

TEMA 5

TRANSISTORES

CUD

FUNDAMENTOS DE
ELECTRÓNICA

CURSO 2020-2021



Centro Universitario
de la Defensa Zaragoza

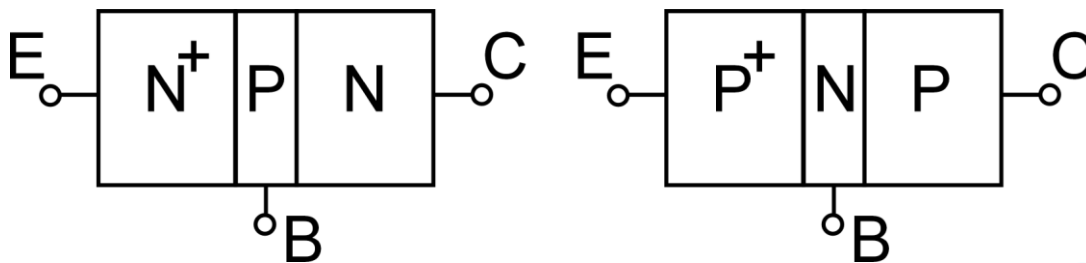
23 de septiembre de 2020

TEMA 5 – TRANSISTORES

- BJT
- MOSFET
- Polarización
- Modelo de pequeña señal
- Circuitos amplificadores
- Circuitos conmutadores

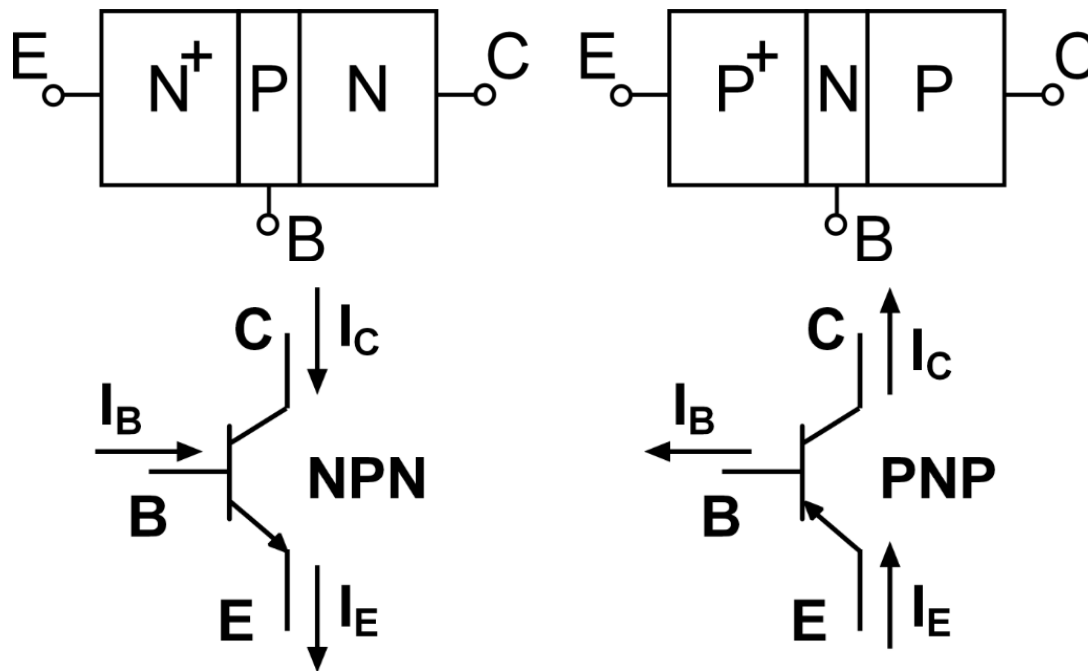
INTRODUCCIÓN

- El transistor bipolar de unión fue el primer dispositivo activo de estado sólido. Fueron construidos originalmente en Germanio
- Inventado en 1949 en los Laboratorios Bell por W. Shockley, J. Bardeen y W. Brattain (**Premio Nobel de Física en 1956**)
- El BJT (bipolar junction transistor) está formado por dos uniones PN con tres terminales llamados emisor, base y colector. Hay dos tipos, npn y pnp:



DESCRIPCIÓN

- En principio existe simetría entre emisor y colector, pero el emisor se define como el más dopado de los dos
- La estructura se corresponde con el siguiente símbolo:

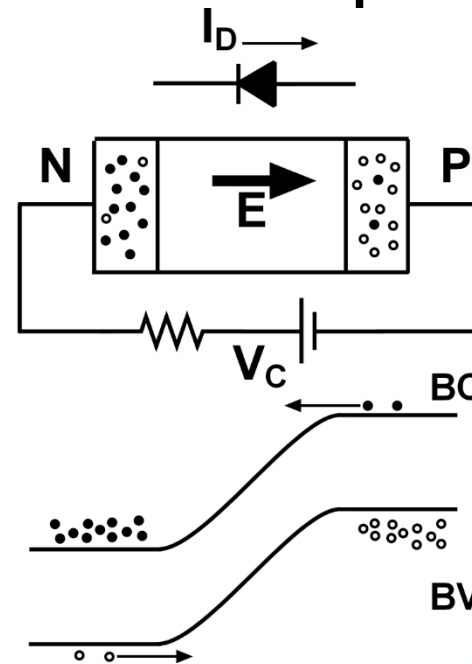
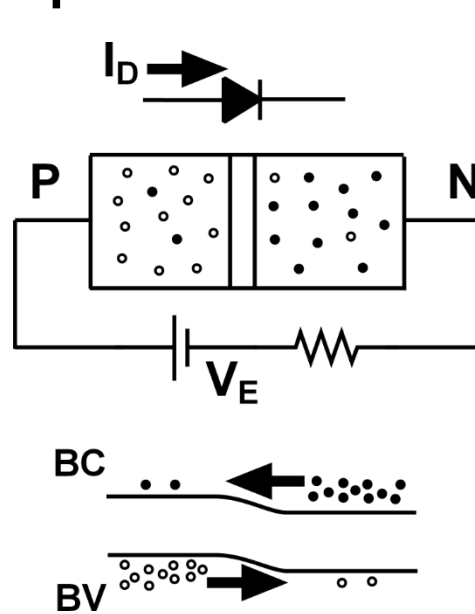


La flecha del símbolo:

- está situada junto al emisor
- indica el sentido de la corriente
- Su dirección es de P a N

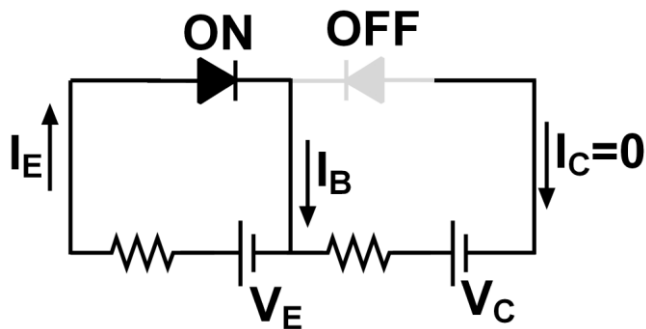
UNIÓN PN

- En una unión PN en directa se produce un movimiento de portadores mayoritarios, lo que resulta en una **corriente en el sentido indicado por el diodo**
- En una unión PN en inversa se produce un movimiento de portadores minoritarios, lo que resulta en una **corriente muy pequeña en sentido opuesto al indicado por el diodo**

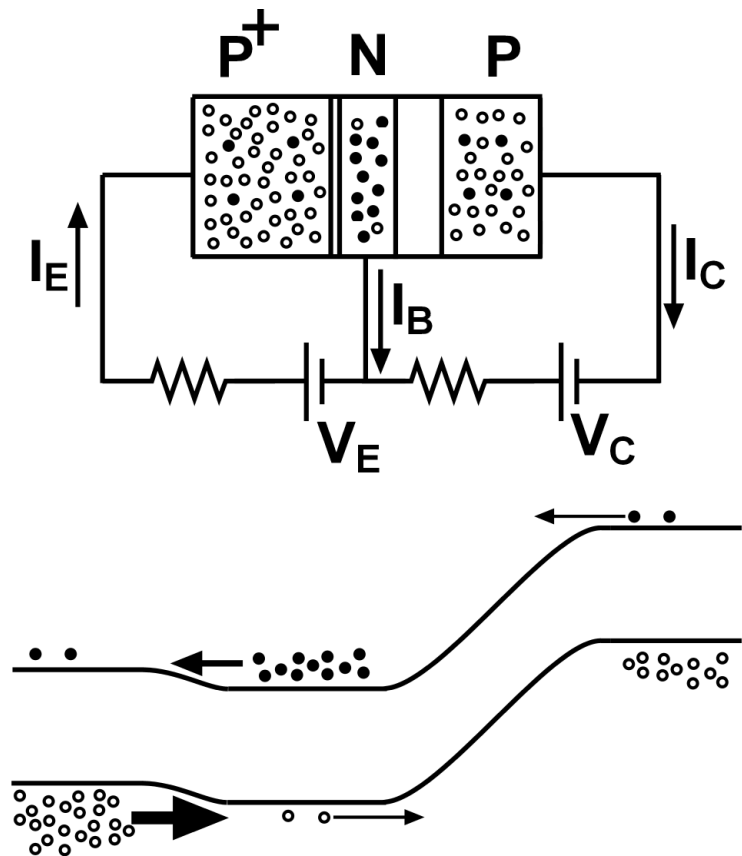


UNIÓN PNP

- La primera intuición, que sería pensar el transistor PNP como dos diodos independientes, conlleva para este caso la unión base-emisor esté en directa y la unión base-colector en inversa, y en consecuencia una corriente de colector I_C nula.

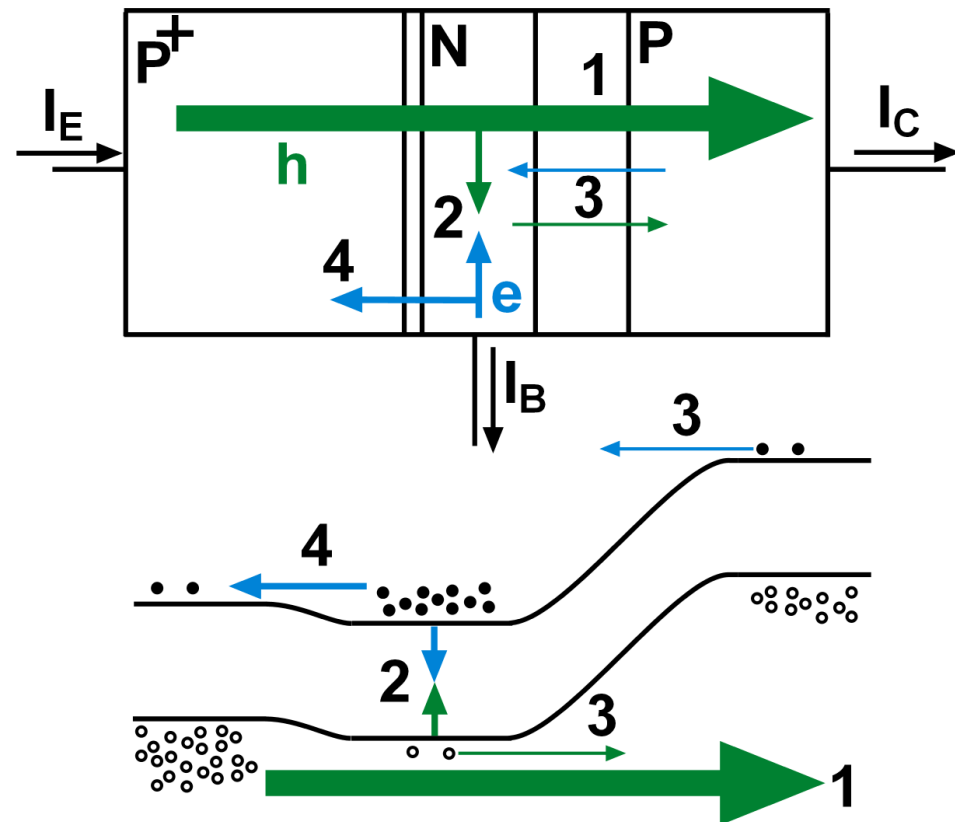


- Este modelo es **ERRONEO**.



FLUJOS DE PORTADORES

1. Los huecos se inyectan desde el emisor hasta el colector
2. Una parte de los huecos inyectados no llegan hasta el colector ya que se recombinan con los electrones en la base
3. Corriente inversa de saturación entre la base y el colector, ya que esa unión PN está en inversa
4. Los electrones se mueven desde la base al emisor ya que esa unión PN está en directa

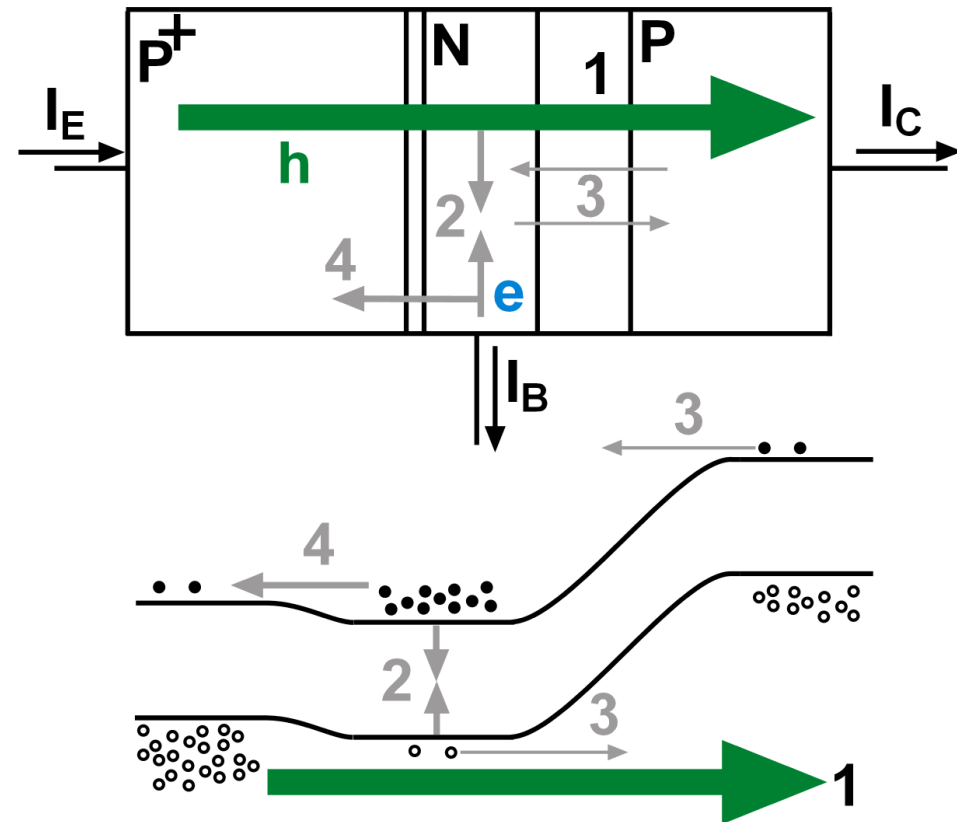


Conclusión: La corriente de colector I_C es NO nula

FLUJOS DE PORTADORES

El efecto dominante es la inyección de portadores de emisor a colector, ya que:

- La corriente inversa de saturación es muy pequeña
- En un buen transistor:
 - La base es estrecha, por lo que se produce poca recombinación en base
 - El emisor está muy dopado, por lo que la inyección desde el emisor hacia el colector es muy superior a la que hay desde base hacia emisor



Conclusión:

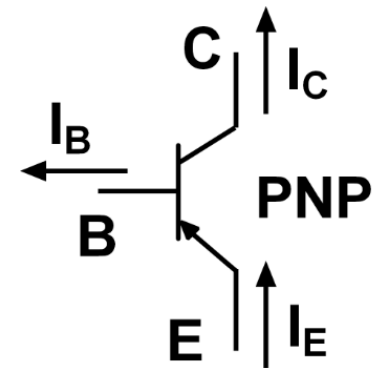
$$I_C \approx I_E \quad I_B \approx 0$$

CORRIENTES EN EL BJT

- Cuando la unión base-emisor está en directa y la unión base-colector está en inversa las tres corrientes (I_B , I_C e I_E) son no nulas y proporcionales entre sí.

- Definimos el parámetro β_F :

$$\beta_F \equiv \frac{I_C}{I_B} \Rightarrow \begin{cases} I_C = \beta_F I_B \\ I_E = I_C + I_B = (\beta_F + 1) I_B \end{cases}$$

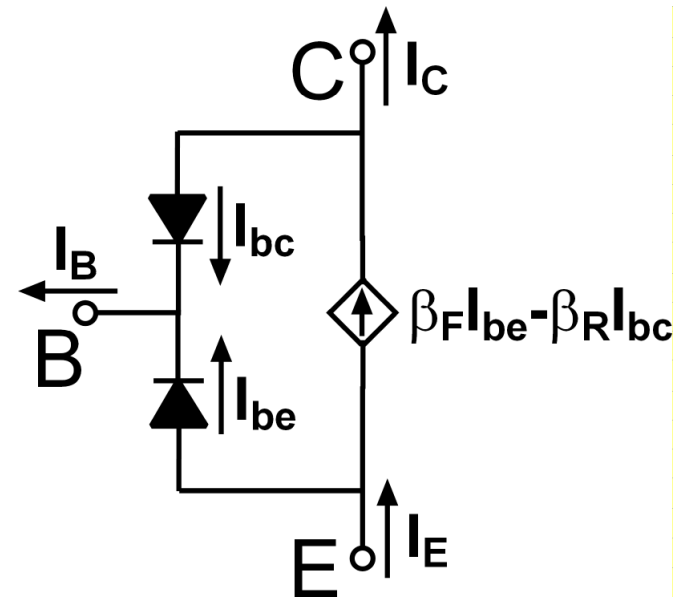


- En un buen transistor:

$$I_B \approx 0 \Rightarrow \beta_F \uparrow\uparrow\uparrow \begin{cases} \beta_F \cong 200 \text{ (baja potencia)} \\ \beta_F \cong 50 \text{ (alta potencia)} \end{cases}$$

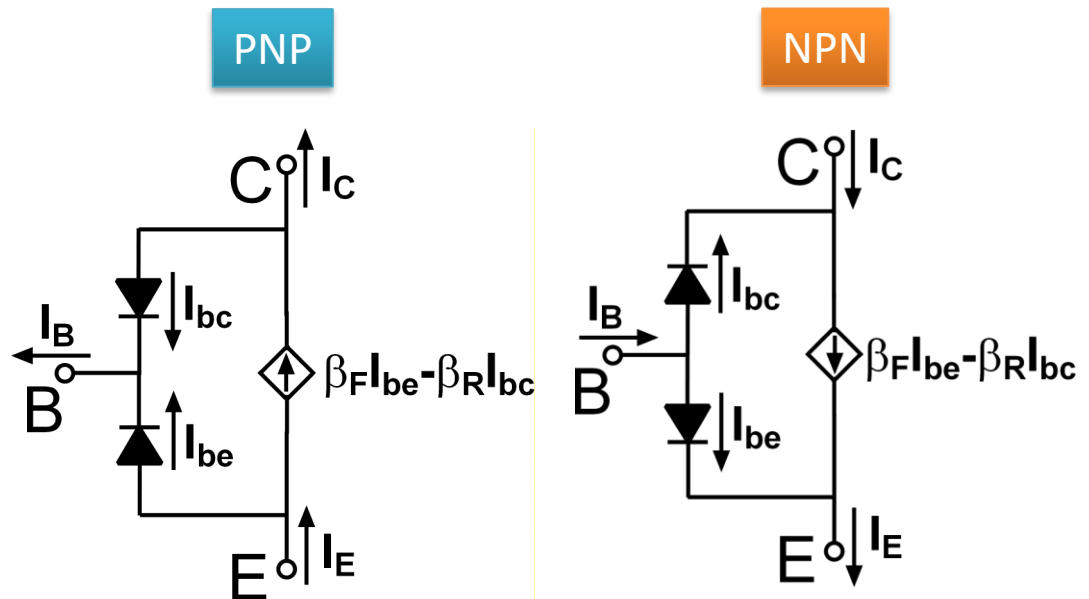
MODELO DE DIODOS ACOPLADOS

- Para obtener un modelo general incluimos dos diodos y una fuente de corriente que de cuenta de la nueva posibilidad para el movimiento de los portadores inyectados desde el emisor al colector ($\beta_F I_{be}$) o viceversa ($\beta_R I_{bc}$).
- Vamos a buscar las ecuaciones que se derivan de este modelo según el estado de los diodos
- 4 combinaciones para los diodos, 4 regiones de operación



MODELO DE DIODOS ACOPLADOS

- El modelo de diodos acoplados funciona para ambos tipos de transistores, modificando el sentido de cada diodo y por lo tanto de la fuente de corriente.



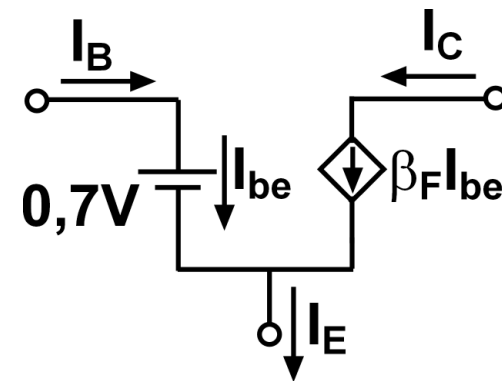
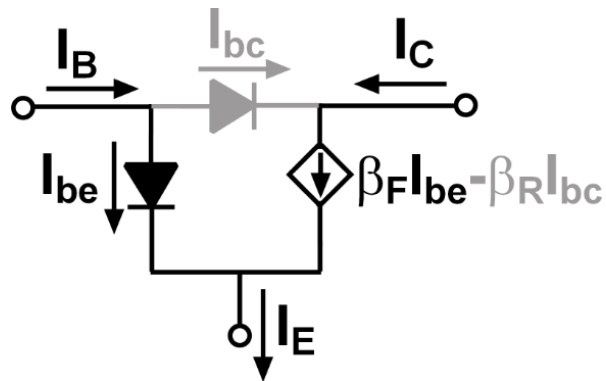
La corriente de base I_B en un transistor NPN solo entra, mientras que en un transistor PNP solo sale

REGIONES DE OPERACIÓN

- Activa directa
 - Unión base-emisor en directa, Unión base-colector en inversa
- Saturación
 - Ambas uniones en directa
- Corte
 - Ambas uniones en inversa
- Activa inversa
 - Unión base-emisor en inversa, Unión base-colector en directa
- Ruptura

REGIÓN ACTIVA DIRECTA

- Es la ya descrita, con inyección de portadores de emisor a colector.
- Unión BE en directa: $|V_{BE}| \approx 0,6 - 0,8 V$
- Unión BC en inversa: $I_{bc} \approx 0$

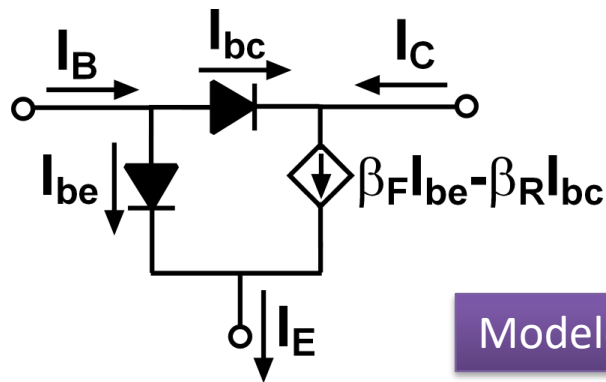


- Las corrientes son proporcionales entre sí.
- La diferencia de tensión entre base y emisor es constante.

$$I_C = \beta_F I_B \quad I_E = (\beta_F + 1) I_B \quad V_{BE} = 0,7V$$

REGIÓN DE SATURACIÓN

- Unión BE en directa: $|V_{BE}| \approx 0,6 - 0,8 V$
- Unión BC en directa: $|V_{BC}| \approx 0,5 - 0,7 V$
 - El emisor está más dopado por lo que el voltaje umbral de la unión base-emisor es ligeramente mayor
 - Se produce inyección de portadores en ambos sentidos.



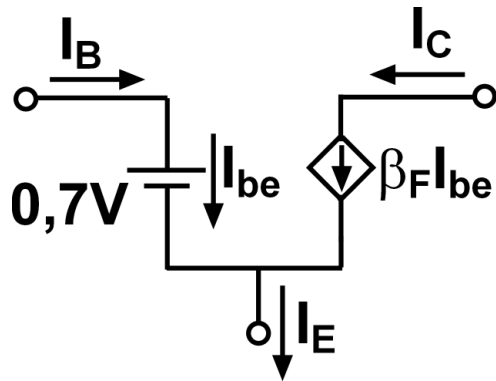
$$\left. \begin{aligned} I_C &= \beta_F I_{be} - \beta_R I_{bc} - I_{bc} \\ I_B &= I_{be} + I_{bc} \end{aligned} \right\} I_C \leq \beta_F I_B$$

Modelo de diodos acoplados

- La tensión colector-emisor $V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$ es muy pequeña.
- Las corrientes no son proporcionales a través del parámetro β_F .

LÍMITE ACTIVA-SATURACIÓN

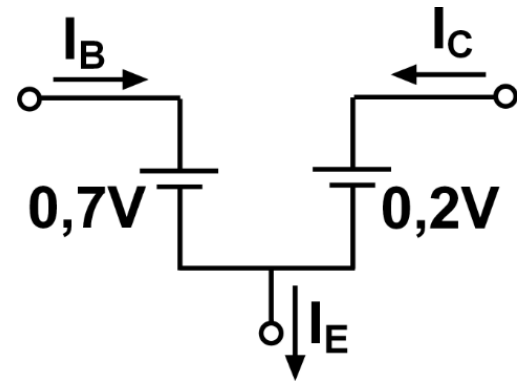
- Consideramos que la frontera entre la región activa y la región de saturación es $V_{CE} = 0,2 \text{ V}$.



