

EL42A - Circuitos Electrónicos

Clase No. 18: Circuitos Amplificadores Lineales (6)

Patricio Parada
pparada@ing.uchile.cl

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Chile

13 de Octubre de 2009

Configuraciones para Amplificadores MOSFET

- Amplificador NMOS con Carga Mejorada

- Amplificador NMOS con Carga Empobrecida

- Amplificador NMOS con Carga PMOS

Amplificadores NMOS con Carga Mejorada I

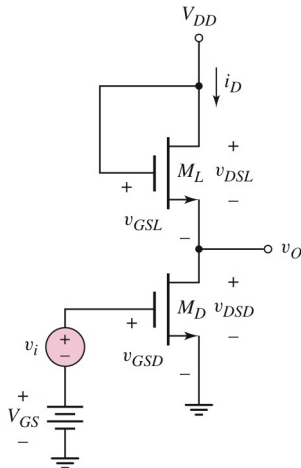
- ▶ En el circuito distinguiremos dos elementos:
 - ▶ El transistor amplificador o driver, M_D
 - ▶ El transistor carga o load M_L .

- ▶ Podemos ver inmediatamente que el transistor M_L está saturado porque

$$v_{GSL} = v_{DSL} > v_{DSL}(\text{sat}) = v_{GSL} - V_{tL}.$$

- ▶ Ello simplifica la expresión de la corriente i_{DL} :

$$i_{DL} = K_{nL}(v_{GSL} - V_{tL})^2 \quad (1)$$



- El driver del circuito se rige por las expresiones habituales de voltaje-corriente:

$$i_{DD} = \begin{cases} K_{nD}[2(v_{GSD} - V_{tD})v_{DSD} - v_{DSD}^2] & v_{DSD} < v_{DSD}(\text{sat}). \\ K_{nD}(v_{GSD} - V_{tD})^2 & v_{DSD} \geq v_{DSD}(\text{sat}). \end{cases} \quad (2)$$

- La curva de carga se puede obtener del loop de carga:

$$V_{DD} = v_{DSL} + v_{DSD}$$

- Como $i_{DL} = i_{DD} = i_D$, y $v_{DSL} = v_{GSL}$, podemos escribir

$$v_{DSL} = \sqrt{\frac{i_D}{K_{nL}}} + V_{tL}. \quad (3)$$

- Luego, la curva de carga es

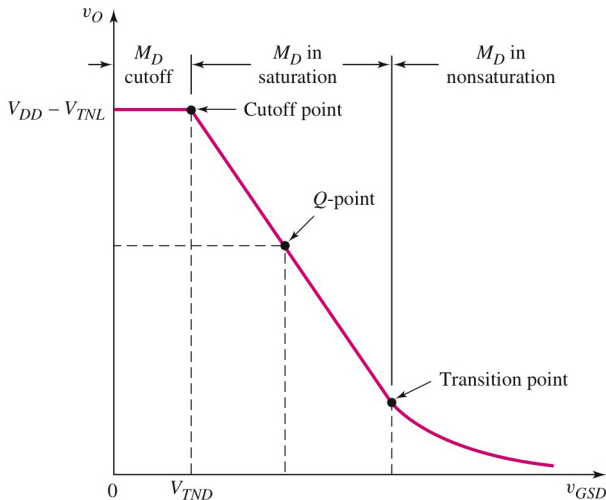
$$v_{DSD} = V_{DD} - V_{tL} - \sqrt{\frac{i_D}{K_{nL}}}. \quad (4)$$

- Los cortes de la curva de carga con los ejes se producen en

$$\begin{aligned} i_D = 0 : v_{DSD} &= V_{DD} - V_{tL} \\ v_{DSD} = 0 : i_D(\max) &= K_{nL}(V_{DD} - V_{tL})^2. \end{aligned}$$

Amplificadores NMOS con Carga Mejorada IV

- La curva de transferencia de voltaje puede ser utilizada para ver las características de amplificación del circuito completo:



