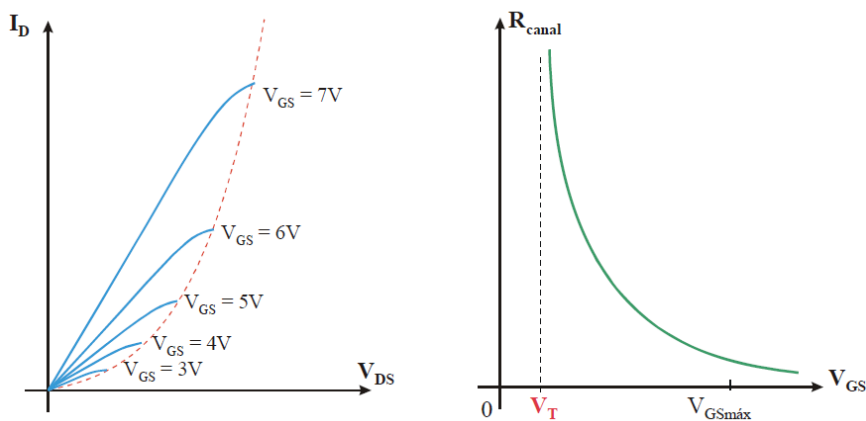


Zona de corte.

Correspóndese co eixo horizontal da gráfica. A corrente $I_D = 0$ con independencia do valor de V_{DS} . Isto dáse para valores de $V_{GS} < V_T$, onde non hai canle.

Zona óhmica.

Dáse para valores de V_{DS} inferiores ao de saturación. Para estes valores de tensión a canle vaise estreitando, preto do Drenador principalmente, até chegar ao estrangulamento completo para V_{DSsat} .



Nesta zona o transistor compórtase aproximadamente como unha resistencia variable controlada pola tensión de porta, sobre todo para valores pequenos de V_{DS} . A medida que V_{GS} aumenta a canle será máis ancha e a resistencia que ofrece é menor.

Tamén é a rexión na que se debe polarizar o MOSFET para empregalo coma interruptor en condución. Os MOSFET son amplamente empregados coma dispositivos de conmutación.

Zona de saturación.

Esta zona dáse para valores $V_{DS} > V_{DSsat}$. A corrente I_D permanece invariante fronte aos cambios de V_{DS} e só depende da tensión V_{GS} aplicada. Nesta zona o transistor compórtase como unha fonte de corrente controlada pola tensión de porta V_{GS} . A relación entre a tensión V_{GS} aplicada e a corrente I_D que circula pola canle nesta zona vén dada por:

$$I_D = K \cdot (V_{GS} - V_T)^2$$

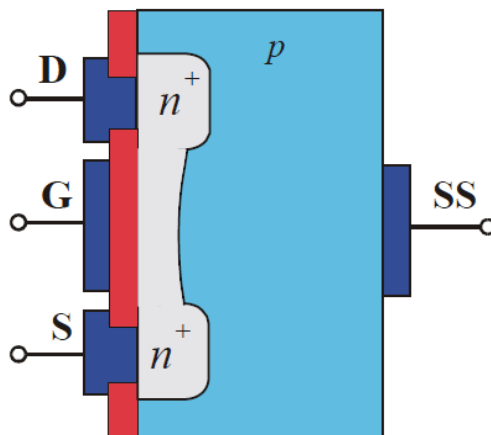
Zona de ruptura.

Un transistor MOSFET pode romper por dous motivos. O primeiro motivo é perforación do dieléctrico cando V_{GS} supera a tensión de perforación do mesmo. O segundo motivo é que na unión PN do lado do Drenador (polarizada

en inversa) se supere o valor da tensión inversa de ruptura. Dado que esta unión está polarizada cunha tensión inversa de valor V_{DS} a ruptura producirase cando V_{DS} supere este valor independentemente do valor de V_{GS} .

