

# Amplificadores de una sola etapa

## Wk02DQ1 – single stage amplifiers (5 points)

1- Resumir los tipos de amplificadores de una sola etapa e incluir sus principales características funcionales. **common source, source follower, common gate y cascode**

### Common follower

Circuitos con ganancia de tensión próxima a la unidad, no presentan desfase entre la señal de entrada y la de salida. Tienen alta impedancia de entrada pero baja impedancia de salida.

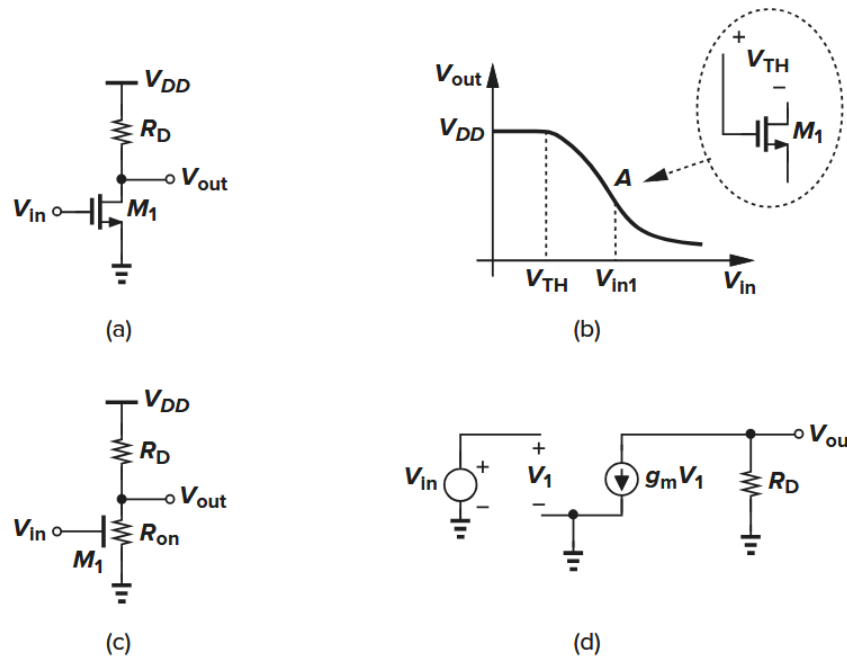
### Common gate

No tienen desfase, presentan baja impedancia de entrada pero alta impedancia de salida. Aplicaciones de alta frecuencia.

### Common source stage

Se coloca la señal de entrada en el gate del transistor y se mide la salida desde el drain del mismo. Presentan alta ganancia de tensión con un desfase de  $180^\circ$  entre la señal de entrada y de salida. Tienen alta impedancia de salida.

#### 3.3.1 CS con carga resistiva:



**Figure 3.4** (a) Common-source stage, (b) input-output characteristic, (c) equivalent circuit in the deep triode region, and (d) small-signal model for the saturation region.

Aunque derivada para operación de pequeña señal, la ecuación  $A_v = -g_m R_D$  predice ciertos efectos si el circuito detecta una gran oscilación de señal. Dado que  $g_m$  varía con la señal de entrada según  $g_m = \mu_n C_{ox} (W/L)(V_{GS} - V_{th})$ , la ganancia del circuito cambia sustancialmente si la señal es grande.

En otras palabras, si la ganancia del circuito varía significativamente con la oscilación de la señal, el circuito opera en modo de señal grande. La dependencia de la ganancia con respecto al nivel de la señal genera no linealidad (Capítulo 14), un efecto generalmente indeseable. Un resultado clave es que, para minimizar la no linealidad, la ecuación de ganancia debe ser una función débil de parámetros dependientes de la señal, como  $g_m$ .

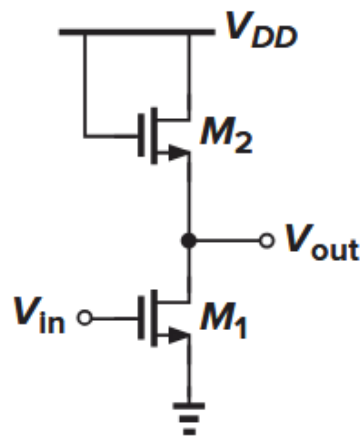
La magnitud de  $A_v$  puede incrementarse incrementando  $W/L$  o  $V_{RD}$ , o disminuyendo  $I_D$ , si los demás parámetros se mantienen constantes.