- Notamos que en el circuito

$$v_i = v_{GSD} \quad (5a)$$

$$v_o = v_{DSD} = V_{DD} - V_{tL} - \sqrt{\frac{i_D}{K_{nL}}}. \quad (5b)$$

- Cuando el transistor driver está en corte, es decir, cuando $v_i \leq V_{tD}$, el voltaje de salida es

$$v_o = V_{DD} - V_{tD}. \quad (6)$$

- Cuando el transistor driver está saturado, se debe cumplir que

$$v_o > V_{DSD}(\text{sat}) = v_i - V_{tD}.$$

- En este caso

$$i_D = K_{nD}(v_i - V_{tD})^2$$

por lo que si reemplazamos en la ec. (5b) obtendremos

$$\begin{aligned}v_o &= V_{DD} - V_{tL} - \sqrt{\frac{K_{nD}(v_i - V_{tD})^2}{K_{nL}}} \\&= V_{DD} - V_{tL} - \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}} |v_i - V_{tD}| \\&= V_{DD} - V_{tL} + \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}} V_{tD} - \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}} v_i\end{aligned}$$

- ▶ Nos queda por resolver los límites en los que esta expresión es válida:
 - ▶ Por debajo tenemos que $v_i > V_{tD}$ para que el transistor no esté en corte.
 - ▶ Por arriba tenemos la condición de saturación:

$$\begin{aligned}v_o &= v_i - V_{tD} = V_{DD} - V_{tL} + \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}} V_{tD} - \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}} v_i \\ \Rightarrow v_i &= \frac{V_{DD} - V_{tL}}{1 + \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}}} + V_{tD}.\end{aligned}$$

- ▶ La condición de trío requiere algo más de trabajo de determinar en forma analítica. En este caso tenemos que

$$\begin{aligned}v_o &= V_{DD} - V_{tL} - \sqrt{\frac{i_D}{K_{nL}}} \\ i_D &= K_{nD}(2(v_i - V_{tD})v_o - v_o^2).\end{aligned}$$

- Luego de algo de trabajo obtenemos la ecuación:

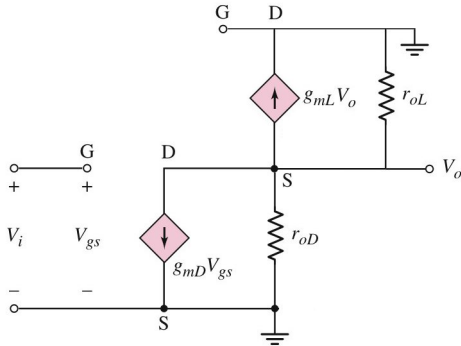
$$\left(1 + \frac{K_{nD}}{K_{nL}}\right)v_o^2 - 2\left(V_{DD} - V_{tL} + \frac{K_{nD}}{K_{nL}}(v_i - V_{tD})\right)v_o + (V_{DD} - V_{tL})^2 = 0.$$

- Por lo tanto,

$$v_o = \frac{1}{1 + \frac{K_{nD}}{K_{nL}}} \times \left(V_{DD} - V_{tL} + \frac{K_{nD}}{K_{nL}}(v_i - V_{tD}) - \sqrt{\left[V_{DD} - V_{tL} + \frac{K_{nD}}{K_{nL}}(v_i - V_{tD}) \right]^2 - \left(1 + \frac{K_{nD}}{K_{nL}} \right) (V_{DD} - V_{tL})^2} \right)$$

Amplificadores NMOS con Carga Mejorada IX

- La ganancia de amplificación para señal pequeña la podemos determinar utilizando los modelos incrementales (para señal pequeña) en cada uno de los transistores. Obtenemos el siguiente circuito equivalente:



