

Desglose del cruce. Para longitudes de canal largas, la región de agotamiento del drenaje tiene poco efecto en el canal, y la I_D -versus- V_{DS} las curvas siguen de cerca las curvas ideales de la figura 1.29. Para aumentar V_{DS} , sin embargo, eventualmente el sustrato de drenaje pn -Se excede el voltaje de ruptura de la unión y la corriente de drenaje aumenta abruptamente por ruptura de avalancha como se describe en la Sección 1.2.2. Este fenómeno no es intrínsecamente destructivo.

Perforación. Si la región de agotamiento alrededor del drenaje en un transistor MOS toca la región de agotamiento alrededor de la fuente antes de que se produzca la ruptura de la unión, aumentar el voltaje de la fuente de drenaje aumenta la corriente de drenaje al reducir la barrera al flujo de electrones entre la fuente y el drenaje. Este fenómeno se llama *atravesar*. Dado que depende de que las dos regiones de agotamiento se toquen, también depende de la longitud de la puerta. La penetración no es intrínsecamente destructiva y provoca un aumento más gradual en la corriente de drenaje que el causado por una avalancha. La perforación se produce normalmente debajo de la superficie del silicio y, a menudo, se evita mediante la implantación de un ión adicional debajo de la superficie para reducir el tamaño de las regiones de agotamiento.

Transportistas calientes. Con suficientes campos eléctricos horizontales o verticales, los electrones o huecos pueden alcanzar velocidades suficientes para ser inyectados en el óxido, donde la mayoría de ellos aumentan la corriente de la puerta y algunos quedan atrapados. Tales portadores se llaman *caliente* porque la velocidad requerida para la inyección en el óxido suele ser mayor que la velocidad térmica aleatoria. Los portadores atrapados en el óxido cambian el voltaje de umbral y pueden hacer que un transistor permanezca encendido cuando debería apagarse o viceversa. En este sentido, la inyección de vehículos calientes en el óxido es un proceso destructivo. Es más probable que este proceso sea problemático en tecnologías de canal corto, donde es probable que los campos eléctricos horizontales sean altos.

Desglose de óxido. Además de V_{DS} limitaciones, los dispositivos MOS también deben protegerse contra voltajes de puerta excesivos. Los óxidos de puerta típicos se descomponen con un campo eléctrico de aproximadamente $6 \times 10^6 \text{ V/cm}$ hasta $7 \times 10^6 \text{ V/cm}$,^{24,25} que corresponde a 6 a 7 V aplicados de puerta a canal con un espesor de óxido de 100 angstroms. Dado que este proceso depende del campo eléctrico vertical, es independiente de la longitud del canal. Sin embargo, este proceso es destructivo para el transistor, lo que resulta en conexiones resistivas entre la puerta y el canal. La descomposición del óxido puede deberse a la electricidad estática y puede evitarse utilizando pn diodos y resistencias para limitar el rango de voltaje en los nodos sensibles internos del circuito integrado que se conectan a las almohadillas de enlace.

1.6 Modelos de pequeña señal de transistores MOS

Como se mencionó en la Sección 1.5, los transistores MOS se usan a menudo en circuitos analógicos. Para simplificar el cálculo de la ganancia del circuito y las impedancias terminales, *pequeña señal* Se pueden utilizar modelos. Como en el caso de los transistores bipolares, se puede derivar una jerarquía de modelos cada vez más complejos y, en la práctica, es importante elegir el modelo más simple necesario para realizar un análisis dado.

Considere el transistor MOS de la figura 1.33 con voltajes de polarización. V_{GS} y V_{DD} aplicado como se muestra. Estos voltajes de polarización producen una corriente de drenaje inactiva, I_D . Si $V_{GS} > V_T$ y $V_{DD} > (V_{GS} - V_T)$, el dispositivo funciona en la región de saturación o activa. Un voltaje de entrada de pequeña señal v_i se aplica en serie con V_{GS} y produce una pequeña variación en la corriente de drenaje I_D . El valor total de la corriente de drenaje es $I_D = (I_D + i_D)$.

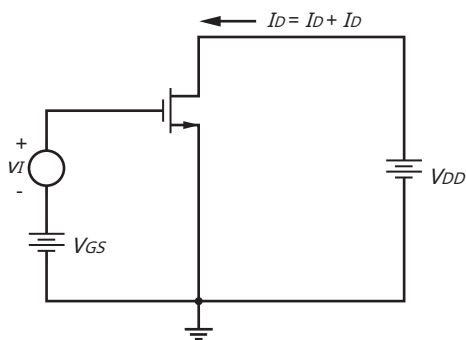


Figura 1.33 Esquema de un transistor MOS con polarización.

