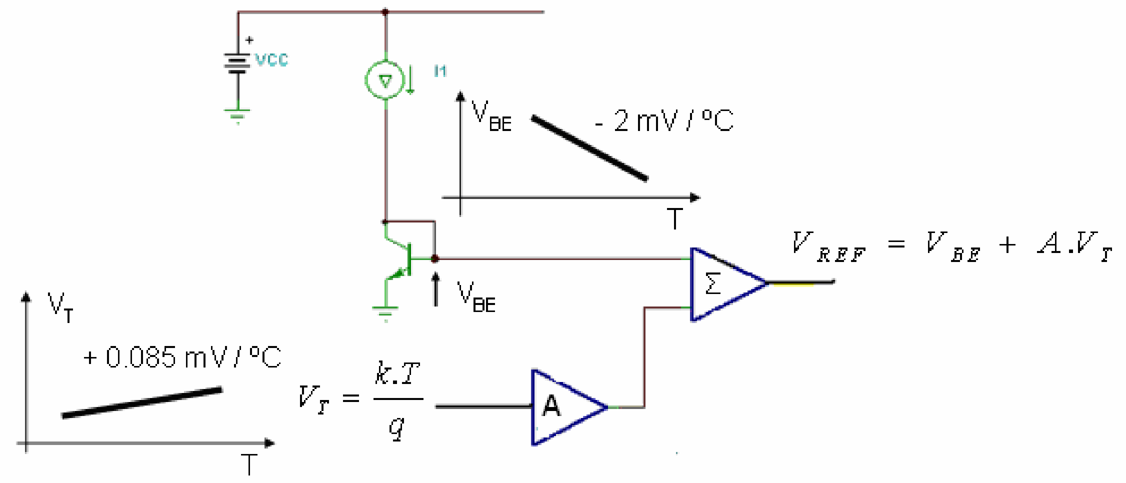
FUENTE DE REFERENCIA BAND-GAP

Es una fuente de referencia de voltaje utilizada en la mayoría de los reguladores de 3 terminales debido a que posee una alta estabilidad térmica, es independiente de la alimentación y posee bajo ruido respecto del diodo ZENNER debido a que no se basa en el efecto avalancha.

El voltaje de referencia que genera se basa en la diferencia de energía entre la banda de conducción y la banda de valencia. El principio de funcionamiento de esta fuente de referencia de voltaje se basa en el balance del coeficiente negativo de temperatura de una juntura PN, con el coeficiente positivo de temperatura del voltaje térmico.

ESQUEMA DE LA FUENTE BAND GAP



Recordando que $V_{BE} = V_T \cdot \ln \dfrac{I_1}{I_S}$ (1) y $V_T = \dfrac{K.T}{q}$ (2), siendo:

Constante de BOLTZMAN $K = 1{,}38.10^{-23} \dfrac{J}{{}^{o}K}$

Carga del electrón $q = 1{,}602.10^{-19}\, Coulomb$

Temperatura en grados KELVIN T

Para una temperatura de $t = 25^{o}C \Rightarrow T = 298^{o}K$

$$\therefore V_T = 25{,}8\, mV$$

Vamos a escribir V_{BE} en forma explícita en donde quede expresada su dependencia de la temperatura. Para ello también expresamos la corriente I_S en forma explícita.

$$I_S = \frac{q.A.n_i^2.\overline{D}_n}{Q_B} \quad (4)$$

A Área de la juntura base emisor

$\overline{D}_n$ Constante de difusión

Q_B Dopado total de la base por unidad de área

Agrupando los valores constantes con la temperatura nos queda la constante $B = \dfrac{q.A}{Q_B}$ (5) y ahora podemos expresar la ecuación (4) como $I_S = B.n_i^2.\overline{D}_n$ (6)

De la relación de EISTEIN que expresa la movilidad de los electrones en la región de base tenemos que:

$$\overline{\mu}_n = \left(\frac{q}{K.T}\right).\overline{D}_n \Rightarrow \quad \overline{D}_n = \left(\frac{K.T}{q}\right).\overline{\mu}_n \quad (7)$$

