

Referencia Bandgap: Básico

Sumario

- Introducción
- Referencia constante con temperatura
- Generador PTAT
- Fuente de corriente constante con V_{DD}
- Ejemplo de diseño

Introducción

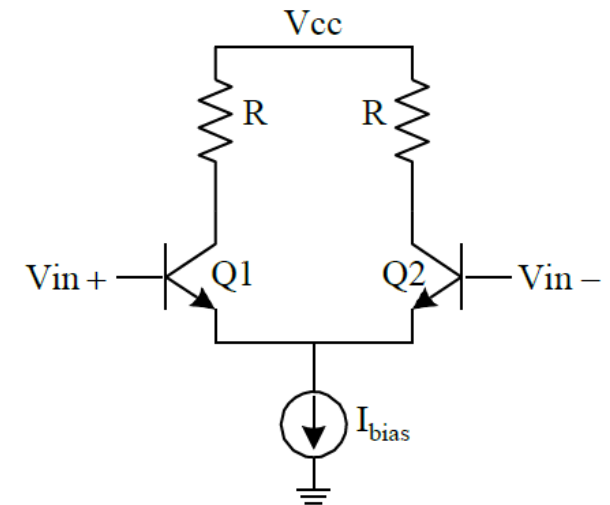
- Condiciones a satisfacer para una producción de IC
 - ✓ Funcionar con cambios de V_{cc} (variación de Alimentación):
 - Ej: V_{cc} : 2.7V → 3.0V
 - ✓ Funcionar con cambios de Temp. (variación de Temperatura)
 - Ej: T: -25C → 0 → 25C → 75C
 - ✓ Funcionar con cambio de prop. físicas (variación de Proceso)
 - TBJs: β : $\pm 30\%$
 - MOS: μ : $\pm 10\%$, V_{th} : $\pm 100\text{mV}$
 - Resistencias: R: $\pm 20\%$
 - Capacitores: C: $\pm 5\%$
 - Inductores: L: $\pm 1\%$

- Deben considerarse todas las posibles combinaciones de variación de alimentación (V_{cc}), temperatura (T) y proceso (P). Esto se conoce como **PVT (proceso, voltaje y temperatura)**

Introducción: Caso de Estudio

Variación de la ganancia de pequeña señal con PVT

- **Variación de Alimentación:** ganancia de baja frecuencia es casi insensible a las variaciones de V_{cc} (asumiendo Q en la región activa)
- **Variación de Temperatura:** g_m cambia con la temperatura (decrece, suponiendo I_{CQ} independiente de T) \rightarrow ganancia dependiente de la temperatura
Solución: hacer $I_{CQ} = f(T)$, aumentando con la temperatura \rightarrow ganancia insensible a T
- **Variación de Proceso:** en TBJs, $V_T = KT/q$ es casi insensible a la variación del proceso (asumiendo que I_{CQ} no varía con el proceso) \rightarrow g_m no varía con el proceso. Sin embargo la ganancia no es constante por la variación de las resistencias R



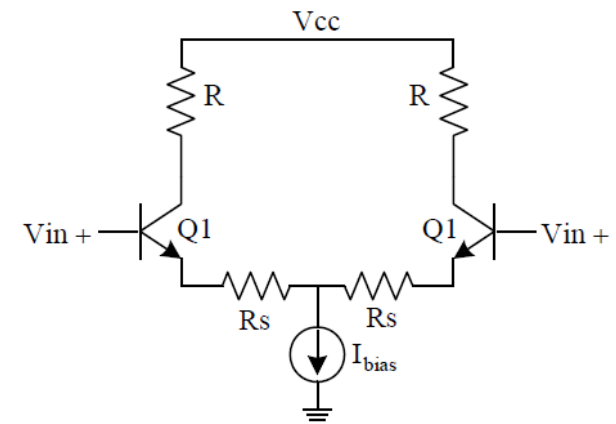
$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g_m R$$

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} = \frac{I_{CQ}}{\frac{KT}{q}} \uparrow$$

Introducción: Caso de Estudio

Variación de la ganancia de pequeña señal con PVT

- **Variación de Alimentación:** ganancia de baja frecuencia es casi insensible a las variaciones de V_{cc} (asumiendo Q en la región activa)
- **Variación de Temperatura y Proceso:** Manteniendo R/R_s constante \rightarrow la ganancia de baja frecuencia se mantiene constante. Esto puede lograrse usando:
 - Resistencias R , R_s del mismo tipo.
 - Buenas prácticas de layout para alcanzar un mejor “matching” de componentes.



$$\text{Gain} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \approx \frac{R}{R_s}$$

- **Malas noticias:** la ganancia se reduce drásticamente!

Referencia de tensión BANDGAP

- Idea clave: sumar dos cantidades con coeficiente de temperatura opuestos y apropiadamente escalados → la cantidad resultante exhibe coeficiente de temperatura nulo.

Ej: V1 y V2 tienen dependencia opuesta con la temperatura, si se eligen los coeficientes de manera tal que:

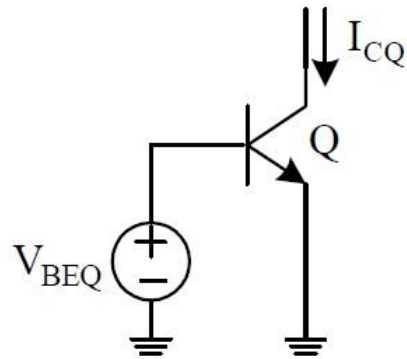
$$V_{\text{ref}} = c_1 V_1 + c_2 V_2$$
$$\frac{\partial V_{\text{ref}}}{\partial T} = c_1 \frac{\partial V_1}{\partial T} + c_2 \frac{\partial V_2}{\partial T} = 0 \quad \Rightarrow \text{if } c_1, c_2 > 0 \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial V_1}{\partial T} < 0 : \text{NTC} \\ \frac{\partial V_2}{\partial T} > 0 : \text{PTC} \end{cases}$$

Entonces, la referencia de tensión Vref tiene coeficiente de temperatura nulo.

