

4 El transistor MOS

4.1 Introducción

En este capítulo estudiaremos un segundo transistor cuyo funcionamiento no se basa en uniones PN, como el BJT, sino que el movimiento de carga se produce exclusivamente por la existencia de campos eléctricos en el interior del dispositivo; los transistores de este tipo se conocen como de efecto campo, y los primeros estudios teóricos al respecto se remontan a Shockley en 1953, con la teoría del JFET.

Es a principios de los años sesenta, al producirse el relevo material del Ge al Si, y gracias al desarrollo de la tecnología planar, cuando D. Kahng y J. Atalla realizan el primer transistor de efecto campo MOS, también denominado MOSFET (siglas correspondientes a las palabras en inglés *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*).

El MOSFET es un dispositivo de cuatro terminales: el drenador (D, *drain*), la puerta (G, *gate*), el surtidor o fuente (S, *source*) y el sustrato (B, *bulk*). La corriente en el interior del dispositivo puede ser en forma de electrones o huecos, fluye desde la fuente hasta el drenador, y es controlada por la puerta. El terminal de sustrato se utiliza para fijar la tensión umbral del transistor, mediante la aplicación de una tensión constante.

Bajo el terminal de puerta existe una capa de óxido (SiO_2) que impide prácticamente el paso de corriente a su través; por lo que el control de puerta se establece en forma de tensión. La calidad y estabilidad con que es posible fabricar estas finas capas de óxido es la principal causa del éxito alcanzado con este transistor, siendo actualmente el dispositivo más utilizado. Además, este transistor ocupa menos volumen que el BJT, lo que permite una mayor densidad de integración.

Como hicimos con el transistor bipolar, comenzaremos este capítulo con la estructura básica del MOSFET, seguido de sus símbolos y modelos de funcionamiento, para terminar con aplicaciones básicas.

4.2 Objetivos

Los objetivos a cubrir en el cuarto capítulo, en sus distintos epígrafes, son el conocimiento de:

- La estructura del transistor MOS: descripción de la geometría y las diferentes capas que conforman el transistor, así como de su funcionamiento cualitativo.

- El modelo del transistor MOS: ecuaciones que describen el comportamiento en continua del transistor, en cada una de las regiones de funcionamiento.
- Las características I-V del MOSFET: descripción de las curvas características de transferencia y de drenador del MOSFET.
- Las desviaciones del modelo: modulación de la longitud del canal en un MOSFET real.
- El análisis de circuitos con MOSFETs en estática: resolución por los métodos gráfico y analítico de circuitos con transistores MOS en continua.
- El modelo dinámico en gran señal del MOSFET: modelado de las capacidades existentes entre los terminales del MOSFET, y de los diodos parásitos entre el sustrato y los contactos de fuente y drenador.
- El modelo en pequeña señal del MOSFET, así como sus parámetros en caso de frecuencias bajas.
- El funcionamiento de una etapa de amplificación: mediante un circuito ejemplo concreto se analiza una etapa de amplificación: punto de trabajo del transistor, impedancias de entrada y salida, ganancias en tensión/corriente/potencia.
- Los márgenes dinámicos: cálculo de los márgenes de corriente y tensión en un transistor MOS, para su correcta utilización en una etapa de amplificación.
- Otras aplicaciones del transistor MOS: el MOSFET como resistencia controlada por tensión, como interruptor, y como carga activa.

4.3 Estructura del transistor MOS

La Figura 4-1 muestra la estructura de dos transistores MOS, tipo N y P respectivamente. El dopaje del sustrato es opuesto al tipo de portador que origina la corriente. Así, para un transistor tipo N (electrones en conducción) el dopaje del sustrato es tipo P. Mientras que en el transistor tipo P (huecos en conducción) el dopaje es tipo N.

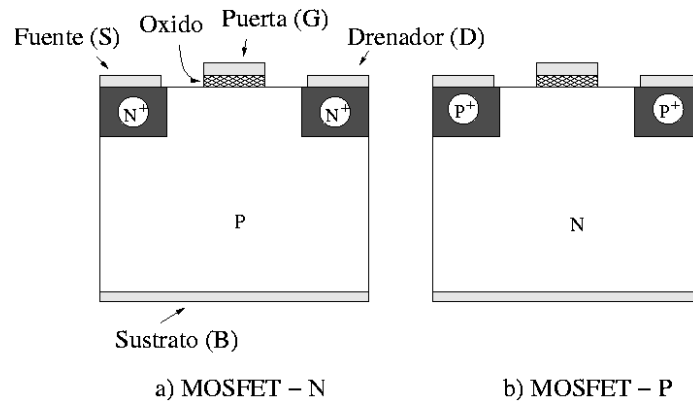


Figura 4-1: Estructura física de los transistores MOS N y P

Cuando se aplica una tensión positiva al terminal de puerta de un MOSFET tipo N, se crea un campo eléctrico bajo la capa de óxido que incide perpendicularmente sobre la superficie del semiconductor. Este campo atrae a los electrones hacia la superficie bajo el óxido, repeliendo los huecos hacia el sustrato. Si el campo eléctrico es muy intenso se logra crear en dicha superficie una región muy rica en electrones, denominada canal N, que permite el paso de corriente de la fuente al drenador; cuanto mayor sea la tensión de puerta mayor será el campo eléctrico y, por tanto, la carga en el canal. Una vez creado el canal, la corriente se origina aplicando una tensión en el drenador positiva respecto a la de la fuente.

En un MOSFET tipo P el funcionamiento es a la inversa, ya que los portadores son huecos (cargas positivas de valor el módulo de la carga del electrón). En este caso, para que exista conducción el campo eléctrico perpendicular a la superficie debe tener sentido opuesto al del MOSFET tipo N, por lo que la tensión aplicada ha de ser negativa. Ahora los huecos son atraídos hacia la superficie bajo el óxido, y los electrones repelidos hacia el sustrato. Si la superficie es muy rica en huecos se forma el canal P. Cuanto más negativa sea la tensión de puerta mayor puede ser la corriente (más huecos en el canal P), corriente que se establece al aplicar al terminal de drenador una tensión negativa respecto a la de la fuente. La corriente tiene sentido opuesto a la de un MOSFET tipo N.

A fin de facilitar la corriente a través de los terminales de fuente y drenador, bajo ellos se generan sendas regiones con dopaje elevado, del mismo tipo que los portadores del canal (regiones N^+ y P^+).

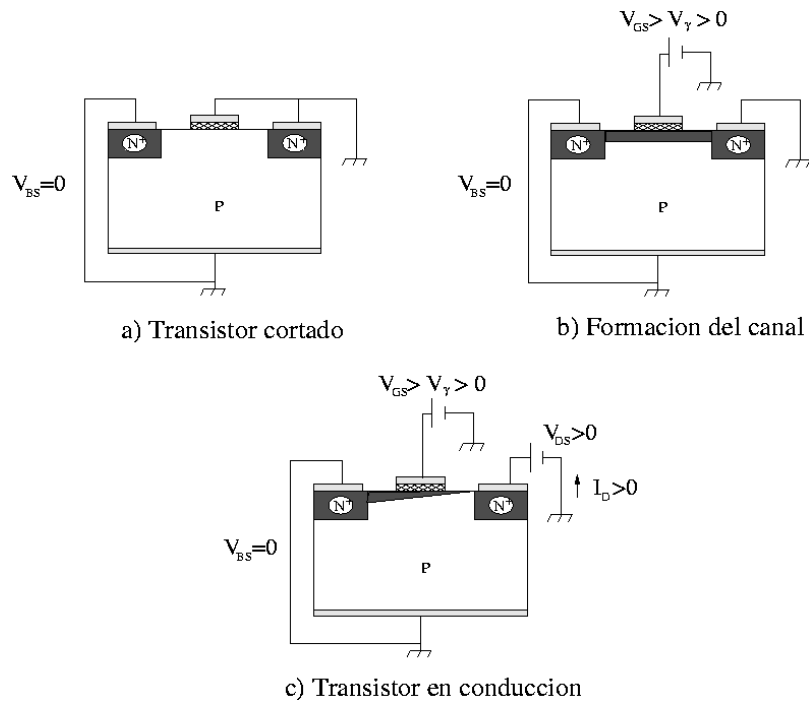


Figura 4-2: Funcionamiento de un MOSFET tipo N de enriquecimiento

Si con tensión de puerta nula no existe canal el transistor se denomina de acumulación; y de vaciamiento en caso contrario. Mientras que la tensión de puerta a partir de la cual se produce canal se conoce como tensión umbral, V_T . El terminal de sustrato sirve para controlar la tensión umbral del transistor, y normalmente su tensión es la misma que la de la fuente.

El transistor MOS es simétrico: los terminales de fuente y drenador son intercambiables entre sí. En el MOSFET tipo N el terminal de mayor tensión actúa de drenador (recoge los electrones), siendo el de menor tensión en el tipo P (recoge los huecos). A modo de resumen, la Figura 4-2 muestra el funcionamiento de un transistor MOS tipo N de enriquecimiento.

En la Figura 4-3 se representan los símbolos utilizados para los MOSFETs en los circuitos; también se indica el sentido de la corriente de drenador. Si los transistores son de vaciamiento se traza una línea gruesa bajo la puerta, que recuerda la existencia de canal en ausencia de tensión en dicho terminal.

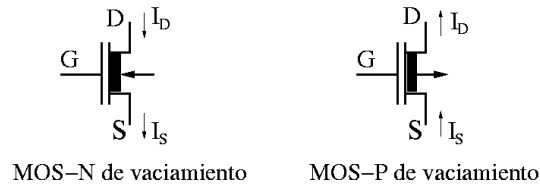
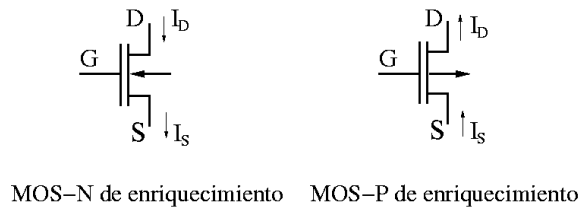


Figura 4-3: Símbolos de los MOSFET N y P, de acumulación y vaciamiento

La capa de óxido bajo la puerta impide que haya corriente a su través (esto es estrictamente cierto en continua y bajas frecuencias, situaciones que consideraremos). Así, la corriente en el terminal de fuente, I_S , coincide con la del drenador, I_D , por lo que basta con indicar una sola de ellas.

$$\begin{aligned} I_G &= 0 \\ I_D &= I_S \end{aligned} \quad (4.1)$$

4.4 Modelo del transistor MOS

A diferencia del BJT, en el que la corriente de base fijaba la curva característica de salida, el MOSFET es un dispositivo controlado por tensión. Al tener los MOSFETs cuatro terminales, se necesitan tres tensiones independientes para determinar su región de funcionamiento. Normalmente se eligen las tensiones en los terminales de puerta, drenador y sustrato, respecto a la tensión en el terminal de fuente; tensiones que se denotan como V_{GS} , V_{DS} y V_{BS} respectivamente.

En continua el transistor MOS de canal N se puede modelar como en la Figura 4-4. El modelo es independiente de si el transistor es de acumulación o vaciamiento, ya que la única diferencia radica en el signo de la tensión umbral.

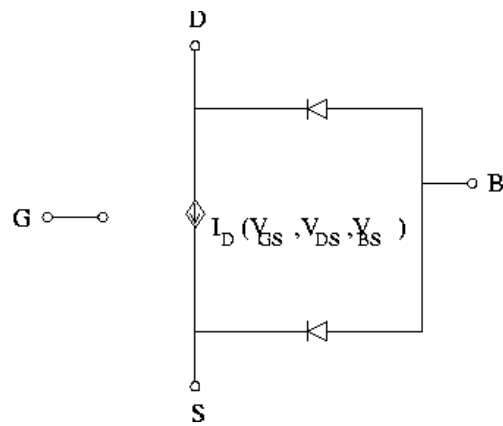


Figura 4-4: Modelo del transistor MOS de canal N

Como se observa en la estructura física del transistor (ver Figura 4-1a, existen dos uniones PN (diodos) entre el sustrato P y las regiones de contacto de fuente y drenador; diodos que quedan recogidos en el modelo, y deben estar polarizados en inversa para el correcto funcionamiento del transistor. Por otro lado, la corriente en el canal, I_D , viene modelada por una fuente de corriente dependiente de las tensiones, V_{GS} , V_{DS} y V_{BS} ; tensiones que establecen la región en la que opera el transistor. En los MOSFETs se distinguen tres regiones de funcionamiento:

- a) corte,
- b) lineal u óhmica,
- c) saturación.

Para el MOS de canal N sus expresiones para la corriente de drenador y las condiciones en los terminales son:

$$\begin{aligned}
 a) \quad & V_{GS} \leq V_T; V_{DS} > 0 \quad \rightarrow I_D = 0 \\
 b) \quad & V_{GS} > V_T; 0 < V_{DS} \leq V_{GS} - V_T \quad \rightarrow I_D = \frac{KW}{L} \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\
 c) \quad & V_{GS} > V_T; V_{DS} > V_{GS} - V_T \quad \rightarrow I_D = \frac{KW}{2L} (V_{GS} - V_T)^2
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

donde V_T es la tensión umbral, W y L la anchura y longitud del canal respectivamente, y K es el llamado parámetro de transconductancia, específico de cada transistor y cuyas dimensiones son $[K]=A \cdot V^{-2}$. Valores típicos de estos parámetros son: $V_T=1$ V, $W=2$ μ m, $L=1$ μ m y $K=0,3$ μ A \cdot V $^{-2}$.