- Planteando un LCK en el nodo S_L , tenemos

$$-g_{mL}V_o = \frac{V_o}{r_{oL}} + \frac{V_o}{r_{oD}} + g_{mD}V_i. \quad (7)$$

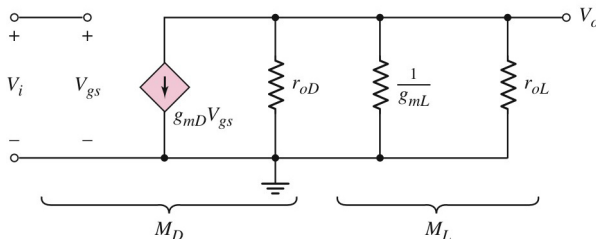
- La ganancia de voltaje es

$$A_v = -g_{mD}(r_{oL} \parallel r_{oD} \parallel \frac{1}{g_{mL}}). \quad (8)$$

- Notamos inmediatamente que el transistor carga aporta dos impedancias: la resistencia interna $1/g_{mL}$ y r_{oL} , que quedan conectadas en paralelo a r_{oD} debido a la conexión entre compuerta y drenado en el segundo transistor.

Amplificadores NMOS con Carga Mejorada X

- En lugar de hacer este análisis, uno puede reemplazar el transistor M_L por sus resistencia equivalente $r_{oL} \parallel \frac{1}{g_{mL}}$.



- En el caso que la $r_{oL} \gg \frac{1}{g_{mL}}$, podemos simplificar la expresión a

$$A_v = -\frac{g_{mD}}{g_{mL}} = -\sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}} = \sqrt{\frac{(W/L)_D}{(W/L)_L}}.$$

Ejemplo I

Ejemplo: Diseño de un Amplificador NMOS con Carga Mejorada

Diseñe un amplificador NMOS con carga mejorada de oforma tal que la ganancia de voltaje sea $|A_v| = 10$ y que el punto de operación Q esté en el punto medio de la región de saturación.

Considere que los parámetros del transistor son $V_{tD} = V_{tL} = 1$ V, $k'_n = 30 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $(W/L)_L = 1$, y $V_{DD} = 5$ V.

Solución

Consideramos que

$$|A_v| = 10 = \sqrt{\frac{(W/L)_D}{(W/L)_L}} = \sqrt{(W/L)_D}.$$

Por lo tanto, la razón geométrica del transistor driver es

$$(W/L)_D = 100. \quad (9)$$

Ejemplo II

- Podemos determinar los parámetros de conducción de ambos transistores:

$$K_{nD} = \frac{1}{2}k'_n \left(\frac{W}{L} \right)_D = \frac{1}{2} \times 30 \times 100 \mu\text{A}/\text{V}^2 = 1,5 \text{ mA}/\text{V}^2$$
$$K_{nL} = \frac{1}{2}k'_n \left(\frac{W}{L} \right)_L = \frac{1}{2} \times 30 \mu\text{A}/\text{V}^2 = 0,015 \text{ mA}/\text{V}^2.$$

- El punto de transición se alcanza cuando

$$v_o = v_{GSD} - V_{tD} = (V_{DD} - V_{tL}) - \sqrt{\frac{K_{nD}}{K_{nL}}}(v_{GSD} - V_{tD}).$$

- Reemplazando los valores que hemos determinado tenemos

$$v_{GSD} - 1 = (5 - 1) - \sqrt{\frac{1,5}{0,015}}(v_{GSD} - 1).$$

lo que nos permite determinar que en el punto de transición

$$v_{GSD}(\text{trans}) = 1,36 \text{ V y } v_{DSD}(\text{trans}) = 0,36 \text{ V}.$$

Ejemplo III

- Por lo tanto, la región de saturación se extiende entre

$$v_{GSD} = V_{tD} = 1 \text{ V.}$$

y

$$v_{GSD} = v_{GSD}(\text{trans}) = 1,36 \text{ V.}$$

- El punto de operación lo fijaremos en $V_{GSDQ} = 1,18 \text{ V}$, lo que nos entrega $V_{DSDQ} = 2,18 \text{ V}$.