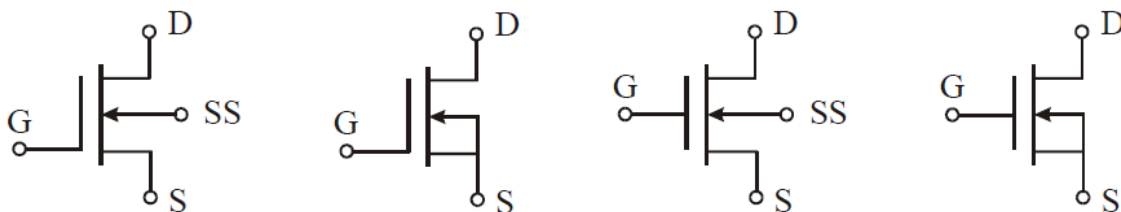
5.2. MOSFET DE EMPOBRECEMENTO

A estrutura básica para un MOSFET de empobrecemento é moi similar á do MOSFET de enriquecemento coa importante diferenza de que neste caso dispoñemos, aínda con $V_{GS} = 0$, dun canal establecido durante o proceso de fabricación do dispositivo.

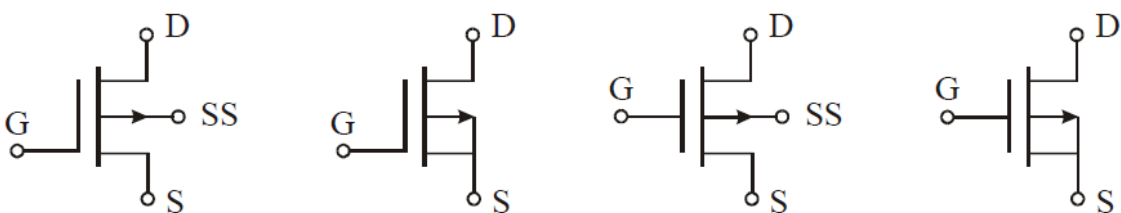


En canto aos símbolos que se adoitan empregar para os transistores MOSFET de empobrecemento son os seguintes:

MOSFET de empobrecemento, canle N



MOSFET de empobrecemento, canle P

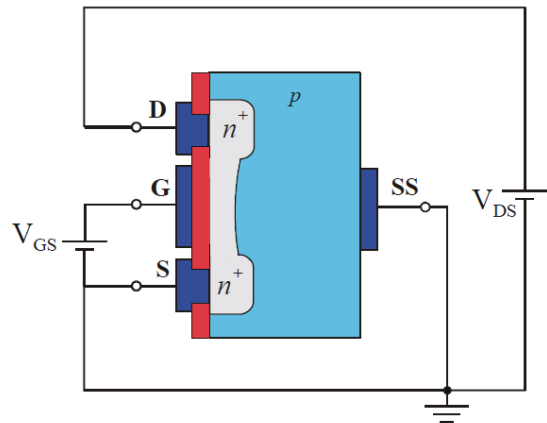


O terminal de Porta non ten conexión co resto de terminais xa está illado electricamente de eles. Os terminais de Drenador e Fonte están unidos a través dunha liña continua que fai referencia á canle. A frecha indica o senso en que circularía a corrente en caso de que a unión PN estivera polarizada en directa.

5.2.1. FUNCIONAMENTO DO MOSFET DE EMPOBRECEMENTO

Os transistores MOSFET de empobrecemento de canle N polarízanse aplicando unha tensión positiva entre Drenador e Fonte (V_{DS}). En canto á tensión entre Porta e Fonte (V_{GS}) pode ser negativa ou positiva segundo veremos ao analizar o funcionamento do dispositivo. Deste xeito, a corrente circulará no sentido de Drenador a Fonte.

Se aplicamos unha tensión V_{GS} positiva atraeranse máis electróns cara á zona da porta e repeleranse máis ocos da devandita zona, polo que a canle ensancharase. Por tanto, o efecto que temos é o mesmo que no caso do MOSFET de acumulación, é dicir, para valores $V_{GS} > 0$ o MOSFET de empobrecemento ten un comportamento de acumulación.



Se pola contra damos valores negativos a V_{GS} o efecto será o contrario diminuíndose a anchura da canle. Volvemos ter de novo o efecto da modulación da anchura dunha canle en función dunha tensión aplicada V_{GS} característico dos transistores FET. A diferenza é que agora podemos aplicar tensións V_{GS} tanto positivas como negativas dando lugar a un aumento ou a un estreitamento da canle respectivamente.

