

# EL42A - Circuitos Electrónicos

## Clase No. 16: Circuitos Amplificadores Lineales (4)

Patricio Parada  
pparada@ing.uchile.cl

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Universidad de Chile

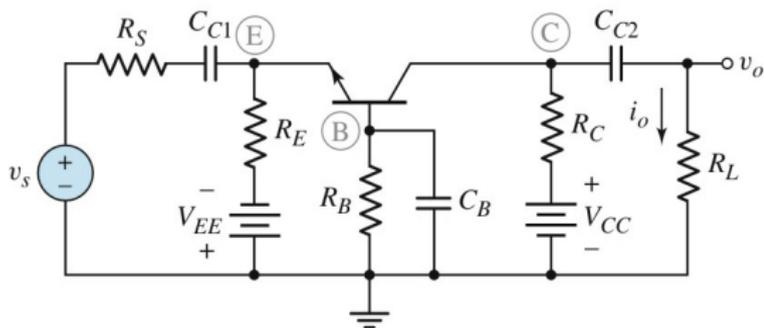
6 de Octubre de 2009

Configuraciones para Amplificadores Bipolares  
Configuración de Base Común

Configuraciones para Amplificadores MOSFET  
Configuración de Fuente Común

## Amplificador de Base Común I

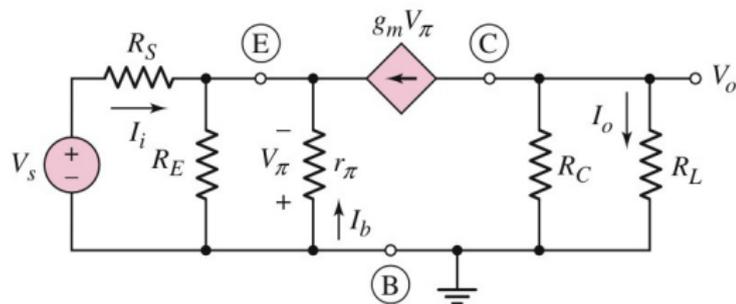
- Consideremos el circuito



- En este caso, la base es el terminal común (a través de  $R_B$ ) para los voltajes de entrada y salida del circuito.
- Notemos que hemos incorporado los condensadores de acoplamiento  $C_{C1}$  y  $C_{C2}$  para la señal de entrada y la carga, así como el condensador  $C_B$  que cortocircuita  $R_B$  para frecuencias distintas de cero (esto es un “hecho” aproximado, dependiendo del valor de la capacidad del condensador).

## Amplificador de Base Común II

- ▶ El circuito equivalente AC es



- ▶ Es directo ver que

$$V_o = -g_m V_\pi (R_C \parallel R_L). \quad (1)$$

- ▶ La ecuación de corrientes en el nodo (E) es

$$\frac{V_s - (-V_\pi)}{R_S} + g_m V_\pi + \frac{V_\pi}{r_\pi} + \frac{V_\pi}{R_E} = 0 \quad (2)$$

## Amplificador de Base Común III

- ▶ Recordamos que

$$g_m r_\pi = \beta \quad (3)$$

- ▶ Luego,

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{R_S} &= - \left[ \frac{1}{R_S} + \frac{\beta}{r_\pi} + \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{R_E} \right] V_\pi \\ V_\pi &= - \frac{V_S}{R_S} \left[ \frac{r_\pi}{1 + \beta} \parallel R_S \parallel R_E \right] \end{aligned} \quad (4)$$

- ▶ Sustituyendo en (1) tenemos

$$A_v = +g_m \frac{R_C \parallel R_L}{R_S} \left[ \frac{r_\pi}{1 + \beta} \parallel R_S \parallel R_E \right] \quad (5)$$

- ▶ A medida que  $R_S \rightarrow 0$  el término

$$\frac{\frac{r_\pi}{1 + \beta} \parallel R_S \parallel R_E}{R_S} \rightarrow 1$$

y

$$A_v \rightarrow g_m(R_C \parallel R_L)$$

- ▶ La ganancia de amplificación de corriente se puede determinar a partir de la misma ecuación (2), excepto que escribimos la corriente en la resistencia  $R_S$  como  $I_s$ . Obtenemos