Reemplazando la ecuación (7) en la expresión (6) nos queda $I_S = B.n_i^2.\left(\dfrac{K.T}{q}\right).\overline{\mu}_n$ y agrupando nuevamente los valores constantes con la temperatura nos queda la constante $B' = B.\left(\dfrac{K}{q}\right) \Rightarrow I_S = B'.n_i^2.\overline{\mu}_n.T$ (8) y dado que $\begin{cases} n_i^2 = D.T^3.e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \\ \overline{\mu}_n = C.T^{-n} \end{cases}$ (9) donde C y D son constantes independientes de la temperatura cuyos valores no son importantes para este análisis, V_{GO} es el potencial de BAND GAP para el silicio extrapolado a cero grados KELVIN, y el exponente n es dependiente del nivel de dopado en base. Con lo cual reemplazando las ecuaciones (9) en (8) tenemos

$$I_S = B'.D.T^3.e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)}.C.T^{-n}.T = B'.C.D.T^{(4-n)}.e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)}$$

Definiendo las constantes $E' = B'.C.D$, $E = \dfrac{1}{E'}$ y $\gamma = (4-n)$ tenemos:

$$I_S = E'.T^{\gamma}.e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \quad (10)$$

Ahora reemplazamos la ecuación (10) en la ecuación (1) obtenemos la expresión de la tensión base emisor:

$$V_{BE} = V_T \,.\ln \frac{I_1}{E'.T^{\gamma}.e^{\left(-\frac{V_{GO}}{V_T}\right)}}$$

$$V_{BE} = V_T \,.\ln \left(I_1.E.T^{-\gamma}.e^{\left(\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \right) \quad (11)$$

Asumiendo que conocemos la variación de I_1 con la temperatura y esta responde a la expresión:

$$I_1 = G.T^{\alpha} \quad (12)$$

Incorporando (12) en (11)

$$V_{BE} = V_T \,.\ln \left(G.T^{\alpha}.E.T^{-\gamma}.e^{\left(\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \right)$$

$$V_{BE} = V_T \,.\ln \left[G.E.T^{(\alpha-\gamma)}.e^{\left(\frac{V_{GO}}{V_T}\right)} \right]$$

$$V_{BE} = V_T \,.\left[\ln(G.E) + (\alpha - \gamma).\ln(T) + \frac{V_{GO}}{V_T} \right]$$

$$V_{BE} = V_T \,.\ln(G.E) + V_T \,.(\alpha - \gamma).\ln(T) + V_{GO}$$

$$V_{BE} = V_{GO} - V_T \,.\left[(\gamma - \alpha).\ln(T) - \ln(G.E) \right] \quad (13)$$

Recordando la expresión de la tensión de referencia:

$$V_{REF} = V_{BE} + A.V_T$$

Reemplazando la ecuación (13) en la anterior:

$$V_{REF} = V_{GO} - V_T \,.\left[(\gamma - \alpha).\ln(T) - \ln(G.E) \right] + A.V_T$$

$$V_{REF} = V_{GO} - V_T \,.(\gamma - \alpha).\ln(T) + V_T \,.\ln(G.E) + A.V_T$$

$$V_{REF} = V_{GO} - V_T \,.(\gamma - \alpha).\ln(T) + V_T \,.\left[A + \ln(G.E) \right] \quad (14)$$

La expresión (14) nos da el potencial de referencia de salida (V_{REF}) en función de la temperatura, los parámetros del circuito G, α, A y los parámetros del dispositivo E, γ.

Debemos buscar los valores de G, α, A tal que se cumpla que:

$$\left.\frac{\partial V_{REF}}{\partial T}\right|_{T=T_0} = 0 \quad (15)$$

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = -\left\{\frac{\partial V_T}{\partial T}.(\gamma-\alpha).\ln(T) + V_T.(\gamma-\alpha).\frac{1}{T}\right\} + \frac{\partial V_T}{\partial T}.\left(A+\ln(G.E)\right)$$

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial V_T}{\partial T}.\left(A+\ln(G.E)\right) - \frac{\partial V_T}{\partial T}.(\gamma-\alpha).\ln(T) - \frac{V_T}{T}.(\gamma-\alpha) \quad (16).$$