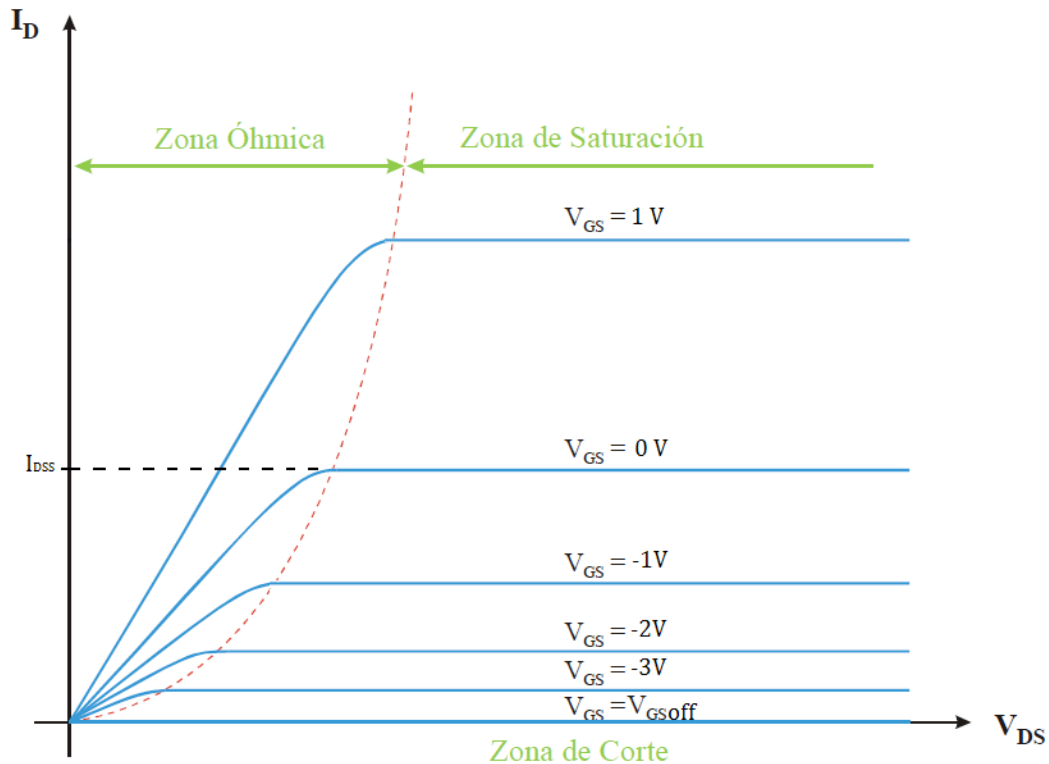
Se seguimos diminuíndo o valor de V_{GS} chegará un momento en que a canle desapareza por completo, isto sucederá cando V_{GS} diminúa por baixo dun valor V_{GSoff} tamén escrito ás veces como V_P .

En canto ao efecto da tensión V_{DS} teríamos exactamente o mesmo que nos dous casos analizados anteriormente con un estrangulamento progresivo da canle, zona ohmica, ata un valor V_{DSsat} a partir do cal a corrente de I_D permanecerá constante independentemente do valor de V_{DS} .

5.2.2. CURVAS CARACTERÍSTICAS E REXIÓNS DE FUNCIONAMENTO

As rexións de funcionamento son totalmente idénticas ás do MOSFET de enriquecemento coa única diferenza dos valores de V_{GS} que, neste caso poden

tomar valores positivos ou negativos e o corte prodúcese para $|V_{GS}| > |V_{GSoff}|$. Na seguinte figura represéntanse as curvas características dun transistor MOSFET de empobrecemento de canle N.



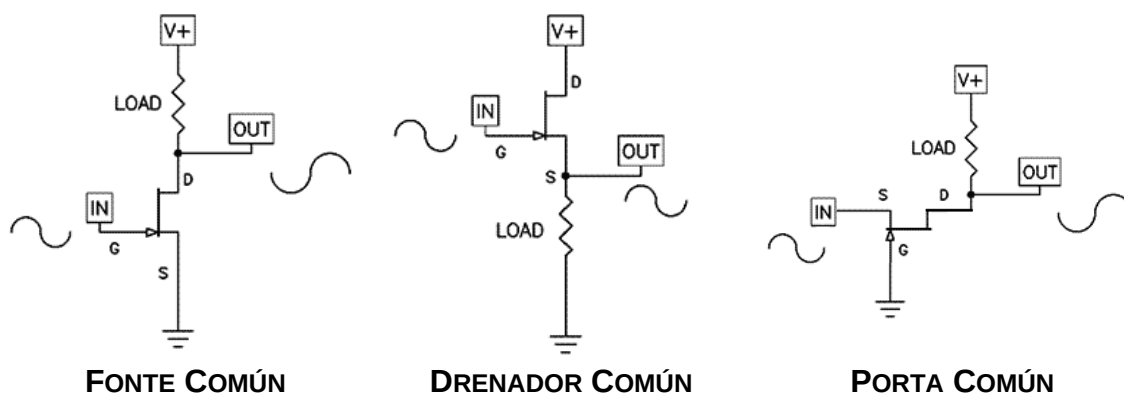
Na zona óhmica teremos que os maiores valores da resistencia asociada ao MOSFET danse para valores de V_{GS} negativos pero maiores que V_{GSoff} mentres que os menores valores da resistencia obtéñense con valores positivos da tensión entre Porta e Fonte V_{GS} .