El transistor MOS de canal P se modela igual que el de canal N, con la salvedad de que la corriente de la fuente dependiente, así como la orientación de los diodos asociados al sustrato, tienen sentidos opuestos. Entonces se cumple que,

$$\begin{aligned}
a) V_{GS} \geq V_T; V_{DS} < 0 & \rightarrow I_D = 0 \\
b) V_{GS} < V_T; 0 > V_{DS} \geq V_{GS} - V_T & \rightarrow I_D = \frac{KW}{L} \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \\
c) V_{GS} < V_T; V_{DS} < V_{GS} - V_T & \rightarrow I_D = \frac{KW}{2L} (V_{GS} - V_T)^2
\end{aligned} \quad (4.3)$$

donde los parámetros tienen el mismo significado que en el MOS de canal N. Nótese que las tensiones tienen signos opuestos; y ahora la corriente sale por el terminal de drenador.

La dependencia de la corriente de drenador con la tensión del sustrato se establece de forma implícita a través de la tensión umbral, V_T . En el caso de un MOSFET tipo N, V_T obedece la ecuación,

$$V_T = V_{TO} + \xi \cdot \left[\sqrt{-2\phi_B - V_{BS}} - \sqrt{-2\phi_B} \right] \quad (4.4)$$

donde V_{TO} es la tensión umbral si la fuente y el sustrato están cortocircuitados,

$$V_{BS} = 0 \Rightarrow V_T = V_{TO} \quad (4.5)$$

mientras que ξ y ϕ_B son parámetros que modelan la dependencia de V_T con las características del sustrato.

En la mayoría de las tecnologías los terminales de fuente y sustrato están cortocircuitados. Por ello en los circuitos normalmente no se indica el terminal de sustrato. Así, las variables independientes del transistor son V_{GS} y V_{DS} ($V_T = V_{TO}$); con la corriente de drenador como variable dependiente.

Por último, al resolver analíticamente un circuito empleando las ecuaciones del modelo del transistor, la dependencia cuadrática que existe entre la corriente y las tensiones proporciona dos soluciones; una de las cuales carece de sentido físico (normalmente se desprecia la que conlleva a que el transistor esté cortado, o la que queda fuera del rango de tensiones permisible).

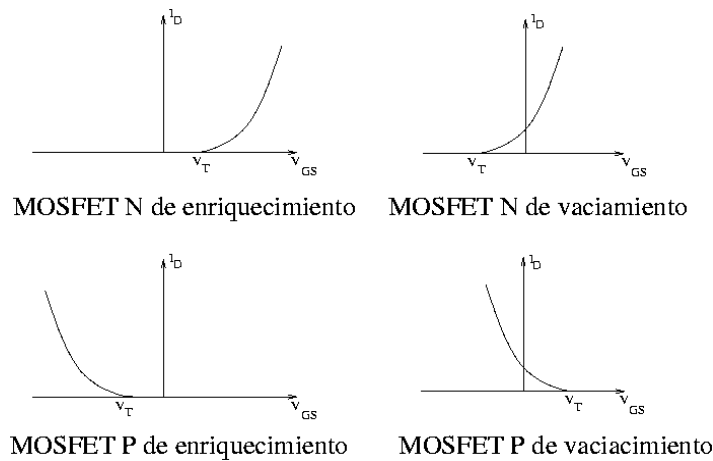


Figura 4-5: Curva de transferencia de los MOSFETs en la región de saturación

4.5 Características I-V del MOSFET

4.5.1 Característica de transferencia

En estas curvas se representa la corriente de drenador frente a la tensión de puerta, cuando el transistor opera en la región de saturación. En esta región (ecuaciones (4.2)-c y (4.3)-c) la corriente es independiente del voltaje de drenador; además, tiene un comportamiento parabólico con el voltaje de puerta, siempre que éste sobrepase la tensión umbral.

La Figura 4-5 muestra las curvas de transferencia posibles, dependiendo del tipo de MOSFET. En los transistores de enriquecimiento no existe canal en ausencia de tensión en la puerta, por lo que la corriente es nula si $V_{GS} = 0$. Mientras que en los de vaciamiento es necesario aplicar una tensión de puerta para eliminar el canal. Por otro lado, en los MOSFETs tipo N la corriente aumenta con la tensión de puerta; en los tipo P esto ocurre cuanto menor es el voltaje.

Cada una de las curvas mostradas representa sólo la “mitad” de la parábola del modelo. La parábola completa carece de sentido físico, ya que para tensiones de puerta “más allá” de la tensión umbral el transistor se halla cortado.

A partir de ahora (salvo que se indique lo contrario) nos referiremos exclusivamente al MOSFET tipo N. Los resultados son extrapolables a MOSFETs tipo P; basta con cambiar el signo de las tensiones y el sentido de las corrientes.

4.5.2 Característica de drenador

La Figura 4-6 muestra las curvas características de drenador en un MOS de canal N. Para cada tensión de puerta, V_{GS} , hay una curva característica que muestra la dependencia de la corriente de

drenador, I_D , con el voltaje entre drenador y fuente, V_{DS} . Debido a la simetría de los transistores las curvas también son posibles en el tercer cuadrante; aunque con el convenio adoptado de signos para las tensiones y del sentido para la corriente, el MOS tipo N opera exclusivamente en el primero (el tipo P opera en el segundo).

Nos referiremos, por tanto, a las curvas del primer cuadrante. Sabemos que si la tensión de puerta es inferior al valor umbral, el transistor está cortado; luego el eje de abscisas representa la región de corte. Para tensiones de puerta superiores la corriente crece.

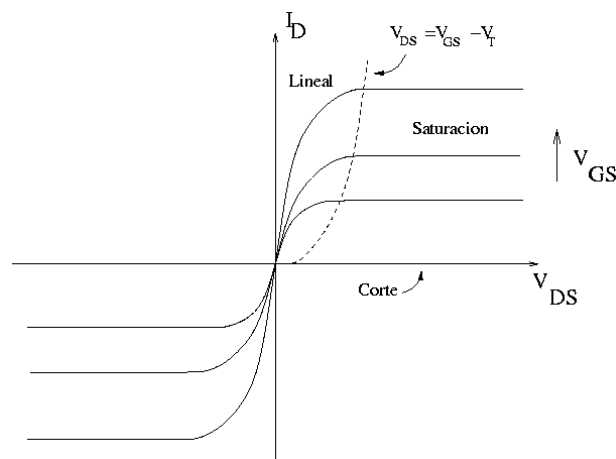


Figura 4-6: Curvas características de drenador en un MOSFET tipo N

Cuando la tensión de drenador es elevada el transistor funciona en la región de saturación. En esta región las curvas son rectas paralelas al eje de abscisas, ya que la corriente sólo depende del voltaje de puerta (ecuación (4.2)-c).

Mientras que para tensiones de drenador pequeñas el transistor opera en la región lineal; apreciándose entonces el comportamiento parabólico de la corriente con la tensión de drenador (ecuación (4.2)-b). De nuevo se ha pintado sólo la mitad de la rama parabólica, ya que la otra carece de sentido físico.

La transición entre las regiones lineal y de saturación se produce cuando la tensión de drenador vale (se cumplen simultáneamente las condiciones (4.2)-b y (4.2)-c)

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \quad (4.6)$$

valor que depende de la tensión aplicada a la puerta. Sustituyendo esta expresión en (4.2)-c, se obtiene para la corriente de drenador:

$$I_D = \frac{KW}{2L} \cdot V_{DS}^2 \quad (4.7)$$

Esta curva se incluye mediante una línea a trazos en la Figura 4-6. Obsérvese que para cada tensión de puerta, el máximo de la parábola en la región lineal coincide con el valor constante de la región de saturación.

4.6 Desviaciones del modelo

El modelo recogido en las ecuaciones (4.2) y (4.3) no coincide exactamente con las curvas experimentales de los MOSFETs. En realidad, cuando el transistor opera en la región de saturación, la corriente de drenador no es independiente del voltaje entre el drenador y la fuente: a medida que aumenta V_{DS} la corriente crece ligeramente. Este efecto se denomina modulación de la longitud del canal, y su explicación física queda fuera de los objetivos de la asignatura.

En la Figura 4-7 se representa este efecto.

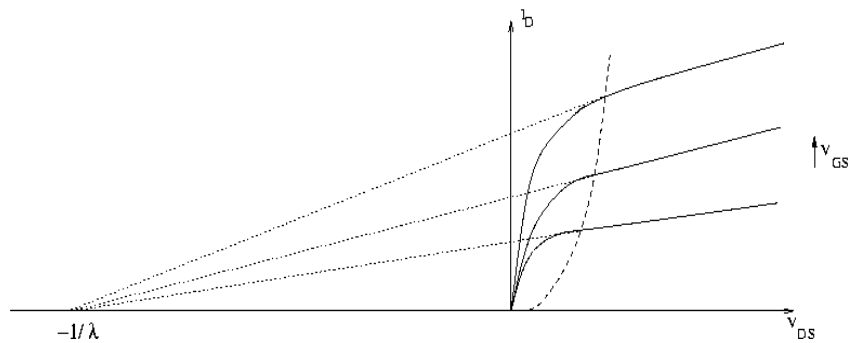


Figura 4-7: Efecto de la modulación de la longitud del canal

La magnitud λ se denomina parámetro de modulación de la longitud del canal (nótese la similitud con el efecto Early del BJT). Para tener en cuenta esta discrepancia con el modelo ideal, basta con multiplicar las ecuaciones (4.2) y (4.3) por el factor $(1 + \lambda \cdot V_{DS})$. En el caso de un MOS tipo N las expresiones para las tres regiones, a) corte, b) lineal u óhmica, y c) saturación, quedan entonces,

$$a) I_D = 0$$

$$b) I_D = \frac{KW}{L} \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \quad (4.8)$$

$$c) I_D = \frac{KW}{2L} (V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})$$

donde las condiciones para cada región son las mismas que en el modelo ideal (4.2).

4.7 Análisis de circuitos con MOSFETs en estática

La resolución de circuitos que contengan transistores MOS se efectúa de manera análoga a como vimos con el transistor bipolar. Es decir, utilizando las leyes de Kirchoff, junto a las ecuaciones constitutivas del transistor (modelo) y del resto de los elementos.

El circuito se puede resolver por el método gráfico, si se dispone de las curvas características del transistor, o analítico. En este último caso, de nuevo se ha de suponer que el transistor opera en una determinada región; con la ecuación de la corriente de drenador correspondiente se resuelve el sistema de ecuaciones del circuito; tras su resolución, se comprueba la validez de la región de hipótesis de partida.

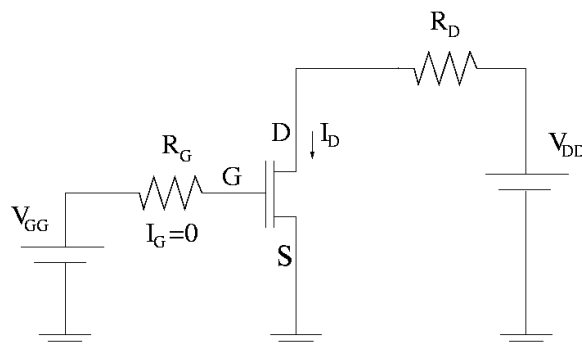


Figura 4-8: Circuito con transistor MOS

A modo de ejemplo resolveremos el circuito inversor con resistencia de carga (Figura 4-8) por ambos métodos; donde los parámetros del transistor son

$$V_T = 0,8 V, W/L = 3, K = 25 \cdot 10^{-6} A \cdot V^{-2}$$

con

$$V_{DD} = 6 V, V_{GG} = 4 V, R_G = 1 K\Omega \text{ y } R_D = 15 K\Omega$$

El terminal de sustrato no se ha dibujado, por lo que se supone cortocircuitado con el de la fuente, y el transistor es un MOS tipo N (mientras no se indique lo contrario).

\layout Subsection

4.7.1 Método analítico

Hemos de resolver el sistema de ecuaciones derivado del análisis de las mallas de entrada y salida, y la ecuación constitutiva del transistor.

Malla de entrada

Es la formada por V_{GG} , R_G y la tensión entre la puerta y la fuente, V_{GS} . La ley de Kirchoff de las tensiones nos permite escribir

$$V_{GS} = I_G \cdot R_G + V_{GS} \quad (4.9)$$

Sabemos que la corriente a través de la puerta de un MOSFET es nula en continua y bajas frecuencias; por tanto, no existe caída de tensión en la resistencia R_G ², y la tensión entre la puerta y la fuente es igual a V_{GG} .

$$V_{GS} = V_{GG} = 4 \text{ V} \quad (4.10)$$

Malla de salida

Es la constituida por V_{DD} , R_D y la tensión entre el drenador y la fuente, V_{DS} . Teniendo en cuenta la ley de Kirchoff de las tensiones

$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + V_{DS} \quad (4.11)$$

Esta ecuación se conoce como la recta de carga del circuito en continua; sustituyendo valores se llega a la siguiente relación entre I_D y V_{DS} ,

$$6 = I_D \cdot 15000 + V_{DS} \quad (4.12)$$

Ecuación constitutiva

Hemos de suponer una región de operación para el transistor. Al ser V_{GS} mayor que la tensión umbral del transistor, éste está en conducción; operando en la región lineal o de saturación.

$$V_{GS} = 4 \text{ V} > V_T = 0,8 \text{ V} \Rightarrow \text{Transistore en conducción}$$

Para operar en la región de saturación la tensión entre el drenador y la fuente debe cumplir (4.2)

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T = 4 - 0,8 = 3,2 \text{ V} \quad (4.13)$$

² En la práctica V_{GG} y R_G forman el equivalente Thevenin del circuito de polarización “visto” desde la puerta; circuito que condiciona V_{GS} . En la sección dedicada a la amplificación lo estudiaremos con más detalle.