Siendo $\left.\frac{\partial V_T}{\partial T}\right|_{T_0} = \frac{V_{T_0}}{T_0}$, y como $V_T = \frac{K.T}{q} \Rightarrow \frac{\partial V_T}{\partial T} = \frac{K}{q}$ y además $\frac{V_{T_0}}{T_0} = \frac{K.T_0}{q}.\frac{1}{T_0} = \frac{K}{q}$, reemplazando las expresiones anteriores en la ecuación (16) con la condición (15)

$$\cancel{\frac{V_{T_0}}{T_0}}\left(A+\ln(G.E)\right) - \cancel{\frac{V_{T_0}}{T_0}}(\gamma-\alpha).\ln(T_0) - \cancel{\frac{V_{T_0}}{T_0}}.(\gamma-\alpha) = 0$$

$$A+\ln(G.E) = (\gamma-\alpha).\ln(T_0) + (\gamma-\alpha)$$

$$A+\ln(G.E) = (\gamma-\alpha).\left[1+\ln(T_0)\right] \quad (17)$$

Reemplazando (17) en la ecuación (14) tenemos:

$$V_{REF} = V_{GO} - V_T.(\gamma-\alpha).\ln(T) + V_T.(\gamma-\alpha).\left[1+\ln(T_0)\right]$$

$$V_{REF} = V_{GO} + V_T.(\gamma-\alpha).\left\{\left[1+\ln(T_0)\right] - \ln(T)\right\}$$

$$V_{REF} = V_{GO} + V_T.(\gamma-\alpha).\left[1+\ln\left(\frac{T_0}{T}\right)\right] \quad (18)$$

La ecuación (18) da el voltaje de salida en función de la temperatura considerando la compensación térmica $\left.\frac{\partial V_{REF}}{\partial T}\right|_{T=T_0} = 0$

Ejemplo

$\gamma = 3,2$

$\alpha = 1$

$T_0 = 25\,^{o}C$

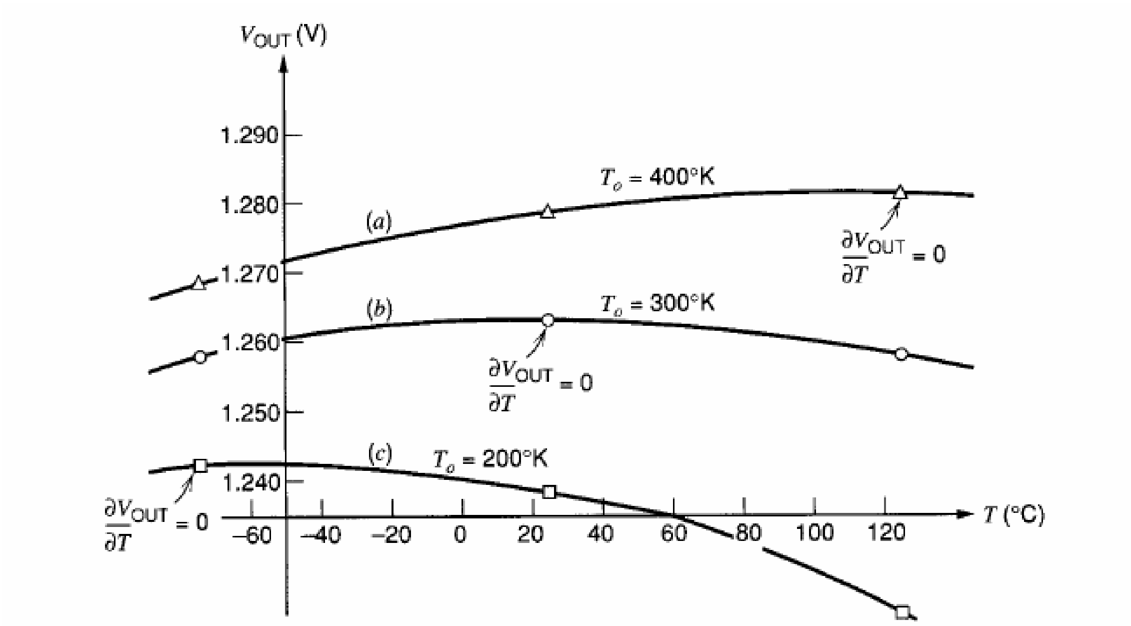
$$V_{REF} = V_{GO} + V_T.(\gamma-\alpha).\left[1+\ln\left(\frac{T_0}{T}\right)\right]$$