Circuito equivalente en activa

$$V_{BE} = 0,7V \quad I_C = \beta_F I_B$$

$$V_{CE} \geq 0,2V \quad I_C, I_B \geq 0$$



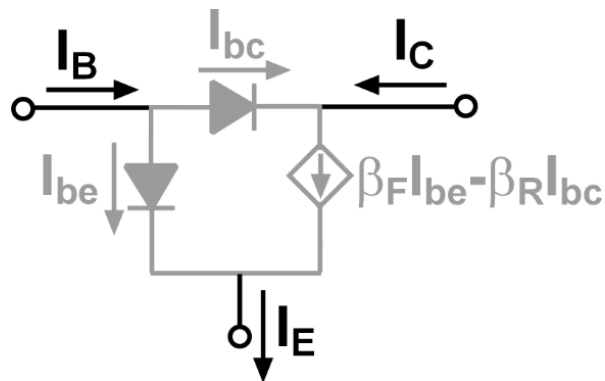
Circuito equivalente en saturación

$$V_{BE} = 0,7V \quad I_C \leq \beta_F I_B$$

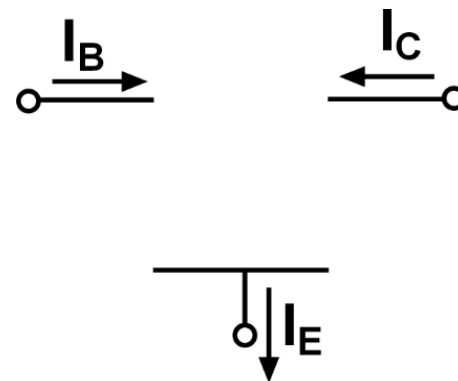
$$V_{CE} = 0,2V \quad I_C, I_B \geq 0$$

REGIÓN DE CORTE

- Ambas uniones están en inversa
- Por lo tanto, tampoco hay inyección de portadores entre el emisor y el colector



Modelo de diodos acoplados



Circuito equivalente

- Las corrientes son prácticamente nulas:

$$I_B = I_C = I_E = 0$$

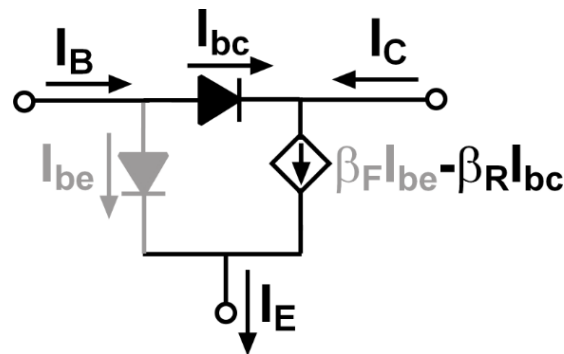
- Ambas uniones en inversa implica:

$$V_{BE} \leq 0,7V$$

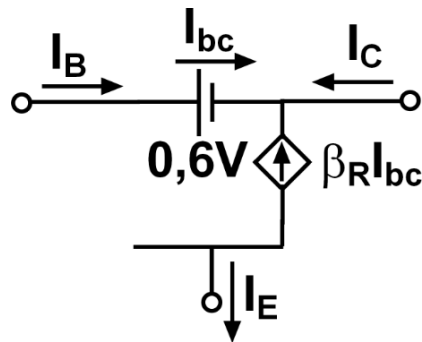
$$V_{BC} \leq 0,6V$$

REGIÓN ACTIVA INVERSA

- Unión BC en directa: $|V_{BC}| \approx 0,5 - 0,7 V$
- Unión BE en inversa: $I_{be} \approx 0$



Modelo de diodos acoplados



Circuito equivalente

Implica V_{CE} negativa

$$\left. \begin{array}{l} V_{BC} = 0,6V \\ V_{BE} \leq 0,7V \end{array} \right\} V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} \leq 0$$

$$I_E = -\beta_R I_B \quad I_C = -(\beta_R + 1) I_B$$

Corrientes I_E e I_C en sentido contrario

- Comportamiento análogo a región activa directa pero:
 - Se produce inyección de portadores exclusivamente en sentido inverso a la zona activa directa (es decir, desde colector a emisor), lo cual es menos eficiente ($\beta_R \ll \beta_F$)
 - Por lo tanto, no interesa trabajar en esta zona

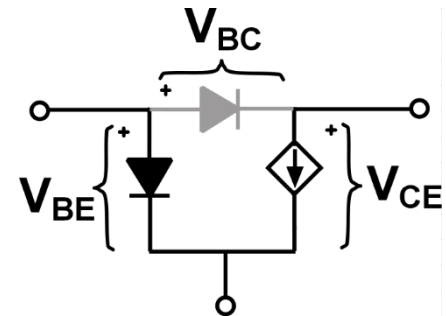
REGIÓN DE RUPTURA

➤ En activa:

- la unión base-emisor está en directa, lo que conlleva una tensión entre base y emisor aproximadamente constante ($V_{BE} \approx 0,7V$)
- la unión base-colector está en inversa, lo que conlleva una tensión entre colector y emisor mínima ($V_{CE} > 0,2V$)

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} < 0,5V$$

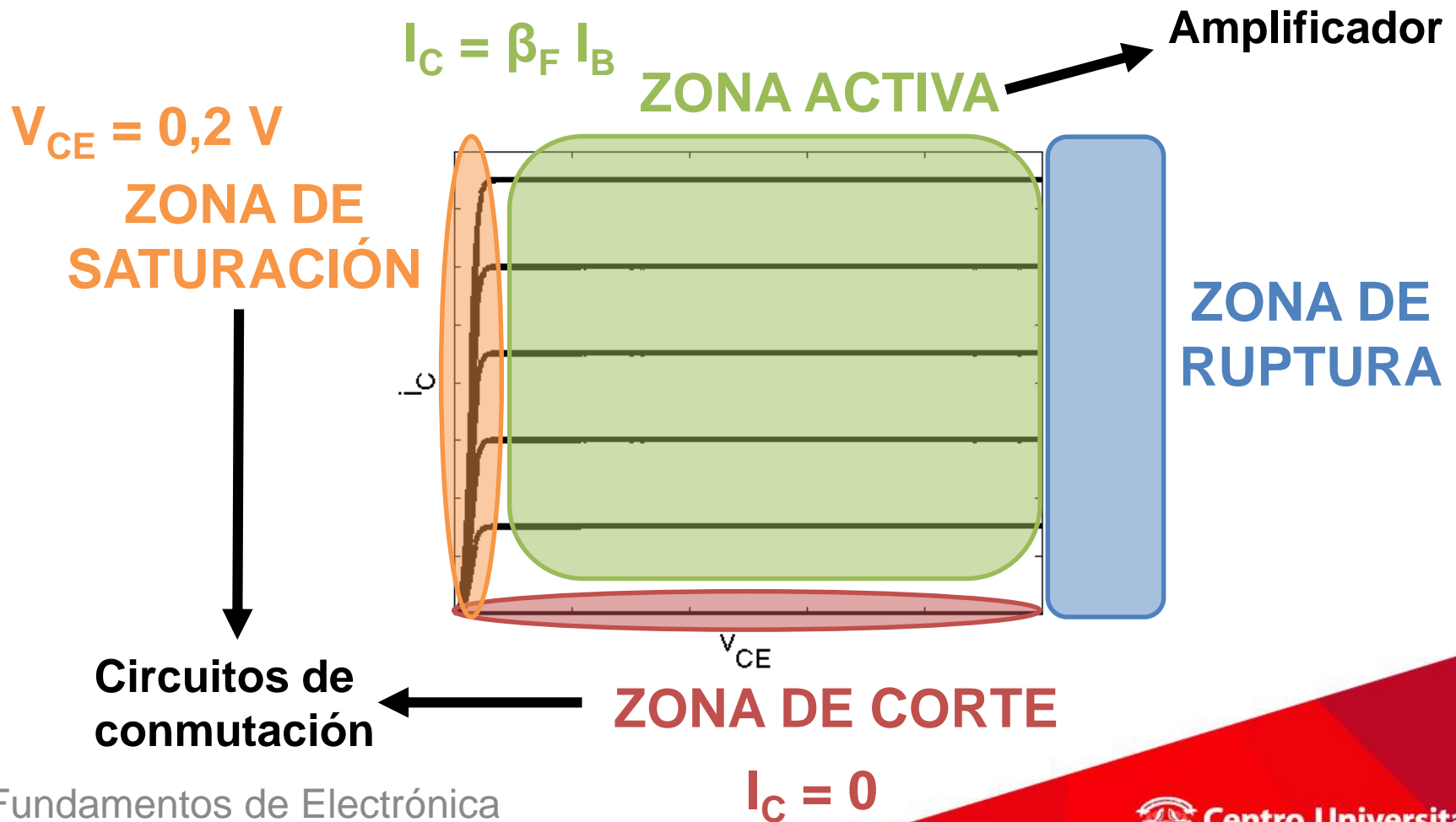
$$V_{CE} \uparrow\uparrow \Rightarrow V_{BC} \downarrow\downarrow$$



- ## ➤ Para V_{CE} elevadas, la tensión en la unión base-colector V_{BC} tiende a ser un voltaje muy negativo, por lo que existe riesgo de que la unión base-colector entre en región de ruptura

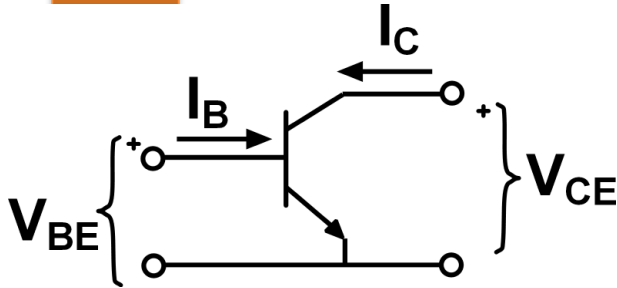
CURVA CARACTERÍSTICA DE SALIDA

- Curvas que representan la corriente de colector frente a la tensión colector-emisor, en función de la corriente de base



RESUMEN

NPN



La tensión V_{BE} con la unión emisora en directa es dato del problema. Puede oscilar desde 0,6 a 0,8 V.

		Unión emisora	
		Directa	Inversa
Unión colectora	Directa	Saturación $V_{BE} = 0,7V$ $V_{CE} = 0,2V$ $I_C \leq \beta_F I_B$ $I_C, I_B \geq 0$	Inversa $V_{BC} = 0,6V$ $V_{CE} < 0V$ $I_E = -\beta_R I_B$
	Inversa	Activa $V_{BE} = 0,7V$ $V_{CE} \geq 0,2V$ $I_C = \beta_F I_B$ $I_C, I_B \geq 0$	Corte $V_{BE} \leq 0,7V$ $V_{BC} \leq 0,6V$ $I_C = I_B = 0$

Los problemas propuestos admiten soluciones exclusivamente en activa, saturación y corte

TABLA REGIONES BJT

- Complete la siguiente tabla, para un transistor NPN con $\beta = 150$ y $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ si la unión BE está en directa.

V_{BE} (V)	V_{CE} (V)	I_B (μA)	I_C (mA)	Región
0.7	3	30		
0.4	12			
		80	10	
	6		3	
		50		Activa
		50		Saturación
	0.2	40	6	

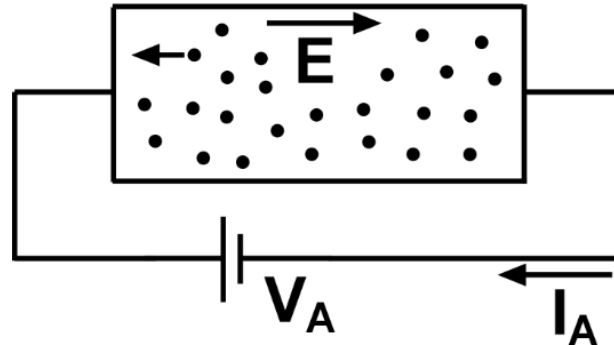
TEMA 5 – TRANSISTORES

- BJT
- MOSFET
- Polarización
- Modelo de pequeña señal
- Circuitos amplificadores
- Circuitos conmutadores



SEMICONDUCTORES

- La corriente generada a través de un material semiconductor depende del voltaje aplicado V_A , las dimensiones (longitud y sección) y la conductividad.
- Por ejemplo, para un tipo N:



$$I_A = \frac{V_A}{R} = \sigma \frac{A}{L} V_A$$

DESCRIPCIÓN

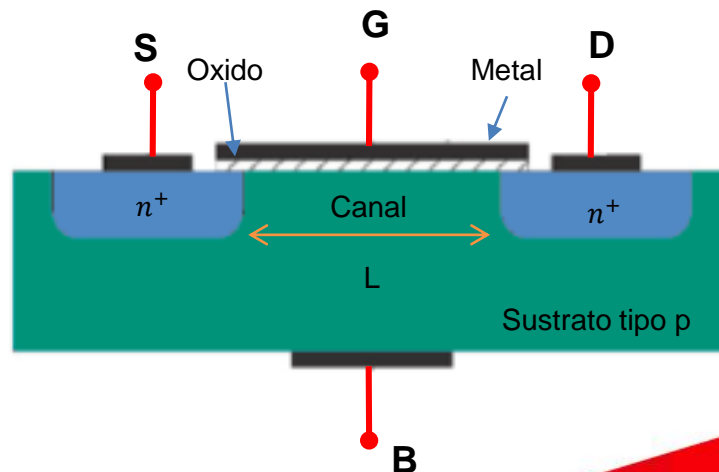
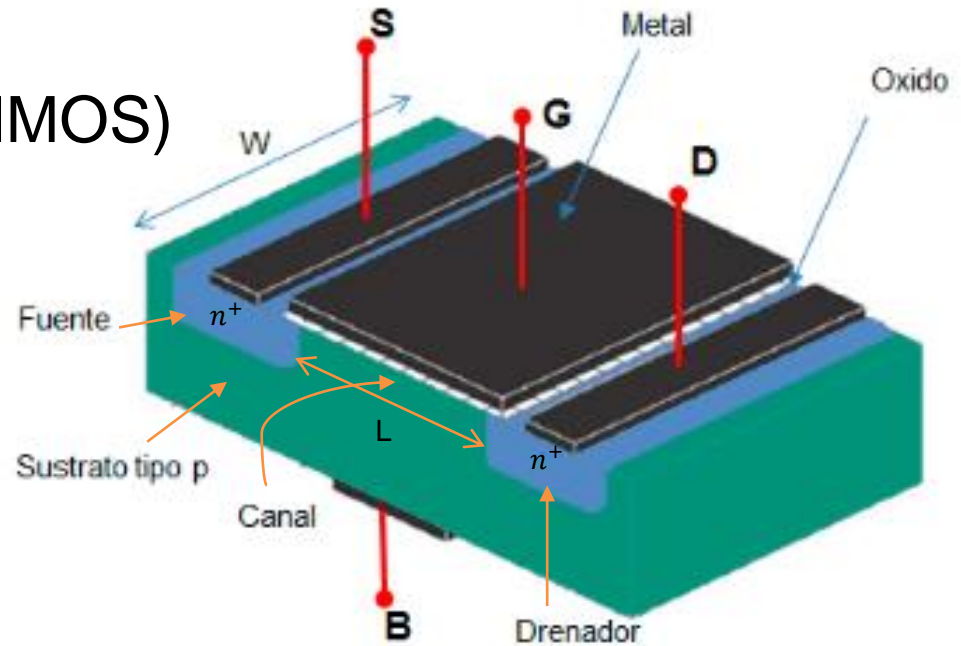
➤ MOSFET de canal N (o NMOS)

➤ 4 Terminales

- Puerta (G, gate)
- Drenador (D, drain)
- Fuente (S, source)
- Sustrato (B, bulk)

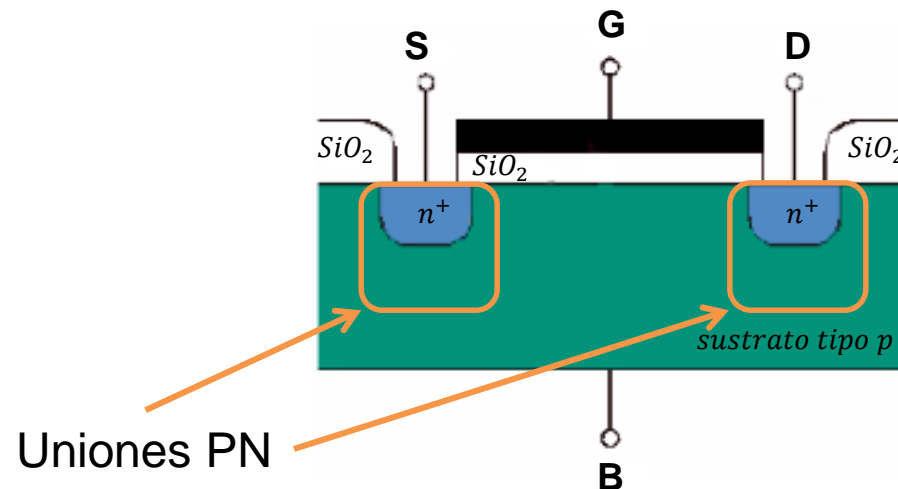
➤ 2 dimensiones clave

- Longitud (L)
- Anchura (W)



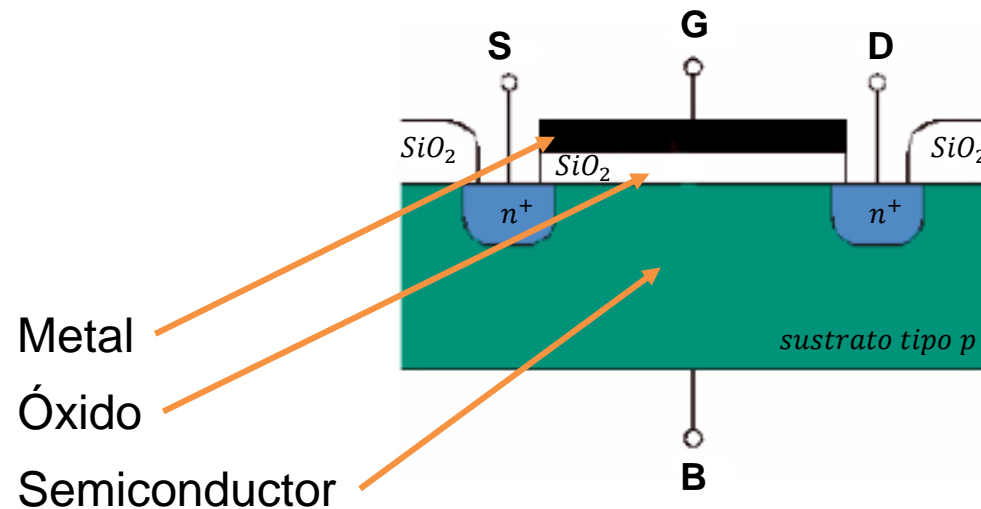
SUSTRATO

- En el sustrato (B, bulk) se establece una tensión fija de referencia que garantiza que ambas uniones PN (S-B y D-B) están en corte.
 - La mínima tensión del circuito (GND típicamente) para NMOS.
- Por lo tanto, por el sustrato nunca circula corriente y los transistores MOSFET se modelan por completo mediante tres terminales (S fuente, G puerta y D drenador).



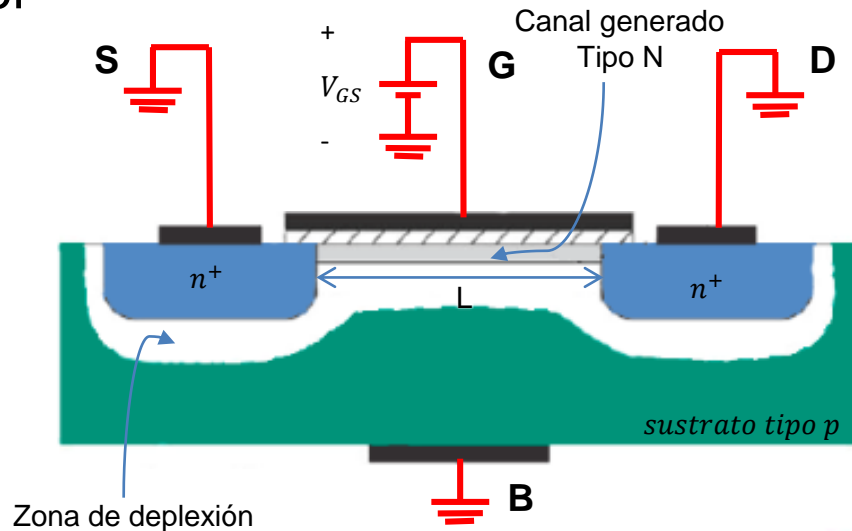
PUERTA

- La corriente de puerta es siempre nula, ya que se encuentra aislada del resto mediante un aislante (SiO_2 , óxido de silicio)
- Se denomina MOS (*Metal Oxide Semiconductor*) por la arquitectura vertical que lo forma Conductor-Aislante-Semiconductor, desde puerta a sustrato

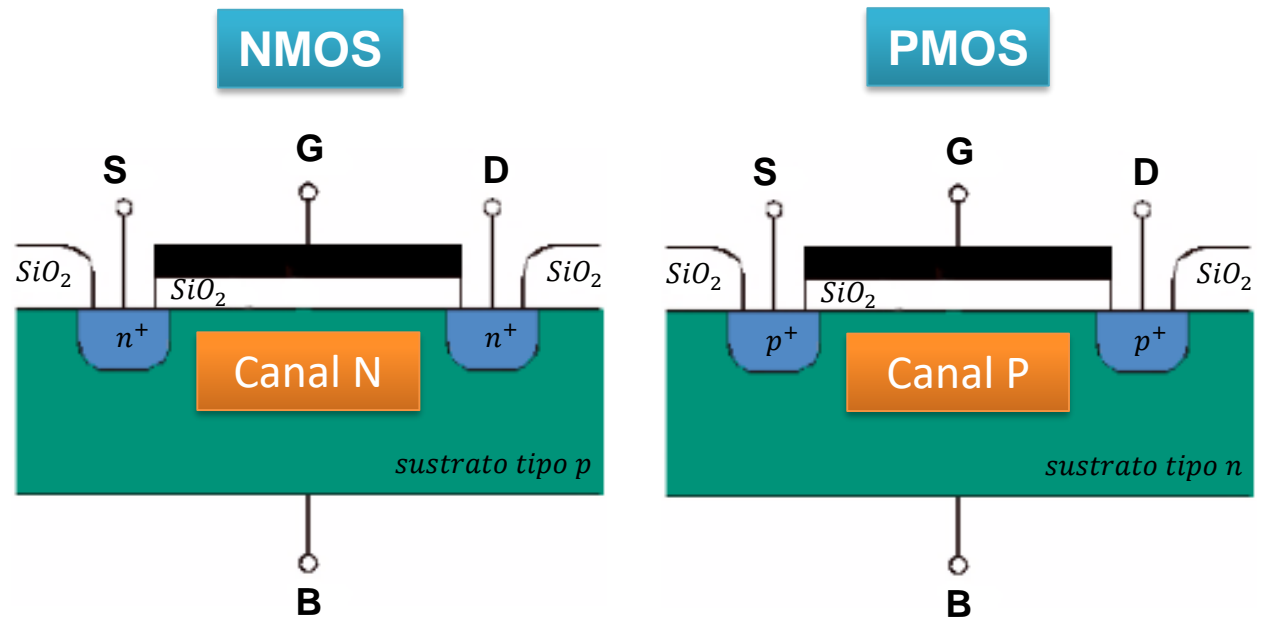


CANAL

- Para que exista corriente entre fuente y drenador es necesario establecer un canal por el cual fluya. Para un NMOS de enriquecimiento el canal tipo N (zona rica en electrones) se genera mediante una tensión V_{GS} positiva, que atrae electrones y los concentra bajo la puerta
- Se denomina de FET (*Field Effect Transistor*) porque el canal está generado por el campo eléctrico que aparece entre la puerta y el semiconductor



TIPOS DE MOSFET



**Enriquecimiento
Normally OFF**

**Depleción
Normally ON**

$V_{GS} = 0 \Rightarrow \nexists \text{ Canal N}$
 $V_{GS} \gg 0 \Rightarrow \exists \text{ Canal N}$

$V_{GS} = 0 \Rightarrow \exists \text{ Canal N}$
 $V_{GS} \ll 0 \Rightarrow \nexists \text{ Canal N}$

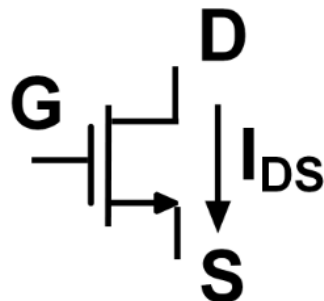
$V_{GS} = 0 \Rightarrow \nexists \text{ Canal P}$
 $V_{GS} \ll 0 \Rightarrow \exists \text{ Canal P}$

$V_{GS} = 0 \Rightarrow \exists \text{ Canal P}$
 $V_{GS} \gg 0 \Rightarrow \nexists \text{ Canal P}$

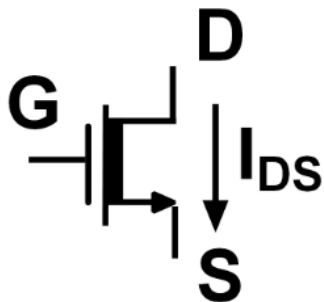
SIMBOLOS

Enriquecimiento
Normally OFF

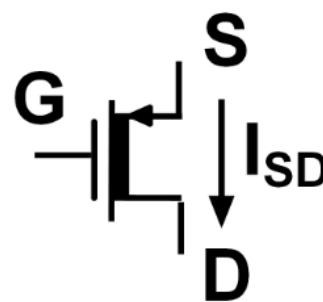
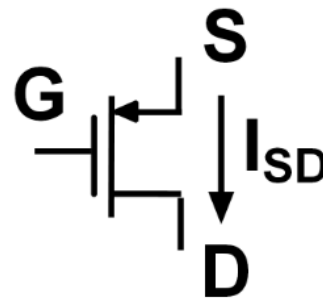
NMOS



Depleción
Normally ON



PMOS

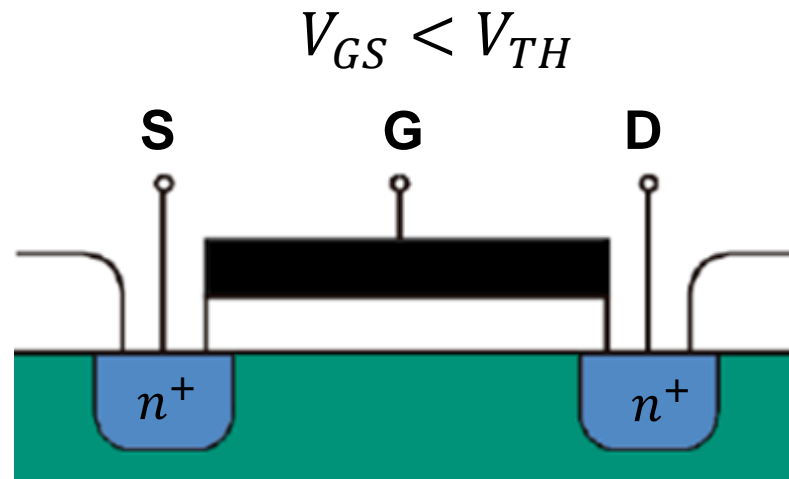


La flecha del símbolo:

- está situada junto a fuente
- indica el sentido de la corriente
- Indica el tipo de transistor
 - Sale del canal: NMOS
 - Llega al canal: PMOS

MODELO CUALITATIVO

Sin canal



Intensidad nula de drenador a fuente

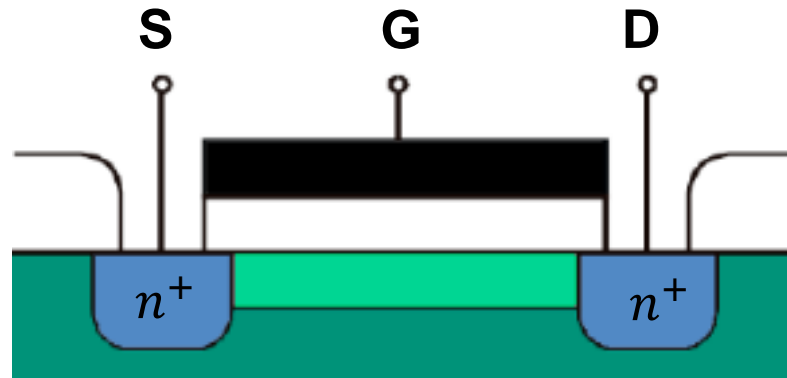
$$I_{DS} = 0$$

V_{TH} es la tensión umbral que define la tensión V_{GS} a partir de la cual el canal se genera

MODELO CUALITATIVO

Canal uniforme

$$V_{DS} \approx 0 \Rightarrow V_{GS} \approx V_{GD}$$



$$V_{GS} > V_{TH}$$

$V_{GS} \uparrow \rightarrow$ *aumenta la profundidad del canal* $\rightarrow R \downarrow$

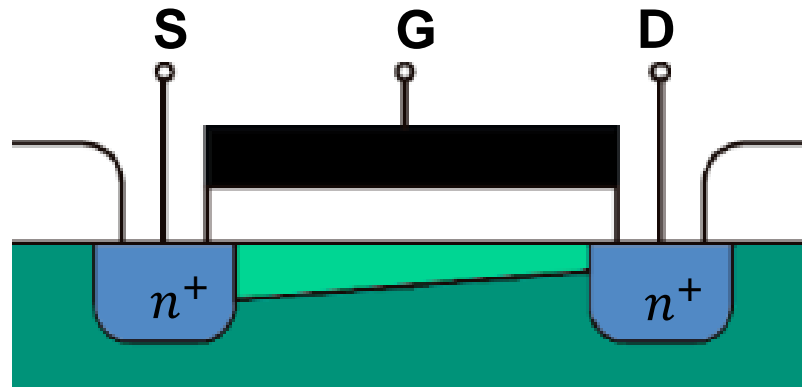
Comportamiento similar al de una resistencia, resultando en una relación lineal entre tensión V_{DS} e intensidad I_{DS}

$$I_{DS} = \frac{V_{DS}}{R} = K \frac{W}{L} f(V_{GS}) V_{DS}$$

MODELO CUALITATIVO

Canal no uniforme

$$V_{DS} > 0 \Rightarrow V_{GS} > V_{GD}$$



$$V_{GS}, V_{GD} > V_{TH}$$

$V_{DS} \uparrow \rightarrow V_{GD} \downarrow \rightarrow$ se reduce el canal en el drenador