Referencia de tensión BANDGAP

- Objetivo: diseñar una referencia de tensión fija de cc que no varíe con la temperatura.
 - Muy útil en circuitos que requieren una referencia estable de temperatura. Ej: ADC/DAC
- Las características de los TBJs permiten obtener coeficientes de temperatura tanto positivos como negativos.
- kT/q tiene coeficiente de temperatura positivo
 - “PTAT” proporcional a la temperatura absoluta.
- VBE de un TBJ disminuye con la temperatura.
 - “CTAT” complementario a la temperatura absoluta.
- Se pueden combinar PTAT + CTAT para dar una referencia de tensión con coeficiente de temperatura (TC) aproximadamente nulo.

Comportamiento térmico del TBJ



$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$V_{BE} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

Aún cuando KT/q aumenta con la temperatura, V_{BE} disminuye con la temperatura porque I_S depende fuertemente de ella.

$$V_{BE} \cong \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_C}{I_0} e^{V_{G0}/(kT/q)}\right)$$

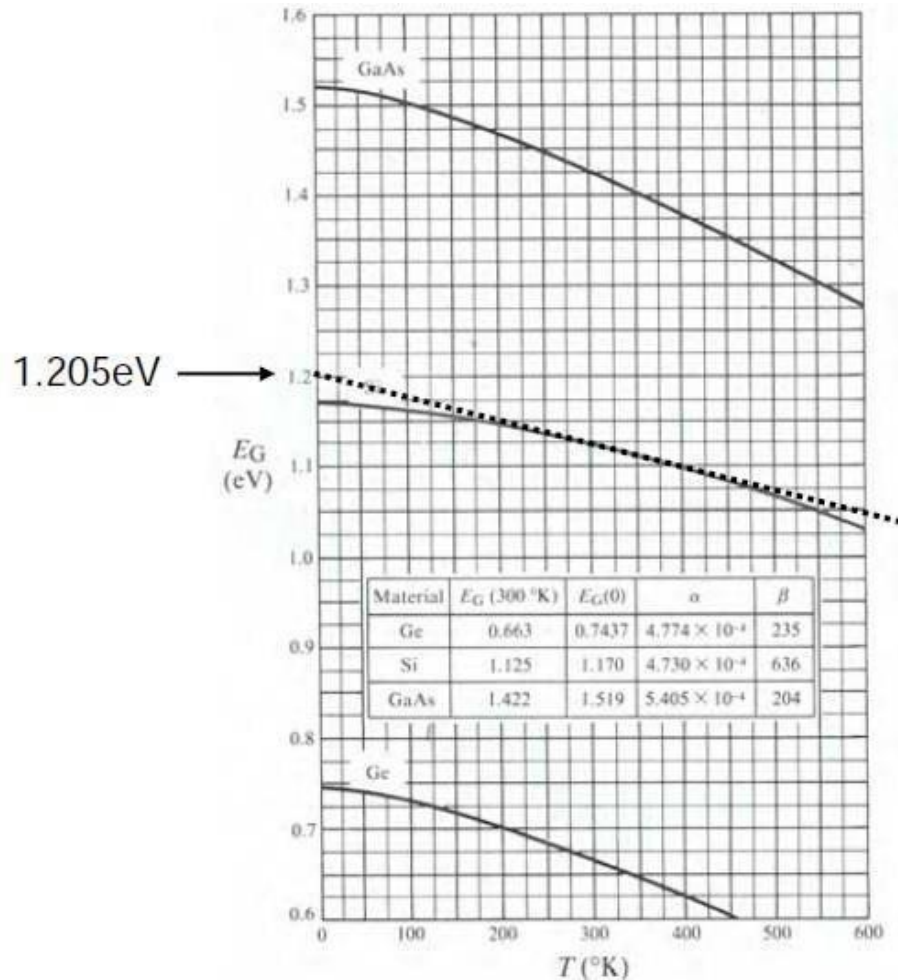
$$\cong V_{G0} - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_0}{I_C}\right)$$

Asumiendo que tanto I_0 como I_C son constantes con la T:

$$\frac{dV_{BE}}{dt} \cong -\frac{k}{q} \ln\left(\frac{I_0}{I_C}\right) = \frac{V_{BE} - V_{G0}}{T}$$

- V_{G0} es la tensión de bandgap del silicio “extrapolada a 0° Kelvin”

Bandgap Extrapolado

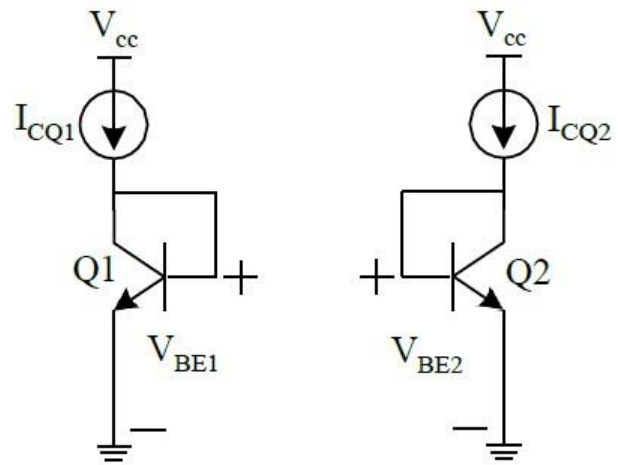


[Pierret, Advance
Semiconductor
Fundamentals, p.85]