Ao igual que no JFET teremos que na rexión de saturación:

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

6. AMPLIFICACIÓN CON FETs

Os transistores FET poden conectarse en Fonte común, en Drenador común ou en Porta común. As distintas configuracións teñen características análogas as correspondentes dos bipolares coas diferenzas que existen entre os dispositivos segundo vimos ao principio do tema.



As principais diferenzas entre as configuracións con BJTs e FETs son:

- ✓ As configuracións con FET teñen impedancias de entrada moito maiores que as acadadas con bipolares xa que a corrente de porta é nula.
- ✓ Só a configuración de Porta común ten ganancia en corrente xa que a corrente de porta é nula.
- ✓ As ganancias en tensión son moito menores que as acadadas con bipolares.
- ✓ Os niveis de ruído xerados polas etapas FET son menores que os das bipolares.

Na seguinte táboa amosanse os parámetros característicos de cada configuración:

	FONTE COMÚN	DRENADOR COMÚN	PORTA COMÚN
GANANCIA EN TENSIÓN	MEDIA (10)	NON (≈ 1)	MEDIA (10)
GANANCIA EN CORRENTE	NON HAI I_{IN} (-)	NON HAI I_{IN} (-)	NON (≈ 1)
IMPEDANCIA DE ENTRADA	MOI ALTA (10M Ω)	MOI ALTA (10M Ω)	MEDIA (1k Ω)
IMPEDANCIA DE SAÍDA	ALTA (2k Ω)	BAIXA (100 Ω)	ALTA (2k Ω)

6.1. POLARIZACIÓN DE FETs

6.1.1. CIRCUÍTO DE AUTOPOLARIZACIÓN

Xeralmente, con JFET e D-MOSFET, abondará con fixar $V_G=0$ mediante unha resistencia R_G e colocar unha resistencia R_S entre fonte e masa. A caída de tensión en R_S permítenos axustar $V_{GS}=V_G-V_S$ ao valor desexado.

Temos que: $V_S = I_D \cdot R_S$

E tamén que, ao ser a corrente de porta nula:

$$I_G = 0 \Rightarrow V_G = 0$$

Polo tanto:

$$V_{GS} = V_G - V_S = -I_D \cdot R_S$$

Substituíndo esta expresión de V_{GS} na ecuación

da a corrente de Drenador (I_D) en función da tensión V_{GS} :

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

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left(1 + \frac{I_D \cdot R_S}{V_{GSoff}}\right)^2 = 1 + 2 \cdot \frac{I_D \cdot R_S}{V_{GSoff}} + \left(\frac{I_D \cdot R_S}{V_{GSoff}}\right)^2$$

$$\left(\frac{R_S}{V_{GSoff}}\right)^2 \cdot I_D^2 + \left(\frac{2 \cdot R_S}{V_{GSoff}} - \frac{1}{I_{DSS}}\right) \cdot I_D + 1 = 0$$

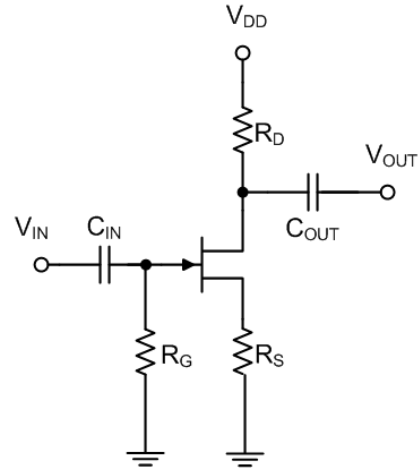
Que é unha ecuación de segundo grao convencional.