### 3.3.2 CS con carga conectada por diodo

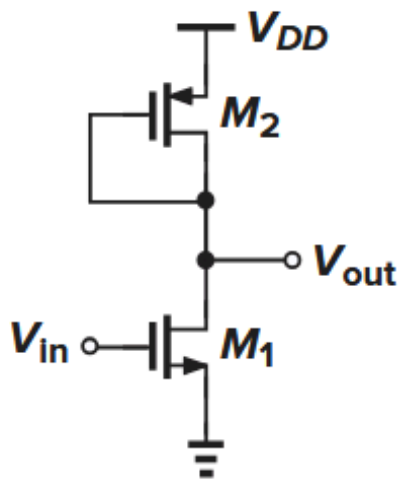
Un MOSFET puede funcionar como una resistencia de pequeña señal si su compuerta y drenador están en cortocircuito, esta configuración exhibe un comportamiento de pequeña señal similar al de una resistencia de dos terminales. Nótese que el transistor siempre está en saturación porque el drenador y la compuerta tienen el mismo potencial.

Desde el punto de vista de una señal grande, un dispositivo conectado a un diodo actúa como un operador de "raíz cuadrada" si su corriente se considera la entrada y su  $V_{GS} - V_{TH}$  la salida.

Ahora estudiamos una etapa de fuente común con una carga conectada a un diodo (Fig. 3.13). Con una modulación de longitud de canal despreciable, a medida que varían los niveles de las señales de entrada y salida, la ganancia permanece relativamente constante, lo que indica que la característica de entrada-salida es relativamente lineal.



**Figure 3.13** CS stage with diode-connected load.



**Figure 3.16** CS stage with diode-connected PMOS device.

El comportamiento lineal del circuito también puede confirmarse mediante análisis de señales grandes, si la variación de  $V_{TH2}$  con  $V_{out}$  es pequeña, el circuito presenta una característica lineal de entrada-salida.

$$A_v = -g_{m1} \left( \frac{1}{g_{m2}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \right)$$

### 3.3.3 CS con carga de fuente de corriente

Para aplicaciones que requieren una gran ganancia de voltaje en una sola etapa, reemplazamos la carga con un dispositivo que no cumpla la ley de Ohm, por ejemplo, una fuente de corriente. (ambos transistores operan en saturación)

$$A_v = -g_{m1}(r_{O1} \parallel r_{O2}) \quad (3.46)$$

El punto clave aquí es que la impedancia de salida y el valor mínimo requerido  $|V_{DS}|$  de  $M_2$  están menos fuertemente acoplados que el valor y la caída de tensión de una resistencia; la primera no necesita cumplir la ley de Ohm, pero la segunda sí. La tensión  $|V_{DS2,min}| = |V_{GS2} - V_{TH2}|$ .

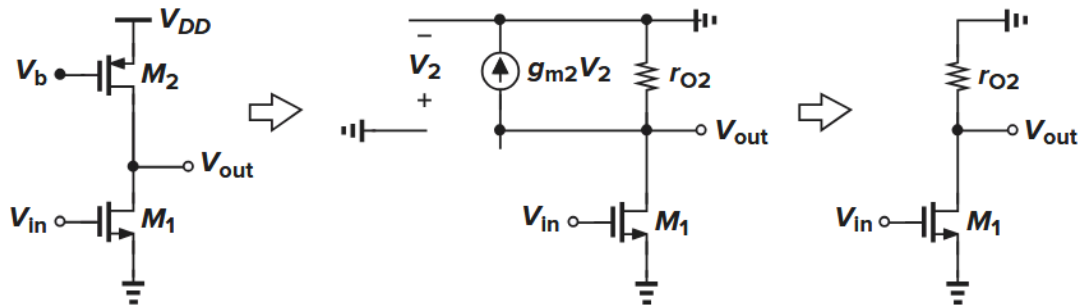


Figure 3.18 CS stage with current-source load.