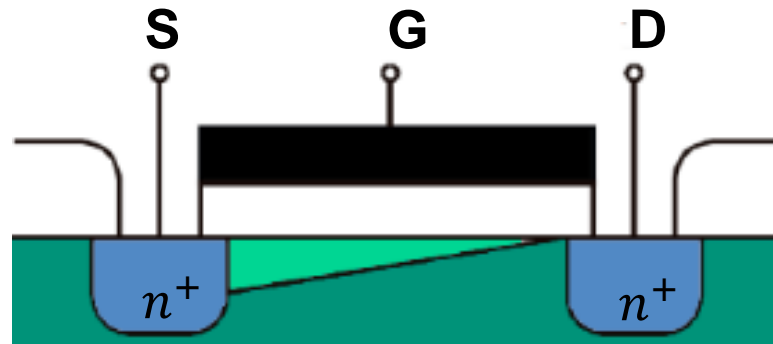
La resistencia aumenta con V_{DS} , resultando en una relación no lineal entre la tensión V_{DS} y la corriente I_{DS}

$$I_{DS} = K \frac{W}{L} (f(V_{GS})V_{DS} - g(V_{DS}))$$

MODELO CUALITATIVO

Agotamiento del canal

$$V_{GD} = V_{TH} \Rightarrow V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$$



$$V_{GS} > V_{TH} \rightarrow V_{DS} > 0$$

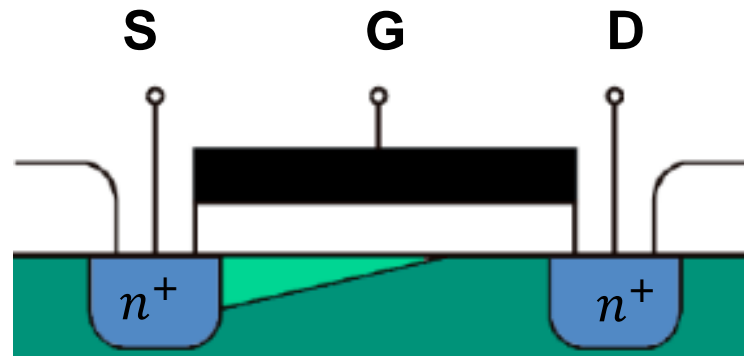
A pesar de que el canal no tiene profundidad en un extremo, sigue existiendo circulación de corriente

$$I_{DS} > 0$$

MODELO CUALITATIVO

Saturación del canal

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$$



La corriente de drenador a fuente sigue circulando y no depende del voltaje V_{DS}

$$I_{DS} > 0$$

REGIONES DE OPERACIÓN

➤ Óhmica

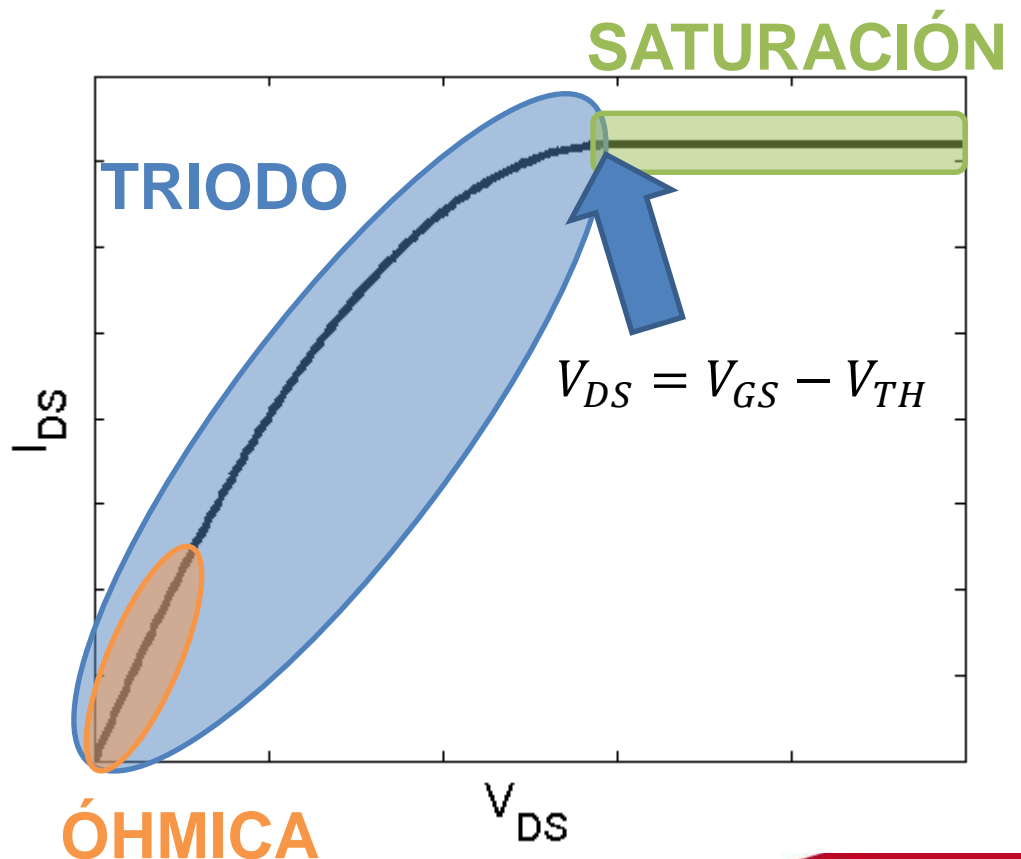
- I_{DS} es directamente proporcional a V_{DS}
- Resistencia del canal proporcional a $V_{GS} - V_{TH}$

➤ Triodo

- I_{DS} depende de V_{DS}
- La línea se curva porque la resistencia del canal aumenta con V_{DS}

➤ Saturación

- I_{DS} no depende de V_{DS}



REGIONES DE OPERACIÓN

➤ NMOS

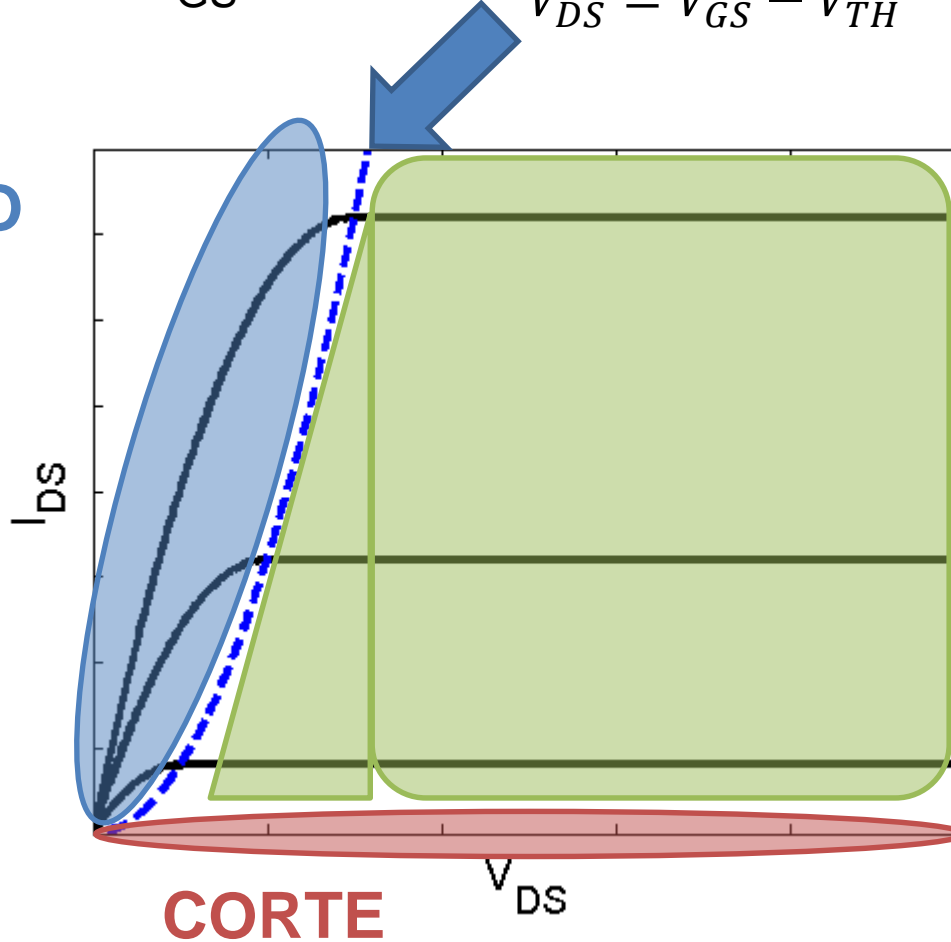
$$I_{DS} = \begin{cases} 0 & V_{GS} < V_{TH} & \text{corte} \\ \frac{K W}{2 L} [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] & V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} & \text{triado} \\ \frac{K W}{2 L} (V_{GS} - V_{TH})^2 & V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH} & \text{saturación} \end{cases}$$

CURVA CARACTERÍSTICA

➤ I_D vs V_{DS} con $V_{GS} = \text{cte}$

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$$

TRIEDO



SATURACIÓN

TABLA REGIONES MOSFET

- Complete la siguiente tabla, para un transistor NMOS con $k = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $W/L = 60$ y $V_{\text{TH}} = 1 \text{ V}$

V_{GS} (V)	V_{DS} (V)	I_{DS} (mA)	Región
5	7		
5	2		
0.7	12		
	4	6	
	4	15	
		15	Saturación
	6		Sat-Triodo

TEMA 5 – TRANSISTORES

- BJT
- MOSFET
- **Polarización**
- Modelo de pequeña señal
- Circuitos amplificadores
- Circuitos conmutadores



REGIONES DE OPERACIÓN

- Ya hemos visto que los transistores pueden trabajar en varias regiones de operación diferentes.
- Que lo haga en una u otra depende de las tensiones aplicadas a través de elementos externos (resistencias y fuentes), que fijan el punto de trabajo del transistor (es decir, su **polarización**).
- Los circuitos de polarización son los encargados de fijar el funcionamiento en **continua** (DC) del transistor, esto es, el valor de las tensiones aplicadas al transistor y de las corrientes que circulan por él.

OBJETIVO

- El objetivo del análisis de un circuito de polarización es conocer los valores de tensión y corriente en continua
- Empecemos con el BJT, aunque veremos que el problema es análogo en el MOSFET

INCOGNITAS:

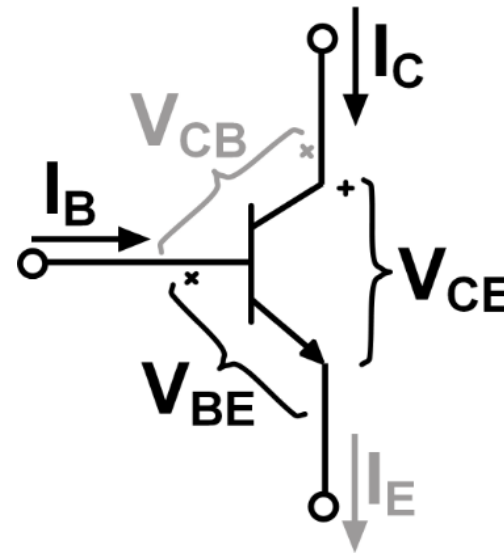
$$V_{CB}, V_{BE}, V_{CE}$$
$$I_B, I_C, I_E$$

NOTACIÓN

$$V_{CE} = V_C - V_E$$
$$V_{CB} = V_C - V_B$$
$$V_{BE} = V_B - V_E$$

LEYES DE KIRCHHOFF:

$$V_{CB} + V_{BE} = V_{CE}$$
$$I_B + I_C = I_E$$

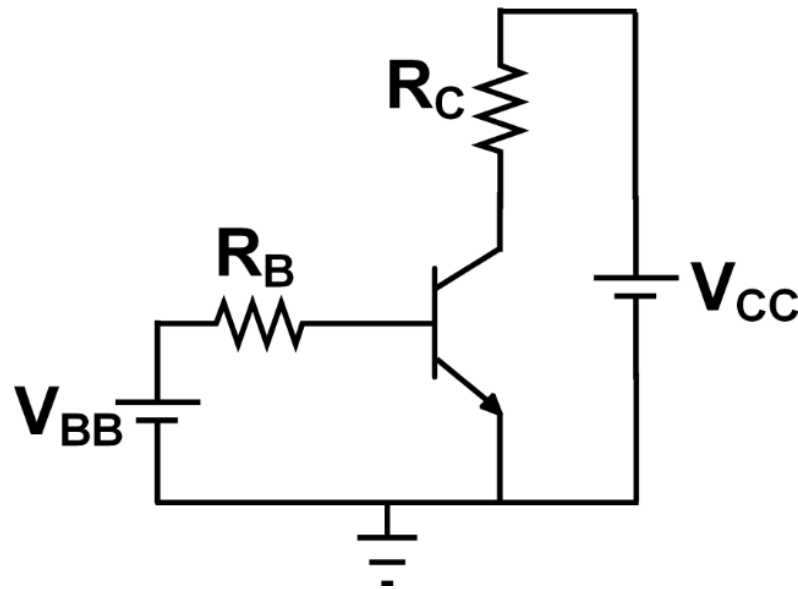


ECUACIONES

- Hay seis variables a calcular: las tensiones entre los terminales (V_{CB} , V_{BE} , V_{CE}) y las corrientes que circulan (I_B , I_C , I_E).
- Sólo dos de ellas son independientes puesto que existen cuatro ecuaciones que relacionan estas seis variables: las dos ecuaciones derivadas del modelo de diodos acoplados y las dos leyes de Kirchhoff.
- Por tanto, basta con imponer externamente dos ecuaciones adicionales para determinar por completo el punto de polarización del BJT.

CIRCUITO

- Vamos a ver ahora un primer ejemplo de circuito de polarización. Buscamos las dos ecuaciones que necesitamos para calcular el punto de polarización:
 - Malla Base-Emisor
 - Malla Colector-Emisor



MALLA BASE

- La malla base-emisor viene dada por:

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

- Para resolver, tomamos el valor propuesto para la tensión V_{BE} en directa ($\approx 0.6-0.8$ V) y calculamos la corriente de base, en este caso:

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

- La corriente I_B debe ser positiva (entrando en base), lo que indica que el transistor no está en corte.

MALLA COLECTOR

- La malla colector-emisor viene dada por:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}$$

- Suponemos activa:

- calculamos la corriente de colector mediante la expresión correspondiente y comprobamos que la tensión colector-emisor es coherente:

$$I_C = \beta_F I_B \Rightarrow V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C > 0,2V$$

- O suponemos saturación:

- Imponemos el valor de la tensión colector-emisor y calculamos la corriente de colector y comprobamos que es coherente:

$$V_{CE} = 0,2V \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} < \beta_F I_B$$

EJEMPLO

- Datos: $V_{BB} = 3V$, $V_{CC} = 12V$, $R_B = 80k\Omega$, $R_C = 2k\Omega$
- NPN: $V_{BE} = 0,6V$ si unión BE en directa, $\beta_F = 150$
- Malla base, comprobamos que la corriente es coherente:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = 30\mu A > 0$$

- Malla colector. Suponemos activa:

$$I_C = \beta_F I_B = 4,5mA$$

- Comprobamos que la tensión colector-emisor es coherente:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 3V > 0,2V$$

LÍMITE ENTRE REGIONES

➤ Si $V_{BB} = 0,6V$:

$$V_{BE} = 0,6V \quad I_B = 0 \quad I_C = 0 \quad V_{CE} = 12V$$

- Las corrientes son nulas (y por tanto, $I_C = \beta_F I_B$)
- La unión BE está en directa ($V_{BE} = 0,6V$)
- Límite entre corte y activa

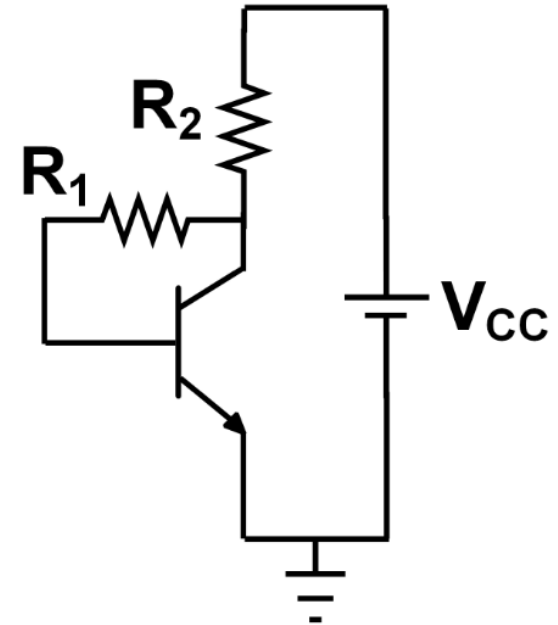
➤ Si $R_C = 2,62k\Omega$:

$$V_{BE} = 0,6V \quad I_B = 30\mu A \quad I_C = 4,5mA \quad V_{CE} = 0,2V$$

- Las corrientes son proporcionales ($I_C = \beta_F I_B$)
- La unión BE está en directa ($V_{BE} = 0,6V$)
- La tensión colector-emisor tiene el mínimo valor posible ($V_{CE} = 0,2V$)
- Límite entre activa y saturación

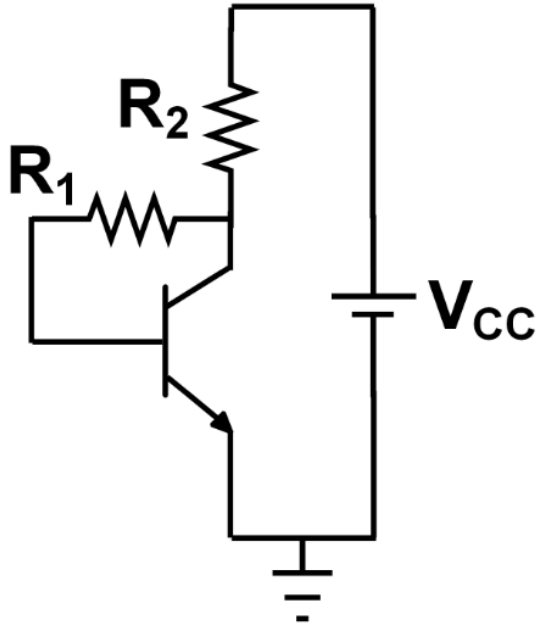
EJERCICIO 1

- Busque las ecuaciones necesarias para resolver el punto de polarización:
- Resolver el punto de polarización para los siguientes datos:
 - $V_{CC} = 9V, R_1 = 60k\Omega, R_2 = 1,2k\Omega$
 - NPN: $V_{BE} = 0,6V$ si unión BE en directa, $\beta_F = 125$
- Justifique porqué el BJT no puede estar en saturación

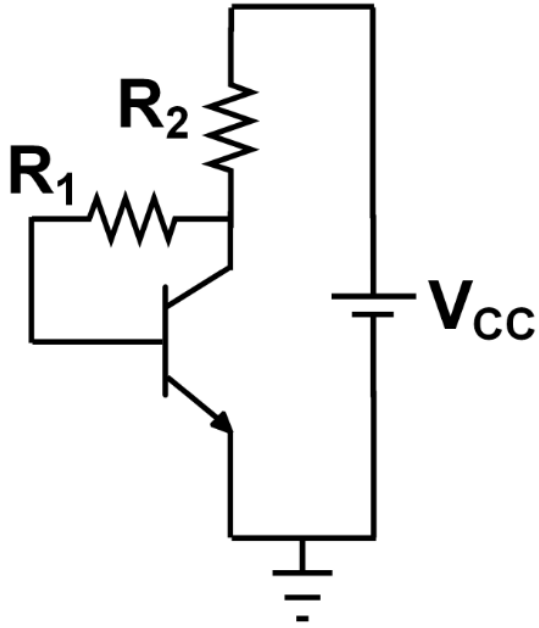


[Link simulador Falstad](#)

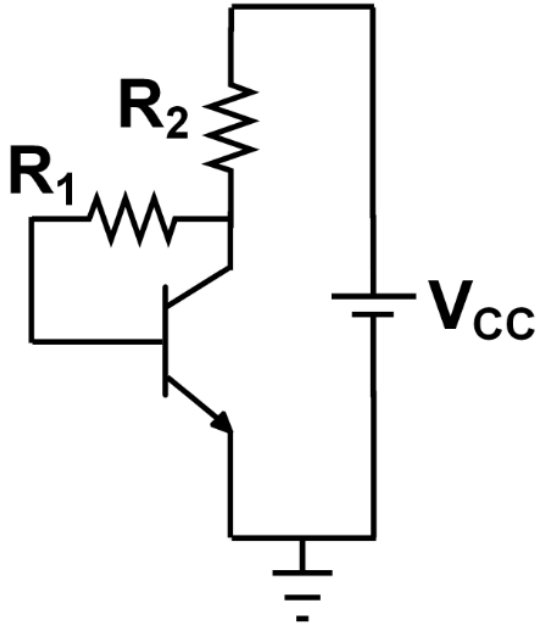
$$V_{CC} = 9V, R_1 = 60k\Omega, R_2 = 1,2k\Omega, V_{BE} = 0,6V, \beta_F = 125$$



$$V_{CC} = 9V, R_1 = 60k\Omega, R_2 = 1,2k\Omega, V_{BE} = 0,6V, \beta_F = 125$$

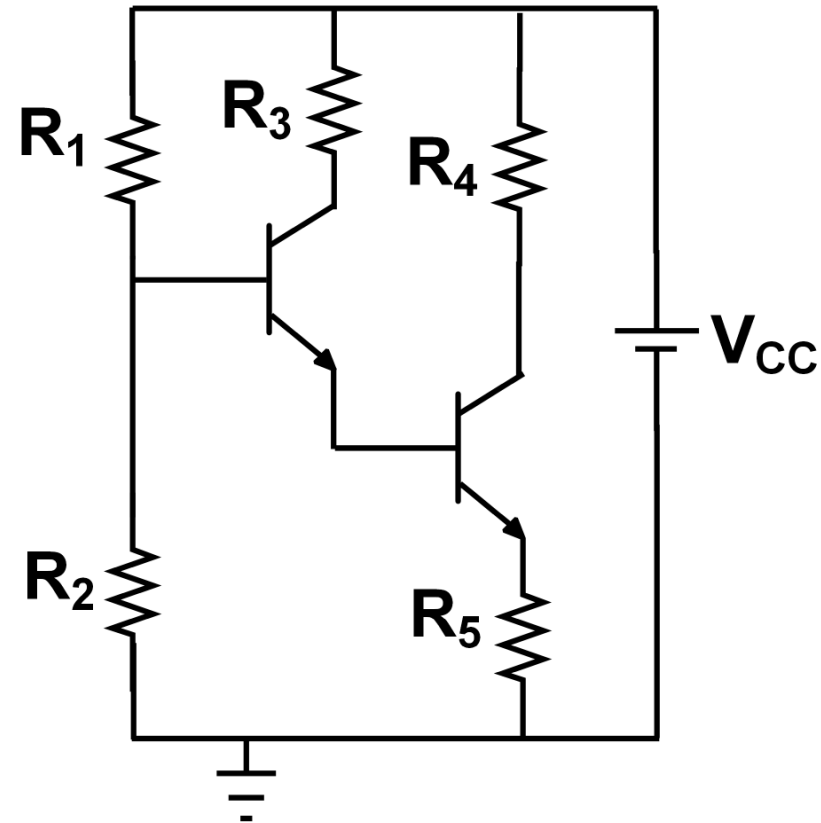


$$V_{CC} = 9V, R_1 = 60k\Omega, R_2 = 1,2k\Omega, V_{BE} = 0,6V, \beta_F = 125$$



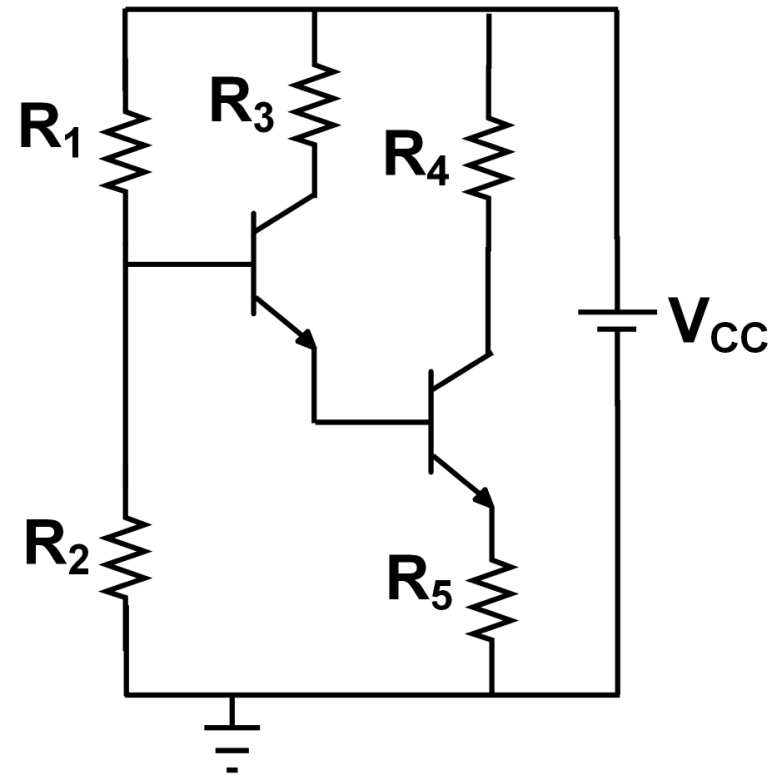
EJERCICIO 2

- Busque las ecuaciones necesarias para resolver el punto de polarización:
- Calcule el valor mínimo de R_2 para que ambos transistores estén en activa
 - $V_{CC} = 12V$, $R_1 = 8k\Omega$, $R_3 = 1,8k\Omega$, $R_4 = 1,2k\Omega$, $R_5 = 0,3k\Omega$
 - NPN: $V_{BE} = 0,7V$ si unión BE en directa, $\beta_F = 240$

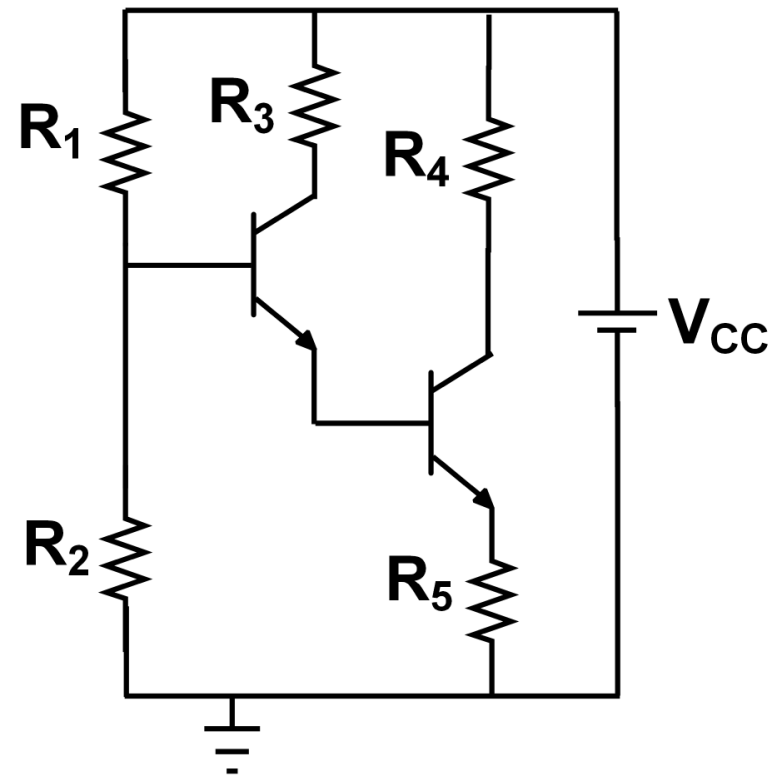


[Link simulador Falstad](#)

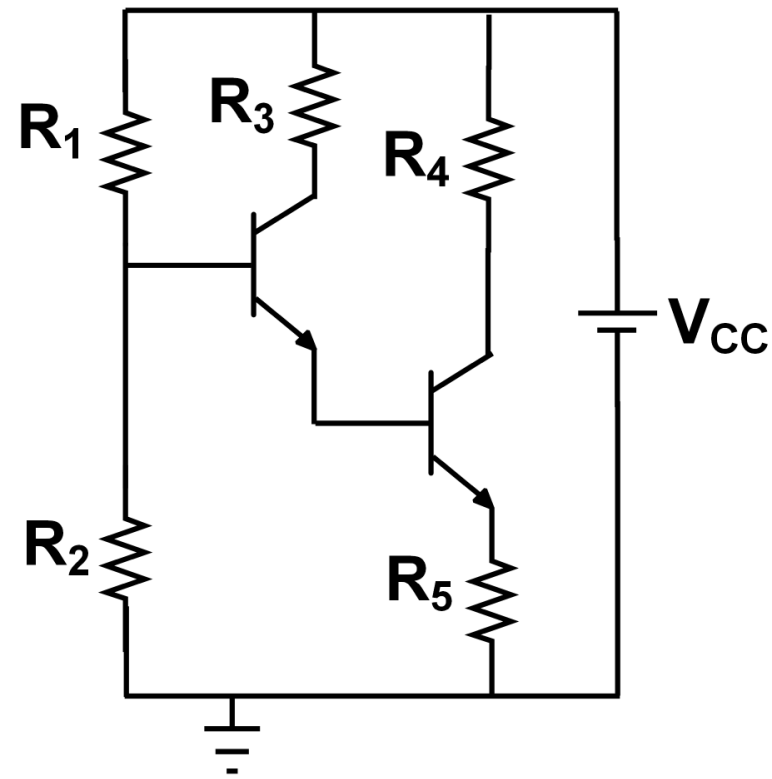
$V_{CC} = 12V, R_1 = 8k\Omega, R_3 = 1,8k\Omega, R_4 = 1,2k\Omega, R_5 = 0,3k\Omega, V_{BE} = 0,7V, \beta_F = 240$



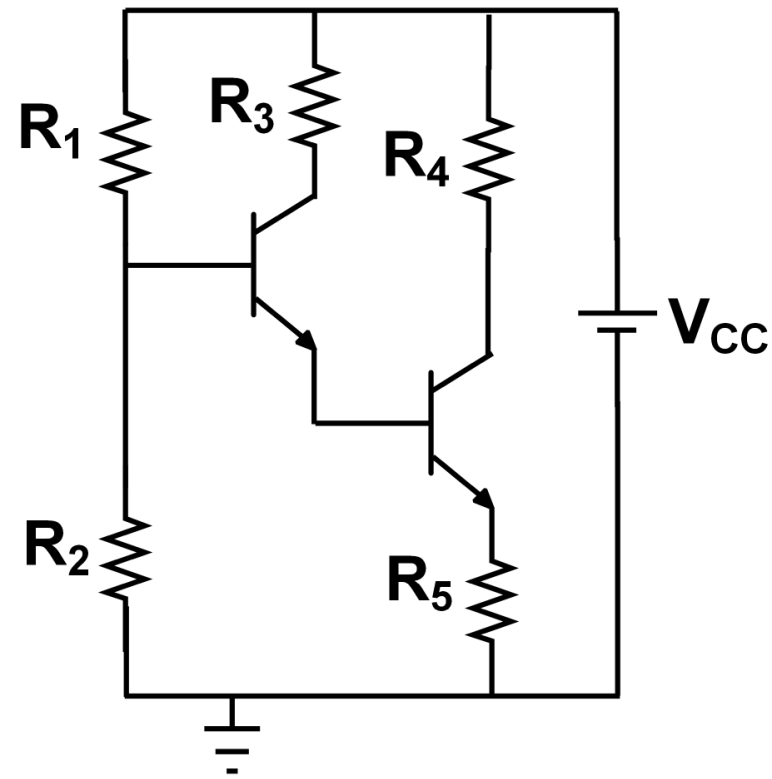
$V_{CC} = 12V, R_1 = 8k\Omega, R_3 = 1,8k\Omega, R_4 = 1,2k\Omega, R_5 = 0,3k\Omega, V_{BE} = 0,7V, \beta_F = 240$