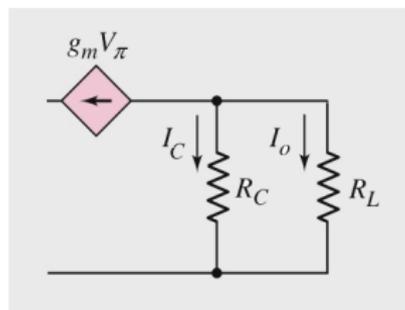
$$I_s = - \left[ g_m + \frac{1}{r_\pi} + \frac{1}{R_E} \right] V_\pi$$

## Amplificador de Base Común V

- ▶ Además, en el nodo (C) existe un divisor de corriente que nos permite escribir la relación

$$-g_m V_\pi = \frac{R_C + R_L}{R_C} I_o$$

### Divisor de Corriente



$$I_C R_C = I_o R_L \quad (\text{a})$$

$$I_o + I_C = -g_m V_\pi \quad (\text{b})$$

$$\Rightarrow I_o + I_o \frac{R_L}{R_C} = -g_m V_\pi.$$

## Amplificador de Base Común V

- ▶ Luego

$$A_i \equiv \frac{I_o}{I_s} = \frac{\beta R_C (R_E \parallel \frac{r_\pi}{1 + \beta})}{r_\pi (R_C + R_L)}. \quad (6)$$

- ▶ Podemos arreglar la expresión para obtener

$$A_i = \frac{\beta}{1 + \beta} \frac{R_C}{(R_C + R_L) (1 + \frac{r_\pi}{(1 + \beta) R_E})}$$

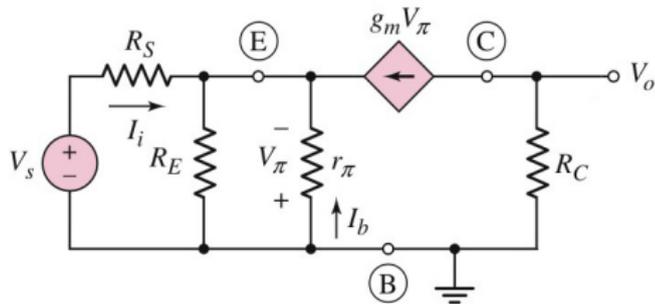
- ▶ Notamos que el término  $\frac{r_\pi}{(1 + \beta) R_E} \approx 0$ . Luego

$$A_i \approx \alpha \frac{R_C}{(R_C + R_L)}$$

- ▶ Si la  $R_L \rightarrow 0$ , entonces la ganancia de amplificación tiende a  $\alpha$ . Por ello, este parámetro recibe el nombre de **ganancia de corriente de base común**.

# Impedancias de Entrada y Salida del Amplificador Bipolar en Base Común I

- ▶ La impedancia de entrada del circuito la podemos calcular determinando primero  $R_{ie}$  cuando  $R_L = \infty$ .



- ▶  $R_{ie} = \frac{V_\pi}{I_{ie}}$ . Luego

$$I_{ie} = \frac{1 + \beta}{r_\pi} V_\pi \Rightarrow R_{ie} = \frac{r_\pi}{1 + \beta} \equiv r_e.$$

- ▶ La resistencia  $r_e$  recibe el nombre de resistencia del circuito mirando hacia el emisor.
- ▶ Finalmente,  $R_i = R_E \parallel r_e$ .
- ▶ La resistencia de salida se puede obtener trivialmente, porque cuando  $V_s = 0$ ,  $V_\pi = 0$ , y por lo tanto