$$V_{G0} = \frac{1.205\text{eV}}{q} = 1.205\text{V}$$

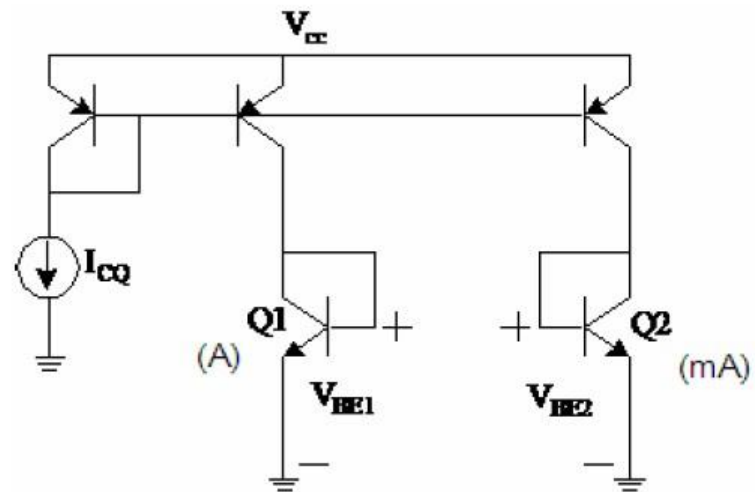
Generador PTAT

- Amplificar la diferencia en V_{BE} de dos TBJs \rightarrow término PTAT
- Se pueden obtener diferentes voltajes V_{BE} por:
 - Aplicar distintas I_{CQ}
 - Usar dos TBJs con distintas áreas pero igual I_{CQ}



$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{CQ1}}{I_{CQ2}}\right)$$

$$\text{if } \frac{I_{CQ1}}{I_{CQ2}} > 1 \Rightarrow \frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} > 0$$



$$V_{BEQ1} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{CQ}}{\alpha A}\right), \quad V_{BEQ2} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{CQ}}{\alpha mA}\right)$$

$$\Delta V_{BEQ} = V_{BEQ1} - V_{BEQ2} = \frac{KT}{q} \ln(m)$$

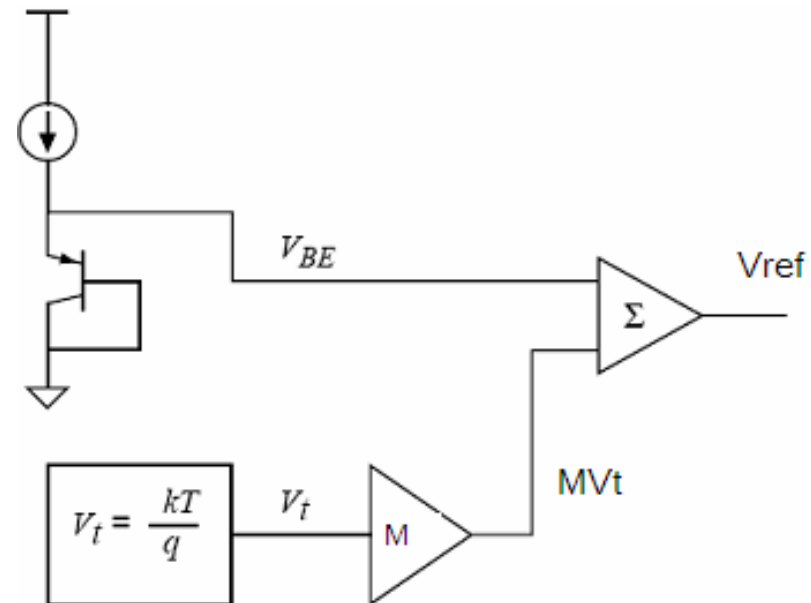
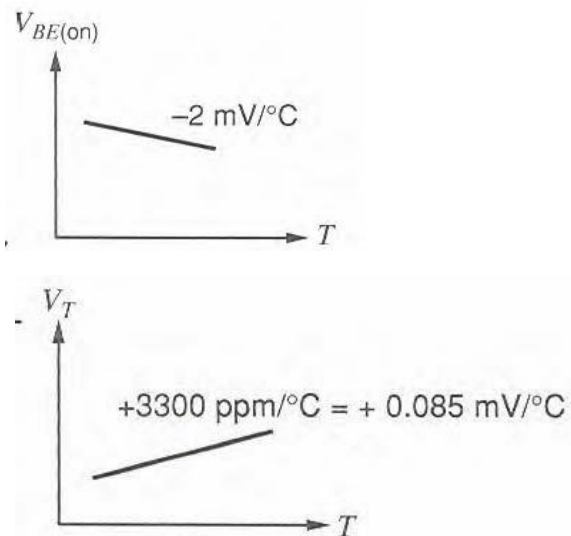
Referencia de tensión Bandgap

■ Generar PTAT y su complemento CTAT y sumarlos apropiadamente.

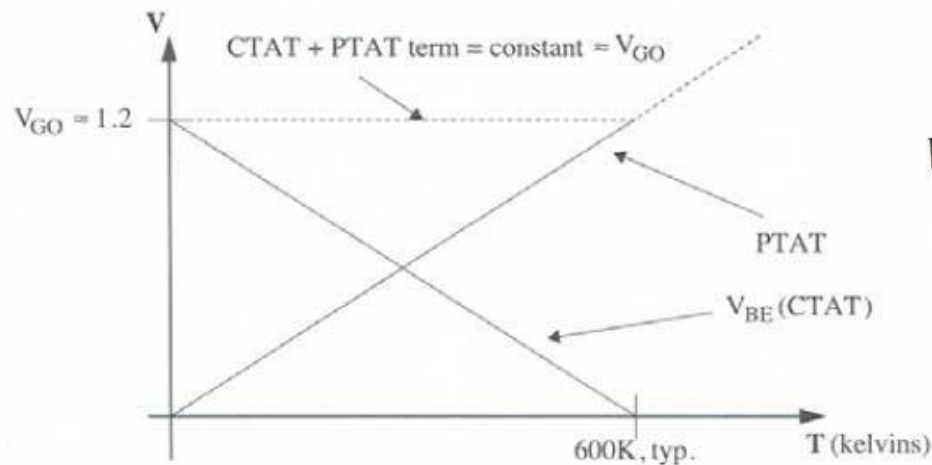
- V_{BE} tiene un CTAT de aproximadamente $-2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a temperatura ambiente.
- $V_t = kT/q$ tiene un PTAT de $+0.085 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ a temperatura ambiente.