$$V_{REF}\big|_{T_0} = V_{GO} + V_T.(\gamma - \alpha).\left[1 + \ln\left(\frac{T_0}{T_0}\right)\right] = V_{GO} + V_T.(\gamma - \alpha)$$

Donde el potencial de BAND GAP para el silicio es de $V_{GO} = 1,205v$ y $V_T = 25,6mv$ por lo tanto el potencial de referencia nos queda:

$$V_{REF}\big|_{T_0} = 1,205v + 25,6mv.(3,1-1) = 1,261v$$

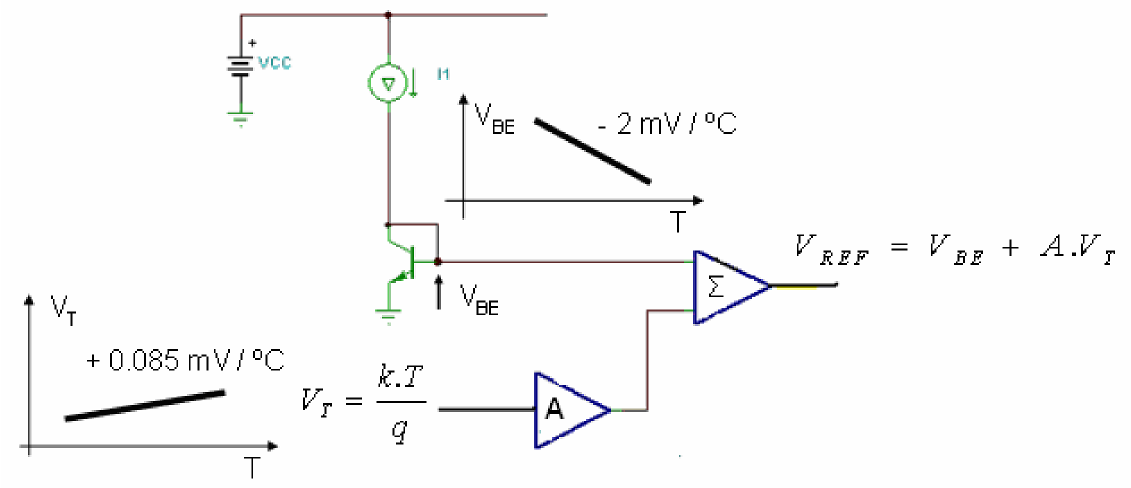
Graficando la ecuación (18) nos da la variación del potencial $V_{REF(T)}$ en función de la temperatura para distintos valores de T_0.



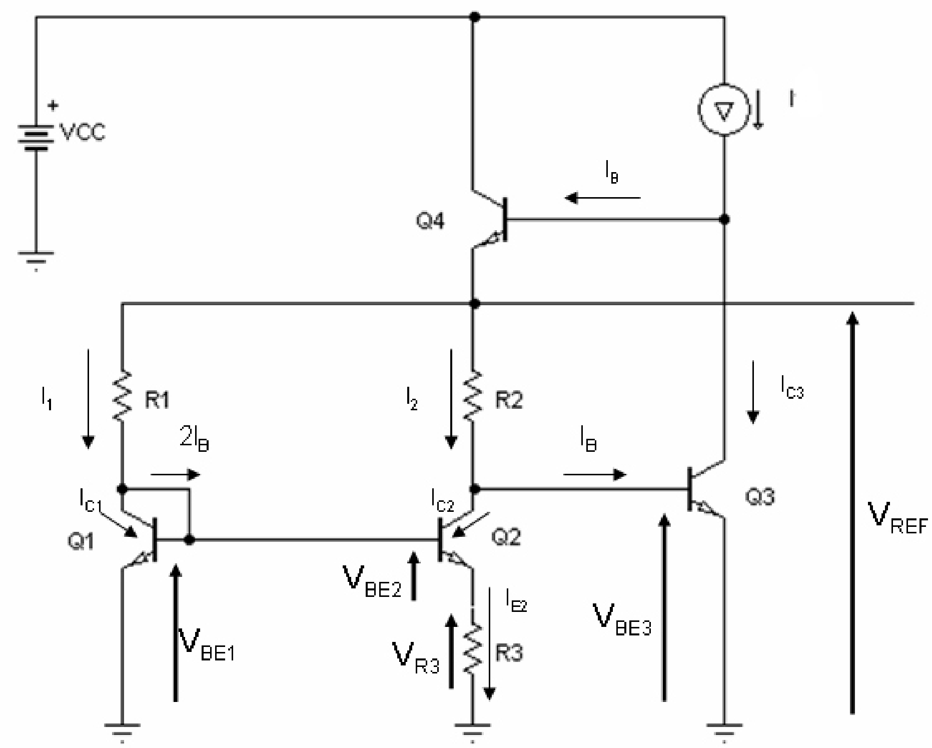
IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA

Basándonos en el esquema de la fuente BAND GAP se obtiene el circuito práctico que lo implementa.

ESQUEMA DE LA FUENTE BAND GAP



CIRCUITO PRÁCTICO



Para el circuito anterior la tensión de referencia puede expresarse como

$$V_{REF} = V_{BE3} + I_2 . R_2 \quad (1)$$

Una de las condiciones de diseño del circuito es que la corriente de colector del transistor 1 sea igual a la corriente de colector del transistor 3, es decir

$$(2)\ I_{c1} = I_{c3} \Rightarrow V_{BE\ 1} = V_{BE\ 3}$$

$$I_1 . R_1 = I_2 . R_2 \Rightarrow \frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Por otro lado el valor de la resistencia R1 puede obtenerse:

$$R_1 = \frac{V_{REF} - V_{BE\ 1}}{I_1} \quad (4)$$

Y siendo $I_1 = I_{C1} + 2 . I_B = I_{C1} .(1 + \frac{2}{h_{FE}})$

Por (2) podemos reemplazar a I_{c1} y obtenemos:

$$I_{c1} \therefore I_1 = I_{c3} .(1 + \frac{2}{h_{FE}}) \quad (5)$$

Como

$$I = I_{c3} + I_B \cong I_{c3} .(1 + \frac{1}{h_{FE}}) \Rightarrow I_{c3} = \frac{I}{(1 + \frac{1}{h_{FE}})} \quad (6)$$

Reemplazando la expresión (6) en (5) en la de I_1 tenemos

$$I_1 = \frac{I}{(1 + \frac{1}{h_{FE}})} .(1 + \frac{2}{h_{FE}}) = I . \frac{2 + h_{FE}}{1 + h_{FE}} \quad (7)$$

Y reemplazando en la expresión de R_1 (7) en (4), finalmente nos queda

$$R_1 = \frac{(V_{REF} - V_{BE\ 1})}{I} . \frac{(1 + h_{FE})}{(2 + h_{FE})} \quad (8)$$

Por otro lado tenemos que:

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{E2} . R_3$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE\ 1} - V_{BE\ 2} = I_{E2} . R_3 \quad (9)$$

Por otro lado tenemos que:

$$I_2 = I_B + I_{C2}$$

$$I_{E2} = I_{C2} + I_B \Rightarrow I_{C2} = I_{E2} - I_B$$

$$\therefore I_2 = I_B + \left(I_{E2} - I_B \right) = I_{E2} \Rightarrow$$

$$\Delta V_{BE} = I_2 . R_3$$

$$V_{BE1} = V_T \,.\ln \frac{I_1}{I_{S1}}$$

$$V_{BE2} = V_T \,.\ln \frac{I_2}{I_{S2}}$$

$$\therefore\ \Delta V_{BE} = V_T \,.\ln \frac{I_1 . I_{S2}}{I_2 . I_{S1}} \quad (10)$$