Dado que la ganancia de la etapa mostrada en la Fig. 3.18 es proporcional a  $r_{O1}||r_{O2}$ , podemos suponer que los transistores más largos producen una mayor ganancia de tensión.

$$g_{m1}r_{O1} = \sqrt{2 \left( \frac{W}{L} \right)_1 \mu_n C_{ox} I_D} \frac{1}{\lambda I_D} \quad (3.47)$$

### 3.3.4 CS con carga activa

En la topología del amplificador de la Fig. 3.19(b), el dispositivo PMOS sirve como fuente de corriente constante. Podemos aplicar la señal de entrada a la compuerta de  $M_2$  convirtiéndola en una carga activa.

Supongamos que ambos transistores están saturados y que  $V_{in}$  aumenta en  $\Delta V_0$ . Se producen dos cambios: (a)  $I_{D1}$  aumenta, lo que reduce  $V_{out}$ , y (b)  $M_2$  inyecta menos corriente en el nodo de salida, lo que permite que  $V_{out}$  disminuya. Por lo tanto, ambos cambios se potencian mutuamente, lo que genera una mayor ganancia de voltaje.

De forma equivalente, como se observa en la Fig. 3.20(b), los dos transistores operan en paralelo y se fusionan en uno solo.

$$A_v = -(g_{m1} + g_{m2})(r_{O1}||r_{O2}) \quad (3.48)$$

En comparación con el amplificador de la Fig. 3.19(b), este circuito presenta la misma resistencia de salida,  $r_{O1}||r_{O2}$ , pero una mayor transconductancia.

El amplificador de la Fig. 3.20(a) debe abordar dos cuestiones críticas. En primer lugar, dado que  $V_{GS1} + |V_{GS2}| = V_{DD}$ , las variaciones en  $V_{DD}$  o en los voltajes umbral se traducen directamente en cambios en las corrientes de drenador. En segundo lugar, el circuito *amplifica* variaciones de la tensión de alimentación ("ruido de alimentación").

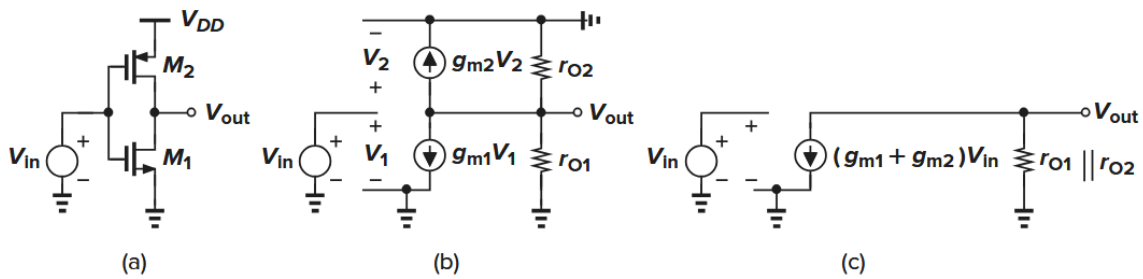


Figure 3.20 (a) CS stage with active load, (b) small-signal model, and (c) simplified model.

### 3.3.5 CS con carga de triodo

Un dispositivo MOS que opera en la región profunda del triodo se comporta como una resistencia y, por lo tanto, puede servir como carga en una etapa CS. Dado que

$$R_{on2} = \frac{1}{\mu_p C_{ox} (W/L)_2 (V_{DD} - V_b - |V_{THP}|)} \quad (3.51)$$

La principal desventaja de este circuito radica en la dependencia de  $R_{on2}$  de  $\mu_p C_{ox}$ ,  $V_b$  y  $V_{THP}$ . Dado que  $\mu_p C_{ox}$  y  $V_{THP}$  varían con el proceso y la temperatura, y dado que generar un valor preciso para  $V_b$  requiere mayor complejidad, este circuito es difícil de usar. Sin embargo, las cargas de triodo consumen menos margen de voltaje que los dispositivos conectados a diodos.