■ Multiplicar V_t por una constante M y sumarla a V_{BE} para obtener:

$$V_{REF} = V_{BE} + MV_t$$



Referencia de tensión Bandgap



$$\begin{aligned} V_{BE} + M \frac{kT}{q} &\cong V_{G0} - \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_0}{I_C}\right) + M \frac{kT}{q} \\ &\cong V_{G0} + \frac{kT}{q} \left(M - \ln\left(\frac{I_0}{I_C}\right) \right) \end{aligned}$$

Combinando V_{BE} y una versión escalada de kT/q se obtiene un voltaje independiente de la temperatura igual a V_{G0}

Generador PTAT

- ¿Cómo generamos un voltaje que es la diferencia de dos V_{BE} ?

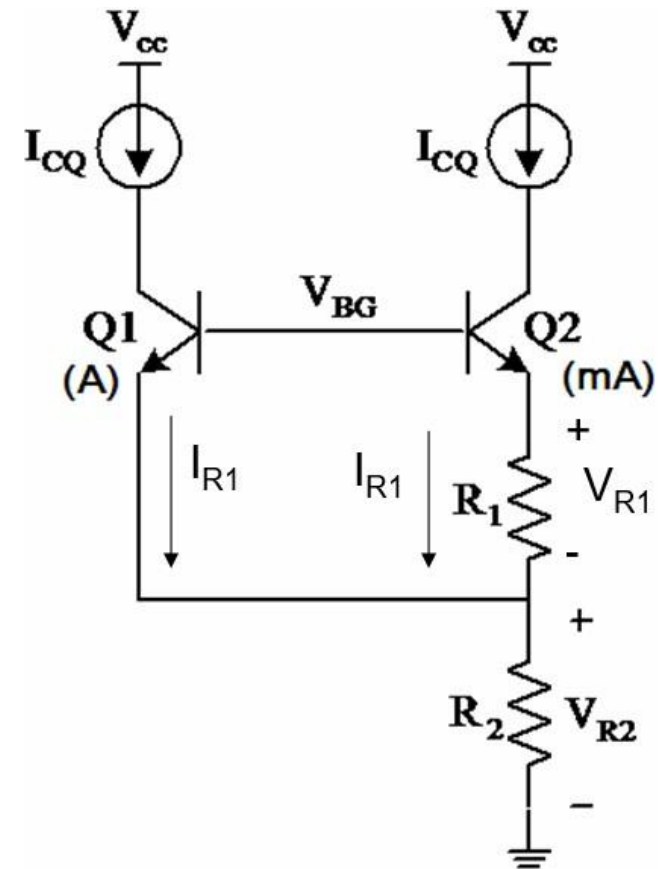
$$V_{BE1} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{CQ}}{\alpha A}\right), \quad V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{CQ}}{\alpha mA}\right)$$

$$V_{R1} = \Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln(m)$$

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{V_t}{R_1} \ln(m)$$

$$V_{R2} = 2R_2 I_{R1} = \frac{2R_2}{R_1} V_t \ln(m)$$

$$\Rightarrow \frac{\partial V_{R2}}{\partial T} = \frac{2R_2}{R_1} \frac{K}{q} \ln(m) > 0 ; \text{PTC!}$$



Referencia de tensión Bandgap

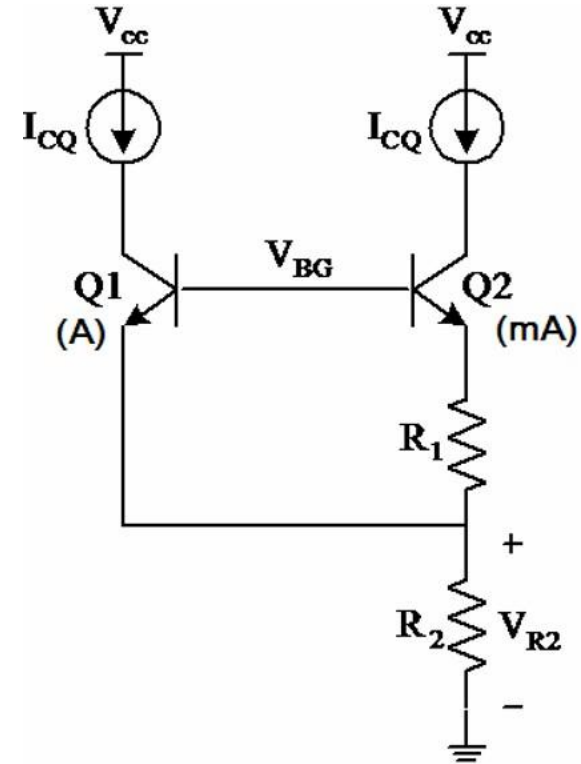
$$V_{BG} = V_{BE1} + V_{R2}$$

$$\frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} < 0$$

(NTC)

$$\frac{\partial V_{R2}}{\partial T} > 0$$

(PTC)



Fuente de corriente independiente de V_{DD}

- ¿Cómo generamos las corrientes de polarización I_{CQ} ?

- Fuente espejo convencional:

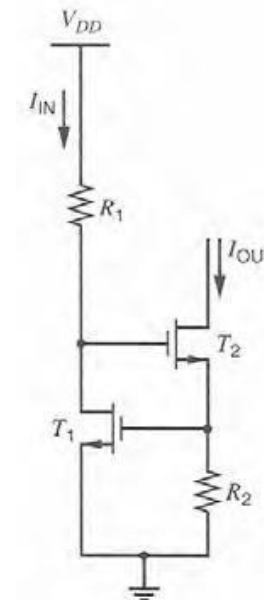
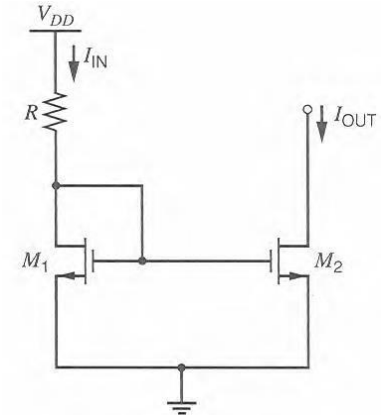
- La corriente es proporcional a V_{DD}
- Ej: Si V_{DD} varía en x%, la corriente de polarización variará en la misma cantidad.