$$R_o = R_C.$$

# Resumen

	EC	BC	CC
$A_{v0}$	$-g_m(R_C \parallel r_o)$	$\frac{(1 + \beta)(R_E \parallel r_o)}{r_\pi(1 + \beta)(R_E \parallel r_o)}$	$+g_m \frac{R_C \parallel R_L}{R_S} \left[ \frac{r_\pi}{1 + \beta} \parallel R_S \parallel R_E \right]$
$A_{i0}$	$g_m(R_1 \parallel R_2 \parallel r_\pi)$	$(1 + \beta) \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_{ib}} \frac{r_o}{r_o + R_E}$	$\frac{\beta R_C (R_E \parallel \frac{r_\pi}{1 + \beta})}{r_\pi (R_C + R_L)}$
$R_i$	$r_\pi \parallel R_1 \parallel R_2$	$R_1 \parallel R_2 \parallel R_{ib}$	$R_E \parallel r_e$
$R_o$	$R_C \parallel r_o$	$\frac{r_\pi + R_1 \parallel R_2 \parallel R_S}{1 + \beta} \parallel R_E \parallel r_o$	$R_C$
$R_{ib}$		$r_\pi + (1 + \beta)(R_E \parallel r_o)$	
$R_{ie}$			$r_e = \frac{r_\pi}{1 + \beta}$

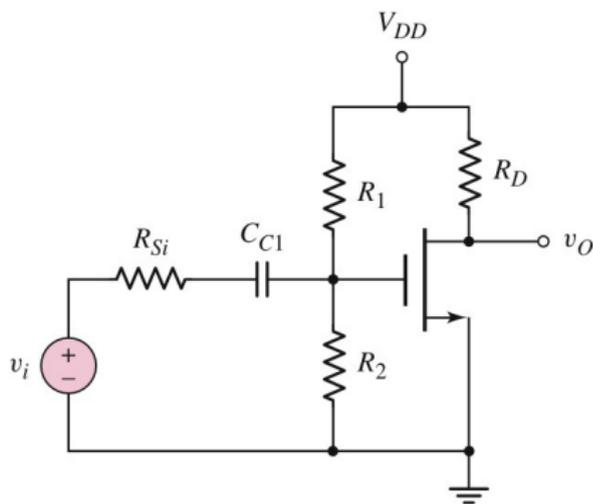
- ▶ Nuestra presentación de amplificadores lineales ahora visita la implementación con transistores (MOS)FET.
- ▶ Al igual que en caso de amplificadores bipolares, los amplificadores MOSFETs vienen en tres posibles configuraciones:
  - ▶ Fuente común,
  - ▶ Drenado común (seguidor de fuente)
  - ▶ Compuerta común.
- ▶ Una propiedad exclusiva de los transistores FET es que pueden ser utilizados como carga, lo cual los hace ideales para aplicaciones en circuitos integrados, donde el espacio es un factor crítico a considerar en el diseño.

- ▶ Las condiciones de operación descritas para los amplificadores bipolares también aplican para los amp. mosfet.
- ▶ En particular, realizaremos análisis (y diseño) para pequeña señal, lo cual implica que linealizaremos el efecto del transistor en torno a un punto de operación  $Q$ , y luego haremos análisis AC en torno a este punto.
- ▶ Los amplificadores MOSFET operan en la región de saturación. Por ello, el modelo para la corriente instantánea que utilizaremos es el siguiente

$$i_D(t) = K_n(v_{GS}(t) - V_t)^2 \quad (7)$$

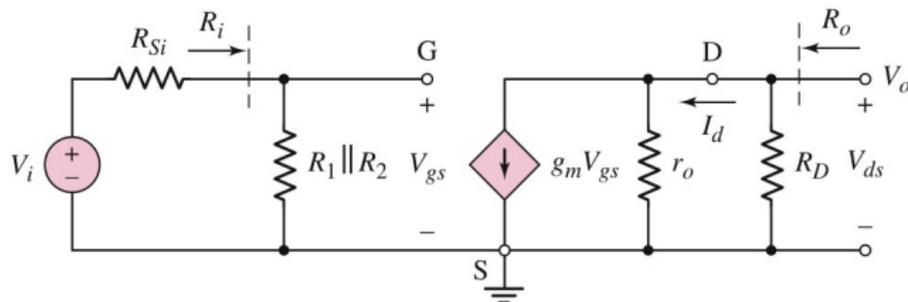
## Amplificador Fuente Común I

- La figura muestra la configuración más simple que uno puede encontrar para el amplificador fuente común.