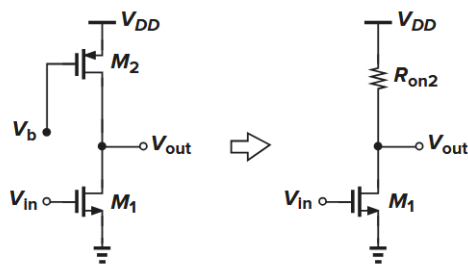


Figure 3.22 CS stage with triode load.

### 3.3.6 CS con degeneración de la fuente

En algunas aplicaciones, la dependencia no lineal de la corriente de drenador con respecto a la tensión de sobreexcitación introduce una no linealidad excesiva, lo que hace deseable suavizar las características del dispositivo.

La poscorrección de la no linealidad puede lograrse colocando una resistencia de degeneración en serie con el terminal de la fuente para que el dispositivo de entrada sea más lineal. Despreciemos la modulación de longitud de canal y el efecto de cuerpo.

Pretendemos que la ecuación de ganancia sea menos función de  $g_m$ . Dado que  $V_{out} = V_{DD} - I_D R_D$ , la no linealidad del circuito surge de la dependencia no lineal de  $I_D$  con

respecto a  $V_{in}$ . Observamos que  $\partial V_{out} / \partial V_{in} = -(\partial I_D / \partial V_{in}) R_D$ , y definimos la transconductancia equivalente del circuito como  $G_m = \partial I_D / \partial V_{in}$ .

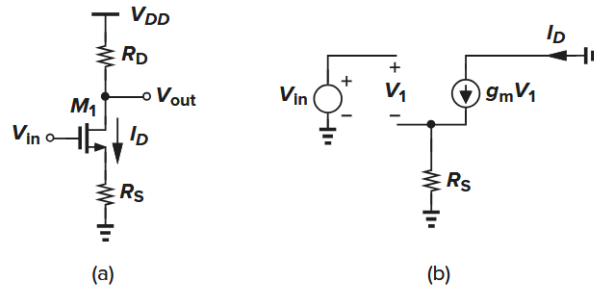


Figure 3.23 CS stage with source degeneration.

A medida que  $R_S$  aumenta,  $G_m$  se vuelve una función más débil de  $g_m$  y, por lo tanto, de la corriente de drenador; concluye que la mayor parte del cambio en  $V_{in}$  aparece a través de  $R_S$ . Decimos que la corriente de drenador es una función “linealizada” del voltaje de entrada.

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}} \quad (3.60)$$

$$= \frac{g_m r_O}{R_S + [1 + (g_m + g_{mb}) R_S] r_O} \quad (3.61)$$

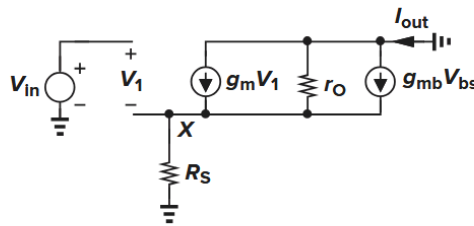


Figure 3.24 Small-signal equivalent circuit of a degenerated CS stage.

Examinemos ahora el comportamiento de la etapa CS con señales grandes con  $R_S \neq 0$  y  $R_S = 0$ .

Para  $R_S = 0$ , nuestras derivaciones del capítulo 2 indican que  $I_D$  y  $g_m$  varían como se muestra en la Fig. 3.25(a).

Para  $R_S \neq 0$ , el comportamiento de activación es similar al de la Fig. 3.25(a) porque, a niveles de corriente bajos,  $1/g_m \gg R_S$ , y, por lo tanto,  $G_m \approx g_m$  [Fig. 3.25(b)]. A medida que la sobremarcha y, por lo tanto,  $g_m$  aumentan, el efecto de la degeneración,  $1 + g_m R_S$  en (3.55), se vuelve más significativo. Para valores grandes de  $V_{in}$  (si  $M_1$  aún está saturado),  $I_D$  es aproximadamente una función lineal de  $V_{in}$  y  $G_m$  se aproxima a  $1/R_S$ .