- Fuente de corriente independiente de V_{DD}

$$I_{OUT} = \frac{V_{GS1}}{R_2} \cong \frac{V_t + V_{OV}}{R_2} \cong \frac{V_t + \sqrt{\frac{2I_{IN}}{\mu C_{ox} \frac{W}{L}}}}{R_2}$$

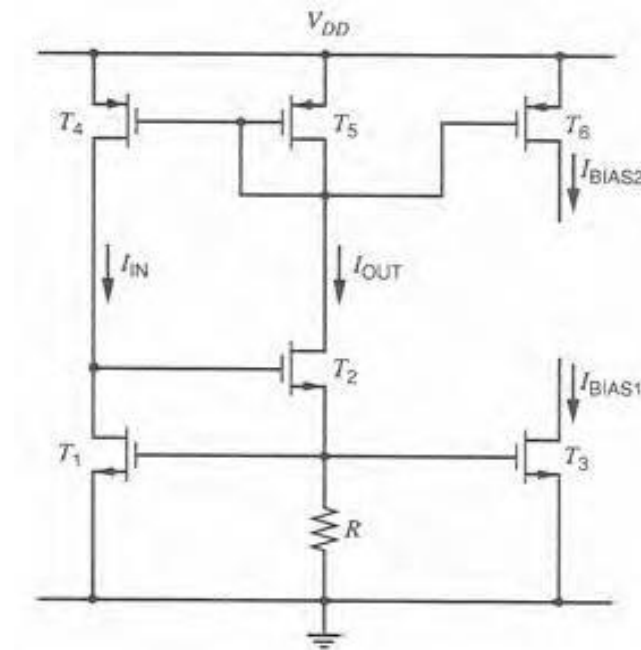
Usando un dispositivo con ancho W suficiente podemos hacer $V_{OV} \ll V_t$ y llegar a:

$$I_{OUT} \cong \frac{V_t}{R_2}$$



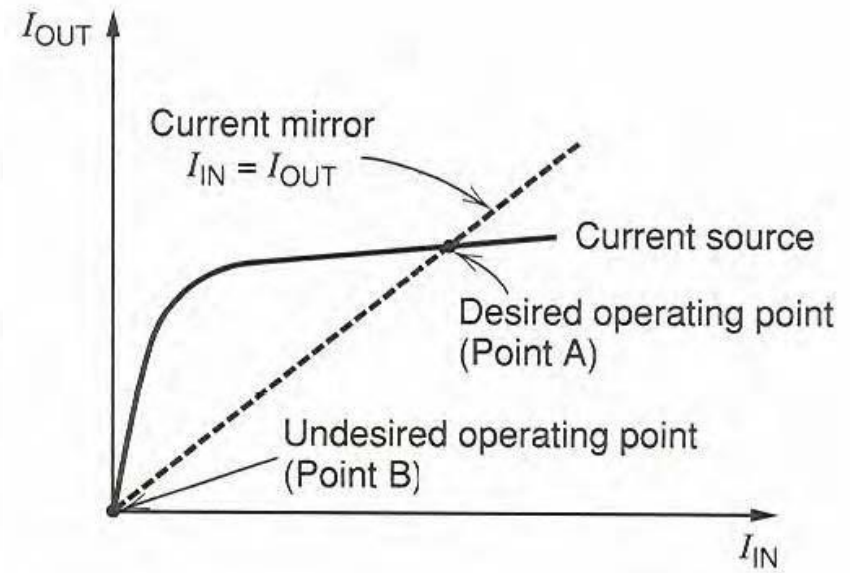
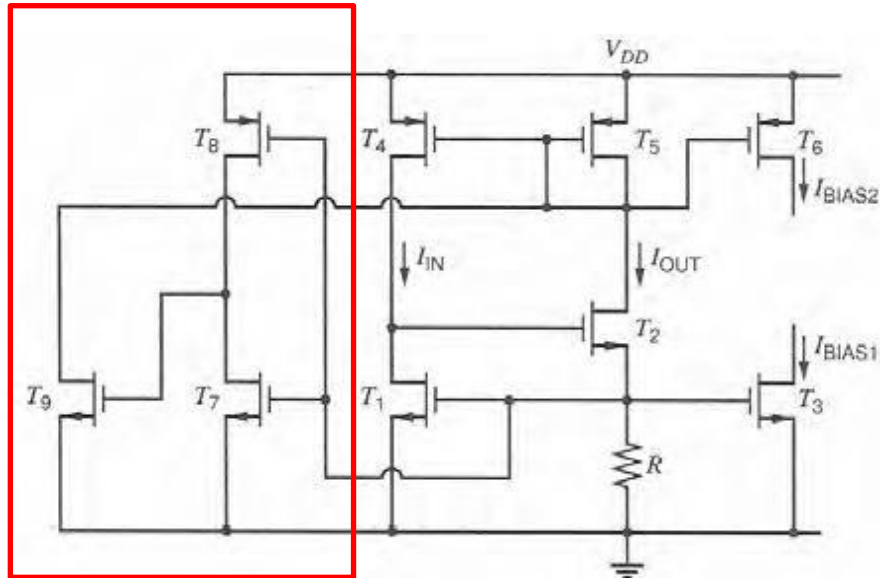
Fuente de corriente independiente de V_{DD}