## Amplificador Fuente Común II

- ▶ El circuito equivalente para señal pequeña es



- ▶ La ganancia de voltaje del circuito es

$$A_v = - \underbrace{g_m (r_o \parallel R_D)}_{A_{vo}} \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_{Si}} \quad (8)$$

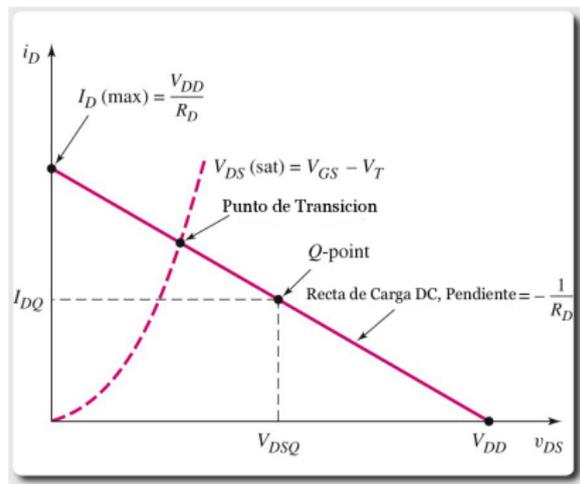
### Criterio de Diseño: Oscilación Simétrica Máxima

Existen dos criterios para diseñar una buena polarización de un amplificador.

1. Que las variaciones de la entrada sean pequeñas de manera de mantener la linealidad del dispositivo.
2. Que las variaciones no lleven el transistor a la región de triodo o de corte.

Este segundo criterio se materializa en el criterio de **oscilación simétrica máxima**. En este caso se elige

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD} + V_{DS}(\text{sat})}{2} = \frac{V_{DD} + (V_{GS} - V_t)(\text{sat})}{2}. \quad (9)$$



## Ejemplo: Diseño de la polarización de amplificador MOSFET

### Problema

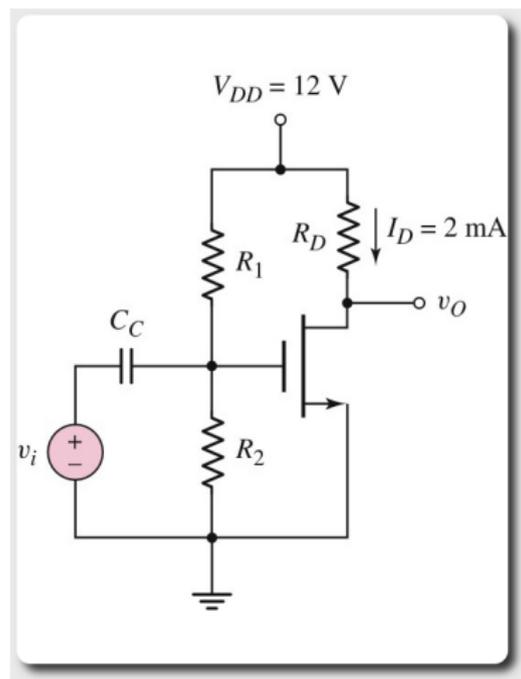
Diseñe la polarización del amplificador de la figura de modo que se logre la oscilación simétrica máxima y la corriente de drenado  $I_{DQ} = 2 \text{ mA}$ . Determine la ganancia de amplificación de voltaje resultante.

Los parámetros del transistor son

- ▶  $V_t = 1 \text{ V}$
- ▶  $K_n = 1 \text{ mA/V}^2$
- ▶  $\lambda = 0,015 \text{ V}^{-1}$

Además, considere que

$$R_1 \parallel R_2 = 100 \text{ k}\Omega.$$



### Solución

- ▶ Primero calculamos el punto de transición (a la región de triodo) a partir de la información considerada.
- ▶ Como el punto de operación está en la mitad de la región de saturación, eso implica que la corriente  $I_D$  en el punto de transición ( $I_{Dt}$ ) debe ser igual a  $2 \times 2\text{mA}$ . Luego

$$I_{Dt} = K_n (V_{GS_t} - V_t)^2$$
$$4 = 1 \times (V_{GSQ} - 1)^2$$

- ▶ Elegimos la raíz positiva por lo que  $V_{GSQ} = 3\text{ V}$ .
- ▶ En consecuencia,  $V_{DS}(\text{sat}) = 3 - 1 = 2\text{ V}$  y el punto de operación está en

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD} + V_{DS}(\text{sat})}{2} = \frac{12 + 2}{2} = 7\text{ V}.$$