Unha vez achado o valor de I_D teremos que:

$$V_{DD} - V_{DS} = I_D \cdot R_D + I_D \cdot R_S$$

E polo tanto:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot (R_D + R_S)$$



6.1.2. CIRCUÍTO DE POLARIZACIÓN POR DIVISOR DE Tensión

O circuítu de polarización da base con divisor de tensión estudado para os transistores bipolares pode ser empregado tamén con todos os tipos de transistores FET. O circuítu é o mesmo que se emprega con bipolares. A diferenza á hora de analízalo é que podemos empregar que a corrente de Porta é nula ($I_G = 0$) polo que non precisamos recorrer ao equivalente Thevenin.

Temos que:

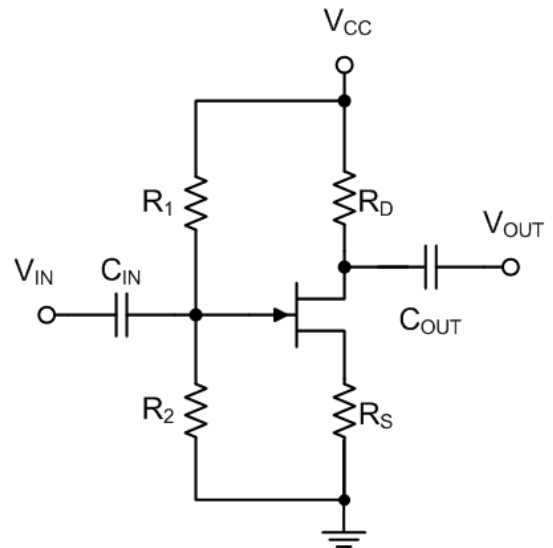
$$V_S = I_D \cdot R_S$$

E tamén temos, dado que neste caso a corrente de porta é 0, que:

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

Polo tanto:

$$V_{GS} = V_G - V_S = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - I_D \cdot R_S$$



Substituíndo esta expresión de V_{GS} na ecuación da a corrente de Drenador (I_D) en función da tensión V_{GS} obtemos, do mesmo xeito que no apartado anterior, unha ecuación de segundo grao convencional da que despexar I_D .

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

Unha vez achado o valor de I_D teremos, igual que no caso anterior, que:

$$V_{DD} - V_{DS} = I_D \cdot R_D + I_D \cdot R_S$$

E polo tanto obtemos de novo:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot (R_D + R_S)$$

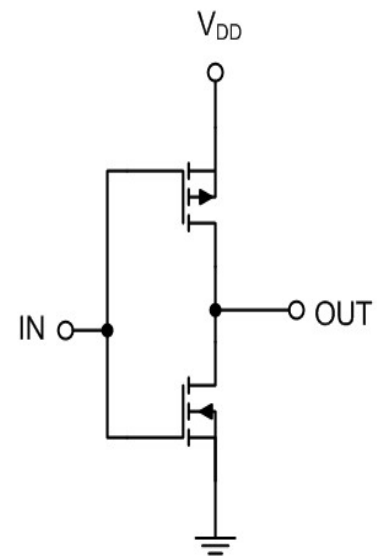
7. LÓXICA CMOS

Complementary Metal-Oxide-Semiconductor ou CMOS é unha das familias lóxicas empregadas na fabricación de circuítos integrados. O seu principal característica consiste na utilización conxunta de transistores de tipo MOSFET canle N e MOSFET canle P. A conexión entre estes dispositivos faise de tal xeito que en estado de repouso, sen cambios na entrada, o consumo de enerxía é practicamente nulo.

Nun circuíto CMOS, a función lóxica a sintetizar implementase por duplicado mediante dous circuítos: un baseado exclusivamente en transistores canle P (circuíto de Pull-Up), e outro baseado exclusivamente en transistores canle N (circuíto de Pull-Down). O circuíto canle P leva a saída ao valor 1 (Pull-Up), e o circuíto canle N leva a saída ao valor 0 (Pull-Down).