1.6.1 Transconductancia

Suponiendo una operación de ley cuadrática, la transconductancia de la puerta se puede determinar a partir de (1.165) diferenciando

$$\frac{Y_{OD}}{\partial V_{GS}} = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (1.179)$$

Si $\lambda V_{DS} \ll 1$, (1.179) se simplifica a

$$\frac{Y_{OD}}{\partial V_{GS}} = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \sqrt{\frac{2k'W}{L} I_D} \quad (1.180)$$

A diferencia del transistor bipolar, la transconductancia del transistor MOS es proporcional a la raíz cuadrada de la corriente de polarización y depende de la geometría del dispositivo (espesor de óxido a través de $k'W/L$). Otra diferencia clave entre los transistores bipolares y MOS se puede ver calculando la relación entre la transconductancia y la corriente. El uso de (1.157) y (1.180) para transistores MOS muestra que

$$\frac{Y_{OD}}{I_D} = \frac{2}{V_{GS} - V_t} = \frac{2}{V_{OV}} \quad (1.181)$$

Además, para transistores bipolares, (1.91) muestra que

$$\frac{Y_{OD}}{I_C} = \frac{q}{kT} = \frac{1}{V_T} \quad (1.182)$$

A temperatura ambiente, la tensión térmica V_T es aproximadamente igual a 26 mV. En contraste, el overdrive V_{OV} para transistores MOS en muchas aplicaciones se elige aproximadamente varios cientos de mV para que los transistores MOS sean lo suficientemente rápidos para la aplicación dada. (La sección 1.6.8 muestra que la frecuencia de transición f_T de un transistor MOS es proporcional a la sobremarcha.) En estas condiciones, la transconductancia por corriente dada es mucho mayor para los transistores bipolares que para los transistores MOS. Uno de los desafíos clave en el diseño de circuitos analógicos MOS es diseñar circuitos analógicos de alta calidad con una baja relación de transconductancia a corriente.

La transconductancia calculada en (1.180) es válida para análisis de señales pequeñas. Para determinar la limitación en el uso del análisis de señales pequeñas, el cambio en la corriente de drenaje resultante de un cambio en el voltaje de la puerta-fuente se derivará desde el punto de vista de la señal grande. La corriente de drenaje total en la figura 1.33 se puede calcular usando (1.157) como

$$I_D = \frac{k'W}{2L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{k'W}{2L} [(V_{GS} - V_t)^2 + 2(V_{GS} - V_t)V_T + V_T^2] \quad (1.183)$$

Sustituyendo (1.157) en (1.183) se obtiene

$$I_D = I_{D0} + \frac{k}{2} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_t)v_T + v_T^2] \quad (1.184)$$

Reorganizar (1.184) da

$$I_D = I_{D0} - I_D = k \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) v_T \left[1 + \frac{v_T}{2(V_{GS} - V_t)} \right] \quad (1.185)$$

Si la magnitud de la entrada de pequeña señal $|v_T|$ es mucho menos del doble de la sobremarcha definida en (1.166), sustituyendo (1.180) en (1.185) se obtiene

$$I_D \approx I_{D0} \left(1 - \frac{v_T}{2(V_{GS} - V_t)} \right) \quad (1.186)$$

En particular, si $|v_T| = |V_{GS}|$ es menos del 20 por ciento de la sobremarcha, el análisis de pequeña señal tiene una precisión de alrededor del 10 por ciento.

1.6.2 Capacitancia intrínseca de puerta-fuente y puerta-drenaje

Si C_{buey} es la capacitancia de óxido por unidad de área de puerta a canal, entonces la capacitancia total debajo de la puerta es $C_{buey}WL$. Esta capacitancia es intrínseca al funcionamiento del dispositivo y modela el control de puerta de la conductancia del canal. En la región del triodo de operación del dispositivo, el canal existe continuamente desde la fuente hasta el drenaje, y la capacitancia del canal de la puerta generalmente se agrupa en dos partes iguales en el drenaje y la fuente con