Al ser la fuente de alimentación $V_{DD}=5\text{ V}$, es posible que esta condición se cumpla. Supongamos pues que el transistor opera en saturación. Como no conocemos el parámetro de modulación de la longitud del canal, la corriente de drenador viene dada por (4.2)-c

$$I_D = \frac{KW}{2L} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \quad (4.14)$$

sustituyendo valores

$$I_D = \frac{25 \cdot 10^6}{2} \cdot 3 \cdot (4 - 0,8)^2 = 0,38\text{ mA}$$

Una vez conocida la corriente de drenador, la tensión V_{DS} se calcula a partir de la recta de carga (4.12)

$$V_{DS} = 6 - I_D \cdot 15000 = 6 - 0,38 \cdot 10^{-3} \cdot 15000 = 0,3\text{ V}$$

Con lo que la hipótesis de saturación (4.13) no se cumple.

Supongamos ahora que el transistor opera en régimen lineal. La condición y ecuación correspondientes (4.2)-b son

$$0 < V_{DS} < V_{GS} - V_T \Rightarrow 0 < V_{DS} < 3,2$$

$$I_D = \frac{KW}{L} \cdot \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] = 75 \cdot 10^{-6} \cdot \left(3,2 \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right) \quad (4.15)$$

Sustituyendo la corriente en (4.12), resulta:

$$V_{DS} = 6 - I_D \cdot 15000 = 1,125 \cdot \left(3,2 \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$$

y operando se llega a la siguiente ecuación de segundo grado

$$V_{DS}^2 - 8,17 \cdot V_{DS} + 10,66 = 0$$

cuyas soluciones son

$$V_{DS} = \begin{cases} 1,63\text{ V} \\ 6,54\text{ V} \end{cases}$$

La solución 6,54 V carece de sentido, ya que la máxima tensión aplicada al circuito son 6 V. Por tanto $V_{DS}=1.63\text{ V}$, y se cumple la hipótesis de región lineal (4.15).

4.7.2 Método Gráfico

La solución se obtiene representando en un mismo sistema de referencia las curvas características de drenador, aportadas por el fabricante, y la recta de carga en continua (4.11); el resultado se muestra en la Figura 4-9.

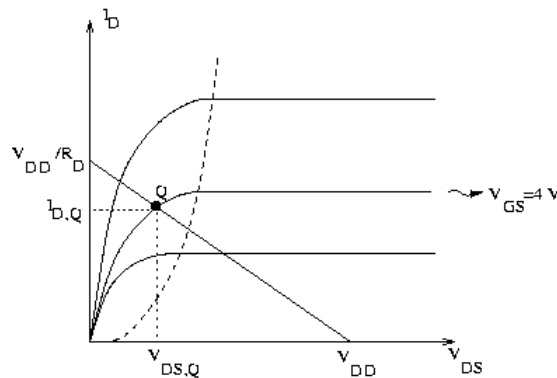


Figura 4-9: Solución del circuito por el método gráfico

La recta de carga corta al eje de abscisas en $V_{DD} = 6 \text{ V}$, y al de ordenadas en $V_{DD}/R_D = 0.4 \text{ mA}$. La solución se obtiene entonces como el punto de intersección entre la recta de carga y la curva característica del transistor, correspondiente a la tensión de puerta $V_{GS} = 4 \text{ V}$ de nuestro circuito (Figura 4-8).

Al igual que en el BJT, con el subíndice Q se indica que las magnitudes son solución del circuito en régimen continuo: definen el punto de operación del transistor, conocido como punto Q o punto de operación del transistor.

La localización del punto Q indica que el transistor opera en la región lineal. Su proyección sobre los ejes, $V_{DS,Q}$ e $I_{D,Q}$, han de coincidir con los valores obtenidos por el método analítico: $1,63 \text{ V}$ y 0.15 mA respectivamente.

4.8 Modelo dinámico en gran señal del MOSFET

Hasta ahora sólo hemos analizado el funcionamiento del transistor MOS en continua. Cuando las señales varían en el tiempo hemos de tener en cuenta las corrientes de fuga que se producen en el dispositivo. Ya sabemos que estas corrientes se incorporan al modelo mediante capacitores, cuyas capacidades asociadas dependen de las tensiones aplicadas a los terminales del transistor.

Por un lado hay que añadir la capacidad asociada a los diodos, entre el sustrato y las regiones de contacto de fuente y drenador, C_{BS} y C_{BD} (ver Figura 4-4). Estas capacidades vienen dadas por (ver capítulo 2):

$$C_{BD} = \tau_t \frac{I_S}{\eta V_t} e^{\frac{V_{BD}}{\eta V_t}} + \frac{C_{jo}}{\left(1 - \frac{V_{BD}}{V_t}\right)} \quad (4.16)$$

$$C_{BS} = \tau_t \frac{I_S}{\eta V_t} e^{\frac{V_{BS}}{\eta V_t}} + \frac{C_{jo}}{\left(1 - \frac{V_{BS}}{V_t}\right)}$$

valores que difieren tan sólo en las tensiones aplicadas a los terminales debido a la simetría del transistor.

También se producen efectos capacitivos debidos a la capa de óxido, desde el terminal de puerta hacia el resto de los terminales; estas capacidades las llamaremos C_{GD} , C_{GB} y C_{GS} respectivamente, y se modelan como la suma de dos términos:

$$C_{GS} = C_{GS,b} + C_{ox} \cdot p_1$$

$$C_{GD} = C_{GD,b} + C_{ox} \cdot p_2 \quad (4.17)$$

$$C_{GB} = C_{GB,b} + C_{ox} \cdot p_3$$

siendo la capacidad de puerta asociada a un condensador plano:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \cdot W \cdot L \quad (4.18)$$

donde ϵ_{ox} y t_{ox} son la constante dieléctrica y el espesor del óxido; W y L la anchura y longitud de puerta del transistor respectivamente.

Las capacidades $C_{GS,b}$, $C_{GD,b}$ y $C_{GB,b}$ tienen en cuenta los efectos capacitivos de los bordes de la puerta, y dependen exclusivamente de la geometría de cada transistor. Mientras que los factores de peso p_1 , p_2 y p_3 modelan la contribución de C_{ox} a la capacidad total, dependiendo de la región de funcionamiento; sus valores se pueden aproximar a los indicados en la tabla 4.1.

	Corte	Lineal	Saturación
p_1	0	0,5	0,7

P_2	0	0,5	0
P_3	0,7	0	0

Tabla 4.1: Factores capacitivos en las diferentes regiones de operación

Teniendo en cuenta todos los efectos capacitivos, el modelo en gran señal correspondiente a un MOSFET tipo N se representa en la Figura 4-10. Si las señales varían lentamente en el tiempo, las corrientes a través de las capacidades son mucho menores que la de la fuente dependiente, $I_D(V_{GS}, V_{DS}, V_{BS})$; en este caso los condensadores se pueden suponer circuitos abiertos.

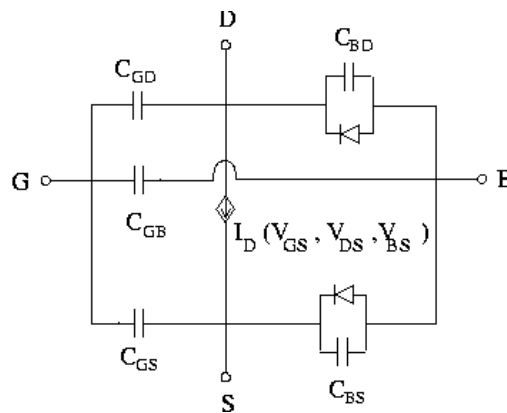


Figura 4-10: Modelo dinámico en gran señal del MOSFET tipo N

4.9 Circuito incremental

Consideremos en el circuito inversor una fuente de señal variable en el tiempo, $v_s(t)$, superpuesta a la fuente de polarización a la entrada del transistor (V_{GG} de la Figura 4-8). El circuito resultante se representa en la Figura 4-11.

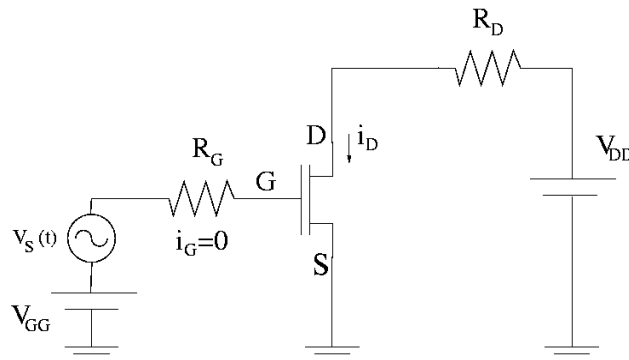


Figura 4-11: Circuito con transistor MOS excitado por una fuente de señal

Las ecuaciones de las mallas de entrada y salida ahora son

$$\begin{aligned} i_G = 0 &\Rightarrow V_{GG} + v_s = v_{GS} \\ V_{DD} &= i_D \cdot R_D + v_{DS} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Las corrientes y tensiones del circuito ahora pueden variar en el tiempo. Como se hizo con el BJT, desglosamos cada variable en una parte continua, correspondiente al punto Q de operación del circuito cuando no existe la señal, y otra parte temporal debida a $v_s(t)$, que se denota con Δ . Así,

$$\begin{aligned} v_{GS} &= V_{GSQ} + \Delta v_{GS} \\ i_D &= I_{DQ} + \Delta i_D \\ v_{DS} &= V_{DSQ} + \Delta v_{DS} \end{aligned} \quad (4.20)$$

donde no se considera la corriente de puerta, ya que siempre la supondremos nula. Los incrementos representan, por tanto, las variaciones de las magnitudes respecto a su valor en continua.

Vimos que en continua se cumple (ecuaciones (4.10) y (4.11)),

$$\begin{aligned} V_{GG} &= V_{GSQ} \\ V_{DD} &= I_{DQ} \cdot R_D + V_{DSQ} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Sustituyendo (4.20) en (4.19), y teniendo en cuenta (4.21), se llega a las ecuaciones que describen el circuito incremental:

$$\begin{aligned} v_s &= \Delta v_{GS} \\ 0 &= \Delta i_D \cdot R_D + \Delta v_{DS} \end{aligned} \quad (4.22)$$

cuyo esquemático se representa en la Figura 4-12 (nótese que el circuito incremental también se deduce del original, anulando las fuentes independientes constantes). La caja representa el circuito incremental correspondiente al transistor; para obtenerlo habremos de suponer pequeña señal.

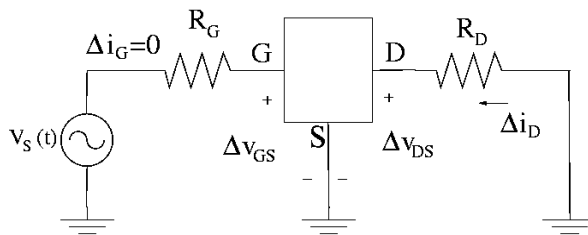


Figura 4-12: Versión incremental del circuito de la figura 4.11

4.9.1 Modelo en pequeña señal del MOSFET tipo N

El circuito incremental del MOSFET se obtiene mediante el desarrollo en serie de Taylor del modelo en gran señal, en torno al punto Q de trabajo.

Partamos pues del modelo en gran señal de la Figura 4-10. En general, la corriente de la fuente dependiente varía con las tensiones aplicadas a los terminales. Esta corriente es una función del tipo

$$i_D = f(v_{GS}, v_{DS}, v_{BS}) \quad (4.23)$$

que desarrollando en serie de Taylor en torno al punto Q, da lugar a la expresión (ver capítulo anterior)

$$i_D = I_{DQ} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q \cdot (v_{GS} - V_{GSQ}) + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q \cdot (v_{DS} - V_{DSQ}) + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right|_Q \cdot (v_{BS} - V_{BSQ}) + \dots \quad (4.24)$$

Si se desprecian los términos de orden superior, representados como puntos suspensivos, es posible conseguir un modelo lineal del transistor. Esto ocurre cuando las variaciones de las tensiones y corrientes, respecto a sus valores en el punto Q de continua, son muy pequeñas. Así pues, incluyendo la notación incremental, el modelo en pequeña señal para los MOSFETs obedece la expresión

$$\Delta i_D \approx \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q \cdot \Delta v_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q \cdot \Delta v_{DS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right|_Q \cdot \Delta v_{BS} \quad (4.25)$$

Definiendo los parámetros de pequeña señal

$$\begin{aligned} g_m &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q \\ \frac{1}{r_{ds}} &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right|_Q \\ g_{mb} &= \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right|_Q \end{aligned} \quad (4.26)$$

se llega a que

$$\Delta i_D = g_m \cdot \Delta v_{GS} + \frac{1}{r_{ds}} \cdot \Delta v_{DS} + g_{mb} \cdot \Delta v_{BS} \quad (4.27)$$

Con respecto a las capacidades del modelo, C_{GS} , C_{GD} , C_{GB} , C_{BD} y C_{BS} , al considerar pequeña señal, éstas se aproximan por sus valores en continua. Por tanto,

$$\begin{aligned} C_{GS} &\approx C_{GSQ}; C_{GD} \approx C_{GDQ}; C_{GB} \approx C_{GBQ} \\ C_{BD} &\approx C_{BDQ}; C_{BS} \approx C_{BSQ} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Finalmente, para que la mayor parte de la corriente en el interior del transistor fluya en el canal bajo la puerta, los diodos de la región de sustrato deben estar polarizados en inversa; éstos se comportan prácticamente como circuitos abiertos, y sus capacidades asociadas se aproximan por los valores en continua.

Así, el circuito incremental en pequeña señal del transistor MOS es el mostrado en la Figura 4-13.