O funcionamento de estes circuítos pode ilustrarse mediante o inversor CMOS:

- ✓ Cando a entrada é 1 ($V_{IN} = V_{DD}$), o transistor canle N está en estado de condución $V_{GS} = V_{DD}$. O FET comportase coma unha R_{DS} de pequeno valor de xeito que o valor 0 aparece na saída da porta lóxica. O transistor canle P está en estado de corte $V_{GS} = 0$.
- ✓ Cando a entrada é 0 ($V_{IN} = 0$), o transistor canle P está en estado de condución $V_{GS} = -V_{DD}$. O FET comportase coma unha R_{DS} de pequeno valor de xeito que o valor 1 aparece na saída da porta lóxica. O transistor canle P, pola contra, está en estado de corte $V_{GS} = 0$.



A característica fundamental de este tipo de lóxica é que só circula corrente polos dous transistores cando a porta conmuta, cando esta nun valor estable só conduce un deles polo que o consumo de potencia estático é moi baixo. Outra característica é que son rexenerativos, un sinal degradado que acometa unha porta lóxica CMOS verase restaurada ao seu valor lóxico inicial 0 ou 1 á saída da mesma.

Na actualidade, a maioría dos circuítos integrados dixitais que se fabrican utilizan a tecnoloxía CMOS ou evolucións da mesma. Incluídos microprocesadores, memorias, DSPs e moitos outros tipos de circuítos integrados.

8. O MOSFET DE POTENCIA

Para aplicacións de alta potencia o MOSFET de enriquecemento é un dispositivo discreto amplamente utilizado en control de motores, lámpadas, impresoras, fontes de alimentación... Tamén os MOSFET de empobrecemento van ganando terreo día a día en aplicacións onde se requira que os conmutadores sexan normalmente pechados (en condución).

A análise dun circuítos con MOSFET de potencia é sinxela. Cando se excita cunha tensión $V_{GS(ON)}$ o MOSFET de potencia presentará unha resistencia pequena $R_{DS(ON)}$ en la zona óhmica. Unha I_D menor que o valor de saturación cando $V_{GS} = V_{GS(ON)}$ garante que o dispositivo está a funcionar na zona óhmica e actúa como unha pequena resistencia.

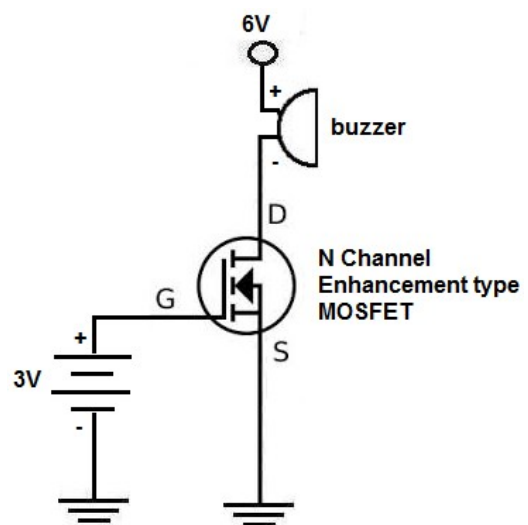
En corte:

$$V_{GS} \leq V_{GS(ON)} \Rightarrow I_D = 0$$

Na zona óhmica:

$$V_{GS} \geq V_{GS(ON)} \quad \text{e} \quad \frac{V_{DD}}{R_{LOAD}} = I_{D(MAX)} < I_{D(SAT)}$$

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_{LOAD} + R_{DS(ON)}}$$



Os fabricantes producen distintos tipos de dispositivos como VMOS, TMOS, hexFET, trench MOSFET, waveFET... Todos estes MOSFETs de potencia empregan diferentes xeometrías da canle para aumentar os seus límites de funcionamento. Os MOSFET de potencia actuais poden manexar correntes dende 1A até máis de 200A, e disipar potencias entre 1 e 500W.

A seguinte táboa mostra as características de algúns FETs de potencia. Ao ser fisicamente grandes, requiren valores altos de $V_{GS(ON)}$ para asegurar o funcionamento na zona óhmica. Como se pode observar, as potencias que poden manexar son considerables, suficientes para aplicacións pesadas coma automoción, iluminación, calefacción... A súa maior limitación é que non soportan tensións V_{DS} elevadas.