$$C_{gs} = C_{gd} = \frac{C_{buey}WL}{2} \quad (1.187)$$

En la región de saturación o activa, sin embargo, el canal se pellizca antes de llegar al drenaje, y el voltaje de drenaje ejerce poca influencia sobre el canal o la carga de la puerta. Como consecuencia, la porción intrínseca de C_{gd} es esencialmente cero en la región de saturación. Para calcular el valor de la parte intrínseca de C_{gs} en la región de saturación o activa, debemos calcular la carga total Q_T almacenado en el canal. Este cálculo se puede realizar sustituyendo (1.145) en (1.144) e integrando para obtener

$$Q_T = WC_{buey} \int_0^L [V_{GS} - V(y) - V_t] dy \quad (1.188)$$

Resolviendo (1.150) para dy y sustituyendo en (1.188) da

$$Q_T = \frac{W_2 C_2}{I_D} \int_0^{V_{GRAMO} - V_t} (V_{GS} - V - V_t) 2dV \quad (1.189)$$

donde el límite $y = L$ corresponde a $V = (V_{GS} - V_t)$ en la región de saturación o activa. La solución de (1.189) y el uso de (1.153) y (1.157) da

$$Q_T = \frac{2}{3} W_2 C_2 V_{buey} (V_{GS} - V_t) \quad (1.190)$$

Por lo tanto, en la región de saturación o activa,

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{2}{3} W_2 C_2 V_{buey} \quad (1.191)$$

y

$$C_{gd} = 0 \quad (1.192)$$

1.6.3 Resistencia de entrada

La puerta de un transistor MOS está aislada del canal por el SiO₂ dieléctrico. Como resultado, la corriente de la puerta de baja frecuencia es esencialmente cero y la resistencia de entrada es esencialmente infinita. Esta característica es importante en algunos circuitos, como los amplificadores de muestreo y retención, donde la puerta de un transistor MOS se puede conectar a un capacitor para detectar el voltaje en el capacitor sin perder la carga que causa ese voltaje. Por el contrario, los transistores bipolares tienen una corriente de base pequeña pero distinta de cero y una resistencia de entrada finita mirando hacia la base, lo que complica el diseño de los amplificadores bipolares de muestreo y retención.

1.6.4 Resistencia de salida

En la Sección 1.5.1, se describió el efecto de los cambios en el voltaje de la fuente de drenaje sobre las características de señal grande del transistor MOS. Aumentar el voltaje de la fuente de drenaje en un *norte*El transistor MOS de canal aumenta el ancho de la región de agotamiento alrededor del drenaje y reduce la longitud del canal efectivo del dispositivo en la región de saturación o activa. Este efecto se denomina modulación de la longitud del canal y hace que la corriente de drenaje aumente cuando se incrementa el voltaje de la fuente de drenaje. A partir de ese tratamiento, podemos calcular el cambio en la corriente de drenaje I_D haciendo de cambios en el voltaje de la fuente de drenaje V_{DS} como

$$I_D = \frac{Y_{OD}}{\partial V_{DS}} V_{DS} \tag{1.193}$$

La sustitución de (1.161), (1.163) y (1.164) en (1.193) da

$$\frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{V_A}{I_D} \frac{1}{\lambda I_D} = r_o \tag{1.194}$$

dónde V_A es el voltaje temprano, λ es el parámetro de modulación de la longitud del canal, I_D es la corriente de drenaje sin modulación de la longitud del canal dada por (1.157), y r_o es la resistencia de salida de pequeña señal del transistor.

1.6.5 Modelo básico de pequeña señal del transistor MOS

La combinación de los elementos anteriores del circuito de pequeña señal produce el modelo de pequeña señal del transistor MOS que se muestra en la figura 1.34. Este modelo se derivó para *norte*transistores de canal en la región de saturación o activa y se llama *híbrido- π* modelo. Los nodos de drenaje, compuerta y fuente están etiquetados D , G y S , respectivamente. Cuando aumenta el voltaje de la fuente de la puerta, el modelo predice que la corriente incremental I_D Florida debido del drenaje a la fuente aumenta. Dado que la corriente continua de drenaje I_D también fluye desde el desagüe a la fuente en un *norte*-transistor de canal, el aumento del voltaje de la fuente de puerta también aumenta la corriente de drenaje total I_D . Este resultado es razonable físicamente porque aumentar el voltaje de la fuente de puerta en un *norte*El transistor de canal aumenta la conductividad del canal y la corriente de drenaje.