$V_{CC} = 12V, R_1 = 8k\Omega, R_3 = 1,8k\Omega, R_4 = 1,2k\Omega, R_5 = 0,3k\Omega, V_{BE} = 0,7V, \beta_F = 240$

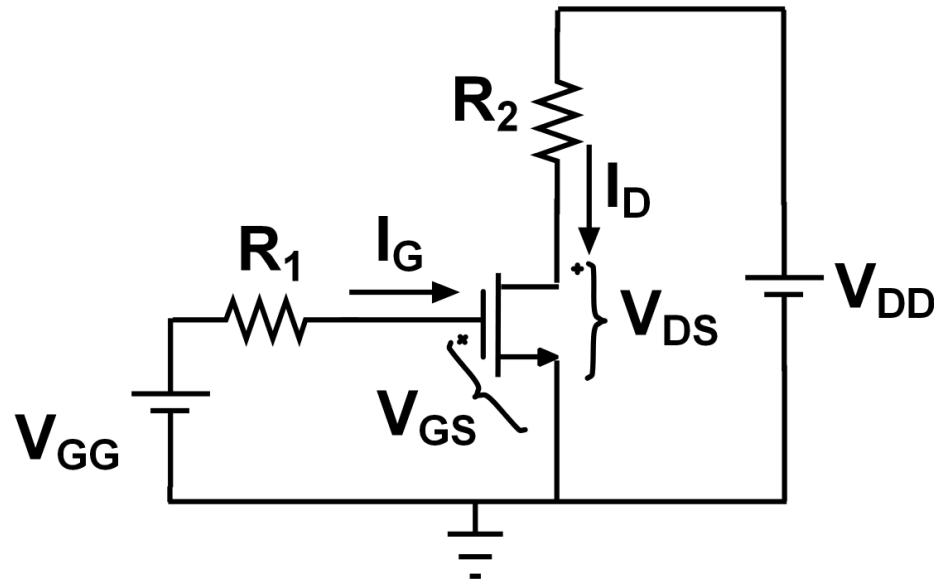


$V_{CC} = 12V, R_1 = 8k\Omega, R_3 = 1,8k\Omega, R_4 = 1,2k\Omega, R_5 = 0,3k\Omega, V_{BE} = 0,7V, \beta_F = 240$



TRANSISTOR MOS

- El transistor MOS define cuatro variables:
 - Intensidad de puerta I_G
 - Intensidad de drenador I_D
 - Tensión puerta fuente V_{GS}
 - Tensión drenador fuente V_{DS}



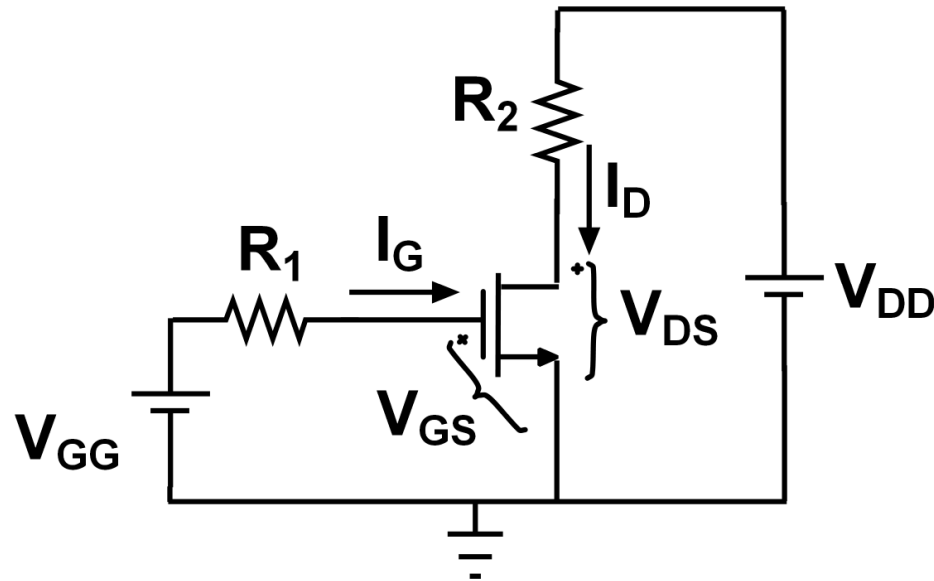
MALLA PUERTA

- La intensidad de puerta es siempre nula

$$I_G = 0 \rightarrow I_D = I_S = I_{DS}$$

- Por lo tanto, para este circuito:

$$V_{GS} = V_{GG}$$



MALLA PUERTA

- El transistor MOS estará polarizado en una de las tres posibles regiones

$$I_{DS} = \begin{cases} 0 & V_{GS} < V_{TH} & \text{corte} \\ \frac{K W}{2 L} [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] & V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} & \text{triado} \\ \frac{K W}{2 L} (V_{GS} - V_{TH})^2 & V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH} & \text{saturación} \end{cases}$$

- Para este circuito:

$$V_{GG} < V_{TH} \rightarrow \text{Corte} \rightarrow I_{DS} = 0 \rightarrow V_{DS} = V_{CC}$$
$$V_{GG} > V_{TH} \rightarrow \text{saturación o triado}$$

MALLA DRENADOR

➤ Ejemplo

$$K = 20\mu A/V^2 \quad \frac{W}{L} = 30 \quad V_{TH} = 1V \quad R_2 = 1,2k\Omega \quad V_{DD} = 5V$$

➤ Para $V_{GG} = 3V$, supongo saturación y compruebo su condición
 $V_{GS} = 3V \rightarrow I_{DS} = 1,2mA \rightarrow V_{DS} = 3,56V \rightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$

➤ Para $V_{GG} = 5V$, supongo saturación

$$V_{GS} = 5V \rightarrow I_{DS} = 4,8mA \rightarrow V_{DS} = -0,76V \rightarrow V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$$

➤ Incorrecto, supongo triodo y tomo la solución viable

$$I_{DS} = \frac{K W}{2 L} [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \left. \begin{array}{l} \\ V_{DD} = I_{DS}R_2 + V_{DS} \end{array} \right\} V_{DS} = \begin{cases} 9,28V > V_{GS} - V_{TH} \\ 1,50V < V_{GS} - V_{TH} \end{cases}$$

LIMITE ENTRE REGIONES

- Para $V_{GG} = 1V$,

$$V_{GS} = 1V \rightarrow I_{DS} = 0 \rightarrow V_{DS} = 5V$$

- Tensión puerta-fuente igual a la tensión umbral
- Corriente nula
- Límite entre corte y saturación

- Limite entre saturación y triodo, entre 3 y 5V:

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{TH} \left\{ \begin{array}{l} I_{DS} = \frac{K}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \\ V_{DD} = I_{DS} R_2 + V_{GS} - V_{TH} \end{array} \right\} V_{GS} = \left\{ \begin{array}{l} 3.59V \\ -4,37V < V_{TH} \end{array} \right.$$

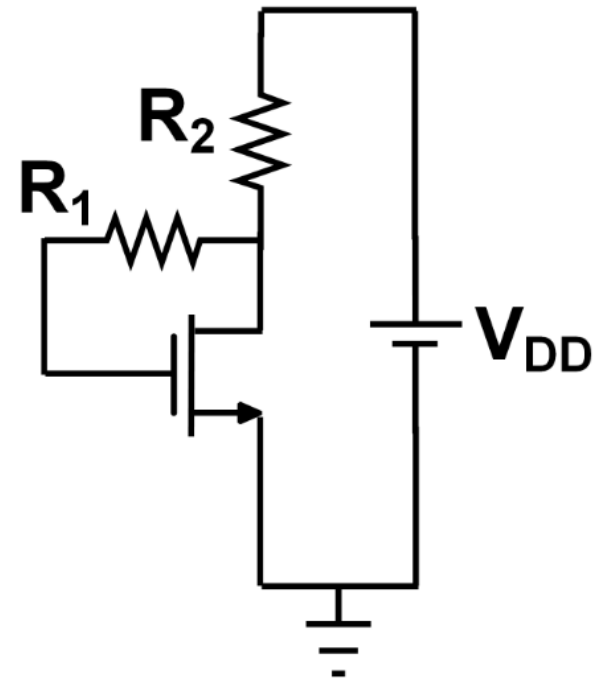
- Para $V_{GG} = 3V$ y $R_2 = 2,5k\Omega$, supongo saturación:

$$V_{GS} = 3V \rightarrow I_{DS} = 1,2mA \rightarrow V_{DS} = 2V \rightarrow V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$$

- Se cumple saturación ($I_{DS} = \frac{K}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2$)
- Se cumple $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$
- Límite entre saturación y triodo

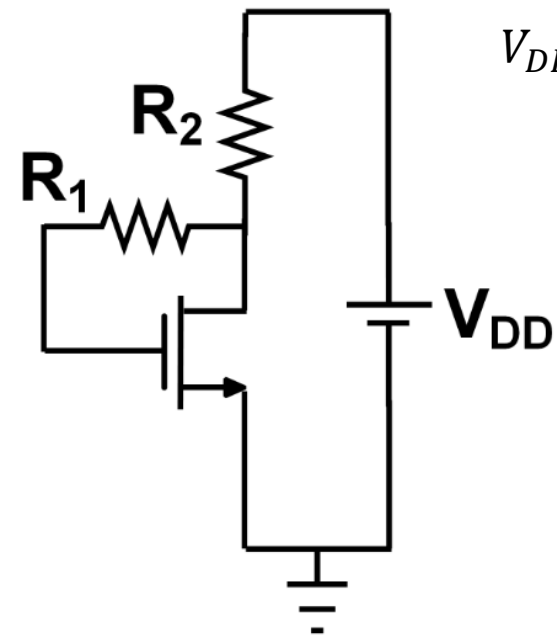
EJERCICIO 3

- Busque las ecuaciones necesarias para resolver el punto de polarización:
- Resolver el punto de polarización para los siguientes datos:
 - $V_{DD} = 9V, R_1 = 45k\Omega, R_2 = 1k\Omega$
 - NMOS: $V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$
- Justifique porqué el NMOS no puede estar en triodo

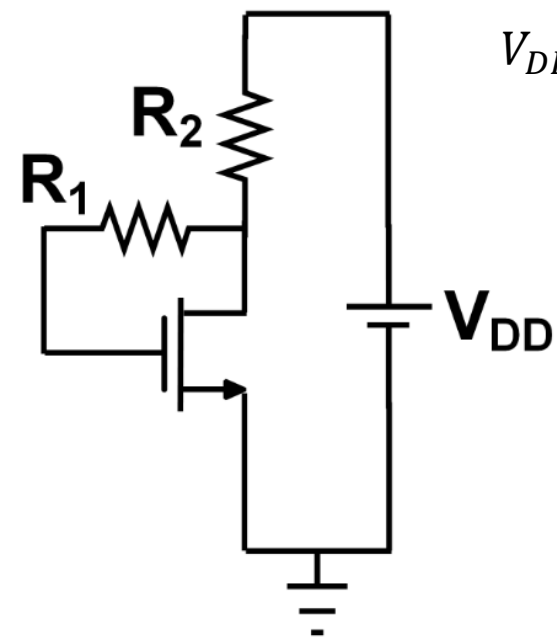


[Link simulador Falstad](#)

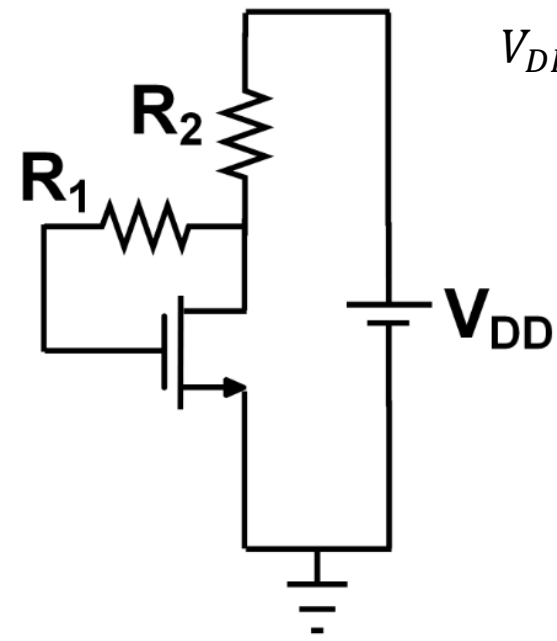
$$V_{DD} = 9V, R_1 = 45k\Omega, R_2 = 1k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$$



$$V_{DD} = 9V, R_1 = 45k\Omega, R_2 = 1k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$$



$$V_{DD} = 9V, R_1 = 45k\Omega, R_2 = 1k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$$



EJERCICIO 4

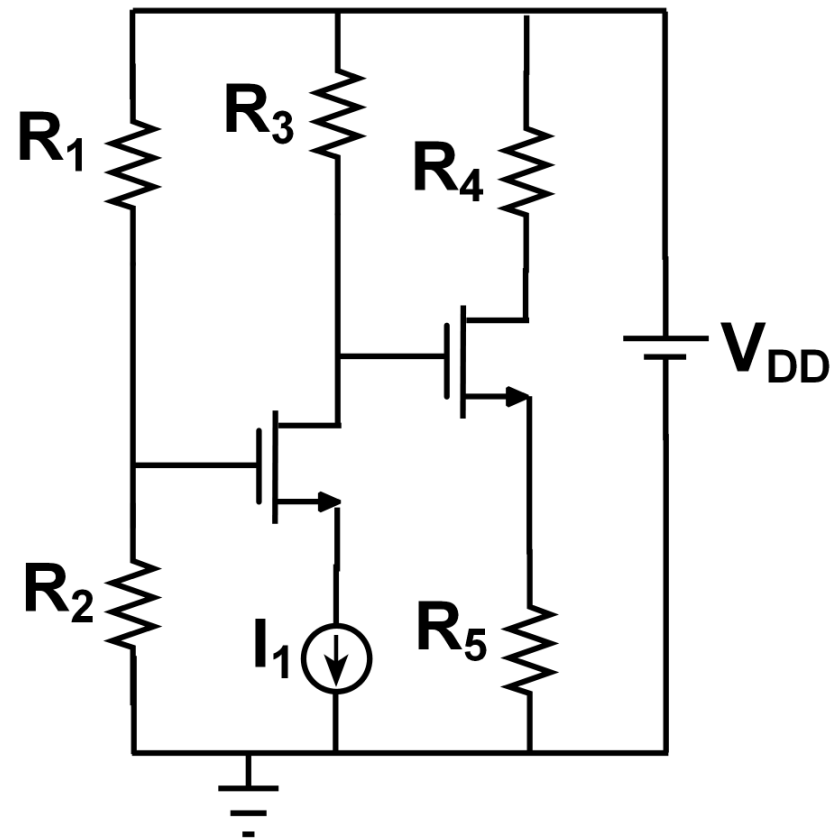
➤ Busque las ecuaciones necesarias para resolver el punto de polarización:

➤ Calcule el valor máximo de R_4 para que ambos NMOS estén en saturación

– $V_{DD} = 15V, I_1 = 9mA, R_1 = 7k\Omega,$
 $R_2 = 8k\Omega, R_3 = 0,4k\Omega, R_5 = 1,6k\Omega$

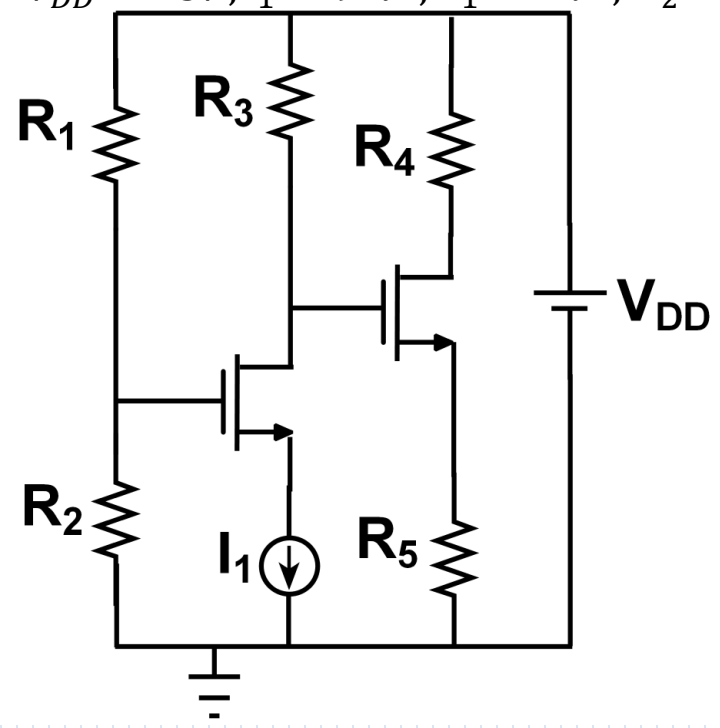
– NMOS:

$$V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$$

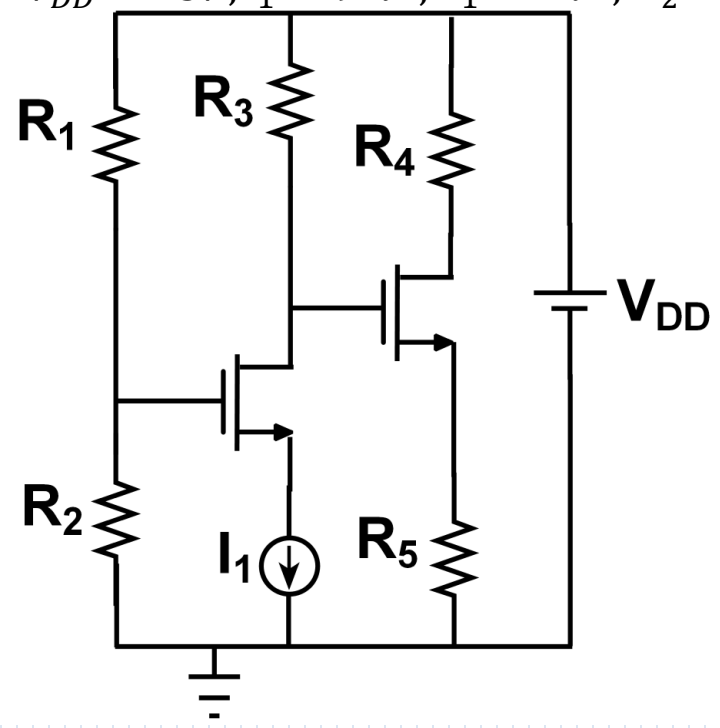


[Link simulador Falstad](#)

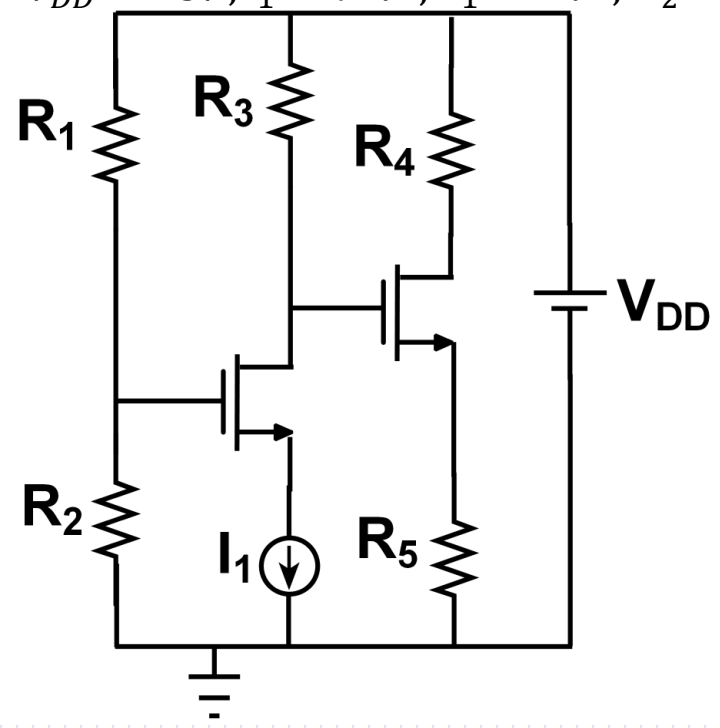
$V_{DD} = 15V, I_1 = 9mA, R_1 = 7k\Omega, R_2 = 8k\Omega, R_3 = 0,4k\Omega, R_5 = 1,6k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$



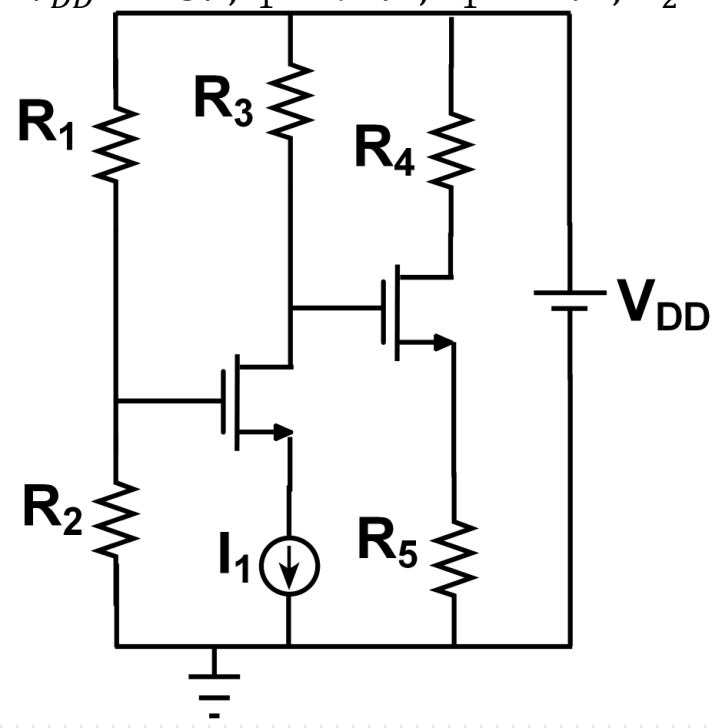
$V_{DD} = 15V, I_1 = 9mA, R_1 = 7k\Omega, R_2 = 8k\Omega, R_3 = 0,4k\Omega, R_5 = 1,6k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$



$V_{DD} = 15V, I_1 = 9mA, R_1 = 7k\Omega, R_2 = 8k\Omega, R_3 = 0,4k\Omega, R_5 = 1,6k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$



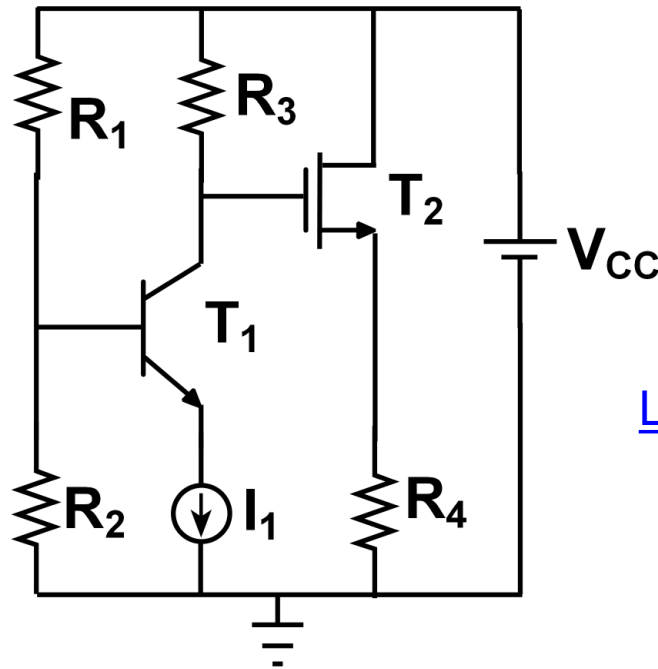
$V_{DD} = 15V, I_1 = 9mA, R_1 = 7k\Omega, R_2 = 8k\Omega, R_3 = 0,4k\Omega, R_5 = 1,6k\Omega, V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 25$



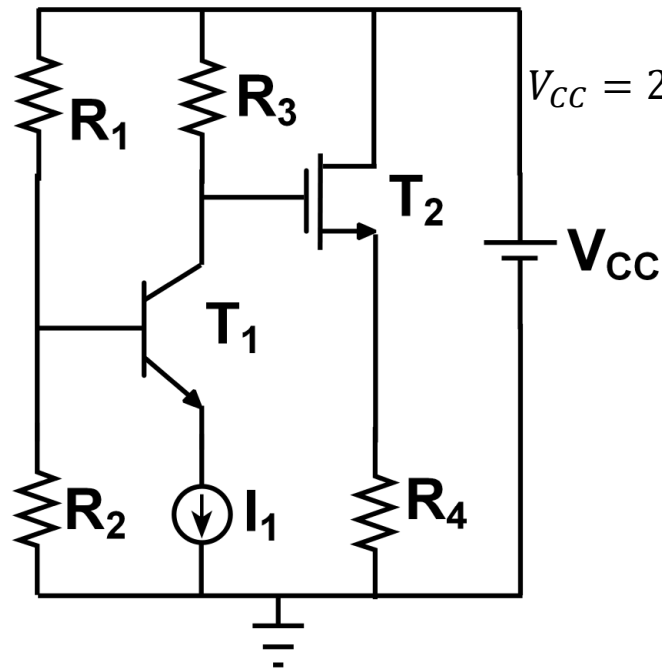
EJERCICIO 5

➤ Resuelva el punto de polarización:

- NPN: $V_{BE} = 0,7V$ si unión BE en directa, $\beta_F = 300$
- NMOS: $V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 50$
- $V_{CC} = 24V, I_1 = 15mA, R_1 = 15k\Omega, R_2 = 10k\Omega, R_3 = 0,5k\Omega, R_4 = 0,15k\Omega$

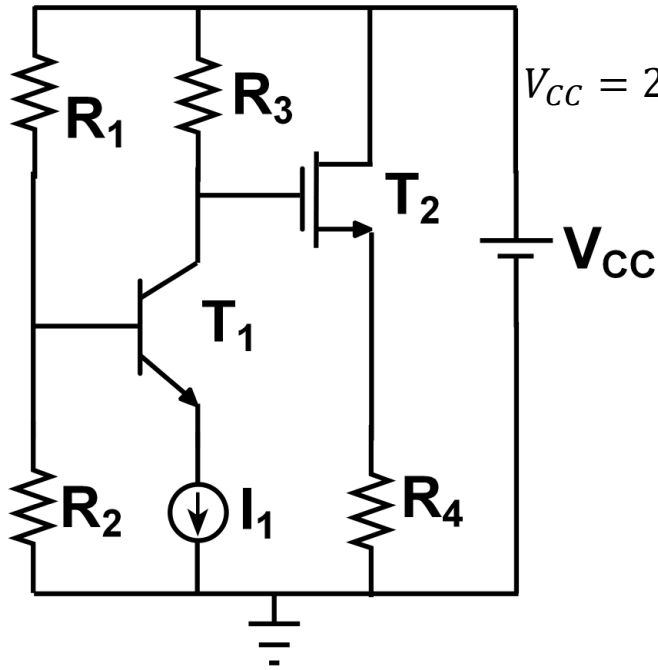


[Link simulador Falstad](#)