Observación

En general, esta configuración está limitada a ganancias no mayores que 10. Ello se debe a que la razón geométrica entre entrada $\frac{(W/L)_D}{(W/L)_L}$ se hace impráctica para valores mayores.

Amplificador NMOS con Carga Empobrecida I

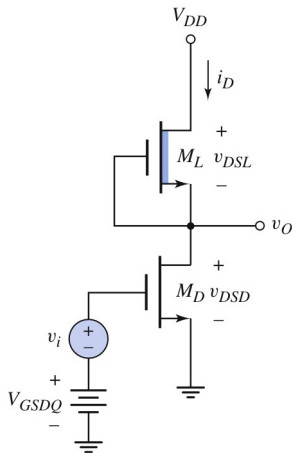
- Una de las formas de obtener una mayor ganancia de voltaje es reemplazar el transistor carga del circuito anterior por uno de tipo empobrecido.
- El circuito de la figura muestra esta configuración.
- Las relaciones de voltaje del circuito son

$$v_{GSL} = 0$$

$$v_{GSD} = V_i = V_{GSDQ} + v_i$$

$$v_{DSD} = V_{DD} - v_o$$

$$v_{DSL} = v_o.$$



- ▶ Recordamos que la característica voltaje-corriente de un transistor de tipo empobrecido queda descrita por la misma ecuación general de un NMOS, excepto que $V_{tL} < 0$.
- ▶ La conexión entre fuente y compuerta del transistor M_L garantiza que siempre estará “on”, en el sentido que

$$v_{GSL} = 0 > V_{tL}$$

siempre.

- ▶ El transistor M_L puede operar en dos modos: trío o saturación.
- ▶ El transistor M_D puede operar en los tres modos habituales: corte, trío y saturación.

Amplificador NMOS con Carga Empobrecida III

- ▶ Vamos a construir la curva característica de transferencia de voltaje del circuito considerando todas las combinaciones posibles.
- ▶ Recordemos que M_D está encendido, por lo que

$$i_{D_L} = \begin{cases} K_{nL} [2(v_{GSL} - V_{tL})v_{DSL} - v_{DSL}^2] & v_{DSL} < -V_{tL} \\ K_{nL} [v_{GSL} - V_{tL}]^2 (1 + \lambda_L v_{DSL}) & v_{DSL} < -V_{tL}, \end{cases} \quad (10)$$

y

$$i_{D_D} = \begin{cases} 0 & v_{GSD} < V_{tD} \\ K_{nD} [2(v_{GSD} - V_{tD})v_{DSD} - v_{DSD}^2] & v_{DSD} < -V_{tD} \\ K_{nD} [v_{GSD} - V_{tD}]^2 (1 + \lambda_D v_{DSD}) & v_{DSD} < -V_{tD}. \end{cases} \quad (11)$$

Amplificador NMOS con Carga Empobrecida IV

Analizaremos las cuatro condiciones más relevantes, desde el punto de vista de amplificación, que se dan en este circuito.

1. M_D en corte y M_L en tródo o saturación:

- ▶ Cuando el transistor driver está en corte, tenemos que

$$i_{DD} = i_{DL} = 0.$$

- ▶ Luego, si el transistor M_L está en tródo tenemos

$$K_{nL} \left[-2V_{tL}v_{DSL} - v_{DSL}^2 \right] = 0$$

lo que implica que $v_{DSL} = 0$.

- ▶ Si el transistor M_L estuviera en saturación, entonces

$$K_{nL}V_{tL}^2(1 + \lambda_L v_{DSL}) = 0$$

y, en consecuencia,

$$v_{DSL} = -\frac{1}{\lambda_L} = -|V_A|.$$

- ▶ Esta última ecuación es inconsistente la física del circuito. De alguna manera indicaría que el transistor entregaría $-|V_A|$ V al circuito en caso que estuviese en el modo saturado.
- ▶ En la práctica, cuando M_D está en corte M_L puede estar sólo en el modo trío.
- ▶ Luego, para $0 \leq v_i \leq V_{tD}$, $v_{DSL} = 0$ y $v_o = V_{DD}$.