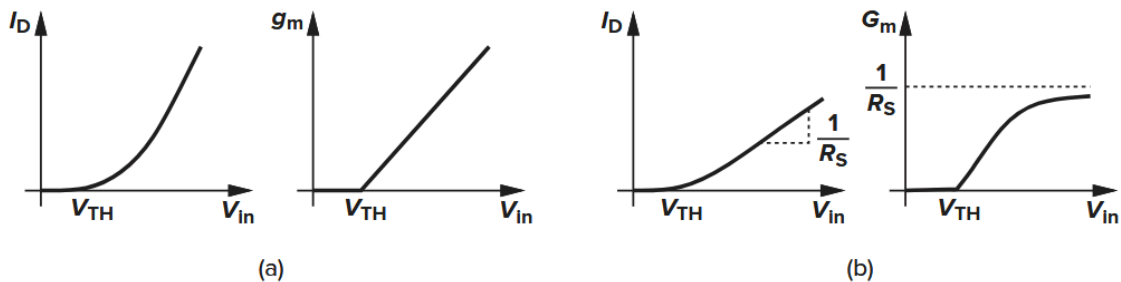


Figure 3.25 Drain current and transconductance of a CS device (a) without and (b) with source degeneration.

$$A_v = -\frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_S} \quad (3.62)$$

**Resistencia de salida:** Consecuencia importante de la degeneración de la fuente aumenta de la resistencia de salida de la etapa.

ro se “aumenta” por un factor de  $1 + (g_m + g_{mb})R_S$  y luego se suma a  $R_S$ .

Como perspectiva alternativa, la ecuación (3.66) sugiere que  $R_S$  se aumenta por un factor de  $1 + (g_m + g_{mb})r_O$  y luego se suma a  $r_O$ . Ambos puntos de vista resultan útiles para analizar circuitos.

Nótese que la resistencia de salida total es igual a la combinación en paralelo de  $R_{out}$  y  $R_D$ . Si  $(g_m + g_{mb})r_O \gg 1$ , tenemos

$$R_{out} \approx (g_m + g_{mb})r_O R_S + r_O \quad (3.67)$$

$$= [1 + (g_m + g_{mb})R_S]r_O \quad (3.68)$$

Ahora podemos calcular la ganancia de una etapa CS degenerada en el caso general, considerando tanto el efecto de cuerpo como la modulación de longitud de canal.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m r_O R_D}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O} \quad (3.77)$$

$$A_v = \frac{-g_m r_O R_D [R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O]}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O} \cdot \frac{1}{R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O} \quad (3.78)$$

$$= -\frac{g_m r_O}{R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O} \cdot \frac{R_D [R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O]}{R_D + R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O} \quad (3.79)$$

Las dos fracciones en (3.79) representan dos parámetros importantes del circuito: el primero es idéntico al de (3.61), es decir, la transconductancia equivalente de un MOSFET degenerado; y el segundo denota la combinación en paralelo de  $R_D$  y  $R_S + r_O + (g_m + g_{mb})R_S r_O$ , es decir, la resistencia de salida total del circuito.

## Seguidor de tensión

Nuestro análisis de la etapa de fuente común indica que, para lograr una alta ganancia de tensión de alimentación limitada, la impedancia de carga debe ser tan grande como sea posible.

El seguidor de fuente detecta la señal de la gate, mientras que presenta una alta impedancia de entrada, y conduce la carga de la fuente, permitiendo que el potencial de la fuente “siga” a la tensión de la gate.

$$A_v = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} \quad (3.86)$$

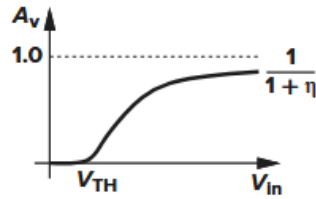


Figure 3.36 Voltage gain of source follower versus input voltage.

Un resultado importante de 3.86 es que incluso si  $R_s = \infty$ , la ganancia de tensión de un seguidor de fuente no es igual a 1 a menos que se elimine el efecto de cuerpo como se explica más adelante.

Dado que  $V_{out}$  no sigue fielmente a  $V_{in}$  significa que  $V_{gs}$  no sigue fielmente a  $V_{in}$  incurriendo así en la no linealidad. Para aliviar este problema, la resistencia puede ser reemplazada por una fuente de corriente constante como se muestra en la Fig 3.37 (a). La fuente de corriente se implementa como un transistor NMOS que opera en la región de saturación Fig 3.37(b).