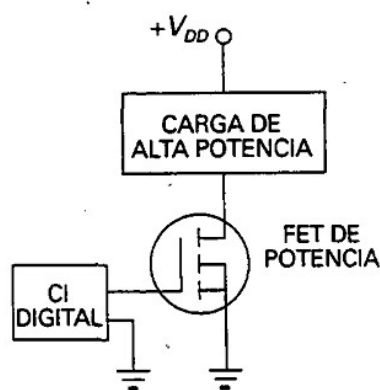
Part Number	V_{DSS} (V)	$R_{DS(ON)}$ (ohm)	I_D (A)	P_D (W)	Part Number	V_{DSS} (V)	$R_{DS(ON)}$ (ohm)	I_D (A)	P_D (W)
IRF1010ES	60	0.012	83	170	IRF3315L	150	0.082	21	94
IRF1010N	55	0.012	72	130	IRF3315S	150	0.082	21	94
IRF1010NL	55	0.011	84	170	IRF3415	150	0.042	37	150
IRF1010NS	55	0.011	84	3.8	IRF3415S	150	0.042	37	150
IRF1010S	55	0.014	75	150	IRF3710	100	0.028	46	150
IRF1310	100	0.04	43	150	IRF3710S	100	0.028	46	150
IRF1310N	100	0.036	36	120	IRF4905	-55	0.02	64	150
IRF1310NS	100	0.036	36	120	IRF4905L	-55	0.02	-74	200
IRF1310S	100	0.04	43	150	IRF4905S	-55	0.02	-74	3.8
IRF2807	75	0.013	71	150	IRF510	100	0.54	5.6	43
IRF2807L	75	0.013	71	150	IRF510A	100	0.4	5.6	33
IRF2807S	75	0.013	71	150	IRF510S	100	0.54	5.6	43
IRF3205	55	0.008	98	150	IRF511(R)	80	0.54	5.6	
IRF3205L	55	0.008	110	200	IRF512(R)	100	0.74	4.9	
IRF3205S	55	0.008	110	200	IRF513(R)	80	0.74	4.9	
IRF3315	150	0.082	21	94	IRF520	100	0.27	9.2	60

Algunhas características salientables dos MOSFET de potencia respecto dos bipolares son:

Os transistores bipolares non se poden conectar en paralelo porque as súas características ($V_{BE(ON)}$ e h_{FE}) non son o suficientemente similares. Por este motivo ao conectalos en paralelo ocorre un efecto chamado acaparamento de corrente. Un dos transistores será atravesado por unha intensidade maior que os outros. Polo tanto a temperatura dese transistor aumentará e con ela a súa h_{FE} . O transistor entra nun círculo vicioso que remata na destrución do mesmo. Este efecto pode evitarse montándoos sobre un mesmo dissipador para equilibrar as temperaturas e introducindo resistencias de balastro nos emisores coa conseguinte perda de eficiencia. Os MOSFET de potencia en paralelo non sofren este problema. Se deles trata de acaparar a corrente, a súa temperatura interna aumentará. Isto incrementa o seu R_{DS} reducindo a súa I_D . O efecto global é que os MOSFET de potencia en paralelo tenden a equilibrar as súas correntes de drenador.

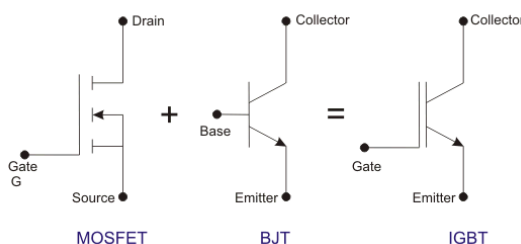
Cando se trata de pór en corte un transistor bipolar, as cargas almacenadas na base circulan durante un certo tempo, impedindo así unha desconexión rápida. Os MOSFET de potencia, por contra, poden desconectar unha gran corrente moi rapidamente. Tipicamente, un MOSFET de potencia pode conmutar varios amperes en unhas cantas decenas ou uns poucos centenares de nanosegundos. Isto é, 10 a 100 veces máis rápido que un transistor bipolar comparable.

Os circuítos integrados dixitais son dispositivos de baixa potencia que poden proporcionar só pequenas correntes de carga. Se se desexa usar a saída dun CI para excitar unha carga que necesita unha gran corrente, pódese empregar un MOSFET de potencia como interface. A practicamente nula corrente de porta dun MOSFET fai que un CI de baixa potencia poda polarizalo sen problemas. Ao empregar para isto un BJT a corrente necesaria para polarizalo na rexión de saturación pode resultar demasiado elevada para un CI dixital típico. A figura da dereita ilustra como se podería controlar unha carga de potencia cun CI dixital usando un E-MOSFET canle N.