2. M_D en saturación y M_L en trío:

- ▶ Si el transistor carga está en el modo trío, entonces

$$i_{DL} = K_{nL}[-2V_{tL}(V_{DD} - v_o) - (V_{DD} - v_o)^2]$$
$$i_{DD} = K_{nD}(v_i - V_{tD})^2.$$

donde hemos reemplazado $v_{GSL} = 0$ y $v_{DSL} = V_{DD} - v_o$, y hemos asumido que $\lambda_D = 0$.

- Pero $i_{DD} = i_{DL}$. Luego

$$(V_{DD} - v_o)^2 + 2V_{tL}(V_{DD} - v_o) + \frac{K_{nD}}{K_{nL}}(v_i - V_{tD})^2 = 0.$$

- El voltaje de salida es entonces

$$V_{DD} - v_o = -V_{tL} \pm \sqrt{V_{tL}^2 - \frac{K_{nD}}{K_{nL}}(v_i - V_{tD})^2}$$

por lo tanto

$$v_o = V_{DD} + V_{tL} + \sqrt{V_{tL}^2 - \frac{K_{nD}}{K_{nL}}(v_i - V_{tD})^2}$$

Amplificador NMOS con Carga Empobrecida VII

- ▶ Hemos elegido la raíz positiva basados en un argumento de continuidad: cuando $v_i = V_{tD}$, M_D está en corte, y por lo tanto,

$$\begin{aligned}v_o &= V_{DD} + V_{tL} + \sqrt{V_{tL}^2} \\&= V_{DD} + V_{tL} + \underbrace{|V_{tL}|}_{-V_{tD}} \\&= V_{DD}.\end{aligned}$$

- ▶ La función es decreciente en v_i , por lo tanto se debe cuidar que

$$v_o > v_i - V_{tD}$$

- ▶ El transistor M_L entra en saturación cuando

$$v_{DSL} = -V_{tL} = V_{DD} - v_o,$$

esto es, cuando $v_o = V_{DD} + V_{tL}$.

- Luego, la transición de trío a saturación se produce cuando

$$v_i = V_{tD} + \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}} |V_{tL}|.$$

- Finalmente, podemos plantear el rango de entradas para el cual M_D está saturado y M_L está en trío:

$$v_o = V_{DD} + V_{tL} + \sqrt{V_{tL}^2 - \frac{K_{nD}}{K_{nL}} (v_i - V_{tD})^2}$$

para $V_{tD} \leq v_i \leq V_{tD} + \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}} |V_{tL}|.$

3. M_D en saturación y M_L en saturación:

- ▶ Cuando ambos transistores están saturados, y no consideramos el efecto Early en ninguno de ellos, tendremos que la carga actuará como fuente de corriente, fijando

$$i_D = K_{nL}(-V_{tL})^2 = K_{nD}(v_i - V_{tD})^2$$

independiente del voltaje de entrada.

- ▶ La manera correcta de interpretar esta relación es que ambos transistores permanecerán saturados mientras

$$v_i = V_{GSDQ} = V_{tD} + \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}} |V_{tL}|.$$

- ▶ El transistor M_D continuará saturado mientras

$$v_o \geq v_i - V_{tD}$$

- En la transición de M_D hacia la región de triodo, tendremos que

$$v_o = v_i - V_{tD} = \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}} |V_{tL}|. \quad (12)$$

- Este análisis no toma en el efecto Early de ninguno de los dos transistores.
- Ello tiene como consecuencia que el rango de entrada podrá ser ligeramente más ancho (en comparación con sólo un punto).