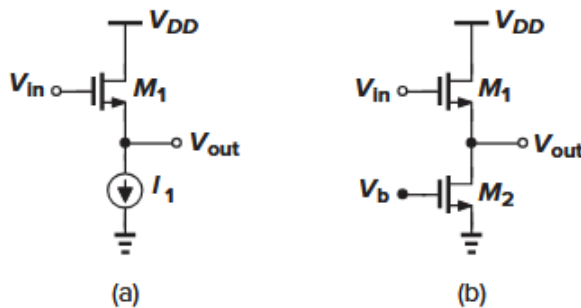


Figure 3.37 Source follower using (a) an ideal current source, and (b) an NMOS transistor as a current source.

$$R_{out} = \frac{1}{g_m} \parallel \frac{1}{g_{mb}} \quad (3.92)$$

$$= \frac{1}{g_m + g_{mb}} \quad (3.93)$$

Con  $R_{eq} = 1/g_{mb} \parallel r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel R_I$  se deduce que

$$A_v = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + \frac{1}{g_m}} \quad (3.96)$$

Los seguidores de tensión presentan una impedancia de entrada elevada y una impedancia de salida moderada, pero a costa de dos inconvenientes: la no linealidad y la limitación del margen de tensión.

Los seguidores de fuente también desplazan el nivel de CC de la señal de  $V_{gs}$ , consumiendo así margen de tensión y limitando las oscilaciones de tensión.

Los inconvenientes de los seguidores de tensión, a saber, la no linealidad debida al efecto de cuerpo y el consumo de tensión debido al desplazamiento de nivel, limitan el uso de esta tipología, evitamos el uso de seguidores de fuente a menos que sean absolutamente



necesarios. Una aplicación de los seguidores de fuente es el desplazamiento de nivel de tensión.

Los seguidores de fuente también introducen ruido sustancial, no es adecuado para aplicaciones de bajo ruido.

## Etapas de puerta común

En los amplificadores de fuente común y en los seguidores de fuente, la señal se aplica en la puerta de un MOSFET. Una etapa de puerta común (CG) detecta la entrada en la fuente y produce la salida en el drenador.

La puerta está conectada a una tensión continua para establecer las condiciones de funcionamiento adecuadas.

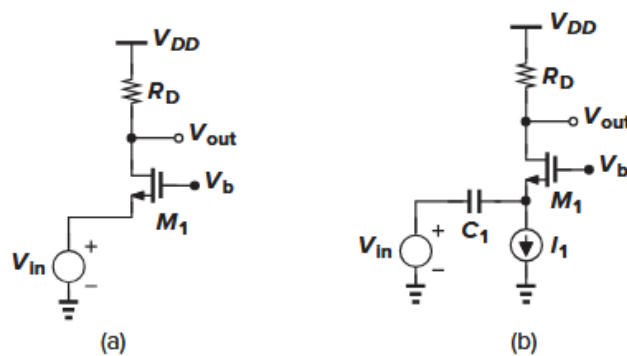


Figure 3.48 (a) Common-gate stage with direct coupling at input; (b) CG stage with capacitive coupling at input.

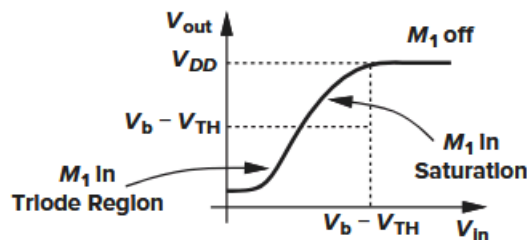


Figure 3.49 Common-gate input-output characteristic.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(g_m + g_{mb})r_O + 1}{r_O + (g_m + g_{mb})r_O R_S + R_S + R_D} R_D$$

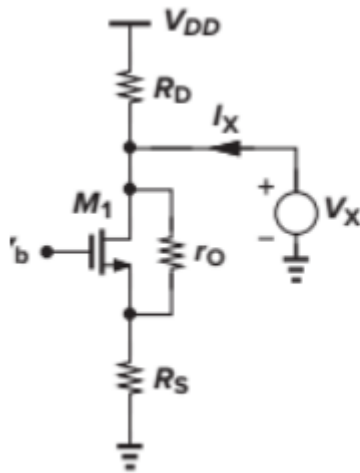
Obsérvese que la ganancia es positiva. Curiosamente, el efecto de cuerpo aumenta la transconductancia equivalente de la etapa.