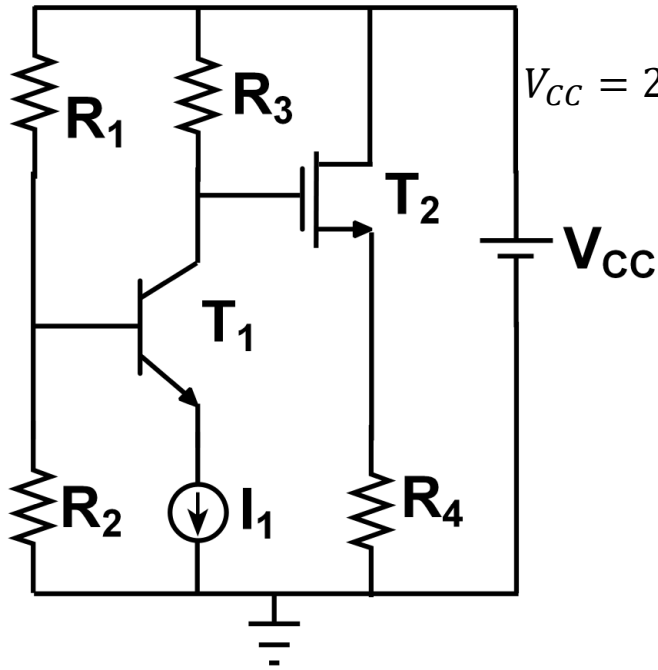


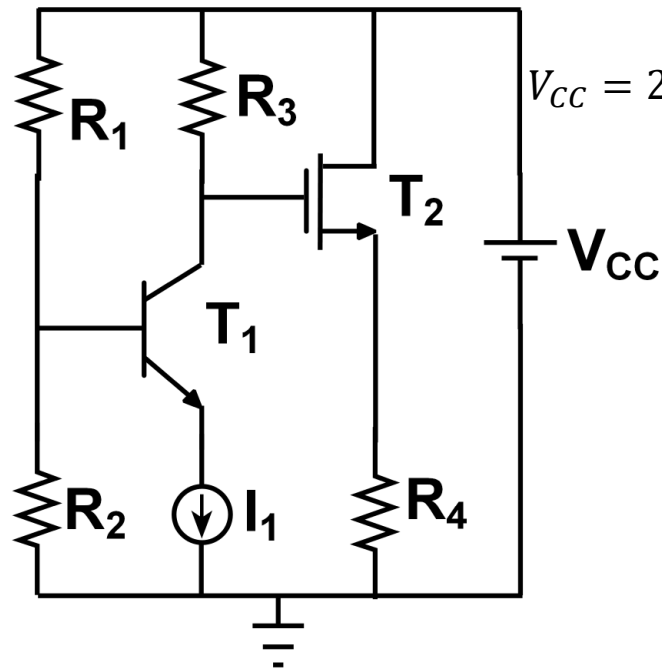
NPN: $V_{BE} = 0,7V$, $\beta_F = 300$; NMOS: $V_{TH} = 1V$, $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,
 $V_{CC} = 24V$, $I_1 = 15mA$, $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$

NPN: $V_{BE} = 0,7V$, $\beta_F = 300$; NMOS: $V_{TH} = 1V$, $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,
 $V_{CC} = 24V$, $I_1 = 15mA$, $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$



NPN: $V_{BE} = 0,7V$, $\beta_F = 300$; NMOS: $V_{TH} = 1V$, $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,
 $V_{CC} = 24V$, $I_1 = 15mA$, $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$





NPN: $V_{BE} = 0,7V$, $\beta_F = 300$; NMOS: $V_{TH} = 1V$, $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,
 $V_{CC} = 24V$, $I_1 = 15mA$, $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$

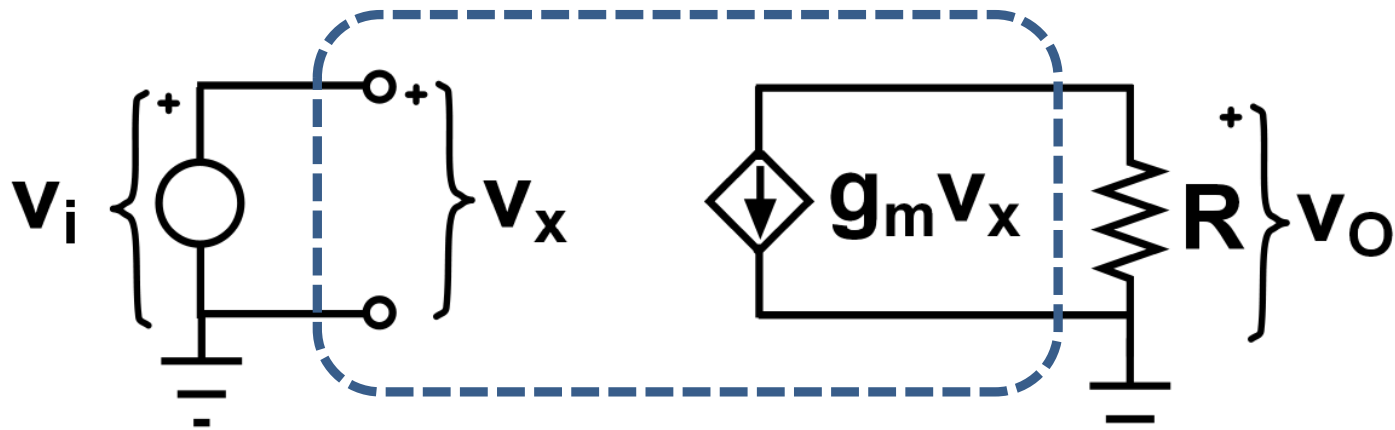
TEMA 5 – TRANSISTORES

- BJT
- MOSFET
- Polarización
- **Modelo de pequeña señal**
- Circuitos amplificadores
- Circuitos conmutadores



AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE

- Una fuente de corriente controlada por voltaje se puede comportar como un amplificador de tensión.



Fuente de corriente controlada por voltaje

$$\text{Ganancia} \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_m R$$

AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE

- Para visualizar donde aparece la fuente de corriente controlada por voltaje usamos este circuito:

$$K = 20\mu A/V^2 \quad \frac{W}{L} = 30 \quad V_{TH} = 1V \quad R = 1,2k\Omega \quad V_{GG} = 4V \quad V_{DD} = 9V$$

- Sabemos resolver su polarización:

- Malla GS:

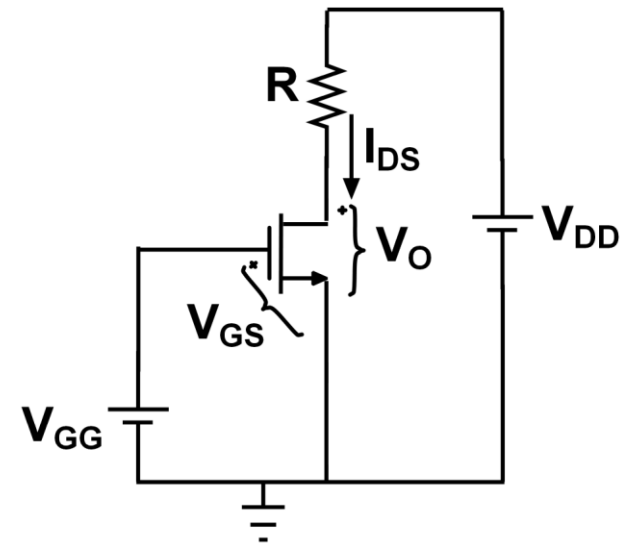
$$V_{GS} = V_{GG} = 4V$$

- Saturación:

$$I_{DS} = \frac{K}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 = 2,7mA$$

- Malla DS:

$$V_O = V_{DS} = V_{DD} - I_{DS}R = 5,76V$$



AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE

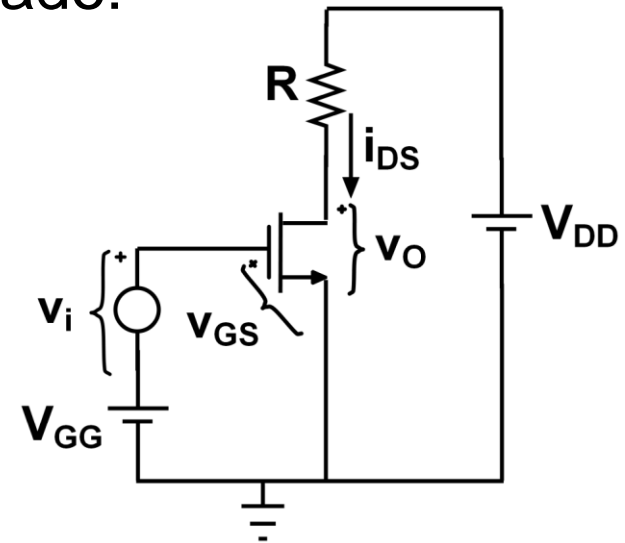
➤ Al introducir la fuente de voltaje v_i , el punto de polarización se ve ligeramente modificado:

➤ Malla GS:

$$v_{GS}(t) = V_{GG} + v_i(t)$$

➤ Saturación:

$$\begin{aligned} i_{DS}(t) &= \frac{K W}{2 L} (V_{GG} + v_i(t) - V_{TH})^2 = \\ &= \frac{K W}{2 L} [(V_{GG} - V_{TH})^2 + 2(V_{GG} - V_{TH})v_i(t) + v_i^2(t)] \approx \\ &\approx \frac{K W}{2 L} [(V_{GG} - V_{TH})^2 + 2(V_{GG} - V_{TH})v_i(t)] = \\ &= I_{DS} + g_m v_i(t) \end{aligned}$$



AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE

- Al hacer la aproximación la dependencia entre la tensión de salida v_O y de entrada v_i es lineal:

- Malla GS:

$$v_{GS}(t) = V_{GG} + v_i(t)$$

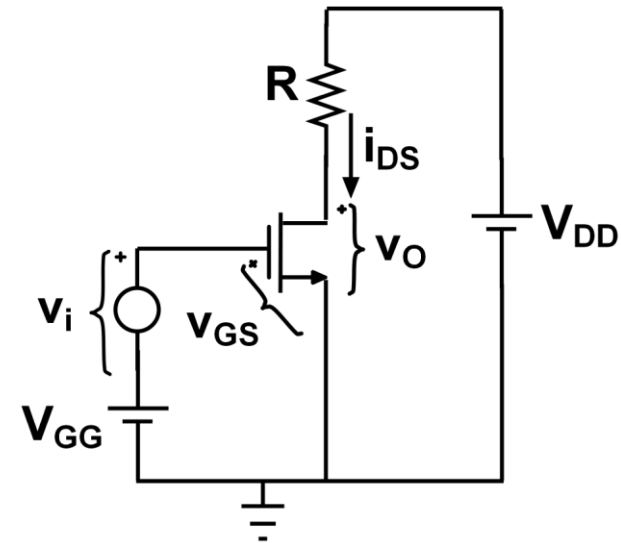
- Saturación:

$$i_{DS}(t) \approx I_{DS} + g_m v_i(t)$$

$$g_m = K \frac{W}{L} (V_{GG} - V_{TH}) = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DS}} = 1,8 \text{ mA/V}$$

- Malla DS:

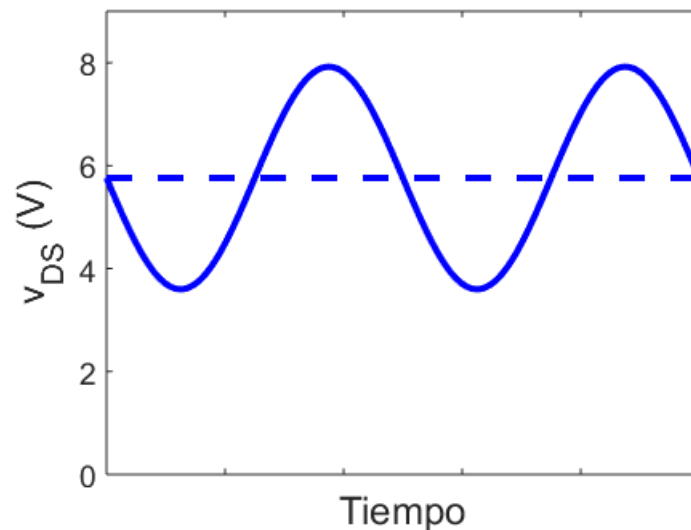
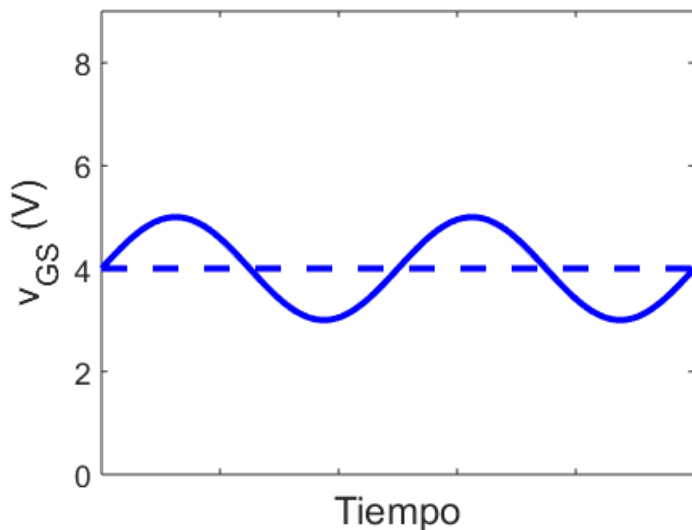
$$v_O(t) = v_{DS}(t) = V_{DD} - i_{DS}(t)R = V_{DS} - g_m R v_i(t)$$



AMPLIFICACIÓN DE VOLTAJE

- La ganancia se calcula como el cociente entre las amplitudes de la tensión de salida v_o y de entrada v_i :

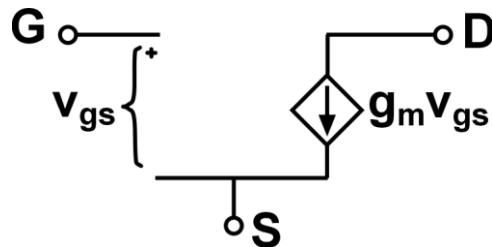
$$v_{GS}(t) = V_{GG} + v_i(t) \quad v_o(t) = v_{DS}(t) = V_{DS} - g_m R v_i(t)$$



$$Ganancia \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_m R = -2,16$$

MODELO PEQUEÑA SEÑAL MOS

- Para obtener la ganancia aplicamos el siguiente modelo de pequeña señal:



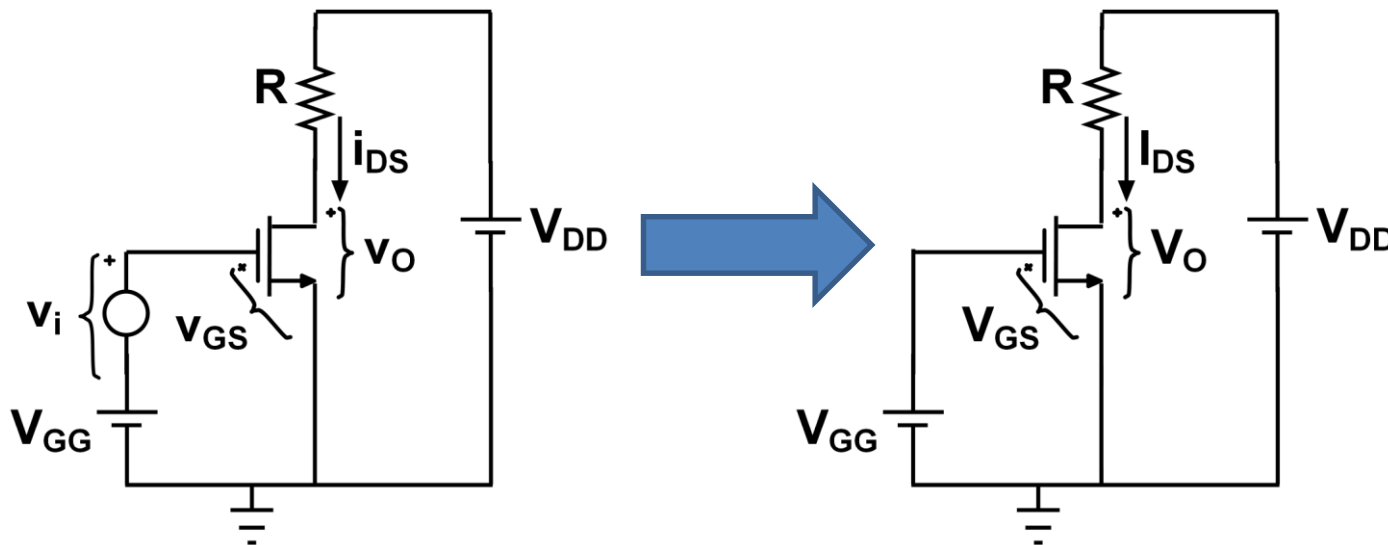
$$g_m = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DS}}$$

$$v_{gs} \lesssim 0,2(V_{GS} - V_{TH})$$

- Se aplica para:
 - Señales alternas
 - Señales “pequeñas”
 - Requiere conocer el punto de polarización
 - **Requiere que el transistor MOS esté en saturación**

PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

- Resolvemos con $v_i(t)$ nula el punto de polarización:

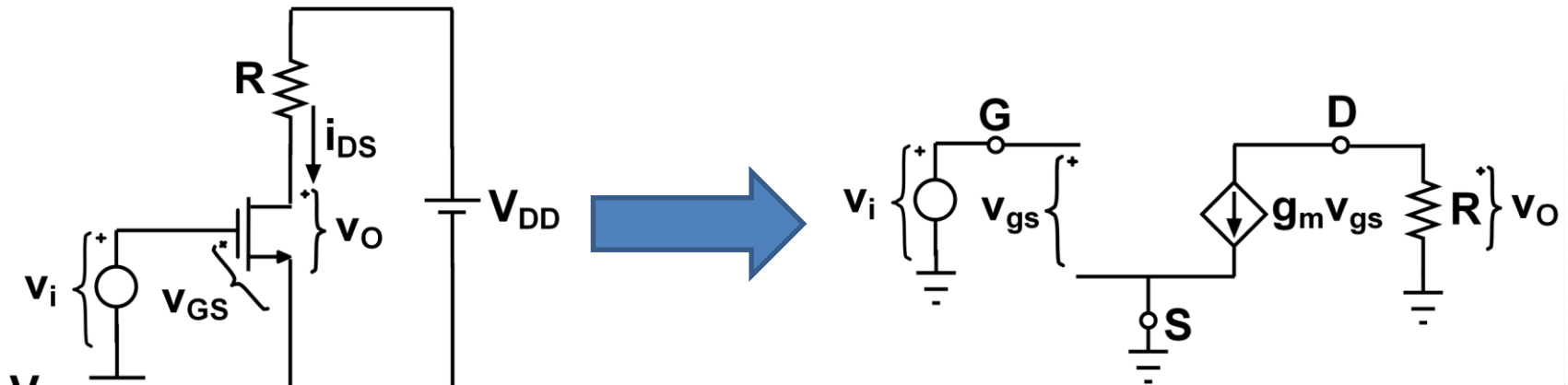


- Como hemos visto antes, se obtiene:

$$V_{GS} = 4V \quad I_{DS} = 2,7mA \quad V_{DS} = 5,76V$$

PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

- Resolvemos con V_{GG} y V_{DD} nulas la ganancia, aplicando el modelo de pequeña señal:

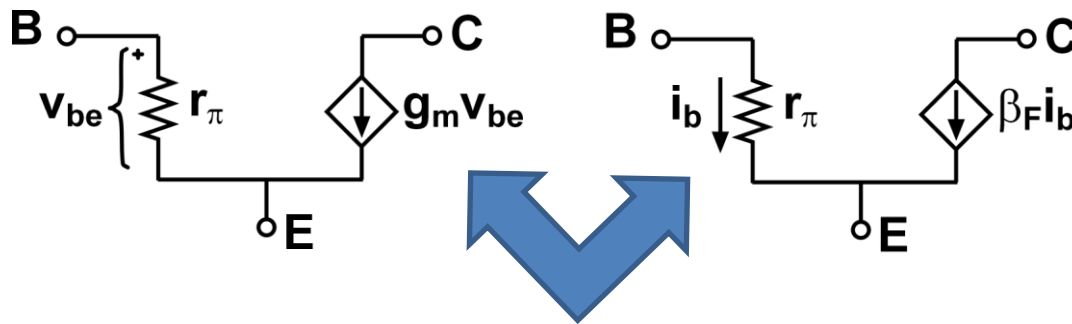


$$I_{DS} = 2,7\text{mA} \Rightarrow g_m = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DS}} = 1,8\text{mA/V}$$

$$\left. \begin{array}{l} v_{gs} = v_i \\ v_o = -g_m R v_{gs} \end{array} \right\} \text{Ganancia} \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_m R = -2,16$$

MODELO PEQUEÑA SEÑAL BJT

- Para obtener la ganancia aplicamos el siguiente modelo de pequeña señal, con dos alternativas equivalentes:



$$v_{be} = r_{\pi} i_b \Rightarrow g_m v_{be} = \beta_F i_b$$

$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_F}{g_m}$$

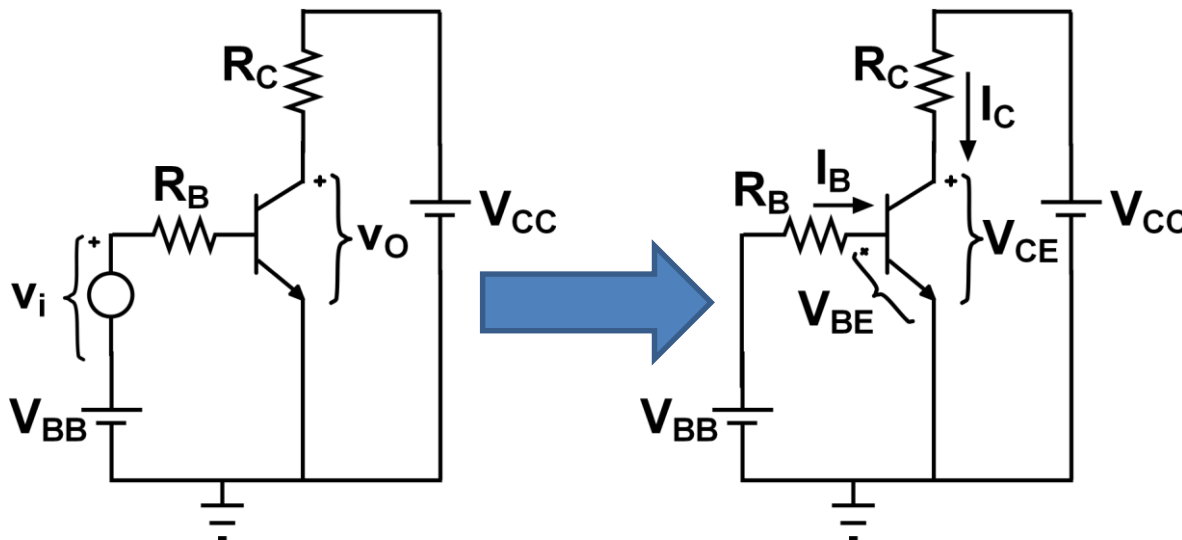
$$v_{be} < 10mV$$

- Se aplica para:
 - Señales alternas
 - Señales “pequeñas”
 - Requiere conocer el punto de polarización
 - **Requiere que el transistor BJT esté en activa**

PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

- Seguimos el mismo procedimiento, resolvemos primero el punto de polarización con $v_i(t)$ nula:

$$V_{BE} = 0,6V \quad \beta_F = 150 \quad R_B = 80k\Omega \quad R_C = 2k\Omega \quad V_{BB} = 3V \quad V_{CC} = 12V$$



Suponiendo activa:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = 30\mu A$$

$$I_C = \beta_F I_B = 4,5mA$$

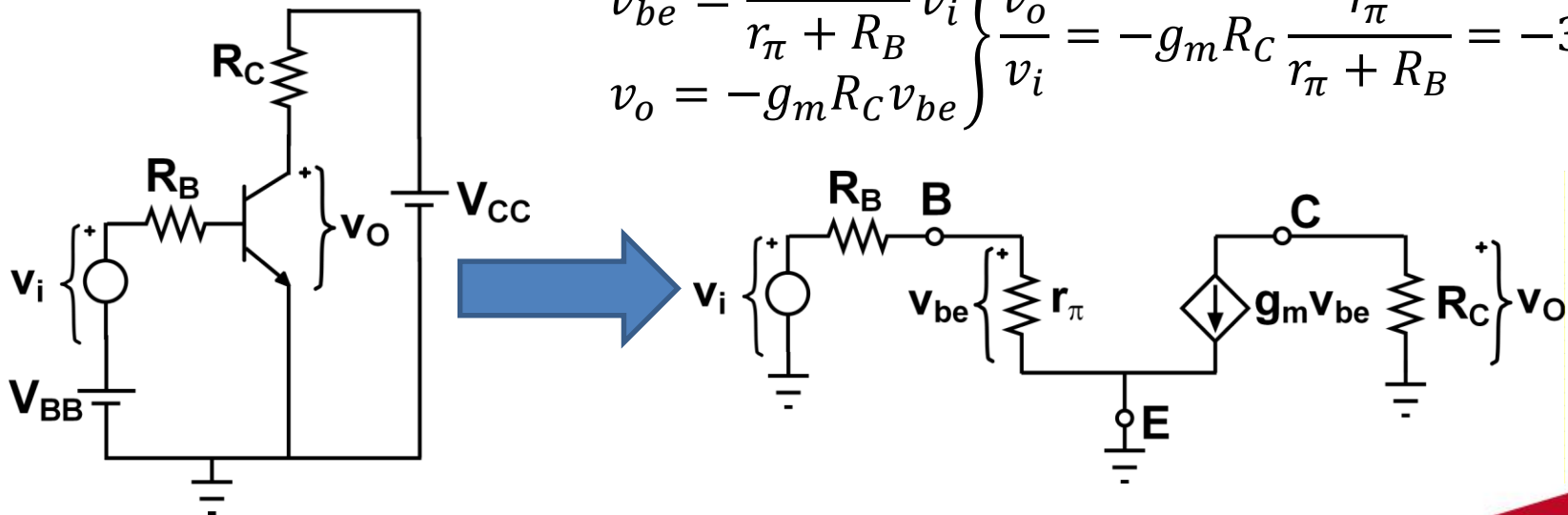
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 3V$$

PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

- Ahora resolvemos con V_{BB} y V_{CC} nulas la ganancia, aplicando el modelo de pequeña señal:

$$I_C = 4,5mA \Rightarrow g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 174,42mA/V \Rightarrow r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 860\Omega$$

$$\left. \begin{aligned} v_{be} &= \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} v_i \\ v_o &= -g_m R_C v_{be} \end{aligned} \right\} \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_C \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B} = -3,71$$

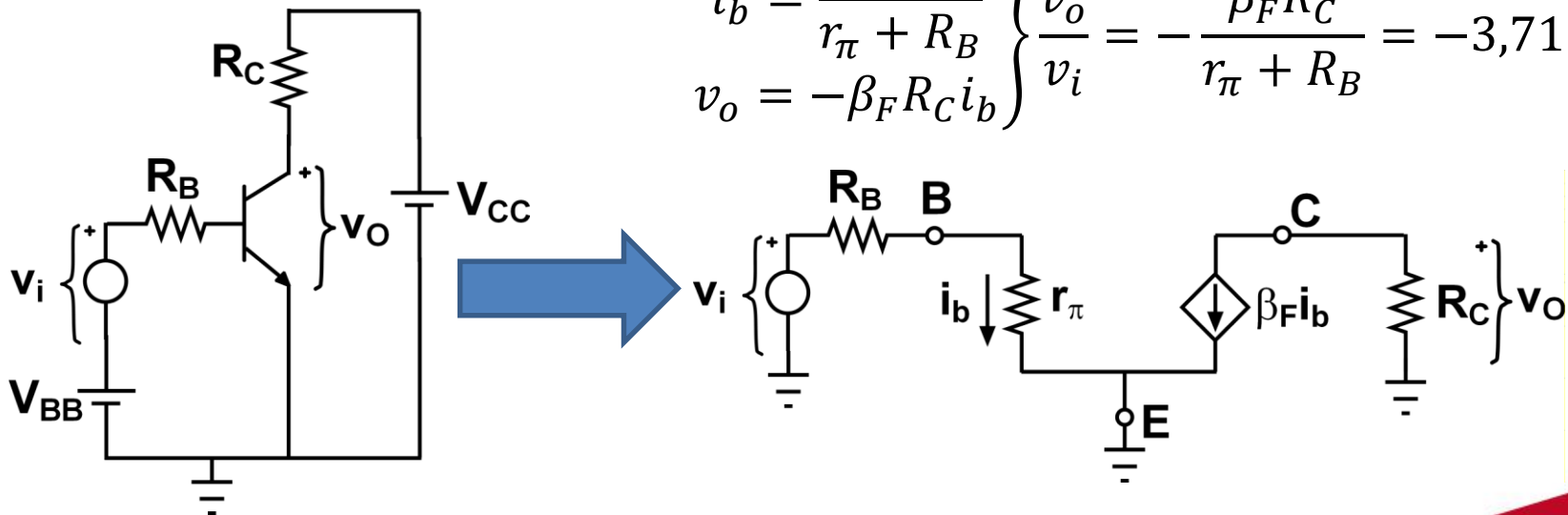


PRINCIPIO DE SUPERPOSICIÓN

- O con la otra alternativa para el modelo de pequeña señal:

$$I_C = 4,5\text{mA} \Rightarrow g_m = \frac{I_C}{25,8\text{mV}} = 174,42\text{mA/V} \Rightarrow r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 860\Omega$$

$$\left. \begin{aligned} i_b &= \frac{v_i}{r_\pi + R_B} \\ v_o &= -\beta_F R_C i_b \end{aligned} \right\} \frac{v_o}{v_i} = -\frac{\beta_F R_C}{r_\pi + R_B} = -3,71$$