4. M_D en trío y M_L en saturación

- En este caso tenemos que

$$2(v_i - V_{tD})v_o - v_o^2 = \frac{K_{nL}}{K_{nD}} V_{tL}^2.$$

Por lo que

$$v_o = v_i - V_{tD} - \sqrt{(v_i - V_{tD})^2 - \frac{K_{nL}}{K_{nD}} V_{tL}^2}.$$

para $V_{tD} + \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}} |V_{tL}| < v_i.$

- Notamos que este análisis nos entrega una solución única para el punto de operación en modo de amplificación:

$$V_{GSDQ} = V_{tD} + |V_{tL}| \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}}. \quad (13)$$

- En la práctica este punto está cercano a la transición de la carga a triodo y puede resultar poco práctico para el diseño final del circuito.
- La manera más precisa de determinar el punto de operación es considerar que el efecto Early presente en ambos transistores.
- Por lo tanto,

$$K_{nD}(v_i - V_{tD})^2(1 + \lambda_D v_o) = K_{nL}(-V_{tL})^2(1 + \lambda_L v_o)$$

- En el punto de operación Q el voltaje de salida lo fijamos en el punto medio del intervalo entre las regiones donde II y IV, es decir

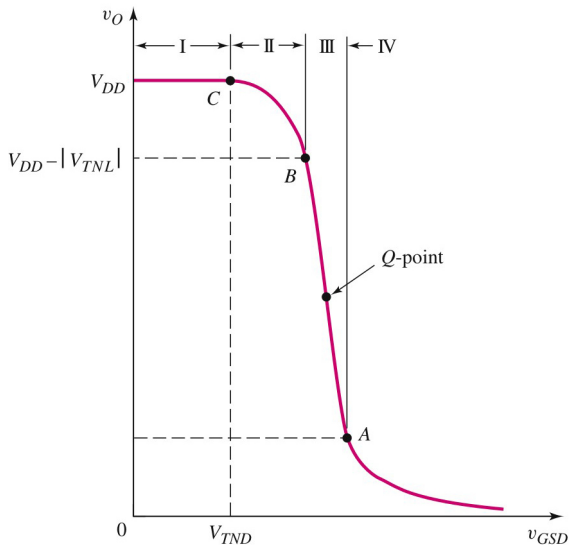
$$V_{DSDQ} = \frac{V_{DD} + V_{tL} + V_{tD}}{2}.$$

- Obtenemos entonces

$$V_{GSDQ} = V_{tD} + |V_{tL}| \sqrt{\frac{K_{nL}}{K_{nD}}} \sqrt{\frac{1 + \lambda_D V_{DSDQ}}{1 + \lambda_L V_{DSDQ}}}$$

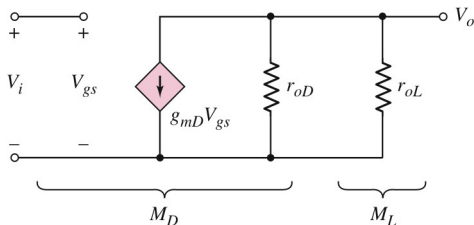
- Esta expresión es consistente con el caso derivado para $\lambda_D = \lambda_L = 0$ y es estable computacionalmente para pequeños valores (usualmente $\lambda \approx 10^{-2}$ o menor).

Amplificador NMOS con Carga Empobrecida XIV



Amplificador NMOS con Carga Empobrecida XV

- La ganancia de voltaje para pequeña señal es directa de obtener notando que la conexión GS del transistor carga hace que $V_{gsL} = 0$ en todo instante.
- Luego, la única impedancia vista por el circuito amplificador es r_{oL} , y el circuito equivalente es el siguiente:



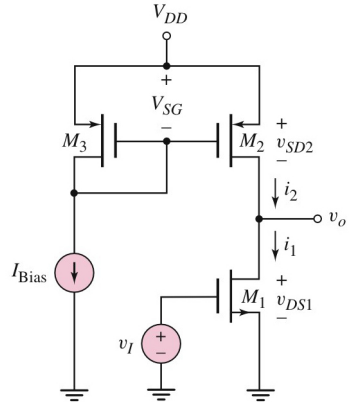
- La ganancia de voltaje es

$$A_v = -g_{mD}(r_{oD} \parallel r_{oL}). \quad (14)$$

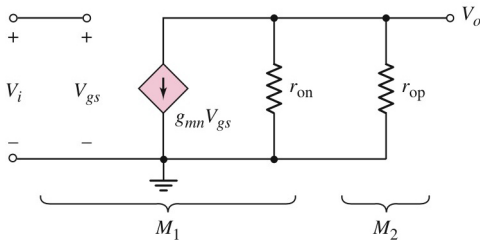
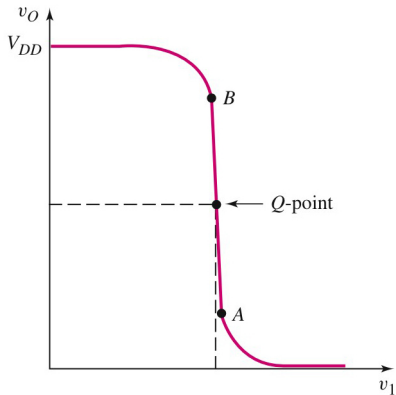
- ▶ Notamos que esta ganancia depende de dos resistencias que son bastante grandes en general.
- ▶ Luego, la ganancia de voltaje obtenida por este circuito será significativamente mayor que la que se puede lograr en un circuito amplificador NMOS con carga mejorada.

Amplificador NMOS con Carga PMOS I

- ▶ Un efecto similar al visto en el caso anterior, se puede obtener al utilizar como carga un transistor PMOS.
- ▶ Existen tres variantes
 - ▶ Amplificador de Fuente Común
 - ▶ Amplificador de Drenado Común
 - ▶ Amplificador de Compuerta Común

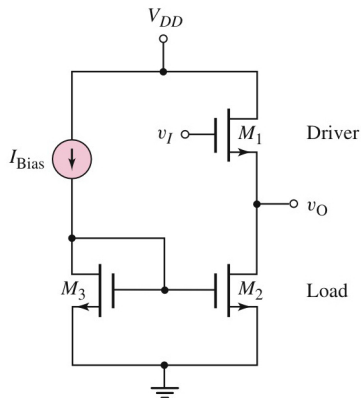


Amplificador NMOS con Carga PMOS II

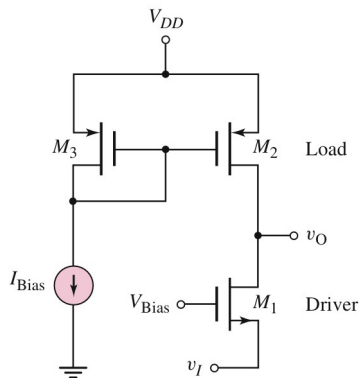


$$A_v = -g_{mn}(r_{on} \parallel r_{op}) \quad (15)$$

Amplificador NMOS con Carga PMOS III

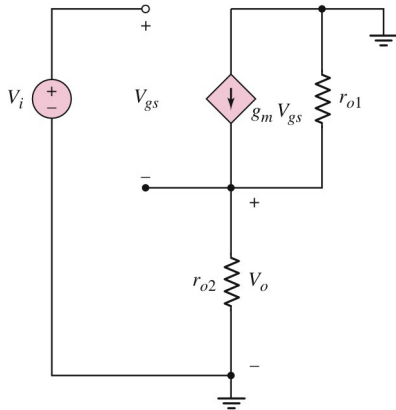


Drenado Común

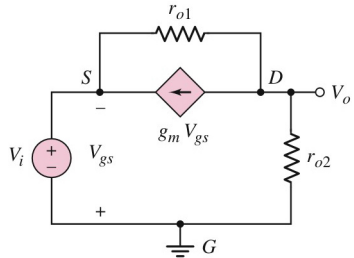


Compuerta Común

Amplificador NMOS con Carga PMOS IV



Drenado Común



Compuerta Común