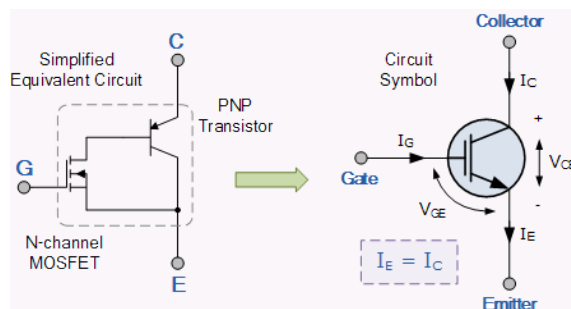


9. O TRANSISTOR BIPOLAR DE PORTA ILLADA. IGBT

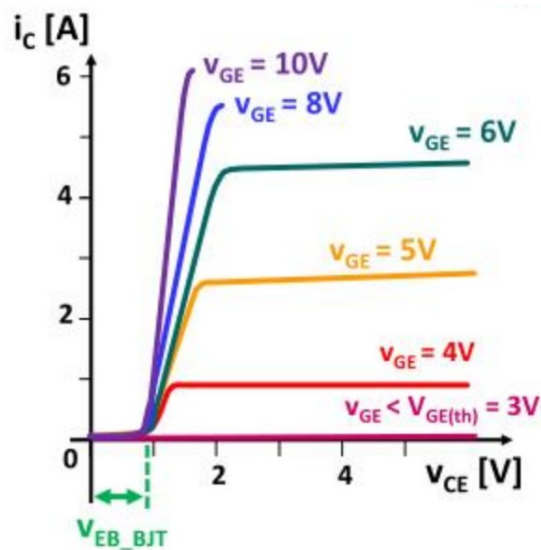
O IGBT está deseñado para combinar as vantaxes de MOSFET e BJT en un único compoñente integrado. O IGBT combina a alta capacidade de manexo de corrente e a baixa caída de tensión en condución propia dos BJT coa facilidade de control, a alta velocidade e a corrente de porta nula dos MOSFET. O seu símbolo tamén é unha mestura dos de BJT e MOSFET como ilustra a figura a continuación.



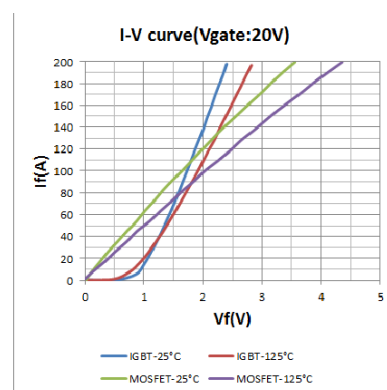
O IGBT ten tres terminais: Emisor, Colector e Porta. A Porta é un terminal de control, cun comportamento similar á porta dun MOSFET de enriquecemento, que controla a intensidade que flúe entre emisor e colector. Un circuío equivalente ao IGBT que pode axudar a comprender o seu funcionamento é o seguinte.



Supoñendo que V_{CE} sexa maior que 0,7V e teñamos unha $V_{GE} > V_{GE(ON)}$ o MOSFET estará na zona ohmica o que levará ao BJT a saturación. Este modelo está demasiado simplificado e non explica a maior velocidade de conmutación do IGBT respecto do BJT. Na seguinte figura da dereita amósase as curvas características dun IGBT, como se pode observar son similares ás de un BJT, salvo porque o parámetro que controla a I_C é V_{GE} en lugar de I_B .



Respecto dos MOSFET de potencia a súa velocidade de conmutación é menor, por contra poden traballar con tensións máis elevadas. Ademais, cando a intensidade é elevada, presentan unha menor caída de tensión no dispositivo e, polo tanto, un menor consumo de potencia (maior rendemento). Unha comparación entre a caída de tensión en un MOSFET e un IGBT amosase na figura á dereita.



O IGBT é o dispositivo axeitado en frecuencias baixas (menos que 20 kHz), voltaxes altas (máis que 1000V), e potencias elevadas (máis de 5kW). Por contra os MOSFET son o dispositivo axeitado para altas frecuencias (máis de 200 kHz), voltaxes baixas (menos de 250V), e potencias baixas (menos de 500W). Na seguinte gráfica pódense ver os rangos de operación de BJT, MOSFET e IGBT, xunto con outros dispositivos de conmutación.