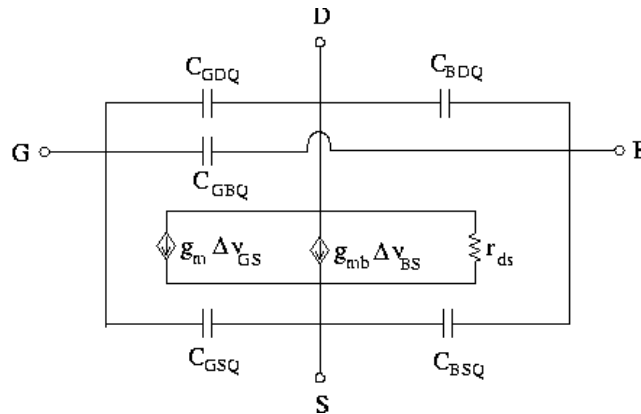


Figura 4-13: Modelo en pequeña señal del MOSFET

4.9.2 Modelo en pequeña señal a frecuencias bajas en la región de saturación

Cuando la frecuencia de la señal variable en el tiempo es suficientemente baja se pueden despreciar los efectos capacitivos del transistor; éstos se comportan como circuitos abiertos. Entonces la corriente de drenador se debe exclusivamente a la fuente dependiente, y el circuito incremental del MOSFET es el mostrado en la Figura 4-14. Tan sólo resta por conocer los valores de los parámetros en pequeña señal g_m , g_{mb} y r_{ds} .

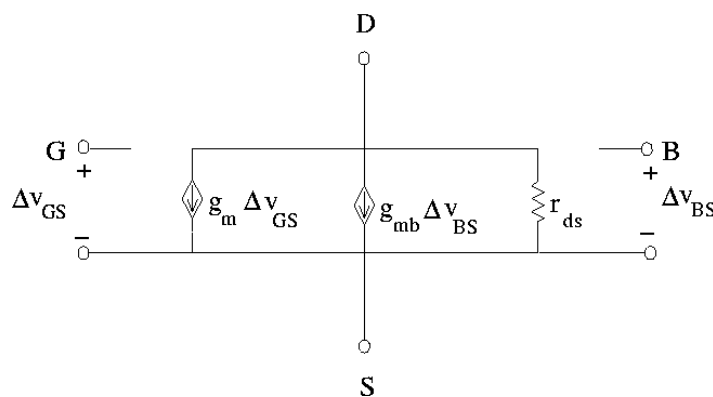


Figura 4-14: Modelo en pequeña señal para bajas frecuencias

Los MOSFETs son capaces de amplificar señales cuando operan en la región de saturación (siguiente sección); por lo que esta región es la de principal interés en electrónica analógica. La

corriente de drenador a desarrollar en serie de Taylor es la de saturación. Si además tenemos en cuenta el efecto de la modulación del canal, se debe emplear la corriente dada por (4.8)-c.

Los parámetros en pequeña señal se obtienen al evaluar las derivadas de la corriente de saturación en el punto Q. Estos son:

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

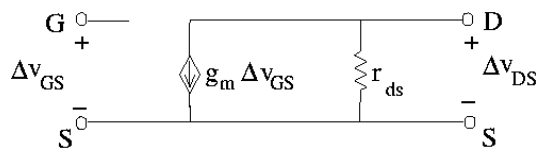
$$g_{mb} = \frac{\xi}{2\sqrt{-2\phi_B - V_{BSQ}}} \cdot g_m \quad (4.29)$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$$

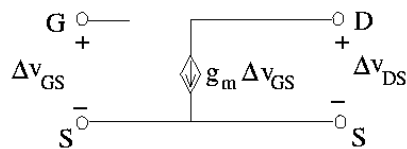
Normalmente los terminales de sustrato y fuente se hayan cortocircuitados ($V_{BS} = 0$). Al no existir variación de tensión entre ellos, la fuente de corriente de valor $g_m \cdot \Delta v_{BS}$ se anula.

$$v_{BS} = 0 \Rightarrow \Delta v_{BS} = 0 \Rightarrow g_m \cdot \Delta v_{BS} = 0$$

La resistencia r_{ds} refleja el efecto de la modulación de la longitud del canal. Caso de no tenerse en cuenta este efecto ($\lambda = 0$), o que entre el drenador y la fuente exista otra resistencia en paralelo mucho más pequeña, r_{ds} se podrá despreciar en el circuito incremental, simplificándose éste aún más. En la Figura 4-15 se muestran los dos modelos a emplear del transistor MOS en pequeña señal y bajas frecuencias, cuando el sustrato y la fuente se hayan cortocircuitados.



a) Con modulación de la longitud del canal



b) Sin modulación de la longitud del canal

Figura 4-15: Modelos simplificados del transistor MOS en pequeña señal con el sustrato y la fuente cortocircuitados

4.10 Amplificación

De forma análoga al BJT, el MOSFET puede ser utilizado para amplificar una señal, ya sea en voltaje, corriente o potencia. La metodología es la misma que la empleada con el transistor bipolar: mediante una red de polarización se consigue que el transistor opere en la región apropiada para amplificar (punto Q de continua o punto de trabajo del transistor), y posteriormente se añade a la entrada del circuito una pequeña señal variable en el tiempo, que será la señal a amplificar.

En cuanto al funcionamiento del transistor existen algunas diferencias básicas respecto al BJT. Primeramente, hemos visto que a frecuencias bajas la corriente a través del terminal de puerta es despreciable; con lo que la corriente que fluye por los terminales de fuente y drenador coincide. Sin embargo esto simplifica el cálculo del punto Q sólo en parte, ya que en los MOSFETs las ecuaciones de la corriente son cuadráticas, obteniéndose dos soluciones; una de ellas se descarta por absurda.

Por otro lado, la región apropiada para que el transistor amplifique es distinta: el BJT opera en zona activa directa; la distorsión se produce cuando el transistor funciona en las regiones de corte o saturación. Sin embargo, el MOSFET es capaz de amplificar sólo si opera en la región de saturación; ahora la distorsión ocurrirá cuando el transistor se corta o trabaja en la región lineal.

En el apartado anterior vimos que cuando el MOSFET opera en saturación, con pequeñas señales y bajas frecuencias, tiene un comportamiento lineal; y se dedujeron diversos modelos posibles del transistor para el análisis de circuitos.

A continuación estudiaremos una etapa de amplificación empleando un transistor MOS, donde quedarán reflejadas las similitudes y diferencias con el BJT. Aunque el estudio lo hacemos para un circuito en particular, el método empleado, así como las magnitudes de interés que se calculan son generalizables a cualquier circuito de amplificación en pequeña señal con transistores MOS.

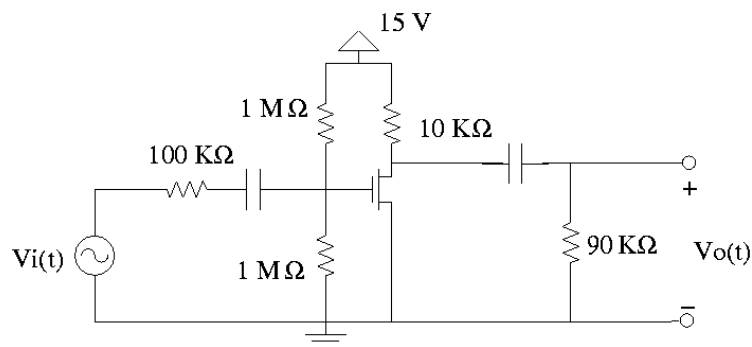


Figura 4-16: Circuito de amplificación con transistor MOS

El ejemplo considerado se representa en la Figura 4-16, donde los parámetros del transistor son:

$$V_T = 1\text{ V}, W/L = 1, K = 20 \cdot 10^{-6} \text{ A} \cdot \text{V}^{-2}, \lambda = 0,01 \text{ V}^{-1}$$

4.10.1 Análisis en continua

Primero hemos de hacer el análisis en continua, pues los parámetros del modelo en pequeña señal del transistor dependen del punto de trabajo Q. En continua los condensadores actúan como circuitos abiertos; sirven para aislar la etapa de polarización del MOSFET del resto del circuito, y transmitir exclusivamente la señal variable en el tiempo. La etapa de polarización resultante se muestra en la Figura 4-17.

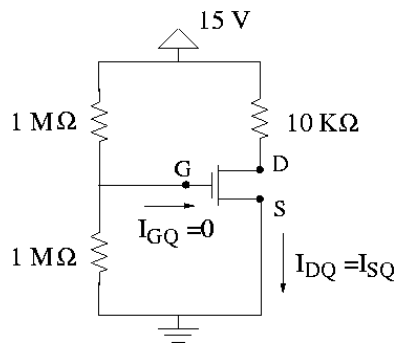


Figura 4-17: Circuito de polarización

Como ocurre con el BJT, la solución se puede calcular por el método gráfico o analítico. Empleemos el analítico:

En la malla de entrada la corriente de puerta es nula, con lo que la tensión en la puerta vale (divisor de tensión)

$$V_{GQ} = 15 \cdot \frac{10^6}{10^6 + 10^6} = 7,5 \text{ V}$$

Al estar el terminal de fuente cortocircuitado a tierra,

$$V_{GSQ} = V_{GQ} = 7,5 \text{ V} > 1 \text{ V} \rightarrow \text{conduce}$$

La tensión entre la puerta y la fuente es superior a la tensión umbral; por tanto el transistor conduce, bien en la región lineal o en la de saturación. Sabemos que para que el MOSFET amplifique debe operar en la región de saturación; supongámoslo así. Como conocemos el parámetro de modulación de la longitud del canal, λ , podemos utilizar para la corriente de saturación la expresión (4.8)-c³:

³ En caso de no conocer λ , se procedería de forma análoga con la corriente de saturación (4.2)-c

$$I_{DQ} = \frac{KW}{2L} \cdot (V_{GSQ} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DSQ})$$

sustituyendo valores,

$$I_{DQ} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{2} \cdot 1 \cdot (7,5 - 1)^2 \cdot (1 + 0,01 \cdot V_{DSQ}) = 0,42 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,01 \cdot V_{DSQ}) \quad (4.30)$$

A partir de la malla de salida se obtiene la recta de carga en continua del transistor:

$$15 = I_{DQ} \cdot 10^4 + V_{DSQ} \quad (4.31)$$

Resolviendo (4.30) y (4.31) se llega a que el punto Q viene dado por,

$$V_{DSQ} = 10,4 \text{ V}; I_{DQ} = 0,46 \text{ mA}$$

Por último, no hay que olvidar comprobar que el transistor opera realmente en la región de saturación (condición (4.2)-c):

$$V_{DSQ} = 10,4 \text{ V} > V_{GSQ} - V_T = 7,5 - 1 = 6,5 \text{ V} \Rightarrow \text{región de saturación}$$

4.10.2 Parámetros del transistor en pequeña señal

Una vez conocido el punto Q de continua, podemos determinar los parámetros del MOSFET en pequeña señal, necesarios para el análisis temporal. En primer lugar hemos de elegir el modelo en pequeña señal del transistor, que emplearemos en el circuito incremental. Al no indicar el terminal de sustrato en el circuito (Figura 4-16), éste se supone cortocircuitado con la fuente. Además, al conocer λ , podemos utilizar el modelo simplificado que considera la modulación de la longitud del canal (Figura 4-15a). Para este modelo los parámetros en pequeña señal son:

$$g_m = \sqrt{2K \frac{W}{L} I_{DQ}} = 1,29 \cdot 10^{-4} \text{ S}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = 238 \text{ k}\Omega$$

4.10.3 Circuito incremental

Una vez determinado el modelo en pequeña señal del transistor, estamos en disposición de representar el circuito incremental de la etapa de amplificación: basta con anular la fuente de tensión independiente (cortocircuito), suponer que a la frecuencia de operación las capacidades de desacoplo son suficientemente grandes para considerarlas cortocircuitos, sustituir el transistor por

su modelo en pequeña señal (Figura 4-15a), y usar la notación incremental. El circuito resultante es el representado en la Figura 4-18a); donde por simplificar se incluye otro circuito, Figura 4-18b), en el que las resistencias de $1\text{ M}\Omega$ se han asociado en paralelo, así como las de $10\text{ k}\Omega$ y $90\text{ k}\Omega$.

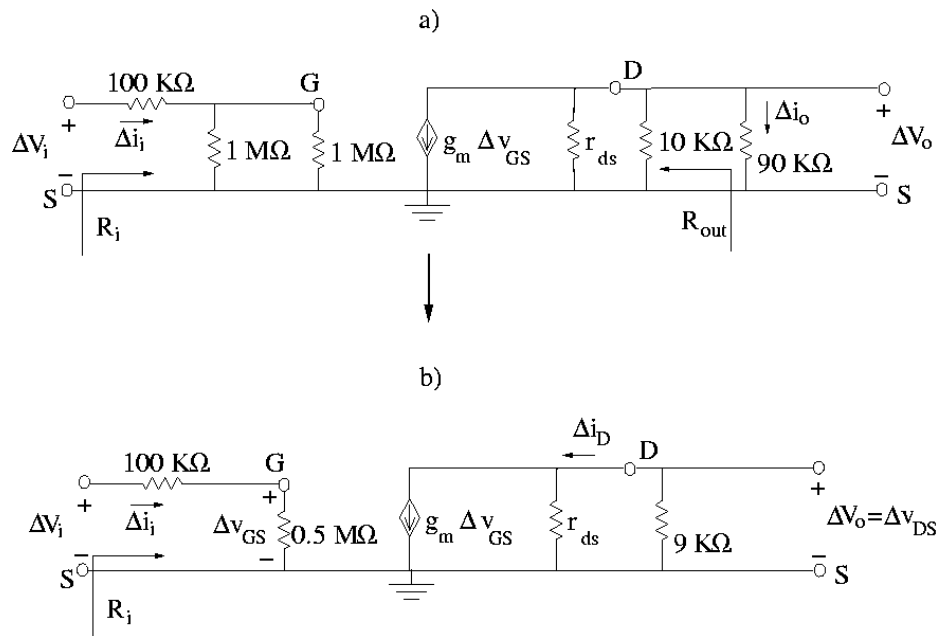


Figura 4-18: Circuito incremental correspondiente a la etapa de amplificación

4.10.4 Ganancias

Las etapas de amplificación se utilizan para obtener a la salida una señal proporcional a la de la entrada, sin distorsión. En electrónica, las magnitudes que pueden ser amplificadas son: tensión, corriente y potencia. Calculemos pues sus ganancias respectivas en el circuito bajo estudio.