Para una corriente de polarización y tensión de alimentación dadas (es decir, un presupuesto de potencia dado) maximizamos la ganancia de tensión de una etapa CG. Podemos aumentar  $g_m$  ensanchando el dispositivo de entrada.

Para  $\lambda=0$ , la impedancia vista desde la fuente de  $M_1$  en la Fig 3.48(b) es la misma que en la fuente de  $M_1$  en la Fig 3.39, es decir  $1/(g_m + g_{mb}) = 1/(g_m[1 + \eta])$ . Así, el efecto de cuerpo disminuye la impedancia de entrada de la etapa de puerta común. La impedancia de entrada relativamente baja de la etapa de puerta común resulta útil en algunas aplicaciones.

Finalmente la resistencia de salida está dada por:

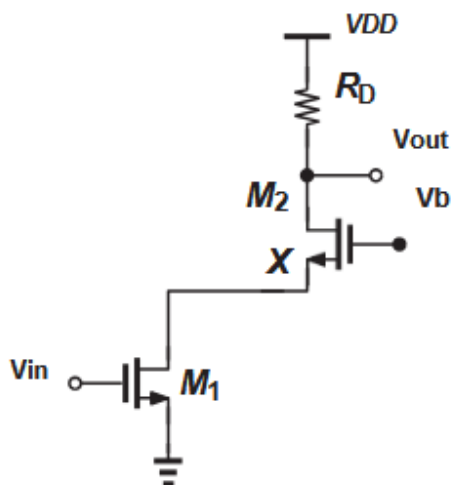
$$R_{out} = \{[1 + (g_m + g_{mb})r_O]R_S + r_O\} \parallel R_D$$



**Figure 3.57** Calculation of output resistance of a CG stage.

## Cascode

Como se mencionó en el Ejemplo 3.17, la señal de entrada de una etapa de puerta común puede ser una corriente. También sabemos que un transistor en una disposición de fuente común convierte una señal de tensión en una señal de corriente. La cascada de una etapa CS y una etapa CG se denomina topología “en cascada” y proporciona muchas propiedades útiles. La Fig 3.59 muestra la configuración básica: M1 genera una corriente de drenaje de pequeña señal proporcional a la tensión de entrada de pequeña señal,  $V_{in}$ , y M2 simplemente dirige la corriente a  $R_D$ . Llamamos M1 al dispositivo de entrada y M2 al dispositivo en cascada. Nótese que en este ejemplo M1 y M2 transportan corrientes de polarización y de señal iguales. A medida que describimos los atributos del circuito en esta sección, se hacen evidentes muchas ventajas de la topología en cascada sobre una simple etapa de fuente común.



**Figura 3.59** Etapa en cascada.

Antes de profundizar en nuestro análisis, es instructivo explorar el circuito cualitativamente.

2- Aclarar las diferencias entre las características de alta y baja señal de un amplificador de una sola etapa. ¿Por qué es necesario considerar tanto las características de alta como las de baja señal, y por qué no solo una de ellas? ¿Qué suposiciones hacemos sobre la funcionalidad del circuito al utilizar el modelo de baja señal?

Análisis de pequeña señal	Análisis en señal grande
Analiza la respuesta del circuito a pequeñas variaciones de tensión alrededor del punto de trabajo. En este análisis se calcula la ganancia de tensión, impedancias y la respuesta en frecuencia. Permite analizar el comportamiento no lineal del transistor a través del uso de circuitos equivalentes de señal.	Se analiza el comportamiento ante grandes variaciones de tensión y/o corriente. Usados para ubicar al transistor en la región deseada. Análisis utilizado para polarizar.

Suposiciones al usar el modelo de pequeña señal:

- El transistor está en saturación, sin cambiar de región durante la señal.
- Las señales de entrada son lo suficientemente pequeñas como para que la respuesta sea lineal.
- Se puede usar un modelo linealizado (resistencias, fuentes controladas) en lugar del modelo no lineal real del transistor.