- Los circuitos de polarización vistos son altamente dependientes de la alimentación porque I_{IN} es directamente proporcional a V_{DD}
- Nueva Idea: Reinyectar la corriente espejo de salida en la entrada en lugar de usar una corriente de entrada dependiente de V_{DD}



Circuito de Start-up

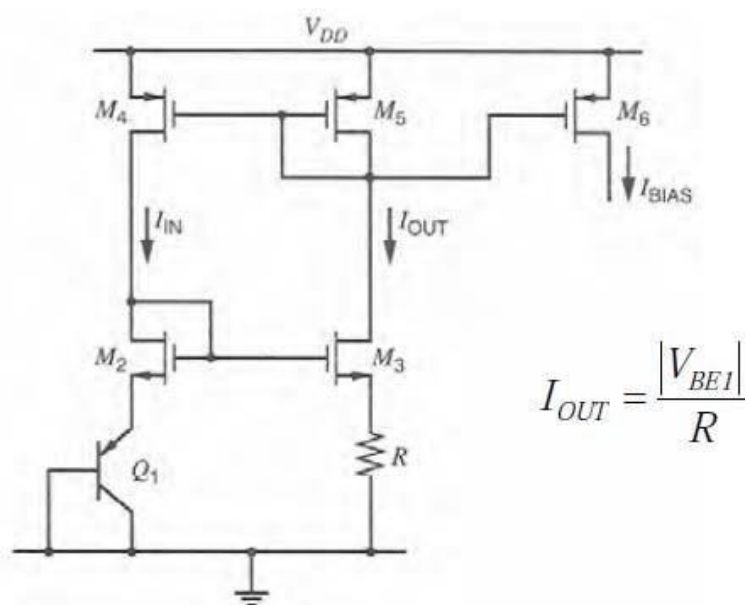
Start-up



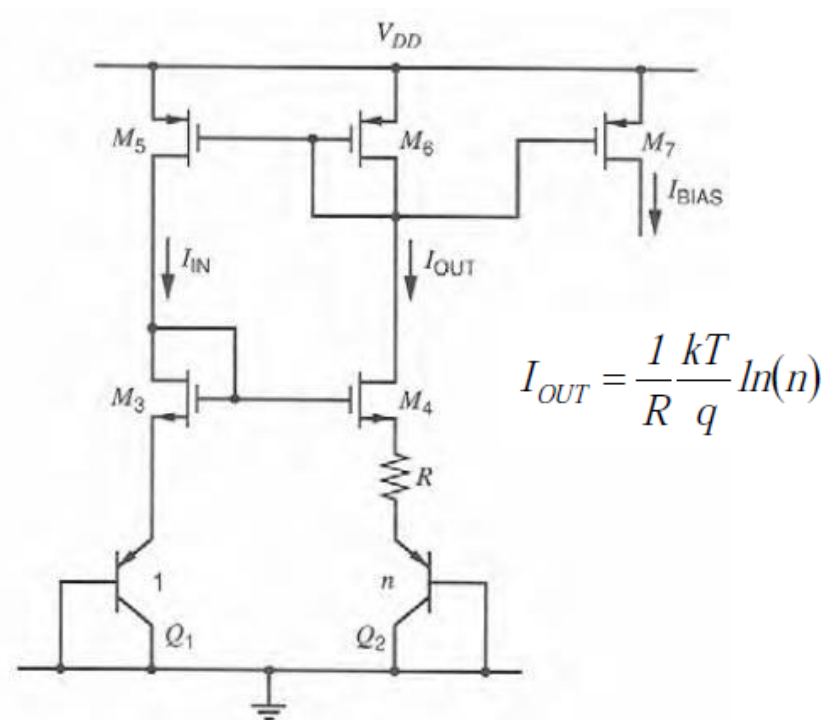
Existe un punto de operación con todas las corrientes igual a 0

Para resolver este problema usamos un circuito de start-up

Generación de corriente PTAT



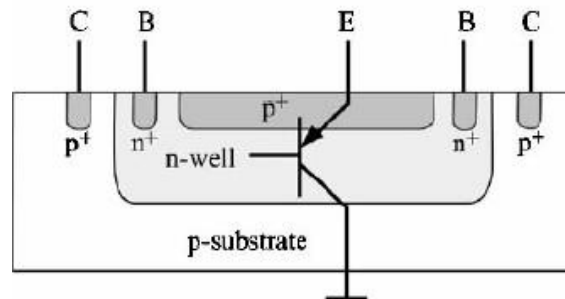
- ✓ Solo tenemos una variable (R) para fijar I_{OUT}



- ✓ Tenemos dos variables (R, n) para fijar I_{OUT}

Bandgap CMOS con TBJs PNP en substrato

- En tecnología CMOS donde no tenemos transistores bipolares se usan los transistores bipolares parásitos.
- También se han utilizado referencias PTAT como diferencia de tensiones source-gate de dos MOS polarizados con corrientes en la zona de inversión débil.



Transistor PNP “parásito” disponible en el substrato de cualquier tecnología CMOS

Bandgap CMOS con TBJs PNP en substrato

Funcionamiento:

El espejo Cascode (M5-M6-M7-M8) hace que las corrientes en Q1, Q2 y Q3 sean iguales.