Ganancia en tensión

La ganancia en tensión es la relación entre las tensiones incrementales a la salida y entrada del circuito.

$$G_v = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \quad (4.32)$$

En nuestro caso, al estar las resistencias r_{ds} y $9\text{ k}\Omega$ en paralelo (Figura 4-18b),

$$\Delta V_o = -g_m \cdot \Delta v_{GS} \cdot (r_{ds} \parallel 9 \cdot 10^3) = -1,29 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta v_{GS} \cdot \frac{238 \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^3}{238 \cdot 10^3 + 9 \cdot 10^3} = -1,12 \cdot \Delta v_{GS} \quad (4.33)$$

Por otro lado, teniendo en cuenta la expresión del divisor de tensión para la malla de entrada en el mismo circuito:

$$\Delta v_{GS} = \Delta V_i \cdot \frac{0,5 \cdot 10^6}{100 \cdot 10^3 + 0,5 \cdot 10^6} = 0,83 \cdot \Delta V_i$$

que sustituyendo en (4.33), se obtiene para la ganancia en tensión:

$$\Delta V_o = -1,12 \cdot 0,83 \cdot \Delta V_i \Rightarrow G_v \approx -0,9$$

En nuestro circuito la tensión de salida es ligeramente inferior a la de entrada; el signo menos indica que el circuito invierte la señal de salida (la desfasa 180°). La Figura 4-19 representa la señal salida con líneas a trazos, para una señal de entrada sinusoidal.

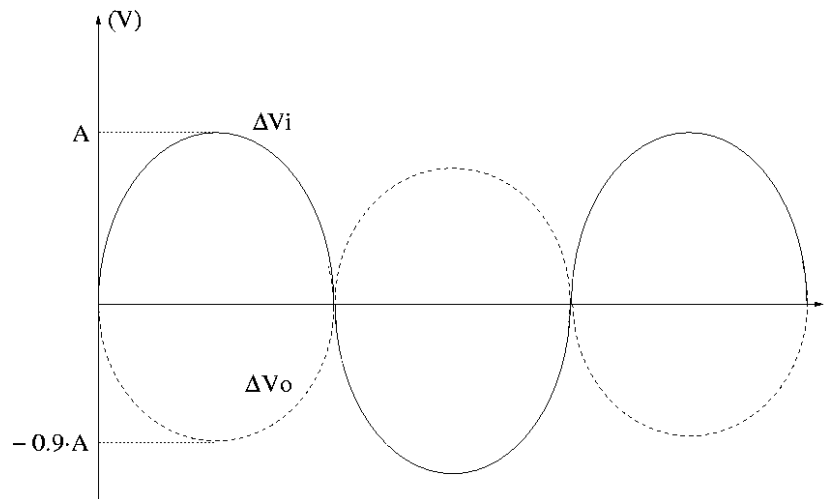


Figura 4-19: Ganancia en tensión del amplificador

Ganancia en corriente

La ganancia en corriente se define como la relación entre las corrientes incrementales del circuito a la salida Δi_o , y la entrada, Δi_i .

$$G_i = \frac{\Delta i_o}{\Delta i_i} \quad (4.34)$$

La corriente de salida incremental circula por la resistencia de carga, $90 \text{ k}\Omega$, conectada a la salida del circuito (ver Figura 4-18a). Se cumple entonces que

$$\Delta V_o = 90 \cdot 10^3 \cdot \Delta i_o \Rightarrow \Delta i_o = \frac{\Delta V_o}{9 \cdot 10^4}$$

La corriente de entrada incremental es la proporcionada por la fuente ΔV_i ; teniendo en cuenta la ley de Kirchoff de las tensiones y la ley de Ohm en la malla de entrada del circuito (Figura 4-18b), podemos escribir

$$\Delta V_i = \Delta i_i \cdot 100 \cdot 10^3 + \Delta i_i \cdot 0,5 \cdot 10^6 \Rightarrow \Delta i_i = \frac{\Delta V_i}{600 \cdot 10^3}$$

Así, sustituyendo en (4.34), la ganancia en corriente se puede expresar en función de la ganancia en tensión, y vale

$$G_i = \frac{\frac{\Delta V_o}{9 \cdot 10^4}}{\frac{\Delta V_i}{600 \cdot 10^3}} = 6,6 \cdot G_v \approx -6$$

Por tanto, este circuito amplifica corriente; la corriente a la salida es seis veces superior a la de la entrada.

Ganancia en potencia

La ganancia en potencia se define como la relación entre las potencias a la salida y entrada del circuito. Expresando las potencias como productos “tensión por corriente”, su cálculo es inmediato una vez obtenidas G_v y G_i :

$$G_p = \frac{\Delta P_o}{\Delta P_i} = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \cdot \frac{\Delta i_o}{\Delta i_i} = G_v \cdot G_i \approx 5,4$$

Con lo que nuestro circuito también amplifica en potencia.

4.10.5 Impedancias

En amplificación las impedancias de interés son las que condicionan la propagación de las señales a lo largo del circuito. Estas impedancias se calculan a partir del circuito incremental.

A continuación vamos a calcular las impedancias de entrada y salida de nuestra etapa de amplificación. Una vez conocidas, el amplificador queda completamente caracterizado cuando forma parte de otro circuito.

Impedancia de entrada

Es la resistencia que “ve” el generador que proporciona la señal de entrada, ΔV_i . En nuestro caso no se ha considerado ninguna resistencia interna, con lo que la impedancia de entrada es la formada por las resistencias en serie $100\text{ k}\Omega$ y $0,5\text{ M}\Omega$ (Figura 4-18b).

$$R_{in} = 100 \cdot 10^3 + 0,5 \cdot 10^6 = 600\text{ k}\Omega$$

Impedancia de salida

Es la impedancia “vista” desde la resistencia de carga, $90\text{ k}\Omega$, conectada a la salida del circuito (ver Figura 4-18a). Para su cálculo hemos de anular las fuentes independientes, que en el circuito incremental tan sólo es ΔV_i . Al cortocircuitar ΔV_i no hay caída de tensión entre los terminales de puerta y fuente, con lo que la corriente de la fuente dependiente es nula⁴ (circuito abierto). Por tanto, la impedancia de salida es la resistencia equivalente de las resistencias r_{ds} y $10\text{ k}\Omega$ en paralelo.

$$R_{out} = r_{ds} \parallel (10 \cdot 10^3) = \frac{238 \cdot 10^3 \cdot 10^4}{238 \cdot 10^3 + 10^4} = 9,6\text{ k}\Omega$$

4.11 Márgenes dinámicos

Cuando estudiamos el BJT se definió el margen dinámico: máxima amplitud de la señal de salida sin que exista distorsión; y se calculó a partir de las curvas características de salida y la recta de carga dinámica.

De forma análoga, en los MOSFETs el margen dinámico se obtiene a partir de las curvas características de drenador y la recta de carga dinámica del circuito en cuestión, representadas en la Figura 4-20. En dicha figura se muestra también, mediante una línea a trazos, la curva que delimita las regiones lineal y de saturación (ecuación (4.7)).

⁴ En este ejemplo la fuente dependiente no influye; recordemos que en caso contrario habría sido necesario añadir una fuente de tensión a la salida, y calcular la relación entre dicha tensión y la corriente que proporciona al circuito.

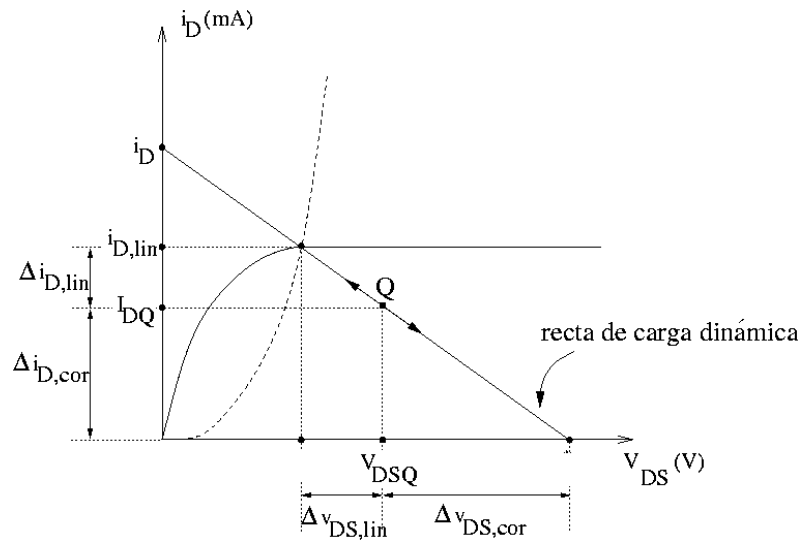


Figura 4-20: Márgenes dinámicos en un transistor MOS

La principal diferencia con el BJT es la región en que debe operar el transistor para que exista amplificación. Vemos que en el caso de los MOSFETs la región apropiada es la de saturación; el circuito de polarización ha de ser diseñado para que el punto Q se sitúe en dicha región. Posteriormente, al aplicar a la entrada del circuito una pequeña señal variable en el tiempo, el punto Q se desplaza sobre la recta de carga dinámica. Sólo entonces el transistor tiene un comportamiento lineal, descrito por su modelo en pequeña señal, capaz de proporcionar a la salida una señal amplificada sin distorsionar.

La distorsión de la señal de salida puede ocurrir por dos motivos: por un lado, como en el BJT, cuando el punto Q alcanza la región de corte (distorsión por corte). Por otro lado, cuando el punto Q alcanza la región lineal u óhmica (distorsión óhmica).

Para poder calcular los márgenes dinámicos de la corriente de drenador, Δi_D , y de la tensión entre el drenador y la fuente, Δv_{DS} , es necesario obtener la recta de carga dinámica. A partir del circuito incremental (Figura 4-18b), ésta viene dada por

$$\Delta v_{DS} = -\Delta i_D \cdot 9 \cdot 10^3$$

Desarrollando la notación incremental,

$$v_{DS} - V_{DSQ} = (i_D - I_{DQ}) \cdot 9 \cdot 10^3 \Rightarrow v_{DS} - 10,4 = (i_D - 0,46 \cdot 10^{-3}) \cdot 9 \cdot 10^3 \quad (4.35)$$

recta, cuyos puntos de corte con los ejes de abscisas y ordenadas respectivamente son:

$$v_{DS}^* = 10,4 + 0,46 \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^3 = 14,5V$$

$$i_D^* = \frac{10,4}{9 \cdot 10^3} + 0,46 \cdot 10^{-3} = 1,61 mA$$

También necesitamos saber cuando el transistor deja de operar en la región de saturación, para hacerlo en la región lineal. En la Figura 4-20 podemos apreciar que esto ocurre cuando el punto Q alcanza la intersección entre la recta de carga dinámica y la curva que delimita ambas regiones; para esta curva se obtuvo la expresión (4.7)⁵

$$i_D = \frac{KW}{2L} \cdot v_{DS}^2 = 10^{-5} \cdot v_{DS}^2 \quad (4.36)$$

Sustituyendo la corriente (4.36) en la recta de carga dinámica (4.35) se llega a la ecuación

$$v_{DS} - 10,4 = - (10^5 \cdot v_{DS}^2 - 0,46 \cdot 10^3) \cdot 9 \cdot 10^3 \Rightarrow v_{DS}^2 + 20 \cdot v_{DS} - 254 = 0$$

cuyas soluciones son 8.3 V y -19.4 V. Al ser el MOSFET tipo N, y tener que estar en conducción, la tensión entre el drenador y la fuente ha de ser positiva. Por tanto, la solución correcta es

$$v_{DSlin} = 8,3 V$$

La corriente asociada se calcula sustituyendo en (4.35) o (4.36)

$$i_{Dlin} = 0,69 mA$$

Ya conocemos todos los puntos necesarios para calcular los márgenes dinámicos a partir de la Figura 4-20. Para evitar la distorsión por corte, los márgenes de la corriente de drenador y de la tensión entre el drenador y la fuente son:

$$\Delta i_{D,cor} = I_{DQ} = 0,46 mA$$

$$\Delta v_{DS,cor} = v_{DS}^* - V_{DSQ} = 14,5 - 10,4 = 4,1 V$$

Mientras que los márgenes dinámicos por distorsión óhmica son respectivamente,

$$\Delta i_{Dlin} = i_{Dlin} - I_{DQ} = 0,69 - 0,46 = 0,23 mA$$

$$\Delta v_{DSlin} = V_{DSQ} - v_{DS,lin} = 10,4 - 8,3 = 2,1 V$$

Una vez encontrados los márgenes dinámicos de la corriente y tensión entre el drenador y la fuente, los márgenes dinámicos de la tensión de salida se calculan a partir del circuito incremental. Para

⁵ En este caso no se tiene en cuenta la modulación de la longitud del canal, ya que daría lugar a una ecuación de tercer grado, cuya resolución puede no ser inmediata.

ello, debemos relacionar ΔV_o con Δv_{DS} o Δi_D . En nuestro caso (Figura 4-18) es muy sencillo, ya que ΔV_o y Δv_{DS} coinciden

$$\Delta V_o = \Delta v_{DS}$$

Con lo que los márgenes dinámicos de la tensión de salida son:

$$\Delta V_{ocor} = 4,1V; \Delta V_{olin} = 2,1V$$

La máxima amplitud de la señal de salida sin que se produzca distorsión es el menor de estos dos márgenes. El margen dinámico de la etapa de amplificación es por tanto,

$$\text{Margen dinámico del circuito} \equiv \text{mín}\{\Delta V_{ocor}, \Delta V_{olin}\} = 2,1V$$

4.12 Otras aplicaciones del transistor MOS

A continuación estudiaremos algunas aplicaciones de los transistores MOS, gracias a sus características particulares de funcionamiento.