## Ejemplo: Diseño de la polarización de amplificador MOSFET II

- Podemos utilizar la recta de carga para determinar el valor de la resistencia  $R_D$  que necesitamos:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} = \frac{12 - 7}{0,002} = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

- Para determinar  $R_1$  y  $R_2$  notamos que el circuito de polarización presenta el siguiente divisor de tensión

$$V_{GSQ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

- El valor de  $V_{GSQ}$  lo podemos determinar a partir de la curva característica del transistor en el modo saturación para el punto de operación:

$$\begin{aligned} I_{DQ} &= K_n (V_{GSQ} - V_t)^2 \\ 2 &= 1 (V_{GSQ} - 1)^2 \end{aligned}$$

## Ejemplo: Diseño de la polarización de amplificador MOSFET III

- ▶ Por lo tanto  $V_{GSQ} = 2,414$  V.
- ▶ Como

$$R_1 \parallel R_2 = R_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 100 \text{ k}\Omega$$

y

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{R_1 + R_2} &= \frac{V_{GSQ}}{V_{DD}} = \frac{2,414}{12} = 0,201 \\ \Rightarrow R_1 &= \frac{V_{DD}}{V_{GSQ}} (R_1 \parallel R_2) = 497 \text{ k}\Omega \\ \Rightarrow R_2 &= \left[ \frac{1}{(R_1 \parallel R_2)} - \frac{1}{R_1} \right]^{-1} = 125 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

## Ejemplo: Diseño de la polarización de amplificador MOSFET IV

- ▶ La ganancia de amplificación resultante es

$$A_v = -g_m(r_o \parallel R_C)$$

- ▶  $g_m = 2\sqrt{K_n I_{DQ}} = 2,82\text{mA/V}$  y  
 $r_o = \frac{1}{\lambda I_{DQ}} = \frac{1}{0,015 \times 0,002} = 33 \text{ k}\Omega.$

- ▶ Finalmente

$$A_v = -6,56 \text{ V/V.}$$

## Amplificador de Fuente Común con Resistencia en la Fuente I

- ▶ Al igual que en el caso del amplificador bipolar con emisor común, el amplificador de fuente común tiene problemas de inestabilidad con respecto a los parámetros del transistor.
- ▶ La combinación de la curva de carga con la característica del transistor nos permite definir que el punto de operación del circuito es

$$V_{DSQ} = V_{DD} - R_D K_n (V_{GSQ} - V_t)^2$$

$$\text{donde } V_{GSQ} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}.$$

- ▶ La sensibilidad del punto de operación con respecto de los parámetros del transistor es fácil de calcular:

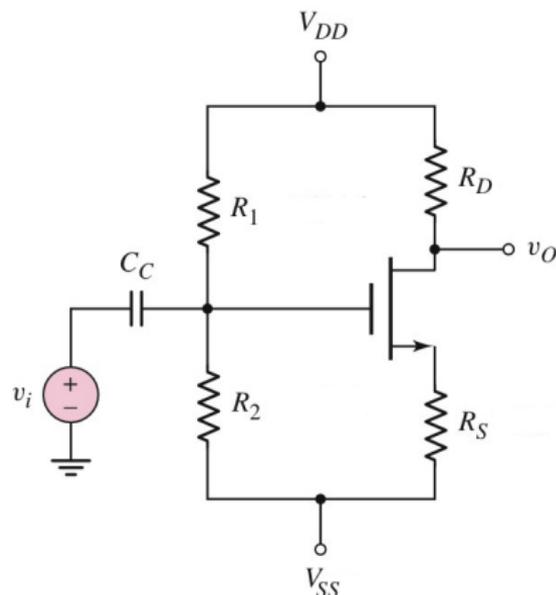
$$\frac{\partial V_{DSQ}}{\partial K_n} = -R_D V_{OV}^2 \quad (10)$$

$$\frac{\partial V_{DSQ}}{\partial V_t} = 2K_n R_D V_{OV}. \quad (11)$$

- ▶ Para mejorar la condición de estabilidad del punto de operación del circuito, que es que ambas derivadas sean lo más pequeñas posibles, uno puede incorporar la resistencia  $R_S$  entre fuente y tierra.
- ▶ La incorporación de esta resistencia hace relevante la consideración del efecto substrato (body effect), pues el terminal del cuerpo del transistor estará a una tensión distinta a la fuente.
- ▶ Nuestro análisis despreciará este efecto por el momento.