$$V_{BE1} = I_2 R + V_{BE2}$$

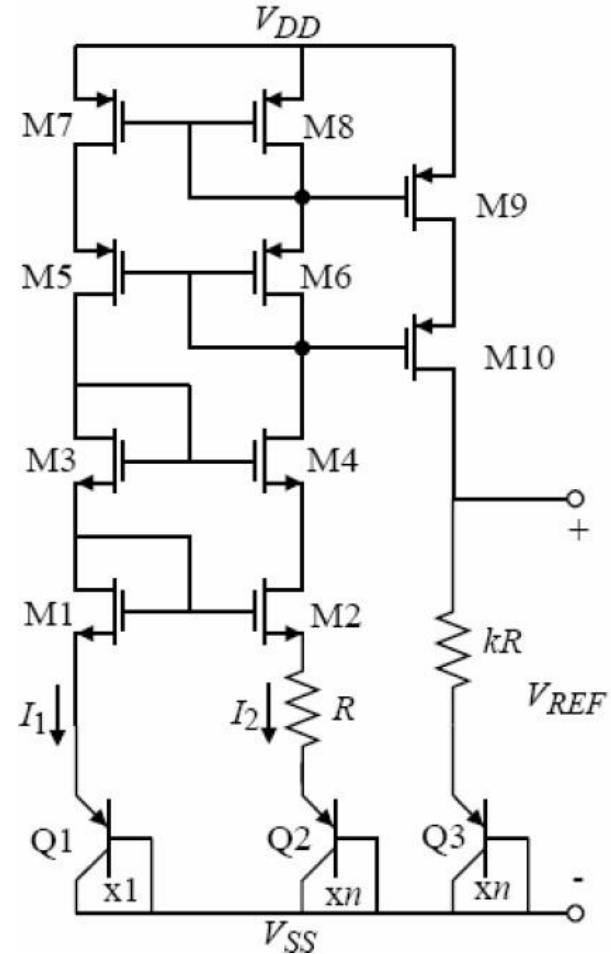
$$V_{REF} = V_{BE3} + I_2(kR) = V_{BE3} + kV_t \cdot \ln(n)$$

$$I_2 = \frac{V_t}{R} \ln(n)$$

Usamos k y n para diseñar el valor de $M = k \ln(n)$
(n es entero >1)

Desventaja:

La principal limitación del cascode es que incrementa la mínima tensión de alimentación requerida para que todos los transistores funcionen en la región activa



Ejemplo de Diseño

Especificaciones:

Alimentación 5V

Proceso CMOS 0.5 μ m

TC < 60 ppm/ $^{\circ}$ C

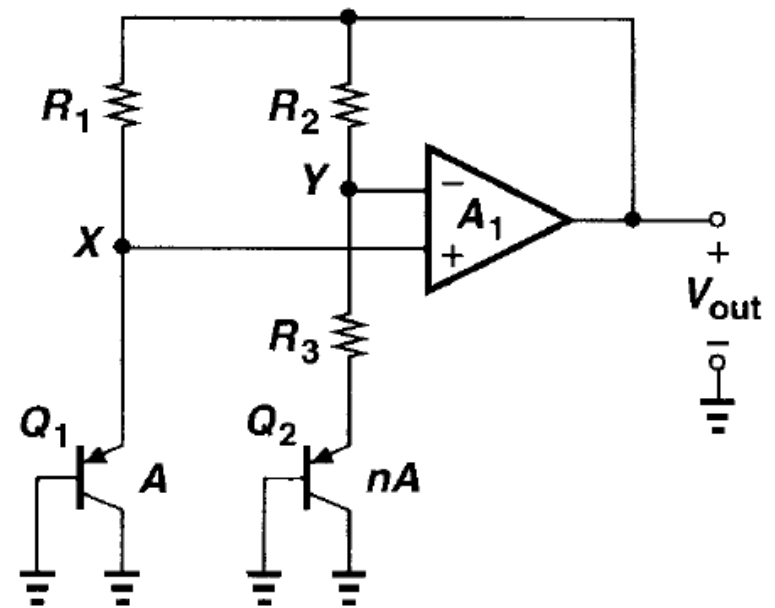
$$V_X = V_Y, R_1 = R_2, A_{EQ2} = nA_{EQ1}$$

$$\Rightarrow \frac{J_{C2}}{J_{C1}} = \frac{1}{n}; V_{out} = V_{EB2} + V_{R2} + V_{R3};$$

$$V_{R3} = V_{EB1} - V_{EB2} = \Delta V_{EB} = V_T \ln(n)$$

$$V_{R2} = R_2 I_{R2} = R_2 \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{R_2}{R_3} V_T \ln(n)$$

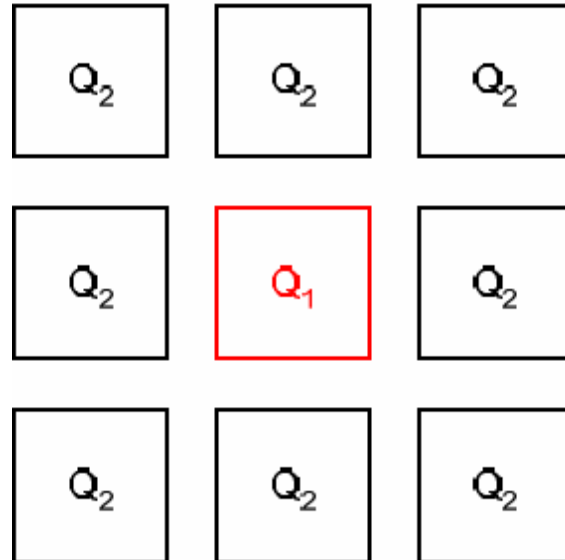
$$\Rightarrow V_{out} = V_{EB2} + \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) V_T \ln(n)$$