4.12.1 El MOSFET como resistencia controlada por tensión

Cuando el transistor MOS opera en la región lineal puede comportarse como una resistencia variable. Para ello, basta que la tensión de drenador sea lo suficientemente pequeña para poder el despreciar el término V_{DS}^2 en la ecuación de la corriente de drenador. Así, despreciando el efecto de la modulación de la longitud del canal (ecuación (4.2)-b),

$$I_D = \frac{KW}{L} \cdot \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \left. \vphantom{I_D} \right\} \Rightarrow I_D \approx \frac{KW}{L} \cdot (V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS}$$

$$V_{DS} \downarrow \Rightarrow (V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} \square \frac{V_{DS}^2}{2}$$

Con lo que entre los terminales de fuente y drenador (en el canal del transistor), existe una resistencia, R_{DS} , de valor

$$R_{DS} = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}} = \frac{1}{\frac{KW}{L} \cdot (V_{GS} - V_T)}$$

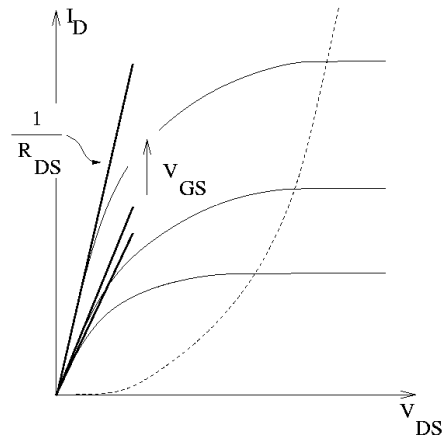


Figura 4-21: Transistor MOS como resistencia controlada por la tensión de puerta

El transistor MOS se comporta entonces como una resistencia variable, cuyo valor depende de la tensión aplicada a la puerta, V_{GS} . A medida que V_{GS} aumenta la resistencia disminuye (hay más portadores de carga en el canal); esto se aprecia en el incremento de la pendiente de las curvas características de drenador en la región lineal, cuando $V_{DS} \gg 0$ (Figura 4-21).

4.12.2 El MOSFET como interruptor

Sabemos que si en un MOSFET la tensión entre la puerta y la fuente es menor que la tensión umbral, $V_{GS} < V_T$, el transistor está cortado; entre los terminales de fuente y drenador existe un circuito abierto, ya que la corriente a través de ellos es nula. Sin embargo, cuando V_{GS} es mayor que V_T se crea el canal, y el transistor puede conducir. Cuanto mayor es la tensión de puerta menor es la resistencia del canal, y ésta puede llegar a aproximarse a un cortocircuito. Así, el MOSFET es capaz de funcionar como un interruptor. Esta propiedad se representa en la Figura 4-22 para el caso de un MOS tipo N.

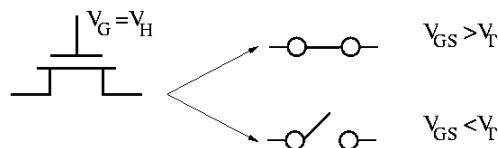


Figura 4-22: Transistor MOS tipo N como interruptor

El MOSFET como interruptor se emplea con frecuencia en electrónica digital, para transmitir o no los “ceros” y “unos” lógicos a través de un circuito. Existe, sin embargo, una pequeña dificultad: cuando el MOS tipo N actúa como cortocircuito es capaz de transmitir las tensiones bajas; sin embargo las tensiones altas se ven disminuidas en una cantidad igual al valor de la tensión umbral. Esta característica se representa en la Figura 4-23, donde V_H y V_L son los valores de tensión alto y

bajo en un circuito digital. Para que exista el canal bajo la puerta, la tensión en ésta ha de ser V_H ($V_H > V_T$). Al transmitir V_H , el terminal de la izquierda actúa como drenador, ya que está a una tensión más alta, y el de la derecha como fuente. A medida que la tensión en el terminal de fuente aumenta, la tensión entre la puerta y la fuente, V_{GS} , disminuye. Todo esto ocurre hasta que la tensión de la fuente alcanza el valor $V_H - V_T$, momento en que V_{GS} iguala la tensión umbral y el transistor deja de conducir.

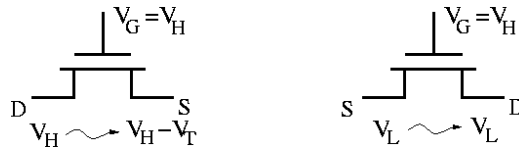


Figura 4-23: Inconveniente del MOS tipo N como interruptor

En cambio, al transmitir la tensión V_L el terminal de la izquierda actúa como fuente y el de la derecha como drenador. La tensión entre la puerta y la fuente permanece en todo momento constante, a igual a $V_H - V_L$ (valor que debe ser superior a la tensión umbral), por lo que en el drenador se llega a alcanzar V_L .

De forma similar, el MOS tipo P transmite correctamente las tensiones altas, y falla en las bajas.

Para evitar estos inconvenientes se conectan en paralelo dos transistores MOS, uno N y otro P, como indica la Figura 4-24. Así, las tensiones bajas son transmitidas sin error por el MOS tipo N, mientras que las altas lo son por el tipo P. Esta configuración se denomina puerta de paso. Para su funcionamiento, las tensiones en las puertas han de ser complementarias (cuando una es alta la otra es baja, y viceversa); esto se indica añadiendo un círculo a una de las puertas, o una barra sobre una de las tensiones.

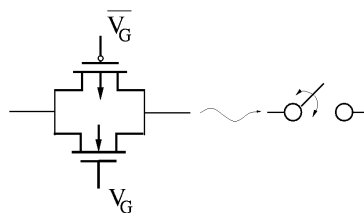


Figura 4-24: Puerta de paso

4.12.3 El MOSFET como carga activa

En un circuito integrado el área de oblea que necesitan las resistencias encarece mucho la producción. Por ello, se sustituyen las resistencias por transistores. Ya hemos visto como se puede obtener una resistencia variable controlada por tensión con MOSFETs. A continuación veremos dos

configuraciones que, aunque no se comportan como una resistencia ideal, son utilizadas como cargas en los circuitos; las llamaremos cargas activas.

La primera de ellas consiste en cortocircuitar en un transistor MOS tipo N de enriquecimiento ($V_T > 0$) la puerta y el drenador (Figura 4-25). Con ello, si el transistor conduce siempre se cumple la condición de saturación, ya que

$$V_{GS} = V_{DS} \Rightarrow V_{GS} > V_{GS} - V_T = V_{DS} - V_T$$

Cuando la tensión entre el drenador y la fuente supera la tensión umbral ($V_{DS} = V_{GS} > V_T$) el transistor conduce en la región de saturación; en caso contrario estará cortado. Despreciado el efecto de la modulación de la longitud del canal, podemos escribir que

$$V_{DS} < V_T \Rightarrow I_D = 0$$

$$V_{DS} > V_T \Rightarrow I_D = \frac{KW}{2L} \cdot (V_{GS} - V_T)^2$$

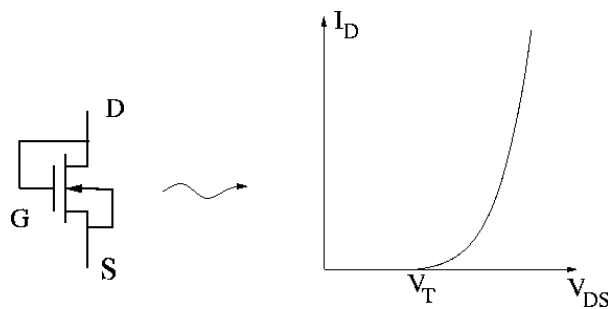


Figura 4-25: Carga saturada

En la Figura 4-25 también se muestra la curva característica de salida de esta configuración; configuración que llamaremos de carga saturada.

La segunda carga activa que estudiamos consiste en cortocircuitar en un transistor MOS tipo N de vaciamiento ($V_T < 0$) la puerta y la fuente. Con ello el transistor siempre podrá conducir, ya que

$$V_{GS} = 0 > V_T$$

y su curva de salida es la de la característica de drenador del transistor, correspondiente a una tensión nula entre la puerta y la fuente. El esquema de la configuración, que llamaremos de carga de vaciamiento, y su curva característica de salida se muestran en la Figura 4-26.

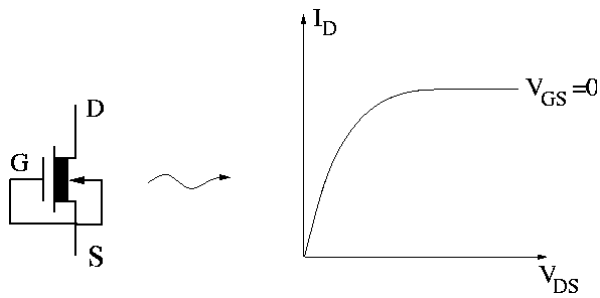


Figura 4-26: Carga de vaciamiento.

De forma similar se obtienen cargas activas con MOSFETs tipo P, que dejamos al alumno como ejercicio.

4.13 Problemas propuestos

Problema 1

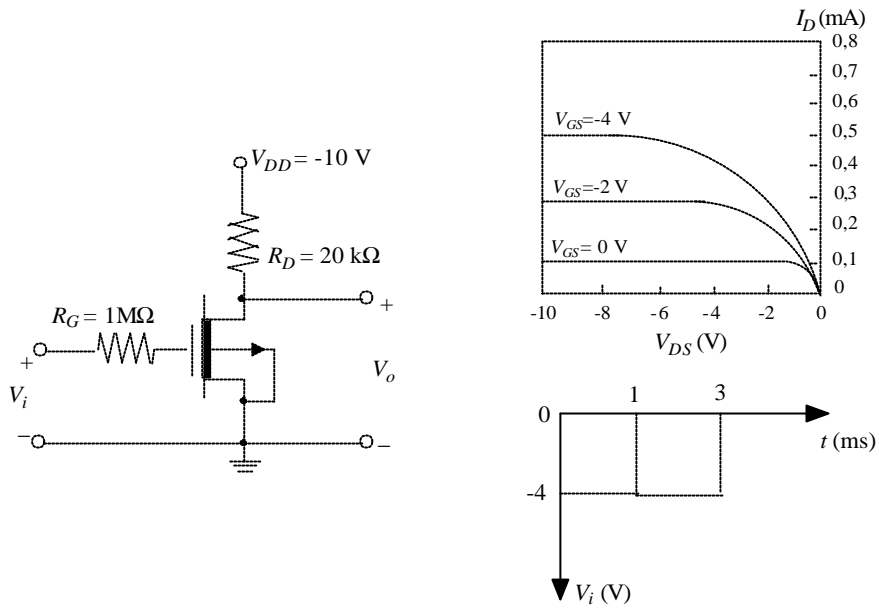
Determinar para un transistor NMOS, con $V_T = 2 \text{ V}$ y $K \cdot (W/L) = 30 \mu\text{A}/\text{V}^2$, el valor de la corriente I_D en los siguientes casos: a) $V_{GS} = 10 \text{ V}$ y $V_{DS} = 3 \text{ V}$ b) $V_{GS} = 10 \text{ V}$ y $V_{DS} = 10 \text{ V}$ c) $V_{GS} = 1 \text{ V}$ y $V_{DS} = 10 \text{ V}$.

Problema 2

Calcular para un determinado transistor NMOS, el valor del parámetro γ que modela el efecto substrato si cuando $V_{BS} = -1,5 \text{ V}$, la tensión umbral es un 72% mayor de lo que era cuando $V_{BS} = 0 \text{ V}$. Datos $V_{DS} = 10 \text{ V}$, $V_{TO} = 1 \text{ V}$, $\phi_B = -0,25 \text{ V}$.

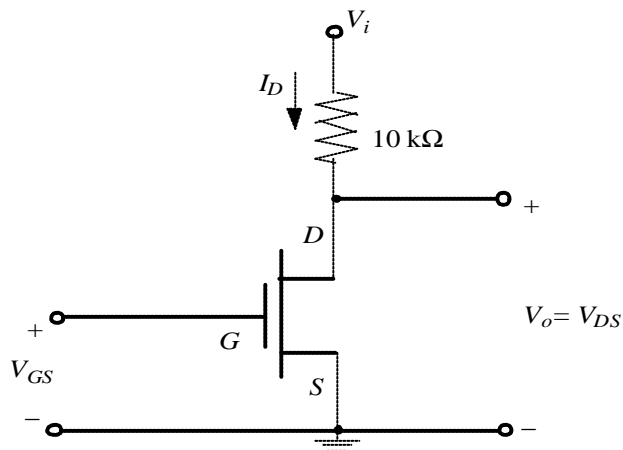
Problema 3

Dado el circuito de la figura, realizado con un transistor PMOS, y las curvas características del transistor que se indican, calcular y representar la respuesta del circuito a la señal de la figura. Supóngase despreciable el efecto de todas las capacidades.

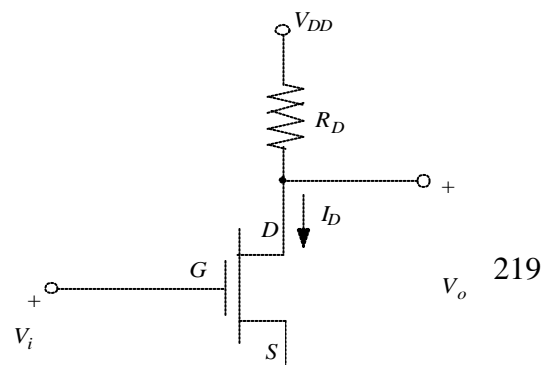


Problema 4

En el circuito de la figura, si V_i es muy pequeña, el transistor NMOS actúa como una resistencia cuyo valor puede aproximarse mediante el inverso de la pendiente en el origen de la característica $I_D(V_{GS})$. Determinar el valor que ha de tener V_{GS} para que $V_o = V_i/4$. Datos: $V_T = 1\text{ V}$, $K = 25\mu\text{A/V}^2$ y $W/L = 2$.