## Amplificador de Fuente Común con Resistencia en la Fuente III

- ▶ En la figura mostramos el circuito de fuente común modificado.
- ▶ Para determinar la ganancia de voltaje del circuito utilizaremos el modelo para pequeña señal asociado al NMOS.
- ▶ Incluiremos el efecto Early modelado mediante la resistencia  $r_o$  entre D y S.



## Amplificador de Fuente Común con Resistencia en la Fuente IV

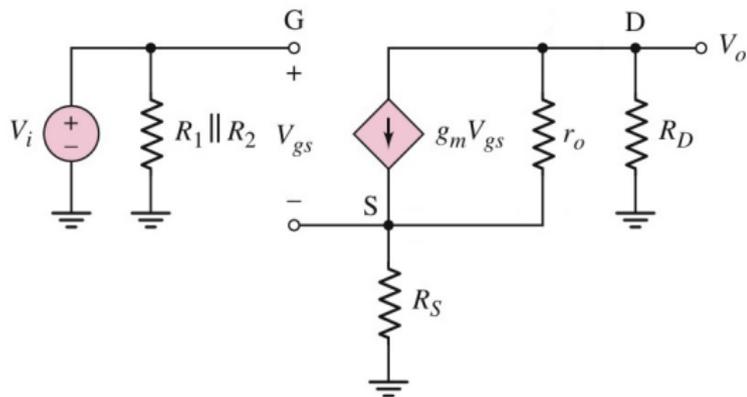
Podemos plantear 4 ecuaciones para determinar  $V_o$  en función de  $V_i$ :

$$V_i = V_{GS} + V_S$$

$$V_o = V_{DS} + V_S$$

$$\frac{V_S}{R_S} = -\frac{V_D}{R_D}$$

$$g_m V_{GS} + \frac{V_{DS}}{r_o} = \frac{V_S}{R_S}$$



- ▶ Combinando las ecuaciones obtenemos

$$g_m(V_i - V_S) + \frac{V_o - V_S}{r_o} = -\frac{1}{R_D}V_o.$$

- ▶ Reordenando términos

$$\left( g_m \frac{R_S}{R_D} + \frac{1}{r_o} + \frac{R_S}{R_D r_o} + \frac{1}{R_D} \right) = -g_m V_i.$$

- ▶ Recordando que  $\frac{1}{r_o} + \frac{1}{R_D} = \frac{1}{r_o \parallel R_D}$ , tenemos

$$A_v = -\frac{g_m(r_o \parallel R_D)}{1 + \frac{R_S}{R_D} \frac{1}{g_m \parallel r_o}}. \quad (13)$$

## Amplificador de Fuente Común con Resistencia en la Fuente VI

- ▶ En el caso que  $r_o \rightarrow \infty$ , la expresión se simplifica aun más, considerando que

$$\begin{aligned}r_o \parallel R_D &\rightarrow R_D \\ r_o \parallel 1/g_m &\rightarrow 1/g_m.\end{aligned}$$

- ▶ Luego

$$A_v = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}. \quad (14)$$

- ▶ Es evidente, en ambos casos, que la incorporación de la resistencia  $R_S$  tiene un costo operacional en términos de una menor ganancia de amplificación.
- ▶ En general, el término  $g_m R_S \gg 1$ , por lo que la ganancia  $A_v$  tiende asintóticamente a

$$A_v \rightarrow -\frac{R_D}{R_S}.$$

## Amplificador de Fuente Común con Resistencia en la Fuente VII

- ▶ La disminución de la ganancia de voltaje del amplificador puede ser contrarrestada incluyendo un condensador  $C_S$  en paralelo a  $R_S$ .
- ▶ De esta forma se logra estabilizar el punto de operación y tener una “buena” ganancia de voltaje.
- ▶ Una solución más sofisticada considera estabilizar la corriente utilizando una fuente de corriente  $I_Q$  en el terminal de fuente.