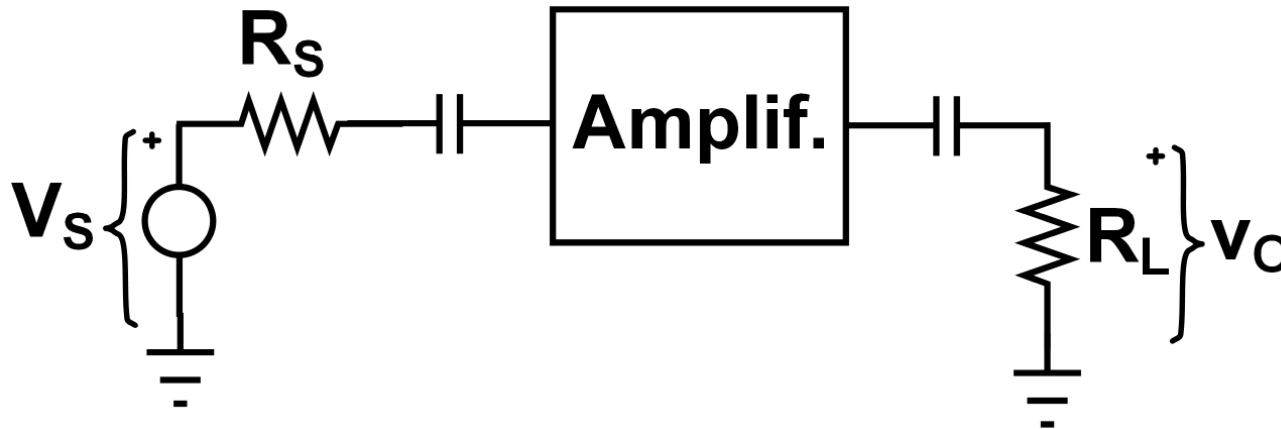
TEMA 5 – TRANSISTORES

- BJT
- MOSFET
- Polarización
- Modelo de pequeña señal
- **Circuitos amplificadores**
- Circuitos conmutadores




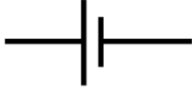
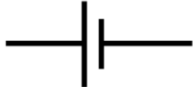












CIRCUITO TIPO

- Cada transistor se modelará mediante su equivalente en pequeña señal
- El circuito original ha de ser transformado a alterna
- El sistema será lineal, por lo que todas las tensiones y corrientes son proporcionales



TRANSFORMACIÓN A ALTERNA

Elemento del circuito		Polarización Señal DC	Pequeña señal Señal AC
Condensador			
Fuente de tensión continua			
Fuente de tensión alterna			
Fuente de corriente continua			
Fuente de corriente alterna			

RANGO DE FRECUENCIAS MEDIAS

- La transformación en pequeña señal de los condensadores como cortocircuitos y el modelo usado para el transistor requiere estar en el rango de frecuencias medias:

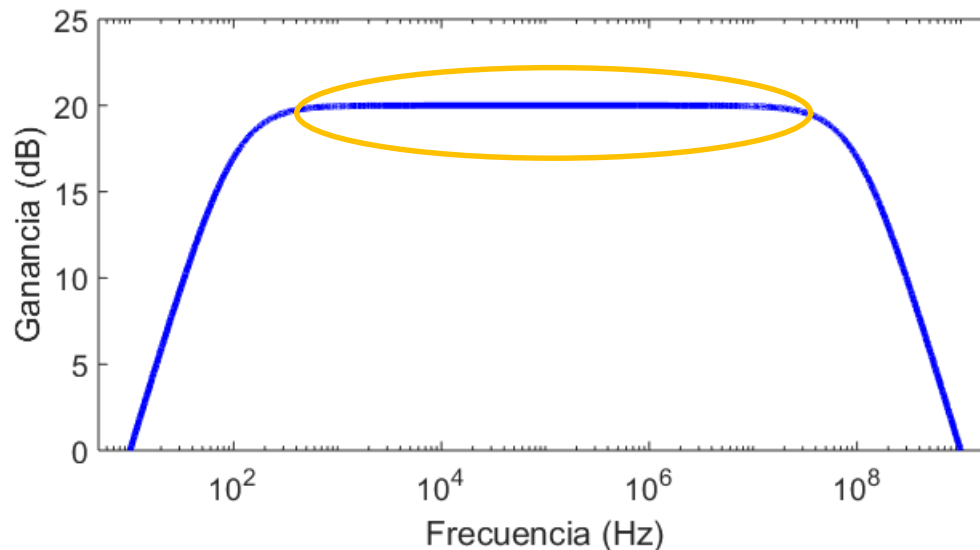


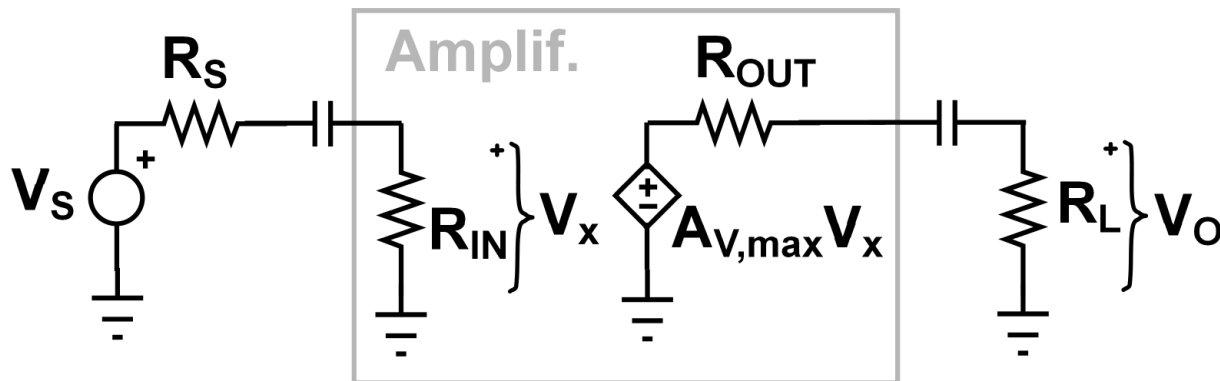
Diagrama
de Bode

$$G \text{ (dB)} = 20 \log_{10} G$$

La ganancia es independiente de la frecuencia para un determinado rango

CARACTERIZACIÓN

- Un circuito amplificador se caracteriza por tres parámetros:
 - Ganancia en tensión máxima $A_{V,MAX}$
 - Impedancia de entrada R_{IN}
 - Impedancia de salida R_{OUT}
- Se corresponden con el siguiente circuito equivalente:



CARACTERIZACIÓN

- Ganancia en tensión

$$A_V = \frac{V_o}{V_S}$$

- Ganancia en tensión máxima

$$A_{V,MAX} = \frac{V_o}{V_S} (R_S = 0, R_L = \infty)$$

- Y se verifica que:

$$A_V = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_S} A_{V,MAX} \frac{R_L}{R_L + R_{OUT}}$$

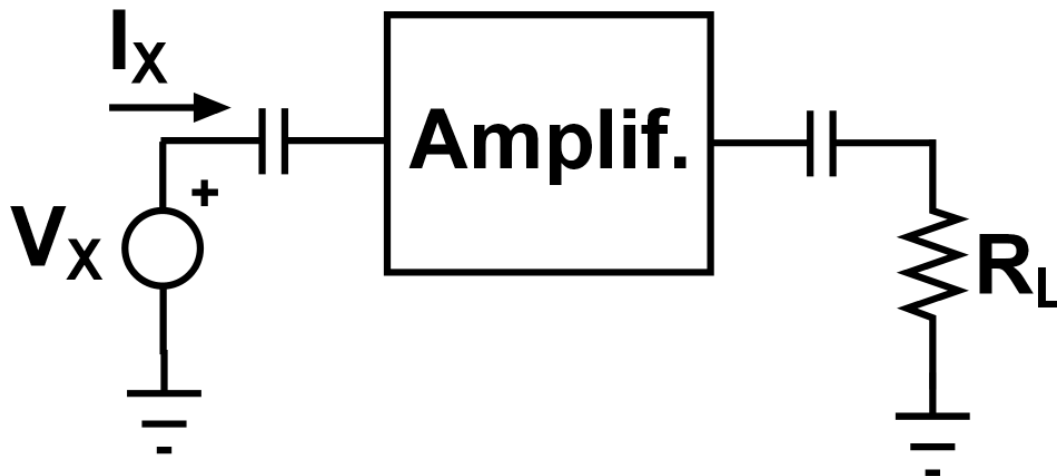
IMPEDANCIA DE ENTRADA

➤ Se calcula mediante:

– $R_s = 0$

– Fuente de voltaje ideal a la entrada (V_X)

$$R_{IN} = \frac{V_X}{I_X}$$

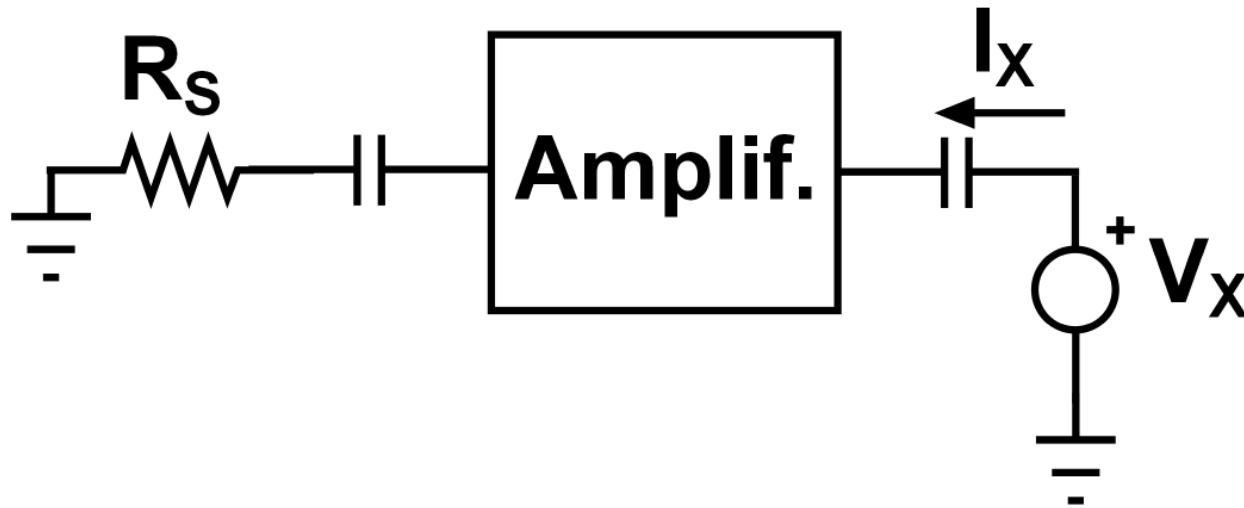


IMPEDANCIA DE SALIDA

➤ Se calcula mediante:

- Anulamos la fuente de voltaje de entrada ($v_s = 0$)
- $R_L = \infty$
- Fuente de voltaje ideal a la salida (V_X)

$$R_{OUT} = \frac{V_X}{I_X}$$



EJERCICIO 6

➤ Aplicar el modelo de pequeña señal para calcular la ganancia e impedancias de entrada y salida del siguiente circuito:

– NMOS:

$$V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 20$$

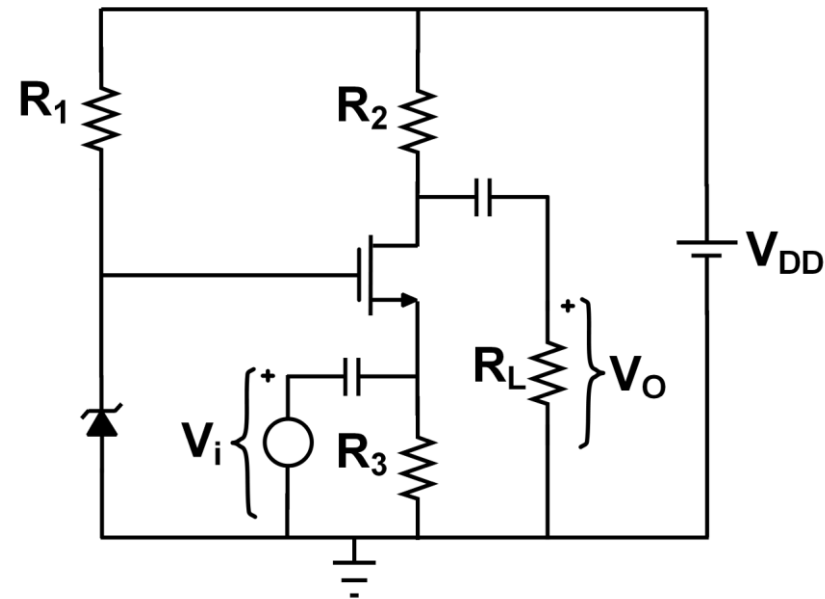
– Zener: $V_Z = 0,8V$, $|V_Z| = 9V$,

$$I_{max} = 25mA, I_{z,min} = 4mA,$$

$$P_{z,max} = 270mW$$

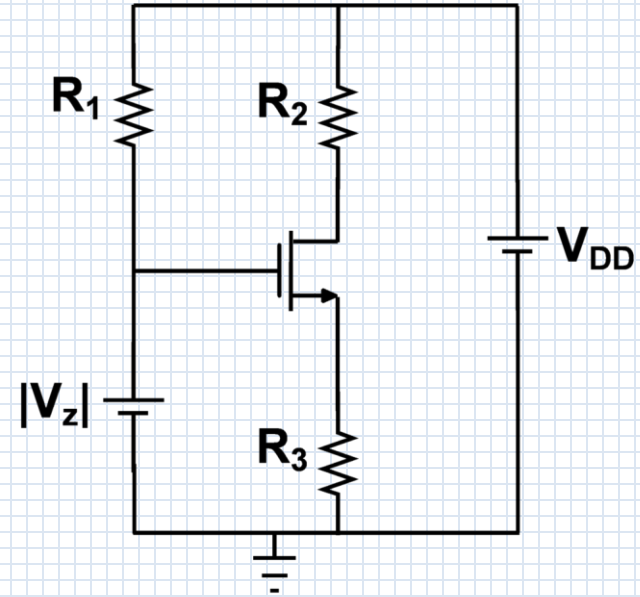
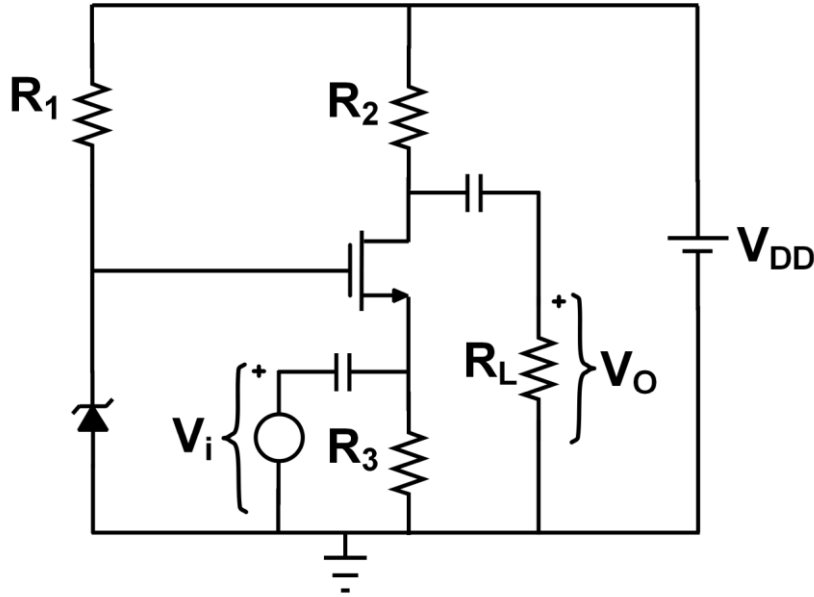
– $V_{DD} = 15V$, $R_1 = 0,75k\Omega$,

$$R_2 = 1,8k\Omega, R_3 = 1,2k\Omega, R_L = 9k\Omega$$



[Link simulador Falstad](#)

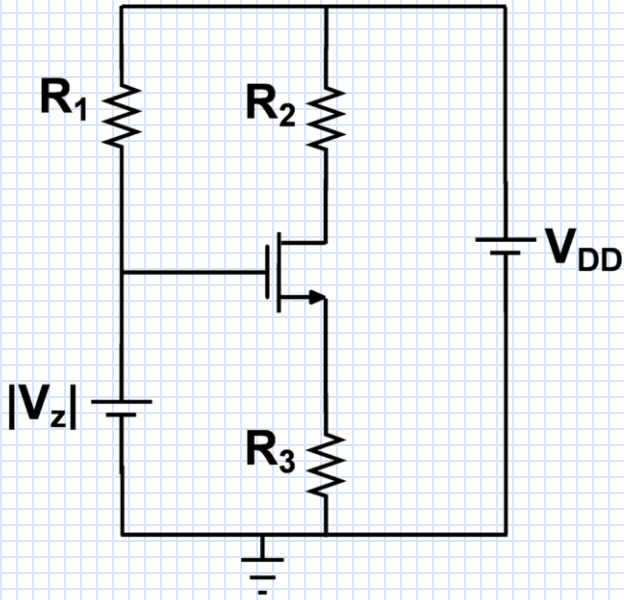
NMOS: $V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 20$. Zener: $V_Z = 0,8V, |V_Z| = 9V, I_{max} = 25mA,$
 $I_{z,min} = 4mA, P_{z,max} = 270mW$
 $V_{DD} = 15V, R_1 = 0,75k\Omega, R_2 = 1,8k\Omega, R_3 = 1,2k\Omega, R_L = 9k\Omega$



NMOS: $V_{TH} = 1V$, $K = 20\mu A/V^2$, $\frac{W}{L} = 20$. Zener: $V_Z = 0,8V$, $|V_Z| = 9V$, $I_{max} = 25mA$,

$I_{z,min} = 4mA$, $P_{z,max} = 270mW$

$V_{DD} = 15V$, $R_1 = 0,75k\Omega$, $R_2 = 1,8k\Omega$, $R_3 = 1,2k\Omega$, $R_L = 9k\Omega$



EJERCICIO 6

- Previamente, necesitamos el punto de polarización:
- Zener en ruptura:

$$I_z = 8mA$$

- NMOS en saturación:

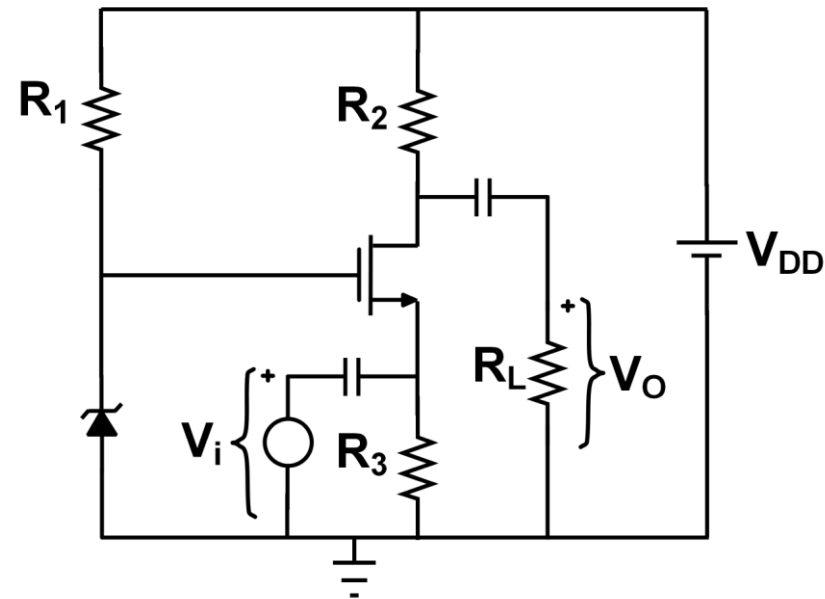
$$V_{GS2} = 5,05V \quad I_{DS2} = 3,29mA \quad V_{DS2} = 5,13V$$

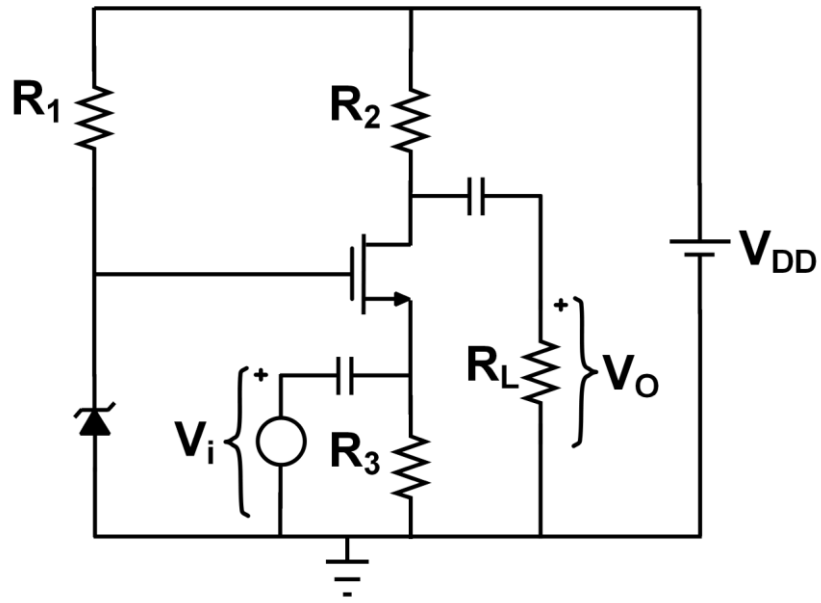
- Parámetro pequeña señal:

$$g_m = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DS}} = 1,62mA/V$$

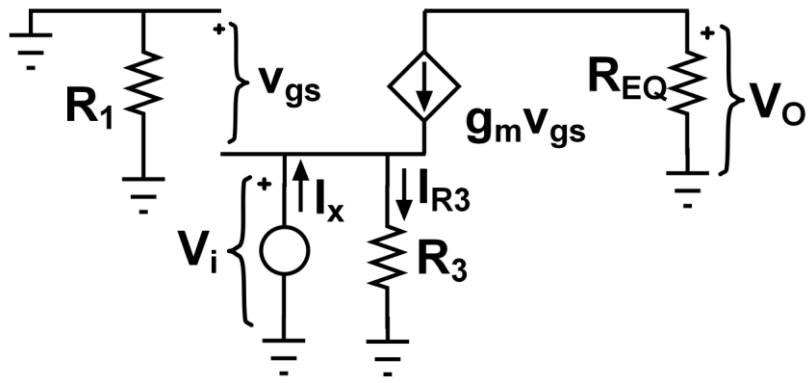
- Comprobaciones zener:

$$I_z > I_{z,min} \quad P_z = I_z V_z = 72mW < P_{z,max}$$



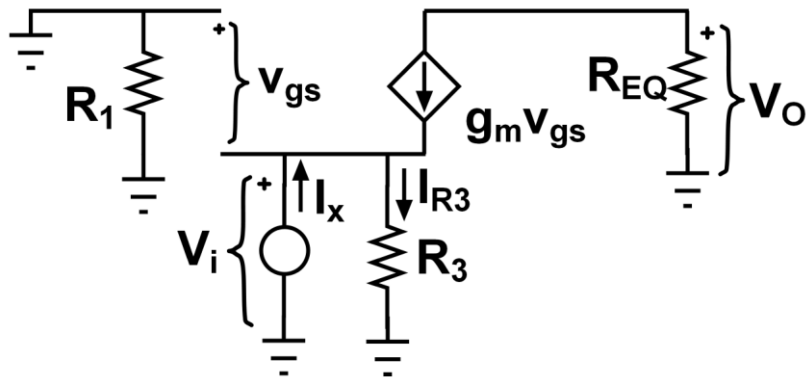


$$g_m = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DS}} = 1,62 \text{ mA/V}$$



$$R_1 = 0,75k\Omega, R_2 = 1,8k\Omega, R_3 = 1,2k\Omega, R_L = 9k\Omega$$

$$R_{EQ} = R_2 \parallel R_L = 1,5k\Omega$$

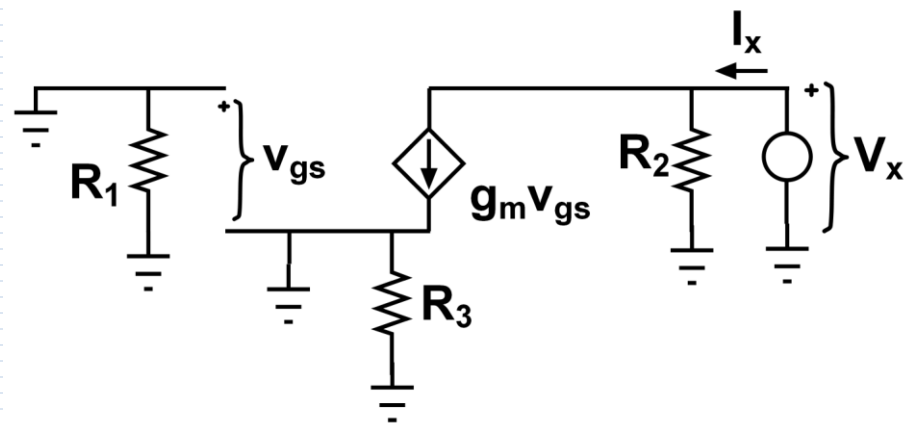
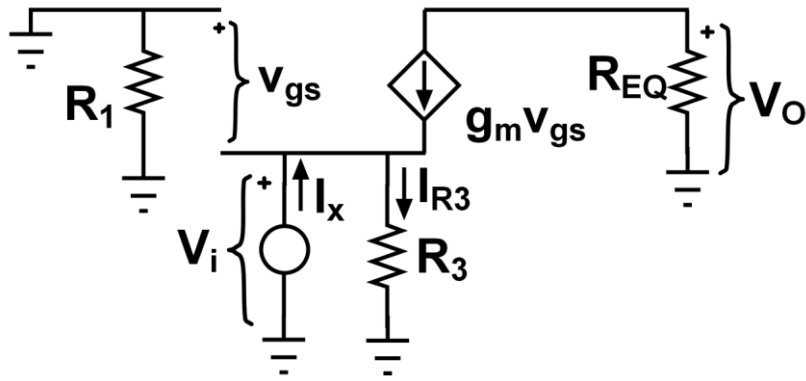


$$R_1 = 0,75k\Omega, R_2 = 1,8k\Omega, R_3 = 1,2k\Omega, R_L = 9k\Omega$$

$$R_{EQ} = R_2 \parallel R_L = 1,5k\Omega$$

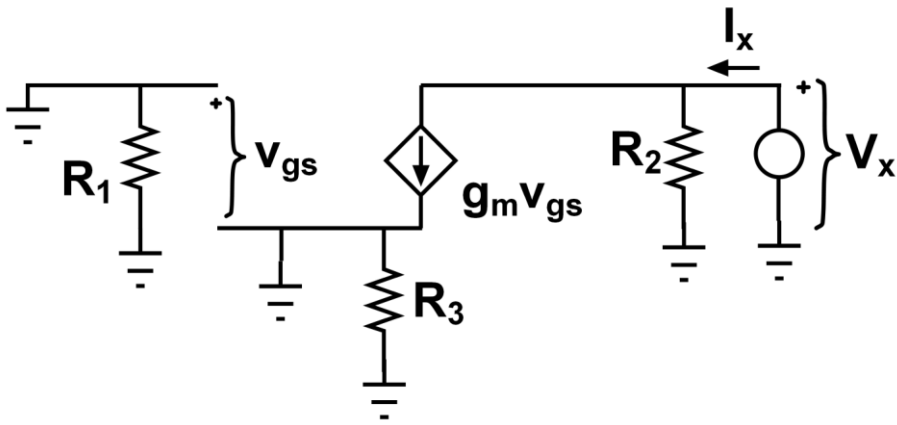
$$R_1 = 0,75k\Omega, R_2 = 1,8k\Omega, R_3 = 1,2k\Omega, R_L = 9k\Omega$$

$$R_{EQ} = R_2 \parallel R_L = 1,5k\Omega$$



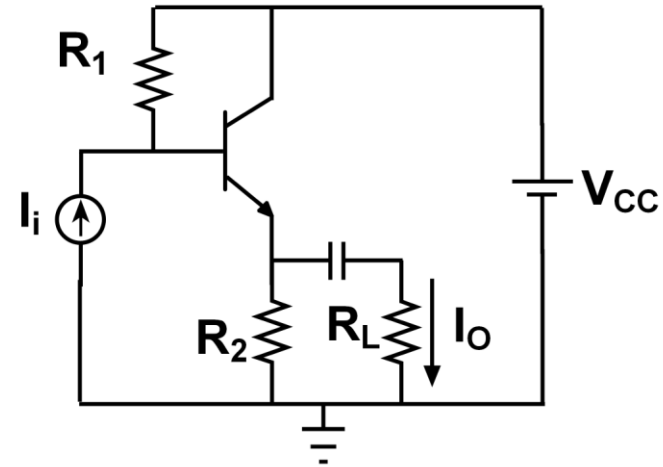
$$R_1 = 0,75k\Omega, R_2 = 1,8k\Omega, R_3 = 1,2k\Omega, R_L = 9k\Omega$$

$$R_{EQ} = R_2 \parallel R_L = 1,5k\Omega$$



EJERCICIO 7

- Aplicar el modelo de pequeña señal para calcular la relación entre la corriente de entrada I_i y salida I_o del siguiente circuito:
 - NPN: $V_{BE} = 0,6V$ si unión BE en directa, $\beta_F = 150$
 - $V_{CC} = 12V$, $R_1 = 50k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_L = 3k\Omega$
 - I_i fuente de corriente alterna
- Calcular la amplitud de la corriente de entrada compatible con la limitación de la amplitud de la tensión base-emisor:
 - $v_{be} < 10mV$
- Comprobar que el transistor no sale de región activa bajo la condición anterior.