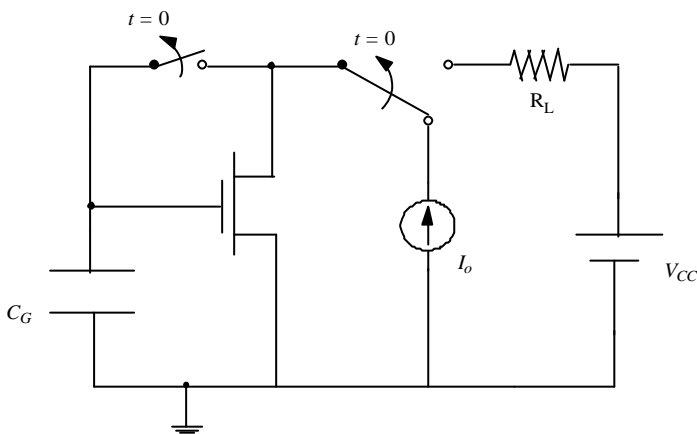
Problema 5



En el inversor de la figura, compuesto por un transistor NMOS y una resistencia, a) determinar el valor mínimo de RD que haga que el nivel bajo a la salida sea inferior a 2 V cuando $V_i = 5 \text{ V}$. b) Dibujar la característica de transferencia $V_o(V_i)$ para este valor de RD, indicando en ella en qué región de trabajo se halla el transistor para cada valor de Vi. Datos: $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $V_T = 1 \text{ V}$, $K = 20 \mu\text{A/V}^2$ y $W/L = 2$.

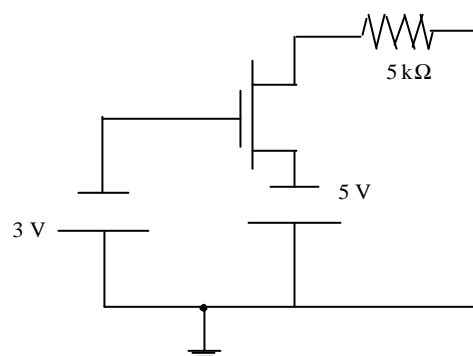
Problema 6

El circuito de la figura, basado en un transistor NMOS, se denomina copiador de corriente. Mientras $t < 0$, almacena la información de la corriente I_o generada por la fuente de corriente, para hacer pasar esta misma corriente, I_o , a través de R_L cuando $t > 0$. b) Determinar asimismo la tensión V_{GS} que se alcanzará en el condensador C_G , en régimen permanente, en el mismo intervalo. c) Determinar qué restricciones debe tener R_L para que la corriente que circule por ella sea I_o , cuando $t > 0$. Datos: $W/L = 2$, $K = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T = 0,8 \text{ V}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$ y $I_o = 0,1 \text{ mA}$.



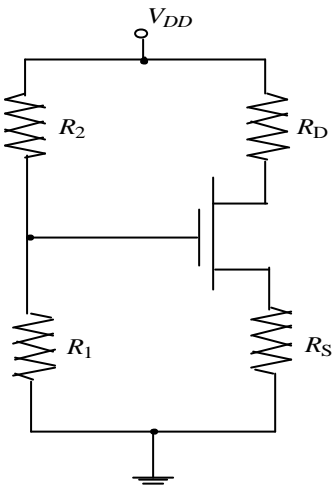
Problema 7

Hallar el punto Q del transistor MOS en el siguiente circuito, si $K \cdot (W/L) = 2 \text{ mA}/\text{V}^2$ y $V_T = 1 \text{ V}$.



Problema 8

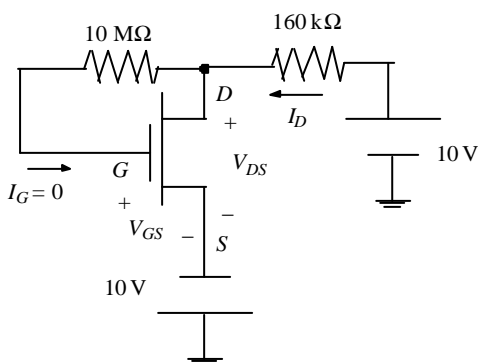
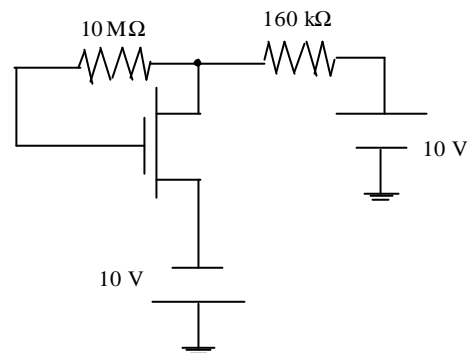
Dado el circuito de polarización de la figura, calcular el punto de trabajo del transistor, I_{DQ} , V_{DSQ} . Datos: $R_2 = 800\text{k}\Omega$, $R_1 = 400\text{k}\Omega$, $R_S = 200\ \Omega$, $R_D = 200\text{k}\Omega$, $V_{DD} = 10\text{ V}$, $W/L = 1$, $K = 20\ \mu\text{A}/\text{V}^2$ y $V_T = 2\text{ V}$.



Problema 9

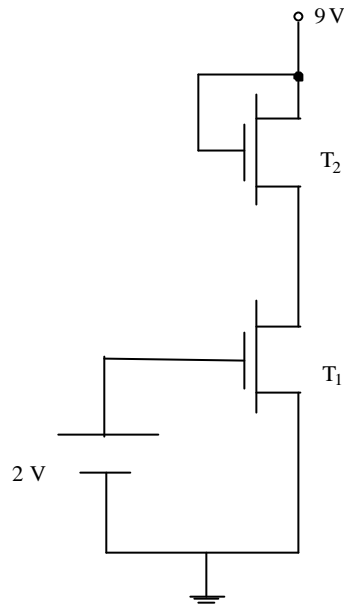
Hallar el punto Q del transistor MOS en el siguiente circuito, si $K \cdot (W/L) = 50\ \mu\text{A}/\text{V}^2$ y $V_T = 2\text{ V}$.

Indicando los terminales del transistor, así como las corrientes y tensiones en ellos, el circuito de la figura queda de la siguiente forma,



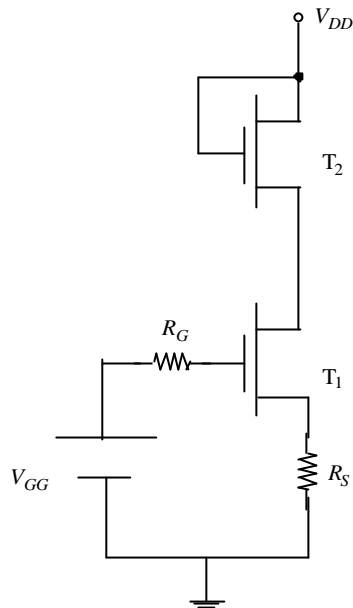
Problema 10

Hallar el punto Q de los transistores MOS en el siguiente circuito, si $K_1 \cdot (W_1/L_1) = 9 \text{ mA/V}^2$, $V_{T,1} = 1 \text{ V}$, $K_2 \cdot (W_2/L_2) = 4 \text{ mA/V}^2$ y $V_{T,2} = 2 \text{ V}$.



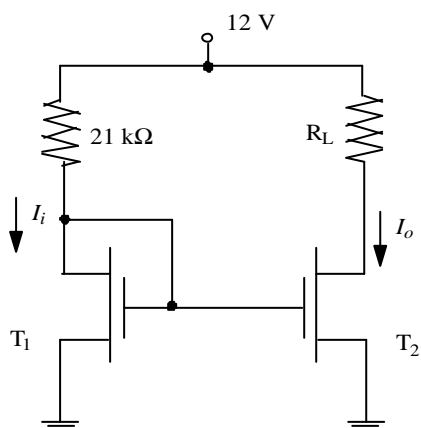
Problema 11

Hallar el punto Q de los transistores MOS en el siguiente circuito, si $K_2 \cdot (W_2/L_2) = 0,16 \text{ mA/V}^2$, $V_{T,2} = 2,5 \text{ V}$, $K_1 \cdot (W_1/L_1) = 0,25 \text{ mA/V}^2$, $V_{T,1} = 3 \text{ V}$, $V_{DD} = 16 \text{ V}$, $V_{GG} = 11 \text{ V}$, $R_G = 1 \text{ M}\Omega$ y $R_S = 2 \text{ k}\Omega$.



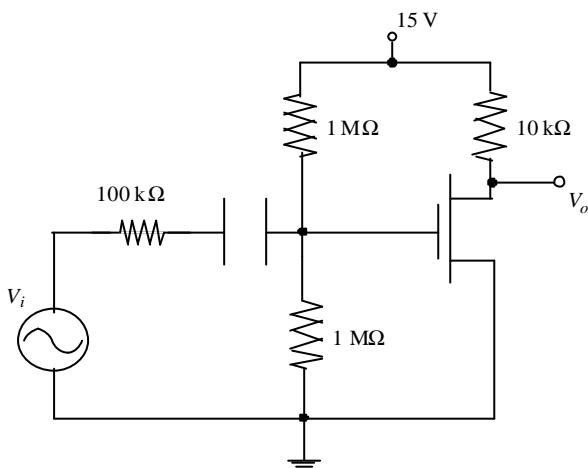
Problema 12

El circuito de la figura se denomina espejo de corriente. a) Teniendo en cuenta que tanto T1 como T2 son transistores NMOS, determine la zona de funcionamiento de T1. b) Suponiendo T1 y T2 idénticos, con parámetros $K \cdot (W/L) = 4 \text{ mA/V}^2$ y $V_T = 1 \text{ V}$, calcular el valor de I_i e I_o suponiendo ambos en la misma región de operación. c) Hallar los valores límite de la carga R_L para que ambos transistores se hallen en la misma región de operación. d) Hallar el valor de I_o si T2 posee una relación W/L doble de la que tiene T1. e) Hallar el circuito equivalente de pequeña señal visto desde R_L , si los dos transistores son iguales, con $\lambda = 0,02 \text{ V}^{-1}$, y ambos están en la misma región de operación.



Problema 13

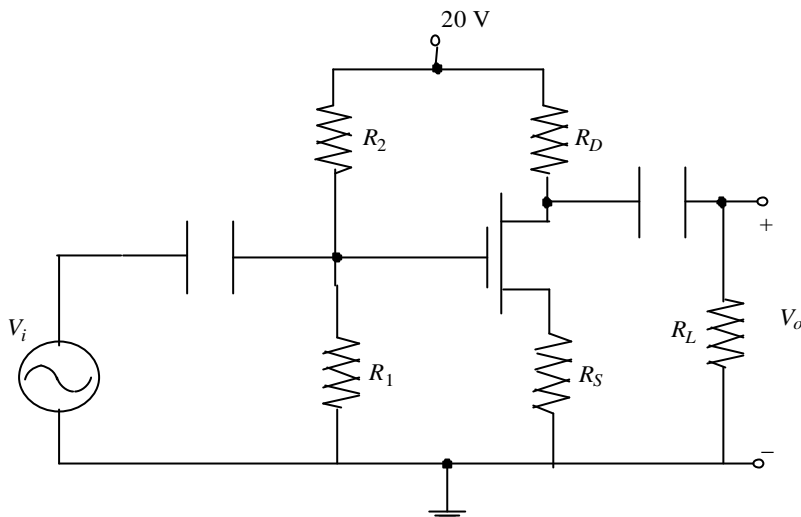
Considérese el circuito amplificador de la figura. Se pide: a) Calcular el punto de reposo del circuito. b) Calcular g_m y r_{ds} del modelo de pequeña señal del transistor. c) Calcular los márgenes dinámicos de la tensión de salida V_o . d) Calcular los siguientes parámetros del amplificador: ganancias en tensión, corriente y potencia, resistencia de entrada y resistencia de salida. Datos: $V_T = 1\text{ V}$, $K = 20\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $W/L = 1$ y $\lambda = 0,01\text{ V}^{-1}$.



Problema 14

Diseñar los valores de R_1 , R_2 , R_D y R_S de una etapa de amplificación basada en el circuito de la figura, de modo que cumpla las siguientes especificaciones: $A_v = -1$, $Z_{in} = 15\text{ k}\Omega$, para una resistencia de carga $R_L = 1\text{ k}\Omega$. Como información adicional sabemos que el punto de trabajo es: $V_{GSQ} = 3\text{ V}$, $I_{DQ} = 7\text{ mA}$, $V_{DSQ} = 10\text{ V}$, y que el parámetro g_m para esta polarización vale $2300\ \mu\text{S}$.

1. Calcular también los parámetros V_T y $K \cdot (W/L)$ del transistor, así como la impedancia de salida y los márgenes dinámicos de la corriente de drenador, de la tensión entre el drenador y la fuente, y de la tensión de salida, V_o .



Problema 15

Un determinado transistor MOSFET de enriquecimiento para el que $V_T = 1\text{ V}$ y $KW/L = 0,25\text{ mA/V}^2$, se va a utilizar polarizado en su región de saturación. Si la corriente de drenador, I_D , debe ser de 4 mA , hallar el valor de V_{GS} y el valor mínimo necesario de V_{DS} . Repetir el apartado anterior si la corriente de drenador debe ser de $I_D = 16\text{ mA}$.

Problema 16

Un transistor de enriquecimiento NMOS con una tensión umbral, V_T , de 2 V y un factor de transconductancia $KW/L = 0,1\text{ mA/V}^2$, se utiliza como una resistencia lineal controlada por tensión. Hallar el rango de valores de V_{GS} para el que se obtiene una resistencia comprendida entre $0,5\text{ k}\Omega$ y $5\text{ k}\Omega$.