Reemplazando (10) en (9)

$$V_T \,.\ln \frac{I_1 . I_{S2}}{I_2 . I_{S1}} = I_2 . R_3 \Rightarrow I_2 = \frac{V_T}{R_3} .\ln \frac{I_1 . I_{S2}}{I_2 . I_{S1}} \quad (11)$$

Y reemplazando (3) en (11)

$$I_2 = \frac{V_T}{R_3} .\ln \frac{R_2 . I_{S2}}{R_1 . I_{S1}} \quad (12)$$

Y reemplazando (12) en (1)

$$V_{REF} = V_{BE3} + \frac{V_T}{R_3} . R_2 .\ln \frac{R_2 . I_{S2}}{R_1 . I_{S1}} .$$

$$V_{REF} = V_{BE3} + \left(\frac{R_2}{R_3} .\ln \frac{I_{S2} . R_2}{I_{S1} . R_1}\right). V_T$$

Haciendo

$$A = \frac{R_2}{R_3} .\ln \left(\frac{I_{S2} . R_2}{I_{S1} . R_1} \right)$$

Obtenemos:

$$V_{REF} = V_{BE} + A . V_T \quad (13)$$

Para obtener una tensión de referencia independiente de la temperatura derivamos la expresión (13) respecto de la temperatura e igualamos dicha derivada a cero.

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE3}}{\partial T} + A . \frac{\partial V_T}{\partial T} = 0$$

$$A = -\frac{\frac{\partial V_{BE}}{\partial T}}{\frac{\partial V_T}{\partial T}} = -\frac{-2 \frac{mV}{{}^\circ C}}{0.085 \frac{mV}{{}^\circ C}} = 23.5294$$

Se debe diseñar el circuito para obtener el valor de A deseado, y en ese caso la tensión de referencia es:

$$V_{REF} = 650\,mV + (23.5294) . 26\,mV$$

$$V_{REF} = 1.2617644 V$$

Para obtener dicho valor de A se debe realizar el diseño en función de los parámetros físicos del transistor.

Ejemplos:

a) De la expresión y admitiendo la igualdad de los transistores tenemos:

$$A = \frac{R_2}{R_3}.\ln\left(\frac{I_{S2} R_2}{I_{S1} R_1}\right) = \frac{R_2}{R_3}.\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) = 23.5294$$

Dada una relación $\frac{R_2}{R_1} = 10$ tenemos que:

$$\frac{R_2}{R_3}.\ln(10) = 23.5294 \Rightarrow \frac{R_2}{R_3} = \frac{23.5294}{\ln(10)} = \frac{23.5294}{2{,}302585} = 10{,}2186$$

$$\frac{R_2}{R_3} = 10{,}2186$$

De esta última expresión se determinan las condiciones de la relación de las resistencias.

b) En este caso primero determinamos la relación que cumplen las resistencias, por ejemplo $\frac{R_2}{R_3} = 5 \wedge \frac{R_2}{R_1} = 10$ y nos queda el parámetro de diseño el área de la unión base emisor, remplazando dichas relaciones en la expresión de A nos queda $A = \frac{R_2}{R_3}.\ln\left(\frac{I_{S2} R_2}{I_{S1} R_1}\right) = 5.\ln(10.\frac{I_{S2}}{I_{S1}}) = 23.5294$ de donde podemos despejar el valor de la relación $\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 11{,}059557$. Dado que la corriente I_S puede expresarse como $I_S = B.A_E.T^3.e^{-\frac{V_{GO}}{V_T}}$ en donde:

B	Constante	A_E	Área de la unión base emisor
T	Temperatura en grados KELVIN	V_{GO}	Voltaje de salto de banda,
V_T	Voltaje térmico		BAND-GAP

Reemplazando I_{S1} e I_{S2} en la relación anterior tenemos:

$$\frac{B.A_{E2}.T^3.e^{-\frac{V_{GO}}{V_T}}}{B.A_{E1}.T^3.e^{-\frac{V_{GO}}{V_T}}} = 11{,}059557 \Rightarrow \frac{A_{E2}}{A_{E1}} = 11{,}059557$$

De esta última expresión se determina la condición de diseño de los transistores, la relación de las áreas de la unión base emisor.