Elección de n

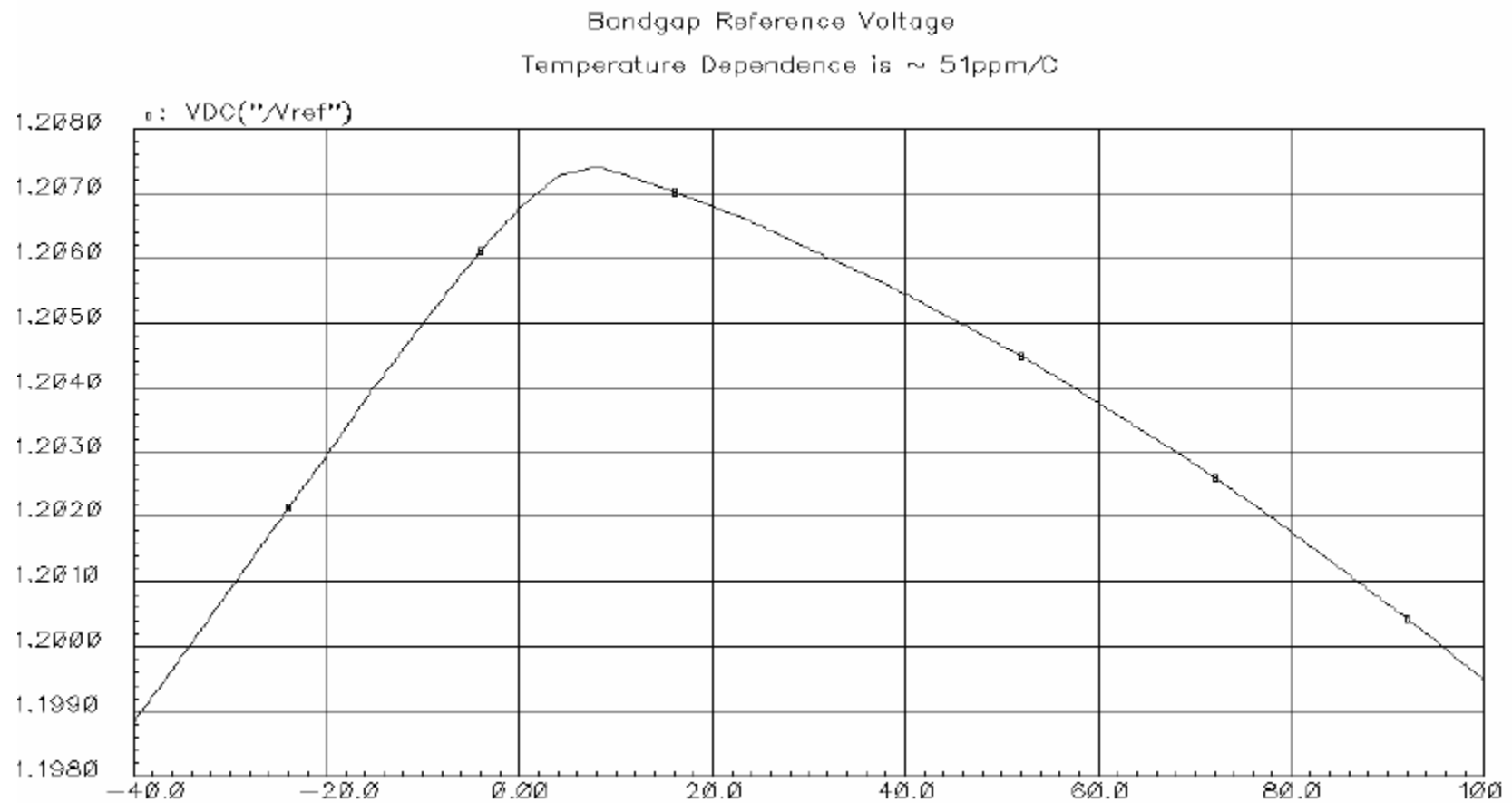
En general se elije: $n = \text{entero}^2 - 1$ ej: $n=8$

Layout:



✓ La disposición es robusta frente a los gradientes de temperatura

Resultado Simulación

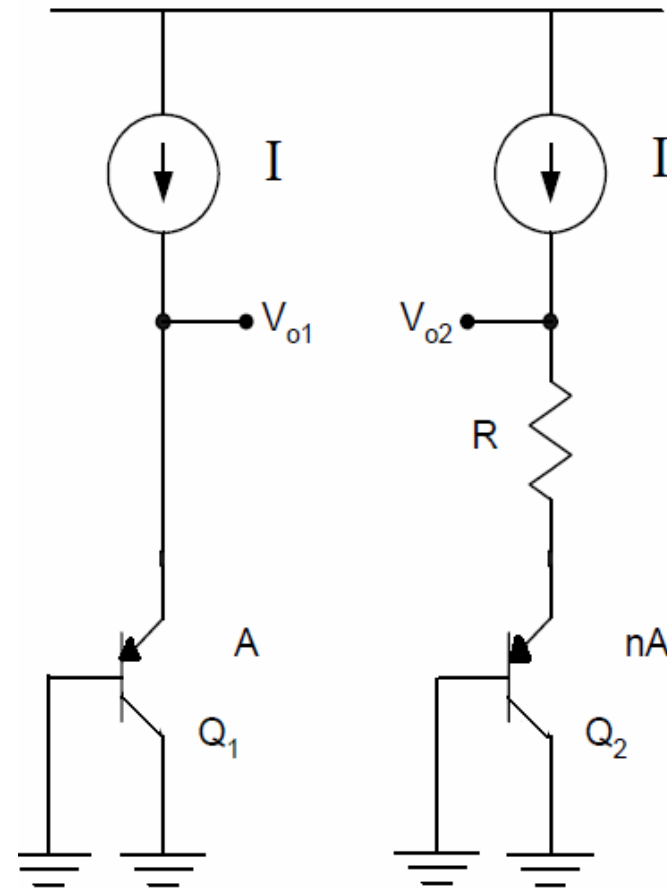


Resumen

Como diseñar una Bandgap

1. Generar dos corrientes para polarizar los transistores.
2. Agregar un mecanismo que haga $V_{o1} = V_{o2}$
3. Agregar un factor de escala que produzca una salida con $TC=0$
4. Circuito de start-up

Listo!!!



Referencias

- R. J. Widlar, "New developments in IC voltage regulators," IEEE J. Solid-State Circuits, pp. 2-7, Feb.1971.
- P. Brokaw, "A simple three-terminal IC bandgap reference," IEEE J. Solid-State Circuits, pp. 388-393,Dec. 1974.
- Design of Analog Integrated Circuits, Behzad Razavi.
- Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, P.R.Gray, P. Hurst