Problema 17

Un transistor MOSFET de depleción, canal n, con $I_{DSS} = 9\text{ mA}$, $KW/L = 1\text{ mA/V}^2$ y $V_T = -3\text{ V}$ tiene sus terminales de puerta y fuente conectados a tierra. Hallar la región de funcionamiento del transistor y la corriente de drenador, I_D , cuando:

a) $V_D = 0,1\text{ V}$. b) $V_D = 1\text{ V}$. c) $V_D = 3\text{ V}$. d) $V_D = 5\text{ V}$.

Problema 18

Un transistor NMOS de depleción con $I_{DSS} = 9\text{ mA}$, $KW/L = 1\text{ mA/V}^2$ y $V_T = -3\text{ V}$, tiene su terminal de puerta conectado a tierra y una fuente de 1 V conectada al terminal de fuente. Hallar el mínimo valor de drenador V_D necesario para que el dispositivo esté trabajando en saturación. ¿Cuál es el valor de la corriente de drenador que se obtiene para el valor de tensión V_D determinado?

Problema 19

Un transistor MOSFET de depleción, canal n, trabajando en la región óhmica con $V_{DS} = 0,1 \text{ V}$, conduce una corriente de drenador de valor $I_D = 1 \text{ mA}$, cuando $V_{GS} = -1 \text{ V}$, y de valor $I_D = 3 \text{ mA}$, cuando $V_{GS} = 1 \text{ V}$. Hallar el valor de KW/L y la tensión umbral V_T .

Problema 20

Un transistor MOSFET de depleción, canal n, trabajando en saturación con $V_{DS} = 5 \text{ V}$, conduce una corriente de drenador de valor $I_D = 5 \text{ mA}$, cuando $V_{GS} = -1 \text{ V}$, y de valor $I_D = 45 \text{ mA}$, cuando $V_{GS} = 1 \text{ V}$. Hallar el valor de I_{DSS} y la tensión de pinch-off, V_T .

Problema 21

A partir de la expresión de la corriente de drenador, I_D , en saturación, de un MOSFET de enriquecimiento de canal n, hallar una expresión que represente la variación porcentual (%) del valor de la corriente de drenador por $^{\circ}\text{C}$, en función de la variación porcentual del valor de KW/L por $^{\circ}\text{C}$, del coeficiente de temperatura de V_T en $\text{V}/^{\circ}\text{C}$, de V_{GS} y de V_T .

Problema 22

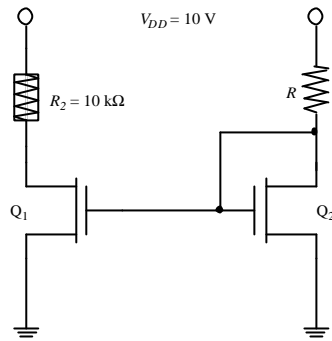
Si el valor de la tensión umbral, V_T , disminuye 2 mV cada $^{\circ}\text{C}$ de aumento de la temperatura, hallar el coeficiente de temperatura de K que hace que el valor de la corriente de drenador I_D disminuya un $(0,2\%)/^{\circ}\text{C}$, cuando el transistor NMOS está polarizado con $V_{GS} = 5 \text{ V}$, y el valor de la tensión umbral es $V_T = 1 \text{ V}$.

Problema 23

Considerar el circuito de la figura, en el que los valores de los parámetros característicos de los transistores Q_1 y Q_2 son: $V_{T,1} = V_{T,2} = 2 \text{ V}$, $K_1 = K_2 = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $L_1 = L_2 = 10 \mu\text{m}$, y $W_1 = 50 \mu\text{m}$.

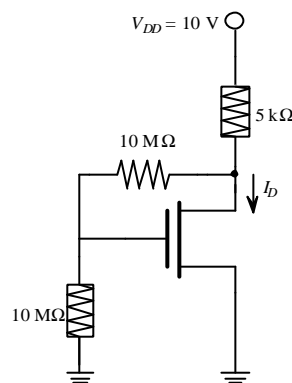
Hallar el valor de R para el que se establece una corriente de drenador $I_{D,1} = 0,4 \text{ mA}$ en el transistor Q_1 .

Hallar el valor de W_2 (ancho de la puerta del transistor Q_2) para el que Q_2 trabaja en la saturación con una corriente $I_{D,2} = 0,6 \text{ mA}$.



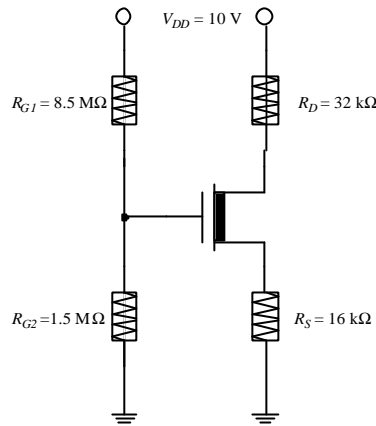
Problema 24

Analizar el circuito de la figura para determinar el valor de la corriente de drenador I_D y la tensión de drenador V_D , teniendo en cuenta que los parámetros característicos del transistor NMOS son $V_T = 1 \text{ V}$ y $KW/L = 0,5 \text{ mA/V}^2$.



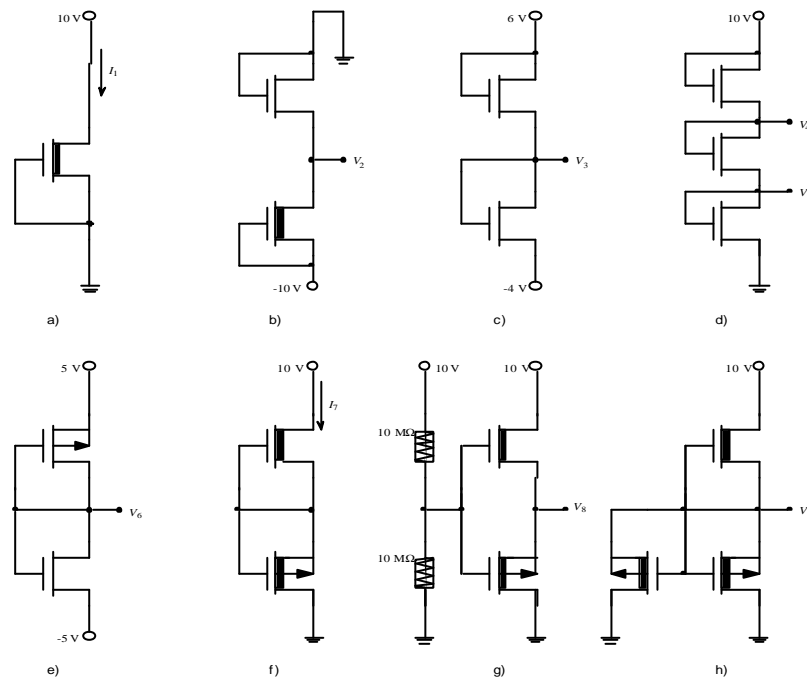
Problema 25

Analizar el circuito de la figura para determinar el valor de la corriente de drenador I_D y la tensión de drenador V_D , teniendo en cuenta que los parámetros característicos del transistor MOSFET de deplexión son $V_T = -1 \text{ V}$ e $I_{DSS} = 0,5 \text{ mA}$. Hallar los nuevos valores de R_S y R_D para los que se obtiene una corriente de drenador $I_D = 0,5 \text{ mA}$ y una tensión de drenador $V_D = 4 \text{ V}$.



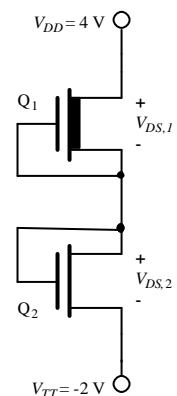
Problema 26

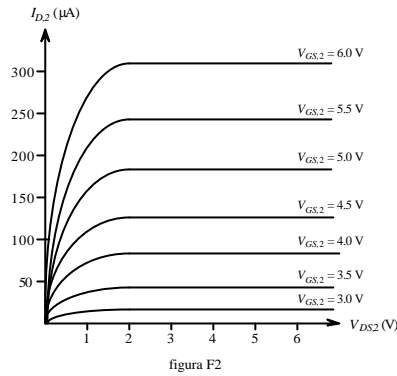
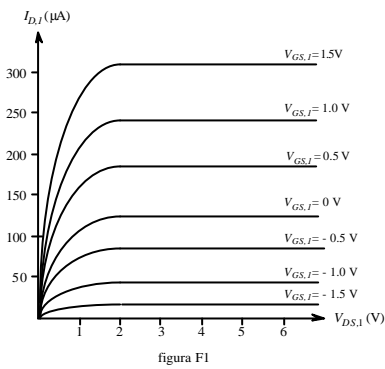
Calcular las corrientes y tensiones señaladas en los circuitos de la figura teniendo en cuenta que para todos los dispositivos $|V_T| = 1 \text{ V}$ y $KW/L = 1,0 \text{ mA/V}^2$. Suponer que la expresión de la corriente de drenador en la región de saturación para todos los transistores tanto de deplexión como de enriquecimiento es: $I_D = (KW/2L) \cdot (V_{GS} - V_T)^2$.



Problema 27

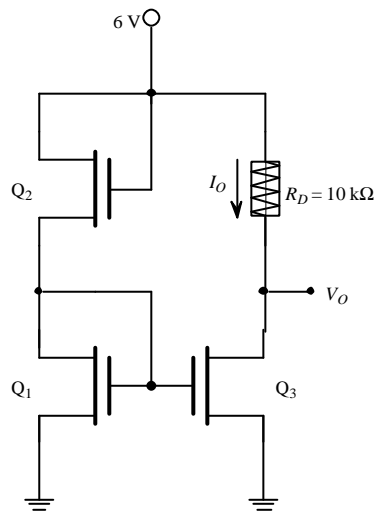
Hallar el valor de las tensiones $V_{DS,1}$ y $V_{DS,2}$, señaladas en el circuito de la figura, teniendo en cuenta que las características de los transistores NMOS, Q1 y Q2 empleados, son las dadas por las figuras F1 y F2 respectivamente.





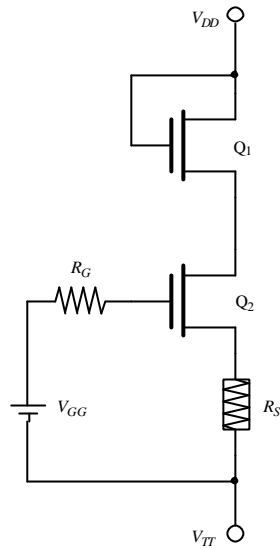
Problema 28

En el circuito representado en la figura, los transistores NMOS Q1, Q2 y Q3 son idénticos, siendo sus parámetros característicos $V_T = 2\text{ V}$ y $KW/L = 20\ \mu\text{A}/\text{V}^2$. Determinar el valor de la corriente I_O y de la tensión V_O . Repetir el ejercicio suponiendo que se intercambian las conexiones de la resistencia R_D y del transistor Q2. Repetirlo suponiendo que se sustituye el transistor Q2 por un transistor NMOS de depleción, conectado como resistencia (conectando los terminales G y S del transistor), siendo sus parámetros característicos $V_T = -2\text{ V}$ e $I_{DSS} = 0,08\text{ mA}$.



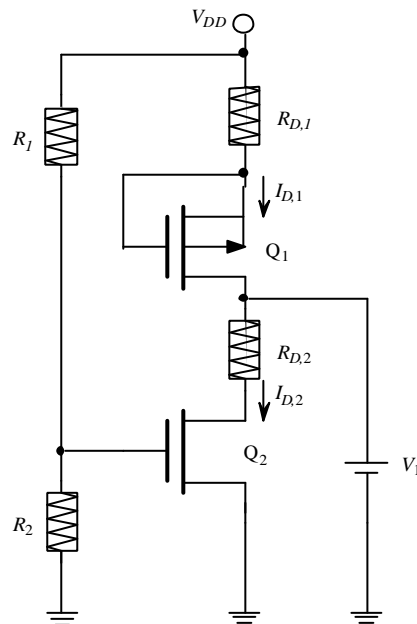
Problema 29

Determinar el punto de trabajo de los transistores Q1 y Q2 en el circuito de la figura, teniendo en cuenta que los parámetros característicos del transistor son $V_{T,1} = 2,5\text{ V}$, $V_{T,2} = 3\text{ V}$, $K_1W_1/L_1 = 0,08\text{ mA}/\text{V}^2$, $K_2W_2/L_2 = 0,125\text{ mA}/\text{V}^2$, y que en el circuito $V_{DD} = 12\text{ V}$, $V_{TT} = -4\text{ V}$, $V_{GG} = 11\text{ V}$, $R_G = 1\text{ M}\Omega$ y $R_S = 2\text{ k}\Omega$.



Problema 30

Determinar el punto de polarización de los transistores Q1 y Q2 en el circuito de la figura, teniendo en cuenta que los parámetros característicos del transistor son $V_{T,1} = -3 \text{ V}$, $V_{T,2} = 1 \text{ V}$, $K_1W_1/L_1 = 0,12 \text{ mA/V}^2$, y que en el circuito $V_{DD} = 4 \text{ V}$, $V_1 = 15 \text{ V}$, $R_{D,1} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{D,2} = 18 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 300 \text{ k}\Omega$. Nota: Suponer $K_2W_2/L_2 = 0,2 \text{ mA/V}^2$.



Problema 31

Calcular y justificar en qué región están polarizados los transistores en el circuito de la figura, teniendo en cuenta que los parámetros característicos del transistor MOSFET de enriquecimiento canal n son $V_T = 2 \text{ V}$ y $KW/L = 0,2 \text{ mA/V}^2$, y para el transistor bipolar npn $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ y $\beta = 200$.