Punto de polarización

$$I_C = 8,51mA \quad V_{CE} = 3,44V$$

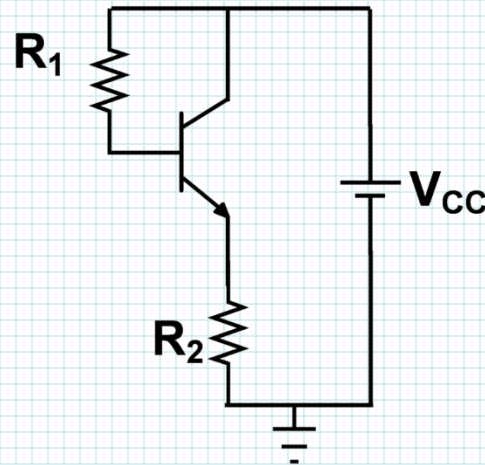
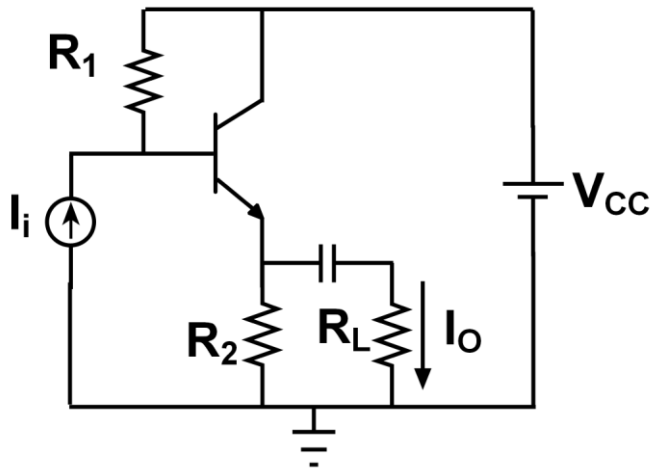
$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 329,85mA/V$$

$$r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 454,8\Omega$$

[Link simulador Falstad](#)

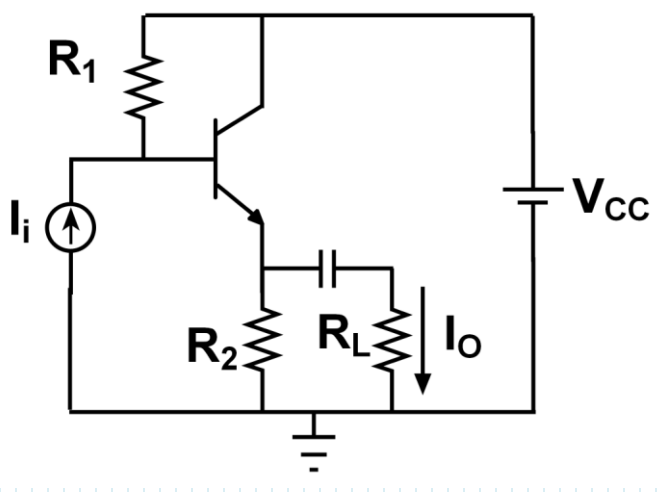
NPN: $V_{BE} = 0,6V$, $\beta_F = 150$, $V_{CC} = 12V$, $R_1 = 50k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_L = 3k\Omega$

– I_i fuente de corriente alterna



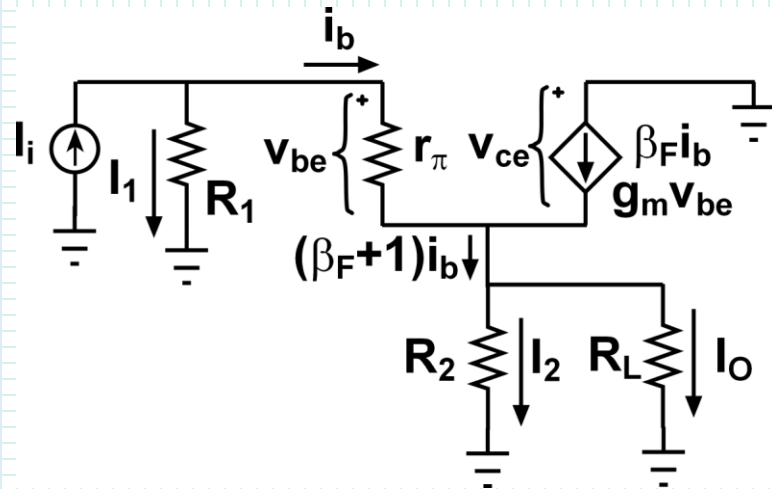
$$I_C = 8,51mA \quad V_{CE} = 3,44V$$
$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 329,85mA/V$$
$$r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 454,8\Omega$$

NPN: $\beta_F = 150$, $R_1 = 50k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_L = 3k\Omega$. I_i fuente de corriente alterna



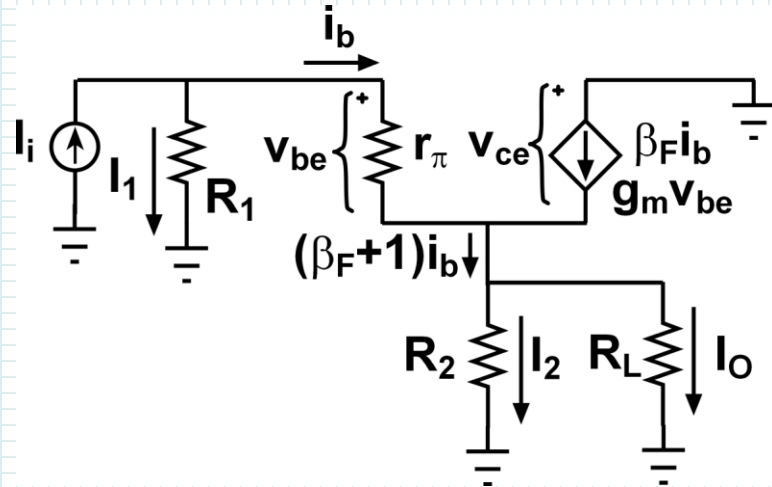
$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 329,85mA/V \quad r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 454,8\Omega$$

NPN: $\beta_F = 150$, $R_1 = 50k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_L = 3k\Omega$. I_i fuente de corriente alterna



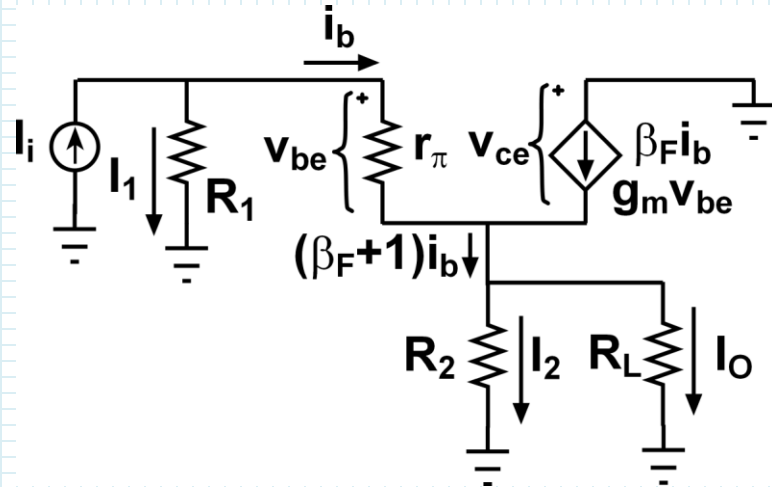
$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 329,85mA/V \quad r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 454,8\Omega$$

NPN: $\beta_F = 150$, $R_1 = 50k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_L = 3k\Omega$. I_i fuente de corriente alterna



$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 329,85mA/V \quad r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 454,8\Omega$$

NPN: $\beta_F = 150$, $R_1 = 50k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$, $R_L = 3k\Omega$. I_i fuente de corriente alterna

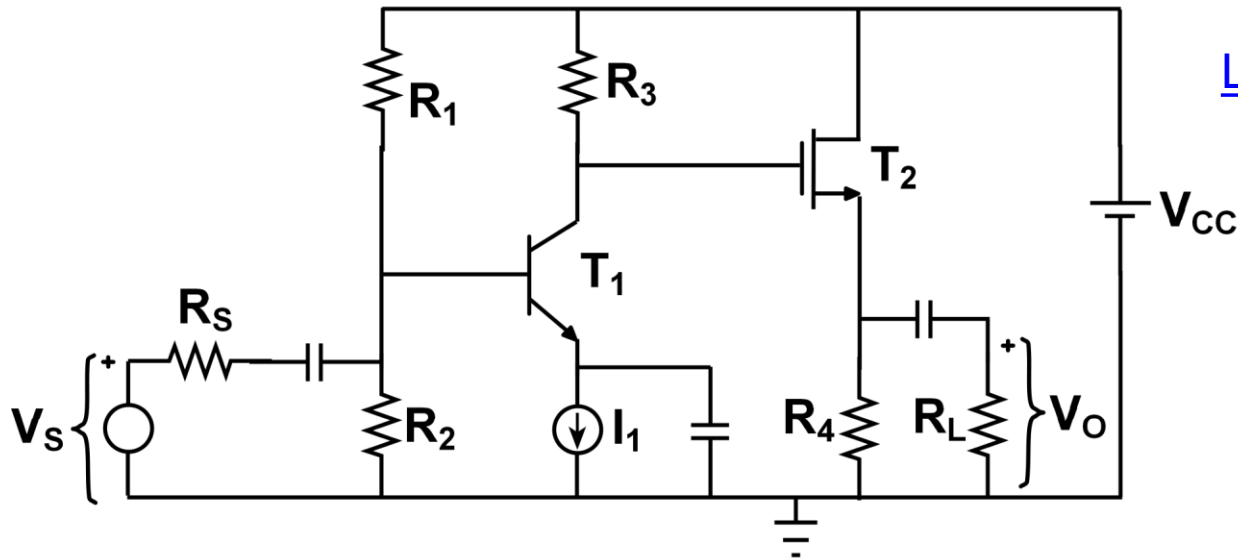


$$g_m = \frac{I_C}{25,8mV} = 329,85mA/V \quad r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m} = 454,8\Omega$$

EJERCICIO 8

➤ Calcular la ganancia del siguiente circuito:

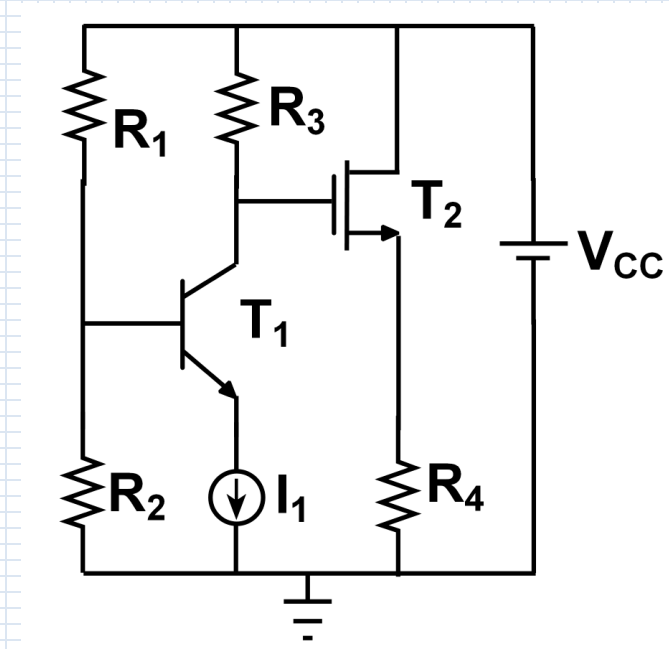
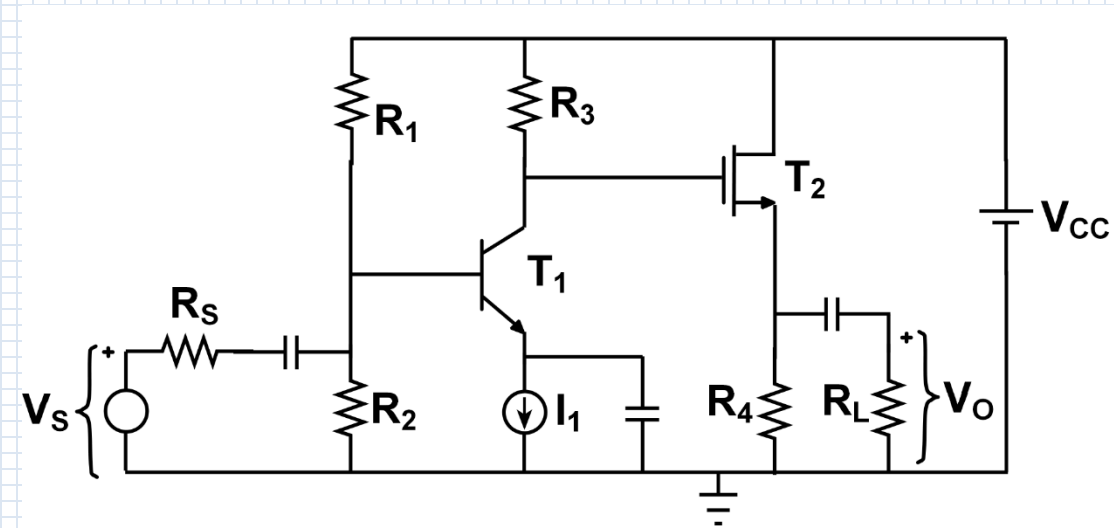
- NPN: $V_{BE} = 0,7V$ si unión BE en directa, $\beta_F = 300$
- NMOS: $V_{TH} = 1V, K = 20\mu A/V^2, \frac{W}{L} = 50$
- $V_{CC} = 24V, I_1 = 15mA, R_1 = 15k\Omega, R_2 = 10k\Omega, R_3 = 0,5k\Omega,$
 $R_4 = 0,15k\Omega, R_S = 0,6k\Omega, R_L = 1,1k\Omega$



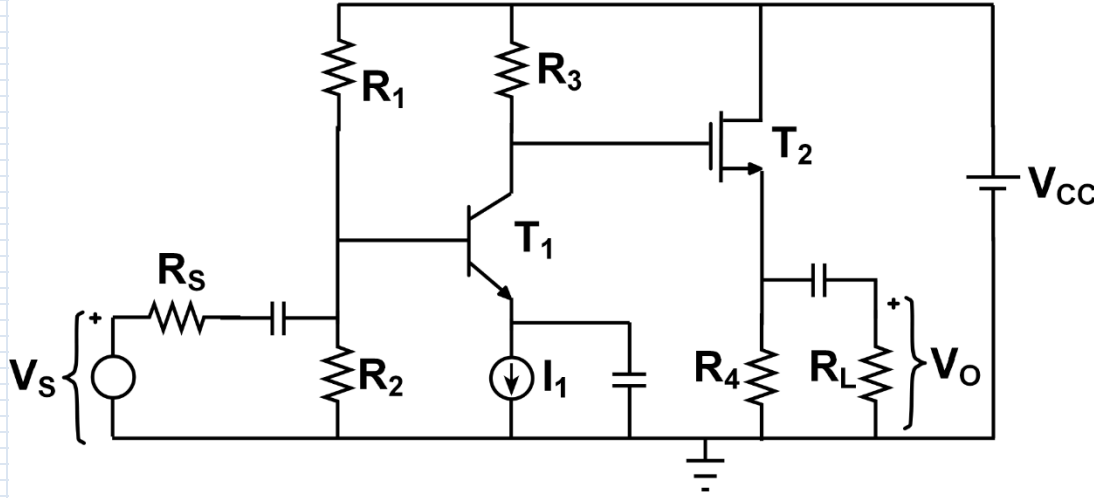
[Link simulador Falstad](#)

NPN: $V_{BE} = 0,7V$, $\beta_F = 300$; NMOS: $V_{TH} = 1V$, $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,

$V_{CC} = 24V$, $I_1 = 15mA$, $R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$, $R_S = 0,6k\Omega$, $R_L = 1,1k\Omega$



$$\text{NPN: } \beta_F = 300; \text{ NMOS: } K = \frac{20\mu\text{A}}{\text{V}^2}, \frac{W}{L} = 50$$



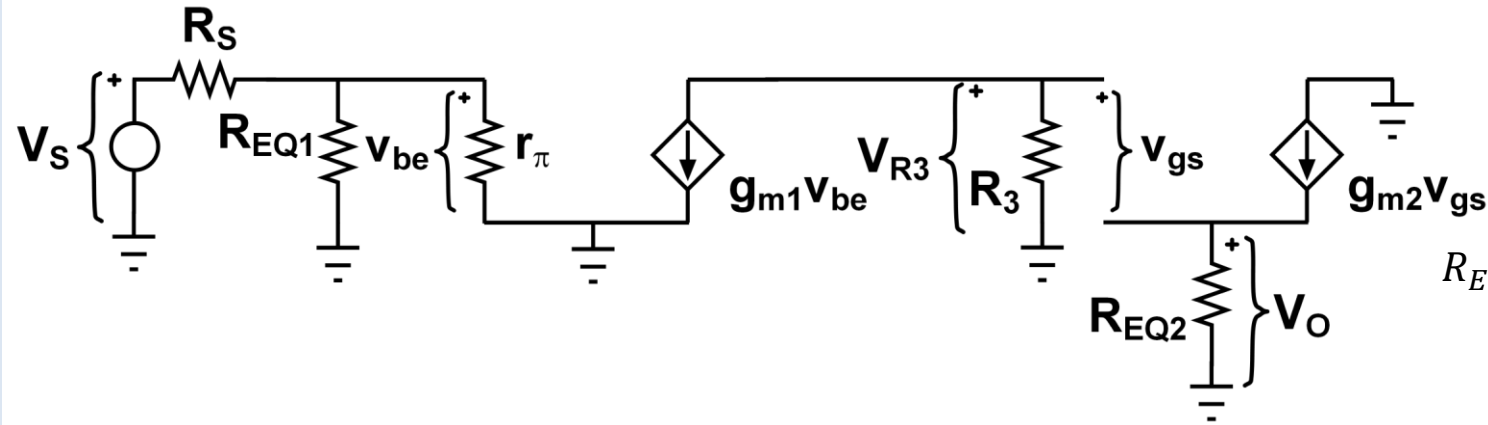
$$g_{m1} = \frac{I_C}{25,8\text{mV}} = 579,5\text{mA/V}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_F}{g_{m1}} = 517,7\Omega$$

$$g_{m2} = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DS}} = 9,19\text{mA/V}$$

NPN: $\beta_F = 300$; NMOS: $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,

$R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$, $R_S = 0,6k\Omega$, $R_L = 1,1k\Omega$



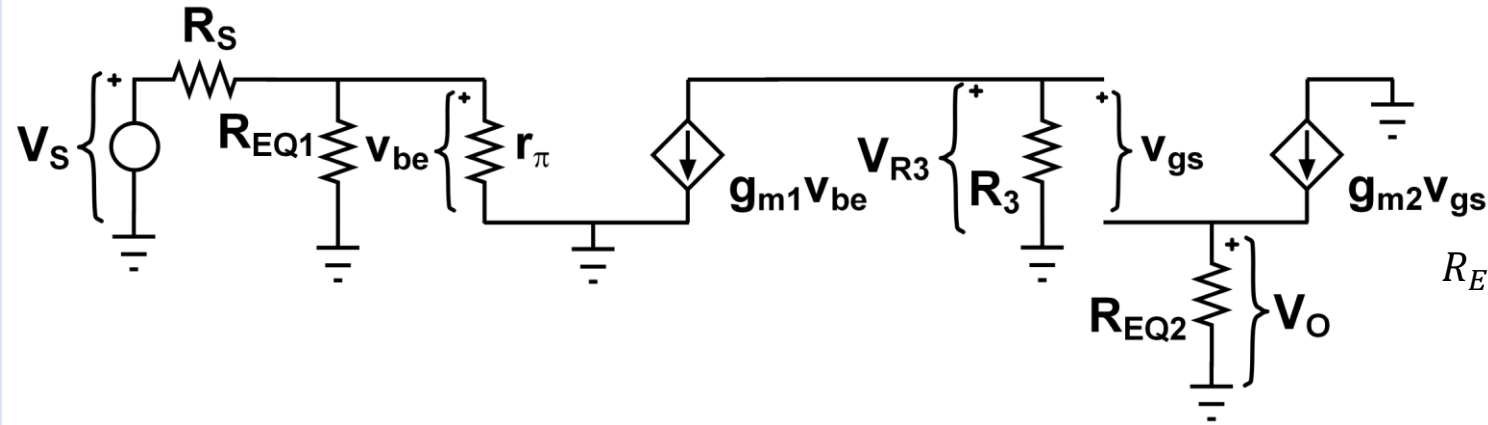
$$R_{EQ1} = R_1 \parallel R_2 = 6k\Omega$$

$$R_{EQ2} = R_4 \parallel R_L = 132\Omega$$

$$R_{EQ3} = R_{EQ1} \parallel r_\pi = 476,6\Omega$$

NPN: $\beta_F = 300$; NMOS: $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,

$R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$, $R_S = 0,6k\Omega$, $R_L = 1,1k\Omega$



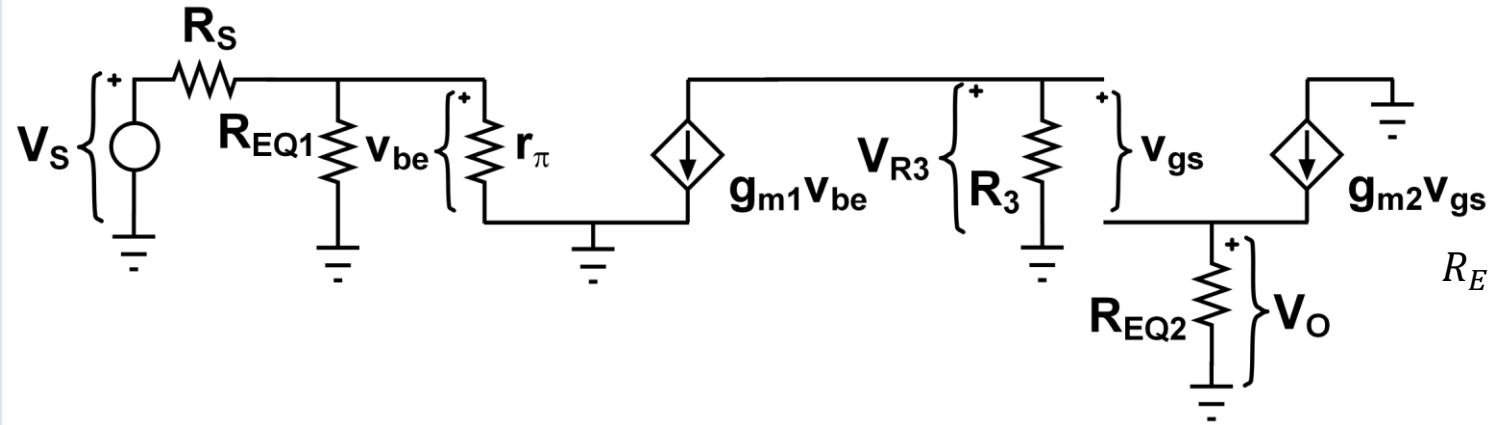
$$R_{EQ1} = R_1 \parallel R_2 = 6k\Omega$$

$$R_{EQ2} = R_4 \parallel R_L = 132\Omega$$

$$R_{EQ3} = R_{EQ1} \parallel r_\pi = 476,6\Omega$$

NPN: $\beta_F = 300$; NMOS: $K = \frac{20\mu A}{V^2}$, $\frac{W}{L} = 50$,

$R_1 = 15k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 0,5k\Omega$, $R_4 = 0,15k\Omega$, $R_S = 0,6k\Omega$, $R_L = 1,1k\Omega$



$$R_{EQ1} = R_1 \parallel R_2 = 6k\Omega$$

$$R_{EQ2} = R_4 \parallel R_L = 132\Omega$$

$$R_{EQ3} = R_{EQ1} \parallel r_\pi = 476,6\Omega$$

CUESTIÓN

➤ Deducir porque las siguientes expresiones son incorrectas:

$$A_V = g_m R_1 R_L$$

$$A_{V,MAX} = -g_m \frac{R_1 R_L}{R_1 + R_L}$$

$$R_{IN} = R_1 + R_S$$

$$A_V = \frac{-g_m V_{BE}}{I_1}$$

$$R_{OUT} = (r_o + R_3) \frac{C_2}{C_1}$$

$$R_{OUT} = \frac{r_o + R_3}{R_S}$$

$$R_{IN} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$$

$$A_V = \frac{-g_m R_1 V_{CC}}{V_Z}$$

TEMA 5 – TRANSISTORES

- BJT
- MOSFET
- Polarización
- Modelo de pequeña señal
- Circuitos amplificadores
- Circuitos conmutadores



CIRCUITOS CONMUTADORES

- Son la base de la electrónica digital.
- Un elemento con dos estados genera dos puntos de polarización distintos en el circuito
 - Interruptor: on/off
 - **Fuente de tensión: 0V/5V**
 - Resistencia: 1kΩ/1MΩ
 - ...
- Los transistores normalmente trabajan entre las dos regiones más dispares entre sí
 - **BJT: Corte y saturación**
 - **MOSFET: Corte y triodo**

IMPLEMENTACIONES

- Las puertas lógicas se pueden implementar con diversas combinaciones de elementos electrónicos:
 - DL: Lógica diodo
 - **RTL: Lógica transistor-resistencia**
 - DTL: Lógica diodo-transistor
 - HTL: Lógica de alto umbral (incorpora zeners)
 - TTL: Lógica transistor-transistor
 - ECL: Lógica de emisor acoplado
 - **NMOS: Solo transistores NMOS**
 - **CMOS: transistores NMOS y PMOS**
 - BiCMOS: transistores BJT, NMOS y PMOS

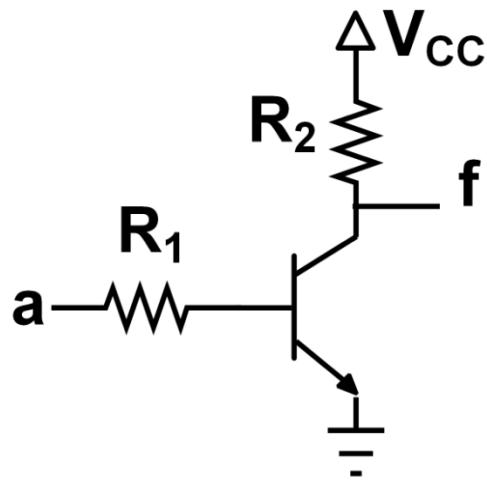
Actualmente casi el 100% de los circuitos digitales se fabrican en tecnología CMOS

CIRCUITOS

- Resolveremos circuitos con alimentación única a 5 V, es decir, V_{CC} (o V_{DD}) = 5 V y referencia (o tierra) 0 V.
- Seguimos la lógica positiva, lo que implica que las tensiones se interpretan como señales digitales:
 - 5 V: 1, H, alto
 - 0 V: 0, L, bajo
- Las tensiones de entrada y salida solo pueden tomar los valores alto y bajo.
- La solución es una tabla de verdad donde para cada combinación de entradas se especifique el valor de la tensión de salida.