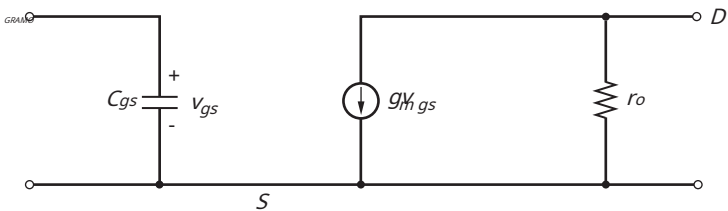


Figura 1.34 Modelo básico de pequeña señal de un transistor MOS en la región de saturación o activa.

El modelo que se muestra en la figura 1.34 también es válido para *pag*-dispositivos de canal. Por lo tanto, el modelo muestra nuevamente que al aumentar el voltaje de la fuente de puerta, aumenta la corriente incremental I_D Florida debido del desagüe a la fuente. A diferencia del *norte*- caso de canal, sin embargo, la corriente continua I_D en un *pag*El transistor de canal fluye de la fuente al drenaje porque la fuente actúa como fuente de agujeros. Por lo tanto, la corriente de drenaje incremental fluye en una dirección opuesta a la corriente de drenaje de CC cuando aumenta el voltaje de la puerta-fuente, reduciendo la corriente de drenaje total. I_D . Este resultado es razonable físicamente porque aumentar el voltaje de la fuente de puerta en un *pag*El transistor de canal reduce la conductividad del canal y la corriente de drenaje.

1.6.6 Transconductancia corporal

La corriente de drenaje es una función de los voltajes de la fuente de la puerta y de la fuente del cuerpo. Por un lado, el voltaje puerta-fuente controla el campo eléctrico vertical, que controla la conductividad del canal y, por lo tanto, la corriente de drenaje. Por otro lado, el voltaje de la fuente del cuerpo cambia el umbral, lo que cambia la corriente de drenaje cuando el voltaje de la fuente de la puerta es fijo. Este efecto proviene de la influencia del sustrato que actúa como una segunda puerta y se llama *efecto corporal*. Tenga en cuenta que el cuerpo de un transistor MOS generalmente está conectado a un voltaje de suministro de energía constante, que es una señal pequeña o tierra de CA. Sin embargo, la conexión de la fuente puede tener un voltaje de CA significativo, que cambia el voltaje de la fuente del cuerpo cuando el voltaje del cuerpo es fijo. Por lo tanto, cuando el voltaje de la fuente del cuerpo no es constante, se requieren dos términos de transconductancia para modelar transistores MOS: uno asociado con la puerta principal y el otro asociado con el cuerpo o la segunda puerta.

Usando (1.165), la transconductancia del cuerpo o segunda puerta es

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = -k \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS}) \frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} \quad (1.195)$$

Desde (1.140)

$$\frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} = - \frac{\sqrt{\gamma}}{2 \sqrt{\phi_F + V_{SB}}} = -\chi \quad (1.196)$$

Esta ecuación define un factor χ , que es la tasa de cambio del voltaje de umbral con el voltaje de polarización del cuerpo. La sustitución de (1.141) en (1.196) y el uso de (1.20) da

$$\chi = \frac{C_{js}}{C_{buey}} \quad (1.197)$$

dónde C_{js} es la capacitancia por unidad de área de la región de agotamiento debajo del canal, asumiendo una unión escalonada de un lado con un potencial incorporado $\psi_0 = 2\phi_F$. La sustitución de (1.196) en (1.195) da

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \frac{\gamma k(W/L) (V_{GS} - V_t) (1 + \lambda V_{DS})}{2 \sqrt{\phi_F + V_{SB}}} \quad (1.198)$$

Si $\lambda V_{DS} \ll 1$, tenemos

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = \frac{\gamma k(W/L) (V_{GS} - V_t)}{2 \sqrt{\phi_F + V_{SB}}} = \gamma \frac{\sqrt{\frac{k(W/L) I_D}{2 (\phi_F + V_{SB})}}}{2 (\phi_F + V_{SB})} \quad (1.199)$$

El radio $\text{gramomegabyte}/\text{gramometro}$ es una cantidad importante en la práctica. De (1.179) y (1.198), encontramos

$$\frac{\text{gramomegabyte}}{\text{gramometro}} = \frac{\gamma}{2 \sqrt{\phi_F + V_{SB}}} = \chi \quad (1.200)$$