LÓGICA TRANSISTOR

- Circuitos basados en transistores (NMOS o NPN) y resistencias:



Puerta NOT

Polarización

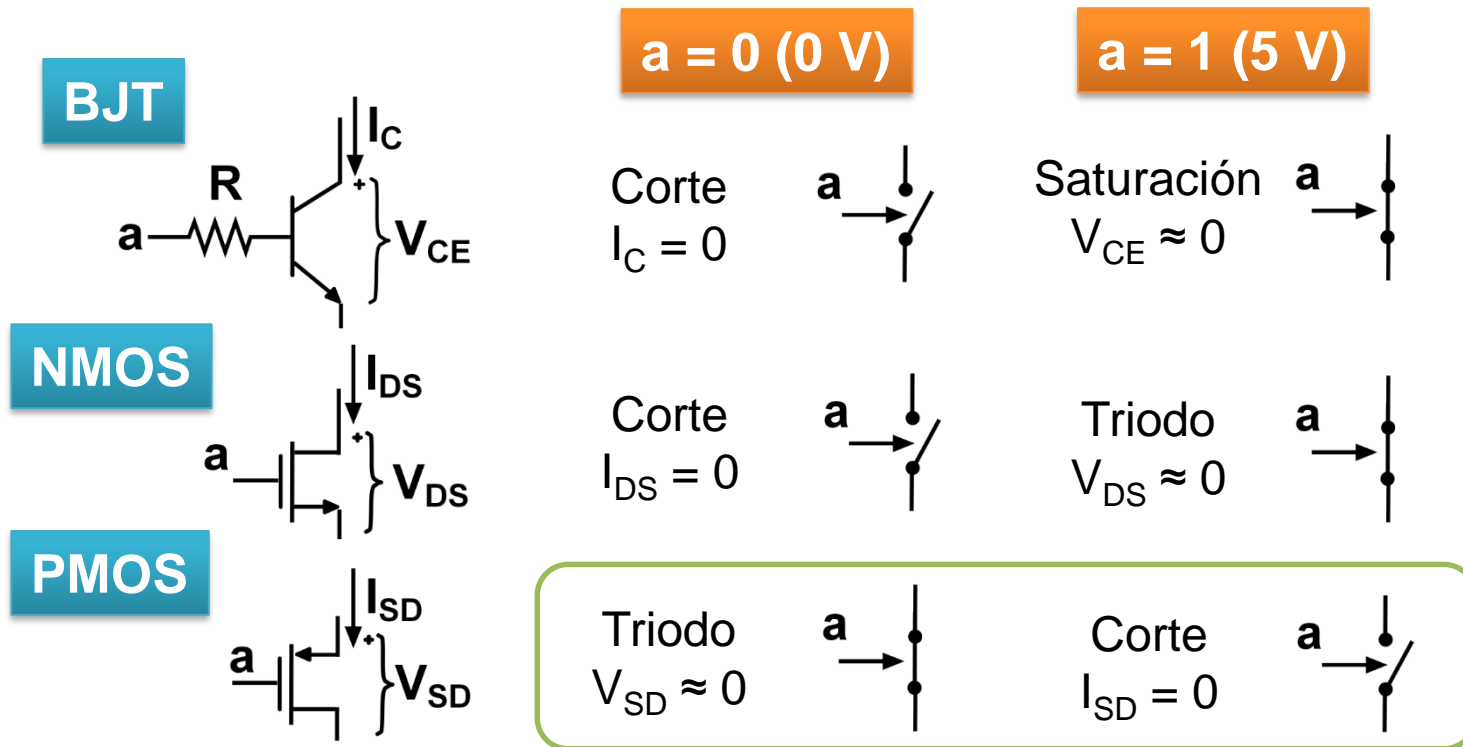
a	BJT	f
0 V	Corte	V_{CC} (5 V)
5 V	Saturación	0,2 V

Tabla verdad

a	f
0	1
1	0

TRANSISTOR COMO CONMUTADOR

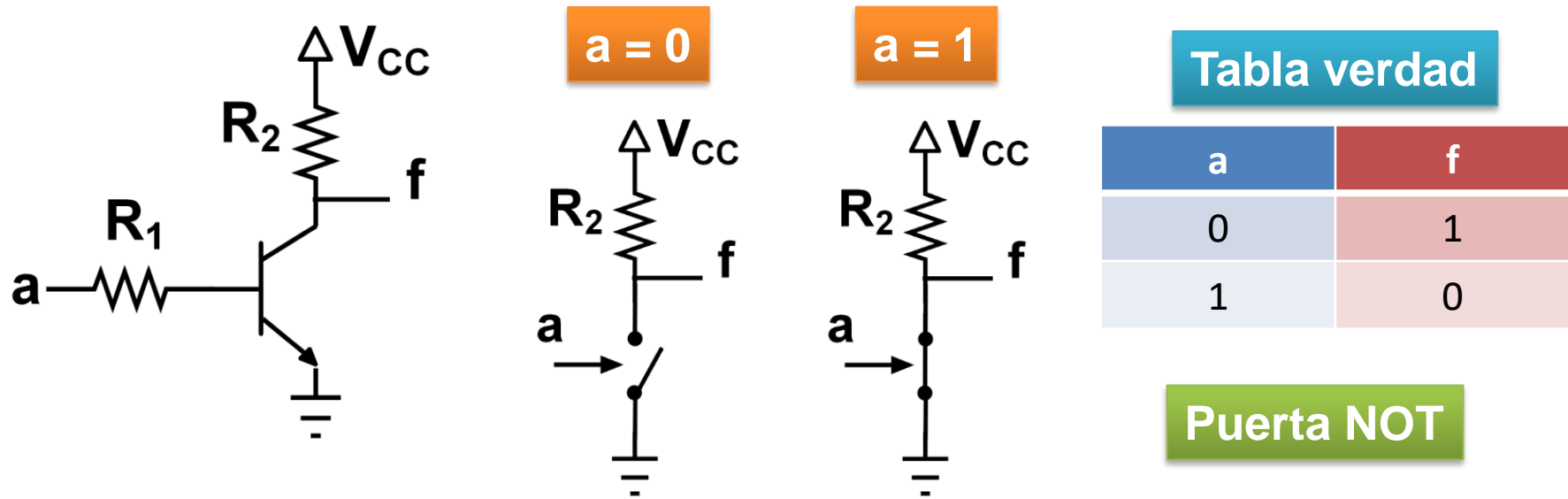
➤ Los transistores los modelamos como interruptores:



Los transistores PMOS actúan de manera complementaria

LÓGICA TRANSISTOR

- Aplicamos el modelo, para deducir directamente la tabla:



- Con $a = 0$, f toma valor alto porque no hay corriente por R_2
- Con $a = 1$, f toma valor bajo porque queda conectado a referencia

LÓGICA TRANSISTOR

➤ Con varios transistores:

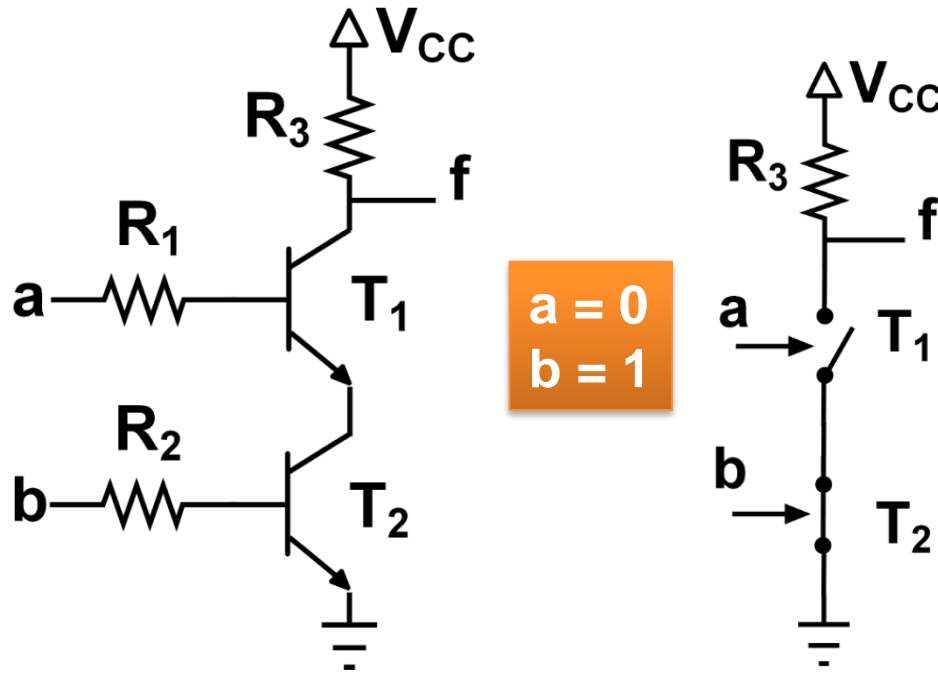


Tabla verdad

a	b	f
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Puerta NAND

- Por ejemplo, con $a = 0$ y $b = 1$, no hay corriente por R_3 , luego f toma valor alto
- Única opción de que f tome valor bajo: $a = b = 1$

LÓGICA TRANSISTOR

- Nos basamos en el mismo criterio para resolver circuitos basados en transistores NMOS

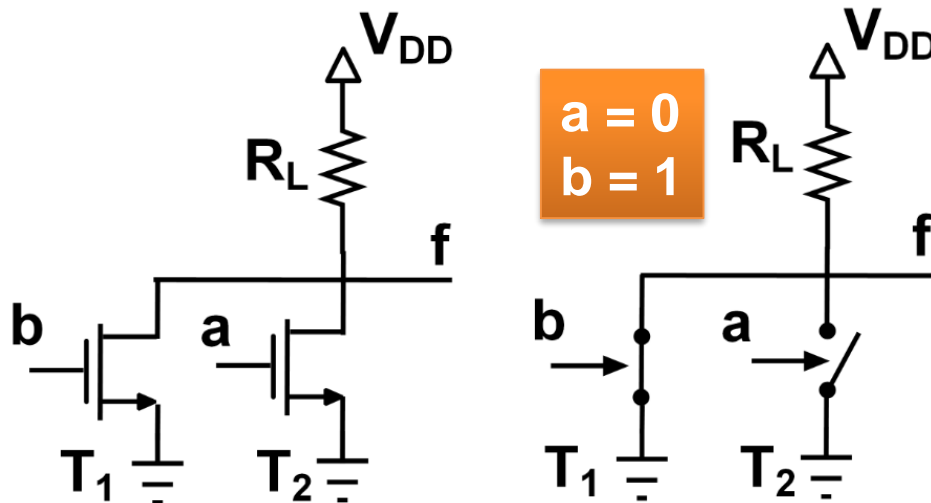


Tabla verdad

a	b	f
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Puerta NOR

- Por ejemplo, con $a = 0$ y $b = 1$, f toma valor bajo ya que está conectada a referencia a través de T_1
- Única opción de que f tome valor alto: $a = b = 0$

EJERCICIO 9

- Podemos conectar dos circuitos consecutivos:

[Link simulador Falstad](#)

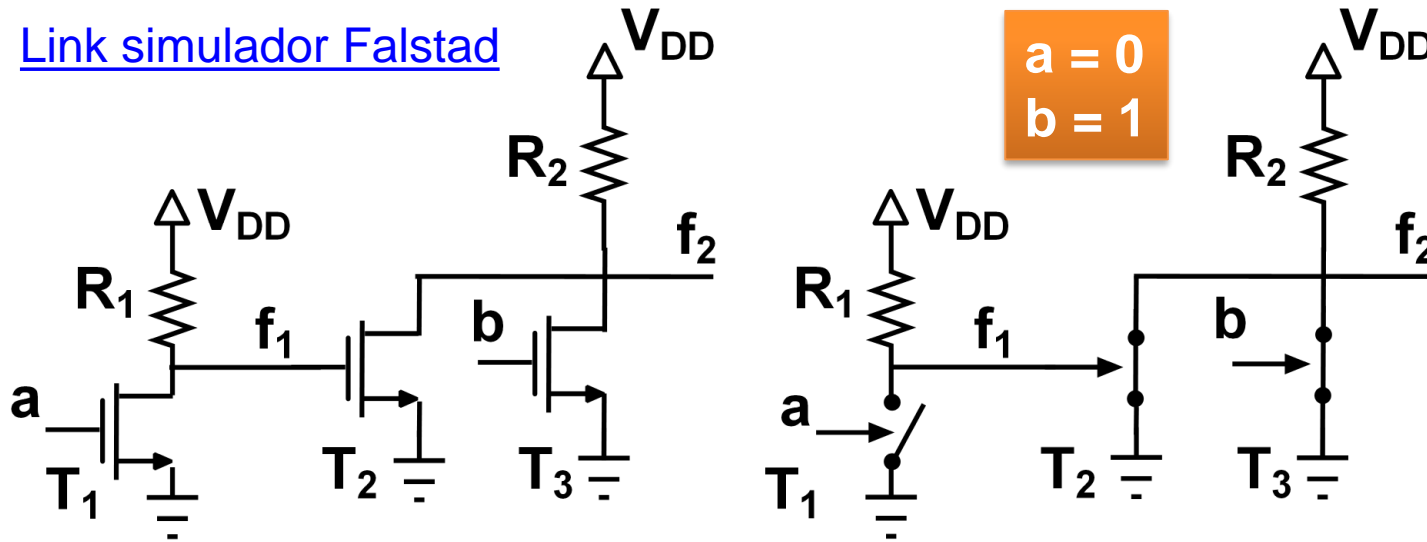


Tabla verdad

a	b	f_2
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	0

- Si $a = 0$, T_1 es un circuito abierto por lo que f_1 toma valor alto, luego T_2 es un circuito cerrado. Si $b = 1$, T_3 es un circuito cerrado.
- Por lo tanto, f_2 toma valor bajo, ya que queda conectado a referencia a través de T_2 y T_3 .

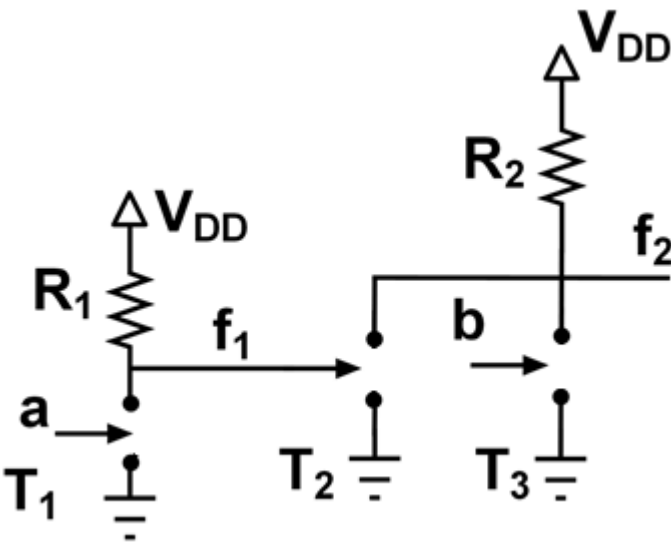
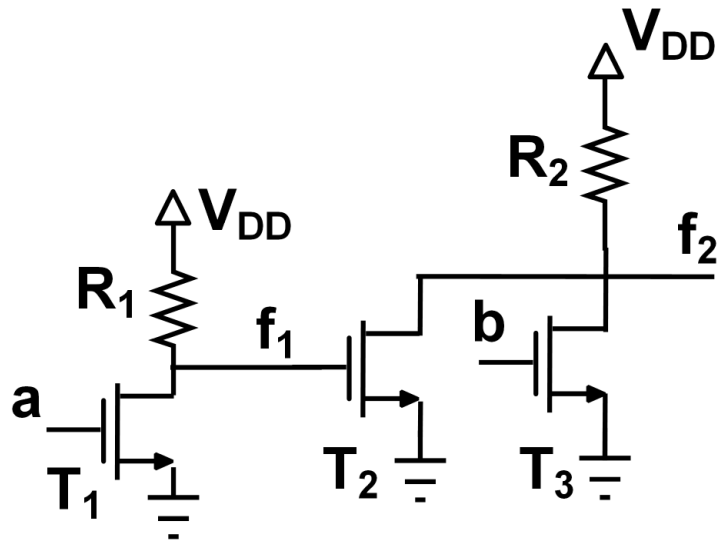


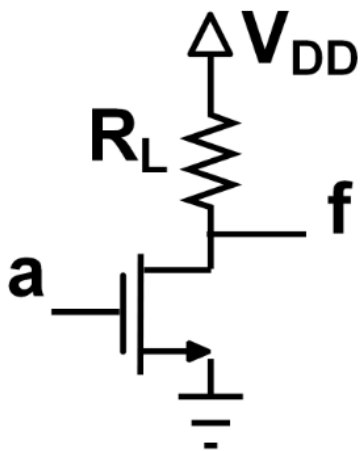
Tabla verdad

a	f ₁	b	f ₂
0		0	
0		1	
1		0	
1		1	

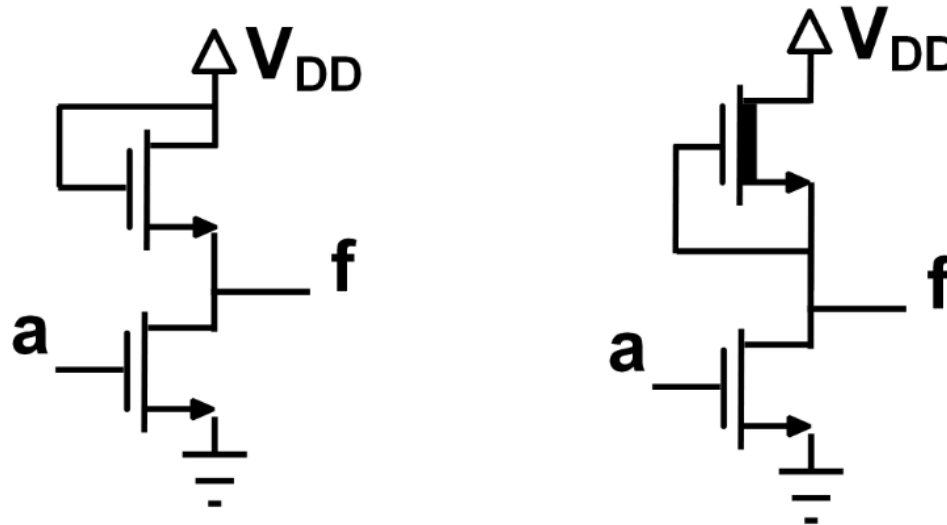
TECNOLOGÍA NMOS

- Consiste en implementar circuitos digitales solo con transistores NMOS
- La resistencia R_L se puede emular con un NMOS por medio de dos configuraciones:

Carga saturada

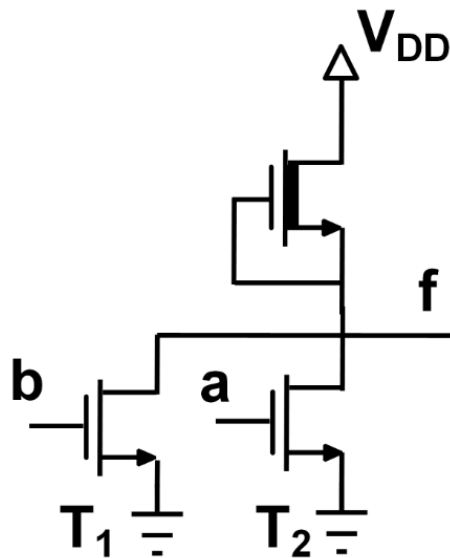


NMOS de deplexión



TECNOLOGÍA NMOS

- El resultado (tabla de verdad) solo depende de los transistores que conmutan:



$a = 0$
 $b = 1$

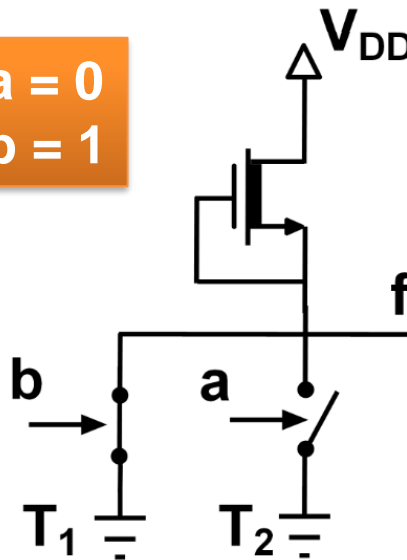


Tabla verdad

a	b	f
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Puerta NOR

TECNOLOGÍA CMOS

- Consiste en implementar circuitos digitales con transistores NMOS y PMOS
- Una señal digital controla un par NMOS-PMOS, por lo que aplicando el modelo:

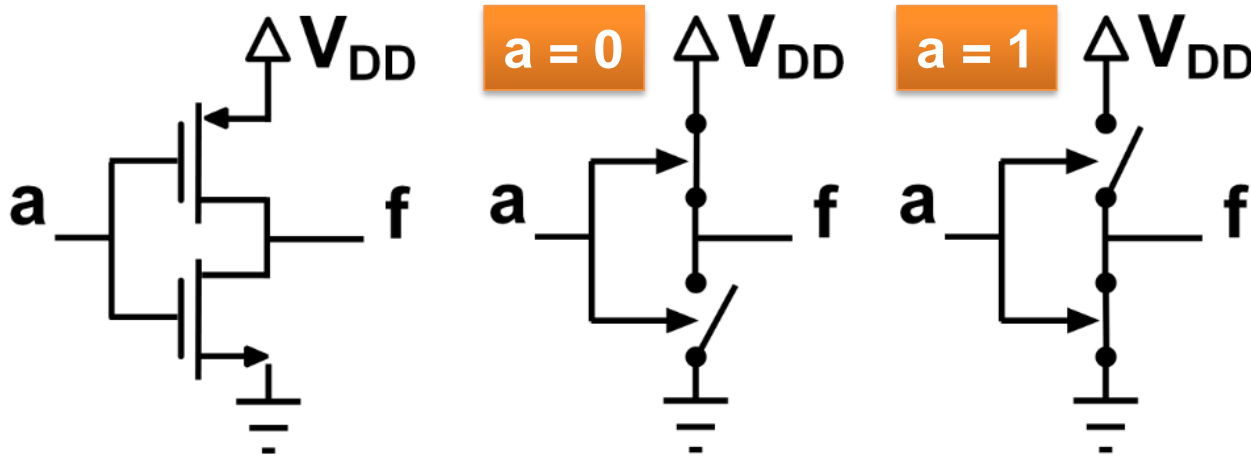


Tabla verdad

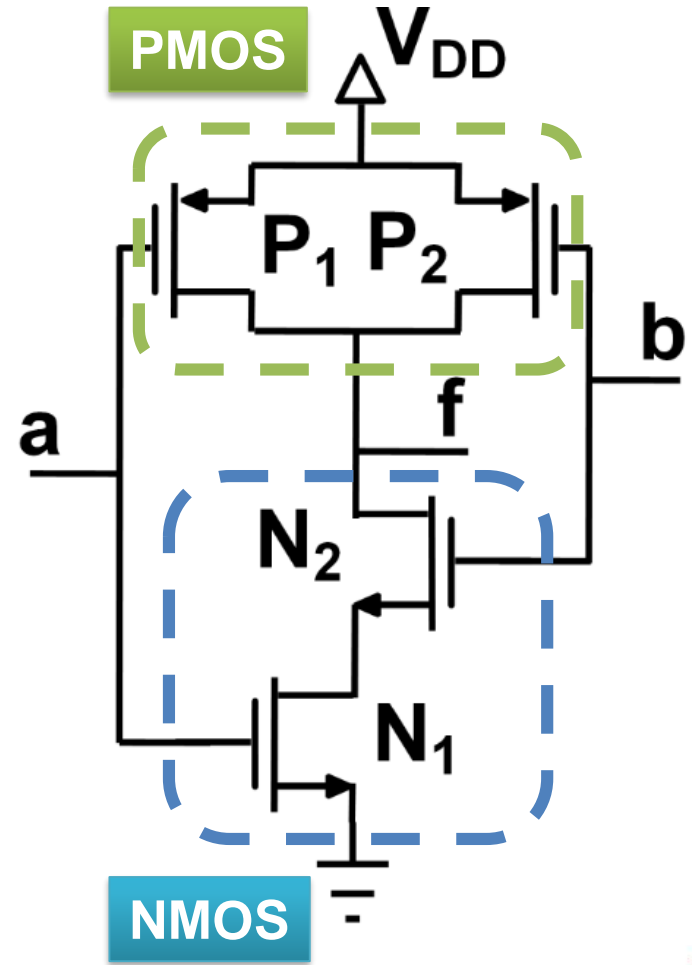
a	f
0	1
1	0

Puerta NOT

- f toma valor alto porque el PMOS conecta a V_{DD} para $a = 0$
- f toma valor bajo porque el NMOS conecta a tierra para $a = 1$

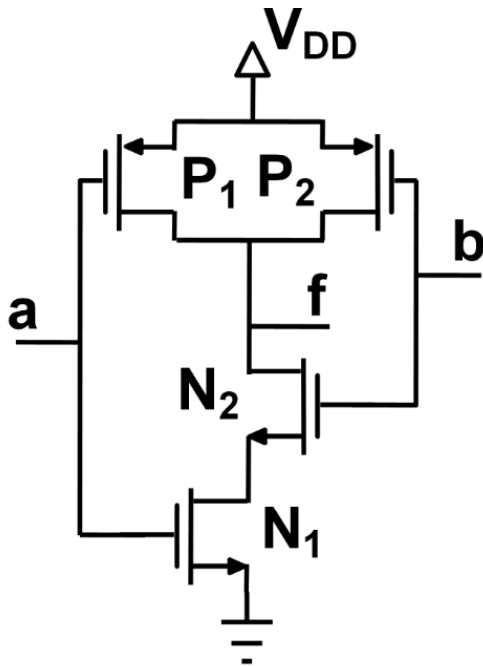
TECNOLOGÍA CMOS

- Transistores NMOS desde f a referencia, PMOS desde f a V_{CC}
- El mismo número de transistores NMOS y PMOS
- Los PMOS se interconectan de manera complementaria (serie-paralelo) a los NMOS
- Está garantizado que existe camino desde f a alimentación (V_{DD}) o a referencia (tierra), pero nunca a ninguno o a ambos



TECNOLOGÍA CMOS

➤ Aplicamos el modelo:



$a = 0$
 $b = 1$

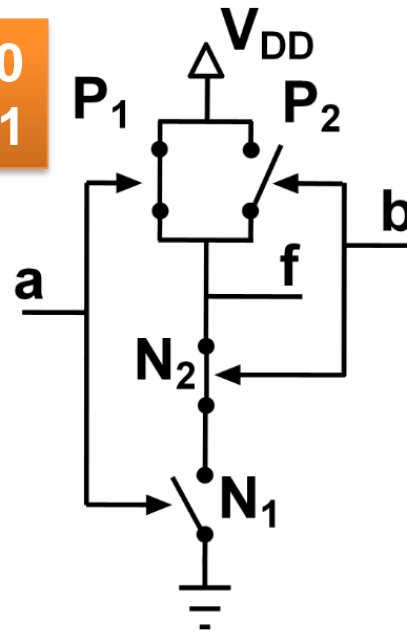


Tabla verdad

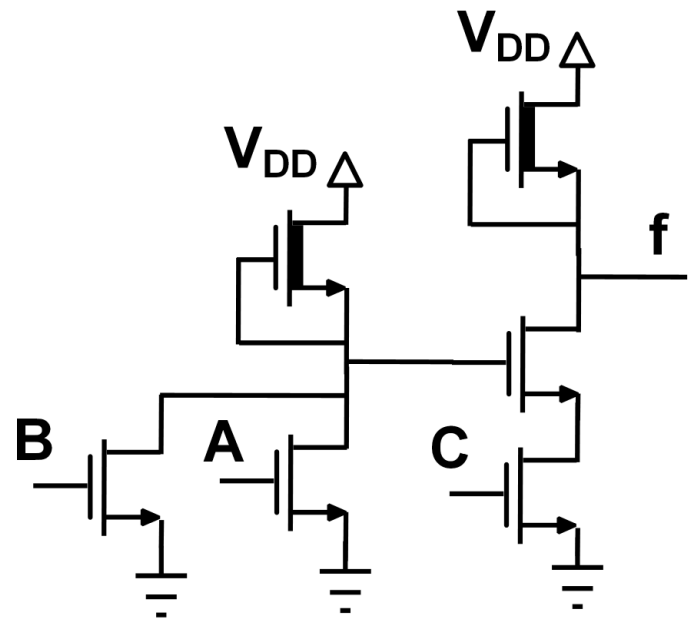
a	b	f
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Puerta NAND

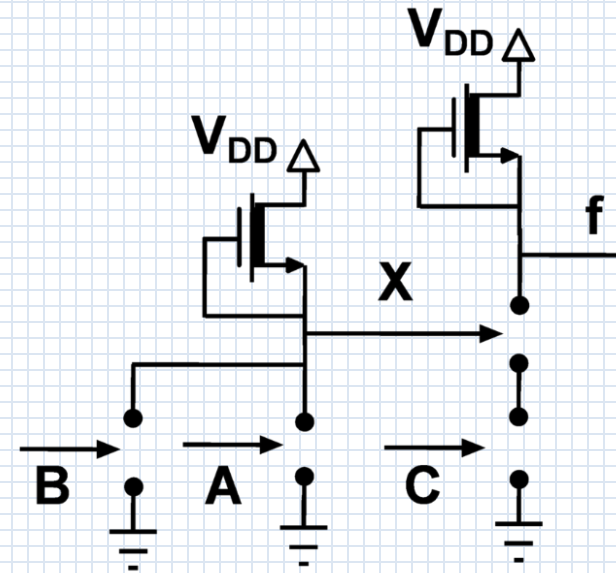
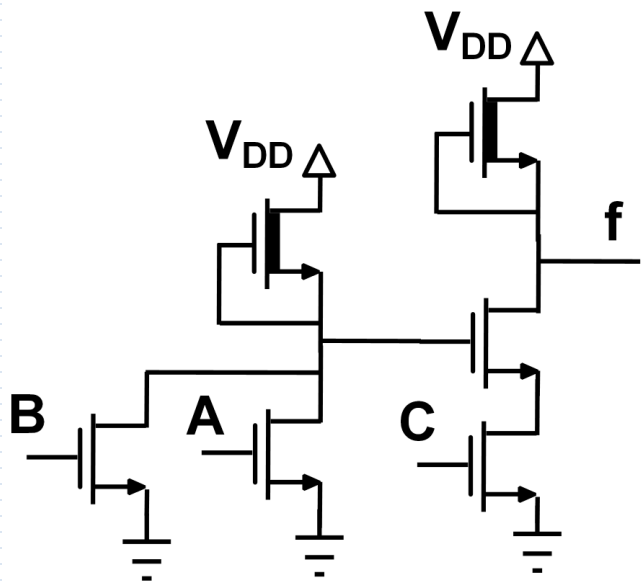
- Para $a = 0$ y $b = 1$, f toma valor alto porque P_1 conecta a V_{DD}
- Única opción de que f tome valor bajo, $a = b = 1$.

EJERCICIO 10

- ¿Qué valor toma la salida f para las siguientes combinaciones de entradas?
 - $A = 0, B = 1, C = 0$
 - $A = 0, B = 0, C = 1$
 - $A = 1, B = 1, C = 1$
- Transformar el circuito a tecnología CMOS



[Link simulador Falstad](#)



A	B	X	C	f
0	1		0	
0	0		1	
1	1		1	